



## High Efficiency DTV Transmitters – An Introduction to Doherty Amplifiers

### Introduction

In this world of ever-rising energy costs and pressure from environmental groups and governments to reduce carbon emissions, broadcasters are actively searching for ways to lower their energy usage and thus save money in the process in the form of lower power bills.

To this end, GatesAir has developed PowerSmart 3D technology, a series of technical innovations aimed at increasing transmitter system efficiencies. Whereas television transmitters from as recently as three years ago typically had an AC-RF efficiency of 20%-25%, the most recent transmitters introduced by GatesAir have AC-RF efficiencies typically in the range of 45% to 50%.

This dramatic increase in transmitter efficiency results in a direct saving in electrical costs, often by a factor of 50% or more, depending on the vintage of the transmitter being replaced.

In addition to the direct savings in transmitter energy costs, additional savings are often possible from reduced cooling requirements due to the reduction of residual waste heat generated by a new high-efficiency transmitter.

As part of its PowerSmart 3D initiative, GatesAir has introduced the Maxiva UAXTE and Maxiva ULXTE series of UHF transmitters. These transmitters lines employ air-cooling and liquid-cooling, respectively, and are shown in Figure 1.

## Transmisores DTV de Alta Eficiencia - Introducción a los Amplificadores Doherty

### Introducción

En el mundo de costos energéticos cada vez mayores y la presión de grupos ambientalistas y gobiernos para reducir las emisiones de carbono, los radiodifusores buscan activamente formas de reducir su consumo de energía y así ahorrar dinero por medio de facturas energéticas más bajas.

Con este fin, GatesAir ha desarrollado la tecnología PowerSmart 3D, una serie de innovaciones técnicas destinadas a aumentar la eficiencia del sistema de transmisión. Mientras que los transmisores de televisión de hace tan sólo tres años tenían una eficiencia de CA-RF del 20% al 25%, los nuevos transmisores de GatesAir tienen eficiencias de CA-RF típicamente en el rango del 45% al 50%.

Este aumento dramático de la eficiencia del transmisor da lugar a un ahorro directo en cuanto a los costos eléctricos, a menudo por un factor del 50% o más, dependiendo de la edad del transmisor que se está reemplazando.

Además de los ahorros directos en los costos energéticos de los transmisores, a menudo puede ahorrarse aún más dinero gracias a una reducción de la necesidad para enfriamiento, hecha posible por la reducción del calor residual generado por el nuevo transmisor de alta eficiencia.

Como parte de su iniciativa PowerSmart 3D, GatesAir ha lanzado las series de transmisores de UHF de Maxiva UAXTE y Maxiva ULXTE. Estos transmisores se muestran en la Figura 1 y emplean el enfriamiento por aire y por líquido, respectivamente.



**Figure 1 – The GatesAir UAXTE (left) and ULXTE (right) series of transmitters.**

**Figura 1 - La serie de transmisores UAXTE (izquierda) y ULXTE (derecha) de GatesAir.**

GatesAir also produces high efficiency transmitters for the VHF television bands, but these products are outside the scope of this article.

GatesAir también fabrica transmisores de alta eficiencia para las bandas de televisión de VHF, pero estos productos están fuera del alcance del presente artículo.

Both the UAXTE and ULXTE transmitters utilize the same basic amplifier circuit, which achieves high levels of efficiency thanks to the Doherty efficiency enhancement technique. This article introduces the basic functioning of a Doherty UHF TV amplifier and provides a comparison of two different methods of implementing the same basic scheme.

Tanto los transmisores UAXTE y como los transmisores ULXTE utilizan el mismo circuito amplificador básico, que logra altos niveles de eficiencia gracias al uso de la técnica Doherty para mejorar su eficiencia. Este artículo introduce los principios básicos de funcionamiento de un amplificador de TV UHF tipo Doherty y proporciona una comparación de dos métodos diferentes de implementar el mismo esquema básico.

### **Doherty versus push-pull amplifiers**

### **Los amplificadores Doherty vs push-pull**

Previously, all solid-state television transmitters employed a power amplifier topology known as push-pull. A side-by-side comparison of a Doherty amplifier and a classical push-pull amplifier is provided in Figure 2.

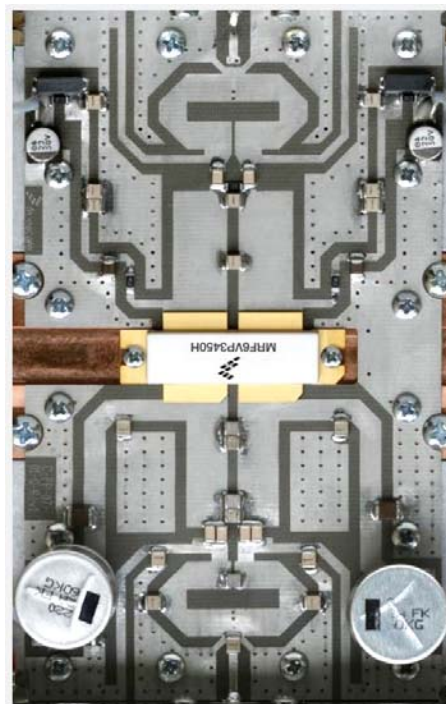
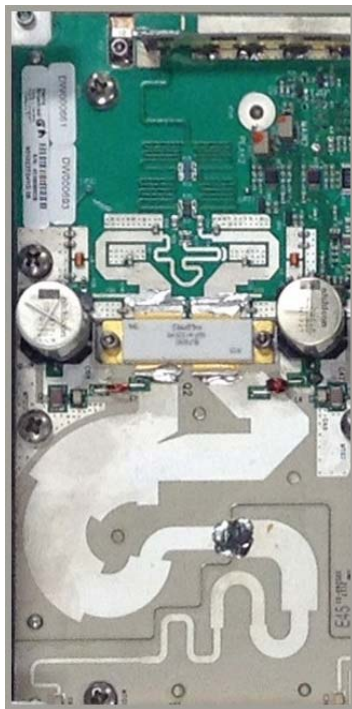
Anteriormente, todos los transmisores de televisión de estado sólido utilizaban un tipo de amplificador de potencia conocido como push-pull. Se muestran lado a lado en la Figura 2 un amplificador Doherty y un amplificador push-pull clásico.

In a push-pull amplifier, each half of a dual-FET package amplifies one half of the transmitted

En un amplificador push-pull, cada mitad del dispositivo de FET doble amplifica la mitad de

RF signal. The amplifier operates in a balanced fashion, with one FET of the pair amplifying the positive half of each RF cycle and the other FET of the pair amplifying the negative half of each RF cycle. It is important to note that both devices are active all the time – from the very lowest RF signal levels to the very highest RF signal levels – with one FET amplifying the positive half of each cycle, the other FET amplifying the negative half of each cycle. As a result of this balanced mode of operation, the push-pull amplifier typically has a great deal of symmetry between both halves of the dual FET package. This is evident in Figure 2.

la señal de RF. El amplificador funciona de manera equilibrada, con un FET del par amplificando la mitad positiva de cada ciclo de RF y el otro FET del par amplificando la mitad negativa de cada ciclo de RF. Es importante notar que ambas mitades del dispositivo de FET doble quedan activos todo el tiempo - desde los niveles de señal de RF más bajos hasta los niveles de señal de RF más altos - con un FET que amplifica la mitad positiva de cada ciclo y el otro FET que amplifica la mitad negativa de cada ciclo. Como resultado de este modo de funcionamiento equilibrado, el amplificador push-pull típicamente tiene una gran simetría entre ambas mitades del dispositivo de FET doble. Esto es evidente en la Figura 2.



**Figure 2 – Side by side comparison of Doherty (left) and push-pull (right) amplifier designs.**

**Figura 2 – Una comparación lado a lado de los amplificadores Doherty (izquierda) y push-pull (derecha).**

In contrast, the Doherty amplifier shown Figure 2 is clearly asymmetrical about its vertical centerline. It is not difficult to imagine that the FET on the left side of the dual-FET package is not operating in a balanced fashion with the respect to the FET on the right side. That is, that each is operating in a different mode or amplifying a different part of the total waveform. The reason for this separation of roles is explained in the following section.

### Basic Doherty Operation

Figure 3 shows an oscilloscope display of an actual transmitted DTV RF envelope. The currently active trace is black, whereas the stored memory of all previous traces in blue. From this display, it is plain to see that the DTV RF envelope is amplitude modulated and possesses a constantly varying amplitude. In addition, this instantaneous amplitude varies over a wide range – from virtually zero (signal disappears at center line) to occasional high peaks (e.g. black spike at center of screen). However, most of the time, the instantaneous envelope amplitude is somewhere between these two extremes.

A peak-to-average ratio can be measured to describe the relationship between the levels where the transmitted envelope spends the most time on average and the occasional high signal peaks. This peak-to-average ratio is typically expressed in decibels. The peak-to-average ratio of the DTV RF signal envelope is typically around 6.5 dB (ATSC) or 8.5 dB (DVB, ISDB-T) at the transmitter final amplifier stage. This means that the maximum signal peaks are either 6.5 dB or 8.5 dB higher than the average power level where the signal spends much of

En contraste, el amplificador Doherty mostrado en la Figura 2 es claramente asimétrico con respecto a su eje vertical. No es difícil imaginar que el FET del lado izquierdo del dispositivo de FET doble no funcione de una manera equilibrada con respecto al FET del lado derecho. Es decir, que cada uno de los dos FET funcione en un modo diferente o amplifique una parte distinta de la forma de onda total. La razón de esta separación de trabajo se explica en la siguiente sección.

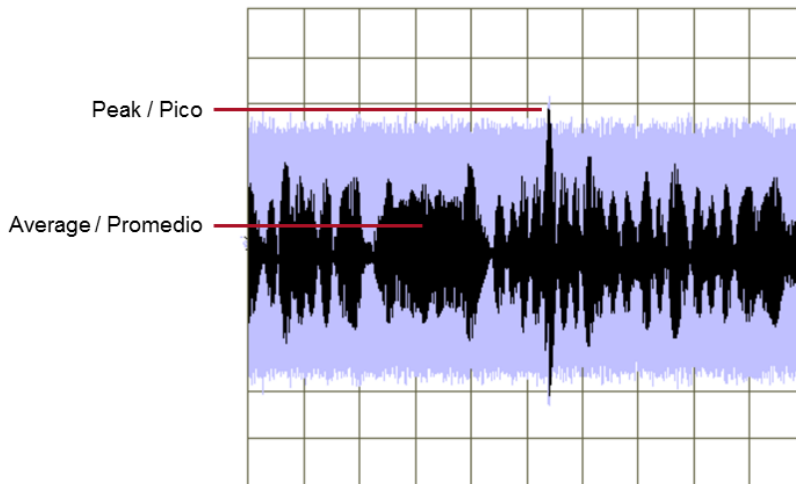
### Operación Doherty básica

La Figura 3 muestra una visualización por osciloscopio de la envolvente de RF de una señal DTV. El trazo actual es negro, mientras que la memoria de todos los trazos anteriores es azul. A partir de esta gráfica, se ve que la envolvente de RF de la DTV es modulada en amplitud y posee una amplitud que varía constantemente. Además, esta amplitud instantánea varía en un amplio rango - desde prácticamente cero (la señal desaparece al eje horizontal) hasta alcanzar ocasionalmente picos altos (por ejemplo, el pico negro en el centro de la pantalla). Sin embargo, la mayor parte del tiempo, la amplitud instantánea de la envolvente tiene algún nivel entre estos dos extremos.

Se puede medir una relación de pico a promedio para describir la relación entre los niveles donde la envolvente transmitida pasa la mayor parte del tiempo en promedio y los ocasionales picos altos de señal. Esta relación de pico a promedio se expresa normalmente en decibelios. La relación de pico a promedio de la envolvente de señal de RF de la DTV es típicamente alrededor de 6,5 dB (ATSC) o 8,5 dB (DVB, ISDB-T) en la etapa final del transmisor. Esto significa que los picos máximos de señal son 6,5 dB o 8,5 dB más

its time. As a percentage, this means that the average signal level is approximately 14% (DVB, ISDB-T) or 22% (ATSC) of the maximum peak signal level.

altos que el nivel de potencia promedio en el que la señal pasa gran parte de su tiempo. Expresado como porcentaje, esto significa que el nivel promedio de la señal es aproximadamente 14% (DVB, ISDB-T) o 22% (ATSC) del nivel máximo de señal durante los picos más altos.



**Figure 3 – Peak to average ratio of the transmitted digital RF envelope.**

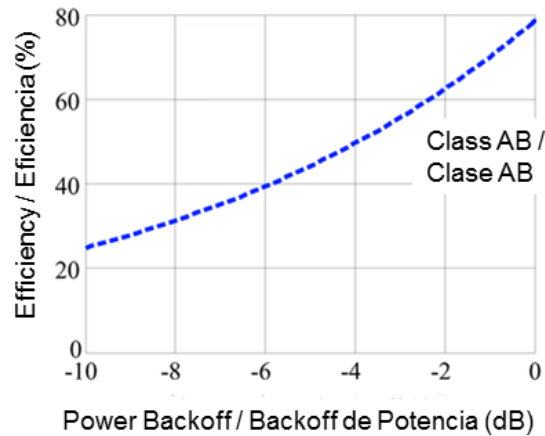
**Figura 3 - Relación de pico a promedio de la envolvente de RF digital transmitido.**

Figure 4 shows the effect that a high peak to average ratio has on transmitter efficiency. A typical class AB-B linear amplifier will have a DC-RF efficiency that approaches a maximum of 79% as it approaches its maximum possible signal level – its saturation level. As the signal level is reduced, the efficiency level is also reduced. The degree of signal reduction from saturation is represented by the value of backoff in decibels. In other words, “How many decibels has the signal been ‘backed off’ from its maximum potential value at saturation?” The other extreme of the efficiency curve in Figure 4 (not shown) is at infinite backoff (minus infinity). At infinite backoff, the output

La Figura 4 muestra el efecto que tiene una alta relación de pico a promedio sobre la eficiencia del transmisor. Un amplificador lineal de clase AB-B típico tiene una eficiencia CC-RF que se aproxima a un máximo de 79% a medida que su nivel de señal se aproxima al máximo posible – es decir, al nivel de saturación. A medida que se reduce el nivel de la señal, el nivel de eficiencia cae también. El grado de reducción de la señal desde el nivel de saturación está representado por el valor de backoff [retroceso] en decibelios. El otro extremo de la curva de eficiencia de la Figura 4 (no mostrado) está en el punto de backoff infinito (menos infinito). En el punto

level is zero watts and the corresponding DC-RF efficiency is also zero – the amplifier still consumes some power for bias and other housekeeping functions but produces no usable output.

de backoff infinito, el nivel de salida es cero vatios y la eficiencia de CC-RF correspondiente es también cero - el amplificador todavía consume un poco de energía para su polarización y otras funciones auxiliares pero no produce ninguna salida útil.



**Figure 4 – Effect of power level (backoff) on amplifier efficiency.**

**Figura 4 - Efecto del nivel de potencia (backoff) en la eficiencia del amplificador.**

Considering both Figure 3 and Figure 4 together, the problem in achieving good efficiency in a DTV transmitter becomes apparent. If the DTV signal spends much of its time at about 6 dB to 10 dB below its peak value, its instantaneous efficiency will be much lower than the 79% maximum value at saturation. The efficiency curve in Figure 4 shows efficiency levels of around 20% to 40% when the signal level is 6 dB to 10 dB below saturation. The total amplifier efficiency over the long term is the average of the instantaneous efficiency over time as the signal envelope experiences AM modulation and constantly changes level. It is easy to see that because the DTV signal spends most of its time

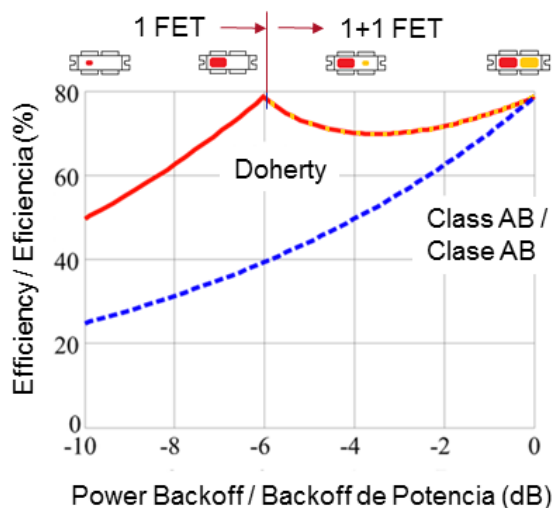
Teniendo en cuenta tanto la Figura 3 como la Figura 4, el obstáculo para conseguir una buena eficiencia en un transmisor de DTV se hace evidente. Si la señal de DTV pasa gran parte de su tiempo a unos 6 dB a 10 dB por debajo de su valor máximo, su eficiencia instantánea será mucho menor que el valor máximo del 79% al nivel de saturación. La curva de eficiencia de la Figura 4 muestra niveles de eficiencia de alrededor del 20% al 40% cuando el nivel de señal esté entre los 6 dB a 10 dB por debajo de la saturación. La eficiencia total del amplificador a largo plazo es el promedio de la eficiencia instantánea a lo largo del tiempo mientras que la envolvente de RF experimenta su modulación

at these lower -6 dB to -10 dB levels, it is the reduced efficiencies at these levels that will tend to dominate and drive the transmitter efficiency downward.

The Doherty amplifier solves this problem by dividing the range of possible signal amplitude into two regions and operating in a different regime in each region. This is shown graphically in Figure 5. In the first region, from no signal up to -6 dB backoff, only one FET is active, while the other FET waits in reserve (red curve left of -6 dB). This first FET is tuned such that it reaches its saturation at a much lower level than previously in the class AB example. Indeed, the first FET is shown as reaching its saturation level at -6 dB backoff in Figure 5. In this way, it achieves improved efficiency numbers in the critical -10 dB to -6 dB range where the DTV signal spends much of its time.

continua de amplitud. Puesto que la señal de DTV pasa la mayor parte de su tiempo a los niveles bajos de -6 dB a -10 dB, es fácil ver que las eficiencias reducidas a estos niveles dominarán los resultados y empeorarán la eficiencia del transmisor.

El amplificador Doherty resuelve este problema dividiendo el rango de amplitudes de señal en dos regiones y operando bajo un régimen diferente en cada región. Esto se muestra gráficamente en la Figura 5. En la primera región, desde ninguna señal hasta los -6 dB de backoff, un solo FET está activo, mientras que el otro FET espera desactivado en reserva (curva roja a la izquierda de -6 dB). Este primer FET se sintoniza de tal manera que alcance su saturación a un nivel mucho más bajo que previamente en el ejemplo de clase AB. De hecho, el primer FET alcanza su nivel de saturación a -6 dB backoff en la Figura 5. De esta manera, se consigue una eficiencia mejorada en el rango crítico -10 dB a -6 dB donde la señal DTV pasa gran parte de su tiempo.



**Figure 5 – The operating amplitude range divided into two regions with the Doherty technique.**

**Figura 5 - El rango de amplitud operacional dividido en dos regiones con la técnica Doherty.**



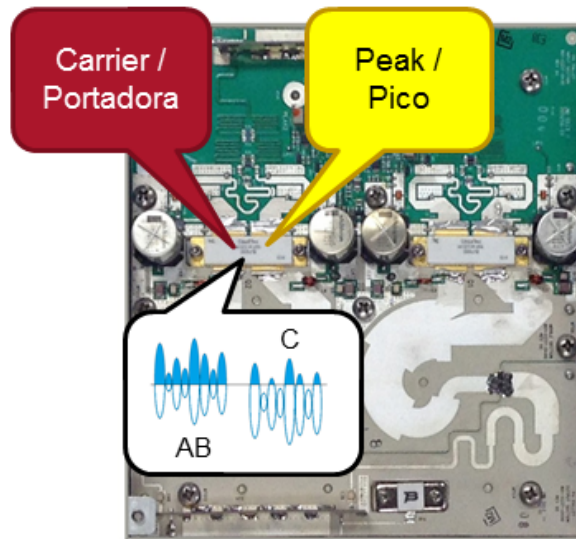
As the -6 dB threshold is crossed, a second FET is also activated to provide additional peak amplification and take the signal all the way up to its maximum peak level (0 dB backoff). This is shown by the red/yellow curve in Figure 5.

The two FETs are typically given the designation of "carrier" (shown in red) and "peak" (shown in yellow). The two FETs share the two halves of a dual-FET package in the GatesAir design. This is shown in Figure 6. The delayed turn-on required for the peak FET (i.e. turns only above -6 dB backoff) is accomplished by applying a DC bias to the peak FET that is slightly more negative than the DC bias applied to the carrier FET. This is illustrated in Figure 6 by blue waveforms representing the RF drive signal to the two FETs. For a given turn-on threshold for the FET (horizontal line), the drive signal to peak FET (right) is shifted more negative into class C such that only the highest signal peaks drive the peak FET into conduction, whereas the carrier FET is in conduction for even the lowest signal envelope levels, due to its class AB bias. Note that neither the carrier nor the peak FETs are in conduction for the negative half of each RF cycle (the bottom half of the signal envelope).

Al cruzarse el umbral de -6 dB, se activa un segundo FET para proporcionar una amplificación de pico adicional y llevar la señal hasta su nivel de pico máximo (0 dB de backoff). Esto se muestra en la curva rojo / amarillo de la Figura 5.

Los dos FET normalmente llevan la designación de "portadora" (mostrado en rojo) y de "pico" (mostrado en amarillo). Los dos FET comparten las dos mitades de un dispositivo de FET doble en el diseño de GatesAir. Esto se muestra en la Figura 6. La activación retardada para el FET de pico (... se activa sólo por encima de -6 dB de backoff) se logra mediante la aplicación de una polarización CC al FET de pico que es ligeramente más negativa que la polarización CC aplicada al FET de portadora. Esto se ilustra en la Figura 6 por formas de onda azules que representan las señales de excitación de RF que se les aplican a los dos FET. Para el mismo umbral de activación dado (línea horizontal), la señal de excitación al FET de pico (derecha) se desplaza más negativamente hacia la clase C de tal manera que sólo sus picos más altos activen el FET de pico, mientras que el FET de portadora está en conducción incluso para los niveles más bajos de la envolvente, gracias a su polarización de clase AB. Obsérvese que ni el FET de portadora ni el FET de pico están en conducción para la mitad negativa de cada ciclo de RF (la mitad inferior de la envolvente de la señal).



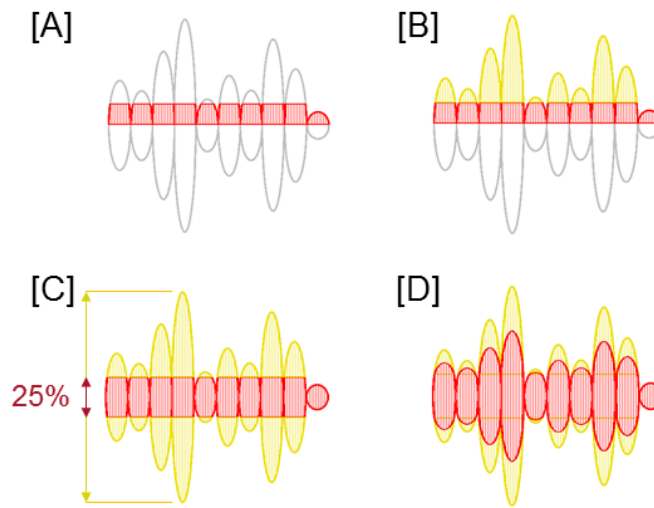


**Figure 6 – Peak and Carrier FETs**

**Figura 6 – Los FET de pico y de portadora**

The resulting interplay among the carrier and peak FETs gives rise to a series of waveforms similar to the illustrations found in Figure 7.

La interacción entre el FET de portadora y el FET de pico da origen a una serie de formas de onda similares a las ilustraciones encontradas en la Figura 7.



**Figure 7 – Construction of complete RF envelope.**

**Figura 7 – La construcción de la envolvente de RF total.**



[A] The carrier FET (red) is biased such that it conducts at even the lowest signal envelope levels but reaches saturation very quickly at -6 dB backoff.

[B] Beyond -6 dB backoff, the peak FET (yellow) enters conduction and provides extra peak amplification up to the maximum peak signal level.

[C] Both FETs only amplify the positive half of each RF cycle (upper half of envelope), but the complete symmetrical envelope is present at the final output at the antenna. This is due to the suppression of RF harmonics in the output RF system, especially by the harmonic lowpass filter at the transmitter output. The unbalanced amplifying action of the FETs creates an output signal that is rich in RF harmonics, but as these harmonics are filtered away, the transmitted signal naturally returns to a symmetrical shape.

[D] However, as it stands, waveform [C] has a serious problem. If the carrier FET (red) saturates at -6 dB backoff (25% of peak, -6 dB = 25%) and can provide no more power, this would mean that the peak FET needs to provide 75% of the output power during the maximum signal peaks. This would require that the peak FET either be three times larger than the carrier FET or that they both be the same size with the carrier FET being only 1/3 utilized. Either option would negatively impact the economics of the Doherty amplifier. What is needed is a way for both the carrier and peak FETs to each produce an equal amount of the maximum peak power and divide the power equally between them. Since the carrier FET is already in saturation at -6 dB (25% of peak), there needs to be a way for the peak FET to act

[A] El FET de portadora (rojo) está polarizado de tal manera que conduzca incluso a los niveles más bajos de la envolvente y alcance su nivel de saturación muy rápidamente a los -6 dB de backoff.

[B] Por encima de los -6 dB de backoff, el FET de pico (amarillo) se activa y proporciona una amplificación de pico extra hasta el nivel máximo de la señal.

[C] Ambos FET amplifican solamente la mitad positiva de cada ciclo de RF (la mitad superior de la envolvente), pero una envolvente entera y simétrica está presente en la salida final a la antena. Esto se debe a la supresión de los armónicos de RF en el sistema RF de salida, especialmente por el filtro de paso bajo de armónicos a la salida del transmisor. La amplificación desbalanceada de los FET crea una señal de salida que es rica en contenido armónico, pero a medida que estos armónicos se eliminan por filtración, la señal transmitida regresa naturalmente a una forma simétrica.

[D] Sin embargo, la forma de onda [C] tal como está mostrada tiene un problema serio. Si el FET de portadora (rojo) se satura a los -6 dB de backoff (25% del pico, -6 dB = 25%) y no puede proporcionar más potencia, esto significa que el FET de pico tendrá que proporcionar los otros 75% de la potencia durante los picos máximos de señal. Esto requerirá que el FET de pico sea tres veces mayor que el FET de portadora o que ambos sean del mismo tamaño con el FET de portadora siendo sólo 1/3 utilizado. Cualquier opción tendría un impacto negativo en la rentabilidad económica del amplificador Doherty. Se necesita un método mediante el cual tanto el FET de portadora como el FET de picos produzcan los mismos niveles de potencia máxima y dividan así la potencia

upon the carrier FET to pull up its saturation level from 25% to 50% and pull more power out of it, as the peak FET becomes active.

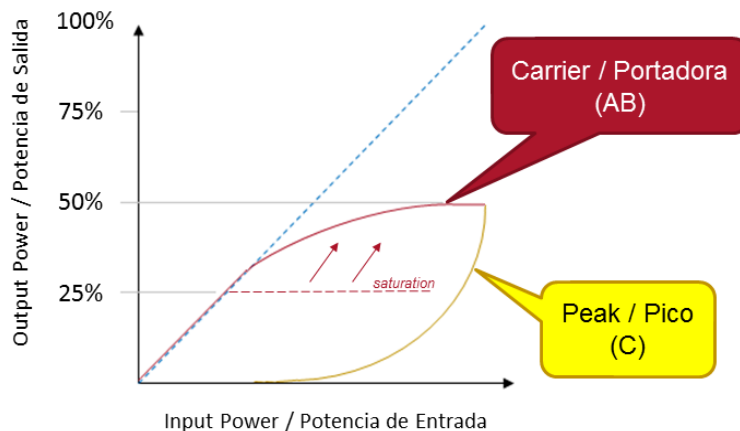
igualmente entre si durante los picos más altos. Dado que el FET de portadora ya está en saturación a los -6 dB de backoff (25% del pico), se busca un método mediante el cual el FET de pico actúe sobre el FET de portadora cada vez que se active durante los picos y haga subir el nivel de saturación del FET de portadora desde el 25% al 50%.

The same principle illustrated in waveform [D] is also illustrated as a pair of curves in Figure 8:

El mismo principio ilustrado en la forma de onda [D] también se muestra por un par de curvas en la Figura 8:

The carrier FET enters in conduction at the lowest signal levels due to its class AB bias but reaches saturation at 25% of peak power. Beyond 25% power, the peak FET enters (delayed) conduction due to its class C bias. As the peak FET produces more power with increasing drive level, it also pulls up the saturation level of the carrier FET, such that each FET produces one-half (50%) of the output at the maximum peak level.

El FET de portadora entra en conducción desde los niveles más bajos de señal debido a su polarización de clase AB pero alcanza la saturación al 25% de la potencia máxima. Más allá del 25% de potencia, el FET de pico entra en conducción (retrasada) debido a su polarización de clase C. A medida que el FET de pico produce cada vez más potencia con cada vez más excitación, el nivel de saturación del FET de portadora sube también, de manera que ambos FET produzcan la mitad (50%) de la potencia en el nivel de pico máximo.



**Figure 8 – Respective power levels of peak and carrier FETs**

**Figura 8 – Los niveles de potencia de los FET de pico y de portadora**

### Basic Doherty Amplifier Circuits

As we have just stated, the interaction between the peak FET (yellow) and carrier FET (red) must be such that the activation of peak FET pulls up the saturation level of the carrier FET allowing it to produce more power. This can be accomplished by coupling the outputs of the two FETs via a simple quarter-wavelength transmission line, as shown in Figure 9. The extra current contributed by the peak FET would normally have the effect of raising the impedance seen by the carrier FET, but the quarter-wavelength line acts as an impedance inverter and thus lowers the impedance seen by the carrier FET. Lowering the load impedance seen by a FET has the effect of increasing its saturation level (because it can conduct more current for a given maximum saturated voltage swing, and power is the product of both voltage x current). Thus the amplifying action of the peak FET actively modifies the impedance seen by the drain of the carrier FET and raises its saturated power ceiling, the desired effect.

### Circuitos básicos del amplificador Doherty

Como acabamos de afirmar, la interacción entre el FET de pico (amarillo) y el FET de portadora (rojo) debe ser tal que la activación del FET de pico desplace hacia arriba el nivel de saturación del FET de portadora permitiéndole así producir más potencia. Esto puede lograrse por el acoplamiento de las salidas de los dos FET a través de una línea de transmisión de una longitud de cuarto de onda, tal como es mostrado en la Figure 9. La corriente adicional aportada por el FET de pico tendría normalmente el efecto de elevar la impedancia vista por el FET de portadora, pero la línea de cuarto de onda actúa como un inversor de impedancia y por lo tanto disminuye la impedancia vista por el FET de portadora. Bajar la impedancia de carga vista por un FET en su salida tiene el efecto de incrementar su nivel de saturación (porque puede conducir aún más corriente por la misma excursión saturada de voltaje, y potencia es el producto de voltaje multiplicado por corriente). Así, la acción amplificadora del FET de pico modifica activamente la impedancia vista por el drenaje del FET de portadora y eleva su límite de potencia saturada, el efecto deseado.

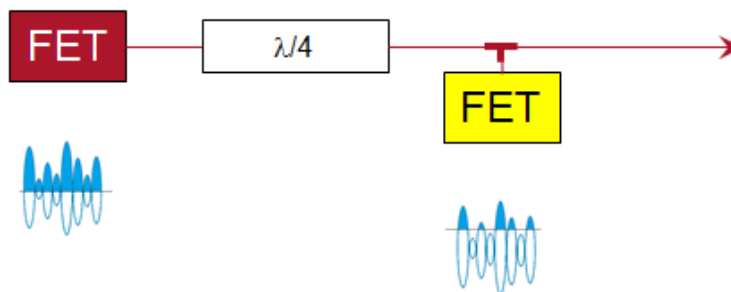


Figure 9 – Basic Doherty amplifier

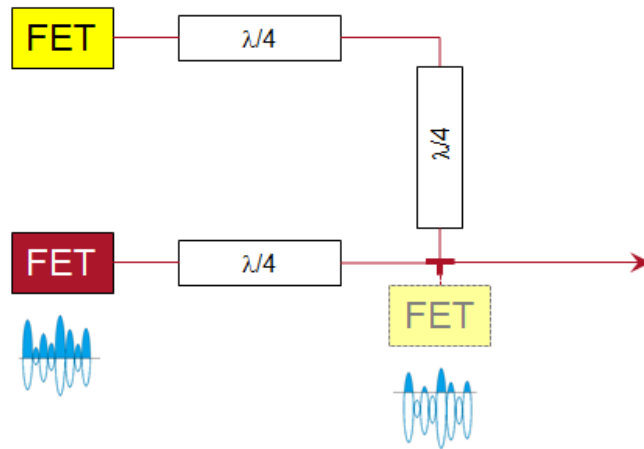
Figura 9 - Amplificador Doherty básico

Before the basic Doherty design can be implemented at UHF frequencies an additional design modification must be made. It is not physically possible to place the peak FET (yellow) directly at the output of the quarter wavelength line with the ideal case of zero degrees of electrical length between them. To overcome this problem, the peak FET is instead placed one half-wavelength away from the tee junction, as shown in Figure 10. While a quarter-wavelength is an impedance inverter, a half wavelength is simply two quarter-wavelengths in series: the inversion of the inverter = an impedance *repeater*. That is, the impedance seen at the far end of a half-wavelength is the same as that seen at the near end – at least at the frequency at which it is a half-wavelength.

Additionally, when the peak FET is inactive, the half-wavelength line at its output acts like an open (unterminated) stub shunt loading the output tee junction. This has as added benefit of increasing the bandwidth of the quarter-wave impedance transformation to the carrier FET discussed in the previous section; however, the exact mechanisms that create this effect are beyond the scope of this article.

Antes de que el diseño Doherty básico pueda ser implementado en frecuencias UHF, se debe realizar una modificación adicional. No es físicamente posible colocar el FET de pico (amarillo) directamente a la salida de la línea de cuarto de onda con el caso ideal de cero grados de longitud eléctrica entre ellos. Para superar este problema, el FET de pico se coloca lejos de la unión T al otro extremo de una línea de media onda, tal como se muestra en la Figura 10. Mientras que una línea de cuarto de onda es un inversor de impedancia, una línea media onda es un *repetidor* de impedancia (dos cuartos de onda en serie ... *la inversión del inversor*). Es decir, la impedancia que se ve al extremo lejano de la media onda es la misma que se ve en el extremo cercano - al menos en la frecuencia en que la línea tiene una longitud de media onda.

Además, cuando el FET de pico está inactivado, la línea de media onda en su salida actúa como un tramo abierto (no terminado) que carga en derivación la unión en T. Esto tiene como beneficio adicional de aumentar el ancho de banda de la transformación de impedancia del cuarto de onda al FET de portadora introducida en la sección anterior; sin embargo, los mecanismos exactos que crean este efecto están más allá del alcance de este artículo.



**Figure 10 – Doherty Amplifier with half wavelength line at peak FET output**

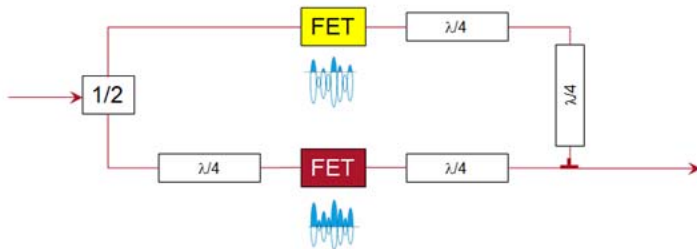
**Figura 10 - Amplificador Doherty con línea de media onda a la salida del FET de pico**

The final design element is the addition of an extra quarter-wavelength delay to the drive signal to the carrier FET (red). This is required to make the total phase length of both the carrier FET and peak FET paths equal and ensure that both signals arrive at the tee junction at the output with the proper phase relationship.

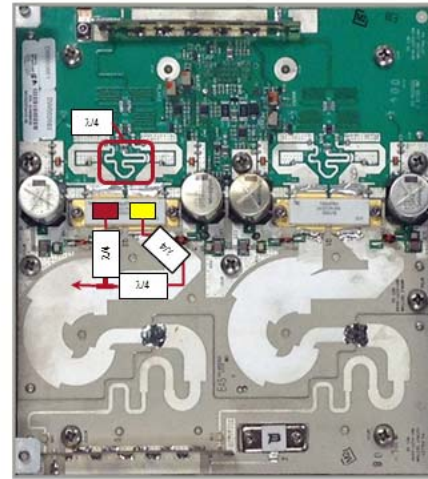
El elemento final del diseño es la adición de un retardo adicional de cuarto de onda en la señal de excitación suministrada al FET de portadora. Esto se hace para que la longitud de fase total de las dos pistas – la del FET de portadora y la del FET de pico -- sean iguales y así asegurar que ambas señales lleguen a la unión en T a la salida con la relación de fase apropiada.

Figure 11 shows an overlay of these basic design elements onto a real-world Doherty amplifier circuit. Note how the tee junction is placed as close to FET outputs as possible where the impedances are very low (FETs have very low internal impedances). Several impedance transformer sections follow the tee junction to transform the impedance up to the final 50 ohm output impedance via a series of tapered lines.

La Figura 11 muestra la superposición de estos elementos del diseño básico en una foto del amplificador Doherty del mundo real. Obsérvese cómo la unión en T se coloca lo más cerca posible de las salidas de los FET donde las impedancias son muy bajas (los FET tienen impedancias internas muy bajas). Varias secciones de transformación de impedancia siguen a la unión en T para transformar su impedancia baja hasta la impedancia final de 50 ohmios a la salida del amplificador. La transformación se hace por medio de una serie de líneas de anchos decrecientes.



**Figure 11 – Block diagram of basic Doherty components applied to real-life design.**



**Figura 11 - Diagrama de bloques de los componentes básicos del amplificador Doherty aplicados al diseño real.**

**Broadband versus Narrowband Doherty**

The Doherty amplifier circuits shown thus far have all used a broadband Doherty approach. The use of quarter- and half-wavelength lines can limit usable bandwidth because they are only a quarter- or half-wavelength at one given frequency. At frequencies above or below the center design frequency, the desired impedance transformation effects are progressively lost. However, by using low impedance lines placed as close as possible to the FET output tabs, a maximum of bandwidth is conserved and acceptable performance across a bandwidth of up to almost 300 MHz can be achieved.

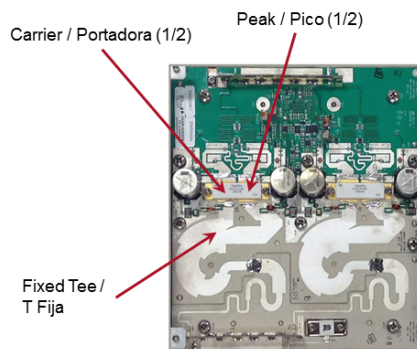
An alternate narrowband Doherty approach also exists and is shown on the right in Figure 12. With this approach, an entire class AB

**Doherty de banda ancha versus Doherty de banda estrecha**

Los circuitos de amplificadores Doherty que se han mostrado hasta ahora han utilizado todos el mismo diseño Doherty de tipo banda ancha. El uso de líneas de cuarta y media onda puede limitar el ancho de banda útil porque son una cuarta o media onda únicamente en una sola frecuencia. A las frecuencias por encima o por debajo de la frecuencia central del diseño, los efectos deseados de transformación de impedancia se pierden progresivamente. Sin embargo, al utilizarse líneas de baja impedancia colocadas lo más cerca posible a las lengüetas de salida de los FET, se conserva un ancho de banda máximo y se puede lograr un rendimiento aceptable a lo largo de un ancho de banda de hasta casi 300 MHz.

También existe otro método de Doherty, llamado de banda estrecha, que se muestra a la derecha en la Figura 12. Con este método,

push-pull pallet with two complete push-pull pairs is recycled and put to a new use. One complete FET pair acts as the carrier amp and the other complete FET pair acts as the peak amp, with the Doherty tee junction placed at the final output where a 3 dB hybrid combiner would have been before. This scheme has the benefit of reusing an existing class AB design and of easily changing from a traditional design to a high efficiency one by simply swapping the output hybrid combiner for a tee junction and biasing the peak amplifier pair into class C operation.

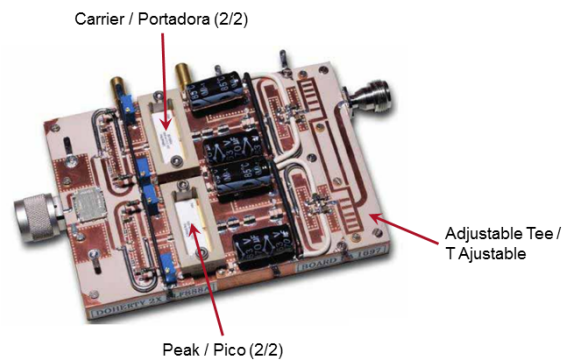


**Figure 12 – Broadband (left) versus narrowband (right) Doherty amplifier pallets.**

Unfortunately, this narrowband approach has three significant drawbacks:

[1] The resulting bandwidth is very narrow. Because the frequency-sensitive quarter-wavelength line is located far away from the FET output tabs, any minor dephasing resulting from off-frequency operation propagates all the way back though the long output networks and results significant phase shifts by the time

una tarjeta entera de tipo push-pull de clase AB, con dos pares push-pull completos, se recicla y se pone a un nuevo uso. Un par de FET actúa como el amplificador de portadora y el otro par de FET actúa como el amplificador de pico, con la unión en T de Doherty colocada a la salida final donde un combinador híbrido de 3 dB habría estado antes. Este método tiene el beneficio de reutilizar un diseño de clase AB existente y de cambiar fácilmente de un diseño tradicional a uno de alta eficiencia con el simple cambio del combinador híbrido de salida por una unión en T y el reajuste de la polarización de los amplificadores de pico para hacerlos operar en clase C.



**Figura 12 – Los amplificadores Doherty de banda ancha (izquierda) y de banda estrecha (derecha).**

Desafortunadamente, este método de banda estrecha tiene tres inconvenientes significativos:

[1] El ancho de banda que resulta es muy estrecho. Ya que la línea de cuarto de onda que es sensible a la frecuencia está colocada muy lejos de las lengüetas de salida de los FET, cualquier desfasamiento menor debido a operación en una frecuencia alejada de la frecuencia central se propaga a través del





it reaches the FETs. As a result, the usable bandwidth on either side of the center design frequency is typically only several channels wide, perhaps 25 MHz - 30 MHz.

[2] There can be problematic frequencies where the efficiency drops unexpectedly and is less than desired. Because the amplifier circuit is being used "off-label", i.e. for a purpose other than the one for which it was originally designed, it may not perform consistently at all frequencies across the TV band. This is especially true of the FET pair acting at the peak amplifier in class C mode. Class C mode operation generates high levels of RF harmonic content and the original class AB design may have never taken that into account.

[3] The reliability of the FETs may be compromised by high junction temperatures due to unequal heat dissipation. A careful study of Figure 8 reveals that the carrier amp (red) is conducting virtually all the time while the peak amp (yellow) only really kicks in at the very highest peaks, which generally occur infrequently. Accordingly, the carrier FET typically dissipates about 80% of heat lost by the circuit, while the peak FET dissipates only about 20%. In the broadband GatesAir design (see Figure 11) this is not a major problem because both the hotter carrier FET (red) and cooler peak FET (yellow) share the same package and mounting flange. The hotter carrier FET takes advantage of the unused cooling capacity left by the cooler peak FET and both dual-FET packages dissipate the same amount of power – the heat load is balanced. In the narrowband design, one entire dual-FET package has both carrier FETs while the other has both peak FETs. Accordingly, one dual-FET

largo camino de regreso hasta los FET y se desfasa cada vez más a lo largo de su trayectoria. Como resultado, el ancho de banda útil en ambos lados de la frecuencia central del diseño es típicamente limitado a uno pocos canales, tal vez sólo 25 MHz a 30 MHz.

[2] Puede haber frecuencias problemáticas donde la eficiencia cae inesperadamente y es menor de lo deseado. Ya que el amplificador se está usando para un "uso no aprobado", es decir, para un propósito distinto de aquel para el cual fue diseñado originalmente, puede que no funcione de manera consistente en todas las frecuencias en todas las partes de la banda de TV. Esto es especialmente el caso para el par de FET que sirven como amplificador de pico en clase C. Operación en el modo de Clase C genera altos niveles de contenido armónico y es posible que el diseño original hecho para clase AB no hubiera tenido eso en cuenta.

[3] La fiabilidad de los FET puede verse comprometida por altas temperaturas de unión debidas a una disipación de calor desigual. Un estudio cuidadoso de la Figura 8 revela que el amplificador de portadora (curva roja) conduce prácticamente todo el tiempo mientras que el amplificador de pico (curva amarilla) se activa de forma significativa solamente para los picos más altos, que generalmente ocurren con poca frecuencia. Por consiguiente, el FET de portadora disipa típicamente el 80% del calor perdido por el circuito, mientras que el FET de pico disipa sólo aproximadamente el 20%. Esto no es un problema para el diseño de banda ancha de GatesAir (véase la Figura 11) porque tanto el FET de portadora (el más caliente) como el FET de pico (el más frío) comparten el mismo dispositivo físico y brida de montaje. El FET de portadora más caliente aprovecha la capacidad de enfriamiento no utilizada por el FET de pico más frío y ambos



package dissipates four times as much power as the other (80% of heat versus 20% of heat). It becomes difficult to effectively remove all this extra heat from the tiny dual-FET package. The result is either higher junction temperatures with reduced FET life expectancy in the carrier FETs, a need to thermally de-rate the entire amplifier, or both.

### Summary

New high-efficiency DTV transmitters can provide important economic benefits thanks to the use of the Doherty efficiency enhancement technique. This article has sought to introduce the Doherty amplifier and explain its basic functioning. Additionally, it has identified two different approaches to implementing the Doherty technique: a wideband and a narrowband approach. The broadband approach is preferred because it provides excellent and consistent efficiency across a wide band of frequencies without need for adjustments or "moving parts". It is also simpler to cool effectively because it is thermally balanced, with each dual-FET package containing one (hotter) carrier FET and one (cooler) peak FET.

These design benefits combine to create DTV transmitters that provide excellent efficiency and reliability to the GatesAir customer.

dispositivos de FET doble disipan la misma cantidad de energía - la carga térmica está equilibrada. Con el diseño de banda estrecha, uno de los dispositivos de FET doble tiene ambos FET de portadora mientras que el otro tiene ambos FET de pico. En consecuencia, uno de los dispositivos de FET doble disipa cuatro veces más potencia que el otro (el 80% del calor versus el 20% del calor). Es difícil eliminar de manera eficaz todo este calor adicional del pequeño dispositivo de FET doble. El resultado es temperaturas de unión más altas con una esperanza de vida reducida para los FET de portadora, la necesidad de bajar la potencia nominal del amplificador por de razones térmicos, o los dos.

### Resumen

Los nuevos transmisores DTV de alta eficiencia proporcionan importantes beneficios económicos gracias al uso de la técnica Doherty para mejorar su eficiencia. Este artículo ha introducido el amplificador Doherty y explicado los principios de su funcionamiento. Además, se han identificado dos métodos diferentes para implementar la técnica Doherty: uno de banda ancha y otro de banda estrecha. El método de banda ancha es preferido porque proporciona una eficiencia excelente y consistente por toda una amplia banda de frecuencias sin la necesidad de hacer reajustes o cambiar "partes móviles". También es más fácil enfriar eficazmente porque está térmicamente equilibrado, con un FET de portadora (más caliente) y un FET de pico (más frío) dentro de cada dispositivo de FET doble.

Estos beneficios técnicos se combinan para crear transmisores DTV que proporcionan una excelente eficiencia y fiabilidad al cliente de GatesAir.