

## CAPÍTULO 2. INTRODUCCIÓN TEÓRICA

### 2.1 INTRODUCCIÓN

En el presente documento se hace un estudio detallado acerca de tres medidas realizadas. Cada una de estas medidas, que se resumen a continuación, se han realizado de forma automática, teniendo un ordenador remoto conectado al Analizador de Espectros (ADE) y al Generador de Señal (SMIQ). Se ha utilizado el programa matemático MATLAB para realizar el programa, las interfaces gráficas y las funciones de cada medida así como para enviar comandos de forma remota a los equipos. En los casos en los que hemos necesitado dos tonos, los hemos generados con el SMIQ02B haciendo uso del software asociado **WinIQSim** e **IQWizard**. Para generar excitaciones de entrada de frecuencia mayor que 2GHz, hemos tenido que utilizar otro **Generador de Señal**, el **SMR20**. A continuación haremos una breve descripción de cada una de las medidas realizadas:

**Armónicos:** La primera medida consiste en calcular los armónicos de hasta quinto orden que aparecen al excitar un transistor, que funciona como amplificador, conectado entre el generador de señal y el analizador de espectros, con una señal de un tono. Para ello vamos a realizar un barrido de la potencia de entrada y representaremos la potencia de salida que se está midiendo para cada armónico. A partir de esos valores, podremos determinar la ganancia del amplificador.

**Productos de intermodulación:** En esta segunda medida, se han obtenido los valores de los productos de intermodulación producidos por dos tonos generados mediante una portadora modulada, con una forma de onda arbitraria, y con una separación ( $Df$ ) variable entre ambos tonos. Del mismo modo que para la primera medida, se ha realizado un barrido de la potencia de entrada y para cada uno de los valores de  $Df$  se han medido los productos de intermodulación de tercer y quinto orden (cuyas frecuencias son muy próximas a la de los tonos de excitación) que han aparecido por efecto de las no linealidades, así como cada uno de los tonos generados. Para proceder a la realización de esta medida, se ha hecho uso de los programas de Software **WinIQSim** e **IQWizard**, que permiten la exportación de las señales que han sido previamente definidas y el correspondiente almacenamiento de las mismas en la memoria del generador SMIQ02B.

**Captura de la traza:** La tercera medida registra el espectro de una señal a la salida del amplificador. La excitación de entrada podrá ser de un tono, de dos o una señal con una modulación QPSK WCDMA correspondiente al estándar UMTS del 3GPP. Obtendremos resultados para distintos valores de potencia.

Seguidamente procedemos a la explicación de los conceptos teóricos necesarios para comprender con facilidad dichas medidas.

## 2.2 NO LINEALIDADES EN AMPLIFICADORES

Un sistema no lineal es aquel para el cual la salida no es una función lineal de la entrada. Los efectos no lineales en los sistemas eléctricos son debidos a elementos no lineales. Idealmente el comportamiento de un amplificador de potencia debe ser lineal, pero en la realidad todos tienen ciertas no linealidades, que se manifiestan más cuanto mayor es la potencia de entrada. En la Figura 2 podemos observar la diferencia entre un sistema lineal y uno no lineal.

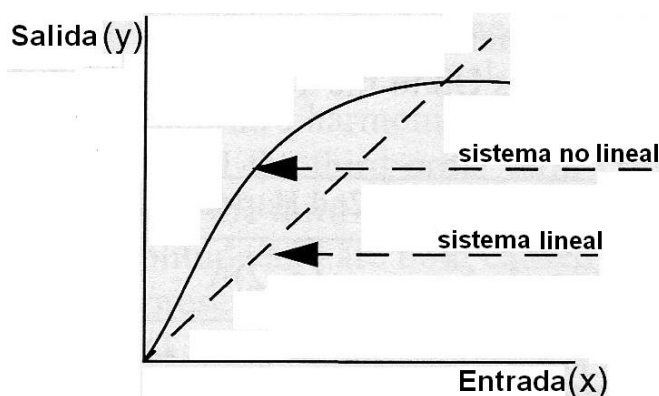


Figura 2. Sistemas lineal y no lineal

La señal de salida de un amplificador no es sólo directamente proporcional a la señal de entrada, sino que la relación entre ambas señales puede expresarse mediante el polinomio siguiente:

$$y = a_0 + a_1 \cdot x + a_2 \cdot x^2 + a_3 \cdot x^3 + \dots$$

Donde se observa que la señal de salida, además de depender directamente de la señal de entrada ( $a_1$ , es la ganancia en tensión del amplificador), es función de una componente de continua ( $a_0$ ), y de unos términos de distorsión que son proporcionales a la componente de entrada elevada al cuadrado, al cubo... ( $a_2, a_3$ ).

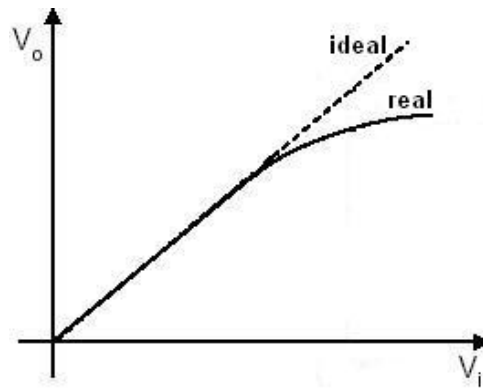


Figura 3. Comportamiento real frente al ideal, debido a la no linealidad

La distorsión se manifiesta con la aparición de armónicos (HD) y productos de intermodulación (IM), donde los armónicos no son más que múltiplos enteros de las frecuencias de los tonos fundamentales y los IM son tonos que aparecen a frecuencias  $K\omega_1 + L\omega_2$ , siendo  $K$  y  $L$  enteros positivos o negativos.

Otra forma de medir la no linealidad son las conversiones AM-AM y AM-PM. Estas medidas modelan la amplitud y fase de la señal fundamental con el incremento de la amplitud de entrada. El problema de usar estas conversiones de amplitud como figura de mérito para la no linealidad es que miden en la banda fundamental, de manera que si los efectos no lineales en dicha banda fundamental son pequeños, las medidas AM-AM y AM-PM son sensibles a errores.

En la plataforma que se ha desarrollado en este proyecto, se han evaluado experimentalmente medidas de distorsión para excitaciones con uno o dos tonos, de amplificadores de microondas.

El esquema del modelo polinomial que vamos a utilizar se muestra en la Figura 4 donde se representa hasta el grado tres.

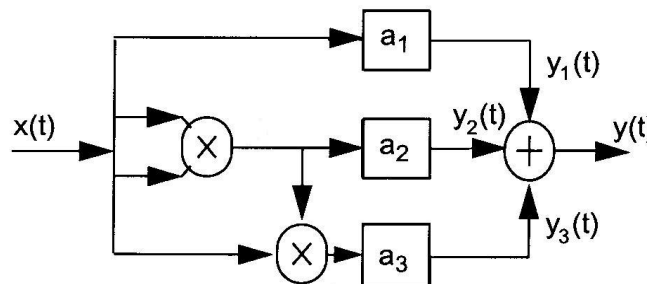


Figura 4. Esquema del modelo polinomial de tercer grado

### 2.2.2 Punto de Compresión de 1 dB

La salida de un sistema no lineal puede ser calculada introduciendo un tono a la entrada del transistor. Los transistores son dispositivos no lineales, lo que hace que la forma de onda de la señal de salida no siga exactamente la misma forma de onda de la señal de entrada. En el dominio de la frecuencia la no linealidad genera nuevas componentes espectrales.

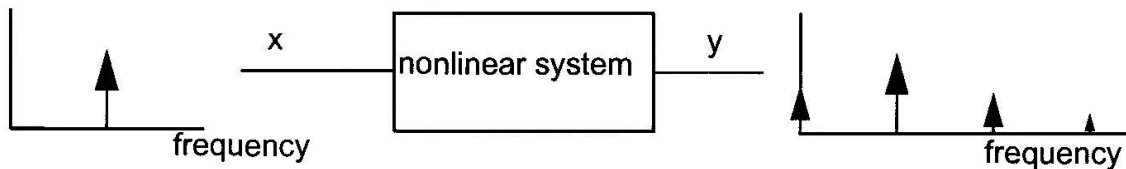


Figura 5. Salida de un sistema no lineal con excitación de un tono

Para una entrada  $x = A \cos(\omega_1 t)$ , la salida  $y = a_1 \cdot x + a_2 \cdot x^2 + a_3 \cdot x^3$ , representa el tono fundamental ( $\omega_1$ ) generado por el término lineal y de tercer orden  $a_1 A + (3a_3/4)A^3$ , pero también el segundo armónico ( $2\omega_1$ ) y la componente de continua (0), los dos con la misma amplitud y generados por el término de segundo orden  $(a_2/2)A^2$ , el tercer armónico ( $3\omega_1$ ) generado por  $(a_3/4)A^3$ , así como los armónicos de orden superior ( $4\omega_1, 5\omega_1, \dots$ ). Si estos coeficientes no lineales tienen valores reales, el sistema se considera no lineal y sin memoria porque la salida fundamental está en fase con la entrada en todo el rango de frecuencias. Por el contrario, si los coeficientes son valores complejos se denominará el sistema como no lineal y con memoria, donde existirá entre las señales de entrada y salida un desfase independiente de la frecuencia.

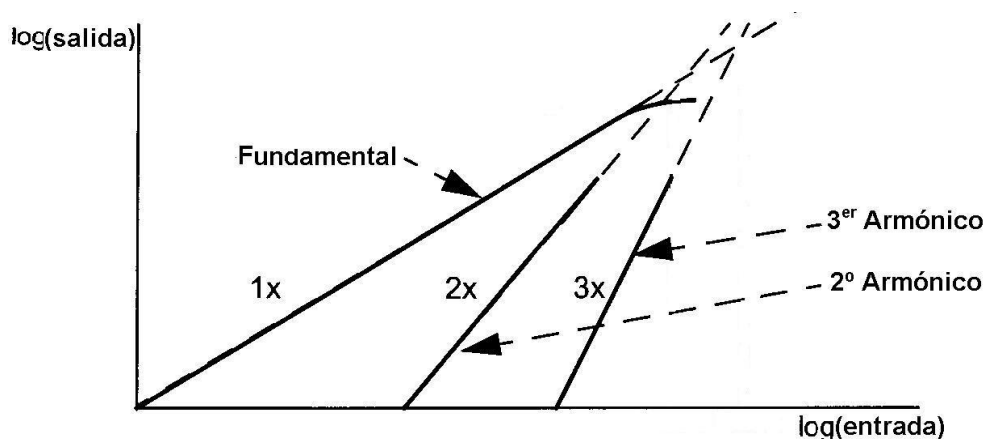


Figura 6. Comportamiento de los armónicos generados

Como se ha comentado anteriormente y se puede observar en la Figura 6, el segundo y tercer armónico aumentan con el cuadrado y el cubo de la amplitud de la señal de entrada, respectivamente. Para el tono fundamental en cambio, si el nivel de entrada es pequeño podemos considerar que el dispositivo tiene un comportamiento lineal y podremos, por tanto, utilizar modelos de pequeña señal. Pero si el nivel de la señal de entrada aumenta, el término no lineal cúbico genera la curvatura de la función de transferencia, hecho que se manifiesta con la presencia de armónicos de orden superior.

En la Figura 7 puede observarse también el efecto comentado anteriormente. La figura muestra cómo a partir de un cierto valor de amplitud de entrada, la amplitud de salida se separa de su comportamiento ideal debido a la compresión producida por los armónicos de orden superior. Para caracterizar este efecto se define el punto de compresión de 1 dB como aquel valor de la amplitud de la entrada para el cual, la salida real se distancia 1 dB de la salida ideal. Matemáticamente:

$$20 \cdot \log_{10} \left| a_1 \Delta_{1dB} + \frac{3}{4} a_3 \Delta_{1dB}^3 \right| = 20 \cdot \log_{10} |a_1 \Delta_{1dB}| - 1dB$$

$$\Delta_{1dB} = \sqrt[3]{0.145 \frac{a_1}{a_3}}$$

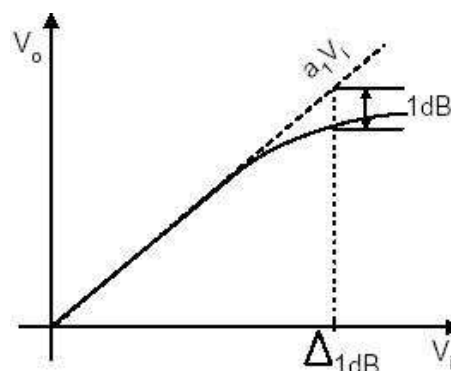


Figura 7. Comportamiento no lineal

### 2.2.3 Productos de Intermodulación

Hasta el momento sólo hemos considerado la respuesta de un sistema a una entrada sinusoidal pura. En realidad, no sólo existirá un tono puro en frecuencia, si no que existirán varios tonos, por ejemplo porque existan varios canales adyacentes interferentes que aparezcan a la entrada del sistema.

La intermodulación se produce cuando dos o más tonos puros en frecuencia se aplican a la entrada de un dispositivo no lineal, como es el caso de los amplificadores de RF. A la salida no sólo aparecen las componentes fundamentales y los armónicos de éstas, sino que también aparecen unas componentes de mezcla. Debido a estos componentes de distorsión, a la salida del dispositivo bajo prueba tendremos productos de intermodulación, que son los que definen la distorsión no lineal.

El modelo de sistema polinomial antes indicado, se suele analizar asumiendo que la señal de entrada  $x(t)$  es una señal de dos tonos sin distorsión.

$$y(t) = a_0 + a_1 \cdot x(t) + a_2 \cdot x^2(t) + a_3 \cdot x^3(t) + \dots$$

$$x(t) = A \cdot \cos(\omega_1 \cdot t) + A \cdot \cos(\omega_2 \cdot t)$$

Para este caso, el término lineal sólo amplifica los tonos fundamentales  $\omega_1$  y  $\omega_2$  ( $\omega_2 \geq \omega_1$ ). La no linealidad cuadrática añade componentes a frecuencia 0 Hz (dc),  $\omega_2 - \omega_1$  y la banda del segundo armónico, con tonos en  $2\omega_1, 2\omega_2$  y  $\omega_1 + \omega_2$ . Del mismo modo, el término no lineal cúbico genera los productos de intermodulación de tercer orden (IM3) a las frecuencias de  $2\omega_2 - \omega_1$  y  $2\omega_1 - \omega_2$ , a parte de la banda del tercer armónico, con tonos en  $3\omega_1, 3\omega_2, 2\omega_1 + \omega_2$  y  $\omega_1 + 2\omega_2$  y así sucesivamente para los ordenes superiores. Estos tonos se muestran en la Figura 8.

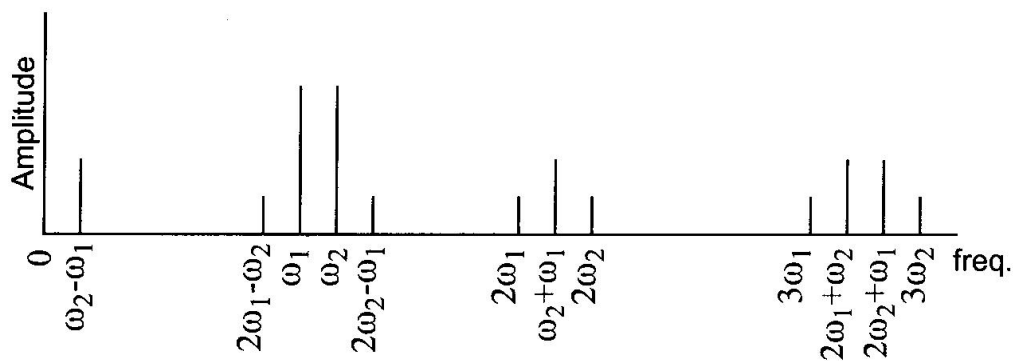


Figura 8. Principales componentes frecuenciales generadas al excitar con dos tonos

Los que más afectan son los productos de intermodulación de tercer orden (IM3), debido a que las componentes están en la banda fundamental de la señal, como se observa en la Figura 8, provocando una gran interferencia, pero también pueden afectar los de quinto orden (IM5) o superior. Estas no linealidades, se deben a que armónicos a frecuencias distintas de la deseada están incrementándose y pueden causar interferencias en nuestro canal.

La salida por tanto, tendrá componentes en frecuencia  $m \cdot f_1 \pm (n - m) \cdot f_2$ , con  $m=0, 1, \dots, n$ . Si  $n$  es impar las frecuencias resultantes están muy próximas a las señales de entrada, por lo que no es posible el filtrado y son una causa de limitación en el rango dinámico del amplificador.

Si nos limitamos al segundo orden y suponemos una señal de entrada compuesta por dos tonos de igual amplitud y frecuencias  $\omega_1$  y  $\omega_2$ , la salida será:

$$a_2 A^2 + a_2 A^2 \cos[(\omega_1 + \omega_2)t] + a_2 A^2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t] + \dots$$

$$\dots + \frac{1}{2} a_2 A^2 \cos(2\omega_1 t) + \frac{1}{2} a_2 A^2 \cos(2\omega_2 t)$$

donde se comprueba lo que habíamos comentado antes, el primer sumando corresponde a la componente DC, los sumandos segundo y tercero, que representan los dos productos de intermodulación de segundo orden, y los sumandos cuarto y quinto que se corresponden con los dos armónicos. Ninguna de estas frecuencias está muy próxima a la señal de entrada, por lo que se pueden eliminar con facilidad sin distorsionar la componente deseada, gracias a la utilización de filtros adecuados.

Respecto a los productos de tercer orden, que son los que más nos interesan:

$$\frac{9}{4} a_3 A^3 \cos(3\omega_1 t) + \frac{9}{4} a_3 A^3 \cos(3\omega_2 t) + \frac{3}{4} a_3 A^3 \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t] + \dots$$

$$\dots + \frac{3}{4} a_3 A^3 \cos[(2\omega_2 + \omega_1)t] + \frac{3}{4} a_3 A^3 \cos[(2\omega_2 - \omega_1)t] + \frac{3}{4} a_3 A^3 \cos[(2\omega_1 + \omega_2)t]$$

donde los dos primeros sumandos representan los armónicos y el resto, los productos de intermodulación de tercer orden. En concreto, los que más nos van a perjudicar como ya se ha comentado, serán los productos de intermodulación de tercer orden representados por los sumandos tercero y quinto  $(2\omega_1 - \omega_2)$  y  $(2\omega_2 - \omega_1)$ , ya que serán los más próximos a las componentes  $\omega_1$  y  $\omega_2$ .

De la misma manera, se obtendrían los productos de intermodulación de quinto orden donde los factores que más interesarían serían los correspondientes a  $(3\omega_2 - 2\omega_1)$  y  $(3\omega_1 - 2\omega_2)$ .

Un esquema de los productos de intermodulación que caen en nuestra banda de interés lo podemos ver en la Figura 9.

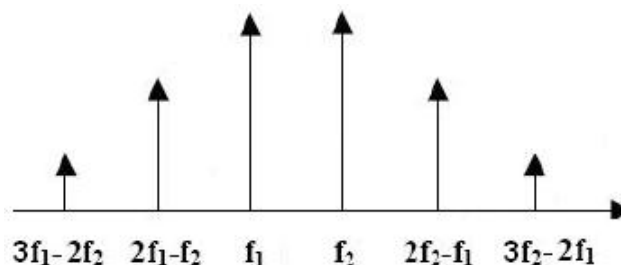


Figura 9. Componentes en frecuencia: portadoras más productos de intermodulación

En la segunda medida llevada a cabo en este proyecto se han medido estos productos de intermodulación de tercer y quinto orden, haciendo uso de un sólo generador para obtener los tonos a las frecuencias  $f_1$  y  $f_2$  (como se explica en el capítulo cuarto, apartado 4.2.1). La medida se ha realizado para distintos valores de  $Df = f_2 - f_1$ .

### 2.2.4 PUNTO DE INTERCEPCIÓN DE TERCER ORDEN (IP3)

Un parámetro relacionado con el IM3 muy importante a la hora de caracterizar los amplificadores de banda ancha es el punto de intercepción de tercer orden o IP3. Se define como el valor que debe tener la amplitud de la señal de entrada para que, a la salida, el término de mezcla de tercer orden tenga la misma amplitud que la señal deseada. Lo vemos en la Figura 10.

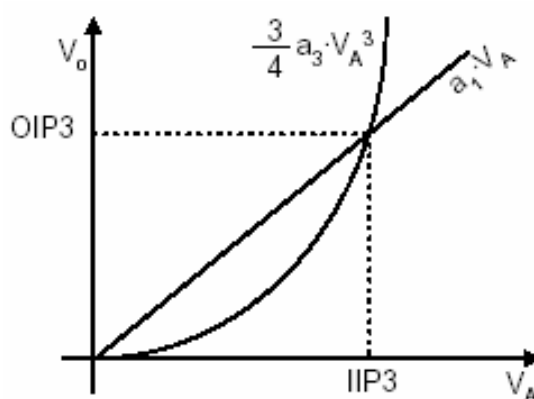


Figura 10. Punto de Intercepción de tercer orden

Tal y como se observa, este punto puede darse referido tanto a la entrada, IIP3 como a la salida, OIP3. Atendiendo a la definición anterior:

$$|a_1| IIP3 = \frac{3}{4} |a_3| IIP3^3 \longrightarrow \boxed{IIP3 = \sqrt{\frac{4}{3} \frac{|a_1|}{|a_3|}}}$$

Utilizando un modelo polinomial de tercer grado como el ya comentado, con  $a_3$  negativo y un tono de entrada al amplificador para calcular el punto de compresión y dos tonos para calcular el IIP3, conseguimos la aproximación que sigue:

$$P_{1dB} = P_{IIP3} - 10dB$$

En la Figura 11 se aprecia cómo la salida de un amplificador aumenta linealmente con la entrada, es decir, tiene una pendiente de 1 dB/dB. La distorsión a la salida se corresponde con una recta con pendiente 3 dB/dB. El punto teórico de intersección de ambas rectas es el punto de intercepción de tercer orden referido a la salida, OIP3.



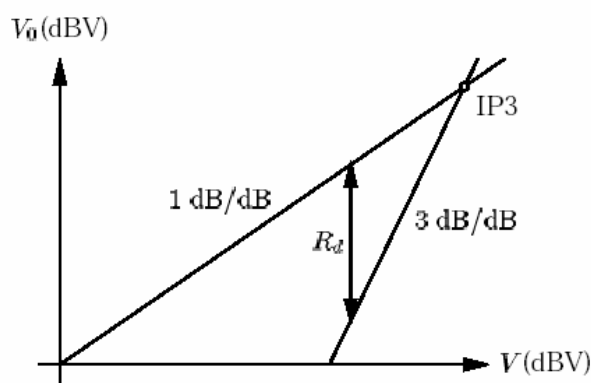


Figura 11. Obtención teórica del punto de intersepto a la salida

### 2.2.5 REGENERACIÓN ESPECTRAL

En esta sección se va a tratar la regeneración espectral en sistemas no lineales sin memoria. Muchos tipos de sistemas de comunicación modernos, organizan a los usuarios en un número de canales contiguos. En estos sistemas las formas de onda moduladas son cuidadosamente filtradas para evitar que la energía de un usuario se introduzca en un canal adyacente causando interferencia. A pesar de estos filtrados, la distorsión de tercer orden y superior, puede causar el ensanchamiento del espectro modulado, fenómeno llamado regeneración espectral.

En el caso de que estemos usando el amplificador para comunicaciones móviles (UMTS), tenemos el canal muy limitado y los hombros de la señal portadora se meten en los canales adyacentes, lo que supone un incremento de la ACPR (*Adjacent Channel Power Ratio*), medida del nivel de potencia de los canales adyacentes a medida que se aumenta la potencia de la portadora (en dBc). Se produce lo que se conoce como ‘Recrecimiento o Regeneración del Espectro’ (*Spectral Regrowth*) debido a la no linealidad del dispositivo, representado en la Figura 12.

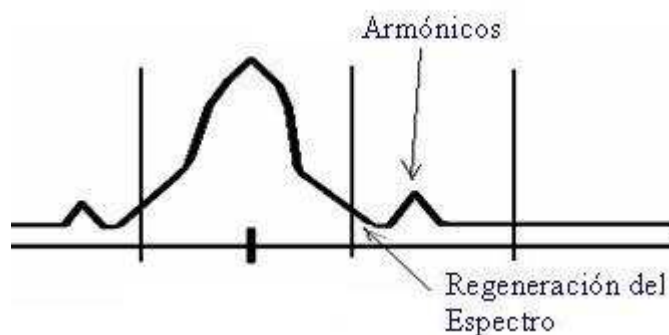


Figura 12. Efecto de regeneración espectral

### **2.2.6 EFECTO DE LA MEMORIA EN CIRCUITOS NO LINEALES**

La presencia de memoria en circuitos no lineales origina cambios en la amplitud y la fase de las componentes de distorsión como consecuencia de cambios en la frecuencia de modulación de manera que se puede atribuir a la memoria del circuito cualquier comportamiento de la intermodulación de dos tonos que no sea constante ante una separación variable entre dichos tonos.

Al modelar los amplificadores mediante una relación entrada-salida sin memoria, las amplitudes de los términos de intermodulación de tercer orden aumentan con la tercera potencia de la amplitud de entrada, pero no son funciones de la separación entre dos tonos.

Por tanto, cuando se analizan amplificadores no lineales, es necesario emplear como señal de prueba dos tonos con amplitud y separación variable para descubrir cómo responde la distorsión a los cambios en la amplitud y la separación en frecuencias.

Las causas de los efectos de memoria pueden ser de naturaleza eléctrica o térmica. Los efectos térmicos de memoria afectan a frecuencias de modulación bajas, por debajo de las centenas de KHz y pueden provocar la pérdida de la simetría entre los productos de intermodulación inferior y superior para algunas frecuencias de modulación. En cuanto a los efectos eléctricos de memoria, se puede considerar que su principal causa es la variación de las impedancias asociadas a la envolvente de la modulación, principalmente en el caso en que su frecuencia varíe desde DC hasta algunos MHz.

## **2.3 ESTÁNDAR 3GPP**

### **2.3.1 GSM, base del 3GPP**

El estándar 3GPP está basado en estándares GSM. GSM es una tecnología con mucho éxito, que tiene más de 300 millones de usuarios en más de 140 países. Será muy difícil acabar con la popularidad de GSM.

El ideal es que haya un solo estándar de tercera generación, pero la realidad es que esto no es posible. Si miramos los estándares de la segunda generación existe IS 95, una rama del CDMA, GSM, TDMA, etc., así pues, la realidad es que habrá múltiples estándares de tercera generación. La UIT ha anunciado que todas estas tecnologías individuales crearán el IMT 2000 (*International Mobile Telecommunication 2000*), que será una familia de tecnologías.

### 2.3.2 Principales características del 3GPP

El estándar 3GPP (*Third Generation Partnership Project*) es un acuerdo de colaboración entre entidades de estándares de distintas partes del mundo. ETSI es el organismo europeo de estándares, T1 es el organismo de estándares de Estados Unidos y Canadá; de manera similar hay otros organismos en otras partes del mundo. Todas estas organizaciones se han unido en un punto para realizar un acuerdo de especificaciones técnicas aplicables globalmente.

La idea es no tener especificaciones distintas para la tercera generación en cada parte del mundo, a través del trabajo en grupo y creando una lista de especificaciones.

Las principales características del estándar 3GPP se resumen a continuación:

La red IP+WLAN y la red UMTS/GPRS son totalmente independientes.

La autenticación, autorización y contabilidad pasan a ser controlados por la red UMTS/GPRS. El tráfico de usuario y los servicios siguen siendo controlados por IP+WLAN.

El tráfico de usuario se transporta hasta la red UMTS/GPRS. El usuario tiene acceso a los servicios 3G de datos desde WLAN, por ejemplo, a SMS, MMS.

El usuario puede moverse desde el acceso a WLAN al UMTS/GPRS y viceversa, manteniendo la sesión activa de datos, y además el cambio es imperceptible, se hace en tiempo real y sin ningún retardo.

Se añade el acceso de WLAN al core network de UMTS, de forma que se puedan heredar sus prestaciones y servicios para tiempo real.

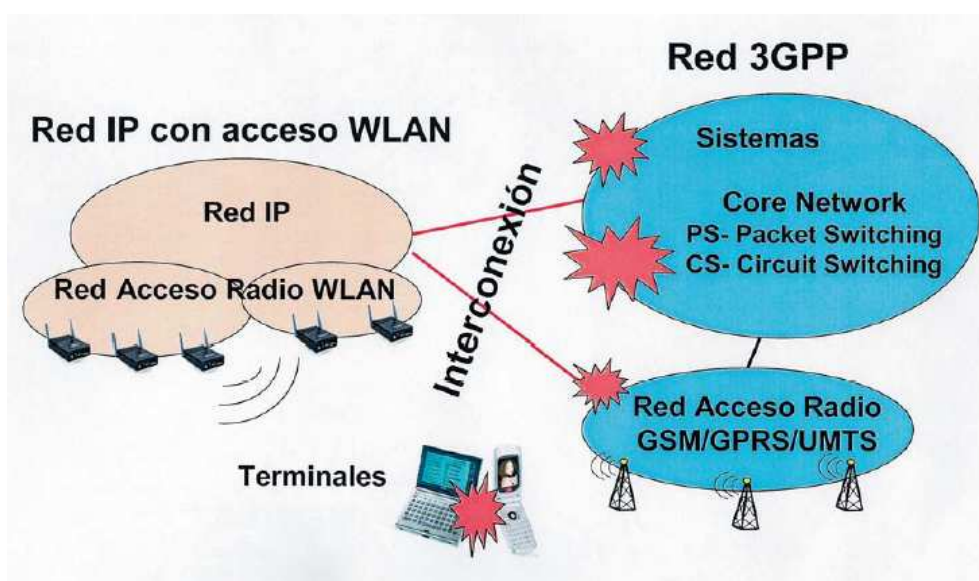


Figura 13. Interconexión de la Red IP con acceso WLAN con la Red 3GPP

### 2.3.3 UMTS y W-CDMA

Las siglas **UMTS** son la abreviatura de *Universal Mobile Telecommunications System*, y constituye la visión europea de sistemas con capacidad 3G. UMTS es la evolución lógica de la comunidad GSM a la tercera generación, por lo que está siendo mayoritariamente adoptada en la Unión Europea. Ha sido reconocido por la ITU como un estándar internacional abierto para telecomunicaciones móviles de alta capacidad tanto en su componente terrestre como en la satelital.

El estándar UMTS surge debido a la necesidad de una cobertura universal, unido a la oferta de servicios multimedia de alta calidad, accesibles desde cualquier lugar y para cualquier usuario y debido a la necesidad de comunicaciones de alta velocidad (2 Mbps).

El sistema UMTS se compone de dos grandes bloques, el bloque UTRAN (*UMTS Terrestrial Radio Acces Network*) que engloba las funcionalidades relativas a los aspectos radio del sistema y utiliza el Modo de Transferencia Asíncrono (ATM) lo que ofrece ventajas en tráfico con tasa de bits variables, y el bloque CN (*Core Network*) encargado de las funcionalidades de la red fija. En la siguiente figura (Figura 14) se puede observar un esquema de la arquitectura básica de UMTS.

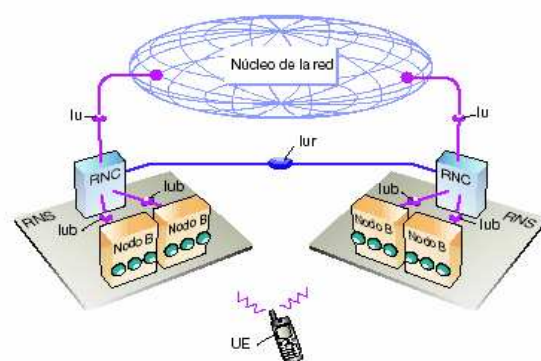


Figura 14. Arquitectura básica del sistema UMTS

Las siglas **W-CDMA** son la abreviatura de *Wideband Code Division Multiple Access*. Es la técnica de acceso al medio utilizada en UMTS. Para los sistemas de tercera generación, la utilización de un acceso CDMA frente al acceso TDMA usado en GSM podría considerarse la mejora tecnológica que distingue a unos sistemas de otros.

La principal característica de esta técnica de acceso al medio es que la transmisión de señales se efectúa en el mismo instante de tiempo y en la misma frecuencia. De manera que el receptor será capaz de discernir entre las mismas haciendo una división en código. La ventaja fundamental de este tipo de multiplexación es la optimización que se logra del espectro.

En CDMA es imprescindible realizar un control de la potencia que se transmite, de manera que en el enlace ascendente (UL, de la estación móvil a la estación base) el móvil limita la potencia transmitida y en el descendente (DL, de la estación base a la estación móvil) se regula la potencia transmitida por la estación base, de forma que se transmite mayor potencia cuando el móvil se encuentra a mayor distancia.

La modulación digital que se utiliza en UMTS es la QPSK, donde cada símbolo es una fase distinta. En este tipo de modulación la información digital se transmite por un canal paso-banda en forma de símbolos constituidos por un par de bits.

Este método de modulación tiene una gran ventaja, y es que al transmitir dos componentes, la componente en fase y la componente en cuadratura, podremos enviar dos informaciones distintas sobre la misma frecuencia de portadora. Un esquema del modulador se muestra a continuación:

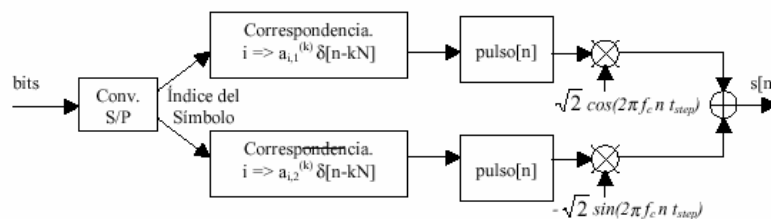


Figura 15. Esquema del modulador QPSK