

ANEXOS

Anexo I

Técnicas de linealización

Anexo I.1 Introducción

Las primeras técnicas de linealización de amplificadores de potencia estaban basadas en tecnología analógica, siendo fijas para cada amplificador. A medida que el hardware se complicaba e incrementaba, su uso en sistemas tales como satélites se hacía más problemático.

De esta forma se comenzaron a desarrollar técnicas digitales basadas en el procesamiento de la señal en banda base.

Las técnicas de linealización pueden dividirse en dos grandes grupos, aquéllas en las que se reduce la distorsión y aquéllas en las que se evita la distorsión.

El primer grupo incluye técnicas en las que el amplificador de potencia es alimentado con una señal de envolvente no constante estimada a partir de la característica no lineal del amplificador como son la técnica feedforward y las técnicas de predistorsión y realimentación negativa.

En el segundo grupo se incluyen las técnicas de linealización que eliminan por completo los efectos asociados a la característica no lineal del amplificador colocando a su entrada una señal de envolvente constante. En este grupo se incluye la técnica en la que hemos basado el proyecto, el transmisor LINC, y otras técnicas como son CALLUM y eliminación de envolvente y restauración, EE&R.

Anexo I.2 Feedforward

Su funcionamiento reside en conseguir la compensación, o en la medida de lo posible cancelación, de la distorsión realizando una adición externa al amplificador principal de las componentes de distorsión de intermodulación de tercer orden, IMD, generadas por el propio amplificador a linealizar.

Se distinguen dos lazos en el montaje. En el primero, denominado 'lazo de cancelación de la señal', en el cual la distorsión generada por el amplificador se aísla restando a la señal de salida del amplificador no lineal la correspondiente distorsión a su entrada, adecuadamente retardada (a fin de tener en cuenta el retardo introducido por el amplificador de potencia). La señal resultante, generalmente conocida como señal de error, será una estimación de la señal de distorsión introducida por el amplificador.

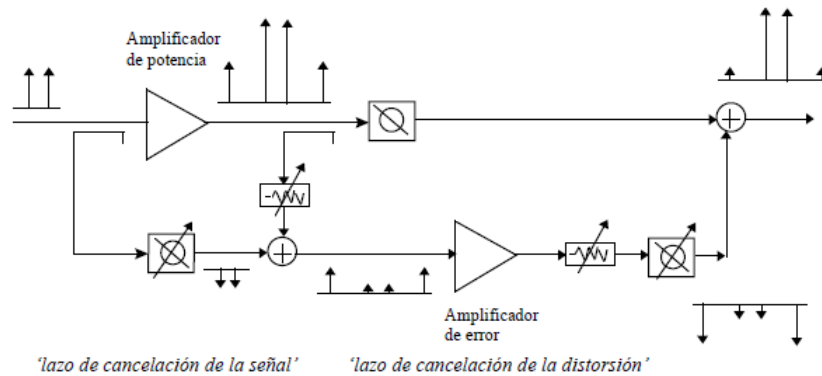


Figura I. 1 Diagrama de bloques de un sistema de linealización feedforward

El segundo lazo, 'lazo de cancelación de la distorsión', contiene el amplificador de la señal de error y genera un desfase de 180° en la estimación de la distorsión. De este modo, combinando la señal a la salida del amplificador de potencia con la señal a la salida del amplificador de error, se podrá reducir la distorsión generada por el amplificador de potencia.

El principal inconveniente de este tipo de linealización y uno de los puntos débiles del sistema a favor de otras técnicas posteriores es la sensibilidad del sistema respecto a la precisión del ajuste de las dos ramas que componen la estructura, y concretamente el ajuste de la ganancia y la fase de los distintos componentes. Lo que se traduce en una mala supresión del nivel de IMD.

Sin embargo esta técnica se ha establecido como una de las más interesantes en sistemas multicanal de banda ancha.

Anexo I.3 Predistorsión digital

Este tipo de linealizador es conceptualmente uno de los más simples. Esta técnica se reduce a enlazar dos bloques en cascada, de los cuales uno es el amplificador a linealizar y el otro es un circuito auxiliar, encargado de distorsionar la señal de forma complementaria a la impuesta por el amplificador a linealizar. El circuito auxiliar precede al amplificador principal. Este circuito trabaja con niveles de potencia más bajos y no provoca una reducción del nivel de potencia a la salida del amplificador principal.

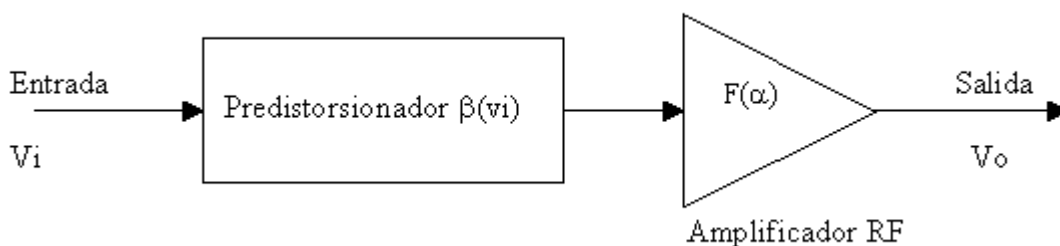


Figura I. 2 Diagrama de bloques de un predistorsionador de lazo abierto

El sistema es estable, pero la propia estructura en lazo abierto implica la necesidad de introducir algún sistema de adaptación adicional encargado de compensar los efectos debidos a cambios en la temperatura, variaciones en la impedancia de carga del amplificador, variaciones en función de la frecuencia, canal utilizada, etc...

Según la etapa de frecuencia en la que la función de predistorsión es implementada, tenemos predistorsión en RF, en FI y en banda base. La predistorsión en RF se suele implementar en modo analógico, mientras que la predistorsión en frecuencia intermedia y banda base pueden ser implementadas tanto analógica como digitalmente.

Un ejemplo es la predistorsión directa en banda base, pero que no puede compensar las derivas y variaciones asociadas al amplificador.

La predistorsión por realimentación consiste en realizar una previa predistorsión de la señal en banda base de tipo antagónico a la que introducirá posteriormente el amplificador. Para ello, se realiza una comparación de la señal en banda base a la entrada con una representación equivalente (proporcional) de la señal a la salida del amplificador, delimitando de alguna forma el efecto introducido por el amplificador y, en consecuencia, determinando la variación necesaria a aplicar a la señal de entrada para paliar dicho efecto.

Estas técnicas de linealización mediante predistorsión por realimentación son las que están teniendo mayor desarrollo.

Anexo I.4 Linealización mediante realimentación

Topológicamente un sistema de realimentación clásico toma una muestra de la señal de salida, siendo ésta tratada en una rama auxiliar, para reinyectarla en el amplificador principal.

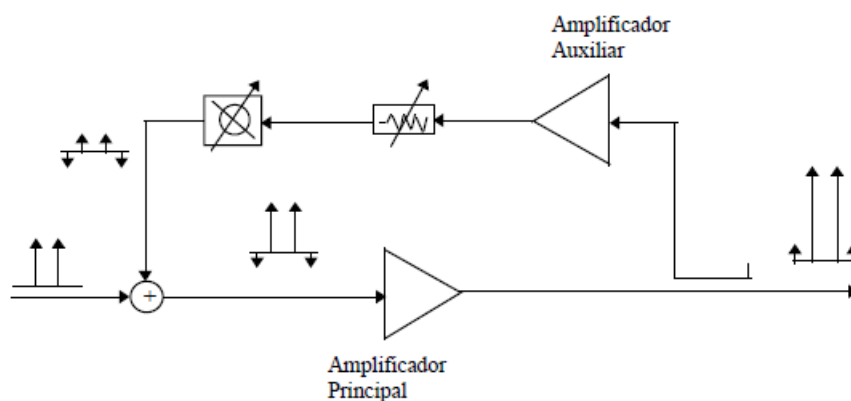


Figura I. 3 Diagrama de bloques genérico de un linealizador por realimentación

Se puede deducir que las componentes de señal y las asociadas a la señal de intermodulación serán tratadas de igual forma, con lo cual una reducción en la IMD irá obligatoriamente acompañada de un decrecimiento en la ganancia del sistema. Al mismo tiempo, la realimentación provocada sobre las componentes de la señal puede traducirse en problemas de estabilidad, a menos que se tomen medidas limitadoras de ancho de banda.

Sin embargo, el linealizador por realimentación activa con rama auxiliar no lineal rompe el compromiso Señal-IMD, pudiéndose concebir un sistema en el que el amplificador auxiliar produzca la intermodulación auxiliar, y además que la rama auxiliar presente ganancia total nula. Quedan sin embargo los problemas de la banda en que el sistema es efectivo en la cancelación de la IMD, y la atenuación adicional de potencia a la salida.

Existen diferentes técnicas como pueden ser:

- Realimentación de RF: para amplificadores de baja potencia. Su funcionamiento se basa, principalmente, en reducir ganancia a cambio de disminuir la distorsión.
- Realimentación de envolvente: corrige la distorsión AM/AM utilizando un detector envolvente para demodular la componente de amplitud de la salida del amplificador de potencia. Esta señal se compara con la de entrada para obtener la distorsión en amplitud del amplificador.
- Realimentación polar: esta técnica es una extensión del método anterior, donde la señal de entrada es separada en las componentes de amplitud y fase.
- Realimentación cartesiana: en este caso es la señal de salida la que se separa en sus componentes en fase y cuadratura (I y Q).

Anexo I.5 CALLUM

La técnica CALLUM (*Combined Analogue-Locked Loop Universal Modulator*) es similar al método LINC, pero proporcionan además un mecanismo de control para compensar automáticamente los errores de ganancia y fase que aparecen entre las ramas de amplificación.

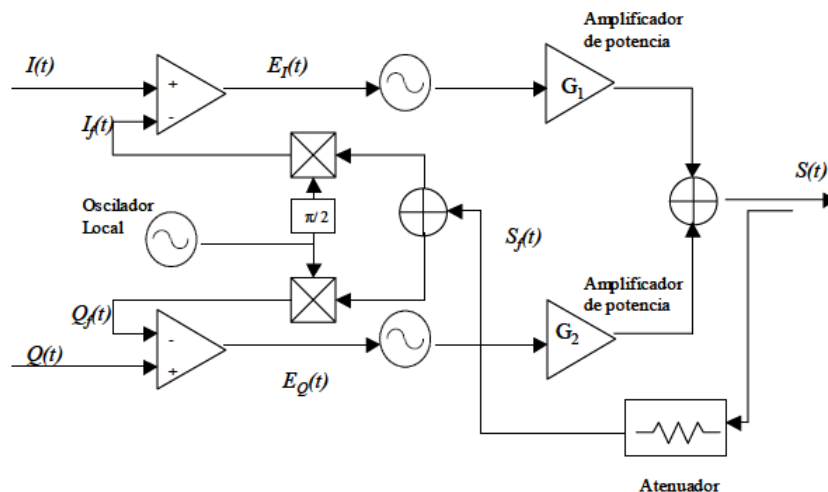


Figura I. 4 Diagrama de bloques de un modulador CALLUM

Este sistema tiene una topología de lazo cerrado, que le permite estar continuamente compensando los desbalances que puedan aparecer entre las ramas de amplificación, pero que también lo limitan a aplicaciones de banda estrecha. El ancho de banda del sistema lo determinan los polos dominantes y el retardo de lazo, que puede causar inestabilidad para altos niveles de ganancia.

Anexo II

Métodos de corrección de desequilibrios del transmisor LINC

Anexo II.1 Introducción

Una de las principales ventajas que presenta la linealización utilizando el transmisor LINC es que corresponde a una técnica en bucle abierto, a diferencia de las técnicas de lazo cerrado, no requiere el uso de un bucle de realimentación para determinar cuál es el nivel de distorsión introducido por el amplificador en la señal de salida con el objeto de aplicar algún tipo de algoritmo que permita reducirla. Esto se traduce en que la estabilidad está garantizada. Sin embargo, uno de los principales inconvenientes que presenta el transmisor LINC es su alta sensibilidad a cualquier desequilibrio que aparezca, tanto en ganancia como en fase, entre las dos ramas que lo constituyen.

Existen diferentes técnicas de procesamiento de la señal aplicadas a un transmisor LINC. La opción escogida en este PFC, como ya se explicó en el **Capítulo 2**, realiza el equilibrado entre ramas mediante un coeficiente de corrección por rama, una sola rama de referencia y una única señal de error. En los siguientes apartados vamos a desarrollar otros dos métodos aplicables a un transmisor LINC [1] y explicaremos por qué nos hemos decantado por el método implementado.

Anexo II.2 Método I.- Equilibrado mediante un coeficiente adaptativo por rama y dos ramas de referencia

En este método la señal de entrada se descompone en dos señales de envolvente constante a partir del separador de componentes. Cada una de estas señales se multiplica por sendos coeficientes complejos K_1 y K_2 . Para el cálculo de estos coeficientes se plantea el método mostrado en la Figura II.1.

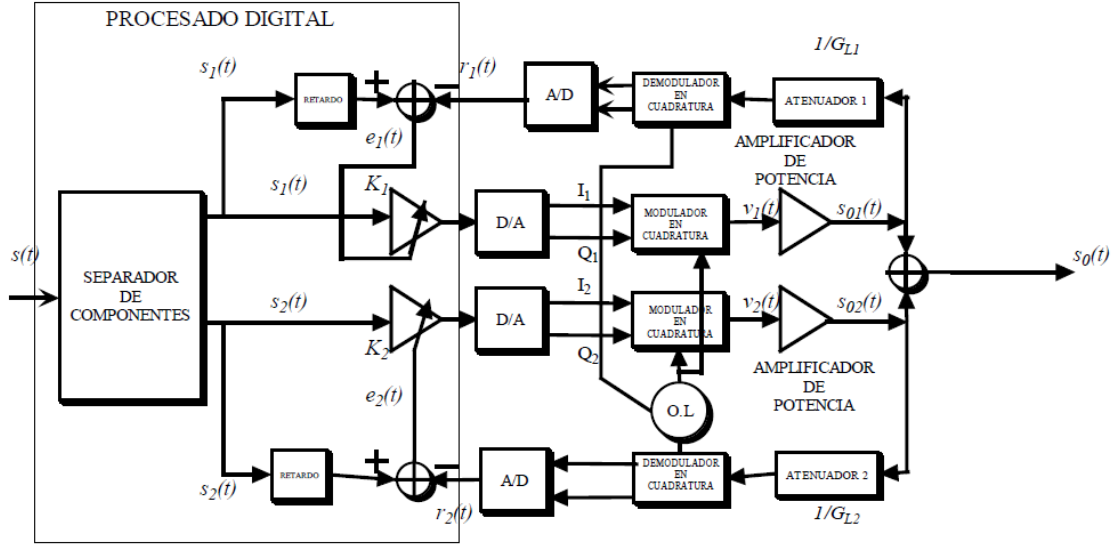


Figura II. 1 Modelo de simulación con dos ramas de referencia

La singularidad de este método es el uso de dos ramas de referencia, por lo que se propone tomar una muestra de la señal de salida de cada uno de los amplificadores de potencia. Esto es, dos señales de referencia, $r_1(t)$ y $r_2(t)$, que se obtienen a partir de la demodulación en banda base de la señales de salida de cada uno de los amplificadores potencia de cada rama, s_{01} y s_{02} , respectivamente. En este caso tenemos dos señales de error, una para cada rama.

$$e_1(t) = s_1(t) - r_1(t) \quad (II.1)$$

$$r_1(t) = s_1(t) \cdot K_1 \cdot \frac{G_1(|v_1(t)|)}{G_{L1}} \quad (II.2)$$

$$e_2(t) = s_2(t) - r_2(t) \quad (II.3)$$

$$r_2(t) = s_2(t) \cdot K_2 \cdot \frac{G_2(|v_2(t)|)}{G_{L2}} \quad (II.4)$$

Siguiendo un desarrollo similar al explicado en el apartado 2.2.1 obtenemos que la ecuación de actualización de coeficientes queda:

$$K_n(m+1) = K_n(m) + \mu_n \cdot e_n(m) \cdot \left(\frac{r_n(m)}{K_n(m)} \right)^* \quad n = 1,2 \quad (II.5)$$

Siendo μ_n un parámetro que controla la velocidad de convergencia y el desajuste del algoritmo y que recibe el nombre de “step-size”.

El problema que surge con este método es el desbalance producido entre las dos ramas de referencia, el cual será solucionado con el método escogido para este proyecto, en el que utilizábamos únicamente una rama de referencia. Otro problema que surgía eran los desbalances en cuadratura introducidos por los moduladores y el demodulador I/Q, lo cual hemos solucionado utilizando moduladores y demodulador digitales.

Anexo II.3 Método II.- Equilibrado mediante un coeficiente adaptativo por rama, una rama de referencia y dos señales de error

En este apartado vamos a describir un tercer método basado en el uso de dos señales de error que permitan la utilización de moduladores y demodulador analógicos. Es una combinación del modelo propuesto en el apartado anterior y el modelo implementado.

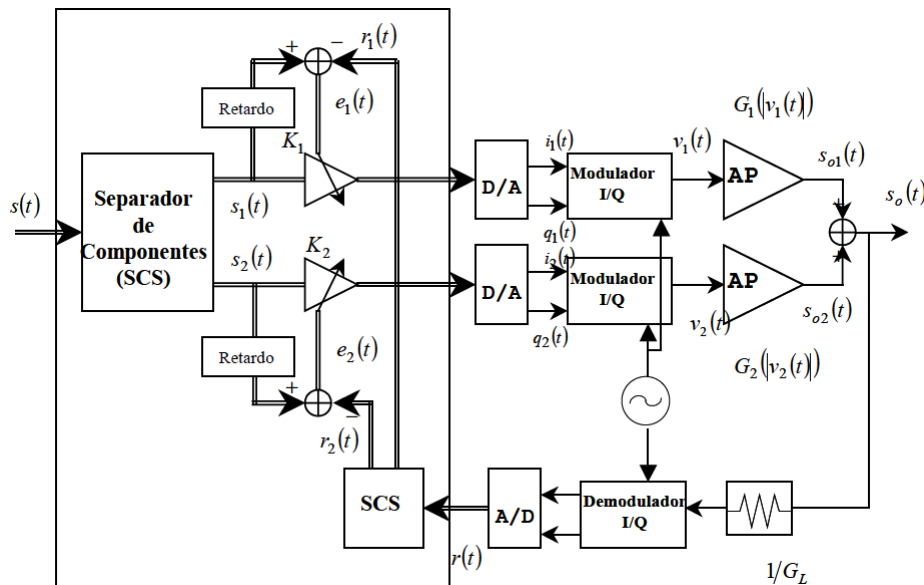


Figura II. 2 Modelo de simulación con una rama de referencia y dos señales de error

En este caso para tener dos señales de error necesitamos dos señales de referencia, las cuales las obtenemos mediante un bloque ‘separador de componentes’ en la rama de realimentación. Por lo tanto estas dos señales se transforman en señales de envolvente constante, al igual que ocurriría con el transmisor LINC.

$$r_1(t) = \frac{r(t)}{2} [1 - e_r(t)] \quad (\text{II.6})$$

$$r_2(t) = \frac{r(t)}{2} [1 + e_r(t)] \quad (\text{II.7})$$

Quedando los coeficientes de corrección:

$$K_n(m+1) = K_n(m) + \mu_n \cdot e_n(m) \cdot \left(\frac{r_n(m)}{K_n(m)} \right)^* \quad n = 1, 2 \quad (\text{II.8})$$

Este método sí que absorbe los desbalances I/Q típicos de los moduladores y demodulador comerciales.

Hemos optado por el método de una sola señal de error ya que en otros estudios [1] se ha comprobado que es más óptimo en cuanto a consumo, viabilidad y rendimiento, y al existir la posibilidad de usar integrados I/Q digitales se solucionan sus limitaciones.

Anexo III

El amplificador de potencia

Anexo III.1 Modelos de amplificador

Fenómenos tales como las asimetrías en términos inferiores y superiores de intermodulación, y la variación de las curvas AM/AM y AM/PM, en función de la señal, se observan a menudo en los APs de alta potencia. Al analizar las curvas AM/AM y AM/PM de los APs sin memoria en distintos anchos de banda, se ha observado que estas curvas no son estáticas ya que cambian dependiendo de entradas anteriores, es decir, estos cambios son debidos a efectos de memoria.

Vamos a describir tres modelos que describen el comportamiento de los amplificadores de potencia con efectos de memoria [14].

1. Modelo Polinomial con memoria (MP): se basa en introducir muestras de instantes anteriores “delays” de la señal de entrada hasta el orden k -ésimo para definir tanto las no linealidades del amplificador como sus efectos de memoria. Esta relación se describe en la siguiente ecuación.

$$y_{MP}(n) = \sum_{m=0}^M \sum_{k=0}^K a_{m,k} x(n - \tau_m) |x(n - \tau_m)|^k \quad (\text{III. 1})$$

Dónde $a_{m,k}$ son los coeficientes del modelo del amplificador y $\tau_m = \tau_0 \cdot m$, siendo τ_0 la muestra de la señal de entrada.

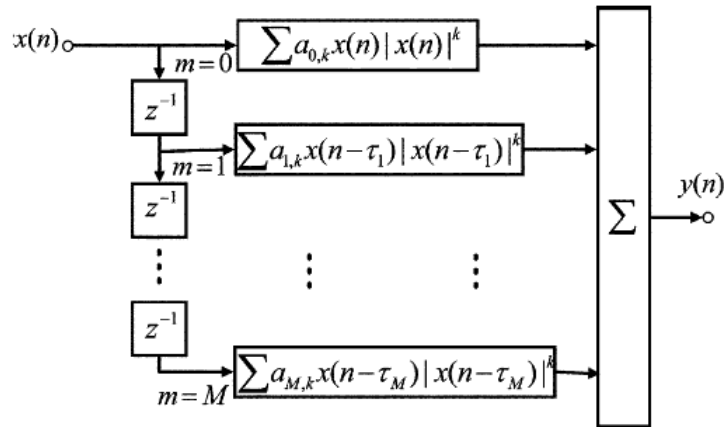


Figura III. 1 Estructura del modelo polinomial con memoria

2. Modelo polinomial de los retardos de memoria no uniformes (NDMP): este modelo mantiene características con el anterior y se puede representar con una ecuación muy similar.

$$y_{NDMP}(n) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K a_{l,k} x(n - \tau_l) |x(n - \tau_l)|^k \quad (\text{III. 2})$$

La única diferencia es el número de retardos y su valor, y que el cálculo de estos τ_l es bastante más complicado que en el caso anterior. El valor de τ_1 se estima mediante las correlación cruzada de la señal de entrada y una señal de error calculada a partir del modelo polinomial teniendo en cuenta AP lineales.

3. Modelo polinomial con memoria mejorado (EMP): el modelo MP no describe los efectos más graves en cuanto a no linealidad que provoca la memoria de los amplificadores. En este caso vamos a incluir productos de primer orden entre retardos de la señal de entrada y muestras corrientes de polinomios sin memoria

$$y_{EMP}(n) = \sum_{m=0}^M \left\{ x(n - \tau_m) \sum_{k=0}^K a_{m,k}^1 |x(n - \tau_m)|^k + x(n - \tau_m - \tau_0) \sum_{k=0}^K a_{m,k}^2 |x(n - \tau_m)|^k + x^*(n - \tau_m - \tau_0) x(n - \tau_m)^2 \sum_{k=0}^K a_{m,k}^3 |x(n - \tau_m)|^k \right\} \quad (\text{III. 3})$$

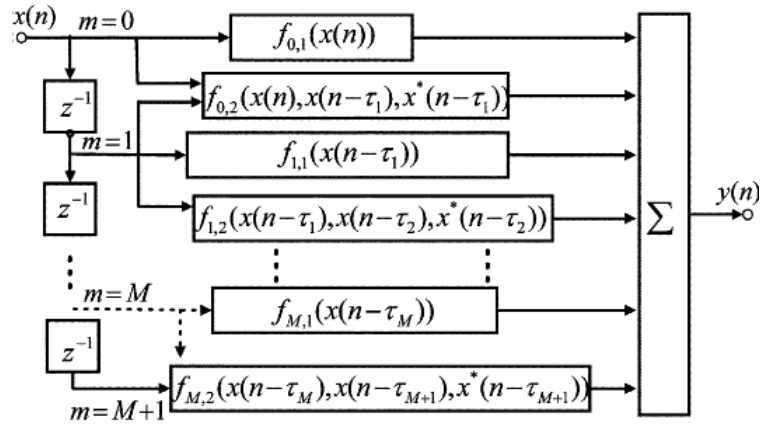


Figura III. 2 Estructura del modelo polinomial mejorado

Anexo III.2 Caracterización del amplificador de potencia como sistema con memoria

Para tratar los fenómenos de memoria en nuestros amplificadores de potencia hemos utilizado un modelo polinomial [15], con coeficientes complejos, que identifica los instantes de memoria de forma precisa.

Vamos a considerar un polinomio con memoria para representar curvas dinámicas. Consiste en varios retardos y funciones estáticas no lineales y se basa en el uso de una serie de Volterra. El modelo equivalente de un amplificador de potencia en banda base considerando los efectos de la memoria y su no linealidad se representa:

$$y[l] = \sum_{q=0}^Q \sum_{k=1}^n a_{2k-1,q} |x[l-q]|^{2(k-1)} \cdot x[l-q] \quad (\text{III. 4})$$

Donde $x[l]$ es la señal de entrada discreta de envolvente compleja e $y[l]$ es la salida de dicha señal. Este modelo considera sólo términos no lineales de orden impar debidos a características paso banda. Consideramos que el valor máximo de memoria que vamos a tener en cuenta es Q .

La estructura de este modelo es similar a un filtro FIR (Respuesta Finita al Impulso), la diferencia es que la función F_q es un polinomio que puede ser representado como:

$$F_q(x) = \sum_{k=1}^n a_{2k-1,q} |x|^{2(k-1)} x \quad (\text{III. 5})$$

Este polinomio con memoria puede modelar los efectos de memoria de un AP. Los problemas son que necesitamos un gran número de coeficientes y que se muestra una lenta convergencia de del error cuadrático medio, rms, entre salida medida y la salida estimada mediante la adición de retardo. Estos problemas pueden ser solucionados usando retardos, llamados en [13] “*sparse delay taps*”. El polinomio resultante queda de la siguiente forma:

$$y[l] = \sum_{q=0}^m \sum_{k=1}^n a_{2k-1,q} |x[l-d_q^{(m)}]|^{2(k-1)} \cdot x[l-d_q^{(m)}] \quad (\text{III. 6})$$

Donde $d_q^{(m)}$ es el “*sparse delay taps*”, donde el número de ramas es de $m+1$. La estructura de este modelo se puede mostrar en la siguiente figura:

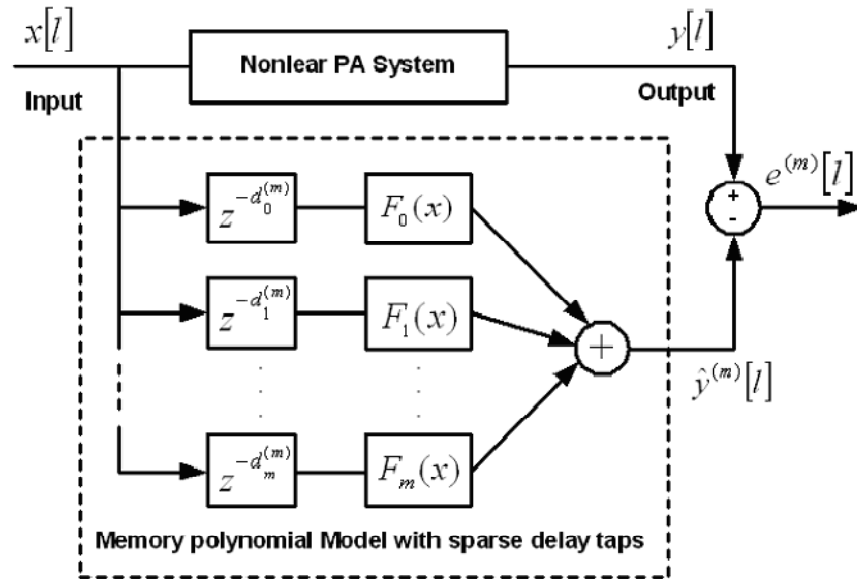


Figura III. 3 Modelo de un AP usando modelo polinomial con memoria con *sparse delay taps*

Para calcular los instantes de retardo, “*sparse delay taps*”, podemos representar dicho polinomio como una matriz en el dominio del tiempo.

$$Y = [y[l] \quad y[l+1] \quad \dots \quad y[l+N-1]]^T \quad (\text{III. 7})$$

$$H^{(m)} = \begin{bmatrix} H_0^{(m)} & \dots & H_q^{(m)} & \dots & H_m^{(m)} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 8})$$

$$H_q^{(m)} = \begin{bmatrix} h_{1,q}^{(m)}[l] & h_{3,q}^{(m)}[l] & \dots & h_{2n-1,q}^{(m)}[l] \\ h_{1,q}^{(m)}[l+1] & h_{3,q}^{(m)}[l+1] & \dots & h_{2n-1,q}^{(m)}[l+1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{1,q}^{(m)}[l+N-1] & h_{3,q}^{(m)}[l+N-1] & \dots & h_{2n-1,q}^{(m)}[l+N-1] \end{bmatrix} \quad (\text{III. 9})$$

Siendo,

$$h_{2k-1,q}^{(m)}[l] = \left| x[l - d_q^{(m)}] \right|^{2(k-1)} \cdot x[l - d_q^{(m)}] \quad (\text{III. 10})$$

Y los coeficientes

$$a_q^{(m)} = \begin{bmatrix} a_{1,q}^{(m)} & a_{3,q}^{(m)} & \dots & a_{2n-1,q}^{(m)} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 11})$$

La ecuación III.7 con N puntos temporales consecutivos se puede representar como una matriz tal como

$$Y = H^{(m)} \cdot a^{(m)} \quad (\text{III. 12})$$

Donde Y es un vector $N \times 1$, $H^{(m)}$ es una matriz $N \times n(m+1)$ y $a^{(m)}$ es un vector $n(m+1) \times 1$. Para obtener los coeficientes que minimizan el error rms entre la salida que hemos medido y la salida simulada con N medidas consecutivas en el dominio del tiempo, podemos utilizar la siguiente ecuación:

$$\hat{a}^{(m)} = \begin{bmatrix} \hat{a}_0^{(m)} & \dots & \hat{a}_q^{(m)} & \dots & \hat{a}_m^{(m)} \end{bmatrix}^T = H^{(m)-1} \cdot Y \quad (\text{III. 13})$$

Siendo $H^{(m)-1}$ la matriz pseudo-inversa de $H^{(m)}$. La salida estimada del modelo resultará ser

$$\begin{aligned} \hat{Y}^{(m)} &= [\hat{y}^{(m)}[l] \quad \hat{y}^{(m)}[l+1] \quad \dots \quad \hat{y}^{(m)}[l+N-1]]^T = H^{(m)} \cdot \hat{a}^{(m)} \\ &= \sum_{q=0}^m H_q^{(m)} \cdot \hat{a}^{(m)} \end{aligned} \quad (\text{III. 14})$$

Así pues, podemos calcular el error entre los datos medidos y simulados como

$$E^{(m)} = Y - \hat{Y}^{(m)} = \begin{bmatrix} e^{(m)}[l] & e^{(m)}[l+1] & \dots & e^{(m)}[l+N-1] \end{bmatrix}^T \quad (\text{III. 15})$$

El error rms considerando N muestras temporales consecutivas y $m+1$ ramas podría ser adquirido como

$$rmse[m] = \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |e^{(m)}[l-k]|^2 \right)^{1/2} = \frac{1}{\sqrt{N}} \|E^{(m)}\|_2 \quad (\text{III. 16})$$

En una aplicación sin memoria m se fija como 0 y $d_0^{(0)}$ es 0. El diagrama de bloques que explica este modelo se muestra en la Figura 3.4.

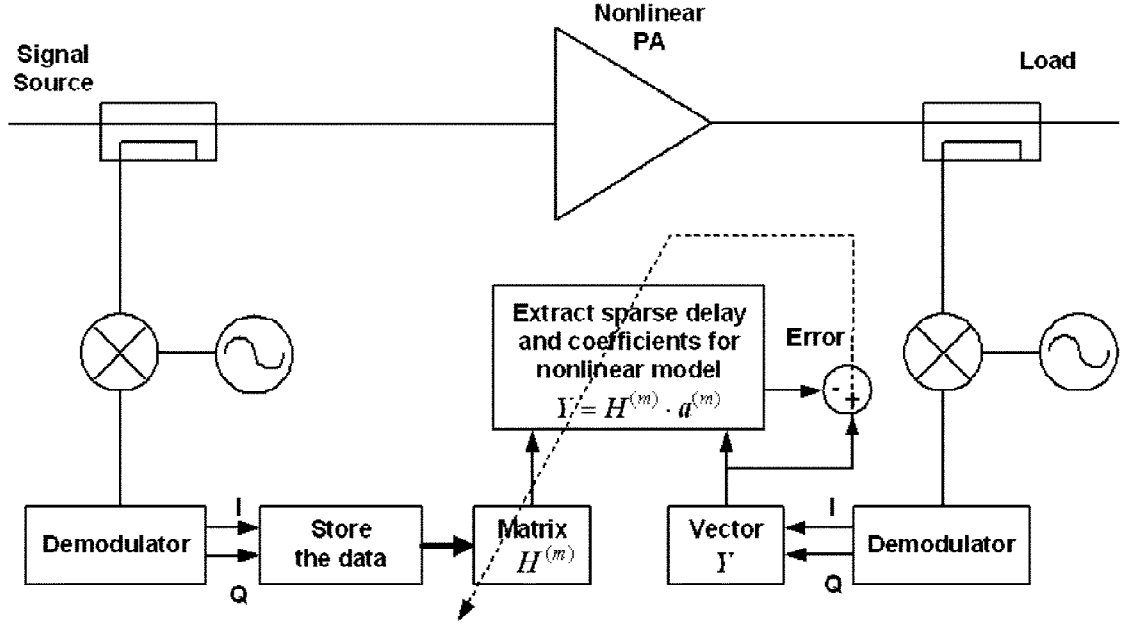


Figura III. 4 Diagrama de bloques del sistema de identificación de retardos

El “sparse delay taps” o retardo óptimo puede ser representado con

$$d_{opt}^{(m)} = \left\{ d^{(m)} \Big|_{d^{(m)}}^{min} (\|E^{(m)}\|_2^2), d^{(m)} = \{d_0^{(m)} \quad \dots \quad d_m^{(m)}\} \right\} \quad (\text{III. 17})$$

Donde

$$\|E^{(m)}\|_2^2 = Y^* Y + \hat{a}^{(m)*} H^{(m)*} H^{(m)} \hat{a}^{(m)} - 2 \text{Re}\{Y^* H^{(m)} \hat{a}^{(m)}\} \quad (\text{III. 18})$$

Donde $*$ denota el complejo conjugado. El término $\|E^{(m)}\|_2^2$ lo obtenemos de la autocorrelación de $\hat{y}^{(m)}$ y la correlación cruzada de y y $\hat{y}^{(m)}$. El primer paso es determinar el coeficiente $d_0^{(0)}$ que minimiza $\|E^{(0)}\|_2^2$ haciendo un barrido desde el valor de memoria 0 al máximo que podemos considerar Q_{\max} . Normalmente $d_0^{(0)}$ es 0, lo que quiere decir que la parte sin memoria es la dominante en un AP. Este proceso se repite sucesivamente hasta encontrar los $m + 1$ valores óptimos, $d_{opt}^{(m)}$.

Anexo IV

Data sheets

Coaxial

Broadband Amplifier

ZFL-1000GH+

50Ω Variable Gain 10 to 1200 MHz

Features

- wideband, 10 to 1200 MHz
- rugged, shielded case

Applications

- VHF/UHF
- cellular
- AGC applications



CASE STYLE: Y30

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZFL-1000GH+	\$309.00 ea.	(1-9)
BRACKET (OPTION "B")		\$2.50	(1+)

+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Broadband Amplifier Electrical Specifications

MODEL NO.	FREQUENCY (MHz)		GAIN (dB)				MAXIMUM POWER (dBm)		DYNAMIC RANGE		VSWR (±1) Typ.		DC POWER	
	f_L	f_H	Min.	Typ.	Flatness Max.	Control Range	Output (1 dB Compr.)	Input (no damage)	NF (dB) Typ.	IP3 (dBm) Typ.	In	Out	Volt (V) Nom.	Current (mA) Max.
ZFL-1000GH+	10	1200	24	34	±1.5	30**	+13	+10	15	+25	2.2	2.0	15	170

All specifications at 0 volt control voltage

**Response time (10% to 90%) 25µsec, control voltage 0 to 5V

Open load is not recommended, potentially can cause damage.

With no load derate max input power by 20 dB

Maximum Ratings

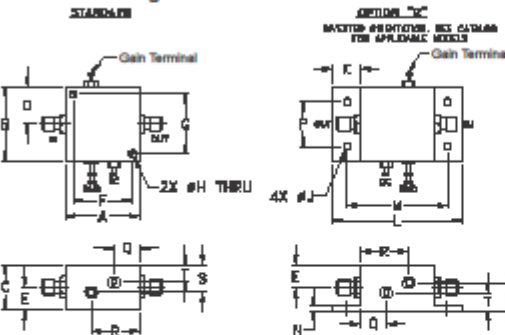
Operating Temperature -20°C to 71°C

Storage Temperature -55°C to 100°C

DC Voltage +17V Max.

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch/mm)

A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	R	S	T	wt.
1.25	1.25	.75	.63	.36	1.000	1.000	.125	.125	.46	2.18	1.600	.06	.750	.50	.80	.40	.29	30
31.75	31.75	19.05	16.00	9.14	25.40	25.40	3.18	3.18	11.68	40.87	42.88	1.52	19.05	12.70	20.32	11.43	7.37	

Mini-Circuits

ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 664-4500 Fax (718) 352-4661 The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly at minicircuits.com

IFIRF MICROWAVE COMPONENTS

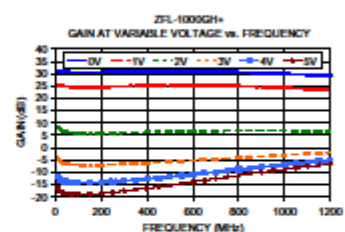
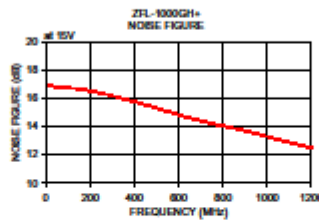
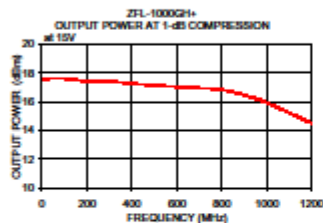
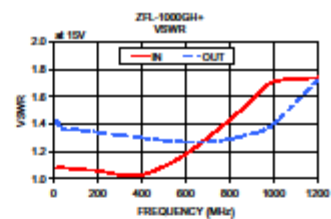
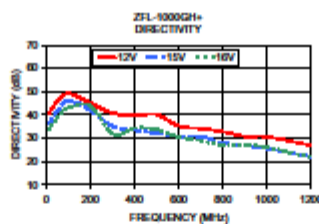
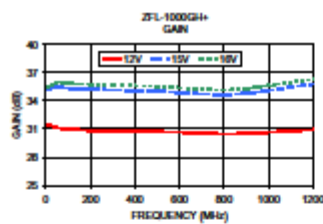
Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuits' standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCIShowTerms.jsp.

REV. D
M110215
ZFL-1000GH+
350618
Page 1 of 2

Typical Performance Data/Curves

ZFL-1000GH+

FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)			DIRECTIVITY (dB)			VSWR (:1)		POUT at 1 dB COMPR (dBm)	FREQUENCY (MHz)	NOISE FIGURE (dB)
	12V	15V	16V	12V	15V	16V	IN	OUT			
10.00	31.47	35.25	35.52	40.62	36.05	33.39	1.08	1.42	17.57	10.00	17.02
50.00	31.12	35.50	36.01	45.80	41.57	38.98	1.08	1.36	17.64	41.60	16.83
100.00	31.01	35.36	35.87	49.19	46.30	43.08	1.07	1.36	17.63	97.80	16.77
200.00	30.84	35.25	35.77	45.00	41.95	43.96	1.06	1.34	17.44	230.00	16.45
300.00	30.78	35.17	35.70	40.83	35.26	31.85	1.03	1.32	17.42	437.20	15.82
400.00	30.75	35.10	35.63	39.72	33.43	34.40	1.03	1.30	17.28	528.70	15.19
500.00	30.73	35.04	35.55	40.15	32.23	33.74	1.00	1.28	17.15	620.30	14.75
600.00	30.65	34.89	35.40	35.18	30.66	30.52	1.18	1.27	17.06	681.30	14.50
700.00	30.56	34.75	35.25	34.10	30.65	28.92	1.30	1.27	16.96	742.30	14.25
800.00	30.48	34.68	35.17	32.79	27.96	27.06	1.43	1.29	16.85	833.80	13.94
900.00	30.52	34.81	35.31	30.70	26.78	27.19	1.57	1.33	16.47	925.40	13.60
1000.00	30.65	35.12	35.65	30.59	25.63	26.06	1.71	1.40	15.94	1016.90	13.23
1200.00	30.92	35.81	36.31	26.86	21.98	21.89	1.74	1.72	14.50	1200.00	12.50



Mini-Circuits

ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 664-4500 Fax (718) 352-4661 The Design Engineers Search Engine

Provides ACTUAL Data Instantly at minicircuits.com

IFIRF MICROWAVE COMPONENTS

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuits' standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchases of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCULStore/terms.jsp.

Page 2 of 2

Coaxial Directional Coupler

50 Ω

10 to 1000 MHz

ZFDC-10-2

BNC version shown
CASE STYLE: K18**Maximum Ratings**

Operating Temperature -55°C to 100°C

Storage Temperature -55°C to 100°C

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Coaxial Connections

INPUT	1
OUTPUT	2
COUPLED	3

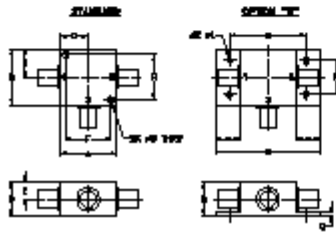
Features

- wideband, 10 to 1000 MHz
- excellent directivity, 30 dB typ.
- rugged shielded case

Applications

- VHF/UHF
- cellular
- instrumentation
- communication receivers & transmitters

Connectors	Model	Price	Qty.
BNC	ZFDC-10-2	\$51.95	(1-9)
SMA	ZFDC-10-2-S	\$56.95	(1-9)
N-TYPE	ZFDC-10-2-N	\$56.95	(1-9)
BRACKET (OPTION "B")		\$2.50	(1+)

Outline Drawing**Outline Dimensions (inch)**

A	B	C	D	E	F	G	H
1.25	1.25	.75	.63	.38	1.00	1.25	1.000
31.75	31.75	19.05	16.00	9.65	25.40	31.75	25.40

J	K	L	M	N	P	Q	wt
—	—	.125	1.888	2.15	.75	.07	grams
—	—	3.18	47.88	55.37	19.05	1.78	70.0

Directional Coupler Electrical Specifications

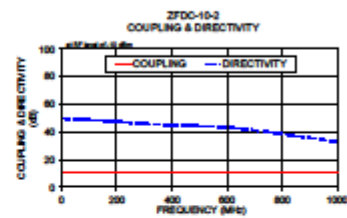
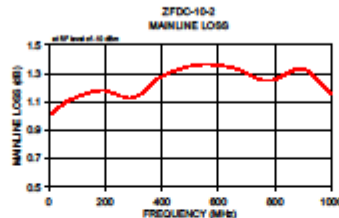
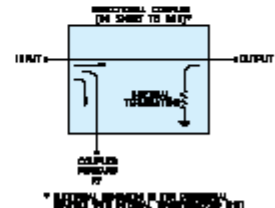
FREQ. RANGE (MHz)	COUPLING (dB)		MAINLINE LOSS ¹ (dB)						DIRECTIVITY (dB)						VSWR (:1)	POWER INPUT (W)	
																L	MU
			L	M	U	L	M	U	L	M	U	L	MU				
f_c - f_u	Norm.	Flatness	Typ.	Max.	Typ.	Max.	Typ.	Max.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Max.	Max.
10-1000	10.75±0.5	±0.5	1.5	2.0	1.2	1.8	1.5	2.0	35	28	30	25	27	20	1.5	1.5	3.0

L = low range [f_L to $10 f_L$] M = mid range [$10 f_L$ to $f_U/2$] U = upper range [$f_U/2$ to f_U]

1. Mainline loss includes theoretical power loss at coupled port.

Typical Performance Data

Frequency (MHz)	Mainline Loss (dB) In-Out	Coupling (dB) In-Cpl	Directivity (dB)	Return Loss (dB)		Cpl
				In	Out	
10.00	1.02	10.60	49.75	39.14	30.98	18.57
82.00	1.12	10.67	49.03	38.38	28.65	17.85
190.00	1.18	10.76	47.76	37.00	25.04	17.16
300.00	1.13	10.75	46.01	35.28	22.63	16.58
400.00	1.28	10.89	45.09	34.20	21.25	16.22
525.00	1.36	10.92	44.18	33.28	20.24	16.05
650.00	1.34	10.89	42.52	31.63	19.67	16.29
775.00	1.25	10.93	39.39	28.46	20.10	17.02
900.00	1.33	10.88	35.85	24.98	20.78	18.22
1000.00	1.15	11.06	32.99	21.93	21.85	19.61

**Electrical Schematic**

ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED

P.O. Box 350186, Brooklyn, New York 11235-0005 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4861 The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly at minicircuits.com

RF/MICROWAVE COMPONENTS

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuits' standard limited warranty and terms and conditions (collectively "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCIShowTerms.jsp.

 REV. A
M119008
ZFDC-10-2
W2TD000000
090917

Coaxial Amplifier

ZFL-750+ ZFL-750

50Ω Low Power 0.2 to 750 MHz

Features

- wideband, 0.2 to 750 MHz
- rugged shielded case
- low noise figure, 6 dB typ.
- protected by US Patent, 6,943,629

Applications

- VHF/UHF
- lab use
- instrumentation



CASE STYLE: Y460

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZFL-750(+)	\$74.95 ea.	(1-9)
BRACKET (OPTION "B")		\$2.50	(1+)

+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

The "+" suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Amplifier Electrical Specifications

MODEL NO.	FREQUENCY (MHz)		GAIN (dB)		MAXIMUM POWER (dBm)		DYNAMIC RANGE		VSWR (:-1) Typ.		DC POWER	
	f ₁	f ₂	Min.	Flatness Max.	Output (1 dB Comp.)	Input (no damage)	NF (dB) Typ.	IP3 (dBm) Typ.	In	Out	Volt (V) Nom.	Current (mA) Max.
ZFL-750(+)	0.2	750	18	±0.55	+9*	+5	6.0	+18	1.5	2.0	15	90

* +7dBm from 500 to 750 MHz

Open load is not recommended, potentially can cause damage. With no load derate max input power by 20 dB

Maximum Ratings

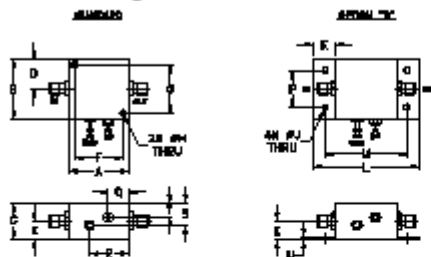
Operating Temperature -20°C to 71°C

Storage Temperature -55°C to 100°C

DC Voltage +17V Max.

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch/mm)

A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	R	S	T	wt.
1.25	1.25	.75	.83	.38	1.000	1.000	.125	.125	.46	2.18	1.688	.06	.750	.50	.80	.45	.20	grams
31.75	31.75	19.05	16.00	9.14	25.40	25.40	3.18	3.18	11.68	55.37	42.88	1.52	19.05	12.70	20.32	11.43	7.37	38

Mini-Circuits

ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (r18) 934-4500 Fax (r18) 332-4661 The Design Engineers Search Engine

Provides ACTUAL Data Instantly at minicircuits.com

IFIRF MICROWAVE COMPONENTS

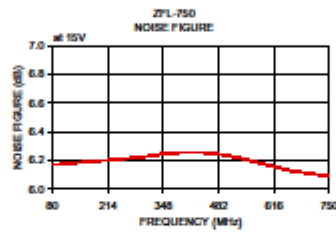
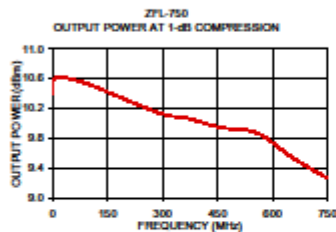
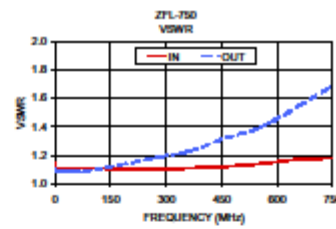
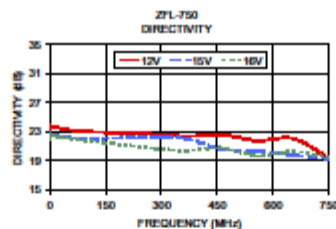
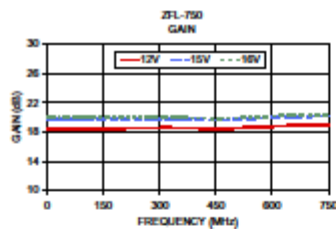
Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuits' standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCULStore/terms.jsp.

REV. A
M12600
ZFL-750
100923
Page 1 of 2

ZFL-750+ ZFL-750

Typical Performance Data/Curves

FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)			DIRECTIVITY (dB)			VSWR (:1)		NOISE FIGURE (dB)	POUT at 1 dB COMPR. (dBm)	
	12V	15V	16V	12V	15V	16V	IN	OUT		15V	15V
0.20	18.30	19.78	20.01	22.90	22.20	22.00	1.14	1.10	—	10.39	—
1.00	18.36	19.85	20.08	23.90	22.90	22.60	1.10	1.08	—	10.50	—
9.30	18.38	19.86	20.10	23.70	22.60	22.50	1.11	1.09	—	10.61	—
83.50	18.38	19.84	20.07	23.10	22.10	21.90	1.11	1.09	6.17	10.55	—
288.00	18.57	19.79	20.00	22.70	22.30	20.70	1.10	1.19	6.22	10.14	—
365.50	18.55	19.74	19.97	22.40	22.10	20.40	1.11	1.23	6.25	10.07	—
461.00	18.44	19.64	19.87	22.60	20.60	20.80	1.12	1.32	6.25	9.94	—
557.70	18.66	19.88	20.07	21.80	20.40	19.70	1.14	1.40	6.20	9.87	—
653.00	18.87	20.06	20.29	22.10	19.80	20.30	1.17	1.54	6.13	9.54	—
750.00	18.98	20.20	20.39	19.40	19.30	19.50	1.18	1.69	6.09	9.26	—



Mini-Circuits
ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED
P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (r18) 934-4500 Fax (r18) 332-4661 The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly at minicircuits.com

For detailed performance specs
& shipping info see minicircuits.com

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuits' standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCULStore/terms.jsp.

Coaxial High Power Combiner

2 Way-0° 50Ω 100 to 600 MHz

ZA2CS-600-10W

Maximum Ratings

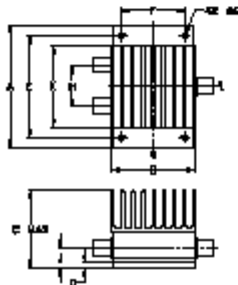
Operating Temperature	-55°C to 90°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Coaxial Connections

SUM PORT	8
PORT 1	1
PORT 2	2

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch/mm)

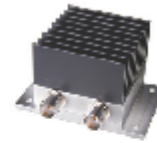
A	B	C	D	E	F
3.00	2.06	1.92	.100	2.500	1.525
76.20	52.32	48.77	2.54	63.50	38.74
G	H	J	K	wt	
.125	1.000	.50	2.00	grams	
3.18	25.40	12.70	50.80	330	

Features

- high power, up to 10W input power
- wideband, 100 to 600 MHz
- low insertion loss, 0.4 dB typ.
- high isolation, 27 dB typ.

Applications

- VHF/UHF
- communication receivers & transmitters



BNC version shown
CASE STYLE: AW254

Connectors	Model	Price	Qty.
BNC	ZA2CS-600-10W	\$74.95	(1-9)
N-TYPE	ZA2CS-600-10W-N	\$79.95	(1-9)
SMA	ZA2CS-600-10W-S	\$79.95	(1-9)

High Power Combiner Electrical Specifications

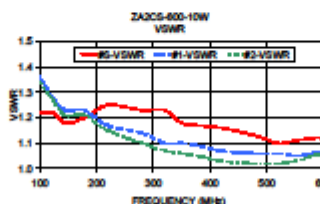
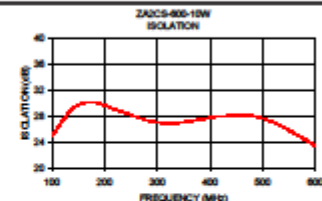
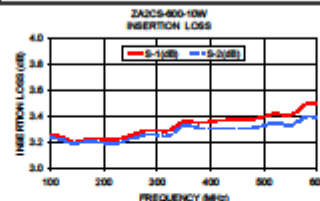
FREQ. RANGE (MHz)	ISOLATION (dB)	INSERTION LOSS (dB) ABOVE 3.0 dB	PHASE UNBALANCE (Degrees)	AMPLITUDE UNBALANCE (dB)	POWER INPUT (W)
f ₁ -f ₂	Typ. Min.	Typ. Max.	Typ. Max.	Typ. Max.	as combiner ¹ as splitter ² Max. Max.
100-600	27 15	0.4 1.3	0.4 3.0	0.15 0.5	10 10

1. Over -55°C to +55°C. Derate linearly to 20% of rating at 90°C

2. As a combiner of non-coherent signals, max. power per port is power rating divided by number of ports.

Typical Performance Data

Frequency (MHz)	Insertion Loss (dB)	Amplitude Unbalance (dB)	Isolation (dB)	Phase Unbalance (deg.)	VSWR 8	VSWR 1	VSWR 2
	8-1	8-2					
100.00	3.26	3.24	0.01	24.75	0.16	1.22	1.36
122.50	3.24	3.22	0.02	27.48	0.09	1.22	1.28
145.00	3.20	3.19	0.01	29.39	0.21	1.18	1.23
178.75	3.23	3.21	0.02	30.09	0.06	1.20	1.23
220.00	3.22	3.19	0.03	28.98	0.23	1.25	1.17
280.00	3.29	3.28	0.03	27.29	0.27	1.23	1.14
320.00	3.29	3.25	0.04	26.82	0.24	1.23	1.10
350.00	3.36	3.33	0.03	27.00	0.26	1.18	1.10
380.00	3.35	3.31	0.04	27.39	0.47	1.17	1.09
420.00	3.37	3.31	0.05	27.90	0.36	1.16	1.07
480.00	3.38	3.31	0.07	27.96	0.48	1.13	1.06
520.00	3.42	3.35	0.07	26.97	0.80	1.10	1.06
550.00	3.41	3.33	0.08	25.72	0.84	1.11	1.05
580.00	3.50	3.40	0.10	24.34	0.78	1.12	1.06
600.00	3.50	3.39	0.11	23.37	0.88	1.12	1.07



electrical schematic



Mini-Circuits
ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED
RF/MICROWAVE COMPONENTS

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 954-4800 Fax (718) 332-4661 The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly at minicircuits.com

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuits' standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MC3/Gloss/terms.jsp.

For detailed performance specs & shipping info see web site

REV. A
M11841
ZA2CS-600-10W
HY/TD/CP
060627

Coaxial Power Splitter/Combiner

3 Way-0° 50Ω 1 to 500 MHz

ZFSC-3-1+
ZFSC-3-1



Maximum Ratings

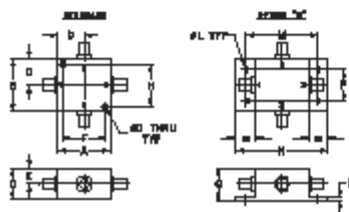
Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Power Input (as a splitter)	1W max.
Internal Dissipation	0.375W max.

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Coaxial Connections

SUM PORT	S
PORT 1	1
PORT 2	2
PORT 3	3

Outline Drawing



Outline Dimensions (Inch/mm)

	A	B	C	D	E	F	G	H
1.25	1.25	.75	.83	.38	1.000	.125	1.000	
31.75	31.75	19.05	16.00	9.65	25.40	3.18	25.40	

	J	K	L	M	N	P	Q	wt
	-	-	.125	1.688	2.18	.75	.07	grams
	-	-	3.18	42.88	55.37	19.05	1.78	75.0

For option B with N-Type connectors, dimension "C" increases to 0.94 inches.

Features

- wideband, 1 to 500 MHz
- low insertion loss, 0.5 dB typ.
- high isolation, 30 dB typ.
- rugged, shielded case

Applications

- VHF/UHF
- instrumentation
- communication system

BNC version shown
CASE STYLE: J17

Connectors	Model	Price	Qty.
BNC	ZFSC-3-1(+)	\$61.95	(1.0)
SMA	ZFSC-3-1-S+	\$66.95	(1.0)
N-TYPE	ZFSC-3-1-N+	\$66.95	(1.0)
BRACKET (OPTION "B")		\$2.50	(1+)

+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Electrical Specifications

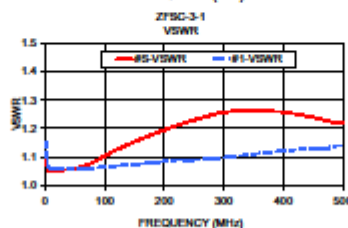
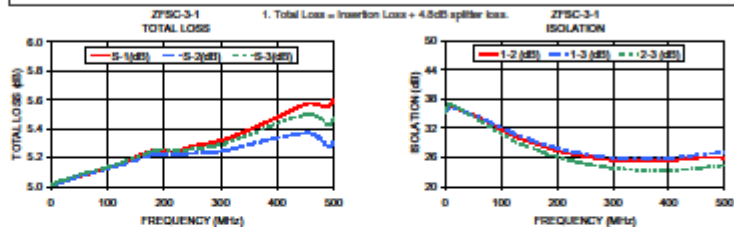
FREQ. RANGE (MHz)	ISOLATION (dB)						INSERTION LOSS (dB) ABOVE 4.8 dB						PHASE UNBALANCE (Degrees)			AMPLITUDE UNBALANCE (dB)		
	L ¹	L ²	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	L	M	U	L	M	U
1-500	30	20	30	20	25	18	0.4	0.75	0.5	0.9	0.8	1.2	2.0	3.0	4.0	0.2	0.3	0.4

L = low range [f_l to 10 f_l] M = mid range [10 f_l to f_u/2] U = upper range [f_u/2 to f_u]

Typical Performance Data

Freq. (MHz)	Total Loss ¹ (dB)			Amp. Unbal. (dB)	Isolation (dB)			Phase Unbal. (deg.)	VSWR S	VSWR 1	VSWR 2	VSWR 3
	S-1	S-2	S-3		1-2	1-3	2-3					
1.00	5.02	5.02	5.02	0.00	35.42	35.35	35.32	0.03	1.11	1.15	1.15	1.15
4.20	5.01	5.02	5.01	0.01	35.93	35.81	36.47	0.03	1.06	1.07	1.07	1.07
7.00	5.02	5.02	5.01	0.00	36.31	36.18	36.81	0.07	1.05	1.06	1.06	1.06
10.00	5.02	5.02	5.03	0.01	36.50	36.38	36.98	0.10	1.05	1.06	1.06	1.06
67.00	5.09	5.09	5.10	0.01	33.88	34.07	33.28	0.56	1.07	1.06	1.06	1.07
124.00	5.16	5.15	5.16	0.01	30.45	30.83	29.38	1.09	1.13	1.07	1.08	1.08
181.00	5.25	5.22	5.25	0.02	28.12	28.54	26.82	1.49	1.18	1.08	1.09	1.10
220.00	5.24	5.22	5.25	0.03	26.92	27.33	25.52	1.71	1.21	1.09	1.10	1.11
250.00	5.28	5.23	5.26	0.06	26.28	26.69	24.76	1.91	1.23	1.09	1.11	1.12
310.00	5.33	5.25	5.30	0.08	25.41	25.80	23.71	2.16	1.26	1.10	1.12	1.15
390.00	5.46	5.33	5.42	0.14	25.38	25.74	23.33	2.50	1.26	1.12	1.13	1.17
450.00	5.57	5.37	5.50	0.20	25.07	26.51	23.70	2.90	1.24	1.13	1.12	1.19
470.00	5.57	5.35	5.49	0.22	26.08	26.76	24.04	3.14	1.23	1.13	1.12	1.19
490.00	5.55	5.28	5.43	0.27	26.00	26.98	24.29	3.41	1.22	1.14	1.12	1.19
500.00	5.60	5.31	5.47	0.29	25.91	27.09	24.49	3.49	1.22	1.14	1.12	1.19

1. Total Loss = Insertion Loss + 4.8dB splitter loss.



electrical schematic



Mini-Circuits®

ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED

RF/MICROWAVE COMPONENTS

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 954-4800 Fax (718) 333-4661 The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly at minicircuits.com

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuits' standard limited warranty and terms and conditions (collectively "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MC3/Gloss/terms.jsp.

REV. C
M177804
ZFSC-3-1
M177804PM
000616

Coaxial Frequency Mixer

Level 7 (LO Power +7 dBm) 300 to 4000

ZX05-30W+



Maximum Ratings

Operating Temperature	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
RF Power	50mW
IF Current	40mA

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Coaxial Connections

LO	1
RF	2
IF	3

Features

- rugged construction
- small size
- low conversion loss
- high L-R Isolation
- protected by US Patents 6,133,525 & 6,790,049

Applications

- cellular
- PCS
- instrumentation
- satellite communication

CASE STYLE: FL905

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZX05-30W-S+	\$37.95 ea.	(1-24)

+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

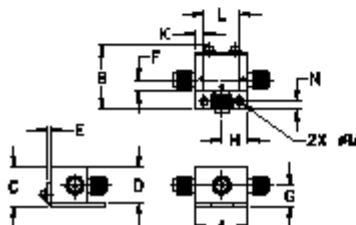
The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Electrical Specifications (T_{AMB}=25°C)

FREQUENCY (MHz)	CONVERSION LOSS (dB)	LO-RF ISOLATION (dB)	LO-IF ISOLATION (dB)	IP3 at center band (dBm)
LO/RF (f ₁ /f ₂)	Mid-Band m			
	X	Typ.	Typ.	Typ.
300-4000 DC-950	6.8 0.2 9.0 9.8	35 17	16 7	12

1 dB COMP: +1 dBm typ.
m= mid band [2] to f₁/2

Outline Drawing



Outline Dimensions (inches)

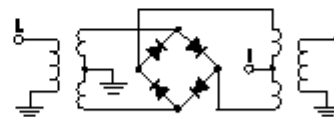
A	B	C	D	E	F	G
.74	.90	.54	.50	.04	.16	.29
18.80	22.86	13.72	12.70	1.02	4.06	7.37

H	J	K	L	M	N	wt
.37	—	.122	.496	.106	.122	grams
9.40	—	3.10	12.60	2.69	3.10	20.0

Typical Performance Data

Frequency (MHz)	Conversion Loss (dB)	Isolation L-R (dB)	Isolation L-I (dB)	VSWR RF Port (1)	VSWR LO Port (1)
RF	LO	LO	LO	LO	LO
	+7dBm	+7dBm	+7dBm	+7dBm	+7dBm
300.10	5.34	45.30	34.88	2.04	5.44
450.10	4.98	41.41	32.02	1.54	3.81
600.10	5.02	39.35	28.89	1.73	3.17
781.35	5.11	37.95	28.09	2.81	2.51
943.85	6.22	37.02	28.05	3.48	1.97
1106.35	6.38	39.38	23.85	2.77	1.70
1288.85	6.45	42.78	20.82	2.59	1.80
1431.35	5.84	40.78	18.75	3.08	2.17
1675.10	7.37	37.89	18.07	1.89	2.72
1837.80	7.03	37.80	14.80	2.87	3.10
2000.10	7.54	37.84	13.54	3.39	3.13
2211.87	7.80	37.90	12.47	3.19	3.29
2435.39	7.94	38.15	11.59	3.90	3.27
2658.92	7.71	39.90	10.55	4.70	3.21
2882.45	7.49	44.88	9.58	4.72	2.78
3105.98	6.88	38.93	10.01	4.08	1.98
3329.51	6.50	39.01	11.39	2.83	1.89
3553.04	6.28	41.78	14.88	2.41	2.39
3776.57	6.25	38.02	19.20	1.48	3.74
4000.10	6.55	34.99	25.24	1.19	5.27

Electrical Schematic



Mini-Circuits®
ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0000 (718) 934-4500 Fax (718) 933-4661 The Design Engineers Search Engine www.minicircuits.com Provide ACTUAL Data Instantly at www.minicircuits.com

RF/MICROWAVE COMPONENTS

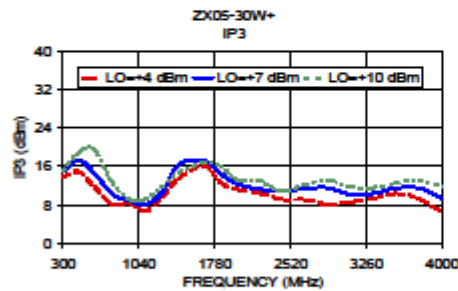
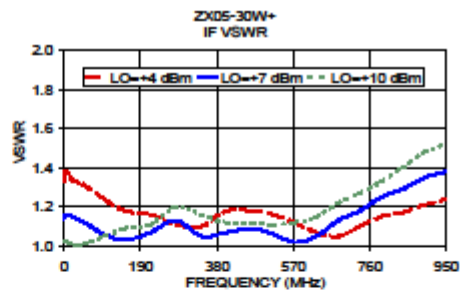
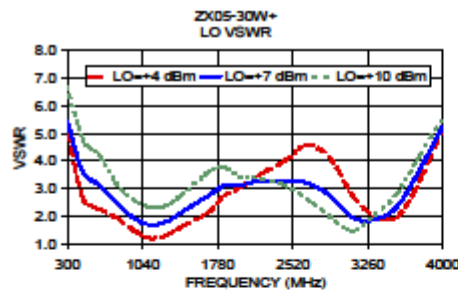
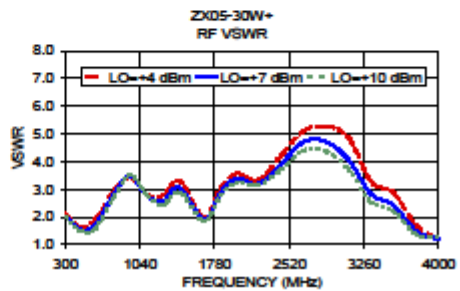
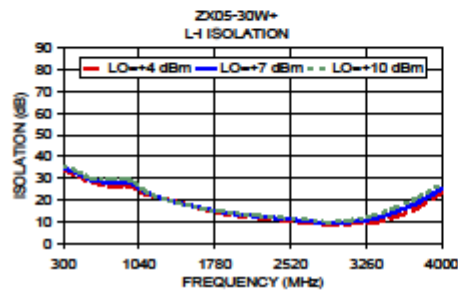
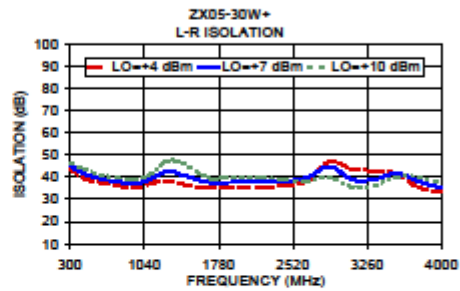
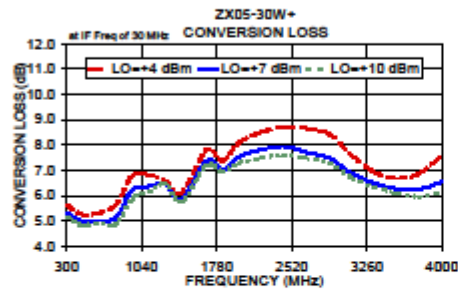
Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuits' standard limited warranty and terms and conditions (collectively "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCStandardTerms.jsp.

For detailed performance specs & shipping info see web site

REV D
M190294
ZX05-30W
RAU/TCOP/AM
091007
Page 1 of 2

Performance Charts

ZX05-30W+



P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 933-4661 The Design Engineers Search Engine www.minicircuits.com Provide ACTUAL Data Instantly at www.minicircuits.com

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuits' standard limited warranty and terms and conditions (collectively "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MC/30w/terms.jsp.

Anexo V

Acrónimos

AE:	Analizador de Espectros
AP:	Amplificador de Potencia
AM:	Amplitude Modulation
ADC:	Analog-to-Digital Converter
CALLUM:	Combined Analogue-Locked Loop Universal Modulator
DAB:	Digital Audio Broadcasting
DAC:	Digital-to-Analog Converter
DAQ:	Data acquisition
DSP:	Digital Signal Processor
DVB:	Digital Video Broadcasting
DVB-T:	Digital Video Broadcasting-Terrestrial
ECM:	Error Cuadrático Medio
FI:	Frecuencia Intermedia
FIR:	Respuesta Finita al Impulso
FM:	Frequency Modulation
FPGA:	Field Programmable Gate Array
GMSK:	Gaussian Minimum Shift Keying
GSM:	Global System for Mobile communication
ICA:	Interferencia en Canal Adyacente
IMD:	Distorsión de intermodulación
ISI:	Interferencia Intersimbólica
IEEE:	Institute of Electrical and Electronics Engineers
LINC:	Linear amplification with Nonlinear Components
LMS:	Least Mean Square
MSK:	Minimum Shift Keying

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing

PC: Personal Computer

PCI: Peripheral Component Interconnect

PFC: Proyecto Fin de Carrera

PSD: Power Spectral Density

QAM: Quadrature Amplitude Modulation

RF: Radio Frequency

rms: root mean square

SCS: Signal Component Separator

SHB: Sundance High-speed Bus

SMT: Sundance Multiprocessor Technology

SRAM: Static Random Access Memory

TIM: Texas Instruments Module

WiMax: Worldwide Interoperability for Microwave Access

Bibliografía

- [1] P. García Dúcar. “Tesis Doctoral: Contribución al Desarrollo de Técnicas de Linealización y Mejora de la Eficiencia en Transmisores para Sistemas de Comunicaciones Móviles”. *Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones. Centro Politécnico Superior. Universidad de Zaragoza, 2005.*
- [2] Van Nee R., Prasad R., "OFDM for Wireless Multimedia Communications", *Ed. Artech House, 2000.*
- [3] P. García, J. de Mingo, A. Valdovinos, A. Ortega. “Método adaptativo para el equilibrio de las ramas de un transmisor LINC”, *XVIII Simposiun Nacional de U.R.S.I. (Union of Radio Science International), Sep. 2003.*
- [4] S. Haykin, “Adaptive Filter Theory”, *Ed. Prentice-Hall, 3rd Edition, New Jersey, 1996.*
- [5] P. García, A. Ortega, J. de Mingo, A. Valdovinos. “Nonlinear Distortion Cancellation Using LINC Transmitters in OFDM Systems”. *IEEE transactions broadcasting, vol.51, número 1, pp 84-93. Marzo 2005.*
- [6] M. Domínguez García, P. García Dúcar, “PFC: Estudio de técnicas de linealización de amplificadores en sistemas multiportadora”. *Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones. Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones. Centro Politécnico Superior. Universidad de Zaragoza, 2004.*
- [7] J. Ibañez-Díaz, C. Pantaleón, I. Santamaría, T. Fernández and D. Martínez, “Nonlinearity Estimation in Power Amplifiers Base don Subsampled Temporal Data”. *IEEE Trans on instrument and measurement, Vol.50, No 4, pp 882-887, Aug. 2001.*
- [8] R. Gómez Sálazar, P. García Dúcar, “PFC: Implementación de técnicas de linealización en una plataforma de DSP aplicadas a sistemas multiportadora OFDM”. *Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones. Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones. Centro Politécnico Superior. Universidad de Zaragoza, 2007.*
- [9] “SMT310Q User Manual”, *Version 3.1 31/03/03, Sundance Multiprocessor Tecnology Ltd. 2003.*
- [10] “SMT365 User Manual”, *Version 3.0 5/02/01, Sundance Multiprocessor Tecnology Ltd. 2001.*
- [11] “SMT370v2/v3 User Manual”, *Version 3.0 8/11/00, Sundance Multiprocessor Tecnology Ltd.2000.*
- [12] “Diamond User Guide: Sundance Edition V3.0”, *3L Limited. 2005.*
- [13] P. García Ducar, J. de Mingo Sanz, A. Valdovinos Bardaji. *“An Imbalances Cancellation Method with Memory in a LINC Transmitter for Wideband Systems”.* IEEE 62nd Semiannual Vehicular Technology Conference, September 25-28, 2005, Dallas. Septiembre. 2005.

- [14] Huadong Wang, Jingfu Bao y Zhengdu Wu. "Comparison of the Behavioral Modelings for RF Power Amplifier With Memory Effects". *IEEE Microwave and wireless components letters*, Vol. 19, No. 3, pp 179-181. Marzo 2009.
- [15] Hyunchul Ku, *Student Member, IEEE*, and J. Stevenson Kenney, *Senior Member, IEEE*. "Behavioral Modeling of Nonlinear RF Power Amplifiers Considering Memory Effects". *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 51, No. 12, pp 2495-2504. Diciembre 2000.