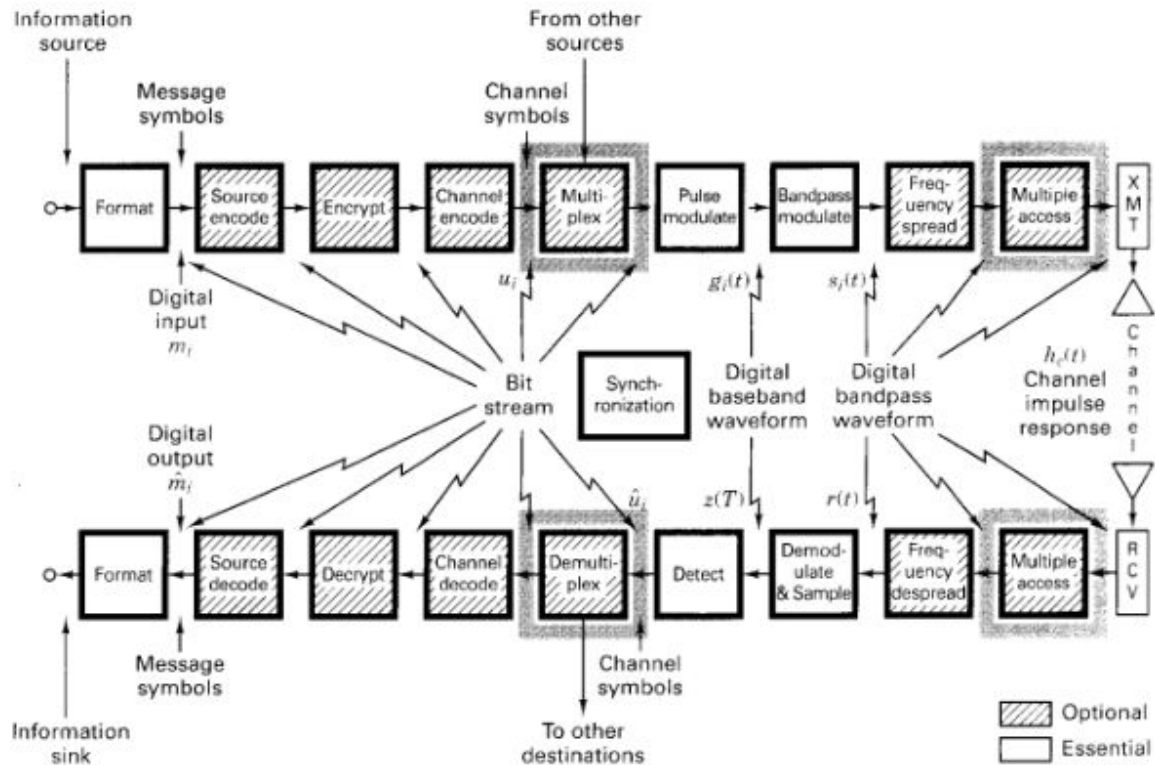


# Métodos de acceso

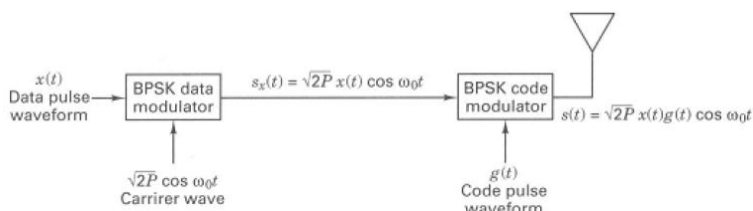
## Capítulo 4



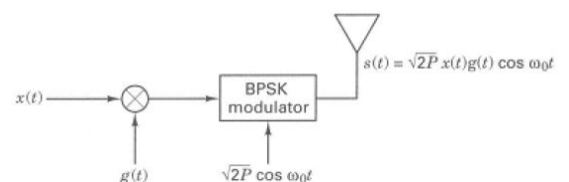
Sistema de ensanchado de secuencia directa:

En esta técnica hay dos maneras de visualizar el proceso de modulación. En una de ellas la señal de información alimenta un modulador digital PSK y luego sufre un proceso de heterodinaje con una señal bipolar rectangular representativa del código PN. La otra forma consiste básicamente en pensar que la secuencia de datos de información junto con el código PN en su forma lógica, es decir binaria, se aplican a una compuerta lógica del tipo XOR para obtener una nueva secuencia de datos resultante. Para luego dicha secuencia alimentar a un modulador digital PSK. Ambas formas son válidas cuando se trabaja con Direct Sequence - SS.

### Primer caso



### Segundo caso



A partir de este concepto, puede entregarse mayor rigurosidad matemática al plantear el tema. El primer paso, consiste en recordar la expresión analítica de las waveform que se hacen presentes a la salida del modulador digital PSK.

$$S(t) = \sqrt{2P}x(t)\cos(\omega_0 t) \quad \text{Con } x(t) = \pm 1$$

El proceso de heterodinaje (multiplicación) con la waveform asociada al código PN genera el ensanchamiento. La waveform resultante tiene la siguiente expresión:

$$S(t) = \sqrt{2P}x(t)g(t)\cos(\omega_0 t)$$

Donde lo importante de analizar será la fase de la portadora. ¿Por qué? Porque producto del proceso de spreading se agrega un término que varía en función del tiempo. Es decir, la fase de la waveform en un principio puede variar entre 0 ó  $\pi$  dependiendo del mensaje digital presente en la entrada del modulador digital. Pero el proceso de spreading agrega un término adicional en la fase que también puede variar entre 0 ó  $\pi$ , dependiendo si el chip está representado como un pulso positivo producto de uno binario o pulso negativo producto de un cero binario. Resulta que los chips, al tener una duración menor en tiempo que las waveform, aportan cambios en la fase de esta, mucho más rápido que los cambios propios de fase generados producto de la modulación digital.

$$S(t) = \sqrt{2P}\cos(\omega_0 t + \theta x(t) + \theta g(t))$$

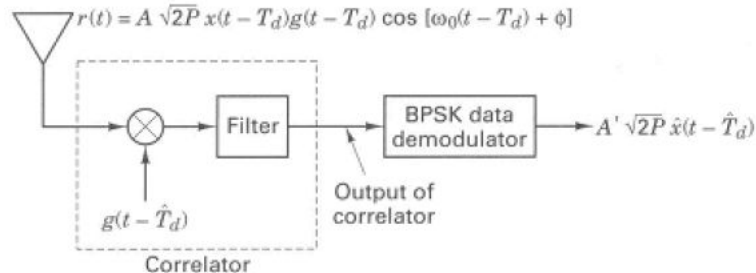
Desde el punto de vista del receptor, la demodulación de la señal DS/BPSK es llevada a cabo por varios procesos donde el primero consiste en la multiplicación de la forma de onda recibida con una réplica sincronizada de la señal de expansión para comprimir espectralmente la forma de onda, volverla a su forma original y posteriormente aplicar un proceso de filtrado, para minimizar los efectos de las señales que se mantienen en spreading. Posteriormente, se procede a aplicar la señal a un demodulador convencional PSK, que trabajara con filtros acoplados cuyas funciones de referencia serán las funciones bases sinusoidales en fase y cuadratura tanto para una detección coherente como detección no coherente (diferencial). Estos filtros acoplados realizarán un proceso de correlación de la señal recibida (luego del despreading y filtrado) con las señales de referencia. Esta etapa arrojará valores óptimos para el bloque de toma de decisiones siempre y cuando el proceso de despreading sea realizado con una réplica sincronizada del código PN generado en el propio receptor, pero no sincronizada al transmisor, sino sincronizada a la recepción, es decir, considerando y estimando lo mejor que se pueda el retardo de propagación del canal. Entonces el código PN en el receptor será  $g(t-T_d)$ .

Si consideramos la ausencia de ruido e interferencia, la señal de salida del proceso de despreading puede ser escrita como:

$$A\sqrt{2P}x(t-T_d).g(t-T_d).g(t-\hat{T}_d)\cos[\omega_0(t-T_d)+\phi]$$

Donde A implicaría una atenuación de la forma de onda recibida respecto a la transmitida,  $\Phi$  es la fase aleatoria en el rango de 0 a  $2\pi$  producto de los filtros tanto en transmisor, como receptor, velocidad de propagación de la onda, distancia entre equipos y demás. Si se desea una detección coherente se debe conocer dicha referencia de fase para poder detectar la información que proviene en la fase y si resulta imposible conocer dicho valor,

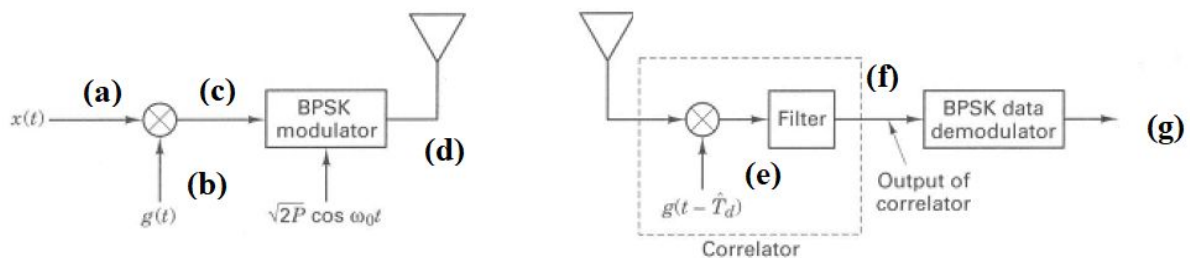
deberá aplicarse detección no coherente diferencial, utilizando primero codificación diferencial en el transmisor. De más está aclarar que  $T_d$  hace referencia al retardo de propagación y  $\hat{T}_d$  es la estimación del retardo de propagación. ¿Qué se busca? Que ambos valores sean iguales, indicando perfecto sincronismo. Si esto así sucede, el proceso de despreading funciona y entrega una waveform convencional PSK.



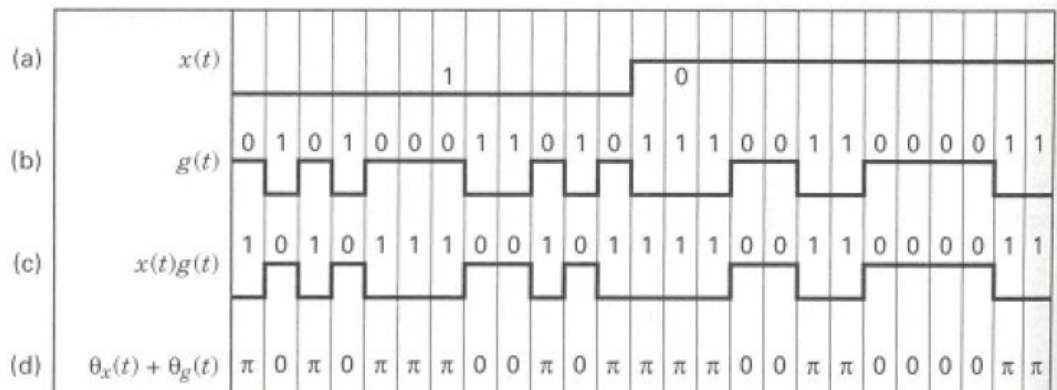
Al ser ambos valores iguales  $T_d = \hat{T}_d$ , la multiplicación entre  $g(t - T_d)$  y  $g(t - \hat{T}_d)$  es la unidad. Es decir, se anula el efecto del spreading. ¿Cómo ocurre esto? Al considerar dos códigos pseudoaleatorios perfectamente sincronizados (código recibido y código generado localmente en el receptor) y realizar el proceso de heterodinaje se puede observar la siguiente señal resultante:

(Imagen Paint)

Teniendo presente cómo se implementa DS-SS, es que mediante el segundo caso antes presentado, se pueda realizar una simulación de cómo se van adaptando los datos en las distintas instancias que van atravesando desde el transmisor hasta el receptor.



En primer instancia, en "a" se tiene la secuencia binaria que se desea transmitir, junto con "b" que toma valores también binarios pero con respecto al Código PN con el que cuenta tanto el transmisor y receptor. Ambos y mediante una compuerta XOR tomarán nuevos valores binarios pero con una duración asociada al tiempo de chip que impone el código PN y el cual es de una duración menor que el tiempo de información original. Es luego de esta etapa que mediante el modulador BPSK, como se ve en imagen, se asignan 2 posibles fases, siendo  $\pi$  para el caso de ser "1" y sino se asignará "0".

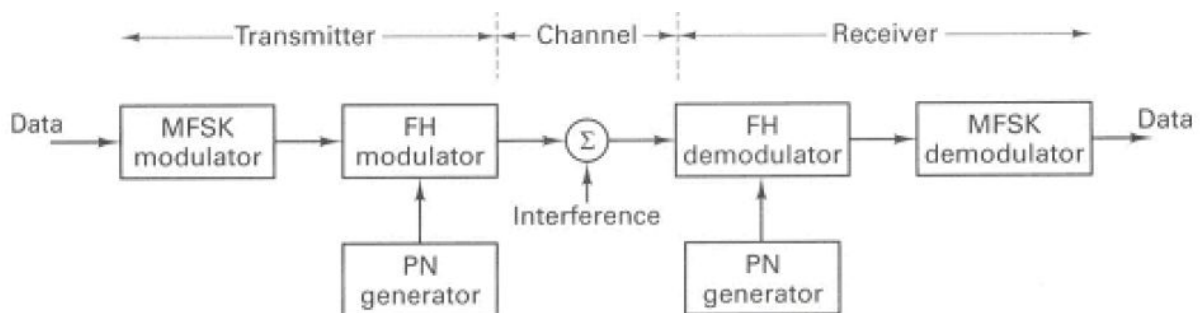


ligado a la cantidad de bits que se tomen del Código PN, la variación entre una portadora y la siguiente puede ser muy grande ya que la única limitación es que dichas frecuencias sean ortogonales para el tiempo en que se hacen presentes. Esto dificulta la consistencia de la fase entre los distintos saltos, siendo de esta manera que la demodulación que se implementa es del tipo no coherente. Para la asignación de las distintas frecuencias se debe tener en cuenta el ancho de banda total que se quiere abarcar ( $W_{ss}$ ) o que se dispone para utilizar y el salto o separación que se utilizará para la asignación de las distintas portadoras ( $\Delta f$ ). Es mediante un cociente entre ambos parámetros que se obtendrá las diferentes frecuencias asignables, la cantidad de chips o bits que se necesitan para estas designaciones, estando relacionada con la potencia de dos más cercana y superior a la cantidad de frecuencias.

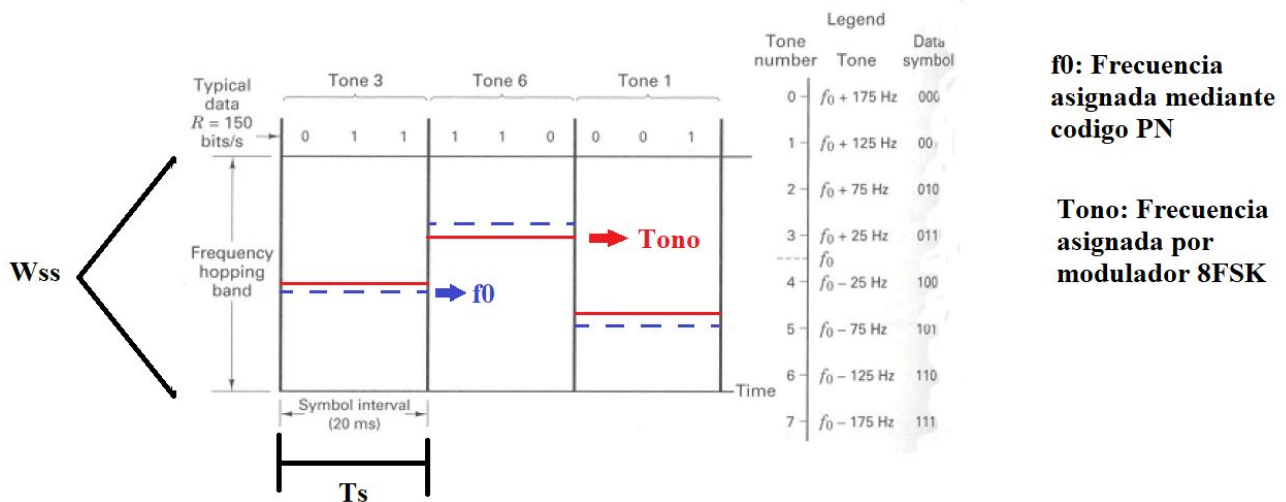
$$W_{ss}/\Delta f = \text{Cant. de frecuencias asignables para dicho ancho de banda}$$

$$\text{Cant de chip necesarios} = \log_2(\text{Cant. de frecuencias asignables}) = \log_2(W_{ss}/\Delta f)$$

En la recepción se realiza el proceso inverso, en donde mediante el código PN se asignan las frecuencias esperadas y por lo que se requiere perfecto sincronismo para una correcta demodulación. En la etapa posterior es que se utiliza un banco de M detectores de energía no coherentes los cuales estarán asociados con el modulador MFSK implementado en el transmisor



Contemplando todos los parámetros que afectan o se identifican en FH-SS tenemos como principal la tasa de datos ( $R$ ), que según el modulador que se implemente definirá una nueva tasa como lo es la tasa de símbolos y que está asociada como  $R_s = R / \log_2(M)$ , en donde esta tasa definirá en primer medida la separación de frecuencia entre distintos tonos. Luego está la tasa de salto la cual puede ser menor (SFH), igual o mayor (FFH) a la tasa de símbolo y la cual definirá la portadora en la que se va a encontrar la información previamente modulada por el MFSK. Para una mejor interpretación se plantea un ejemplo, el cual cuenta con una tasa de datos  $R = 150$  bits/seg, que al pasar por un modulador 8FSK, obtiene una tasa de símbolo de  $R_s = R / \log_2(8) = 50$  simb/seg y por lo tanto una duración del símbolo de  $T_s = 1/R_s = 20$  mSeg. Con respecto a la tasa de salto o de asignación de portadora, que es la asociada al spreading, se considera que será igual a la tasa de símbolo por lo que por cada símbolo que se transmita, se asignará una única portadora para toda su duración temporal. Este dato es importante, ya que según qué parámetro tenga menor duración en tiempo, es que asigna el espaciamiento mínimo entre tonos ortogonales, siendo para este caso  $1/T_s = 50$  Hz.



*Esto muestra que se está generando un proceso dentro de un sistema de comunicación que no resulta ser independiente. ¿Por qué? Porque la selección de la tasa de salto  $R_H$  o tiempo de salto  $T_H$  modifica las frecuencias asignadas para las waveform del modulador MFSK inicial. Se toma como parámetro de frecuencia fundamental " $R_H$ ". Por lo tanto se modifica la separación mínima de los tonos en MFSK y cambia el ancho de banda siempre y cuando " $R_H$ " sea mayor o igual a " $R_s$ ".*

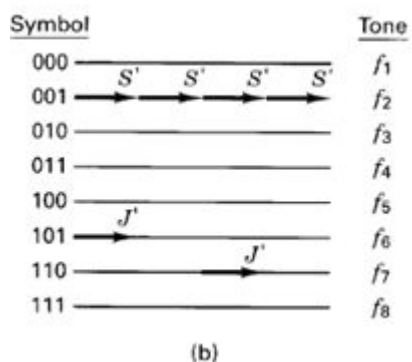
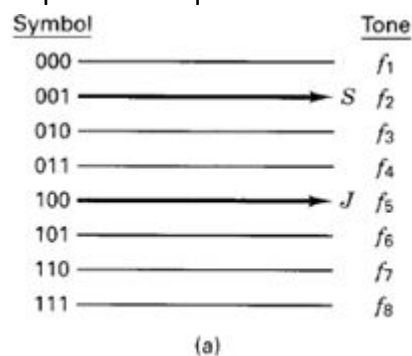
Siempre que se menciona frequency hopping, debe incorporarse mentalmente el concepto de ortogonalidad que como se sabe, gobierna las características de los moduladores digitales FSK. Si bien inicialmente todas las waveform tienen frecuencias asignadas múltiplos de la fundamental " $R_s$ " para que sean lo más distintas posibles (ortogonales) en la duración de un símbolo, al aplicar el proceso de spreading también se debe cumplir el criterio de ortogonalidad, ya que las waveform deben verse lo más distintas posibles en los diferentes tiempos de hop. El sintetizador de frecuencias es alimentado a partir de las conexiones de los registros de desplazamiento del código pseudo aleatorio de forma paralela. Lo que implica que se generarán valores diferentes cada " $T_{ch}$ ". Como siempre un tiempo de hop equivale a un tiempo de chip, ocurre que se generarán  $2^L - 1$  frecuencias diferentes en un intervalo de tiempo que corresponde a  $NT_{ch}$  que es la periodicidad del código.

¿No influye la longitud del código PN? Si influye, ya que determinará la cantidad de chips presentes en un periodo. Si el periodo es corto, los chips de código rápidamente se repetirán y las agrupaciones de estas unidades lógicas para determinar las frecuencias de hopping serán siempre las mismas. Para generar una selección aleatoria, el periodo de código PN debe ser mucho mayor a la cantidad de chips a agrupar. De esta forma, se obtendrán varios grupos de chips diferentes y se verán selecciones prácticamente aleatorias. Si esto se quiere hacer en fast frequency hopping, deberá aumentarse muchísimo la tasa de chip o lo que es lo mismo disminuir el tiempo de chip para que por lo menos dos selecciones de chips entren por símbolo. No es necesario que un periodo completo de código PN esté presente por símbolo, pero sí que exista una cantidad entera de saltos. Puede ser menos o más.

Hasta el momento se ha comentado las modificaciones en el parámetro de frecuencia que afecta la técnica FH-SS pero de momento se ha visto que si se considera los tiempos de

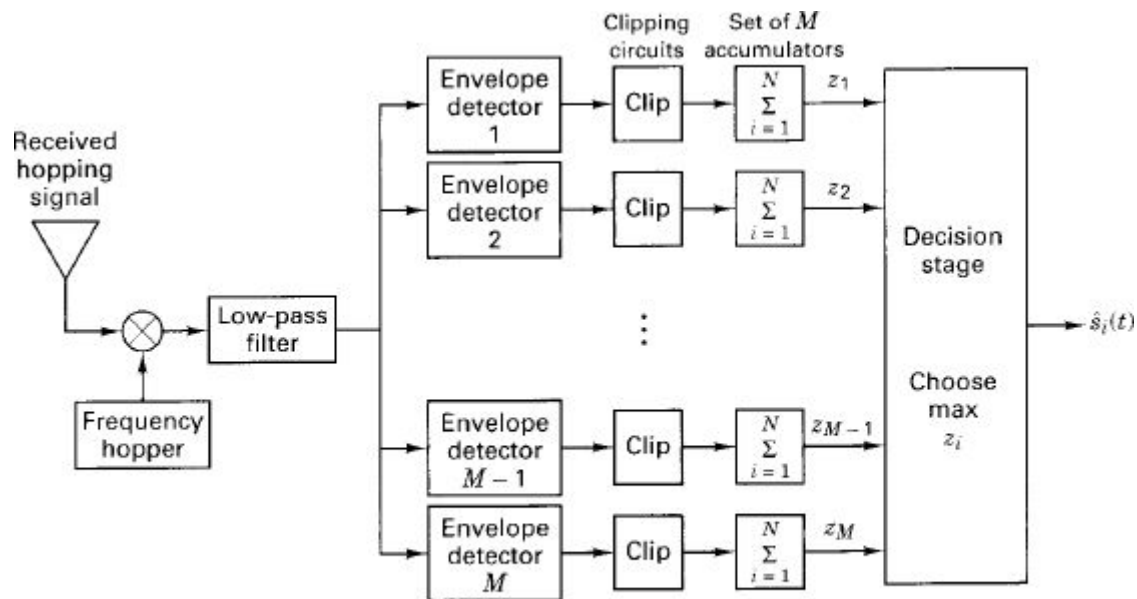


salto o de asignación de portadora igual a los de la duración del símbolo, lo único que se haría con el spreading es ubicar en distintas frecuencias la información, sin ningún otro beneficio contra las posibles interrupciones externas, factor fundamental que impulsa a las técnicas de Spread Spectrum. ¿Qué significa esto? Que al generar saltos en frecuencia por símbolo transmitido, si el jammer por esas casualidades logra adivinar la frecuencia de salto e incorporar energía en la zona espectral correspondiente al ancho de banda de la señal MFSK generaría directamente un error de símbolo. La señal tiene muy poca resistencia a la interferencia (mientras el jammer no incorpore energía alrededor de la frecuencia de salto no habrá errores de símbolo). Es por esta razón, que se varían los tiempos de chip con respecto a los tiempos de símbolo, de manera tal que se generen cambios en el tiempo de salto, dando pie a dos técnicas ya antes mencionadas como lo son SFH y FFH. En el caso de Fast Frequency Hopping, lo que se hace es asignar “n” frecuencias portadoras para la duración de un símbolo, fraccionando la utilización de estas frecuencias en tiempos iguales. Al utilizar esta técnica disminuye el tiempo en el cual se encuentra la información en una cierta frecuencia, esto es útil para dificultar la interrupción por jammers, otorgando a la transmisión lo que se denomina como “robustez”. Esta nueva implementación se asocia a enviar el mismo mensaje por distintas vías (frecuencias), de manera que si al menos la mitad llegan a destino de forma correcta, los datos pueden ser recuperados. En diferencia a las técnicas anteriores en donde el mensaje se transmite en una única frecuencia y dada la situación de verse perturbada, ya no habría manera de recuperarla. Como consecuencia, la robustez es un parámetro que solo va de la mano de FFH-SS.



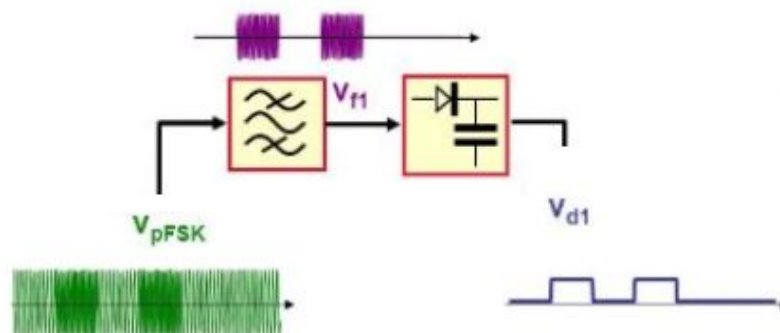
**Figure 12.29** Fast-hopping symbol repeat versus tone jamming. (a) One frequency hop. (b) Four frequency hops.

La imagen presentada anteriormente ilustra el concepto desarrollado. Sin embargo, para lograr entender cómo el demodulador se las apaña para detectar correctamente y no cometer errores, es necesario observar la construcción del receptor.



**Figure 12.16** FFH/MFSK demodulator.

En este esquema, luego de la antena receptora, el primer proceso que afronta la señal recibida es un demodulador frequency hopper, el cual realiza una tarea similar a un demodulador AM (Amplitud Modulada) solo que cambia su frecuencia portadora al ritmo de las frecuencias de salto seleccionadas por el transmisor. Esta operación en cada salto, traslada las componentes espectrales de información a la banda de frecuencias utilizadas originalmente por el modulador MFSK. Luego, un filtro pasa bajos, discrimina estas frecuencias frente al resto, permitiendo pasar solamente las componentes espectrales comprendidas en el ancho de banda MFSK. Dentro de él, en una etapa posterior se aplican varios filtros pasa bandas, más selectivos, centrados en la frecuencia de cada waveform entregada por el modulador y con un ancho de banda acorde al pulso formador de onda utilizado. Estos filtros tienen como propósito permitir la adquisición de cada símbolo esperado. Por último, le sigue un arreglo entre un diodo y un capacitor, con la finalidad de obtener la energía de la señal filtrada. A la combinación de estos tres últimos elementos se los denomina detectores de energía.



Sin embargo, las operaciones en el receptor no terminan allí, debido a la cantidad de veces que se repiten en las diferentes transmisiones de un símbolo específico. Entonces, lo que debe hacer el receptor, para aprovechar la característica de robustez, es almacenar y sumar



los diferentes resultados a la salida del detector de energía, ya que se trata de un mismo símbolo. Desde un punto de vista práctico, si una o muy pocas transmisiones son interceptadas y perjudicadas, no influyen drásticamente sobre los resultados del detector de energía.

### Ganancias en Spread Spectrum

¿Cómo se pueden parametrizar los beneficios de esta técnica de espectro ensanchado? Utilizando el concepto de Ganancia de procesamiento. Para el caso de Direct Sequence se hacía referencia al cociente entre los tiempos de símbolo y tiempo de chip. Ya que para todo símbolo era fácil de identificar mediante un osciloscopio cual es el ancho de banda de la señal expandida. La definición general comprendía el cociente entre anchos de banda, siendo el ancho de banda de espectro ensanchado y el ancho de banda de la modulación digital convencional de la información. El ancho de banda de espectro ensanchado es la inversa del tiempo de chip ( $R_c$ ) y el ancho de banda de la modulación digital PSK, depende del pulso formador de onda, el cual podía variar entre  $2R_s$ ,  $R_s$  ó  $R_s(1+r)$  dependiendo si se utilizaba un pulso rectangular, un pulso formador de onda de coseno alzado ó de nyquist ideal.

Para frequency hopping, el ancho de banda MFSK podía calcularse teniendo en cuenta la cantidad de waveform que entregaba el modulador digital y el ya mencionado pulso formador de onda. Dando lugar a una ecuación que variaba además si la detección resultaba ser coherente o no coherente. En el primer caso era:

$$\Delta W = (M - 1)\Delta f + 2 * (\Delta W_p)$$

con los siguientes parámetros:

$$\Delta W_p = R_s, R_s/2 \text{ ó } R_s/2(1 + r) \text{ dependiendo el pulso formador de onda}$$

$$\Delta f = k \cdot \frac{F_s}{2} \text{ Múltiplo de la mitad de la frecuencia fundamental}$$

En el caso de que la detección no sea coherente, la ecuación es similar, solo que la separación de frecuencias ( $\Delta f$ ) debe ser múltiplos de la frecuencia fundamental. En donde no se admite la mitad a falta de la referencia de fase en la detección.

$$\Delta W = (M - 1)\Delta f + 2 * (\Delta W_p)$$

$$\Delta W_p = R_s, R_s/2 \text{ ó } R_s/2(1 + r) \text{ dependiendo el pulso formador de onda}$$

$$\Delta f = k \cdot F_s \text{ Múltiplo de la frecuencia fundamental}$$

¿Cómo se calcula el ancho de banda de espectro ensanchado? ¿Está relacionado al igual que Direct Sequence con la tasa y tiempo de chip? No. Ya que el proceso de expansión más allá de ser alimentado por un código PN rápido, o con una tasa relativamente alta de chips por segundo, lo que importa es la separación de portadoras de hopping. Puede generarse saltos rápidos pero poco espaciados en frecuencia y el ancho de banda ocupado será menor. Además, al observar símbolo a símbolo el ancho de banda ocupado por la señal que en teoría es de espectro ensanchado, no lo es. Porque conserva las características propias del proceso de modulación MFSK de la información. El ancho de banda no aumenta, solo está ubicado en otra porción del espectro. Pero si se utiliza un osciloscopio, con capacidad de retención a lo largo del tiempo, se observará que luego de una sucesión muy grande de símbolos transmitidos, un gran ancho de banda es ocupado. Este ancho de banda está definido como:

$$\Delta W_{ss} = (F_{hop_{Mas\ alta}} + F_{wave_{mas\ alta}}) - (F_{hop_{Mas\ pequeña}} + F_{wave_{mas\ pequeña}}) + 2 * \Delta W_p$$

Al disponer de ambas variables, la única ecuación que verdaderamente permite calcular la ganancia de procesamiento en spread spectrum, independientemente del método aplicado, es la siguiente:

$$G_p = \frac{\Delta W_{ss}}{\Delta W}$$