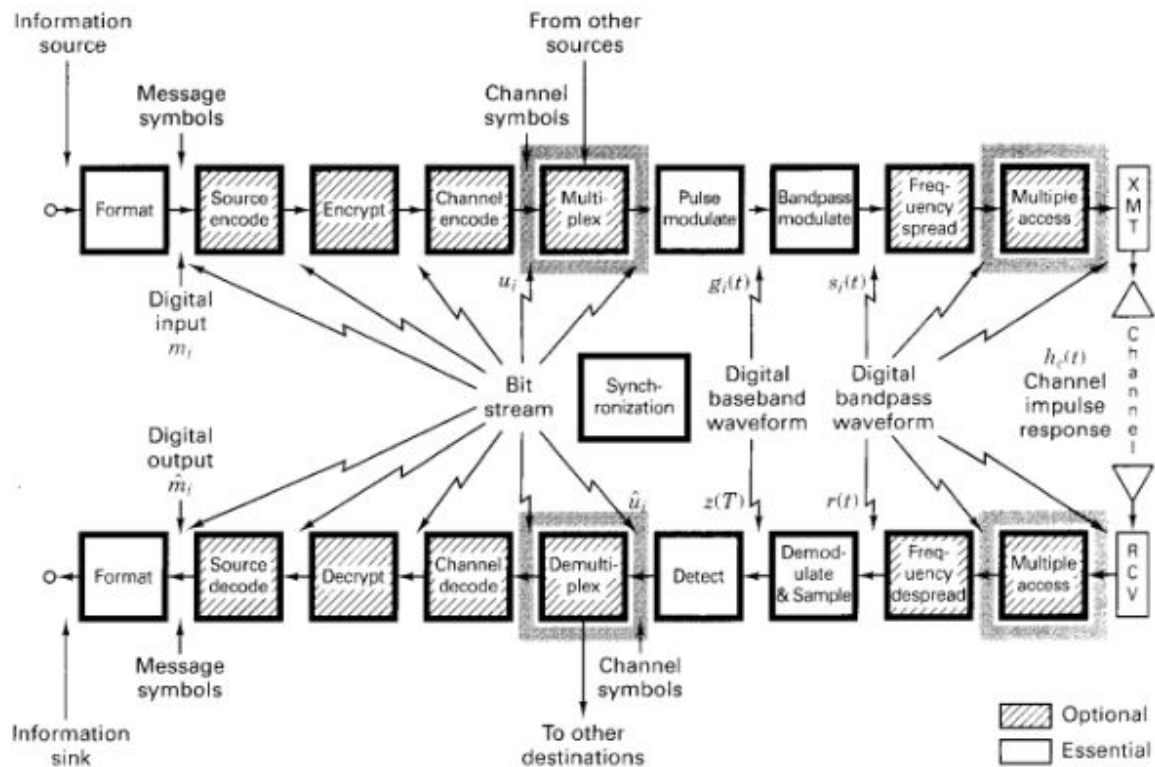


Métodos de Acceso

Capítulo 5: Sincronismo



Hasta el momento en el transcurso de la materia se ha ido comentando 2 técnicas principales para el uso de Spread Spectrum, como lo es DS y FH, también se han detallado diversas características con que cuentan los códigos PN siendo una de ellas la más importante para este capítulo la propiedad de corridas. Se ha comentado cómo se implementan ambas técnicas de ensanchamiento y como se dificulta que las señales sufran interferencias pero hasta ahora se ha planteado todo en la situación ideal de que el transmisor comienza a transmitir y el receptor automáticamente, o sin ningún inconveniente, puede recuperar la totalidad de la información.

En la realidad sucede que entre el momento que un transmisor manda una señal y hasta que esta llega a destino, sufre un retraso temporal, lo que hace que el receptor debe de adivinar en un principio en que parte del código PN es que el transmisor ha comenzado a enviar la información. Es por esta causa y en el desconocimiento a la hora de la recepción, que se plantean los sistemas de sincronismo para ambas técnicas de ensanchamiento, dividiendo al sincronismo en dos etapas que pueden ser consideradas como sincronismo grueso o primer etapa y se lo conoce por el nombre de “Adquisición” y la segunda etapa o de sincronismo fino conocida como “Tracking”. También se podrá ver los modos de adquisición para sincronismo en modo paralelo y modo serie, dando detalles de sus pro y contras.

Como se sabe, el receptor debe utilizar una réplica sincronizada del código para demodular exitosamente, siendo algunos de los aspectos que se deben tener presente es la distancia que hay entre transmisor y receptor, ya que será el factor asociado con el retardo de

propagación. Aunque ambos sistemas utilizan el mismo código PN, a niveles electrónicos cuentan con distintos clock, lo cual genera diferencias de fases en la recepción y las cuales irán variando a lo largo del tiempo culpa de la estabilidad ya que se utilizan 2 clock con construcciones diferentes. Esto no quiere decir que la frecuencia con la que se busque generar ambos clock no sea la misma. También se debe considerar la inestabilidad entre los osciladores situados en el transmisor y receptor, los cuales generarán offset de frecuencia entre las señales recibidas y las generadas localmente.

Todas estas causas, son las que llevan a justificar la etapa de sincronismo y que además su implementación se haga en 2 etapas. Centrándonos en la Adquisición, será la etapa que nos llevará del total desconocimiento de la señal que estamos recibiendo a finalmente encontrarnos en un desfase contenido en $\pm \frac{1}{2}T_{ch}$ como máximo con respecto al código PN generado localmente.

Búsqueda de sincronismo en paralelo

Para los casos de Secuencia Directa (DS-SS) se puede implementar un banco de correladores en paralelo trabajando de forma simultánea, en donde los cuales tendrán la tarea de realizar la correlación entre la señal de entrada (Waveform que solo contiene código PN) y el código PN generado localmente durante un periodo de λ chips, en donde para cada rama, se hará un desplazamiento en tiempos múltiplos de $\frac{1}{2}T_{ch}$ por lo que si se considera que el código en análisis se compone de N_c chips, la cantidad de ramas que compondrán al banco de correladores para cubrir la totalidad de casos es $2N_c$. Con respecto al tiempo de integración para los distintos correladores, estarán asociados con un factor λ , que son la cantidad de chips que se analizaran por correlación. El valor obtenido a la salida del correlador se comparara ante un umbral para decidir por la sincronización. Si el retardo es múltiplo de $\frac{1}{2}T_{ch}$ se obtendrá a la salida de una única rama un valor máximo, aunque muy pocas veces se cumple. Esto permite deducir que este factor λ puede tomar como valor máximo la cantidad de chips con la que cuenta la secuencia siendo el período del código PN, $2^L - 1$. Pero un factor λ grande trae como inconveniente que el tiempo para correlacionar será muy grande haciendo tediosa la tarea de sincronismo para códigos largos. Por lo que se podría pensar en disminuir el λ para obtener rápidamente un valor que nos acerque al sincronismo, pero, surge otro problema. Las distintas ramas comenzarán a entregar mayor cantidad de valores distintos y muy posiblemente cada vez más cercanos, lo que dificulta tomar la decisión por cual de las secuencias es la que realmente se encuentra sincronizada. ¿A qué se debe esto? Al tomar algunos chips dentro del código PN y no todo el código, resulta que influyen las propiedades de corridas. Al tener referencia de una poca cantidad de chips λ y estar presente corridas más grandes que este último valor, puede haber al menos dos ramas que entreguen valores superando el umbral. De esta manera es que existe una relación de compromiso para el valor de λ con respecto a la fiabilidad para su sincronismo y el tiempo que demora en obtenerla.

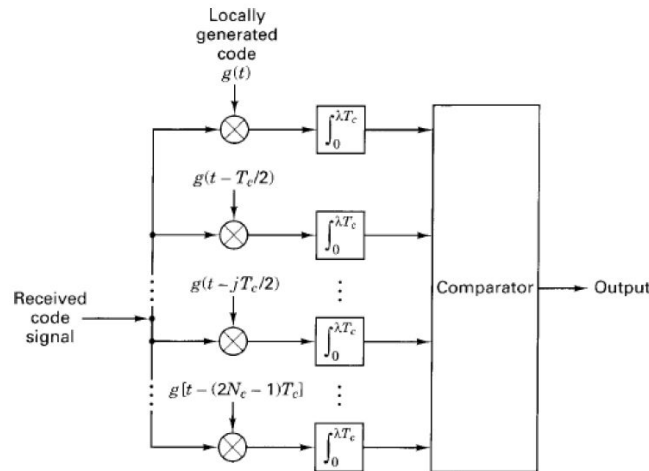


Figure 12.17 Direct-sequence parallel search acquisition.

Para el caso de frequency hopping, se asume que la secuencia de saltos con duración T_{hop} es una secuencia de sincronismo (sin modulación de datos). Básicamente, esto significaría que el transmisor MFSK está encendido y funcionando pero no es alimentado con ningún tipo de información binaria. Sin embargo, a la salida del modulador digital se hace presente una waveform que corresponde al mensaje digital "0" aunque el mismo no aporta información alguna. Dicha waveform sufre un proceso de heterodinaje con el modulador de hopping para proporcionar la secuencia pura de sincronismo.

¿Cómo logra el demodulador determinar si está sincronizado? Mediante una comprobación del orden de las frecuencias de salto de la lista. El demodulador, dentro de un período del código PN, buscará en diferentes intervalos de tiempo, la presencia de energía en cada una de las frecuencias que corresponden a la lista. Si detecta dicha energía, en los instantes correctos de tiempo, determinará que está sincronizado. Si no, lo cual implica un resultado neto de energía al final del código PN menor al umbral esperado, deberá modificar o alterar el orden de tiempos en los cuales hace la verificación. ¿Cómo es que el resultado de la energía al finalizar todos los hops de la lista es menor al esperado? Esta pregunta, surge en consecuencia de que el diagrama se basa en la utilización de filtros. Por lo tanto, en algún momento u otro detectaremos la presencia de energía, sin importar el orden. Sin embargo, debe existir algún mecanismo que permita registrar cuando ocurre dicha detección. Ya que no será lo mismo la detección en el instante correcto que con un desfase, de allí la sincronización. Es por estos motivos, que se incorpora los retardados múltiplos de T_{hops} , los cuales tienen como finalidad lograr que los valores de energía detectados de forma correcta en los tiempos individuales se hagan presentes a la salida justo al terminar el código PN. Si las detecciones no son en los momentos correctos en cada rama, los valores a la salida de los detectores de envolventes no estarán presentes al finalizar el periodo. De esta forma, se detecta que el orden o momentos en los que se producen los saltos no están sincronizados.

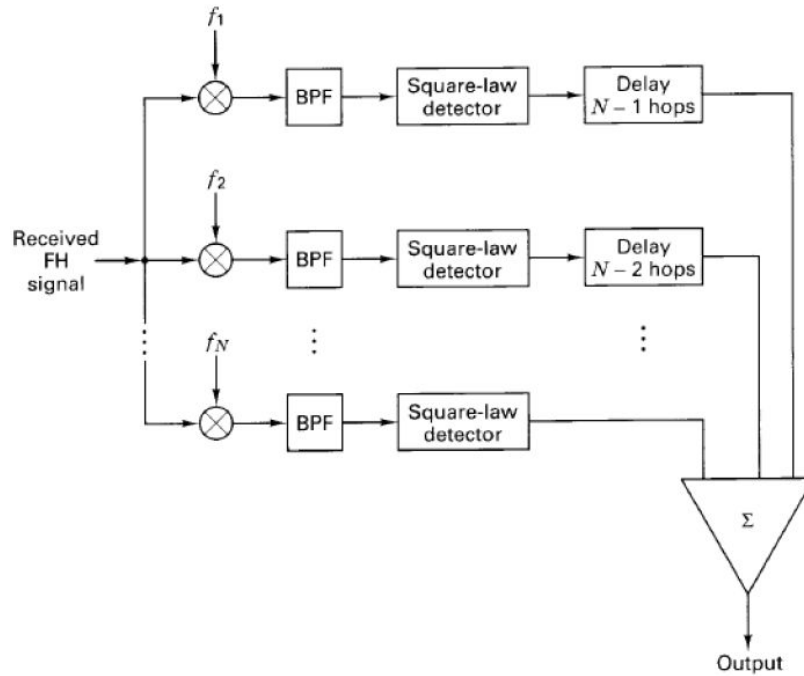


Figure 12.18 Frequency hopping acquisition scheme.

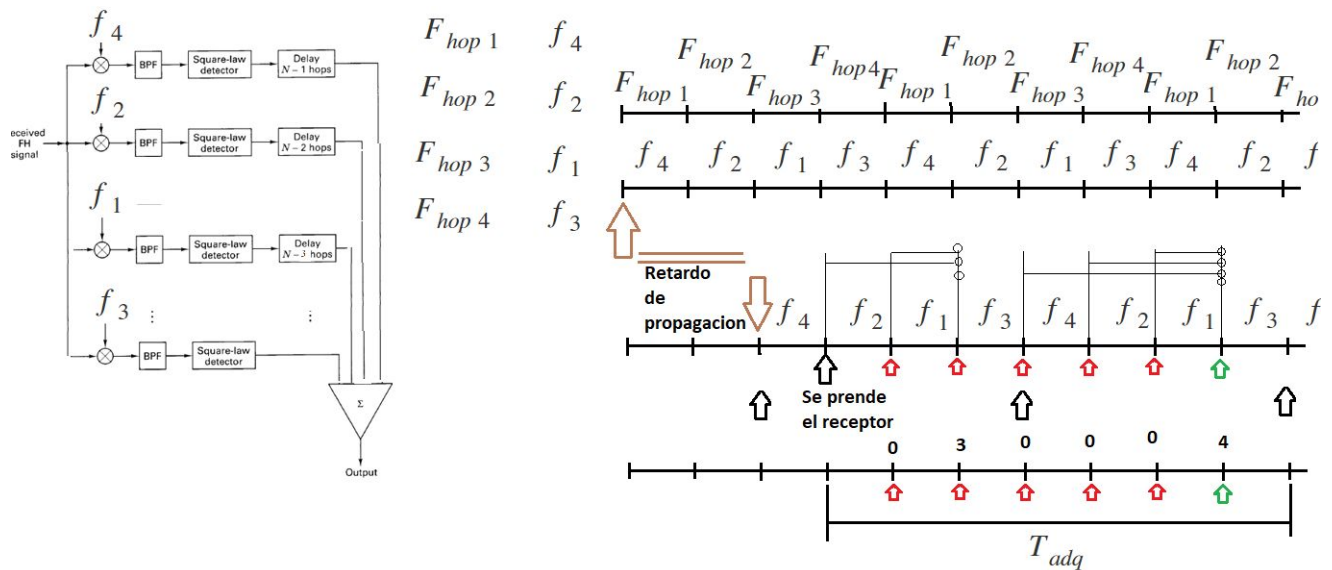
En definitiva, ¿cuánto tiempo llevaría al sistema la sincronización? En el caso de direct-sequence en paralelo, depende de la duración del tiempo de chip y la cantidad que se agrupen para realizar el proceso de correlación. Considerando el caso de sincronismo seguro pero con el mayor tiempo, la etapa de sincronización demanda una demora de $(2^L-1)T_c$. Si se selecciona un valor de λ menor, debe considerarse el tiempo medio de adquisición, ya que puede darse el caso de sincronismo al primer intento (λT_{ch}) ó luego de varios ($2\lambda T_{ch}$ ó $3\lambda T_{ch}$ ó $4\lambda T_{ch}$) dependiendo la suerte del receptor. De esta forma, si una salida es incorrecta, debe examinarse nuevamente una cantidad adicional de λ chips para determinar la salida correcta.

Entonces, como consecuencia de la presencia de una variable aleatoria, es necesario definir la probabilidad de detección P_d y expresar el valor medio en función de dicha variable.

$$\overline{T_{adq}} = \lambda T_c P_d + 2\lambda T_c P_d (1 - P_d) + 3\lambda T_c P_d (1 - P_d)^2 + \dots + N\lambda T_c P_d (1 - P_d)^{N-1} = \frac{\lambda T_c}{P_d}$$

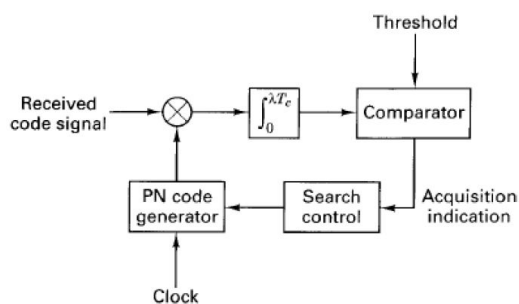
La ecuación anterior, refleja que el tiempo promedio de adquisición está compuesto por todos los casos posibles. En el mejor de ellos, tendremos un sincronismo al primer intento siendo este tiempo $\lambda T_c P_d$ que proviene del análisis de la ecuación: $P_d = T_d / T_{total}$. Donde T_d es el tiempo de sincronismo [útil] y T_{total} es el tiempo total del sistema en análisis. Como se conoce la probabilidad de detección y el tiempo que llevo al sistema sincronizar, puede determinarse mediante probabilidades el tiempo promedio que tardó la adquisición.

Para el caso de frequency hopping, por la forma en que está implementado el sistema, por cada hop se analiza si el valor de energía a la salida supera el umbral, que es el correspondiente a la acumulacion por la secuencia de frecuencias. Si esto ocurre, se da paso al proceso de tracking.

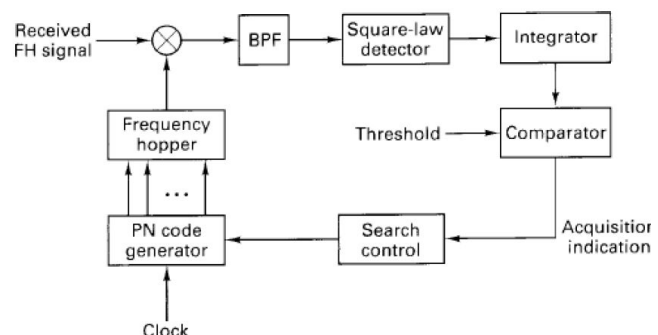


Sin embargo, podría cuestionarse la implementación de este sistema para realizar adquisición ya que cuando la cantidad de chips por período del código PN crece, también lo hace la cantidad de correladores en paralelo desfasados " $T_{ch}/2$ ". Esto trae aparejado un sistema costoso y excesivamente grande, por este motivo es que surgen los sistemas de adquisición basados en búsquedas en serie. Estos circuitos tienen como finalidad aprovechar las características de un único correlador para buscar consecutivamente la fase correcta de la señal de código DS ó FH. Es decir, puede ser aplicado tanto en un caso como en el otro pero con sistemas conformados de manera distinta.

¿En que basa su funcionamiento este tipo de sistema? En un lazo realimentado a partir de un único correlador. Con el resultado de la correlación inicial entre el código PN recibido y el generado localmente, se alimenta un comparador para tomar una decisión. La cual determinará si es necesario generar cambios sobre el código PN local o no. ¿Cuáles son estos cambios? Básicamente adelantos o retardos del código respecto a la posición en la que se encuentra. Pero para lograrlos, es necesario aumentar o disminuir la frecuencia de clock asociado a los flip-flop tipo D utilizados como registros de desplazamiento.



Direct-sequence serial search acquisition.



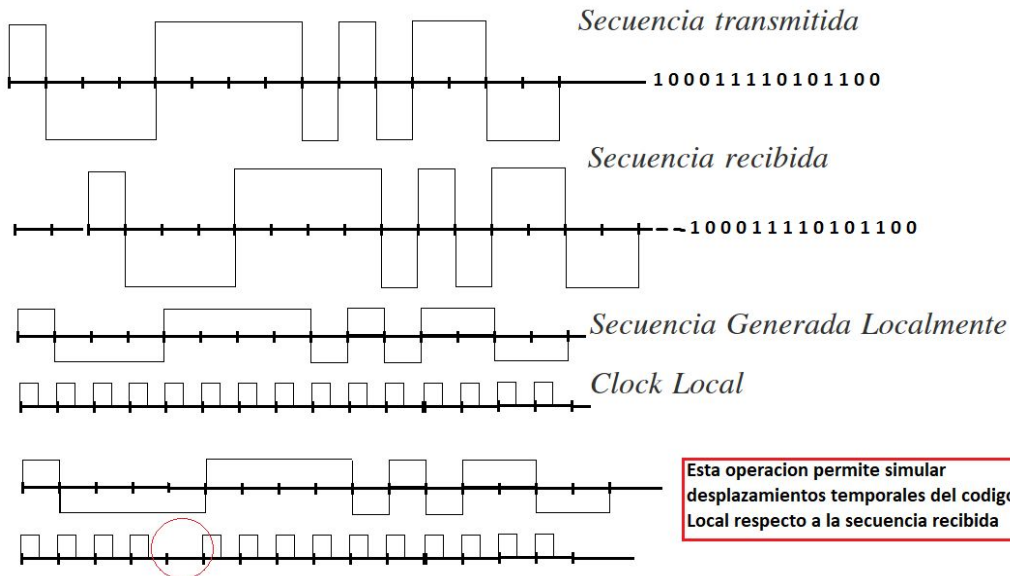
Frequency hopping serial search acquisition.

En el caso de la imagen de la izquierda, corresponde a una búsqueda en serie para DS. El periodo de elección para examinar sincronismo es fijo y corresponde a λT_{ch} como se observa en el bloque integrador de la imagen. Durante dicho intervalo de tiempo, el código

PN recibido y generado localmente se correlacionan (Multiplican e integran durante λT_{ch}). Si la salida está por debajo del umbral definido, se cambia la fase del código como se detallo anteriormente y se procede nuevamente a realizar la correlación pero con el código recibido luego de λT_{ch} . Lo importante de entender es que este proceso resulta dinámico. Cada correlación tendrá diferentes señales de código recibido, porque solo se consideran porciones de λT_{ch} por operación y el código generado localmente por cada correlación se irá adelantando o atrasando. ¿Como se adelantan o atrasan los códigos? Modificando la frecuencia del clock por unos instantes de tiempo. Un ejemplo puede ser mostrado en la siguiente imagen:

Secuencia de codigo

100011110101100



1	0	1
0	0	1
1	0	0
0	0	0
0	1	0
1	1	1
1	1	1
1	1	1
1	0	1
1	1	0
0	0	1
1	0	1
1	0	1
1	0	0
0	0	0
0	0	0

Efecto sobre la secuencia al cambiar el clock luego de cada correlacion

La imagen es ilustrativa del concepto, los desplazamientos temporales del código PN local son de $T_{ch}/2$.

Es acá en donde se puede observar la diferencia de como para un sistema en paralelo al analizar todas las posibles secuencias desfasadas se demoraba como máximo λT_{ch} que era el tiempo asociado a la correlación, mientras que para el caso serie dependerá de cuánto se demore en encontrar la secuencia local que junto con la recibida superen el umbral considerado. Pudiendo ser como máximo:

$$(T_{acq})_{max} = 2N_c \lambda T_{ch}$$

Como la región de incertidumbre a buscar es de chips N_c de largo, el tiempo medio de adquisición de un sistema de búsqueda DS en serie puede mostrarse, para el chip $N_c \gg 1/2$, como:

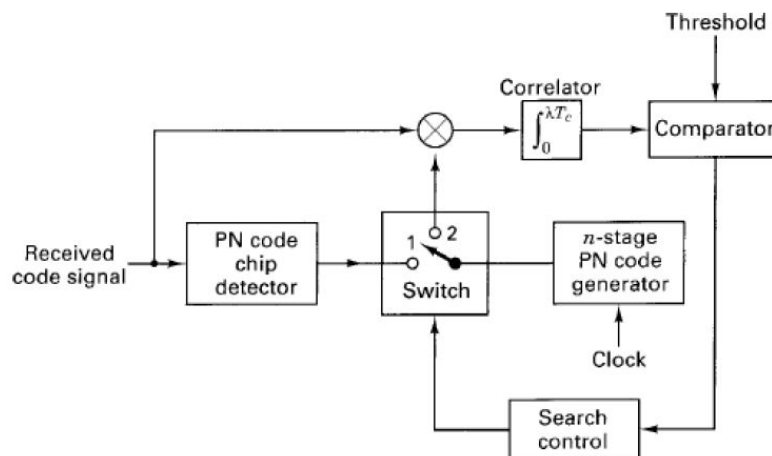
$$\bar{T}_{acq} = \frac{(2 - P_D)(1 + KP_{FA})}{P_D} (N_c \lambda T_c)$$

donde " λT_c " es el tiempo de permanencia de la búsqueda, P_D es la probabilidad de detección correcta y P_{FA} es la probabilidad de falsa alarma. Podemos considerar el intervalo de tiempo $K\lambda T_c$ donde $K \gg 1$, como el tiempo necesario para verificar una detección. Por lo tanto, en el caso de una falsa alarma, $K\lambda T_c$ segundos es la penalización de tiempo incurrida. Para $N_c \gg 1/2$ chip y $K \ll 2N_c$ la variación del tiempo de adquisición es:

$$(\text{var})_{\text{acq}} = (2N_c \lambda T_c)^2 (1 + K P_{FA}) \left(\frac{1}{12} + \frac{1}{P_D^2} - \frac{1}{P_D} \right)$$

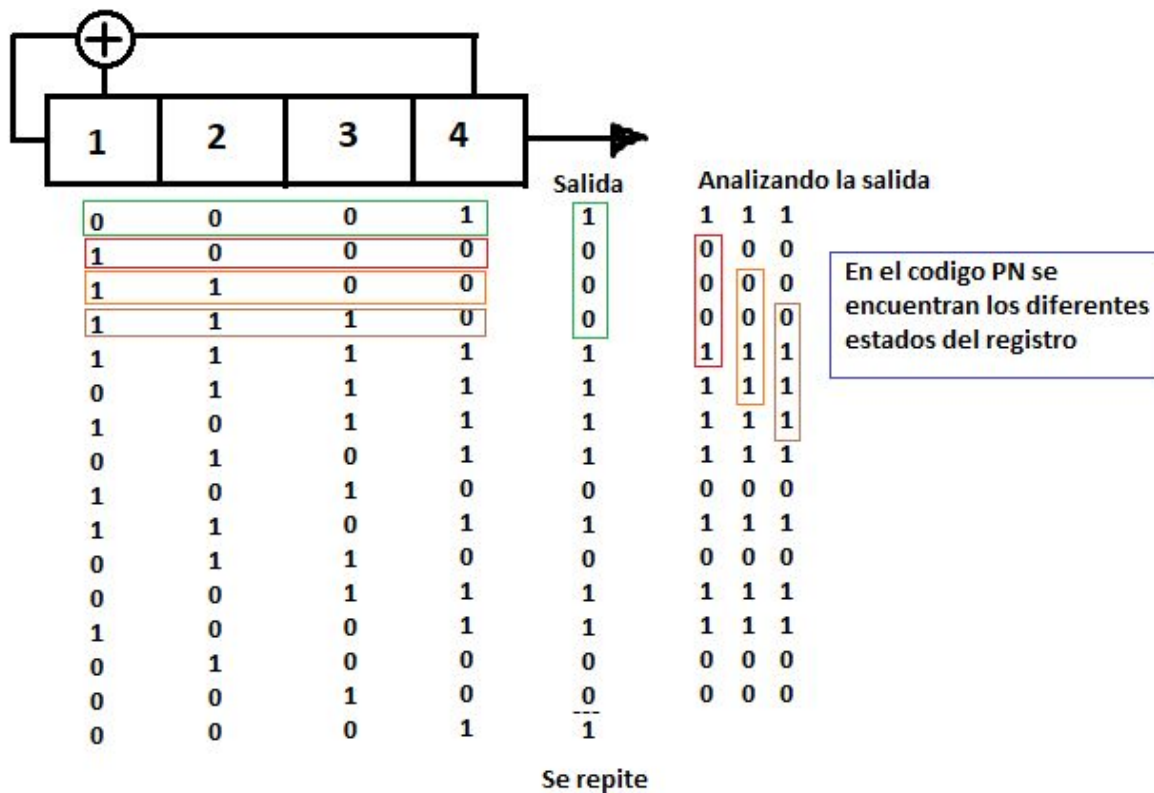
Estimación secuencial

Es el último sistema detallado para adquisición y diferente de los ya tratados. Se lo conoce como adquisición rápida por estimación secuencial (RASE), el cual consiste en la utilización de un switch, en donde en su primer estado permite que el código PN recibido, luego de ser detectado como código, vaya directo a los registros de desplazamiento local para que una vez que se han llenado comiencen a generar el código PN localmente mediante la fracción de código que se supone que se ha recibido. Una vez que los registros se han llenado, el switch cambia de estado para que ahora el código local se lo correlacione con el código PN que se está recibiendo en un tiempo de λT_{chip} , esta etapa de correlación será comparada con respecto a un umbral, el cual en el caso de no ser superado conmuta nuevamente el switch al estado inicial para recibir una nueva fracción del código PN que se está recibiendo. Si esto sucede es señal de que no ha podido sincronizar pero en caso contrario, de que se haya superado el umbral, se pasará a la segunda etapa de sincronismo, conocido como tracking. Es importante recordar que para este sistema se realizan suposiciones de ausencia de ruido y otros usuarios.



Rapid acquisition by sequential estimation.

¿Cómo es que llenando los registros de desplazamiento con el código recibido demodulado se puede generar las próximas salidas? Esta característica es propia de los códigos pseudoaleatorios. Ya que, una secuencia PN tiene la propiedad de que la próxima combinación de los estados de los registros solo depende de la combinación presente de los estados.



Con respecto al tiempo de adquisición mínimo, que podría ser cuando hay ausencia de ruido, se demoraría el tiempo que tardan en llenarse los N registros, dando un tiempo de:

$$T_{acq} = N \cdot T_{chip}$$

A pesar de que este sistema pareciera muy bueno, es muy vulnerable al ruido y señales de interferencia, debido a que el proceso de estimación consiste en una simple demodulación por decisión hard de chip a chip y además solo aplica a spread spectrum mediante secuencia directa.

Tracking

Una vez planteados los distintos casos con los que se puede realizar la sincronización gruesa o adquisición es que se pasa a la segunda etapa y por lo que se debe tener presente que ya nos encontramos a $\pm \frac{1}{2} T_{chip}$ de un perfecto sincronismo entre los códigos PN recibidos y el código PN local. Los lazos de código pueden ser del tipo coherente o no coherente, estos últimos son los más utilizados y dos de ellos son:

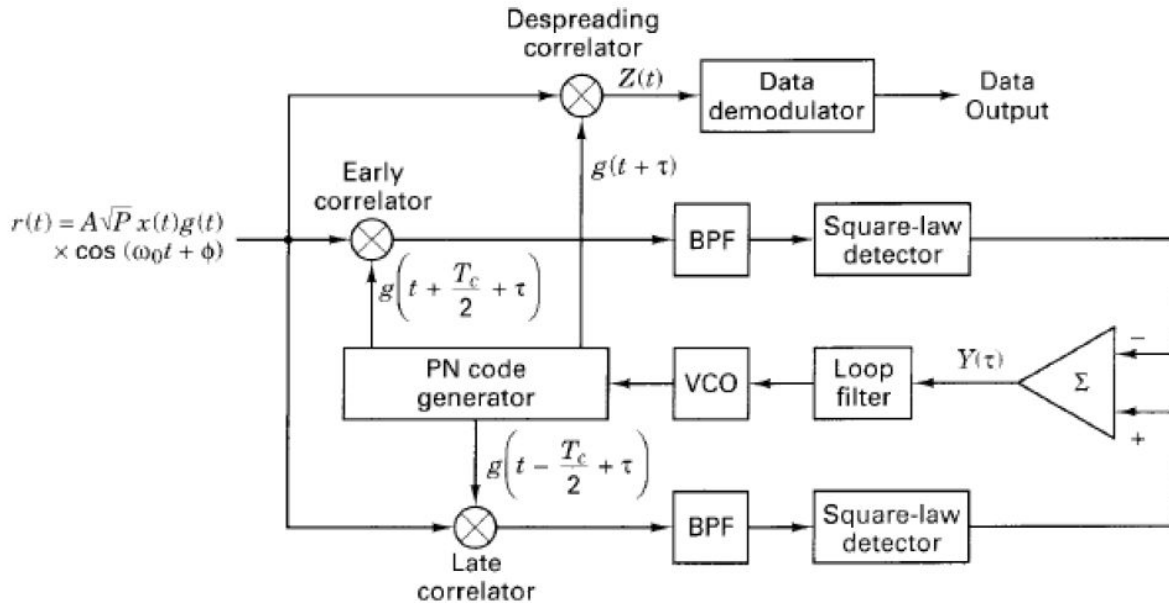
→ **Lazos de retardo cerrado DLL** (delay-locked loop) o de tracking early-late full-time

→ **Lazos tau-dither TDL** o de early-late time-shared

Para el caso de lazos de retardo cerrado DLL, considerando que se está tratando con DS, por lo que se utiliza un modulador BPSK y solo tiene influencia sobre el sistema el efecto del retardo de propagación, despreciando ruido e interferencia, se tiene que la señal recibida será:

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

siendo $x(t)$ el dato, $g(t)$ el código, A la ganancia del sistema (factor de atenuación) y θ es el ángulo de fase por el retardo de transmisión.



Delay-locked loop for tracking direct-sequence signals.

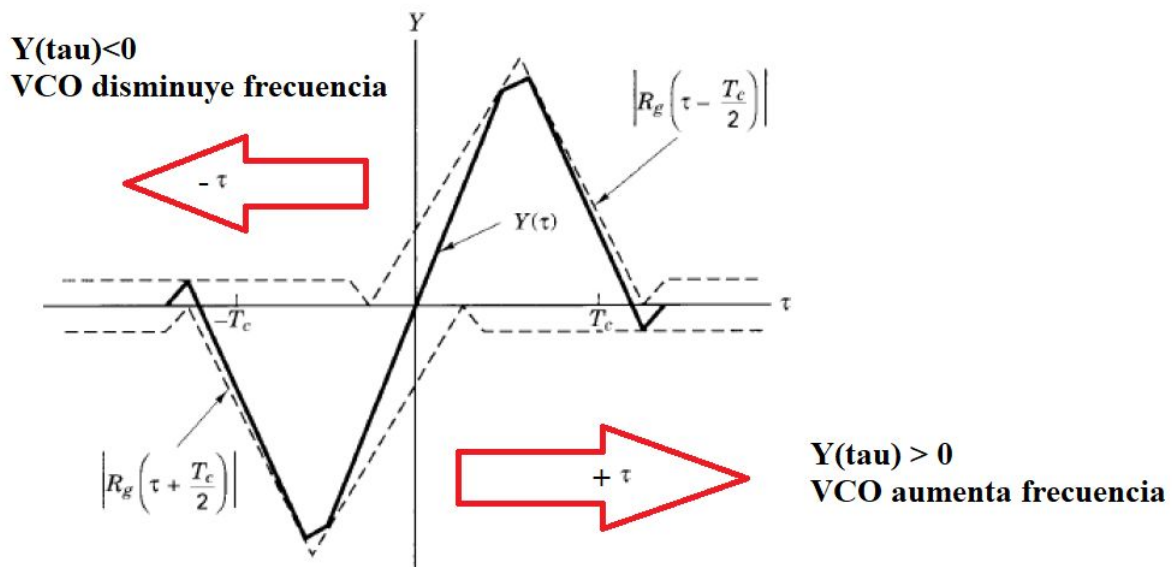
Una vez que se recibe la señal se la pasa por 2 ramas, en donde su diferencia se centra en que una está adelantada $\frac{1}{2} T_{ch}$ con respecto a la secuencia que permite hacer la etapa de adquisición o sincronismo grueso (" $g(t)$ " utilizado como referencia es el código generado de forma local que atravesó el proceso de adquisición). La otra rama se encuentra retrasada $\frac{1}{2} T_{ch}$ por lo que de esta manera el análisis se encuentra concentrado en un T_{ch} . Estas 2 ramas realizarán la correlación con respecto a la secuencia a la entrada, pasando a través de un filtro pasa banda y un detector de ley cuadrática (Square-law detector). Un detector de ley cuadrada es un dispositivo que interiormente está conformado por un proceso que realiza el módulo de la señal de entrada y un filtro pasa bajo. Estas operaciones permiten obtener en la salida las envolventes de las señales de entrada.

Los dos filtros pasa banda se diseñan para pasar los datos y promediar el producto de $g(t)$ y las dos secuencias PN $g(t \pm T_{ch}/2 + \tau)$. El detector de envolvente elimina los datos ya que $|x(t)| = 1$. La salida de cada detector de envolvente será:

$$E_D \approx \mathbf{E} \left\{ \left| g(t) g\left(t \pm \frac{T_c}{2} + \tau\right) \right| \right\} = \left| R_g\left(\tau \pm \frac{T_c}{2}\right) \right|$$

Ambas ramas irán a un amplificador operacional que hará la diferencia entre ambas entradas descartando cualquier ruido presente, de manera que su salida se conectará a un

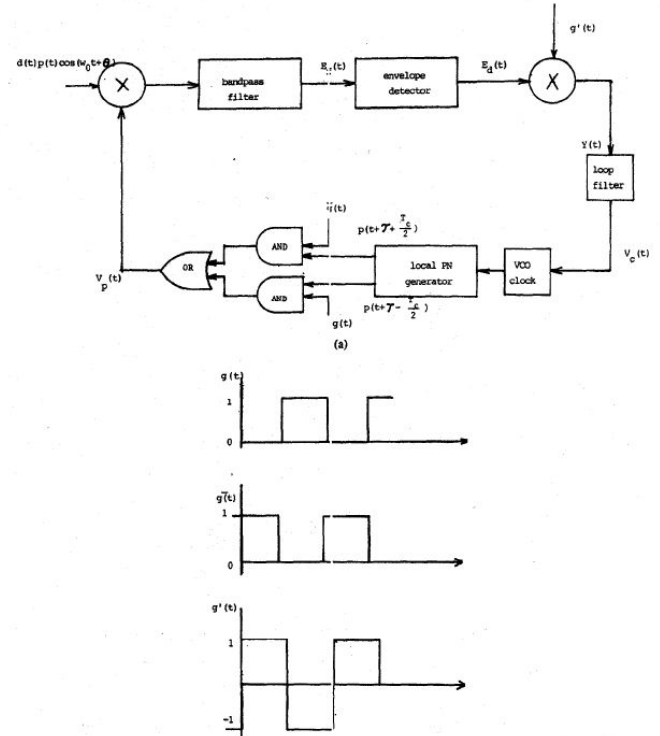
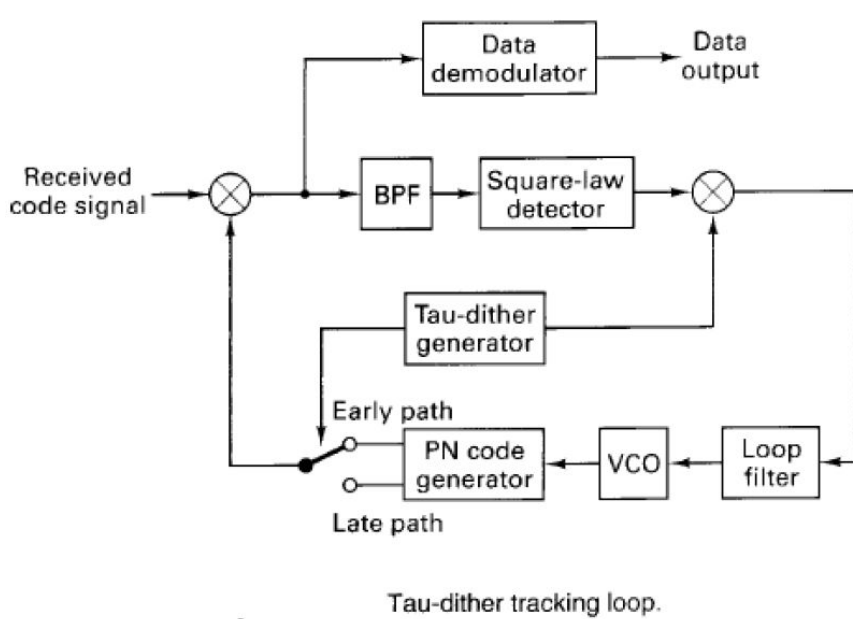
VCO, que es un oscilador controlado por tensión y mediante la diferencia de tensión antes obtenida es que variará la frecuencia al generador de código PN local, para que poco a poco vaya haciendo el ajuste hasta que la diferencia entre ambas ramas sea nula, por lo que $Y(\tau) = 0$. Mientras esto no suceda, si $Y(\tau) > 0$, el VCO aumenta su frecuencia y en caso contrario la disminuye, estas variaciones tenderán a sincronizar el sistema.



Este sistema tiene un inconveniente o falencia que se debe a que al aplicar 2 ramas, que están compuestas electrónicamente por diferentes componentes (dos amplificadores), generan que nunca puedan ser idénticos en construcción y por lo tanto no den como resultado las mismas ganancias, lo que dificulta al sincronismo. Excluyendo este problema, también puede ocurrir que si hay una perfecta sincronización, el DLL puede confundirse y comenzar a desincronizarse con el código que se está recibiendo. Es por estas razones que surge el tracking mediante TDL o tau-dither, el cual consiste en inyectar un pequeño error pero de manera intencional, para que el $Y(\tau)$ se encuentre siempre muy próximo a cero pero no igual. Esto genera que el sistema vibre alrededor de la respuesta correcta pero de forma estable.

TDL o Tau-dither tiene la ventaja de implementar un único correlador que proporciona la función de tracking de código y la función de despreading. Al igual que en un DLL, la señal de entrada se aplica al correlador con las versiones del código local atrasadas y adelantadas " $T_c/2$ ". Lo único que cambia en esta arquitectura es que dicho análisis no se realiza en simultáneo, sino mediante un único proceso de forma alternada que utiliza un switch para conmutar entre ambas entradas para hacer correlaciones. Este último elemento internamente está construido con dos compuertas lógicas AND y una OR, para obtener a la salida una secuencia PN ó la otra. Las compuertas AND hacen de filtro para determinar qué código PN se hace presente a la salida en función de una señal de control. Esta señal es una de las dos versiones del clock del switch. No está determinado el periodo ni el ancho de

pulso de la señal de clock, pero es el tiempo donde se realiza la correlación entre la entrada que contiene la señal recibida y el código PN generado localmente y desfasado.



Con respecto a las ecuaciones para este sincronizador, debemos de situarnos en $v_p(t)$ el cual realizara el producto con la señal recibida. Esta señal estará compuesta por la secuencia PN generada localmente, estando para un momento $\frac{1}{2} T_{ch}$ adelantada y en otro momento retrasada $\frac{1}{2} T_{ch}$, se debe tener presente que aunque $V_p(t)$ se compone por estas dos secuencias, las secuencias $g(t)$ y $\bar{g}(t)$ viven en distintos tiempos culpa de las compuertas lógicas. La ecuación general es:

$$V_p(t) = g(t) \cdot p\left(t + \tau - \frac{T_c}{2}\right) + \bar{g}(t) \cdot p\left(t + \tau + \frac{T_c}{2}\right)$$

Como $V_p(t)$ es la encargada de multiplicar a la secuencia recibida, se obtiene a la salida del filtro pasa banda:

$$E_f(t) = d(t) * p(t) * \cos(w_0 t + \theta) * g(t) * p\left(t + \zeta - \frac{T_c}{2}\right) + d(t) * p(t) * \cos(w_0 t + \theta) * \bar{g}(t) * p\left(t + \zeta + \frac{T_c}{2}\right)$$

$$E_f(t) = d(t) \cdot g(t) \cdot \left| p\left(t + \tau - \frac{T_c}{2}\right) \right| + d(t) \cdot \bar{g}(t) \cdot \left| p\left(t + \tau + \frac{T_c}{2}\right) \right|$$

Como luego se encuentra el detector de envolvente, el cual tiene una respuesta similar a un multiplicador (portadora) conectado junto a un filtro pasa bajo, eliminan las frecuencias que corresponden a los datos, quedando a su salida:

$$E_f(t) = g(t) * (p(t) * p\left(t + \zeta - \frac{T_c}{2}\right)) + \bar{g}(t) * (p(t) * p\left(t + \zeta + \frac{T_c}{2}\right))$$

$$E_d(t) = g(t) \cdot \left| R_p \left(t + \tau - \frac{T_c}{2} \right) \right| + \bar{g}(t) \cdot \left| R_p \left(t + \tau + \frac{T_c}{2} \right) \right|$$

Posterior al detector de envolvente y teniendo $E_d(t)$ es que se multiplica con $g'(t)$ que es el error controlado para que la salida del VCO siempre varíe. Quedando $\bar{g}(t)$ negativa culpa del error introducido, se consigue:

$$Y(t) = g(t) \cdot \left| R_p \left(t + \tau - \frac{T_c}{2} \right) \right| - \bar{g}(t) \cdot \left| R_p \left(t + \tau + \frac{T_c}{2} \right) \right|$$

Por último y previo al VCO es que se encuentra el filtro loop el cual definirá la calidad del VCO ya que de la sensibilidad del filtro dependen los cambios. Siendo la salida:

$$V_c(t) = \left| R_p \left(t + \tau - \frac{T_c}{2} \right) \right| - \left| R_p \left(t + \tau + \frac{T_c}{2} \right) \right|$$

Lazo de tracking para señales FH:

Al igual que en DS-SS, puede aplicarse un sistema de tracking para FH-SS. Este sistema estará gobernado por la señal " $V_f(t)$ " que es análoga a " $Y(\tau)$ " para los sistemas DLL de DS. ¿Qué es $V_f(t)$ dentro del sistema? es una señal resultante de un filtro pasa bajos que alimenta un VCO para posteriormente controlar un generador de código PN y conformar la secuencia de saltos en frecuencia. Es decir, que es una señal promedio que controla los tiempos en los cuales se generan los saltos en frecuencia. La idea es que este control permita la sincronización. ¿Cómo se genera la señal de control? Mediante un esquema de detección conformado por un filtro pasa banda, un detector de envolvente y un multiplicador. Los primeros elementos cumplen las funciones de detección, ya que al multiplicar la señal recibida que contiene las frecuencias de hopping en su interior, con una waveform generada localmente que tiene una frecuencia de salto casi sincronizada idéntica en tiempo, generan que la señal resultante del heterodinaje durante un determinado intervalo de tiempo contenga sus características espectrales dentro del ancho de banda para moduladores digitales MFSK, por lo tanto si se utilizara un filtro pasa banda esperando alguna componente espectral dentro de todo el ancho de banda y un detector de envolvente podría determinarse de forma cuantitativa la cantidad de sincronismo. ¿Cómo? Durante los instantes de tiempo donde hay algún tipo de sincronismo (como producto de la adquisición se logró un pseudo sincronismo a $T_{ch}/2$) el detector de envolvente acusa la presencia de componentes espectrales de información, porque las waveform son trasladadas en frecuencia producto del heterodinaje, a los valores que corresponden de acuerdo al proceso de modulación. Estas waveform entran dentro del ancho de banda esperado. Cuando se pierde el sincronismo, las waveform son llevadas a otra región espectral que está fuera del ancho de banda. Esto ocurre por cada hopping producto de la falta de sincronismo, entonces la ausencia de salida sirve como parámetro para determinar cuánto está desincronizado el

receptor. Si las fracciones o franjas en las cuales no hay salida del detector de envolvente son mayores implica que ambos procesos tanto transmisor como receptor están cada vez más desincronizados. Todo esto puede entenderse conceptualmente, pero desde el punto de vista de señales debe realizarse alguna operación para lograr tener una señal de control, ya que el sistema por sí solo no es capaz de darse cuenta de las fracciones de tiempo en ausencia de energía. Es por esta razón, que finalmente se emplea un último multiplicador con la señal de clock del VCO utilizada de forma bipolar. ¿Cuál es la razón? indicar como fracción del periodo del clock cuanto es el desfase. Si no existiera desfase, no existirían salidas nulas del detector de envolvente y la señal de clock luego de la multiplicación no se deformaría. En esta situación, al verificar la duración de pulsos positivos y negativos, es decir calcular el valor medio mediante el filtro pasa bajas daría "0". Al tener falta de sincronismo, el clock deformado no tendrá igual duración de pulsos positivos que negativos y arroja un valor distinto de cero. Siguiendo un patrón característico en relación a si el código está atrasado o adelantado. En el primer caso, la salida del LPF arroja un valor positivo y en el segundo un valor negativo. Esta última situación se ilustra en el ejemplo que sigue:

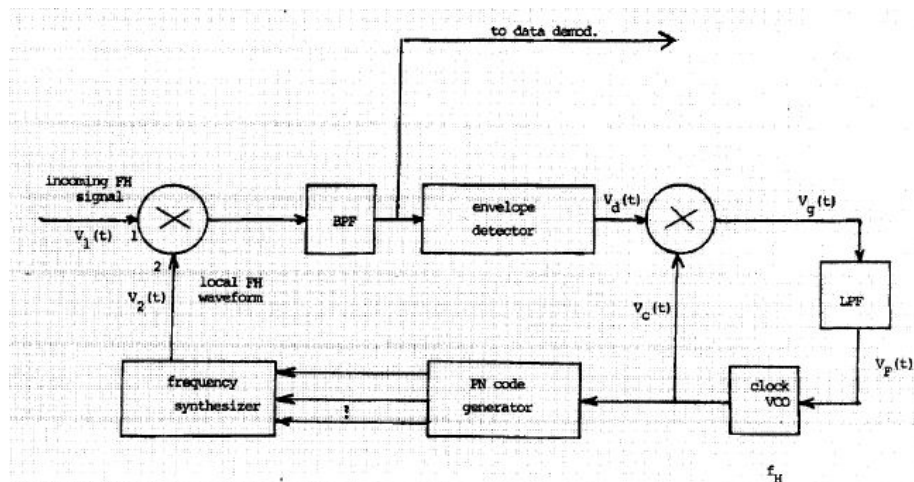


Fig. 24. Tracking loop for FH signals.

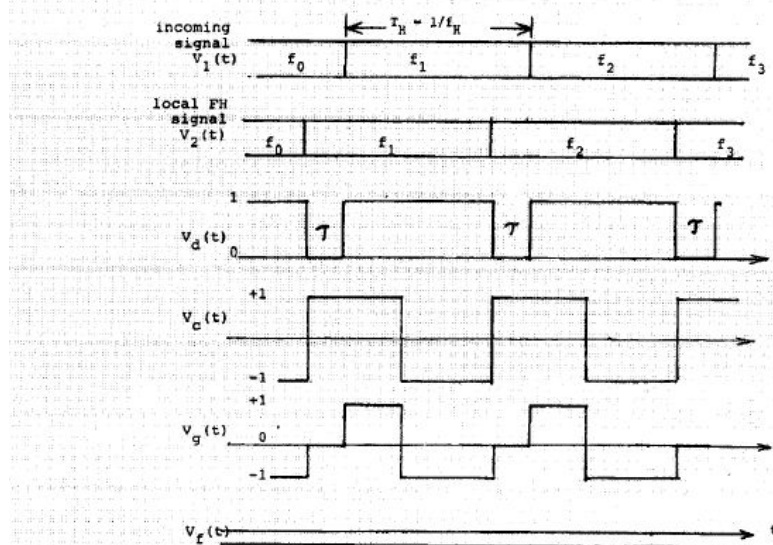


Fig. 25. Waveforms for tracking an FH signal.

Dependiendo de los casos que se estén analizando en función de las condiciones iniciales para el sistema de tracking. Pueden encontrarse 4 casos. Dos de ellos están asociados a

los retardos temporales de las secuencias de saltos generadas localmente y otros dos asociados a los adelantos de las mismas. Si la etapa de adquisición en verdad logró una buena adquisición, es decir, un pseudo sincronismo con un retardo a un valor menor a $T_{ch}/2$. En el sincronismo fino, al retardar más la secuencia de saltos que se logró adquirir, se observa como $V_f(t)$ aumenta su valor, como respuesta a este comportamiento, el sistema debe ser capaz de aplicar un adelanto en lugar de un retardo, ya que en esta posición el receptor busca que $V_f(t)$ sea cero. Entonces, el receptor aplica la operación que permita un acercamiento al valor nulo de $V_f(t)$. En el caso de una mala adquisición, con un retardo mayor a $T_{ch}/2$, el receptor observa que la señal de control al aplicar nuevamente un retardo comienza a disminuir su valor, entonces se confunde y piensa que la operación correcta asociada al sincronismo sigue siendo un retardo en lugar de un adelanto. Lo que finalmente lo posiciona en una falta total de sincronismo.

Para el caso de una adquisición con una secuencia de saltos en frecuencia con adelantamiento ocurre un efecto similar dependiendo de si la adquisición fue con un valor de diferencia menor o mayor a $T_{ch}/2$.

