

# BANCO DE MEDIDA DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA MMIC PARA APLICACIONES CON SEÑALES PULSADAS

*Amparo Herrera, Gloria Placer*

Departamento de Ingeniería de  
Comunicaciones  
Universidad de Cantabria

*Frederic Robin*

ACCO  
21 bis rue d'Hennemont,  
78100 St-Germain-en-Laye France

## ABSTRACT

The power amplifiers continue to be one of the most important devices on the modern communication systems. To determine optimal output impedance it is obliged to invest on a very expensive set-up. This article shows how to measure very low input and output impedance of MMIC pulsed power amplifier, without an expensive loadpull set-up.

## 1. INTRODUCCIÓN

Uno de los componentes que más problemas siguen dando en los sistemas de comunicaciones actuales son los amplificadores de potencia, ya que se desea que cumplan las siguientes características: que proporcionen alta potencia, que su comportamiento sea lineal, es decir no introduzca distorsiones en la señal y que sean eficientes, es decir con poco consumo en continua. Existen varios métodos que solucionen dichos problemas en su conjunto o parcialmente, pero sigue siendo muy complicado la medida de las impedancias óptimas de trabajo para máxima potencia. Esta medida aún se complica más si cabe, en el caso de amplificadores MMIC en los cuales se puede ajustar al máximo el tamaño de los transistores llegando incluso a presentar impedancias óptimas de salida en torno a 1 Ohm, además para aumentar la eficiencia del sistema se suele trabajar con señales pulsadas. En este artículo se presentan los pasos a seguir para la medida de un amplificador GSM pulsado en tecnología SiGe. Se presentará un banco de medida manual y las medidas realizadas así como los montajes necesarios para llevar a cabo dichas medidas.

## 2. AMPLIFICADOR DE POTENCIA

Un amplificador de potencia MMIC es tanto más útil cuanto más flexible sea su aplicación, para así poder rentabilizar la

inversión que supone su fabricación, el amplificador que se ha diseñado se basa en una celda básica a la cual se le colocan externamente las redes de adaptación de entrada y salida para potencia máxima y para las diferentes frecuencias de trabajo, se pretende que funcione a 900 MHz y 1900 MHz. La celda básica es un par de transistores de SiGe dimensionados adecuadamente para dar la potencia deseada, (Alpha Industries), montados sobre un carrier de bajo coste de montaje superficial, otra característica importante es el hecho de realizar las redes de adaptación aprovechando las redes de desacoplo de continua y de desacoplo de RF, con lo que se minimiza el número de componentes. Se puede ver en la siguiente figura una fotografía del chip y el carrier anteriormente mencionados (figura 1).

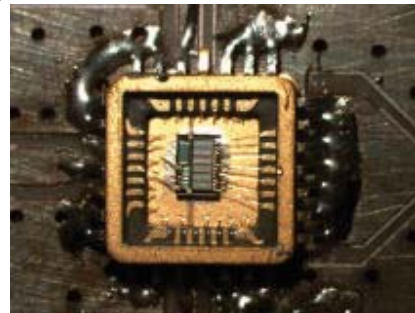


Figura 1. Amplificador MMIC SiGe montado sobre carrier para el prototipo de medida.

Como no se disponía apenas de información del funcionamiento de los transistores que se iban a medir se realizaron medidas pulsadas de un transistor igual al utilizado en la primera etapa (figura 2) sobre estación de puntas para poder obtener un modelo aproximado así como conocer los ordenes de magnitud de las tensiones y corrientes de polarización.

Los resultados obtenidos se muestran en la figura 3 y se desprende de estas medidas lo inestables que pueden resultar estos transistores debido a la alta potencia que son capaces de proporcionar, ya que presentan resistencia negativa, en corrientes altas.

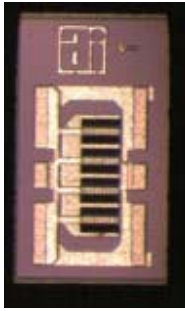


Figura 2. Fotografía del transistor driver para medida sobre estación de puntas.

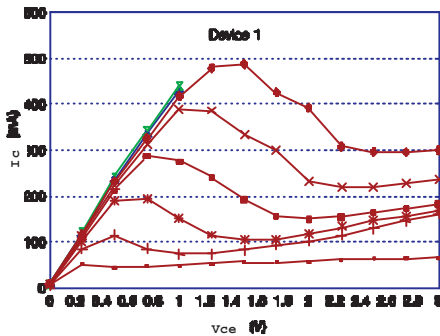


Figura 3. Medidas pulsadas de las curvas DC del transistor de la figura 2.

Una vez conocido como es el transistor, ahora solo resta planificar las medidas tanto de las impedancias de entrada y salida como la potencia de salida cuando la señal está pulsada para evitar la ruptura del dispositivo.

### 3. BANCO DE MEDIDA DE SEÑALES PULSADAS

#### 3.1. Medidas load-pull: descripción

La caracterización de un dispositivo de potencia mediante técnicas load-pull activo o pasivo son utilizadas ampliamente cuando no se conoce o dispone de un modelo fiable del transistor que se desea utilizar. Lo ideal sería el uso de un banco automático de medida que nos permite de una manera más rápida y fiable caracterizar el dispositivo deseado, pero su alto coste hace necesaria la utilización de un banco manual, que se pasará brevemente a describir a continuación.

El procedimiento consiste en ir anotando los diferentes valores de potencia obtenidos para cada impedancia y luego unir los puntos de distintas impedancias que den el mismo valor. Existen dos modos de obtener estos valores en función de la carga empleada, que dan lugar a dos variantes de esta misma técnica: el loadpull pasivo, si se coloca un tuner o una impedancia variable; y el loadpull

activo, si se coloca una fuente de potencia. En nuestro caso, recurriremos al **loadpull pasivo**. Para una potencia de entrada dada se varía la impedancia de salida gracias a un sintonizador (o tuner) y se mide la potencia de salida. La impedancia deseada será aquella que nos dé la máxima potencia o el máximo rendimiento o una combinación de ambos. La variación del sintonizador no tiene más criterio que tratar de presentar al amplificador todas las impedancias de la carta de Smith. Los transistores empleados para diseños de potencia suelen tener anchuras de puerta muy grandes, esto hace que las impedancias totales, tanto de entrada como de salida, sean muy bajas del orden de 0.5 ohm a 2 ohm ( $S_{11}, S_{22} = 0.95$  o  $VSWR = 40:1$ ). Por ello, sólo se podrán realizar las medidas precisas en loadpull cuando los tuners sean capaces de generar una impedancia de este tipo desde 50 ohm y con la precisión suficiente como para que las medidas sean factibles. Además diversos estudios sobre la precisión en la medida de Analizadores de Redes muestran que es prácticamente imposible determinar las pérdidas de un tuner con un altísimo coeficiente de reflexión y con una precisión en torno al 1% (como el que sería necesario). Como solución (y este es el hecho diferencial de este banco de medidas con respecto a otras condiciones menos sensibles) se recurre a lo que se ha determinado en llamar “transformaciones mediante elementos de test acoplados (transforming test fixtures)”. El banco de medidas propuesto en este caso tiene la siguiente estructura:

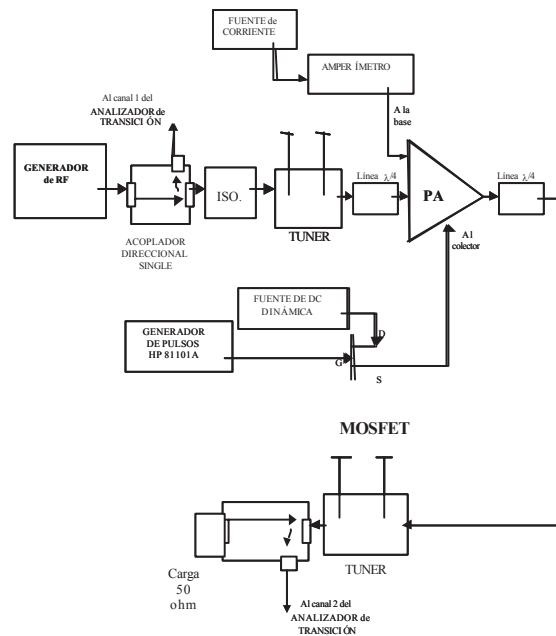


Figura 4. Banco de medida de potencia pulsada completo.

Para calcular la potencia generada por el DUT (el dispositivo a medir),  $P_{out}$ , tenemos que corregir la potencia entregada al analizador con las pérdidas de las redes de salida. Estas pérdidas de la red de salida vienen dadas por las provenientes de los elementos de acoplo (Fixt loss) y las del tuner ( Tun loss). La dificultad de este cálculo reside en mantener una precisión aceptable en las medidas cuando el tuner presenta una alto  $\Gamma_T$  para poder adaptar el  $\Gamma_{out}$  incluso a través de una red de acoplo con pérdidas. Cuando  $\Gamma_T$  aumenta mucho ( $> 0.85$ ) ocurren dos cosas:

- La precisión en la medida de analizador de redes disminuye.
- Las pérdidas de potencia de bs elementos de acoplo (Fixt loss) y del tuner (Tun loss) crecen bruscamente.

Por un lado, veamos que ocurre con la precisión de los analizadores de redes en la medida de las pérdidas de componentes con altísimo coeficiente de reflexión y bajas pérdidas, que es el caso de los tuners. Estas pérdidas se calculan atendiendo a la siguiente expresión:

$$Perdidas \text{ potencia} = \frac{1 - |\Gamma_T|^2}{|S_{21}|^2} \quad (1)$$

donde  $S_{21}$  son las pérdidas de inserción del tuner. En función del analizador de redes y del método de calibración empleado el error es mayor o menor. En cualquier caso, se comprueba que sólo mediante una calibración basada en TRL la precisión obtenida se mantiene dentro de unos márgenes aceptables que a modo de regla se fijan en lo siguiente: la relación entre la referencia (aquí 50 ohm) y el objeto de test debe permanecer menor o igual que 10 ( $VSWR \leq 10 : 1$  o  $\Gamma < 0.82$ ).

De aquí se deduce que no se pueden medir con exactitud tuner que presenten impedancias con relación entrada salida superior a 10:1, se opta pues por hacer una transformación de impedancia intermedia, a través de un tramo de línea  $\lambda/4$ . Con eso pasamos de una transformación de 6:1 VSWR con el tuner a otra mayor de 49:1 (en total). Las ventajas que este método conlleva son varias:

- La precisión conseguida con el tuner es alta.
- Las pérdidas de los elementos de acoplo (en este caso las líneas) son bajas ya que  $\Gamma$  no supera el 0.71 en ningún lugar de la transformación.
- Se pueden generar fácilmente impedancias por debajo de 1 ohm.

Una vez diseñada esta red, será necesario realizar los siguientes pasos: 1º Caracterizar la red de acoplo

usando un TRL y líneas de transmisión de 50 ohm. 2º Obtener los parámetros S de las secciones transformadoras y almacenarlos en ficheros de parámetros S tipo Touchstone (\*.S2P). 3º Poner en cascada las matrices resultantes. 4º Normalizar los puntos de calibración del loadpull con una impedancia característica nueva al final de la transformación. 5º Realizar de nuevo las medidas del loadpull con esta nueva referencia. 6º Representar las gráficas finales.

### 3.2. Problemas asociados a las medidas en un banco de loadpull: precisión y verificación.

La mayor fuente de errores en medidas de este tipo se producen porque la mayor parte de las operaciones críticas (como la adaptación del transistor) se llevan a cabo muy lejos de las condiciones de impedancia característica del sistema (50 ohm). Estos errores se deben tanto a la calibración como a la capacidad de repetición de la posición de los tuners para que presenten una determinada impedancia. A modo de resumen se presenta en el siguiente esquema (figura 5) las potencias de entrada y salida de cada bloque y así como las pérdidas y coeficientes de reflexión.

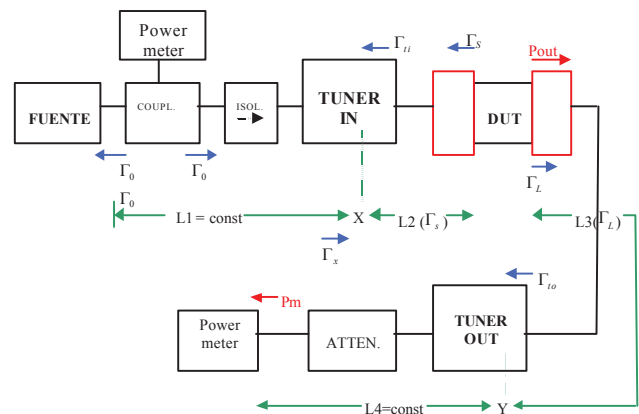


Figura 5. Representación gráfica de las potencias y pérdidas correspondientes a cada componente del banco de medida de la figura 4

En este esquema los recuadros rojos representan a las secciones transformadoras descritas en el apartado anterior (tramos de línea  $\lambda/4$ ). Además, cada uno de los símbolos recogidos representan:

X: posición actual del marcador de RF del tuner de la entrada.

Y: posición actual del marcador de RF del tuner de la salida.

L1: pérdidas entre la fuente de 50 ohm y la marca en el tuner de entrada, independientes de la posición de este. (1)

L2: pérdidas entre la marca del tuner y la entrada del DUT, dependientes de la posición del tuner. (1)

L3: pérdidas entre la salida del DUT y la marca de RF del tuner de salida, dependiendo de la posición del tuner. (2)

L4: pérdidas entre la marca de RF del tuner de la salida y la carga de 50 ohm, independiente de la posición. (2)

Pout: potencia generada en el DUT.

Pm: potencia medida en el detector.

(1): estas pérdidas se determinan a través de la expresión de la ganancia disponible (la entregada a una carga de 50 ohm).

(2): estas pérdidas se determinan a través de la expresión de la ganancia en potencia (conseguida con adaptación).

Para calcular la potencia generada por el DUT (Pout) tenemos que multiplicar la potencia entregada al detector (Pm) por las pérdidas de potencia de la red de salida ( formada por L3 y L4), si trabajamos con unidades o razones lineales, o sumando en el caso de que trabajemos en dB.

Es necesario pues conocer las pérdidas introducidas en condiciones reales por cada uno de los elementos del banco de medidas. (entendiendo por “condiciones reales” las condiciones de impedancias que se presentan a estos elementos, es decir, las impedancias que ellos ven cuando se encuentran dentro del banco). Por la filosofía que inspira el loadpull, estas impedancias no serán más que la compleja conjugada de la que ellos mismos presentan. Así pues, se desea determinar las *pérdidas* que originan en condiciones de *adaptación conjugada*. Sin embargo, los parámetros S necesarios en estos cálculos se obtienen de cada elemento por separado con respecto a una impedancia de 50 ohm (que es la que presentan, por norma, todos los equipos de medida, en este caso el analizador de redes). Así pues, se hace necesaria una expresión que obvie esa condición de desadaptación y que otorgue las pérdidas de un modo independiente a la adaptación existente a la hora de efectuar esa medida. Se propone la siguiente, tomar como pérdidas la expresión de la ganancia máxima que se calcula a través de los parámetros S de la siguiente forma:

$$L = -G_{MAX} \quad (2)$$

$$G_{MAX} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \cdot \left( K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (3)$$

donde K es el factor de estabilidad que responde a:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 \cdot |S_{21} \cdot S_{12}|} \quad (4)$$

$$\text{con } \Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{21} \cdot S_{12}. \quad (5)$$

Estas expresiones son muy sensibles al número de decimales considerado. Su principal ventaja es que son

muy habituales y se encuentran recogidas en la mayor parte de los simuladores de circuitos y sistemas por lo que su obtención puede ser totalmente automatizada. Además nos permite comprobar la fiabilidad de las medidas ya que como se trata de un dispositivo pasivo nunca puede darse un  $K < 1$ , en caso de que así fuese la medida ha sido realizada con errores y sería necesario repetir la calibración y la medida del tuner correspondiente.

En la siguiente figura se puede observar las medidas realizadas de uno de los tuner utilizados para la medida, representando simultáneamente GMAX y K para comprobar la fiabilidad de la medida.

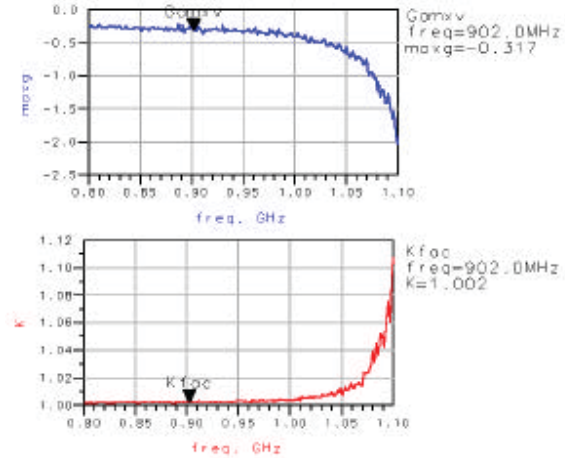


Figura 6 : Representación de GMAX y K a partir de los parámetros S de una red con pérdidas.

### 3.3. Medidas pulsadas.

La creciente demanda de amplificadores de potencia en el ámbito de las comunicaciones móviles está provocando que los más modernos diseños y la búsqueda de mejoras de todo tipo en esta área y, en general, la evolución del “state of art” en la banda de RF se centre en satisfacer las particulares necesidades de este tipo de comunicaciones. Uno de los requerimientos “estrella” se refiere a la PAE (power added efficiency). La necesidad de una altísima eficiencia no tiene más sentido que alargar la vida de las baterías y mantener con el mínimo consumo la calidad de las comunicaciones. De entre las diversas técnicas existentes para aumentar la eficiencia, la que nos ocupa consiste en alimentar al transistor de potencia con una señal pulsada. La primera consecuencia en el banco de medidas es que la señal de RF de salida no será continua sino que se vera modulada en amplitud por una señal de una frecuencia mucho más baja. Para obtener las medidas pulsadas se han incluido dos nuevos elementos:

- Por un lado un transistor MOSFET alimentado directamente por un generador de pulsos. Lo que hará que la corriente de colector sobre el amplificador GSM será pulsada, y por lo tanto también la potencia de salida.
- También se hace uso de una fuente dinámica de medida que permite conocer el valor medio del consumo así como la eficiencia real del amplificador.

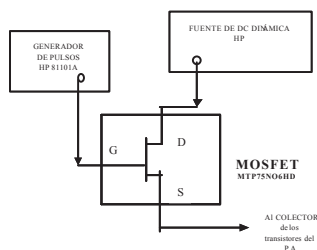


Figura 7 : Detalle del circuito de alimentación para pulsar el amplificador de potencia objeto de la medida.

### 3.3.1. La señal obtenida. Análisis y estudio teórico.

La señal obtenida a la salida mediante esta técnica de pulsar el transistor en su alimentación de continua es una señal de RF modulada a una frecuencia mucho más baja (que coincide con la frecuencia del pulso con el que alimentamos al transistor) cuyo aspecto en el tiempo es el de la siguiente figura:

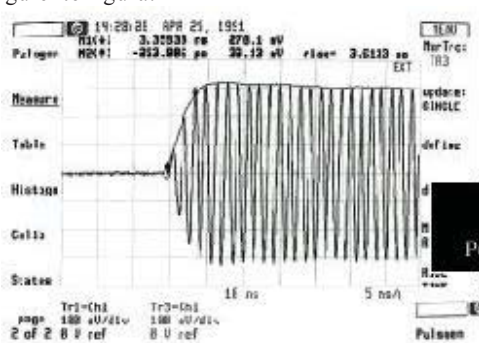


Figura 8 : RF pulsada

### 3.3.2. Los instrumentos empleados en la medida.

Tal y como se muestra en la figura 4 que recoge el banco de medidas, es preciso ante todo, para un correcto desarrollo de las medidas loadpull un instrumento capaz de medir con la mayor precisión posible la potencia de salida. Si solo nos atuviéramos a este detalle, claramente el equipo de medida debería ser un sencillo **medidor de potencia**. Sin embargo, el hecho de que la señal esté pulsada y todas sus

peculiaridades (descritas ya en el apartado anterior) hace decidirse por otro instrumento mucho más complejo: el **analizador de transición HP 70820 A**.

En líneas generales, es un módulo dos canales de muestreo en el *dominio del tiempo* que realiza medidas del tipo estímulo-respuesta desde la continua hasta 40 GHz. La característica básica del analizador de transición es, que las medidas se efectúan en el dominio del tiempo a diferencia de los tradicionales analizadores de espectros o de redes. Esta especializado en medidas CW y de pulsos de RF



Figura 9 : Analizador de transición HP70820A.

De entre todas sus prestaciones las que más se ajustan a nuestras necesidades, es que sea capaz de representar los pulsos de microondas en cuatro formatos distintos: real-RF, magnitud-RF, magnitud log-RF y fase-RF. En función del parámetro que deseemos medir en cada momento, deberemos seleccionar uno u otro formato, por ejemplo las potencias deberán representarse en un formato de magnitud logarítmica, mientras que los parámetros temporales y las amplitudes requerirán formatos en magnitud o reales. Además, las representaciones son claras y muy precisas.

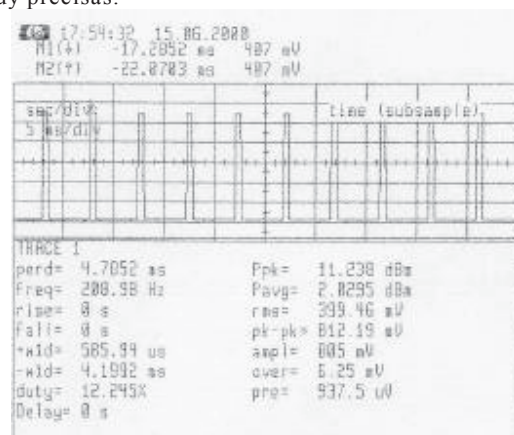


Figura 10 : Resultados de medida del amplificador de potencia adaptado.

También es capaz de representar pulsos muy estrechos mediante dos posible tipos de sincronismo: mediante una señal de trigger externa o interna o mediante el disparo automático a través de la señal proveniente de uno de los dos canales de medida. La resolución es, a priori, de 0.1 dB y 1° a 8 GHz. Además, la resolución se controla mediante la ventana temporal seleccionando tanto su tipo como su tamaño. Eso facilita hacer medidas menos precisas cuando no sea necesario y complicarlas cuando se estime oportuno.

En la figura 9 se muestra una de las medidas realizadas sobre uno de los amplificadores objeto de este estudio, en particular el MMIC adaptado de 2 W de potencia de salida, notar que a la potencia de pico Ppk hay que sumar los atenuadores necesarios para no dañar el equipo de medida

#### 4. RESULTADOS Y MEDIDAS

Se realizaron medidas en dos tipos de MMICs, un amplificador MMIC adaptado para verificar el método de medida de potencia y un amplificador MMIC sin adaptar para la verificación del sistema de medida load-pull manual. Se presentan como muestra los resultados obtenidos, en una tabla, una vez realizadas las operaciones necesarias. Se recomienda para este tipo de medidas la automatización del banco completo que permita un cálculo rápido de los resultados obtenidos ya que gran parte del tiempo invertido ha sido en el cálculo de las medidas finales.

PIN generator (dBm)	PIN real (dBm)	POUT (dBm)	GAIN (dB)
-30	-30.5	3.86	34.36
-25	-25.5	11.13	36.63
-20	-20.5	13.53	34.03
-15	-15.5	19.09	34.59
-10	-10.5	24.93	35.43
-5	-5.5	28.44	33.94
0	-0.5	31.68	32.18
8	7.5	<b>33.54</b>	26.04
10	9.2	<b>33.9</b>	24.1

PIN (w)	POUT (w)	Pdc rms (w)	Pds peak (w)	PAE peak
8.91e-07	2.43e-03	1.68	4.78	0.27%
2.82e-06	12.97e-03	1.72	4.83	0.47%
8.91e-06	22.54e-03	1.76	4.97	1.63%
2.82e-05	81.1e-03	1.88	6.65	4.66%
8.91e-05	0.31	1.86	6.51	10.75%

0.28e-03	0.7	1.47	4.12	16.99%
0.89e-03	1.47	1.57	4.41	33.33%
5.62e-03	2.26	1.72	4.9	46.12%
10e-03	2.45	1.72	4.9	50%

#### 5. CONCLUSIONES

Gracias a un banco de medidas loadpull es posible caracterizar de un modo real y completo al transistor facilitando enormemente el proceso de diseño del amplificador de potencia. No obstante para medidas pulsadas será necesario un equipo de medida preciso así como la circuitería necesaria para pulsar el amplificador o dispositivo a medir. En el caso de medida de transistores de alta potencia será necesarios tuners o bancos load pull con capacidad de presentar impedancias del orden de 1 Ohm, en caso de que no sea posible se presenta de una manera sencilla como aumentar la capacidad de medida de un banco manual. También se presenta un método para la obtención de las pérdidas que presentan los tuner, que permiten hacer los cálculos del sistema de manera precisa y segura. Con este método se han caracterizado y medido amplificadores en las bandas de 900 MHz y 1900 MHz de un 50% de PAE y 2.5 Watts de potencia de salida.

#### 6. AGRADECIMIENTOS

Los autores de este trabajo desean mostrar su agradecimiento a Alpha Industries Inc. Por permitir el uso de sus transistores y amplificadores para la realización de este trabajo, así como los encapsulados necesarios.

#### 7. REFERENCIAS

- [1] Christos Tsironis. Focus Microwaves Inc. Applications note n°6: "Load Pull measurements on very low impedance Transistors" Nov 93
- [2] Steve C. Cripps. "RF Power Amplifiers for Wireless Communications", Ed. Artech House.
- [3] Focus Microwaves Inc. Applications note n° 18: "Accuracy and verification of Load Pull measurements". Sept 94