Receptores de Onda Media para el Aficionado

Ing. A. Ramón Vargas Patrón
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-raya/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.

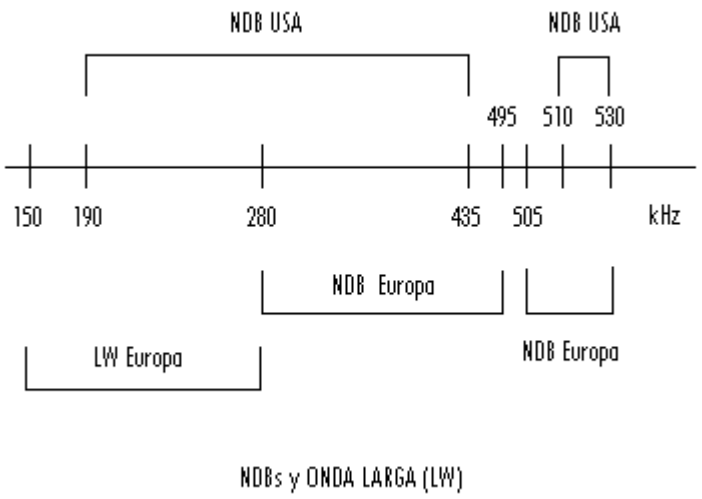


Fig.1.1 Servicios asignados en la banda MF en América y Europa

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.

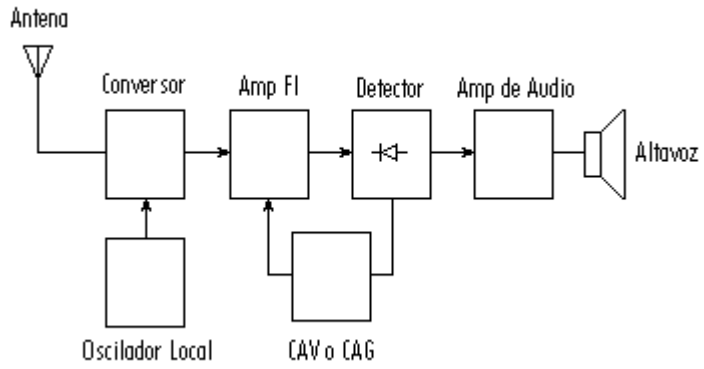


Fig.1.2 Diagrama en bloques de un receptor superheterodino típico

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:

$$i_0 = a_1 e_s + a_2 e_s^{\ 2} + a_3 e_s^{\ 3} + a_4 e_s^{\ 4} + \ldots$$

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.

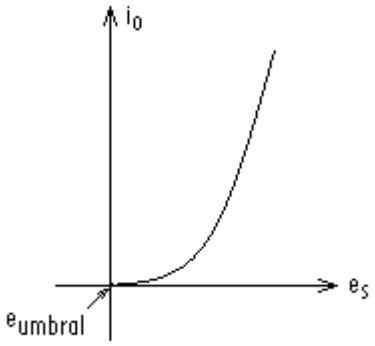


Fig.1.3 Curva de transferencia genérica

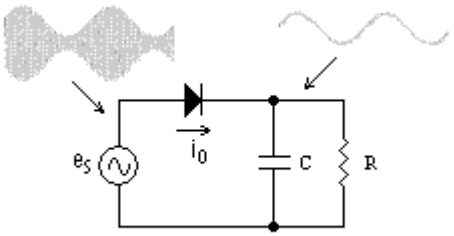


Fig.1.4 Detector diodo básico

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:

$$i_0 = a_1 E_c \cos\omega_c t + a_1 E_c m_a \cos\omega_m t \cos\omega_c t + a_2 E_c^{\ 2}\left(1 + 2m_a \cos\omega_m t + m_a^{\ 2}\cos^2\omega_m t\right)\cos^2\omega_c t + \ldots$$

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

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

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 $a_3, a_4, a_5, \ldots$, 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:

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

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 $E_c sen\omega_c t$). 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.

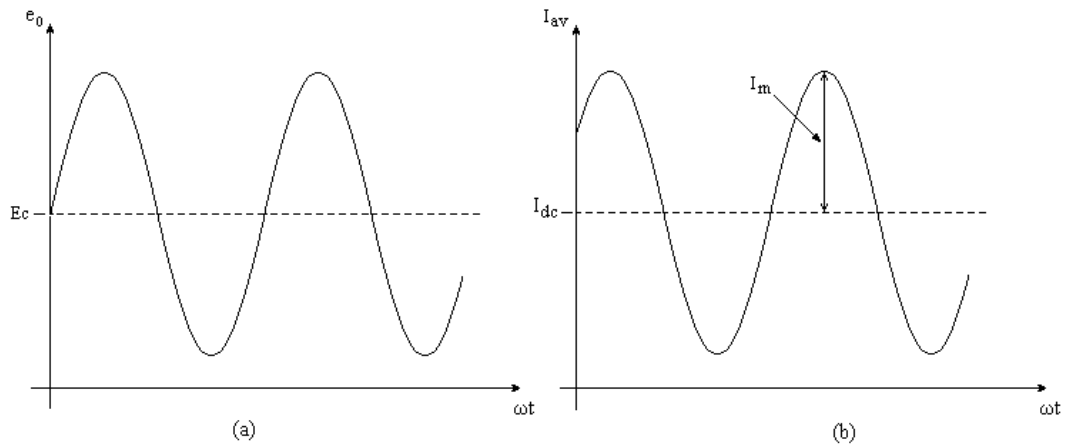


Fig.1.4.1 Formas de onda de tensión y corriente en el diodo detector. (a) Tensión de salida; (b) Valor medio aproximado de la corriente del diodo

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:

$$e_0 = E_c\left(1 + m_a sen\omega_m t\right)$$

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:

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

en donde θ es el ángulo de fase de la admitancia del filtro para la frecuencia ω_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:

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

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:

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

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 ω_m toman el valor $m_{a\ \max}$ y $\omega_{\max}$, respectivamente.

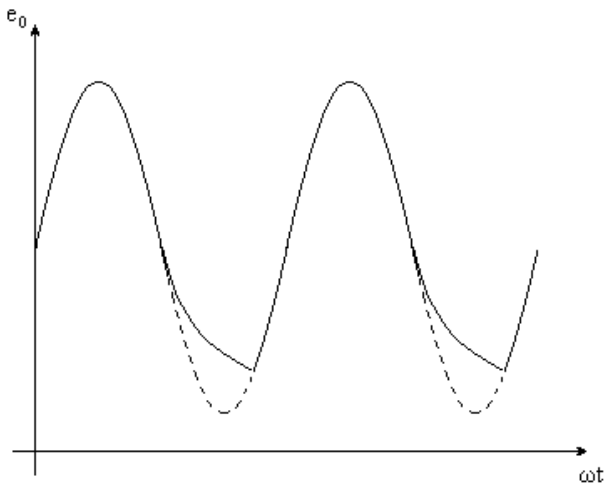


Fig.1.4.2 Salida del detector con corte diagonal

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:

$$e_1 = E_c\left(1 + m_a sen\omega_m t\right)$$

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:

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

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*.

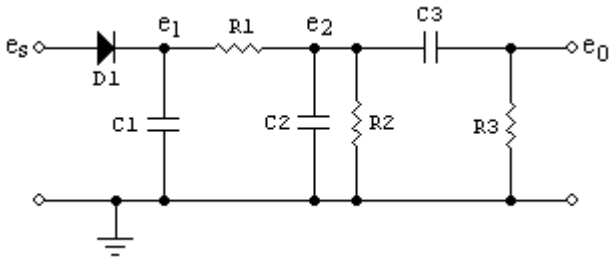


Fig.1.4.3 Diodo detector con filtro más elaborado

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

η es el factor de idealidad del diodo

V_T es el potencial térmico = 0.026 Volts @ 25ºC

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)

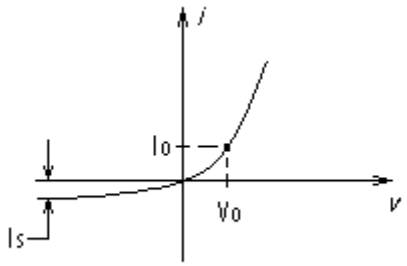


Fig.1.5 Característica del diodo de Shockley

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

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

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 $V_0 = 100 mVolts$ y 5.74 si $V_0 = 50 mVolts$. 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.

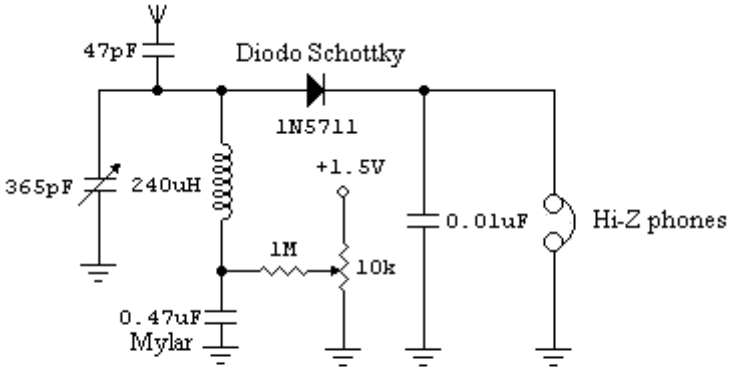


Fig.1.5.1 Receptor de radio a cristal con diodo Schottky polarizado en directo

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 ajustar la resistencia dinámica para una adaptación óptima de impedancias entre el diodo y los audífonos. Estos son dispositivos electro-magneto-mecánicos y necesitan potencia para convertir las señales eléctricas en sonido audible. La adaptación de impedancias permite maximizar la transferencia de potencia, y en consecuencia, el volumen de sonido en los audífonos. Podemos entonces deducir que es imperativo minimizar las pérdidas de energía en el circuito. En ese sentido, necesitamos en primer lugar un transformador, para adaptar 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 igualar el valor pico de corriente alterna de la corriente demodulada con su componente DC, para evitar el corte diagonal de la onda de tensión en la carga, situación que contribuiría a una distorsión adicional en la señal. Para ello se requiere 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 convenientemente lo que acabamos de comentar.

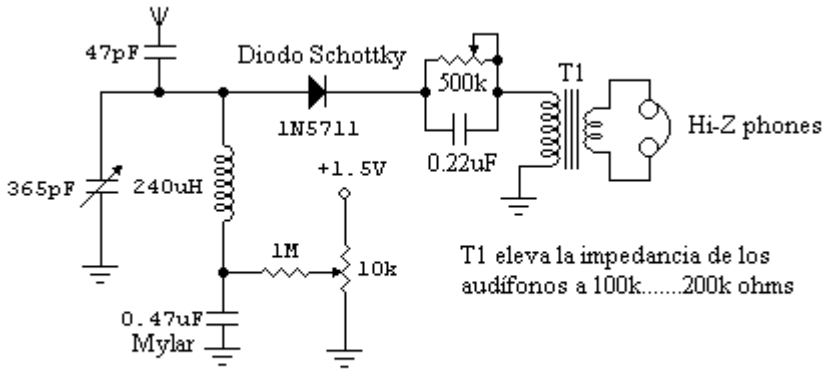


Fig.1.5.2 Receptor a cristal con red ecualizadora agregada

Detectores activos

Los aficionados utilizan algunas alternativas simples para la demodulación AM, como por ejemplo el *detector de impedancia infinita* y el *receptor regenerativo*. El primero es básicamente un seguidor de emisor o un seguidor de fuente (surtidor) donde 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.

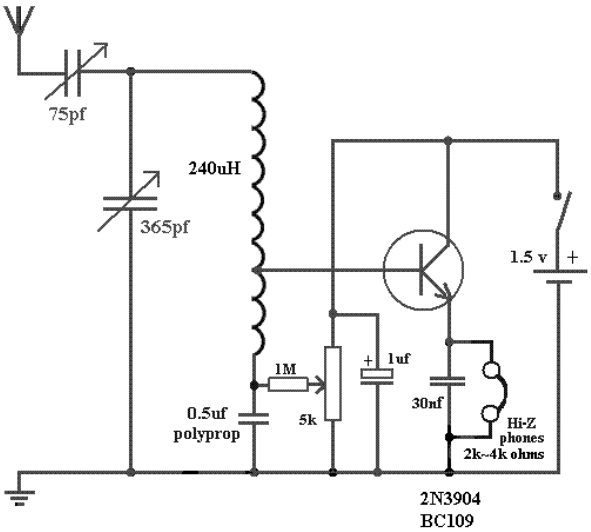


Fig.1.6 Detector de impedancia infinita con BJT

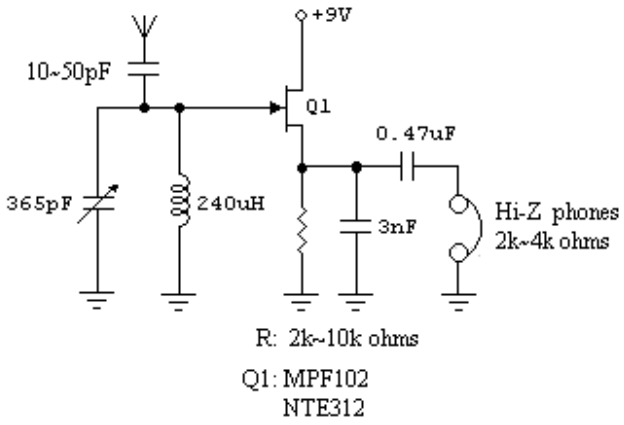


Fig-1.7 Detector de impedancia infinita con JFET

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.

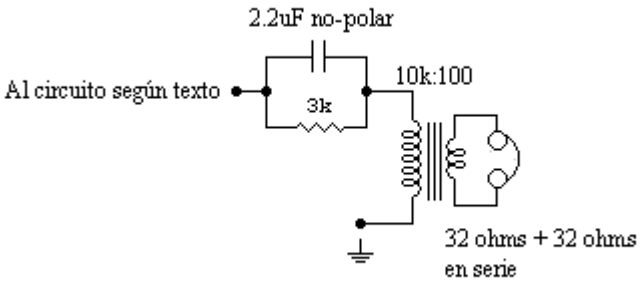


Fig.1.8 Adaptación de audífonos estéreo de 32ohms

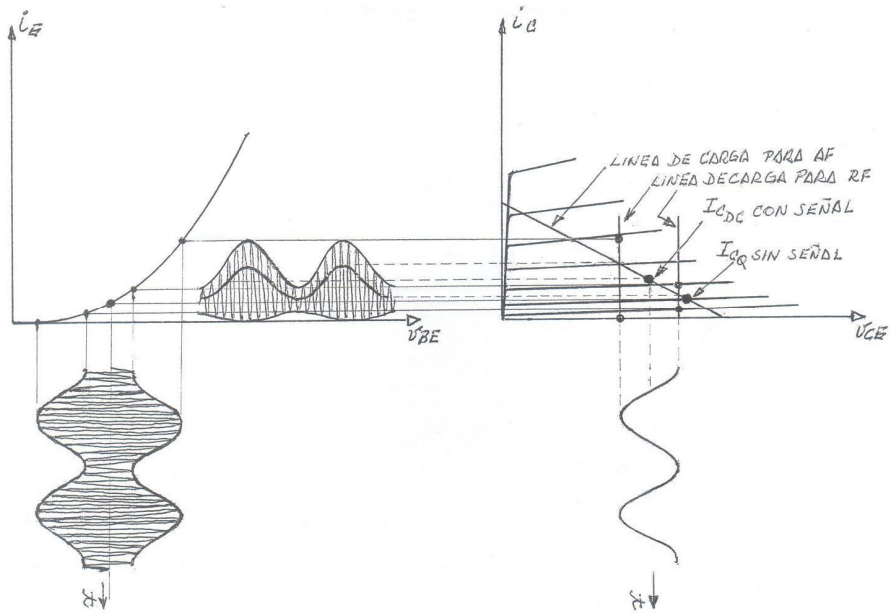


Fig.1.9 Gráficos $i - v$ en el detector de impedancia infinita con BJT

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.

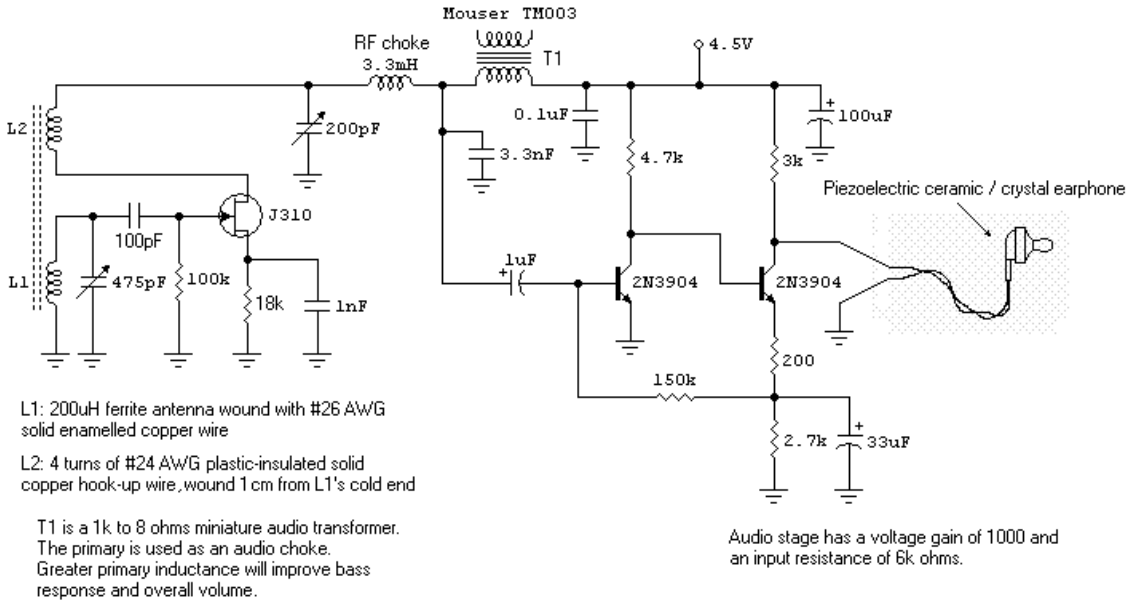
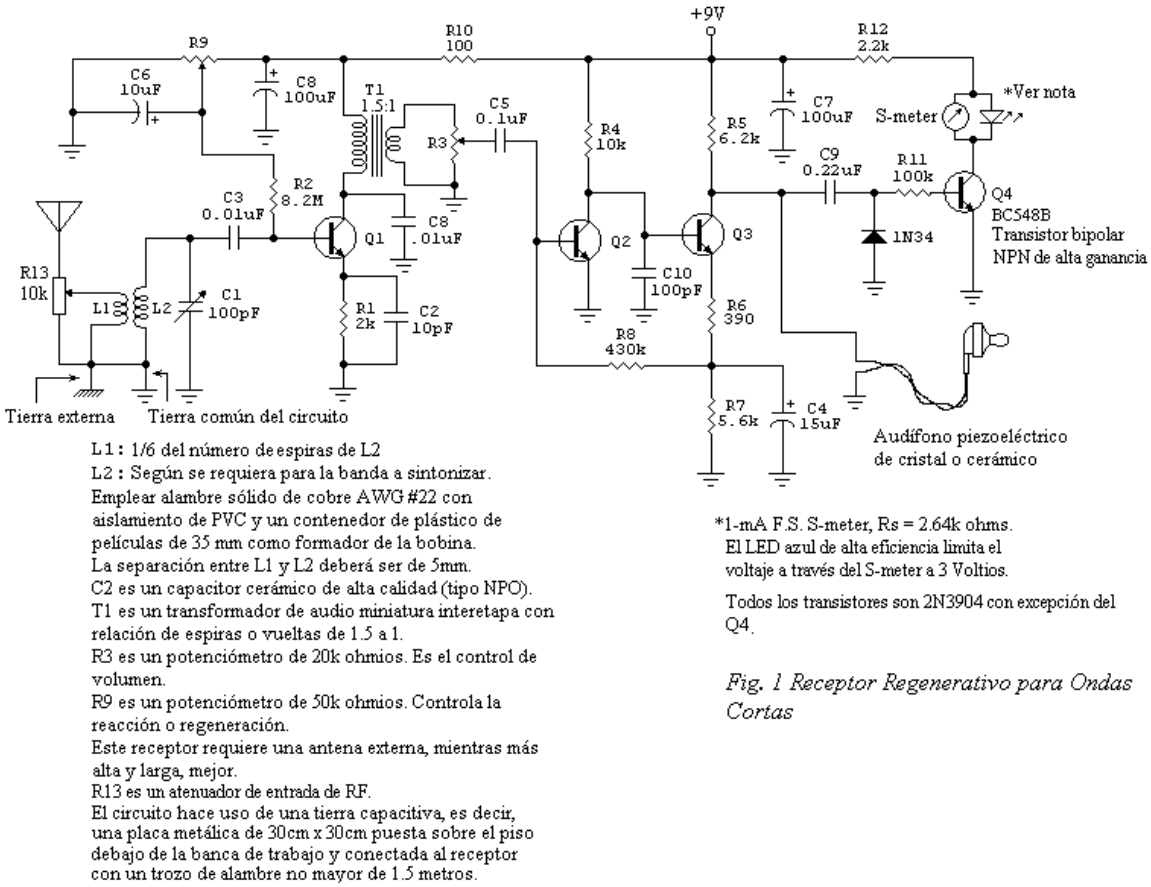


Fig.3 Armstrong-type MW regenerative receiver using the J310 JFET

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 seudo 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.



L1: 1/6 del número de espiras de L2
L2: Según se requiera para la banda a sintonizar.
Emplear alambre sólido de cobre AWG #22 con aislamiento de PVC y un contenedor de plástico de películas de 35 mm como formador de la bobina.
La separación entre L1 y L2 deberá ser de 5mm.
C2 es un capacitor cerámico de alta calidad (tipo NPO).
T1 es un transformador de audio miniatura interetapa con relación de espiras o vueltas de 1.5 a 1.
R3 es un potenciómetro de 20k ohmios. Es el control de volumen.
R9 es un potenciómetro de 50k ohmios. Controla la reacción o regeneración.
Este receptor requiere una antena externa, mientras más alta y larga, mejor.
R13 es un atenuador de entrada de RF.
El circuito hace uso de una tierra capacitiva, es decir, una placa metálica de 30cm x 30cm puesta sobre el piso debajo de la banca de trabajo y conectada al receptor con un trozo de alambre no mayor de 1.5 metros.

*1-mA F.S. S-meter, Rs = 2.64k ohms.
El LED azul de alta eficiencia limita el voltaje a través del S-meter a 3 Voltios.

Todos los transistores son 2N3904 con excepción del Q4.

Fig. 1 Receptor Regenerativo para Ondas Cortas

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"*.

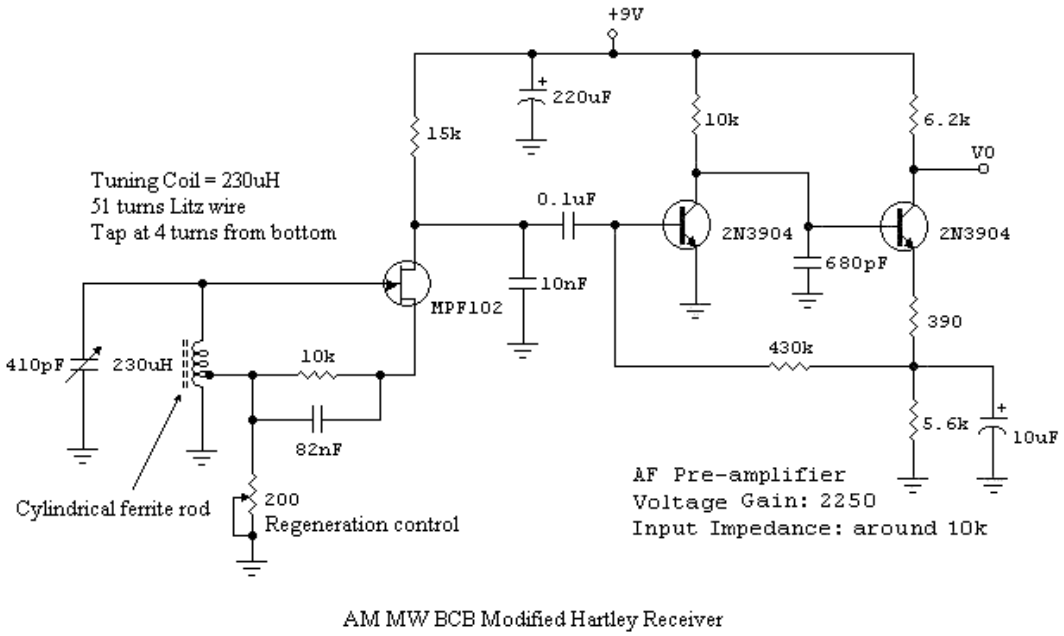


Fig.1.12 Receptor regenerativo para ondas medias tipo *Hartley modificado* – tomado de artículo técnico en preparación por el autor

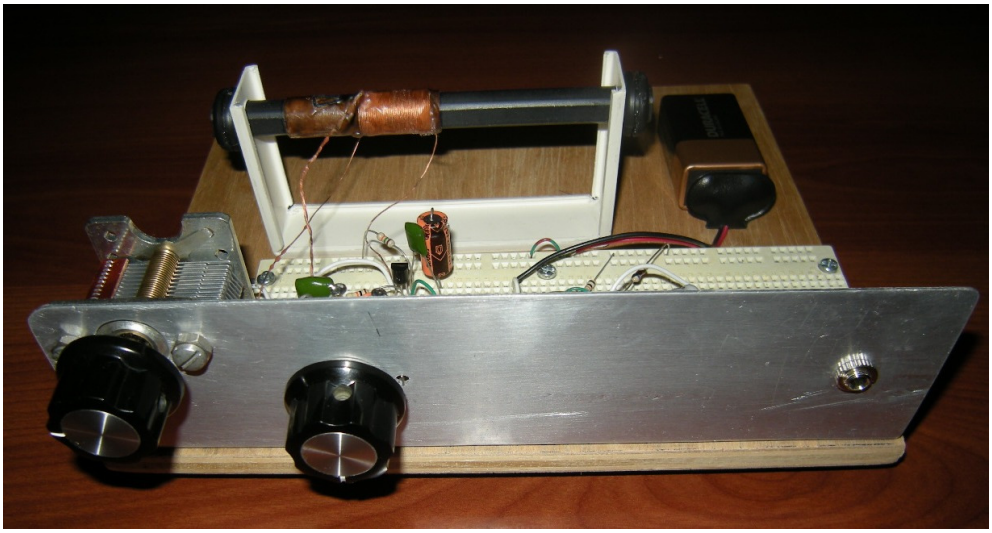


Fig.1.13 Vista frontal a 30º del receptor *Hartley modificado*

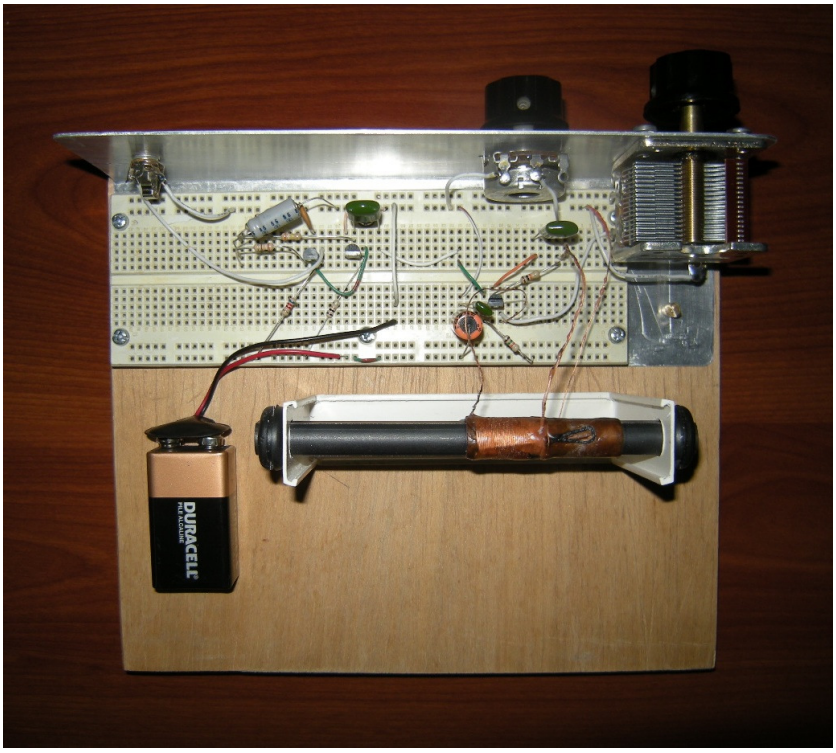


Fig.1.14 Vista superior del receptor *Hartley modificado*

Como comentario final de este tema, 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
Lima-Perú, Sudamérica
Noviembre 24 del 2011