



## Receptores de Onda Media para el Aficionado

Ing. A. Ramón Vargas Patrón  
[rvargas@inictel-uni.edu.pe](mailto:rvargas@inictel-uni.edu.pe)  
INICTEL-UNI

### Servicios asignados en la Banda de Frecuencias Medias (MF)

La banda de frecuencias medias (MF) se extiende desde 300kHz a 3MHz. En USA y Canadá se utiliza la banda de 190kHz a 435kHz y de 510kHz a 530kHz para las frecuencias de transmisión de las radiobalizas omnidireccionales, conocidas también como NDBs (NDB = Non Direccional Beacon) y que se emplean como radio-ayudas para la navegación aérea y marítima.

Las NDBs transmiten portadoras moduladas con tonos de 400Hz o 1020Hz en código Morse para su identificación (ID), con inversión o no del patrón punto-rama/espacio. La transmisión se efectúa las 24 horas del día, los 7 días de la semana y con potencias en el rango desde menos de 50W hasta más de 2000W.

En Europa se emplea la banda de 280kHz a 530kHz para las radiobalizas, con una brecha entre 495kHz y 505kHz porque 500kHz era la frecuencia de emergencia "International Maritime Distress". Existe así mismo en ese continente la radiodifusión en onda larga (LW) en la región del espectro comprendida entre 150kHz y 280kHz y con altas potencias de transmisión (mayores que 100kW). En la Fig.1.1 se ilustra el espectro asignado a estos servicios.

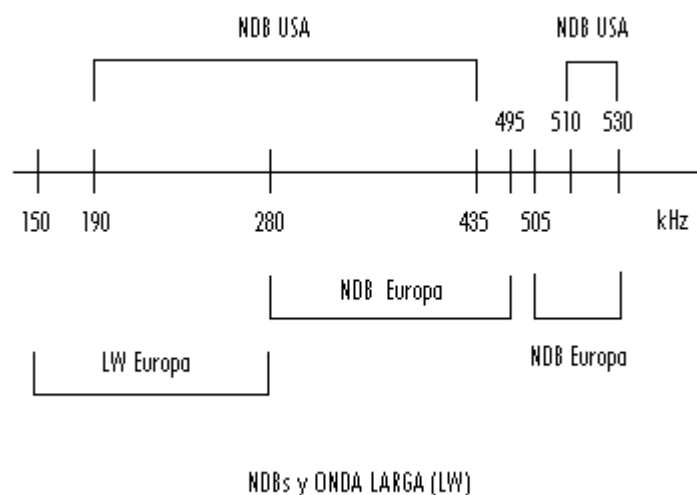


Fig.1.1 Servicios asignados en la banda MF en América y Europa

En Europa, las frecuencias asignadas a los canales para la Radiodifusión en Onda Media (MW) están localizados en el espectro de 526.5kHz a 1606.5kHz. En Norteamérica, la asignación ocurre entre 535kHz y 1605kHz, extendido a 1705kHz. La modulación es DBL-P (AM). Las bandas laterales no deben extenderse más allá de 4.5kHz para el caso de Europa, y en el caso de Norteamérica el límite es hasta 5kHz.

La separación entre canales para un transmisor situado dentro del área de servicio de un segundo transmisor es de 9kHz en Europa y de 10kHz en Norteamérica, como mínimo. En nuestro país es usualmente 20kHz.

### Tipos de receptores empleados por el usuario

Los receptores domésticos de AM emplean mayormente el esquema superheterodino con una frecuencia intermedia de 455kHz. La detección de AM es del tipo de envolvente, empleándose un diodo semiconductor para esta función.

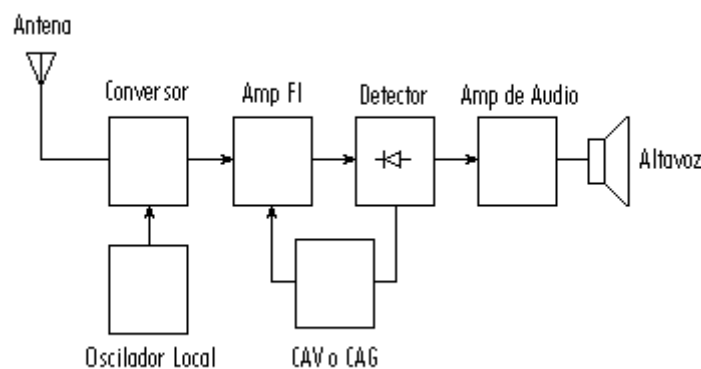


Fig.1.2 Diagrama en bloques de un receptor superheterodino típico

### Demoduladores de amplitud

Los demoduladores (detectores) para modulación de amplitud usualmente se clasifican como:

- a. Detectores de pequeña señal o de ley cuadrática, que operan en razón a la curvatura de la característica volt-ampere de un dispositivo no lineal.
- b. Detectores de gran señal o lineales. Aquí el detector opera con señales de varios voltios. La característica volt-ampere puede ser asumida como lineal sobre la región de conducción del dispositivo.

#### Demodulación por ley cuadrática

Para pequeños valores del voltaje de señal  $e_s$ , la curva dinámica entrada-salida de un JFET, un BJT o un diodo es de la forma mostrada en la Fig.1.3 y puede ser expresada por la serie de Taylor usual:

$$i_0 = a_1 e_s + a_2 e_s^2 + a_3 e_s^3 + a_4 e_s^4 + \dots$$

donde  $i_0$  es la corriente de salida del dispositivo semiconductor y  $e_s$  el voltaje de señal de control. Para un rango limitado de señal los términos de orden superior al segundo pueden ser despreciados. Nótese que el coeficiente  $a_1$  es una función de la pendiente de la curva, y  $a_2$  es la tasa de cambio de la pendiente. La efectividad de la demodulación se demostrará que depende de la magnitud de  $a_2$ . La polarización (bias) por lo tanto se emplea para colocar el punto de trabajo o de reposo del dispositivo cerca del corte, donde la curvatura de la característica es mayor. La Fig.1.4 muestra un detector de AM muy simple a diodo.

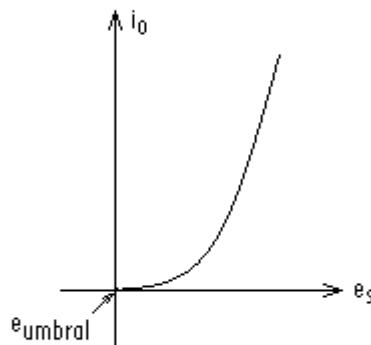


Fig.1.3 Curva de transferencia genérica

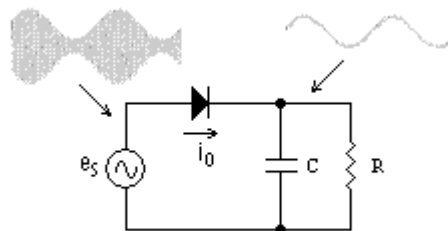


Fig.1.4 Detector diodo básico

En la Fig.1.4, para pequeños voltajes de señal, la resistencia dinámica del diodo es elevada y entonces la tensión en bornes del diodo es:

$$v_{ak} = v_a - v_k \approx v_a = e_s$$

Si el voltaje de señal es obtenido a partir de una onda AM entonces:



$$e_s = E_c(1 + m_a \cos \omega_m t) \cos \omega_c t$$

y la expresión resultante para la corriente del diodo es:

$$i_0 = a_1 E_c \cos \omega_c t + a_1 E_c m_a \cos \omega_m t \cos \omega_c t + a_2 E_c^2 (1 + 2m_a \cos \omega_m t + m_a^2 \cos^2 \omega_m t) \cos^2 \omega_c t + \dots$$

que puede ser transformada a una expresión compleja que involucre muchas frecuencias:

$$\begin{aligned} i_0 = & \frac{a_2 E_c^2}{2} + \frac{a_2 E_c^2 m_a^2}{4} + a_1 E_c \cos \omega_c t + a_2 E_c^2 m_a \cos \omega_m t \\ & + \frac{a_1 E_c m_a}{2} [\cos(\omega_c - \omega_m)t + \cos(\omega_c + \omega_m)t] + \frac{a_2 E_c^2}{2} \left(1 + \frac{m_a^2}{2}\right) \cos 2\omega_c t + \frac{a_2 E_c^2 m_a^2}{4} \cos 2\omega_m t \\ & + \frac{a_2 E_c^2 m_a}{2} [\cos(2\omega_c - \omega_m)t + \cos(2\omega_c + \omega_m)t] + \frac{a_2 E_c^2 m_a^2}{8} [\cos 2(\omega_c - \omega_m)t + \cos 2(\omega_c + \omega_m)t] \\ & + \dots \end{aligned}$$

En el circuito de salida es posible encontrar todas estas frecuencias, identificadas como un término DC, la portadora original, la frecuencia de modulación, las frecuencias laterales originales, la segunda armónica de la portadora y de las frecuencias de modulación, las frecuencias laterales en la segunda armónica de la portadora, y frecuencias laterales adicionales en la segunda armónica de la portadora debidas a la segunda armónica de la modulación. Los coeficientes  $a_3, a_4, a_5, \dots$ , son progresivamente más pequeños, de manera que no hemos dejado de considerar términos de importancia significativa. Esto es válido cuando estamos trabajando con señales débiles.

Todos los términos excepto la portadora repetida y las frecuencias laterales contienen el coeficiente  $a_2$ , y son un resultado del término producto. Desde que la modulación fue un proceso en que un término producto se formó, parece razonable pensar que los moduladores pueden ser también demoduladores, y esto es cierto.

En el circuito demodulador a diodo de la Fig.1.4 el capacitor C tiene una reactancia baja comparada con R a la frecuencia  $f_c$ , y una reactancia alta a  $f_m$ . Luego, todas las frecuencias que se aproximen a  $f_c$  o superiores serán derivadas alrededor de la carga R. El voltaje que aparece a través de R será:

$$e_0 = \frac{a_2 E_c^2 R}{2} \left(1 + \frac{m_a^2}{2}\right) + a_2 E_c^2 m_a R \cos \omega_m t + \frac{a_2 E_c^2 m_a^2 R}{4} \cos 2\omega_m t$$

El término DC será removido o bloqueado por el capacitor de acoplo a la siguiente etapa. La frecuencia moduladora, como salida deseada, será amplificada posteriormente y pasará a través de esta capacitancia. Pero el segundo armónico de la modulación también pasa junto con la señal deseada y representa un término de distorsión

proporcional a  $m_a^2$ . En los primeros sistemas de modulación no era posible modular la señal completamente ( $m_a = 1$ ), y tales detectores fueron satisfactorios para valores de  $m_a$  pequeños. Hoy en día, los valores de  $m_a$  en radiodifusión son altos, sin embargo, el empleo de detectores lineales reduce la distorsión indeseada producida por el segundo armónico de la modulación.

*Detectores de gran señal*

La detección o demodulación de gran señal emplea en esencia el circuito básico de la Fig.1.4. Supongamos, sin perder generalidad, que la tensión de entrada al demodulador de amplitud es:

$$e_s = E_c(1 + m_a \text{sen} \omega_m t) \text{sen} \omega_c t$$

y que  $E_c$  toma valores de unos cuantos voltios. La salida  $e_0$  debe seguir exactamente a la envolvente de la onda modulada, ya que idealmente, la tensión de salida del circuito es igual al valor pico de la tensión de entrada. El comportamiento real de un detector bien diseñado es una buena aproximación a este ideal. R y C deben hacerse grandes para mantener pequeño el rizado en la salida (hablando estrictamente, el producto RC debe ser mucho mayor que el período  $T_c$  de la portadora  $E_c \text{sen} \omega_c t$ ). Sin embargo, si RC se hace muy grande, y la envolvente de la señal modulada cae rápidamente, C no podrá descargarse con suficiente rapidez a través de R. El resultado es que la tensión de salida  $e_0$  no seguirá a la envolvente de la señal de entrada. En estas condiciones, la tensión de salida no es una verdadera réplica de la envolvente, y la forma de onda de la señal se distorsionará. Debe llegarse por tanto a un compromiso entre pequeño rizado en la salida y posibilidad de distorsión de la forma de onda.

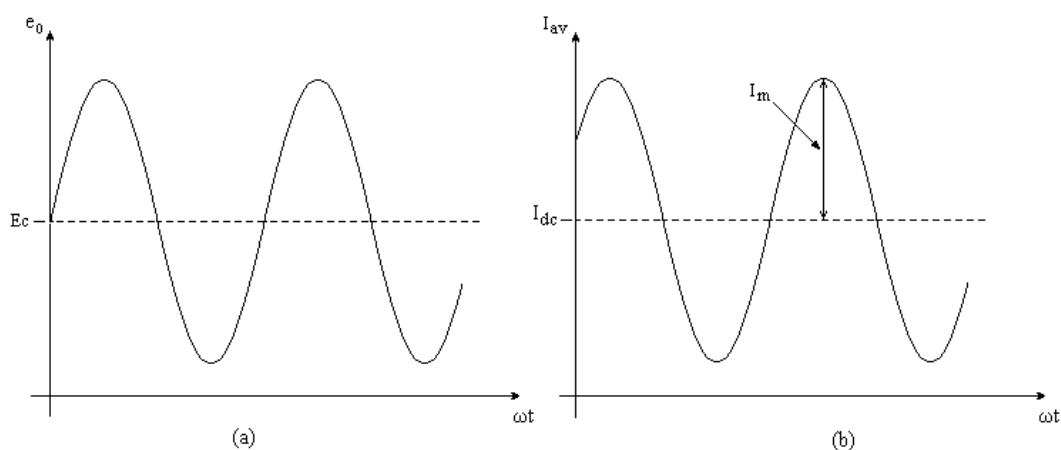


Fig.1.4.1 Formas de onda de tensión y corriente en el diodo detector. (a) Tensión de salida; (b) Valor medio aproximado de la corriente del diodo

La Fig.1.4.1.a muestra la tensión de salida  $e_0$  bajo la suposición de que sigue perfectamente a la envolvente de la tensión de entrada. Se supone también que la envolvente es sinusoidal y que se desprecia la pequeña componente de rizado de la tensión de salida. En estas condiciones,  $e_0$  tiene la forma:

$$e_0 = E_c (1 + m_a \text{sen} \omega_m t)$$

La Fig.1.4.1.b representa la corriente que entra al filtro R-C como resultado de la tensión  $e_0$ . La gráfica es un valor medio aproximado de la corriente del diodo. Es el valor de la corriente del dispositivo promediada sobre uno o dos ciclos de la onda portadora. Viene dada por:

$$I_{av} = I_{dc} + I_m \text{sen}(\omega_m t + \theta)$$

en donde  $\theta$  es el ángulo de fase de la admitancia del filtro para la frecuencia  $\omega_m$  radianes/seg. Las componentes de esta corriente pueden expresarse en función de la tensión de salida en la forma siguiente.

La componente de corriente de DC viene dada por:

$$I_{dc} = \frac{E_c}{R}$$

y la amplitud de la componente sinusoidal por:

$$I_m = \frac{m_a E_c}{|Z(\omega_m)|} = \frac{m_a E_c}{R} \sqrt{1 + (\omega_m RC)^2} = m_a I_{dc} \sqrt{1 + (\omega_m RC)^2}$$

Las condiciones bajo las cuales se produce la distorsión de la onda pueden determinarse de la siguiente manera. El punto básico del análisis es el hecho de que la corriente a través del diodo nunca puede hacerse negativa. Por tanto, para que no se produzca distorsión de la onda es necesario que  $I_m$  sea menor que  $I_{dc}$ . Si no se satisface esta condición, quedan cortados los surcos de la onda de corriente y la tensión de salida se distorsiona en la forma que muestra la Fig.1.4.2. El corte de la onda de tensión se desvía hacia un lado del surco debido al desfase entre tensión y corriente. Este tipo de corte se llama *corte diagonal*. El umbral de corte tiene lugar cuando  $I_m = I_{dc}$ . La condición umbral está dada entonces por:

$$m_a \sqrt{1 + (\omega_m RC)^2} = 1$$

Si se conoce el índice de modulación máximo,  $m_{a \max}$ , y la frecuencia máxima de la señal,  $\omega_{\max}$ , se puede utilizar la última relación como guía para la elección del producto R-C. Así, resulta que:

$$RC \leq \frac{1}{\omega_m m_a} \sqrt{1 - m_a^2}$$

donde  $m_a$  y  $\omega_m$  toman el valor  $m_{a \max}$  y  $\omega_{\max}$ , respectivamente.

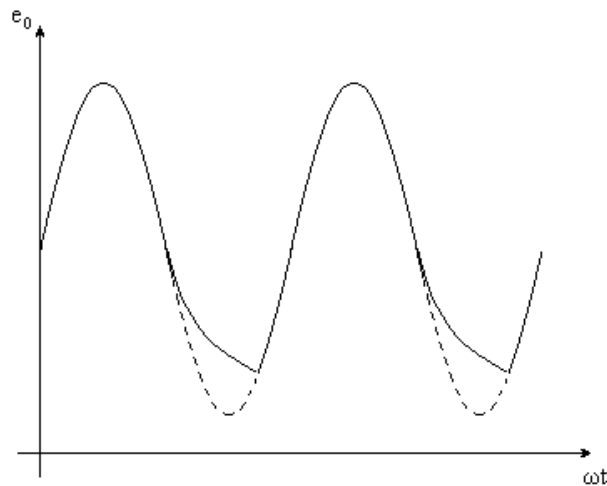


Fig.1.4.2 Salida del detector con corte diagonal

Con objeto de permitir un mejor filtrado sin riesgo excesivo de corte diagonal, el circuito de la Fig.1.4.3 se utiliza muy ampliamente en detectores de pico. Este circuito incluye también un capacitor de acoplamiento  $C_3$  para eliminar la componente de DC de la salida del detector. Con una entrada de envolvente sinusoidal y sin ningún corte, la tensión  $e_1$  es:

$$e_1 = E_c (1 + m_a \text{sen} \omega_m t)$$

es decir, lo mismo que antes. La componente de DC de la corriente que circula por el filtro es:

$$I_{dc} = \frac{E_c}{R_1 + R_2}$$

y la amplitud de la componente sinusoidal:

$$I_m = \frac{m_a E_c}{|Z(\omega_m)|}$$

en donde  $Z(\omega_m)$  es la impedancia de entrada del filtro. De aquí se deduce que la condición para que no haya corte es:

$$\frac{|Z(\omega_m)|}{R_1 + R_2} > m_a$$

En el circuito de la Fig.1.4.3, la desigualdad puede ser violada de dos maneras. Para frecuencias elevadas de la señal, las reactancias de  $C_1$  y  $C_2$  se vuelven pequeñas y, por tanto,  $Z(\omega_m)$  también se vuelve pequeña. El resultado es el corte diagonal, lo mismo que antes. Además, para frecuencias moderadas a las que  $C_1$  y  $C_2$  actúan como circuitos abiertos para la frecuencia de la señal y  $C_3$  actúa como un cortocircuito, la resistencia  $R_3$  a la salida puede hacer que  $|Z(\omega_m)|$  sea menor que  $R_1 + R_2$ , a menos que las resistencias se hayan elegido adecuadamente. En este caso, la tensión y la corriente a la entrada del filtro están en fase y los surcos son cortados en ambas ondas de corriente y de tensión. Este tipo de corte se llama *corte de surcos* o *corte de picos negativos*.

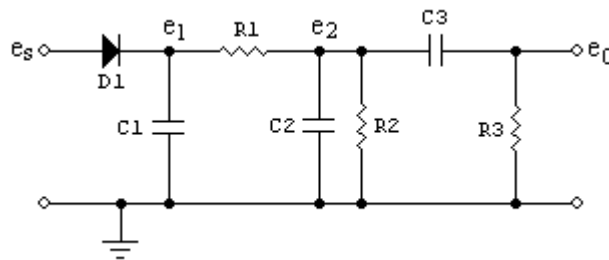


Fig.1.4.3 Diodo detector con filtro más elaborado

*Disminución del umbral de detección en la demodulación de amplitud de pequeñas señales*

El diodo de juntura de Shockley está descrito por su ecuación característica:

$$i = I_s \left( e^{\frac{v}{\eta V_T}} - 1 \right) = f(v)$$

donde

$I_s$  es la corriente de saturación inversa del diodo

$\eta$  es el factor de idealidad del diodo

$V_T$  es el potencial térmico = 0.026 Volts @ 25°C

$v$  es el voltaje en bornes del diodo ( $V_{ánodo} - V_{cátodo}$ )

$i$  es la corriente del diodo de ánodo a cátodo (el sentido convencional)



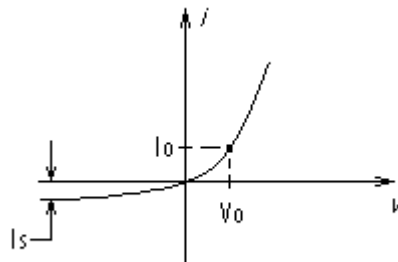


Fig.1.5 Característica del diodo de Shockley

La expansión polinómica de la característica alrededor de un punto de trabajo  $(I_0, V_0)$  se puede escribir como:

$$i = f(v) = f(V_0) + f'(V_0) \cdot (v - V_0) + \frac{f''(V_0) \cdot (v - V_0)^2}{2} + \frac{f'''(V_0) \cdot (v - V_0)^3}{6} + \dots$$

donde:

$$f(V_0) = I_s \left( e^{\frac{V_0}{\eta V_T}} - 1 \right) = I_0$$

$$f'(V_0) = \frac{I_s e^{\frac{V_0}{\eta V_T}}}{\eta V_T}$$

$$f''(V_0) = \frac{I_s e^{\frac{V_0}{\eta V_T}}}{\eta^2 V_T^2}$$

$$f'''(V_0) = \frac{I_s e^{\frac{V_0}{\eta V_T}}}{\eta^3 V_T^3}$$

El término responsable de la demodulación es:

$$\frac{I_s}{2\eta^2 V_T^2} \cdot e^{\frac{V_0}{\eta V_T}} \cdot (v - V_0)^2$$

donde  $(v - V_0)$  es la amplitud del voltaje de señal modulada.

Si  $v_m = v - V_0 = V_m (1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_c t$ , entonces la señal *demodulada* es:

$$i_{AUDIO} = \frac{I_s}{2\eta^2 V_T^2} \cdot e^{\frac{V_0}{\eta V_T}} \cdot m V_m^2 \cos \omega_m t$$

donde  $e^{\frac{V_0}{\eta V_T}}$  constituye un término de ganancia. Como ejemplo tomemos:

$$I_s = 0.3\mu A$$

$$\eta = 1.1$$

$$V_T = 0.026 Volts$$

$$\therefore \frac{I_s}{2\eta^2 V_T^2} = 1.834 \times 10^{-4} A/Volt^2$$

El factor exponencial adopta valores:

$e^{\frac{V_0}{\eta V_T}} = 32.99$  cuando  $V_0 = 100mVolts$  y  $5.74$  si  $V_0 = 50mVolts$ . Estas cifras nos dan una idea del orden de magnitud del aumento de sensibilidad del detector con la polarización en directo. No es de extrañarse, por tanto, que algunos experimentadores recurran a este “truco” para mejorar el comportamiento del detector diodo en la demodulación de pequeñas señales. En la Fig.1.5.1 se muestra un receptor típico “a cristal” para ondas medias al que se le ha incorporado la mejora descrita. Obsérvese que se está utilizando un diodo Schottky de pequeña señal 1N5711.

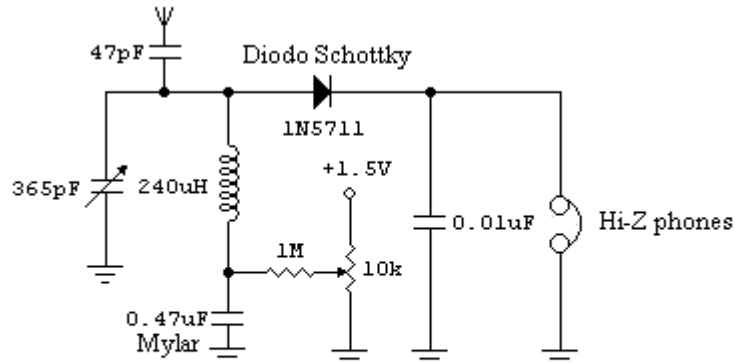


Fig.1.5.1 Receptor de radio a cristal con diodo Schottky polarizado en directo

Este dispositivo en particular posee coeficientes  $a_1$  y  $a_2$  en la expansión de Taylor respectiva inadecuados para una detección AM de baja distorsión. Por ejemplo, la resistencia dinámica de este diodo es muy elevada en el punto de cruce por cero de su característica  $i-v$ , tornando difícil la adaptación de impedancias entre el detector y los audífonos a nivel de frecuencias de audio. Esto tiene un efecto profundo en la sensibilidad y la calidad tonal. En ese sentido, es conveniente polarizar ligeramente en directo al diodo, escogiendo un punto de operación  $(I_0, V_0)$  que incremente su sensibilidad y reduzca a la vez la distorsión armónica. La polarización en directo, por otro lado, reduce la resistencia dinámica. Esta se calcula mediante la fórmula:



$$\frac{1}{f'(V_0)} = \frac{\partial v}{\partial i} = \frac{\eta V_T}{I_S} \cdot e^{-\frac{V_0}{\eta V_T}}$$

que para el punto de cruce por cero de la característica nos da:

$$R(0) = \frac{1}{f'(0)} = \frac{\eta V_T}{I_S}$$

Vemos que la resistencia se reduce en un factor 32.99 cuando  $V_0 = 100mVolts$ , y en un factor 5.74 si  $V_0 = 50mVolts$ . Esto perjudica la selectividad del circuito L-C de sintonía, ya que el diodo extrae energía del tanque durante la detección, comportándose como una resistencia de carga a la frecuencia de la portadora. Por lo tanto, no debe excederse la polarización directa más allá del valor que elimine la distorsión en la señal de audio demodulada.

Para el diodo Schottky 1N5711 que nos ocupa,  $R(0)$  adopta un valor típico de 2Mohms, y es la resistencia de carga que “ve” el circuito de sintonía para valores muy pequeños de amplitud de la portadora. La polarización en directo, cuando es variable, permite el ajuste de la resistencia dinámica para una adaptación óptima de impedancias entre el diodo y los audífonos. Estos últimos son dispositivos electro-magneto-mecánicos y necesitan potencia para convertir las señales eléctricas en sonido audible. La adaptación de impedancias maximiza la transferencia de potencia del diodo hacia los audífonos, y en consecuencia, el volumen de sonido percibido. Es claro que debemos minimizar las pérdidas de energía en el circuito. En ese sentido, necesitamos en primer lugar un transformador que adapte la impedancia de carga de audio a unos 100kohms o 200kohms, que es el valor de la resistencia de salida que presenta el diodo a frecuencias de modulación (audio). Por supuesto, de eliminarse la polarización en directo habría que transformar la impedancia de los audífonos hacia unos 2Mohms.

En segundo lugar, debe procurarse hacer coincidir la amplitud de la componente DC de la corriente demodulada con el valor pico de la componente alterna, a fin de evitar el corte diagonal de la onda de tensión en la carga, situación que contribuiría a una distorsión adicional en la señal. Para ello, bastará conectar una red R-C ecualizadora entre el diodo y el primario del transformador, la misma que puede consistir de un reóstato de 500kohms en paralelo con un capacitor de Mylar de 0.22uF/50V. Se ha encontrado que la red es especialmente útil cuando se reciben señales con intensidades medias a intensas. La Fig.1.5.2 ilustra lo que acabamos de comentar.

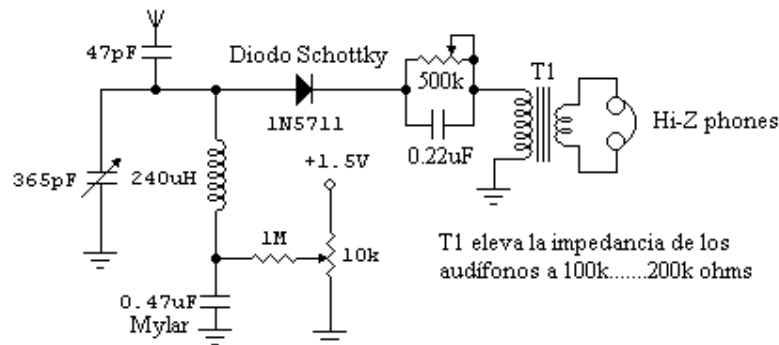


Fig.1.5.2 Receptor a cristal con red ecualizadora agregada

### Detectores activos

Los demoduladores activos de AM amplifican la potencia de la señal recibida por el receptor y simultáneamente detectan la información. Una característica notable de estos circuitos es que prescinden del diodo detector de envolvente, por lo que ambas funciones se realizan, usualmente, al interior de una misma etapa. Probablemente las configuraciones favoritas del aficionado sean el *detector de impedancia infinita* y el *receptor regenerativo*. El primero es básicamente un seguidor de emisor o un seguidor de fuente (surtidor) en el que el elemento activo se encuentra polarizado muy cerca del corte, donde las alinealidades del dispositivo son elevadas y la detección por ley cuadrática es bastante efectiva. El seguidor de emisor utiliza un BJT y el seguidor de fuente un JFET. Los electrodos de salida en ambas configuraciones están a potencial de tierra para RF, mas no para las frecuencias de modulación (audio frecuencias). En los dos casos, el efecto de carga sobre el circuito tanque es muy ligero. Las figuras 1.6 y 1.7 ilustran sendos ejemplos para la recepción de las ondas medias entre 535kHz y 1605kHz.

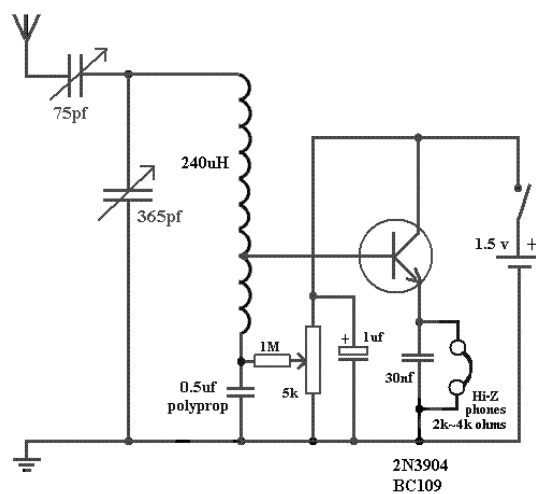


Fig.1.6 Detector de impedancia infinita con BJT

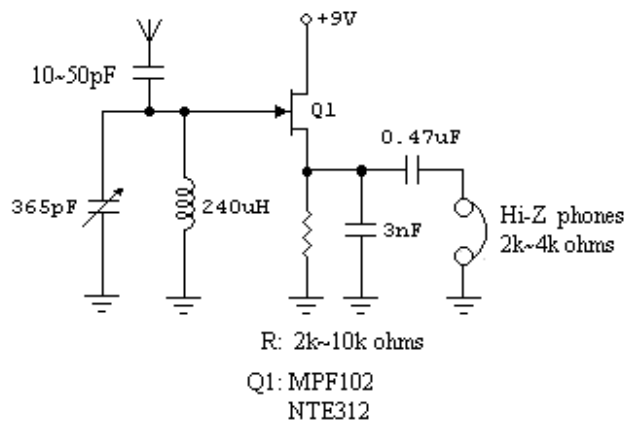


Fig-1.7 Detector de impedancia infinita con JFET

Los audífonos magnéticos empleados en los circuitos de las figuras 1.6 y 1.7 tienen una *impedancia promedio* de 12kohms a 30kohms a frecuencias de audio, sin embargo, la *resistencia óhmica* entre terminales suele estar entre 2kohms y 4kohms. Se les conoce como audífonos magnéticos *de alta impedancia*.

Si los audífonos disponibles fueran de baja impedancia, por ejemplo, de 32ohms + 32 ohms (estéreo), se deberán conectar los auriculares derecho e izquierdo en serie para totalizar 64ohms y emplear un transformador de audio del tipo de salida para elevar la impedancia de los audífonos a unos 10k~30kohms, valor más conveniente para su utilización en el receptor. El transformador deberá ser capaz de operar con estos niveles de impedancia. De elegirse esta opción, la conexión se hará al emisor del transistor 2N3904 de la Fig. 1.6, o al terminal de fuente (surtidor) del JFET de la Fig.1.7, después de retirar la resistencia indicada como 2k~10kohms en el diagrama. La Fig.1.8 ilustra cómo hacer las conexiones respectivas en el lado del transformador de audio y la Fig.1.9 muestra los gráficos  $i - v$  para el caso del detector de impedancia infinita con BJT.

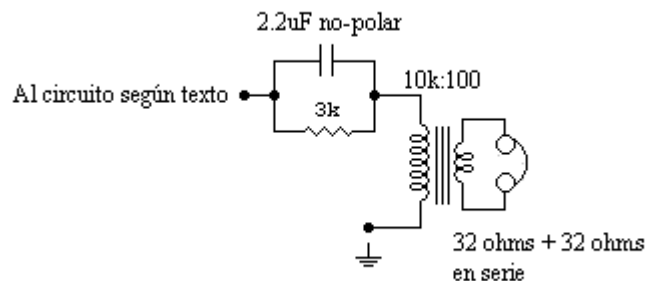


Fig.1.8 Adaptación de audífonos estéreo de 32ohms

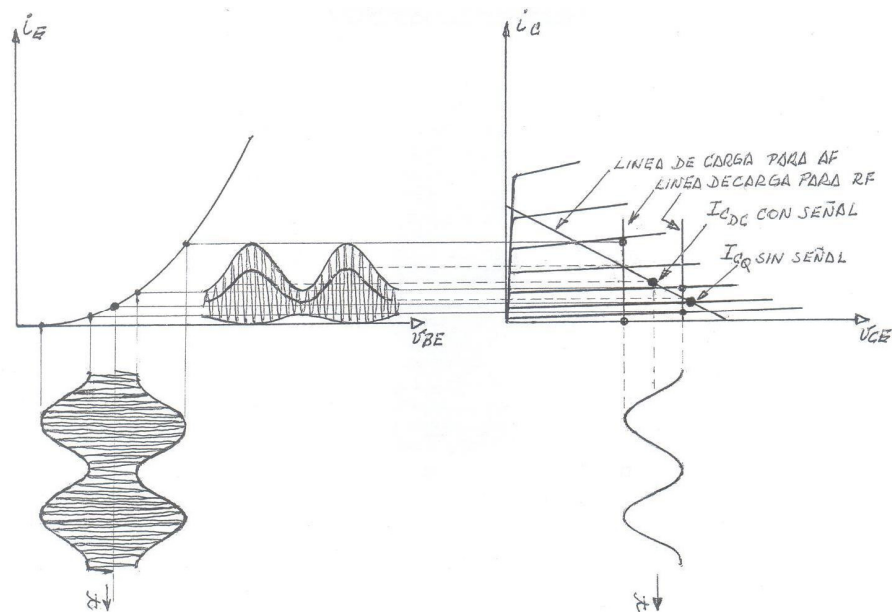


Fig.1.9 Gráficos  $i - v$  en el detector de impedancia infinita con BJT

Los receptores regenerativos trabajan bajo otro mecanismo. Aprovechan la elevada ganancia de señal que se puede obtener de una etapa osciladora cuando la transmisión de lazo se ajusta ligeramente por debajo de la unidad. Estos receptores cuentan con medios para el control de la realimentación positiva o regeneración, llamada también *reacción* en la literatura técnica, y con mandos para la sintonía de la señal. Entre las topologías más populares empleadas para este propósito se encuentran las de los osciladores Armstrong, Colpitts, Hartley y sus variantes.

El circuito *Armstrong* emplea una bobina para realimentar señal desde la salida en fase con la entrada y un capacitor regulador o “throttle” para el control suave de la regeneración. El receptor *Colpitts*, en cambio, hace uso de un arreglo capacitivo para producir los desfases de señal y transformación de impedancias necesarios para obtener una gran amplificación. El ajuste de la regeneración en este caso se efectúa mayormente modificando la polarización del elemento activo. La topología *Hartley* utiliza un autotransformador para la realimentación de la señal y el control suave de la regeneración se lleva a cabo con la ayuda de un capacitor “throttle” o, como en el caso anterior, modificando la polarización de la etapa. Cuando se opta por esto último, usualmente se elige ajustar la tensión de alimentación DC del amplificador-detector. La Fig.1.10 muestra un receptor regenerativo en la configuración *Armstrong* con un JFET como detector-amplificador, seguido de una etapa amplificadora de audio de alta ganancia.

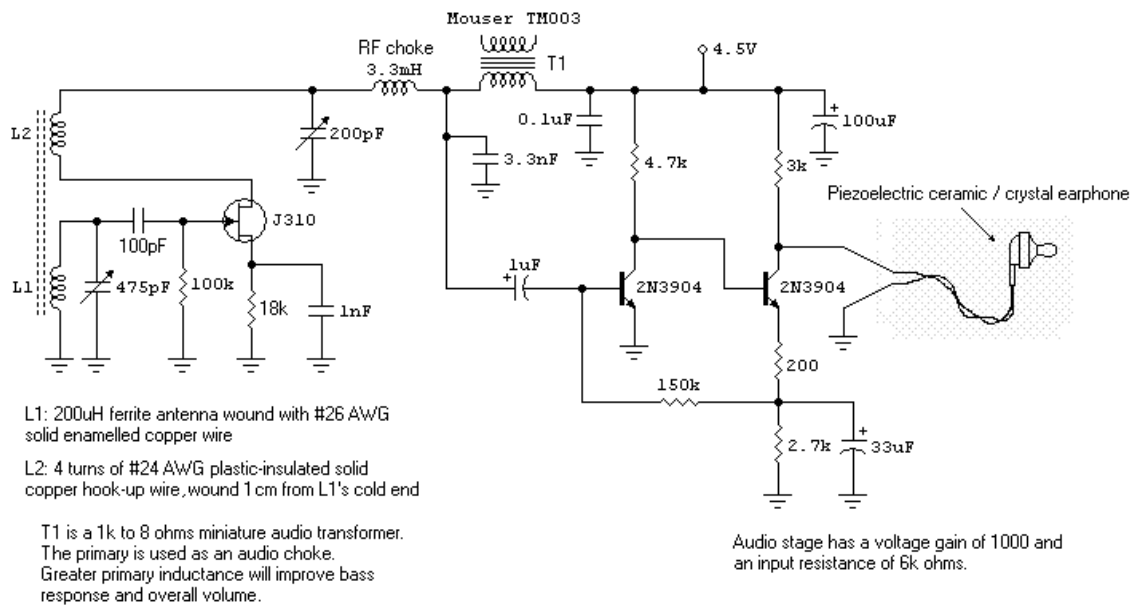


Fig.3 Armstrong-type MW regenerative receiver using the J310 JFET

Fig.1.10 Receptor regenerativo tipo *Armstrong* para ondas medias – tomado del artículo técnico “*The Modern Armstrong Regenerative Receiver*” publicado por el autor en Enero del 2006

En la Fig. 1.11 se muestra un receptor regenerativo para ondas cortas tipo *Colpitts*. La etapa detectora-amplificadora emplea un transistor bipolar en colector común que hace uso de la capacidad de entrada  $C_{b'e}$  del transistor y del capacitor cerámico de alta estabilidad  $C_2$  de 10pF para formar la red capacitiva típica de la configuración. El transistor detector-amplificador está seguido de una etapa de audio de alta ganancia y de un pseudo indicador de sintonía que da una lectura relativa de la intensidad de la señal de radio recibida. El “s-meter” muestra el *nivel promedio de audio* de la señal *demodulada*. La regeneración se ajusta modificando la polarización de base del transistor de la primera etapa.

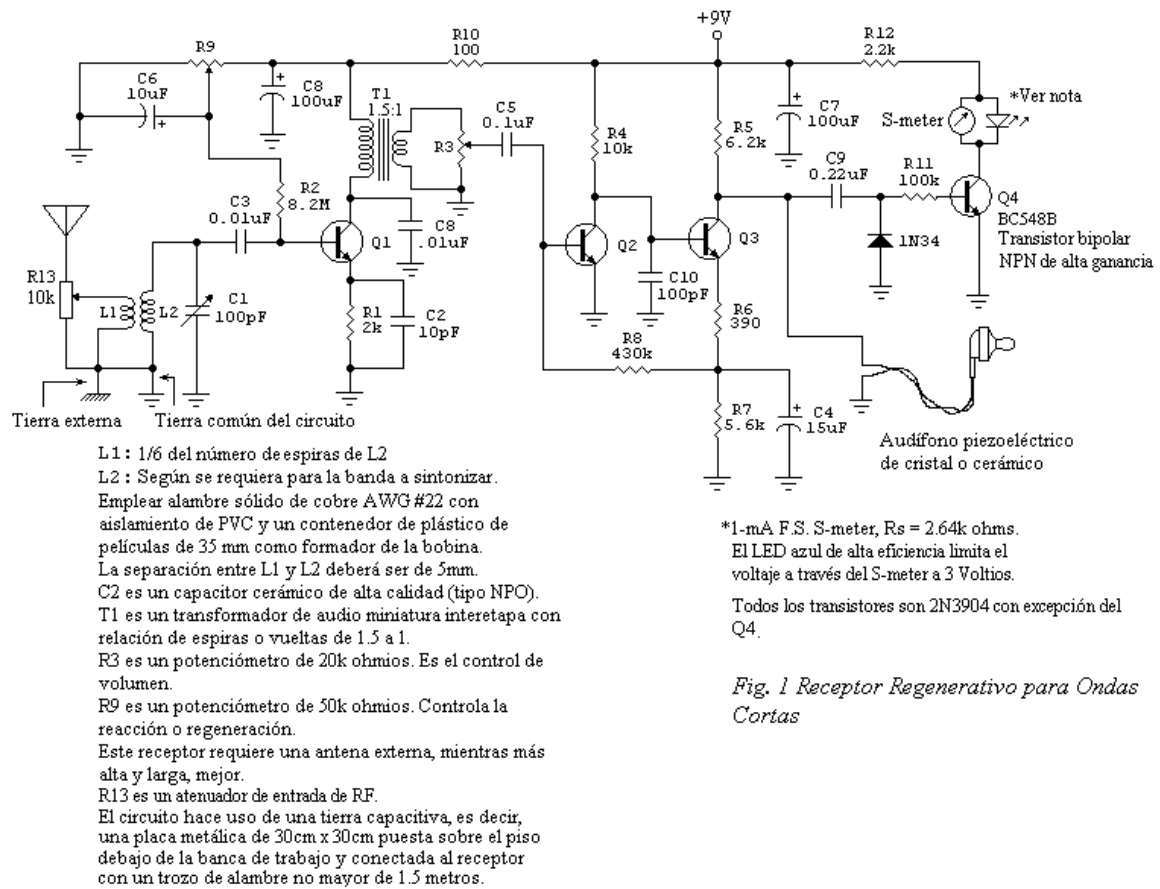


Fig.1.11 Receptor regenerativo para ondas cortas tipo *Colpitts* – tomado del artículo técnico “*Receptor Regenerativo para Ondas Cortas de Simple Diseño*” publicado por el autor en Marzo del 2010

La configuración *Colpitts* no se emplea mucho para la recepción de las ondas medias debido a que es crítica la selección de las capacitancias cuando se desea cubrir toda la banda de 535kHz a 1605kHz y se muestra aquí solo a manera de ilustración y no como sugerencia para su utilización.

La Fig.1.12 nos muestra el esquema de una configuración *Hartley modificada*, diseñada para la recepción de ondas medias y en la cual el ajuste suave de la regeneración se lleva a cabo variando la amortiguación del circuito tanque de sintonía del receptor. Las Figs.1.13 y 1.14 nos ofrecen vistas del receptor prototipo del autor implementado correctamente en un “*protoboard*”.



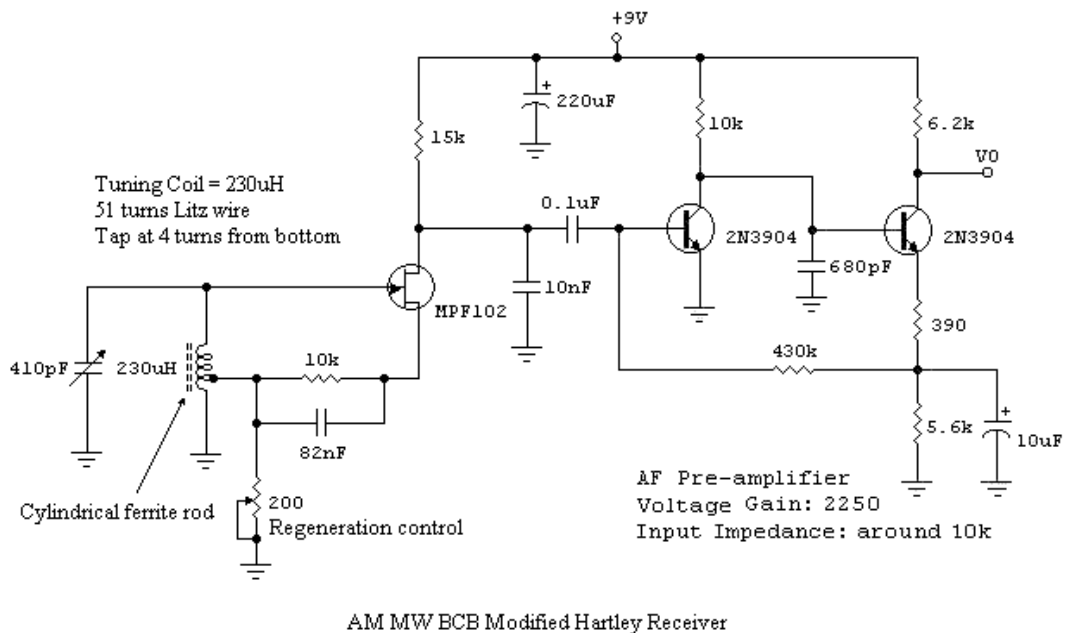


Fig.1.12 Receptor regenerativo para ondas medias tipo *Hartley modificado* – tomado de artículo técnico en preparación por el autor

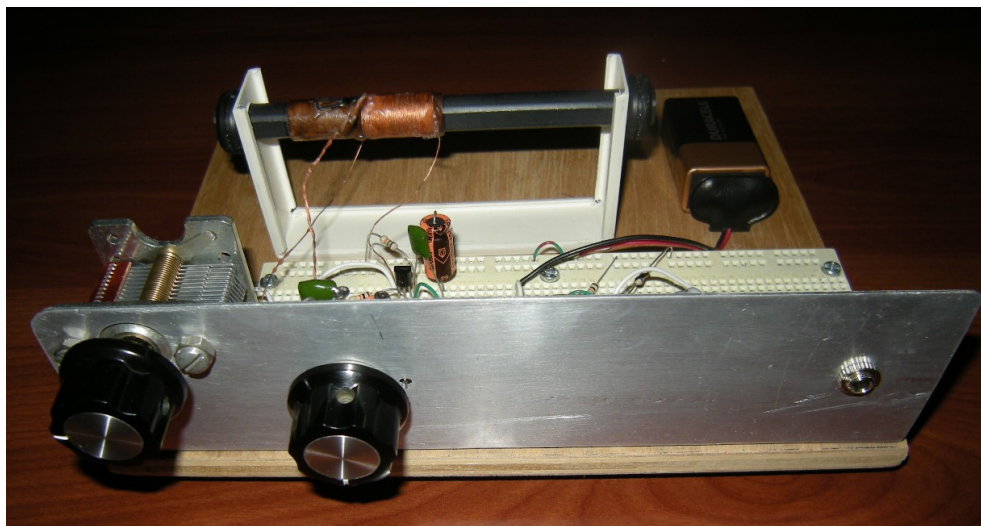


Fig.1.13 Vista frontal a 30° del receptor *Hartley modificado*

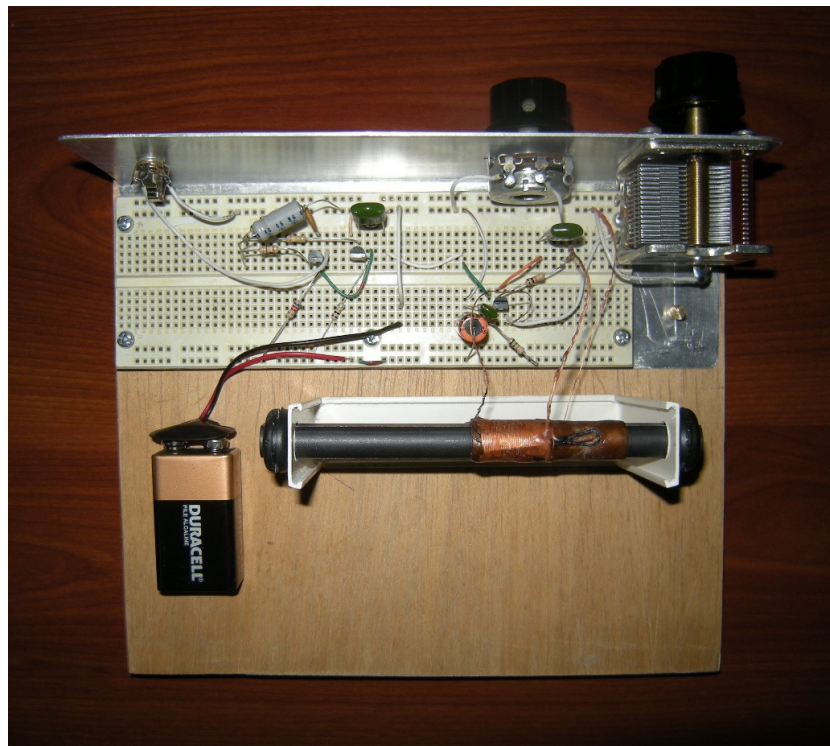


Fig.1.14 Vista superior del receptor *Hartley modificado*

En este punto, sería interesante contar con un estudio más o menos general del mecanismo de la demodulación AM que se da en las etapas amplificadoras-detectoras basadas en JFETs. Podemos empezar asumiendo que en el puerto de entrada del dispositivo activo existe una versión amplificada de la onda AM interceptada por la antena. Sea  $v_c$  la señal portadora modulada en amplitud (doble banda lateral con portadora o DSBC). Sin pérdida de generalidad podemos expresarla por:

$$v_c = E_c (1 + m_a \cos \omega_m t) \cos \omega_c t$$

Sabemos que un detector de ley cuadrática con polarización puede ser descrito mediante la expansión polinómica de Taylor alrededor del punto de trabajo  $(I_0, V_0)$  como:

$$i = f(v) = f(V_0) + f'(V_0) \cdot (v - V_0) + \frac{f''(V_0) \cdot (v - V_0)^2}{2} + \frac{f'''(V_0) \cdot (v - V_0)^3}{6} + \dots$$

o equivalentemente, en la forma:

$$i = a_0 + a_1(v - V_0) + a_2(v - V_0)^2 + a_3(v - V_0)^3 + \dots$$

donde  $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots$  son constantes y  $v - V_0$  es el voltaje de señal en el puerto de entrada del dispositivo no-lineal.

En el caso del amplificador-detector a JFET que se muestra más abajo,  $V_0 = -I_{DQ} \cdot R_S$  e  $I_0 = I_{DQ}$ , mientras que  $v - V_0 = v_{gs} \approx v_c$  representa las variaciones del voltaje de control compuerta-surtidor. Deberá notarse que el capacitor  $C_S$  pone el surtidor al potencial de tierra en lo que respecta a corrientes RF. Más aún, deseamos impedir la circulación de corrientes de radio frecuencia a través de la resistencia de carga de salida  $R_D$ , ya que queremos que solamente las corrientes de modulación den lugar a un voltaje de señal a través de esta resistencia. El capacitor  $C_D$  establecerá un camino de baja impedancia a tierra para las componentes de frecuencia no deseadas de la corriente de drenador.

El dispositivo semiconductor está descrito por la ecuación clásica:

$$i_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{v_{GS}}{V_P} \right)^2 = I_{DSS} \left( 1 - \frac{v}{V_P} \right)^2 = I_{DSS} \left( 1 - \frac{v_c + V_0}{V_P} \right)^2$$

que puede re-escribirse como:

$$i_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_0}{V_P} - \frac{v_c}{V_P} \right)^2 = I_{DSS} \left[ \left( 1 - \frac{V_0}{V_P} \right)^2 - 2 \left( 1 - \frac{V_0}{V_P} \right) \frac{v_c}{V_P} + \left( \frac{v_c}{V_P} \right)^2 \right]$$

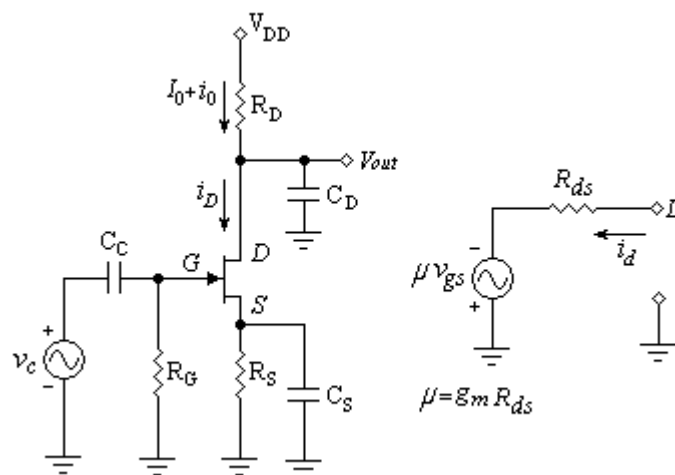


Fig.1.15 Amplificador-detector con JFET en surtidor común y circuito equivalente de salida a radio frecuencias



Con ayuda de la última expresión podemos verificar sin dificultad la equivalencia siguiente:

$$a_0 = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_0}{V_P}\right)^2$$
$$a_1 = -2 \frac{I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{V_0}{V_P}\right)$$
$$a_2 = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}$$

Los restantes coeficientes  $a_3, a_4, a_5, \dots$  son cero.

Podemos emplear los resultados del estudio del diodo semiconductor como demodulador AM de ley cuadrática para obtener una expresión para la amplitud de la corriente de señal demodulada a la salida del JFET. Despreciando la componente de distorsión del segundo armónico:

$$I_{\text{mod}} = a_2 E_C^2 m_a$$

Luego:

$$i_{\text{mod}} = I_{\text{mod}} \cos \omega_m t$$

Definamos ahora la *transconductancia de detección*  $G_m$  como:

$$G_m = \frac{I_{\text{mod}}}{E_C} = a_2 E_C m_a = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} E_C m_a$$

donde  $E_C$  es la amplitud de la portadora sin modular y  $m_a$  es el índice de modulación.

Podemos escribir entonces:

$$i_{\text{mod}} = G_m E_C \cos \omega_m t = G_m v_{\text{mod}}$$

Esta expresión sugiere el circuito equivalente de salida de la Fig.1.16 para frecuencias de modulación. También definimos aquí un *factor de amplificación de detección*  $\mu_m$ , tal que:

$$\mu_m = G_m R_{ds}$$

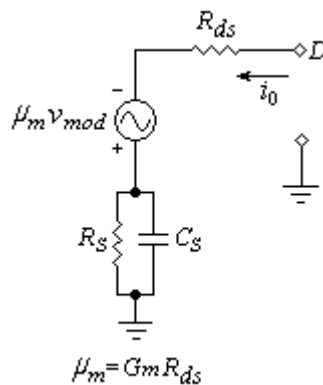


Fig.1.16 Circuito equivalente de salida para frecuencias de modulación

Resolviendo para  $i_0$ , cuando tomamos en cuenta  $R_D$  obtenemos:

$$V_D = \frac{-\mu_m E_C R_D}{R_D + R_{ds} + \left( \frac{R_S}{j\omega R_S C_S + 1} \right)}$$

En la Fig.1.17 se muestra la *respuesta de amplitud en audio frecuencias* del demodulador.

El *factor de amplificación de detección*  $\mu_m$  está relacionado linealmente con la amplitud  $E_C$  de la portadora sin modular:

$$\mu_m = G_m R_{ds} = a_2 E_C m_a R_{ds} = \frac{I_{DSS}}{V_p^2} E_C m_a R_{ds}$$

Por lo tanto, la respuesta en frecuencia del demodulador JFET mantiene su forma independientemente de los cambios de amplitud de la portadora sin modular. Debido al capacitor de desacoplo de RF de drenador  $C_D$ , existirá una *frecuencia de corte superior de -3dB*:

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_H C_D}$$

donde  $R_H = R_D // R_{IN} // R_{ds}$  (esta frecuencia no está mostrada en el gráfico). Aquí,  $R_{IN}$  es la resistencia de entrada del amplificador de audio que sigue a la etapa detectora y que excita a los audífonos.  $R_D$  y  $R_{ds}$  son, respectivamente, la resistencia de polarización y la resistencia dinámica de salida de drenador del JFET de la etapa detectora.

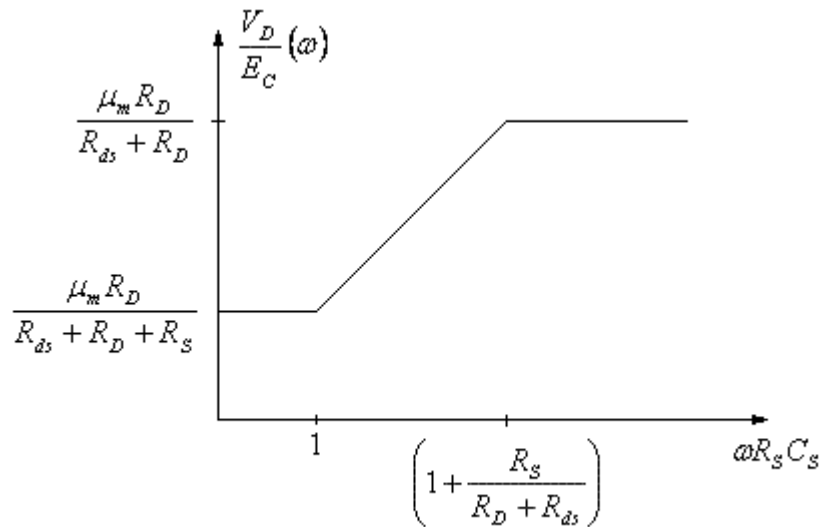


Fig.1.17 Respuesta de amplitud en audio frecuencias del demodulador JFET

Los valores *asintóticos máximo y mínimo* de la respuesta en audio frecuencia son, respectivamente:

$$H_M = \frac{\mu_m R_D'}{R_{ds} + R_D'}$$

$$H_m = \frac{\mu_m R_D'}{R_{ds} + R_D' + R_S}$$

donde  $R_D' = R_D // R_{IN}$ .

El *valor pico del voltaje de señal* (después del amplificador de audio) está dado por:

$$V_0 = A_V H_M E_C$$

donde  $A_V$  es la *ganancia de voltaje de señal del amplificador de audio*.

El *polo de la respuesta en audio frecuencia* se obtiene de

$$\omega_p R_S C_S = 1 + \frac{R_S}{R_D' + R_{ds}}$$

como:

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_S C_S} \left( 1 + \frac{R_S}{R_D' + R_{ds}} \right)$$



El *cero de la respuesta en audio frecuencia* se obtiene de:

$$\omega_0 R_S C_S = 1$$

como:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_S C_S}$$

La *frecuencia de corte inferior de -3dB* se obtiene de:

$$\omega_L^2 R_S^2 C_S^2 = -1 + \left( \frac{R_S}{R_{ds} + R'_D} \right)^2 + 2 \left( \frac{R_S}{R_{ds} + R'_D} \right)$$

### **Receptor Hartley-Modificado del autor**

El prototipo del autor emplea un JFET MPF102 con los siguientes parámetros:

$$g_m = 0.005 \text{ mhos}$$

$$R_{ds} = 5k \text{ ohms}$$

$$V_{GSoff} = V_P = -6 \text{ Volts}$$

$$I_{DSS} = 8mA$$

El amplificador de audio que sigue a la etapa detectora tiene  $R_{IN} = 10k \text{ ohms}$  y  $A_V = 2250$ .

La frecuencia de corte superior de -3dB es:

$$f_H = \frac{1}{2\pi(15k // 10k // 5k)(10nF)} = \frac{1}{2\pi(2.73k)(10nF)} = 5.830kHz$$

donde los valores de los componentes han sido tomados del diagrama esquemático del receptor.

El factor de amplificación de detección  $\mu_m$  es:

$$\mu_m = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} E_C m_a R_{ds} = \frac{8 \cdot 10^{-3}}{36} \cdot 5 \cdot 10^3 E_C m_a = 1.11 E_C m_a$$



El valor asintótico máximo de la respuesta de frecuencia en amplitud es, asumiendo  $m_a = 1$ :

$$H_M = 1.11E_C \left( \frac{15k // 10k}{5k + 15k // 10k} \right) = 1.11E_C \left( \frac{6}{11} \right) = 0.605E_C$$

El valor asintótico mínimo de la respuesta de frecuencia en amplitud es, asumiendo  $m_a = 1$ :

$$H_m = 1.11E_C \left( \frac{15k // 10k}{5k + 15k // 10k + 10k} \right) = 1.11E_C \left( \frac{6}{21} \right) = 0.317E_C$$

El valor pico del voltaje de señal (después del amplificador de audio) es:

$$V_o = 2250H_M E_C = 1361.25E_C^2 \text{ Volts}$$

El polo de la respuesta en audio frecuencia es:

$$f_p = \frac{1}{2\pi(10k)(82nF)} \left( 1 + \frac{10k}{15k // 10k + 5k} \right) = 370.5 \text{ Hz}$$

El cero de la respuesta en audio frecuencia es:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi(10k)(82nF)} = 194.09 \text{ Hz}$$

La frecuencia de corte inferior de -3dB se obtiene de:

$$\omega_L^2 R_S^2 C_S^2 = -1 + \left( \frac{10k}{5k + 6k} \right)^2 + 2 \left( \frac{10k}{5k + 6k} \right) = 1.644$$

$$\omega_L R_S C_S = 1.28$$

Finalmente:

$$f_L = \frac{1}{2\pi(10k)(82nF)} (1.28) = 248 \text{ Hz}$$

**La información que se ofrece a continuación proviene de “The Triode Emulator”,  
reply #17, October 06, 2011 en:**

**<http://www.diystompboxes.com/smfforum/index.php?topic=93889.msg808690#msg808690>**



La ecuación básica que gobierna el comportamiento de un JFET cuando  $|V_{DS}| > |V_P| - |V_{GS}|$  (régimen de saturación), es válida solo para JFETs con canales muy largos (long-channel JFETs). Algunos JFETs manufacturados poseen canales suficientemente largos como para seguir de cerca la ecuación clásica.

Un JFET con canal pequeño (short-channel JFET) tiene menor resistencia de salida, pero también ganancias más elevadas con cargas de baja impedancia. Estos tipos de transistores son populares en circuitos de RF donde las cargas son de baja impedancia y el tener ganancia es esencial.

Usualmente no podemos saber a qué tipo pertenece “nuestro” JFET. Allá por 1980 aún se encontraba información al respecto en las hojas de datos de los transistores, pero debido a que el mercado de los JFETs se encuentra estancado hace varios años, no existe prácticamente nueva data hoy en día, ni tampoco mucha de la antigua. Puede ser bastante útil comparar curvas de salida que tengamos a la mano con las que ofrece Siliconix:

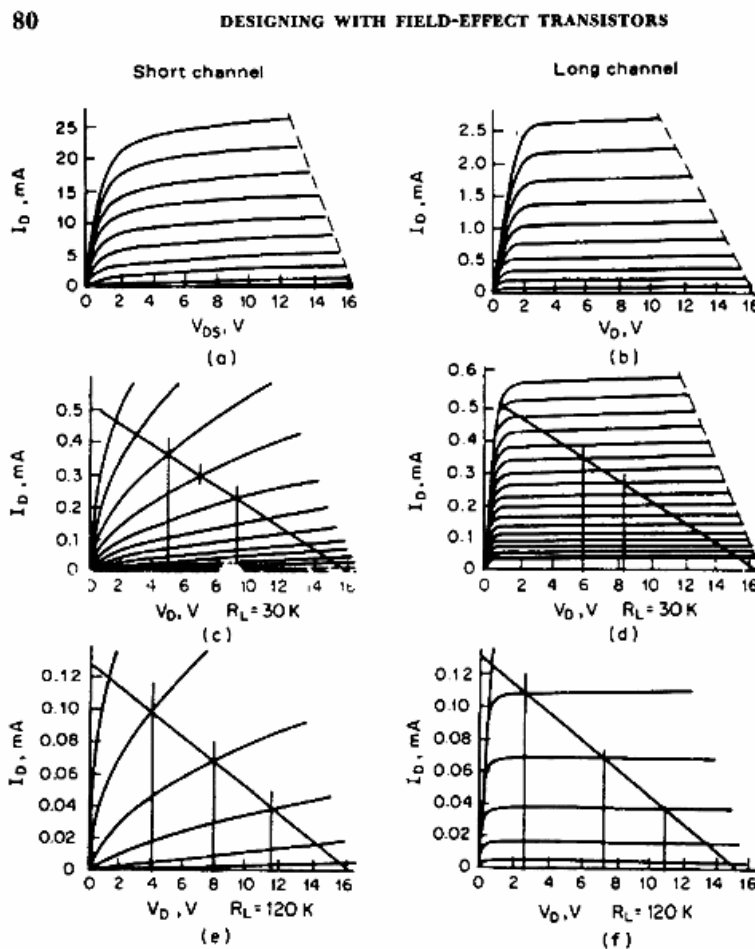


FIGURE 3-5 Comparison of short-channel JFET with long-channel JFET. [Designing with Field-Effect Transistors, Siliconix](#)

From: Designing with Field-Effect Transistors, 2nd edition, Siliconix Inc, Ed Oxner



**UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA**

**Instituto Nacional de Investigación y  
Capacitación de Telecomunicaciones**



Como comentario final mencionaremos que con la reacción correctamente ajustada y el punto de trabajo del detector-amplificador en una zona adecuada de su característica no lineal, la señal AM es amplificada convenientemente y demodulada por el circuito, tornando innecesaria la utilización de un diodo detector externo.

Ing. A.Ramón Vargas Patrón  
[rvargas@inictel-uni.edu.pe](mailto:rvargas@inictel-uni.edu.pe)  
Lima-Perú, Sudamérica  
Setiembre 06 del 2012