

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIEROS

UNIVERSIDAD DE SEVILLA

CARACTERIZACIÓN EMI HASTA 15MHz DE
AMPLIFICADORES DE POTENCIA DE
AUDIO INTEGRADOS

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

Sevilla, Septiembre 2005

ALUMNO: José Manuel Fuentes Vaca

ÍNDICE

CAPÍTULO 1.- INTRODUCCIÓN AL EFECTO DE DEMODULACIÓN PARÁSITA.

1.1.- OBJETIVOS Y MOTIVACIÓN

1.2.- ANTECEDENTES.

1.2.1.- La unión p-n como elemento básico demodulador.

1.2.2.- Demodulación parásita en BJT.

1.2.3.- Simulación de efectos indeseados en BJT.

1.2.4.- Resultados experimentales frente a simulados.

1.2.5.- Demodulación parásita en amplificadores operacionales.

1.3.- ESTRUCTURACIÓN DEL PROYECTO.

1.4.- EL ENTORNO DE MEDIDA. INSTRUMENTACIÓN.

CAPÍTULO 2.- CARACTERIZACIÓN DE EFECTOS EMI EN CIRCUITOS BÁSICOS CON A.L.I.P.A.

2.1.- INTRODUCCIÓN.

2.2.- CARACTERIZACIÓN EN FRECUENCIA.

2.2.1.- TDA 2030. No inversor.

2.2.2.- TDA 2030. Seguidor de tensión.

2.2.3.- TDA 2030. Inversor.

2.2.4.- TDA 2030. Comparativa y conclusiones.

2.3.- DEMODULACIÓN PARÁSITA.

2.3.1.- TDA 2030. No inversor.

2.3.2.- TDA 2030. Seguidor.

2.3.3.- TDA 2030. Inversor.

2.3.4.- TDA 2030. Comparativa y conclusiones.

2.4.- VARIACIONES DEL OFFSET EN PRESENCIA DE RFI.

2.4.1.- TDA 2030. No inversor.

2.4.2.- TDA 2030. Seguidor.

2.4.3.- TDA 2030. Inversor.

2.4.4.- TDA 2030. Comparativa y conclusiones.

CAPÍTULO 3.- EFECTOS EMI ANTE VARIACIONES DE LOS PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS.

3.1.- INTRODUCCIÓN.

3.2.- EFECTOS SOBRE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA.

3.2.1.- Variaciones sobre las resistencias de entrada y realimentación.

3.2.1.i.- Configuración no inversora.

3.2.1.ii.- Configuración inversora.

3.2.1.iii.- Comparativa y conclusiones.

3.2.2.- Variaciones sobre la tensión de alimentación.

3.2.2.i.- Configuración no inversora.

3.2.2.ii.- Configuración seguidor de tensión.

3.2.2.iii.- Configuración inversora.

3.3.- EFECTOS SOBRE LA DEMODULACIÓN PARÁSITA.

3.3.1.- Variaciones sobre las resistencias de entrada y realimentación.

3.3.1.i.- Configuración no inversora.

3.3.1.ii.- Configuración inversora.

3.3.2.- Variaciones sobre la tensión de alimentación.

3.3.2.i.- Configuración no inversora.

3.3.2.ii.- Configuración seguidor de tensión.

3.3.2.iii.- Configuración inversora.

3.3.3.- Variaciones de la potencia de la RFI.

3.4.- EFECTOS SOBRE EL DESPLAZAMIENTO DEL OFFSET.

3.4.1.- Variaciones sobre las resistencias de entrada y realimentación.

3.4.1.i.- Configuración no inversora.

3.4.1.ii.- *Configuración inversora.*

3.4.2.- Variaciones sobre la tensión de alimentación.

3.4.2.i.- *Configuración no inversora.*

3.4.2.ii.- *Configuración seguidor de tensión.*

3.4.2.iii.- *Configuración inversora.*

3.4.3.- Comentarios y conclusiones.

3.5.- EFECTOS EMI ANTE VARIACIONES DEL MODELO DE INTEGRADO.

3.5.1.- TDA 2050 de STMicroelectronics.

3.5.1.i.- *Respuesta en frecuencia.*

3.5.1.ii.- *Demodulación parásita.*

3.5.1.iii.- *Desplazamiento de offset.*

3.5.2.- TDA 2040 de SGS – Thompson.

3.5.2.i.- *Respuesta en frecuencia.*

3.5.2.ii.- *Demodulación parásita.*

3.5.2.iii.- *Desplazamiento de offset.*

3.5.3.- LM1875 de National Semiconductor.

3.5.3.i.- *Respuesta en frecuencia.*

3.5.3.ii.- *Demodulación parásita.*

3.5.3.iii.- *Desplazamiento de offset.*

3.6.- CONSIDERACIONES SOBRE ESTABILIDAD.

3.6.1.- TDA 2030 de STMicroelectronics.

3.6.2.- TDA 2040 de SGS – Thompson.

3.6.3.- TDS 2050 de STMicroelectronics.

3.6.4.- LM 1875 de National Semiconductor.

CAPÍTULO 4.- ENSAYO DE SOLUCIONES PARA DISMINUIR LA SUSCEPTIBILIDAD FRENTE A EMI.

4.1.- INTRODUCCIÓN.

4.2.- VARIACIÓN EN LOS VALORES DE Rf Y Rin.

4.2.1.- Comentarios y conclusiones.

4.3.- INSERCIÓN DE UNA CAPACIDAD ENTRE LOS TERMINALES DE ENTRADA.

4.3.1.- LM 1875 de National Semiconductor.

4.3.1.i.- Etapa no inversora.

4.3.1.ii.- Etapa inversora.

4.3.2.- TDA 2050 de STMicroelectronics.

4.3.2.i.- Etapa no inversora.

4.3.2.ii.- Etapa inversora.

4.3.3.- TDA 2040 de SGS – Thompson.

4.3.3.i.- Etapa no inversora.

4.3.3.ii.- Etapa inversora.

4.3.4.- TDA 2030 de STMicroelectronics.

4.3.4.i.- Etapa no inversora.

4.3.4.ii.- Etapa inversora.

4.3.5.- Comentarios y conclusiones.

4.4.- INSERCIÓN DE UNA CAPACIDAD EN PARALELO CON LA RESISTENCIA DE REALIMENTACIÓN.

4.4.1.- TDA 2050 de STMicroelectronics.

4.4.1.i.- Etapa no inversora.

4.4.1.ii.- Etapa inversora.

4.4.2.- LM 1875 de National Semiconductor.

4.4.2.i.- Etapa no inversora.

4.4.2.ii.- Etapa inversora.

4.4.3.- TDA 2040 de SGS – Thompson y TDA 2030 de STMicroelectronics

4.4.4.- Comentarios y conclusiones.

CAPÍTULO 5.- CONCLUSIONES.

5.1.- INTRODUCCIÓN.

5.2.- EFECTO DE LA TOPOLOGÍA DEL CIRCUITO.

5.3.- EFECTO DE LOS PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS Y MODELO.

BIBLIOGRAFÍA.

CAPÍTULO 1.

INTRODUCCIÓN AL EFECTO DE DEMODULACIÓN PARÁSITA

1.1.- OBJETIVOS Y MOTIVACIÓN.

1.2.- ANTECEDENTES.

1.2.1.- La unión p-n como elemento básico demodulador.

1.2.2.- Demodulación parásita en BJT.

1.2.3.- Simulación de efectos indeseados en BJT.

1.2.4.- Resultados experimentales frente a simulados.

1.2.5.- Demodulación parásita en amplificadores operacionales.

1.3.- ESTRUCTURACIÓN DEL PROYECTO.

1.4.- EL ENTORNO DE MEDIDA. INSTRUMENTACIÓN.

1.

INTRODUCCIÓN AL EFECTO DE DEMODULACIÓN PARÁSITA.

1.1.- OBJETIVOS Y MOTIVACIÓN.

El objetivo de este Proyecto Fin de Carrera es, aparte de satisfacer el requisito académico asociado, el de adquirir una base de conocimientos en materia de EMI no cubierta por el programa docente cursado. La experiencia adquirida en las sucesivas sesiones de laboratorio y los fenómenos que en ellas se evidenciaban han impulsado a la elección no sólo del tema (susceptibilidad a EMI), sino al enfoque dado, esto es, a modo de investigación.

El rápido avance experimentado por los sistemas de telecomunicaciones, así como su intrusión en el mercado doméstico han puesto en evidencia fenómenos desconocidos, o cuando menos ignorados, en el diseño y funcionamiento de numerosos circuitos de baja frecuencia. Esta imprevisión en su funcionamiento y la falta de información por parte de los respectivos fabricantes ha motivado numerosos proyectos de investigación en los últimos años. En particular, y por su extendido uso en sistemas de instrumentación que operan a baja frecuencia, se ha profundizado en el estudio de amplificadores operacionales. En este proyecto se caracterizan amplificadores integrados de potencia.

Aunque cualitativamente son comparables a los de señal, en cuanto a modelado y funcionamiento teóricos, las diferencias entre ellos son suficientemente significativas como para no poder extrapolar los resultados obtenidos en modelos de señal a modelos de potencia. En virtud de lo anterior ninguna de las conclusiones a las que se llega ha sido afirmada a priori, muy al contrario, son fruto de numerosas mediciones y comparaciones.

1.2.- ANTECEDENTES.

Desde los primeros tiempos de la electrónica, es conocido que la presencia de no linealidades en un circuito provoca la demodulación (o detección de envolvente) de las interferencias de radiofrecuencia (RFI) presentes en su entrada, aun cuando la frecuencia de éstas supere la propia de trabajo del dispositivo. Esto es lo que se ha venido llamando "rectificación de audio", pues se observó hace más de 50 años en los amplificadores de audio.

En los sistemas electrónicos se captan señales de RF mediante cables y pistas que actúan a modo de antenas. Es por ello que la primera etapa sea determinante en lo que se refiere a la susceptibilidad frente a EMI, pues de su arquitectura y diseño depende la propagación de la interferencia a través del resto del circuito.

1.2.1.- La unión P-N como elemento básico demodulador.

En los circuitos de semiconductores, el elemento no lineal más simple es la unión p-n. En la figura 1.1 se muestra su característica tensión – corriente indicando cómo se produce el efecto de rectificación.

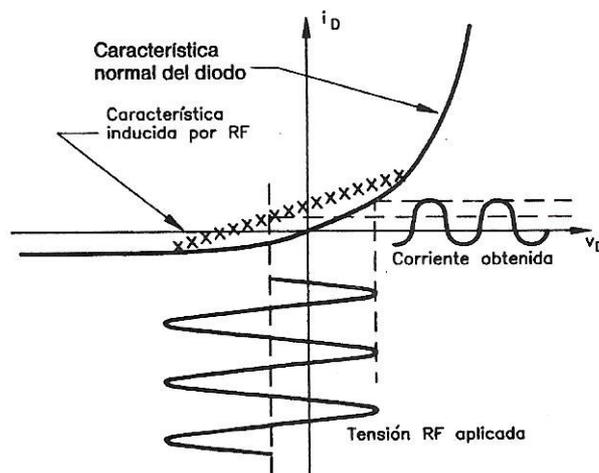


Figura 1.1. Efecto de rectificación en una unión p-n: la tensión alterna aplicada provoca un desplazamiento del nivel de corriente continua que circula.

Si se aplica a la unión una tensión senoidal con un nivel de tensión continua de polarización, la forma de onda de la corriente que circula es asimétrica y tiene un nivel medio mayor que el que tendría si se aplicara sólo la tensión continua de polarización. Sucede como si la señal alterna hubiera producido un desplazamiento del nivel de continua, de magnitud dependiente del nivel de continua.

Se puede hablar, pues, de una característica I - V inducida por RF: si hay una señal RF, para una tensión de polarización dada, la corriente media de salida viene dada por la curva característica inducida de la figura 1.1.

1.2.2.- Demodulación parásita en BJT.

En los transistores bipolares de unión se observa un cambio en la característica cuando se les aplica una señal RF, debido a los cambios en sus uniones p-n. Su punto de trabajo se desplaza al aplicar señales de frecuencia superior a la máxima de trabajo.

El circuito de la figura 1.2 corresponde al montaje realizado por un grupo de investigadores del Toyota Central R&D Laboratories Inc. A través de este circuito se comprobó el desplazamiento en el nivel de DC.

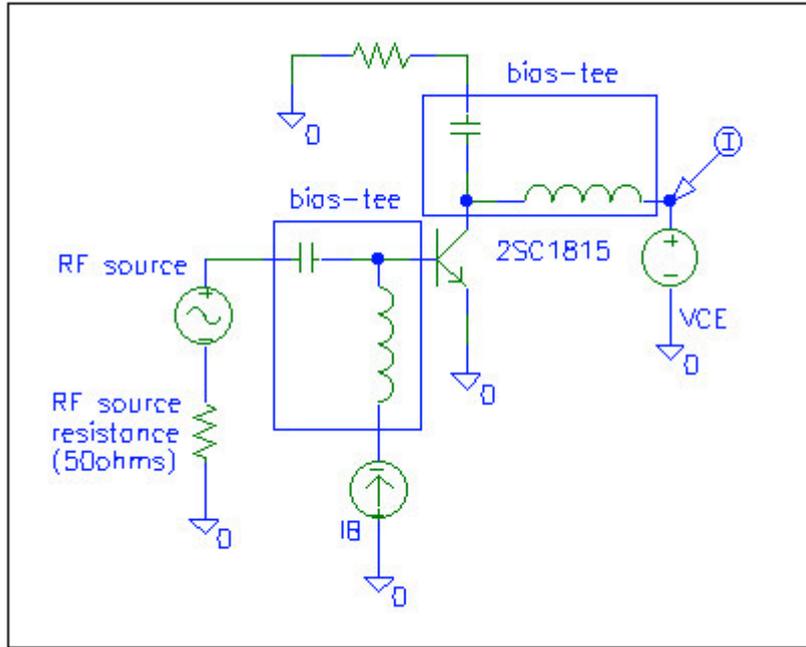


Figura 1.2. Circuito de evaluación para BJT.

La figura 1.3 muestra los resultados experimentales en el cambio de la característica de DC cuando se inyecta una señal de RF de 50MHz y 2V de pico a pico. De la forma de la figura se observan dos cambios en la gráfica: en primer lugar un decremento en el valor medio de la corriente de colector de la región activa [(1) figura (b)] y en segundo lugar un flujo de corriente de colector para $V_{CE} = 0V$ [(2) figura (a)]. [2]

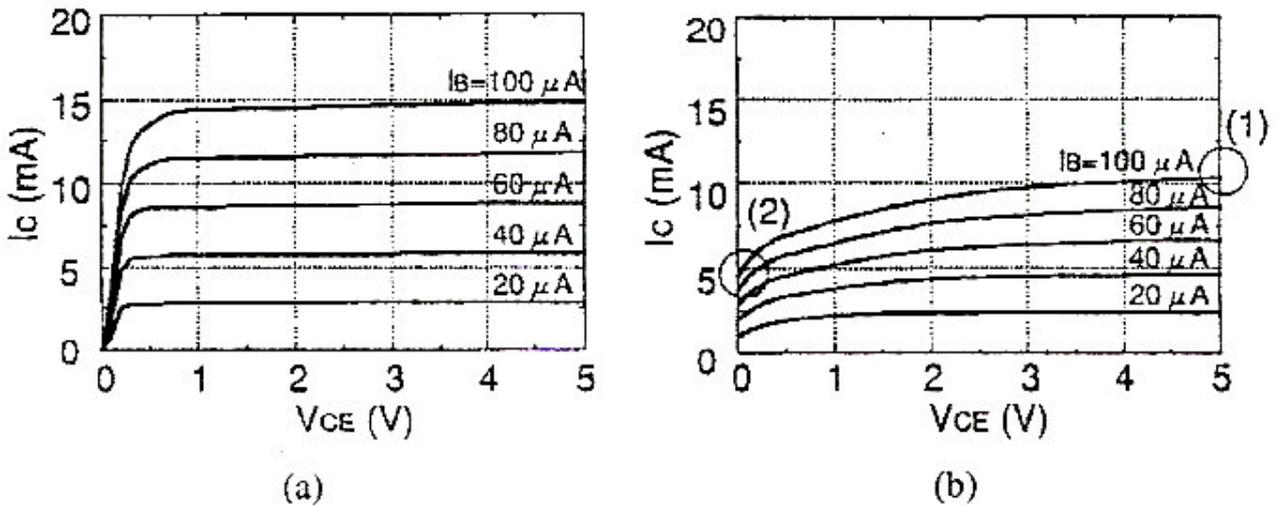


Figura 1.3. Característica experimental $V_{CE} - I_C$. (a) Sin señal de RF aplicada. (b) Aplicando una señal de 50MHz y 2V de pico a pico.

1.2.3.- Simulación de efectos indeseados en BJT.

Son numerosos los artículos publicados sobre la simulación de efectos no ideales en transistores bipolares y amplificadores operacionales bajo inyección de señales de RF. En todas estas simulaciones el elemento común era el uso de SPICE como simulador y macromodelos disponibles para cada transistor que han sido desarrollados para minimizar el tiempo de cómputo requerido. Es por ello que los elementos del macromodelo no siempre se corresponden con elementos del circuito, por lo que resulta difícil simular las tensiones y corrientes en cada nodo.

El análisis de los desplazamientos de DC bajo grandes inyecciones de RF requiere el uso de simuladores no lineales. Hay dos tipos de métodos de análisis: uno trabaja en el dominio del tiempo y el otro en el de la frecuencia. El primero de ellos es representado por SPICE y el segundo por HB (Harmonic Balance), software desarrollado por los investigadores del Toyota Central R&D Laboratories Inc anteriormente mencionados.

La aproximación en el dominio del tiempo tiene los siguientes problemas: 1) se requieren numerosos pasos de cálculo para resolver las ecuaciones de circuitos con elevadas constantes de tiempo, 2) es difícil asegurar que los resultados obtenidos sean los correspondientes al estado estacionario y 3) las altas frecuencias de RF inyectadas podrían extender el tiempo de análisis.

Por el contrario HB es un prometedor método ya que opera en el dominio de la frecuencia. En HB la solución de ecuaciones diferenciales lineales cuyos impulsos son senoidales se resuelve siguiendo el siguiente método: 1) se asume que la solución tiene la forma $a_1 \cos(\omega t)$, donde a_1 es una constante desconocida, ω la pulsación de la señal y t el tiempo; 2) la solución es sustituida en la ecuación diferencial y la ecuación algebraica resultante resuelta para a_1 ; y 3) a_1 es determinado y consecuentemente la solución obtenida.

Con HB se asume que la solución puede descomponerse como una serie de senos y cosenos (serie de Fourier) lo que implica dar por hecho que está compuesta por una combinación lineal de senos relacionados entre sí.

Usando HB el tiempo de CPU sólo depende del tamaño del circuito y del número de frecuencias usadas. Tan sólo es eficiente si no son necesarias más de algunas senoides para la precisión requerida, lo que lo hace especialmente atractivo cuando el circuito maneja señales senoidales. En caso contrario se vuelve del todo ineficiente, por ejemplo simulando transitorios.

1.2.4.-Resultados experimentales frente a simulados.

El desplazamiento del punto de operación en un circuito bajo la influencia de señales de RF inyectadas es causado por elementos no lineales.

Se inyectaron señales de radiofrecuencia de gran valor en el terminal de base. La figura 1.3 muestra el resultado experimental. De esta figura se observan dos cambios en la característica de DC: 1) un decremento en la corriente en DC de colector en la región activa y 2) un flujo de corriente para $V_{CE} = 0V$.

En esta simulación de SPICE el tiempo de CPU fue aproximadamente de 10 horas. Para trazar una característica como la figura 1.3 fueron necesarios varios días, lo que obliga a desarrollar modelos que minimicen el tiempo de cómputo si se desea analizar los circuitos en el dominio temporal. La misma característica usando HB fue obtenida con tan sólo 15 segundos de CPU y usando un modelo de SPICE de Gummel-Poon (el mismo que en la simulación antes citada).

Como el conjunto de medidas difiere de los resultados experimentales, inicialmente se consideró que las diferencias eran debidas a que en la simulación las impedancias parásitas tales como resistencias o condensadores debidas a conexiones y cableado fueron ignoradas y a que el modelo o sus parámetros no eran precisos.

En primer lugar se midió la impedancia de los circuitos conectados a cada terminal del transistor mostrado en la figura 1.2, para lo que se usó un analizador de redes que permitiera hallar la matriz de parámetros S. La simulación se llevó a cabo mediante HB incluyendo los efectos parásitos, determinando así que las impedancias parásitas no afectaban a la diferencia entre los resultados de la simulación y los de laboratorio.

A continuación se examinó el modelo y sus parámetros llegando a la conclusión de que el decremento en el valor de DC era fruto de fenómenos de alta inyección de base y saturación de la corriente de colector. En presencia de señales de RF el rango de corriente de colector de saturación en AC llega a ser mayor que en la característica de DC. Este fenómeno es conocido como "ac crowding effect".

1.2.5.- Demodulación parásita en amplificadores operacionales.

Los circuitos microelectrónicos analógicos tales como amplificadores operacionales son diseñados para ser lineales. Sin embargo en un entorno de señales interferentes de radio frecuencia elementos no lineales del circuito pueden producir señales que el operacional amplifique.

Consecuentemente, la respuesta indeseada a la demodulación puede ser procesada como una señal deseada de baja frecuencia por componentes situados a continuación del operacional.

En investigaciones precedentes se ha caracterizado este fenómeno inyectando señales moduladas en amplitud y anotando el valor y características de la salida para diferentes frecuencias de la portadora.

Se puede establecer una relación no lineal entre la tensión de RF inyectada con la AF demodulada que aparece a la salida. En la expresión [1.1] m es el índice de modulación de la entrada de AM, V_o^{AF} la tensión RMS de salida en baja frecuencia, V_g^{RF} el valor RMS de la RFI aplicada a la entrada, f_1 la frecuencia de la portadora y f_2 la frecuencia de la banda lateral inferior, esto es, $f_{RF}-f_{AF}$.

$$\sqrt{2}V_o^{AF} = m(\sqrt{2}V_g^{RF})^2 |H_2(f_1, -f_2)| \quad [1.1]$$

En la figura 1.4 se puede apreciar la reducción que produce en la función H_2 el aumento de los valores de las resistencias de entrada y realimentación. Esta reducción se cree que está relacionada con la capacidad parásita de ambos resistores. Éstas pueden ser modeladas mediante una función de un solo polo mediante una resistencia con un condensador en paralelo de valor 0.8pF. Aunque se varíe el valor de resistencia, el capacidad permanece constante lo cual permite suponer que el patrón de fabricación es el mismo en ambos casos.

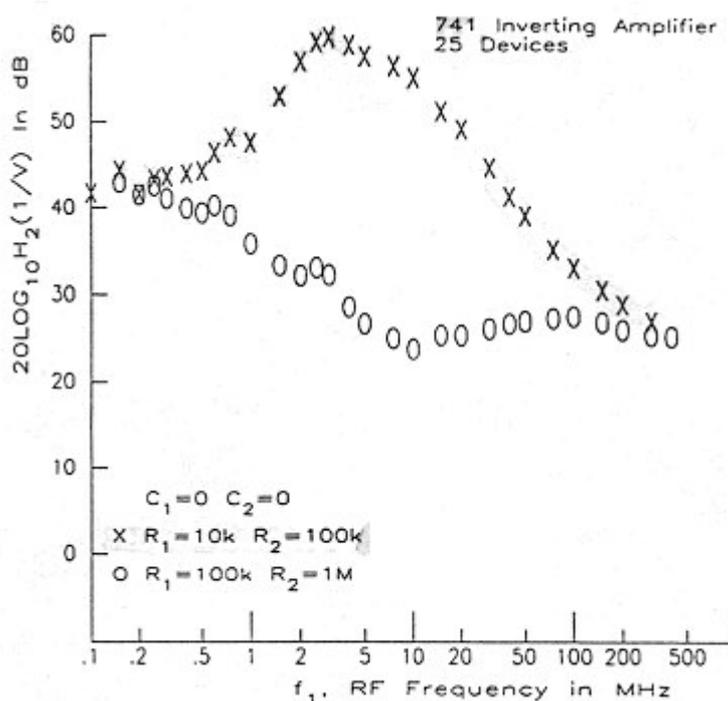


Figura 1.4. Demodulación parásita 741.

La reducción en el valor de H_2 se produce en detrimento del producto ganancia por ancho de banda. Para explicar esta reducción en los valores de H_2 y A_v se desarrollan las ecuaciones del circuito mostrado en la figura 1.5 incluyendo todas las capacidades parásitas.

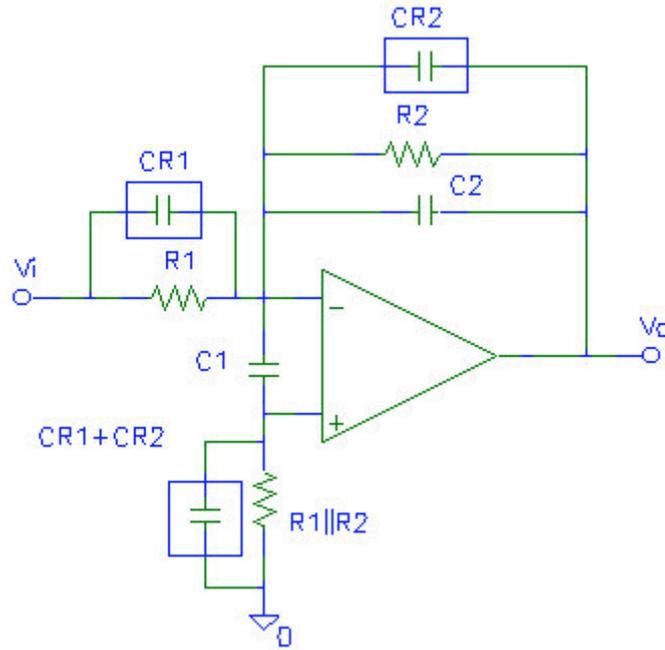


Figura 1.5. Circuito bajo prueba. Véanse las capacidades parásitas.

En [1.2] se muestra el resultado de desarrollar las expresiones oportunas.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{A \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{1 + R_2 CR_2 s}{1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (CR_1 + CR_2) s}}{1 + A \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{1 + R_2 CR_2 s}{1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (CR_1 + CR_2) s}} \frac{R_2}{R_1} \frac{1 + R_1 CR_1 s}{1 + R_2 CR_2 s} \quad [1.2]$$

Cuando el valor de R_1 y R_2 en la ecuación [1.2] sea cambiado, los polos y ceros serán afectados excepto el polo creado por el condensador interno del opamp. De ahí que el incremento en un orden de magnitud de R_1 y R_2 disminuya en una década la frecuencia de los polos afectados. Como consecuencia el producto ganancia por ancho de banda disminuye.

En resumen, el incremento de los valores de las resistencias no afecta a las prestaciones del circuito en baja frecuencia pero suprime la respuesta a la demodulación RFI en el rango de RF. Esta supresión es causada, dígame de nuevo, por la presencia de pequeñas capacidades (0.8pF) parásitas en los resistores de entrada y realimentación.

Numerosos análisis muestran que la capacidad CR_1 y C_1 (capacidad parásita entre los terminales de entrada del opamp) producen una mejora de la inmunidad de la etapa inversora respecto a la no inversora. La explicación se basa en la hipótesis de que la respuesta a la demodulación RFI es causada por una no linealidad de segundo

orden. Consecuentemente, se espera que la relación de H_2 (no inversor, NI) a H_1 (inversor, I) debería ser igual al cuadrado de la relación de la ganancia en tensión del no inversor frente a la del inversor. En [1.3] se muestra tal relación.

$$\Delta H_2(dB) = 2(A_{NI}(dB) - A_I(dB)) \quad [1.3]$$

Los resultados muestran que cuando los condensadores de supresión de RFI C1 y C2 son suprimidos el inversor tiene mejor inmunidad que el no inversor. La explicación radica en la capacidad parásita que hay a la entrada de una etapa inversora y no en la no inversora.

1.3.- ESTRUCTURACIÓN DEL PROYECTO

El presente documento se ha estructurado por capítulos de la siguiente manera:

Capítulo 1: Introducción al efecto de demodulación parásita.

En este primer capítulo se exponen los principios básicos de la demodulación parásita empezando por la unión p-n como elemento básico demodulador y haciendo un recorrido por los efectos que las interferencias tienen en componentes como BJT's y amplificadores operacionales. También se presentan los experimentos y conclusiones de investigaciones precedentes que sirven como base a la realización de este proyecto.

Se concluye el capítulo con una breve descripción del entorno de medida en el que se desarrollan las sucesivas mediciones.

Capítulo 2: Caracterización de efectos EMI en circuitos básicos con amplificadores integrados lineales de potencia de audio, A.L.I.P.A.

En este segundo capítulo se presentan los esquemas que serán caracterizados y un conjunto de medidas preliminares sobre el circuito TDA 2030. Estas medidas están encaminadas a caracterizar la respuesta en frecuencia, la demodulación parásita y el desplazamiento de offset en las tres posibles configuraciones. El capítulo se cierra con algunas conclusiones preliminares.

Capítulo 3: Efectos EMI ante variaciones de los parámetros característicos.

El tercer capítulo constituye el grueso del trabajo realizado ya que es aquí donde se realizan variaciones de los valores de tensión de alimentación, resistencias de entrada y realimentación, potencia de la RFI inyectada y modelo bajo prueba. El capítulo termina con un análisis de la estabilidad de los diferentes circuitos.

Capítulo 4: Ensayo de soluciones para disminuir la susceptibilidad frente a EMI.

Con todos los datos obtenidos en los capítulos anteriores y con la información mostrada en el primero de ellos se proponen y ensayan soluciones. Éstas, expuestas a lo largo del cuarto capítulo, están encaminadas a reducir la demodulación RFI. Son tres las soluciones propuestas: elección adecuada de los valores de las resistencias que determinan la ganancia de lazo, inserción de una capacidad entre los terminales de entrada e inserción, también, de una capacidad en paralelo con la resistencia de realimentación.

Capítulo 5: Conclusiones.

El documento se cierra con un resumen de los experimentos realizados y las conclusiones más importantes que de ellos han sido extraídas.

1.4.- EL ENTORNO DE MEDIDA. INSTRUMENTACIÓN.

Todas las medidas han sido realizadas en el laboratorio de instrumentación. A continuación se enumeran los instrumentos de medidas y algunas de sus características:

- Generador de Señales Hewlett Packard, modelo 33120A. Permite generar señales de diferente tipo: senoidales, cuadradas, triangulares, AM o FM con amplitud, offset, índice de modulación o ciclo de trabajo variables. La máxima frecuencia senoidal de salida está limitada a 15MHz.
- Fuente de Alimentación Hewlett Packard, modelo E3631A. Posee dos salidas, una simétrica ajustable hasta $\pm 25V$ y otra simple que permite una tensión máxima de 6V. En ambas salidas la corriente máxima que puede proporcionar es de 1A.
- Osciloscopio digital Hewlett Packard, modelo 54603B. Con 60MHz de ancho de banda.
- Voltímetro Fluke 37. Se utilizará en la medida de desplazamiento de offset a la salida del circuito.

CAPÍTULO 2.

CARACTERIZACIÓN DE EFECTOS EMI EN CIRCUITOS BÁSICOS CON AMPLIFICADORES INTEGRADOS DE POTENCIA DE AUDIO

2.1.- INTRODUCCIÓN.

2.2.- CARACTERIZACIÓN EN FRECUENCIA.

2.3.- DEMODULACIÓN PARÁSITA.

2.4.- VARIACIÓN DE OFFSET EN PRESENCIA DE RFI.

2.

CARACTERIZACIÓN DE EFECTOS EMI EN CIRCUITOS BÁSICOS CON A.L.I.P.A.

2.1.- INTRODUCCIÓN.

Con objeto de determinar la susceptibilidad de las diferentes arquitecturas frente a señales AM, así como el modo en que éstas afectan al valor del offset de salida se realizan una serie de medidas sobre los tres circuitos básicos mostrados en las figuras 2.1, 2.2 y 2.3 (no inversor, inversor y seguidor de tensión). En primer lugar se traza el diagrama de Bode aplicando señales senoidales entre 10Hz y 7MHz. Se continuará aplicando señales de AM en las mismas condiciones para caracterizar el efecto de domodulación RFI; en este caso la frecuencia de la portadora será barrida desde 500kHz hasta 15MHz. Por último se mide el desplazamiento de offset en frecuencia, para lo que se aplicará una señal senoidal en la entrada entre 10Hz y 15MHz.

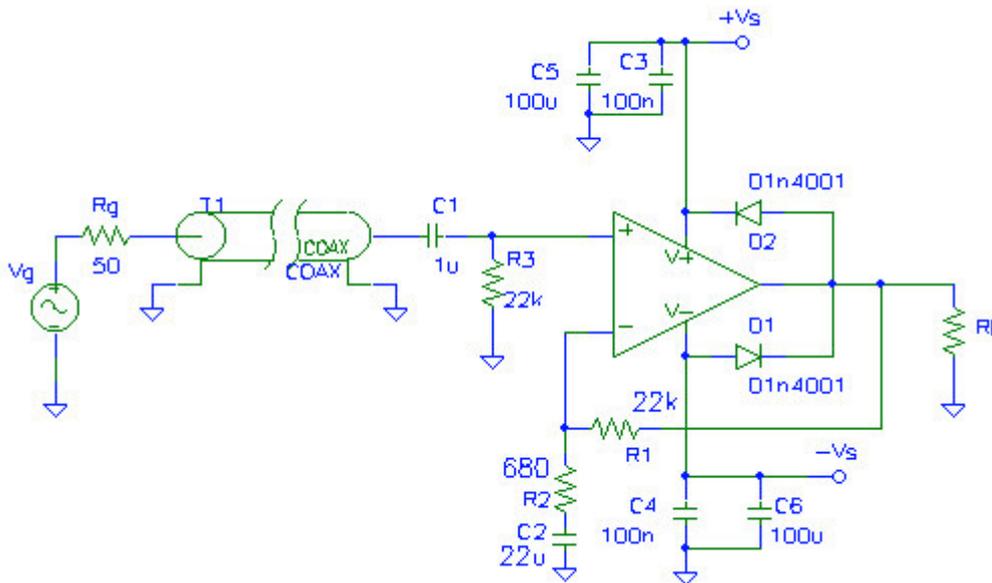


Figura 2.1. Circuito no inversor.

En todos los montajes se ha prescindido de la resistencia de adaptación de impedancia por no estimarlo necesario dado que el valor máximo de frecuencia aplicado no excede los 15MHz, y que dicho circuito en circunstancias normales de uso no la llevará, pues opera en baja frecuencia.

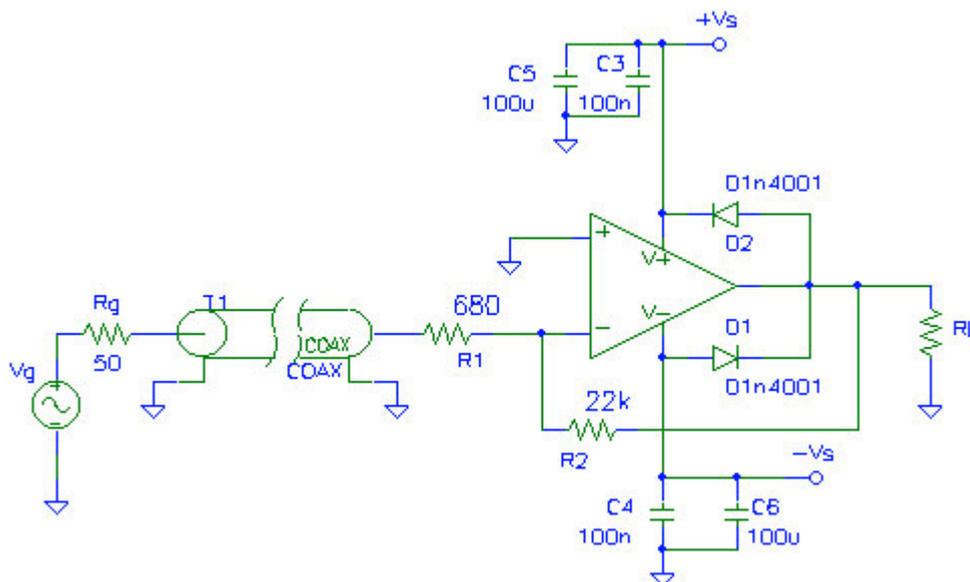


Figura 2.2. Circuito inversor.

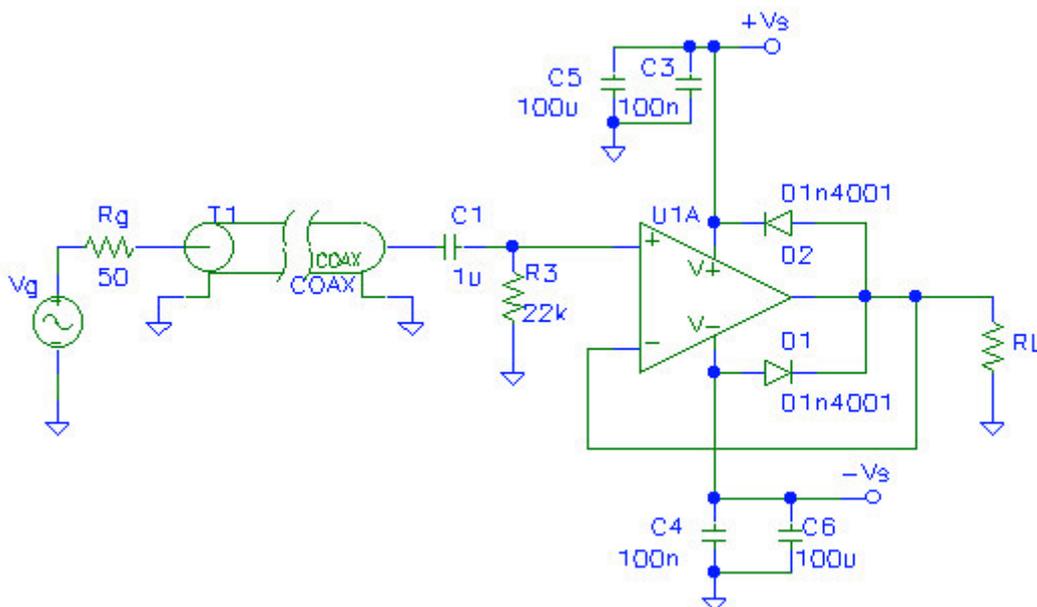


Figura 2.3. Circuito seguidor de tensión.

Se comenzará por el circuito no inversor con los valores mostrados en la figura 2.1 por tratarse de la recomendación hecha por el fabricante (ST Microelectronics) para varios modelos de amplificador integrado de potencia. Considerando que esta clase de circuito está cargado de forma permanente se ha prescindido, en contra de lo recomendado, de cualquier suerte de carga que impida oscilaciones en vacío (Zoobel, etc...).

Para la caracterización en frecuencia se han aplicado señales senoidales y cuadradas entre 10Hz y 7MHz en vacío y con cargas de 100 y 15 Ω . La tensión de alimentación se fija en $\pm 12V$. La caracterización en frecuencia tiene un doble propósito, por un lado comprobar el correcto funcionamiento del circuito en el rango especificado y por otro estudiar las variaciones que sufre la respuesta en baja frecuencia cuando se modifican algunos parámetros tales como la ganancia o los valores de resistencias de realimentación y entrada.

El siguiente conjunto de medidas está destinado a la valoración del efecto de demodulación parásita. Se mantiene la configuración de los circuitos usada en la caracterización de la respuesta en frecuencia. La entrada está modulada en amplitud y la frecuencia de la portadora se barre entre 500kHz y 15MHz

La última de las medidas permite determinar qué variación sufre el offset de salida cuando se aplican a la entrada señales senoidales de frecuencias comprendidas entre 10Hz y 15MHz. En esta medida se prescinde del uso de filtros paso de baja por realizarse la medida con un voltímetro digital.

Para llevar a cabo las medidas preliminares expuestas se toman cuatro muestras del integrado TDA 2030 con objeto de comprobar la dispersión existente entre ellas. Las cuatro muestras son montadas sobre la PCB mostrada en la figura 2.4 y nombradas como A, B, C y D.

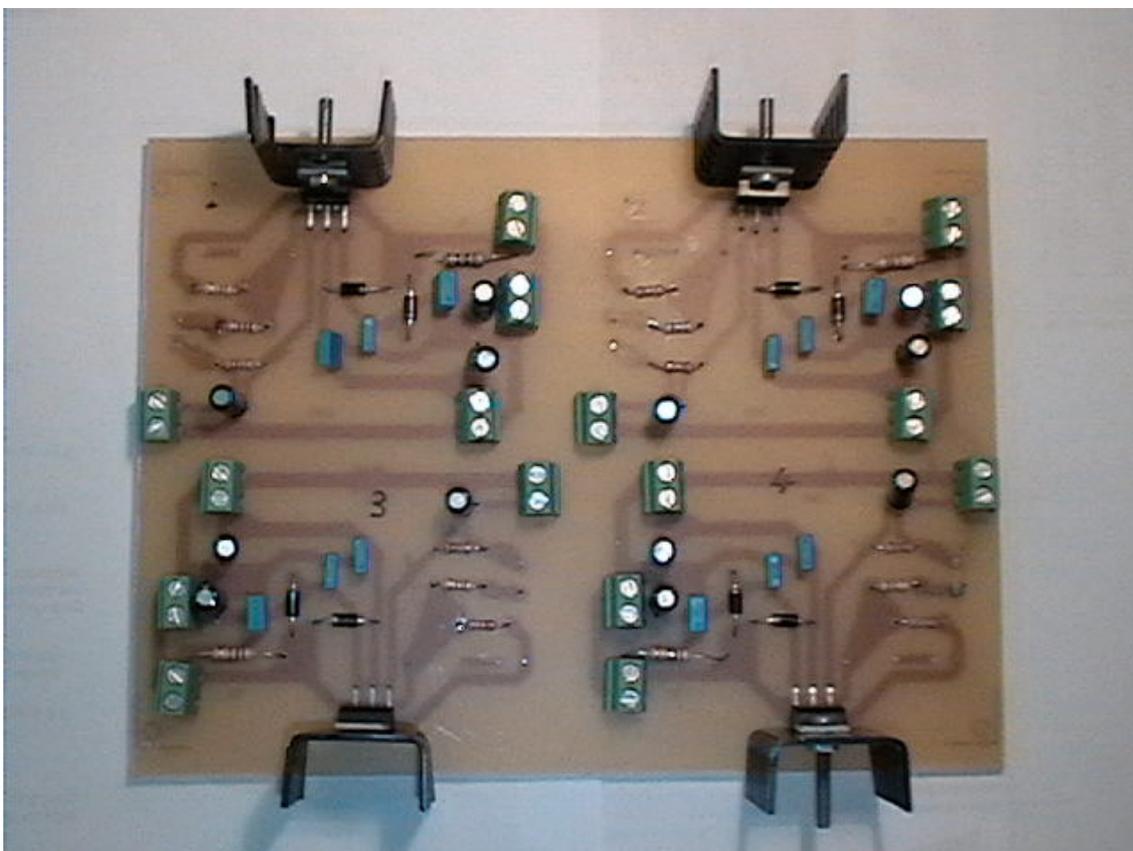


Figura 2.4. PCB montada para las medidas preliminares sobre las cuatro muestras del integrado TDA 2030.

2.2.- CARACTERIZACIÓN EN FRECUENCIA.

En esta medida se toman los valores de resistencias de entrada y realimentación mostrados en las figuras 2.1 y 2.2 para ambas configuraciones. La ganancia resultante es, en ambos casos, aproximadamente 30. Dada la elevada ganancia y teniendo presente la potencia de los resistores de carga se aplican señales de 50mV de amplitud.

El barrido en frecuencia se efectúa entre 10Hz y 15MHz. Los valores comprendidos entre 10Hz y 20kHz se corresponden con el rango de funcionamiento nominal (audiofrecuencias), aunque el ancho de banda se puede extender más allá de este valor. Por encima de 100kHz la entrada se considera como una interferencia no modulada.

2.2.1.- TDA 2030. No inversor.

La tabla 2.1 muestra los datos recogidos en laboratorio para las cuatro muestras del modelo TDA2030 de ST en configuración no inversora y con carga de 100 y 15Ω respectivamente. Se omiten las medidas hechas en vacío por considerar que 100Ω no supone un valor de carga excesivo y porque de este modo la medida del valor pico - pico es más precisa al no haber oscilaciones.

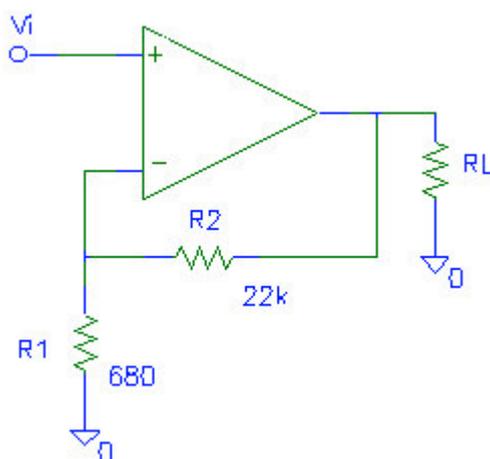


Figura 2.5. Esquema de la etapa no inversora caracterizada en este apartado 2.2.1 con los valores de resistencia recomendados por el fabricante. Para R_L se toman 100 y 15Ω. Se omiten, por simplicidad, los diodos de protección así como los condensadores de desacoplamiento de la alimentación.

Tabla 2.1.*

f [Hz]	R _L = 100Ω				R _L = 15Ω			
	A	B	C	D	A	B	C	D
10	1.78	2.06	2.00	2.10	1.85	2.03	2.00	2.13
20	2.71	2.94	2.91	2.97	2.78	2.97	2.91	2.97
30	3.06	3.25	3.19	3.25	3.06	3.25	3.19	3.28
40	3.18	3.35	3.35	3.25	3.21	3.35	3.31	3.38
50	3.31	3.41	3.38	3.41	3.28	3.44	3.41	3.38
60	3.31	3.44	3.44	3.47	3.29	3.44	3.41	3.44
70	3.31	3.44	3.44	3.50	3.32	3.44	3.44	3.47
80	3.34	3.50	3.47	3.50	3.35	3.47	3.44	3.50
90	3.34	3.50	3.50	3.47	3.35	3.47	3.47	3.50
100	3.34	3.47	3.47	3.50	3.35	3.47	3.47	3.50
200	3.35	3.50	3.50	3.50	3.35	3.47	3.50	3.50
300	3.35	3.50	3.50	3.53	3.35	3.50	3.50	3.50
400	3.35	3.50	3.50	3.53	3.39	3.50	3.50	3.50
500	3.35	3.50	3.50	3.50	3.39	3.50	3.47	3.50
600	3.35	3.50	3.50	3.53	3.39	3.47	3.47	3.50
700	3.35	3.50	3.50	3.53	3.35	3.47	3.47	3.50
800	3.35	3.47	3.50	3.53	3.35	3.47	3.47	3.53
900	3.35	3.47	3.47	3.53	3.35	3.44	3.47	3.50
1k	3.35	3.50	3.50	3.50	3.35	3.47	3.47	3.50
2k	3.35	3.50	3.50	3.47	3.35	3.47	3.47	3.44
3k	3.35	3.44	3.44	3.50	3.39	3.44	3.47	3.44
4k	3.35	3.44	3.44	3.47	3.35	3.44	3.47	3.44
5k	3.35	3.44	3.44	3.47	3.35	3.44	3.44	3.44
6k	3.35	3.44	3.44	3.47	3.34	3.44	3.47	3.44
7k	3.35	3.44	3.44	3.47	3.35	3.44	3.44	3.44
8k	3.35	3.44	3.44	3.44	3.35	3.44	3.44	3.44
9k	3.35	3.44	3.44	3.44	3.35	3.44	3.41	3.47
10k	3.35	3.44	3.44	3.47	3.35	3.44	3.41	3.44
20k	3.35	3.44	3.41	3.47	3.35	3.44	3.41	3.41
30k	3.34	3.41	3.41	3.44	3.35	3.44	3.41	3.41
40k	3.32	3.41	3.41	3.41	3.35	3.41	3.38	3.41
50k	3.32	3.35	3.38	3.41	3.34	3.35	3.38	3.38
60k	3.31	3.35	3.38	3.38	3.31	3.31	3.35	3.38
70k	3.31	3.31	3.35	3.38	3.31	3.28	3.35	3.38
80k	3.25	3.31	3.31	3.35	3.28	3.25	3.31	3.35
90k	3.25	3.28	3.28	3.35	3.25	3.22	3.25	3.28
100k	3.20	3.25	3.25	3.28	3.20	3.22	3.25	3.22
150k	3.00	3.00	3.10	3.15	2.95	2.94	3.03	3.03
200k	2.76	2.78	2.81	2.85	2.70	2.66	2.75	2.75
250k	2.51	2.56	2.60	2.50	2.45	2.41	2.50	2.47
300k	2.29	2.31	2.44	2.41	2.23	2.28	2.25	2.28
350k	2.12	2.13	2.19	2.19	2.01	2.06	2.06	2.03
400k	1.93	1.94	2.00	2.00	1.89	1.85	1.91	1.91
500k	1.64	1.62	1.61	1.65	1.59	1.59	1.59	1.57

* Característica en frecuencia de las cuatro muestras del integrado TDA 2030 para 100 y 15Ω de carga con entrada senoidal. El valor representa la magnitud pico – pico de la salida en Voltios. Las medidas se realizan sobre la PCB 1 mostrada en la figura 2.4.

600k	1.42	1.40	1.43	1.42	1.37	1.37	1.35	1.35
700k	1.23	1.23	1.26	1.23	1.20	1.18	1.18	1.20
800k	1.09	1.09	1.09	1.10	1.04	1.03	1.03	1.03
900k	0.96	0.96	0.96	1.00	0.93	0.93	0.93	0.93
1M	0.85	0.87	0.85	0.86	0.84	0.82	0.82	0.83
1.5M	0.53	0.52	0.53	0.55	0.53	0.51	0.53	0.53
2M	0.34	0.36	0.35	0.40	0.38	0.35	0.36	0.38
3M	0.20	0.18	0.19	0.20	0.19	0.16	0.18	0.22
4M	0.14	0.12	0.13	0.14	0.11	0.10	0.11	0.13
5M	0.09	0.08	0.08	0.10	0.08	0.08	0.07	0.10
6M	0.07	0.06	0.06	0.07	0.06	0.05	0.06	0.07
7M	0.06	0.05	0.05	0.06	0.05	0.05	0.05	0.06

Los datos mostrados en la tabla 2.1 no se extienden más allá de 7MHz por la poca relevancia que toma la salida frente al ruido de fondo.

En la figura 2.6 se muestra el diagrama de Bode de la tabla 2.1 correspondiente a las cuatro muestras excitadas con entrada senoidal y carga de 100Ω.

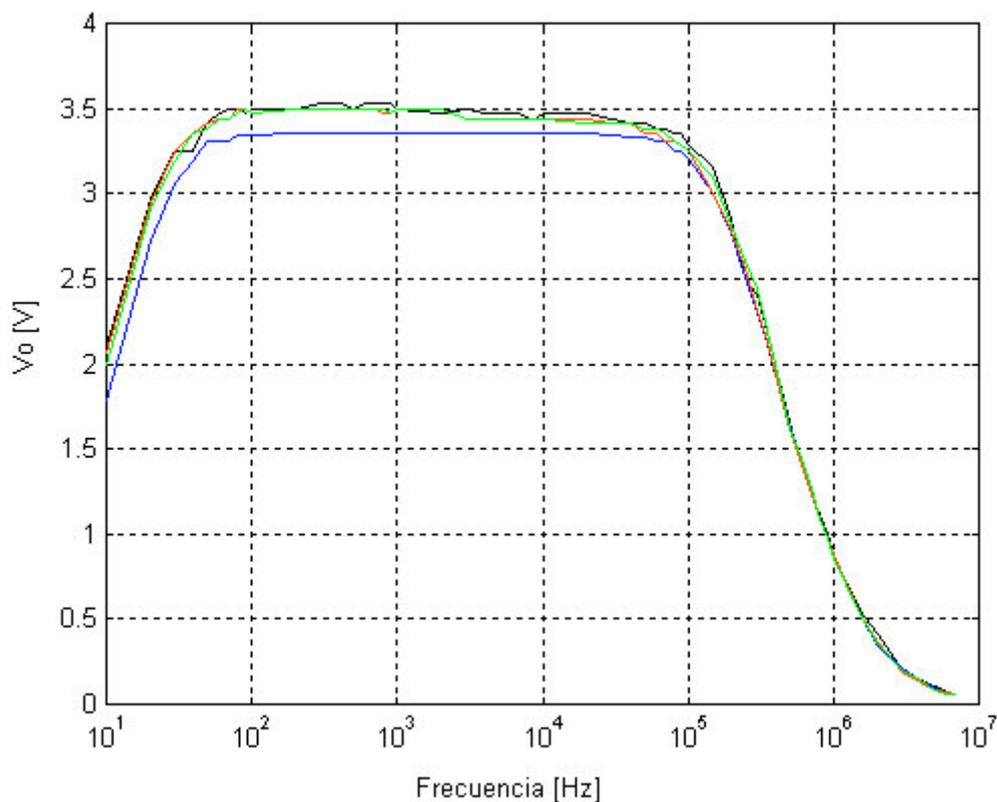


Figura 2.6. Dispersión del diagrama de Bode en el integrado TDA 2030 no inversor para una carga de 100Ω. Cada color corresponde a una muestra: azul A, rojo B, verde C y negro D. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud.

Por su parte la figura 2.7 muestra los valores medidos con una carga de 15Ω .

Tomando la muestra A (color azul) como peor caso se muestra en la figura 2.8 las mediciones para los tres valores de carga usados.

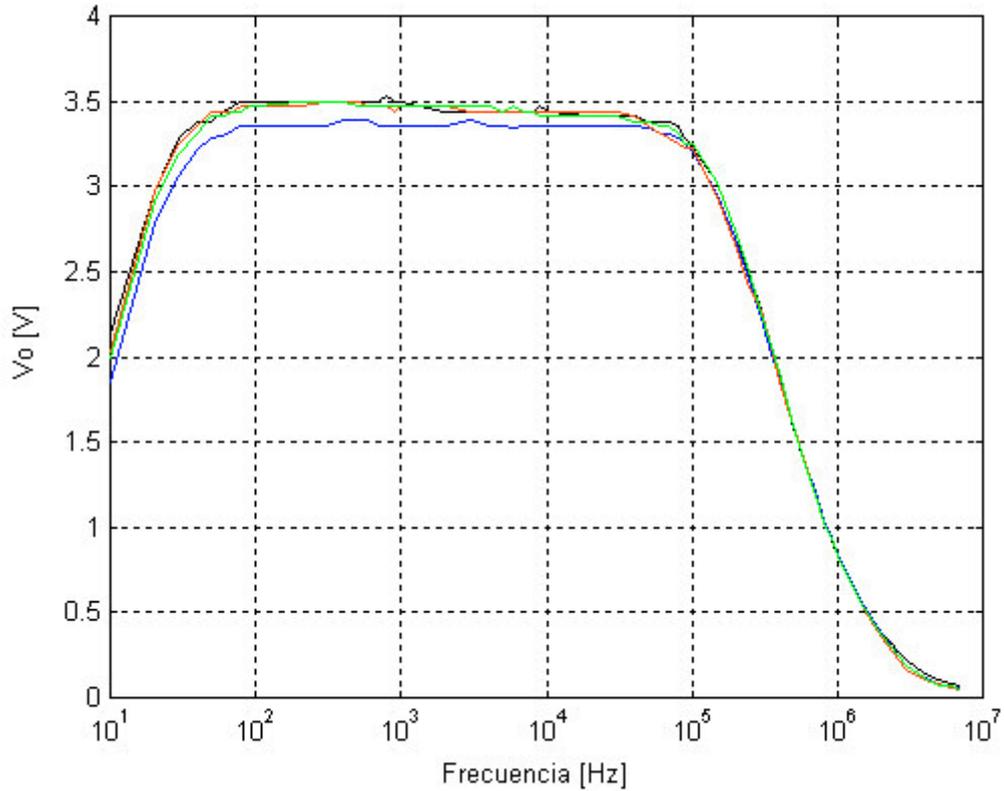


Figura 2.7. Dispersión del diagrama de Bode en el integrado TDA 2030 no inversor para una carga de 15Ω . Cada color corresponde a una muestra: azul A, rojo B, verde C y negro D. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud.

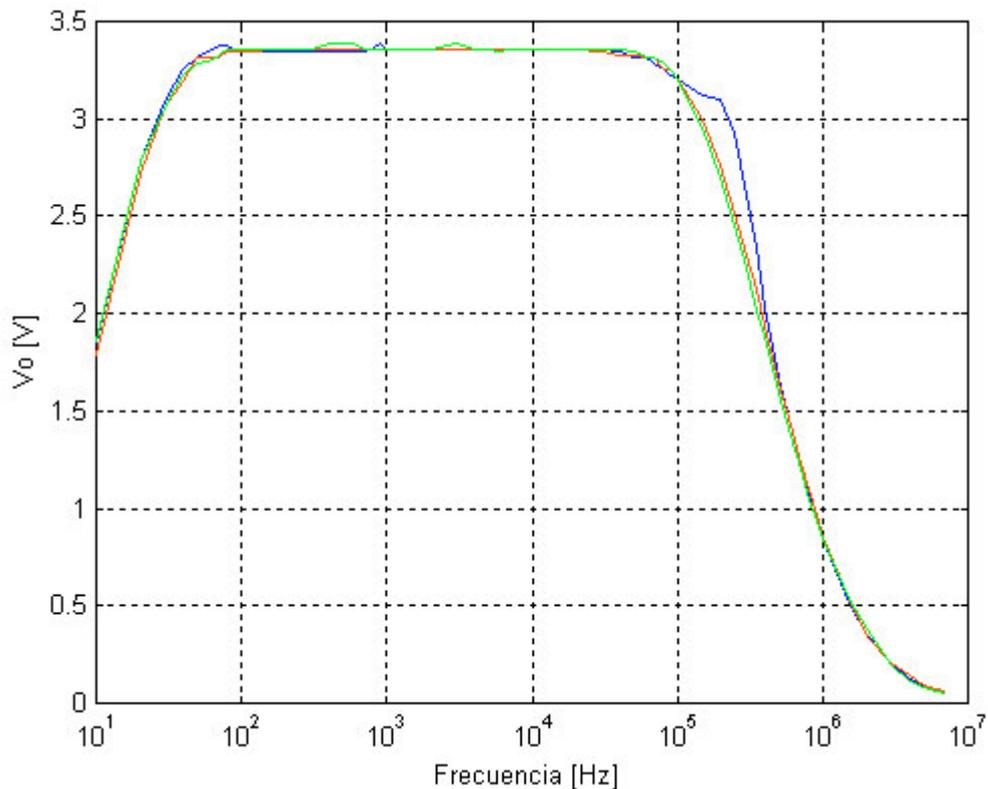


Figura 2.8. Diagrama de Bode del integrado TDA 2030 no inversor en vacío (azul) y para cargas de 100 (rojo) y 15Ω (verde). La entrada senoidal es de 50mV de amplitud.

A continuación se comentan las medidas relativas a las formas de onda resultantes.

1. Sin carga:

- La respuesta en baja frecuencia está limitada por el condensador de paso.
- En la muestra B aparecen oscilaciones a 130kHz en los valles de la senoide. Ver figura 2.9.
- En la muestra C hay un aumento del valor pico - pico de la salida debido a la aparición de oscilaciones en los valles de la señal. Ver figura 2.9.
- En la muestra D en torno a 70kHz aparecen sobreoscilaciones en los mínimos cuya amplitud aumenta con la frecuencia. Ver figura 2.9.

De las medidas anteriores cabe concluir la necesidad de una red de compensación para evitar sobreoscilaciones si el circuito no va a operar con una carga constante y determinada a priori. El hecho de no haber observado este fenómeno en la muestra A tan sólo pone de manifiesto el carácter aleatorio del mismo. Como se verá más adelante dicho comportamiento depende de la carga, la ganancia, resistencias que la determinan e incluso la arquitectura o diseño de la PCB.

2. Carga de 15Ω:

- Entre 10 y 40Hz el consumo mostrado por la fuente oscila entre 30 y 50mA; al aumentar la frecuencia éste se establece en 50mA. A 200Hz aumenta hasta los 57mA para volver a disminuir en alta frecuencia.

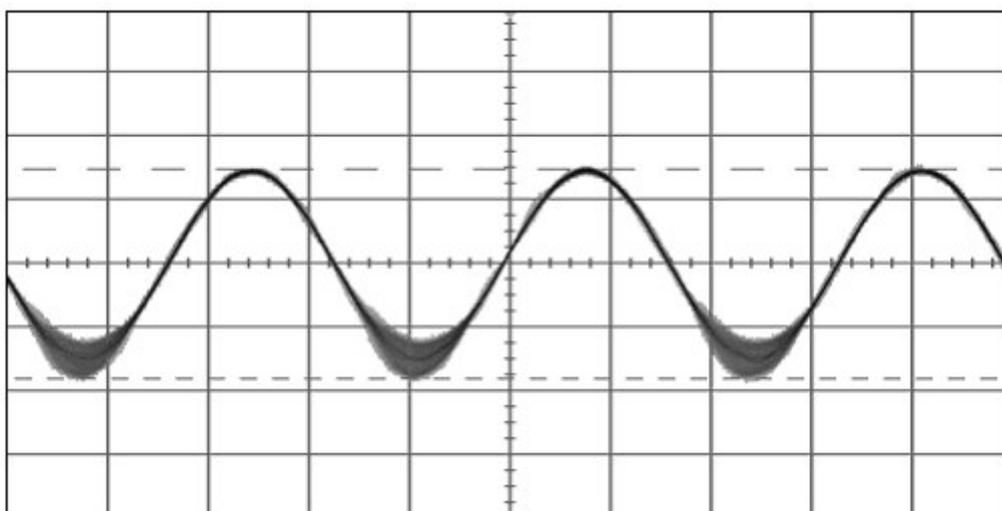


Figura 2.9. Salida correspondiente al circuito de la figura 2.5 en vacío. Las oscilaciones que aparecen en los mínimos de la señal de salida sólo son medidas en las muestras B, C y D.

A continuación se muestra el resultado de aplicar señales cuadradas. Ver tabla 2.2.

Tabla 2.2.

f [Hz]	$R_L = 100\Omega$				$R_L = 15\Omega$			
	A	B	C	D	A	B	C	D
10	7.12	7.16	7.44	7.44	7.12	7.22	7.38	7.22
20	6.75	6.75	7.07	6.94	6.75	6.75	7.07	6.70
30	6.03	6.03	6.25	6.19	6.00	6.03	6.25	5.97
40	5.46	5.53	5.75	5.47	5.46	5.47	5.75	5.44
50	5.12	5.10	5.19	5.10	5.09	5.10	5.32	5.13
60	4.84	4.91	4.94	4.88	4.81	4.88	5.00	4.85
70	4.65	4.69	4.75	4.66	4.62	4.66	4.72	4.66
80	4.46	4.53	4.60	4.50	4.46	4.53	4.56	4.50
90	4.40	4.41	4.47	4.41	4.37	4.41	4.47	4.41
100	4.28	4.31	4.38	4.30	4.25	4.31	4.38	4.31
200	3.78	3.88	3.91	3.88	3.81	3.91	3.91	3.88
300	3.65	3.75	3.78	3.78	3.65	3.75	3.75	3.72
400	3.59	3.72	3.66	3.69	3.57	3.66	3.66	3.66
500	3.53	3.63	3.66	3.69	3.54	3.63	3.60	3.63
600	3.53	3.63	3.60	3.60	3.51	3.63	3.60	3.63
700	3.53	3.63	3.60	3.60	3.50	3.53	3.60	3.60
800	3.46	3.56	3.60	3.60	3.50	3.53	3.60	3.56
900	3.46	3.56	3.53	3.56	3.45	3.53	3.60	3.60
1k	3.46	3.53	3.53	3.56	3.45	3.53	3.53	3.60
2k	3.46	3.44	3.50	3.50	3.45	3.53	3.50	3.56
3k	3.46	3.44	3.53	3.50	3.40	3.47	3.50	3.50
4k	3.40	3.44	3.47	3.50	3.40	3.47	3.50	3.50
5k	3.40	3.50	3.47	3.50	3.40	3.47	3.50	3.50

CARACTERIZACIÓN DE EFECTOS EMI EN IC'S DE AUDIO DE POTENCIA

6k	3.40	3.50	3.47	3.50	3.40	3.50	3.47	3.50
7k	3.40	3.44	3.47	3.50	3.40	3.44	3.47	3.47
8k	3.40	3.44	3.47	3.50	3.40	3.44	3.47	3.50
9k	3.40	3.44	3.50	3.47	3.40	3.47	3.47	3.50
10k	3.40	3.44	3.47	3.47	3.40	3.44	3.47	3.47
20k	3.40	3.44	3.47	3.47	3.40	3.44	3.47	3.47
30k	3.40	3.44	3.47	3.47	3.40	3.44	3.44	3.47
40k	3.40	3.44	3.47	3.47	3.40	3.44	3.44	3.47
50k	3.40	3.44	3.44	3.44	3.40	3.44	3.44	3.44
60k	3.40	3.44	3.44	3.44	3.40	3.41	3.44	3.44
70k	3.40	3.44	3.44	3.47	3.40	3.41	3.44	3.44
80k	3.40	3.44	3.41	3.44	3.40	3.41	3.44	3.44
90k	3.40	3.44	3.41	3.41	3.40	3.38	3.41	3.44
100k	3.40	3.44	3.41	3.41	3.40	3.31	3.41	3.41
150k	3.37	3.41	3.41	3.41	3.39	3.25	3.41	3.35
200k	3.28	3.31	3.35	3.38	3.28	3.06	3.35	3.28
250k	3.15	3.22	3.19	3.22	3.12	2.88	3.16	3.16
300k	3.00	2.97	3.10	3.03	2.90	2.66	2.94	2.91
350k	2.81	2.78	2.88	2.88	2.70	2.50	2.72	2.72
400k	2.62	2.63	2.66	2.70	2.50	2.35	2.53	2.50
500k	2.31	2.28	2.31	2.28	2.18	2.17	2.18	2.18
600k	2.00	1.75	2.00	2.00	1.87	1.89	1.87	1.89
700k	1.71	1.68	1.71	1.71	1.62	1.64	1.65	1.64
800k	1.50	1.50	1.51	1.53	1.40	1.52	1.46	1.48
900k	1.34	1.31	1.34	1.34	1.26	1.25	1.28	1.31
1M	1.18	1.17	1.20	1.20	1.12	1.13	1.12	1.12
1.5M	0.71	0.68	0.73	0.73	0.71	0.64	0.71	0.73
2M	0.48	0.43	0.50	0.50	0.47	0.42	0.46	0.47
3M	0.28	0.29	0.27	0.26	0.21	0.22	0.22	0.23
4M	0.14	0.13	0.16	0.17	0.13	0.13	0.13	0.15
5M	0.10	0.09	0.11	0.11	0.09	0.09	0.09	0.11
6M	0.08	0.08	0.08	0.08	0.07	0.07	0.07	0.09
7M	0.06	0.05	0.07	0.07	0.06	0.05	0.05	0.07

En las figuras 2.10 y 2.11 se muestra el resultado de la tabla 2.2.

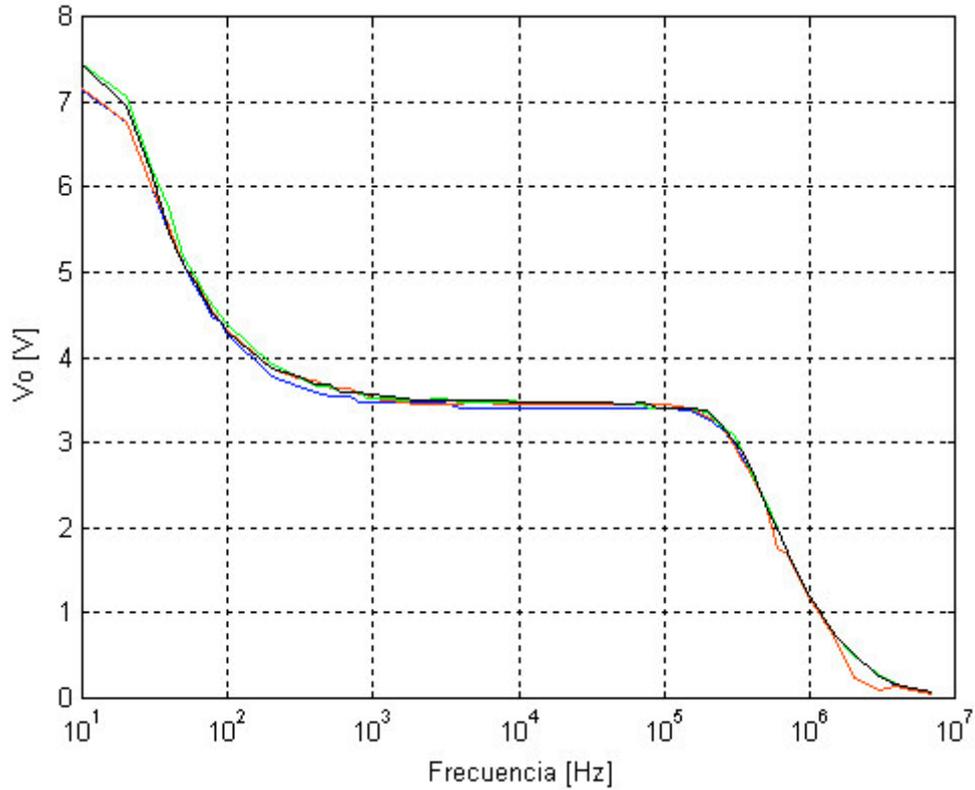


Figura 2.10. Dispersión del diagrama de Bode en el integrado TDA 2030 no inversor para una carga de 100Ω . Cada color corresponde a una muestra: azul A, rojo B, verde C y negro D. La entrada cuadrada es de 50mV de amplitud.

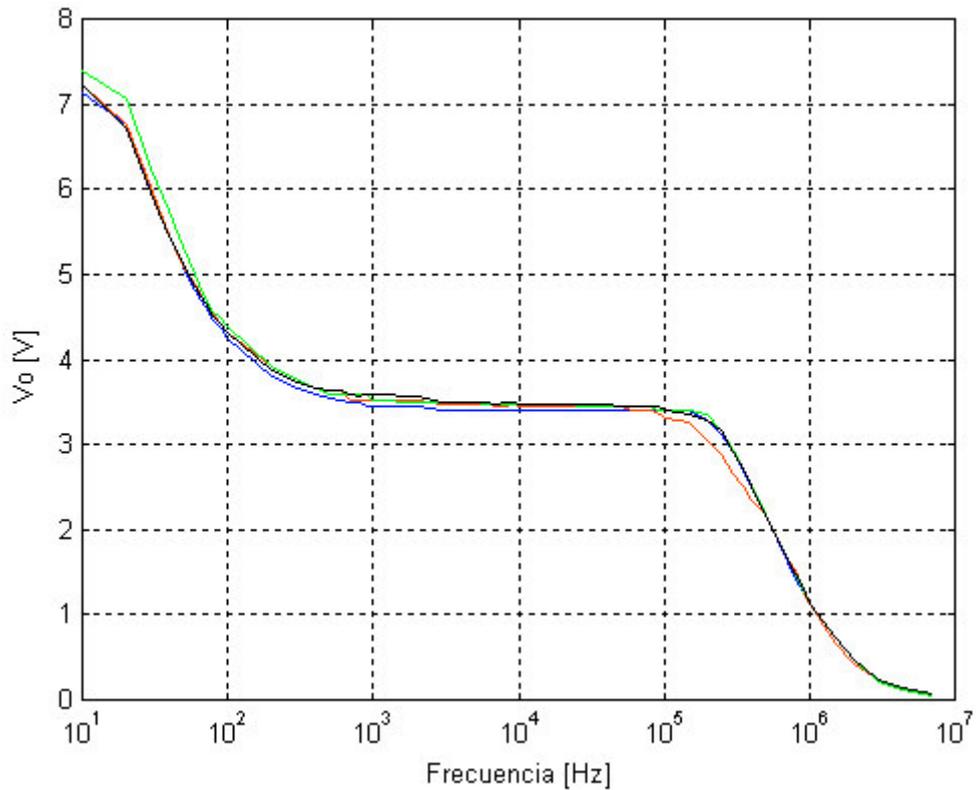


Figura 2.11. Dispersión del diagrama de Bode en el integrado TDA 2030 no inversor para una carga de 15Ω . Cada color corresponde a una muestra: azul A, rojo B, verde C y negro D. La entrada cuadrada es de 50mV de amplitud.

1. Sin carga:

- La respuesta está limitada por de filtrado de la entrada. Ver figura 2.12.
- A partir de 20-30 kHz se aprecia una leve limitación por Slew Rate. Ver figura 2.13.
- Con señales cuadradas se ponen más de manifiesto las sobreoscilaciones citadas que con señales senoidales. Esto se debe a su mayor contenido espectral. Ver figura 2.14.

2. Carga de 100 y 15Ω:

- La limitación por Slew Rate aparece a 20kHz para 100Ω y a 10 para 15Ω. Ver figura 2.13.

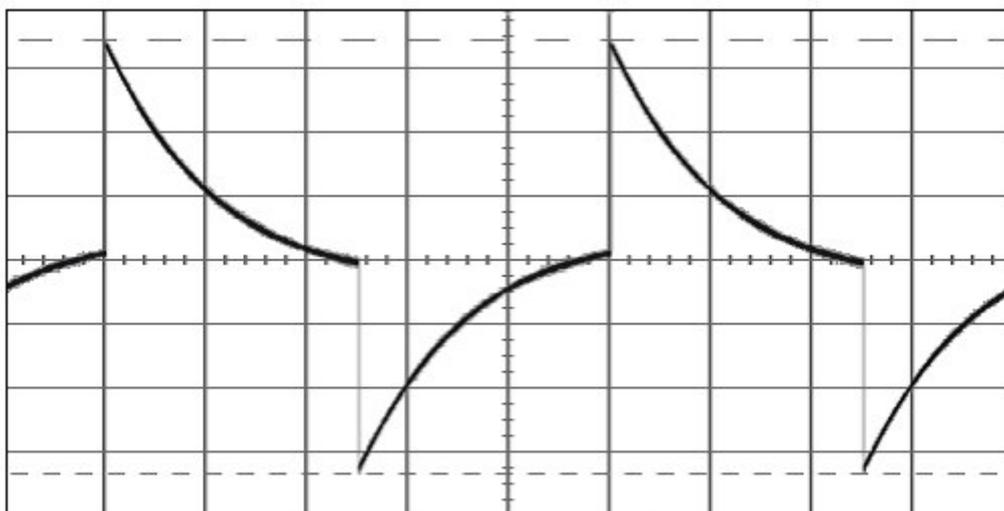


Figura 2.12. Salida de la etapa no inversora limitada por el condensador de filtrado a la entrada.

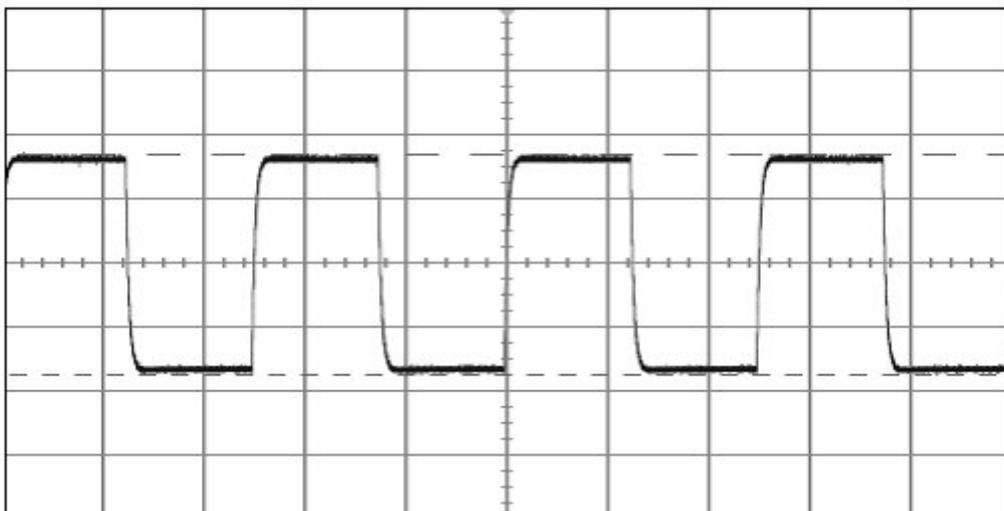


Figura 2.13. Salida de la etapa no inversora limitada por el slew rate del amplificador.

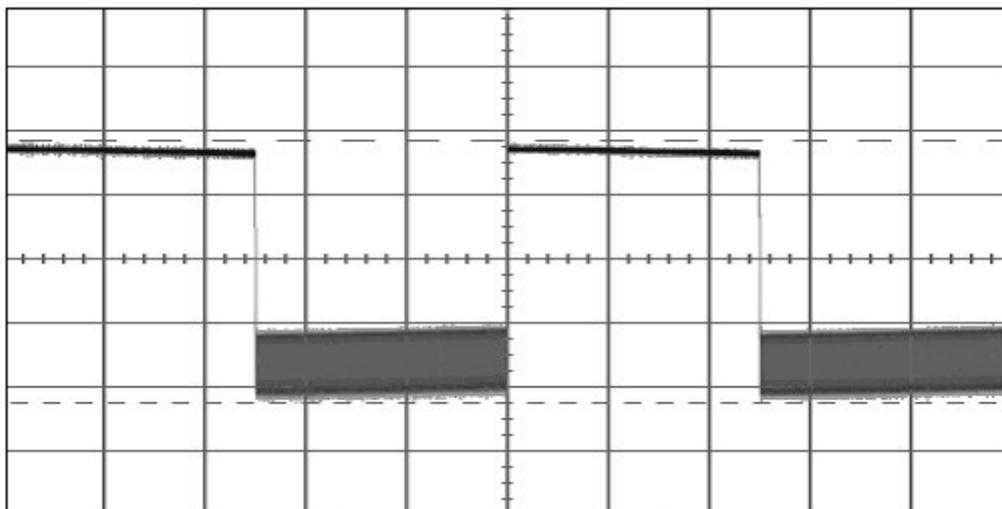


Figura 2.14. Oscilaciones a la salida de la etapa no inversora cuando opera en vacío.

2.2.2.- TDA 2030. Seguidor de tensión.

La tabla 2.3 muestra los datos recogidos en laboratorio para las cuatro muestras del modelo TDA2030 de STMicroelectronics en configuración seguidor de tensión y con cargas de 100 y 15Ω.

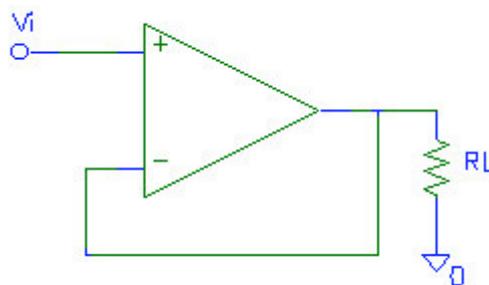


Figura 2.15. Esquema de la etapa seguidor de tensión caracterizada en este apartado 2.2.2. Para R_L se toman 100 y 15Ω.

Tabla 2.3.

f [Hz]	$R_L = 100\Omega$				$R_L = 15\Omega$			
	A	B	C	D	A	B	C	D
10	1.64	1.64	1.64	1.64	1.75	1.65	1.62	1.70
20	1.92	1.92	1.92	1.92	2.09	1.92	1.89	1.93
30	1.98	1.98	1.98	1.98	2.17	1.98	1.98	1.98
40	-	2.00	-	-	-	2.01	-	-
50	-	2.01	-	-	-	2.03	-	-
60	2.03	2.01	2.03	2.00	2.21	2.03	2.01	2.01
70	-	2.03	-	-	-	2.03	-	-
80	-	2.03	-	-	-	2.03	-	-
90	-	2.03	-	-	-	2.03	-	-
100	2.04	2.03	2.01	2.03	2.23	2.03	2.03	2.03

CARACTERIZACIÓN DE EFECTOS EMI EN IC'S DE AUDIO DE POTENCIA

200	-	2.03	-	-	-	2.03	-	-
300	-	2.03	-	-	-	2.03	-	-
400	-	2.03	-	-	-	2.03	-	-
500	2.04	2.03	2.03	2.03	2.23	2.03	2.01	2.04
600	-	2.03	-	-	-	2.03	-	-
700	-	2.03	-	-	-	2.03	-	-
800	-	2.03	-	-	-	2.03	-	-
900	-	2.03	-	-	-	2.03	-	-
1k	2.04	2.03	2.04	2.04	2.23	2.03	2.03	2.04
2k	-	2.06	-	-	-	2.04	-	-
3k	-	2.06	-	-	-	2.06	-	-
4k	-	2.06	-	-	-	2.06	-	-
5k	2.07	2.06	2.07	2.04	2.26	2.06	2.06	2.07
6k	-	2.06	-	-	-	2.06	-	-
7k	-	2.07	-	-	-	2.06	-	-
8k	-	2.07	-	-	-	2.06	-	-
9k	-	2.07	-	-	-	2.07	-	-
10k	2.07	2.07	2.07	2.04	2.28	2.07	2.06	2.10
20k	-	2.07	-	-	-	2.07	-	-
30k	-	2.07	-	-	-	2.07	-	-
40k	-	2.07	-	-	-	2.07	-	-
50k	2.10	2.07	2.07	2.07	2.26	2.09	2.06	2.07
60k	-	2.07	-	-	-	2.09	-	-
70k	-	2.07	-	-	-	2.09	-	-
80k	2.10	2.07	2.10	2.07	2.25	2.09	2.07	2.10
90k	-	2.07	-	-	-	2.09	-	-
100k	2.12	2.07	2.10	2.10	2.20	2.10	2.10	2.10
150k	-	2.10	-	-	-	2.10	-	-
200k	-	2.10	-	-	-	2.12	-	-
250k	-	2.10	-	-	-	2.12	-	-
300k	-	2.10	-	-	-	2.15	-	-
350k	-	2.10	-	-	-	2.31	-	-
400k	-	2.10	-	-	-	2.28	-	-
500k	2.12	2.10	2.12	2.10	2.40	2.31	2.12	2.15
600k	-	2.14	-	-	-	2.37	-	-
700k	2.15	2.23	2.20	2.20	2.37	2.46	2.18	2.51
800k	-	2.43	-	-	-	2.71	-	-
900k	-	2.71	-	-	-	3.10	-	-
1M	2.71	3.25	2.98	3.00	3.03	3.15	2.98	2.95
1.5M	-	2.90	-	-	-	2.81	-	-
2M	-	1.50	-	-	-	2.00	-	-
3M	0.78	0.71	0.73	0.73	1.15	0.75	0.75	1.18
4M	-	0.48	-	-	-	0.40	-	-
5M	-	0.38	-	-	-	0.34	-	-
6M	-	0.30	-	-	-	0.28	-	-
7M	-	0.26	-	-	-	0.25	-	-

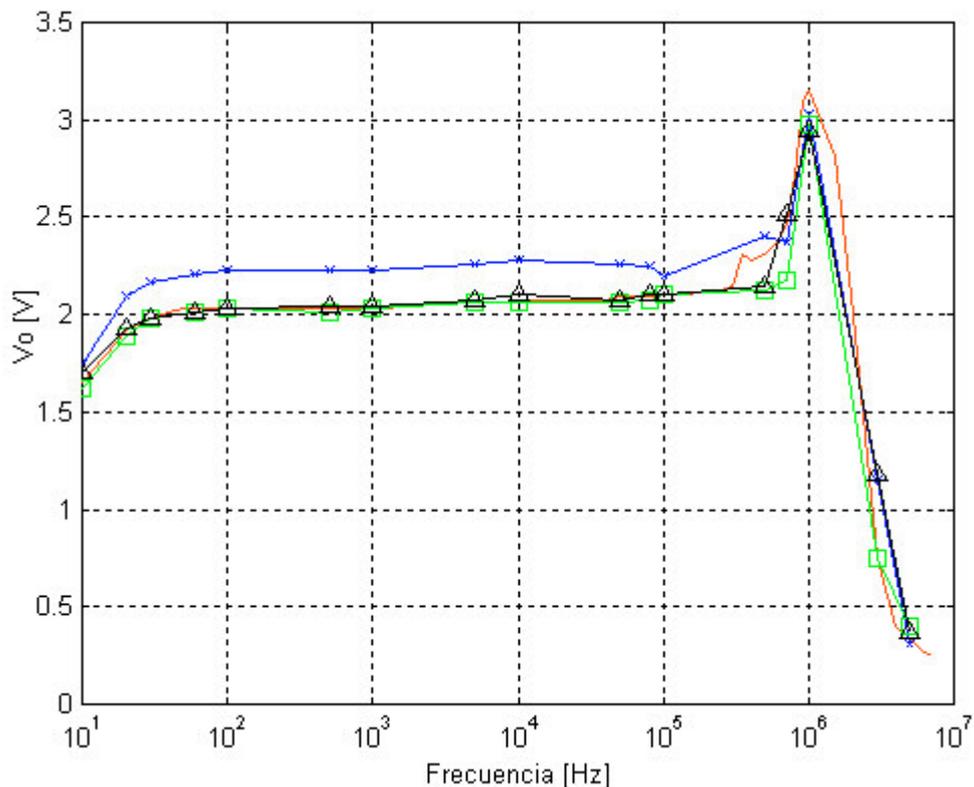


Figura 2.16. Dispersión del diagrama de Bode en el integrado TDA 2030 seguidor de tensión para una carga de 15Ω . Cada color corresponde a una muestra: azul A, rojo B, verde C y negro D. La entrada senoidal es de 1000mV de amplitud.

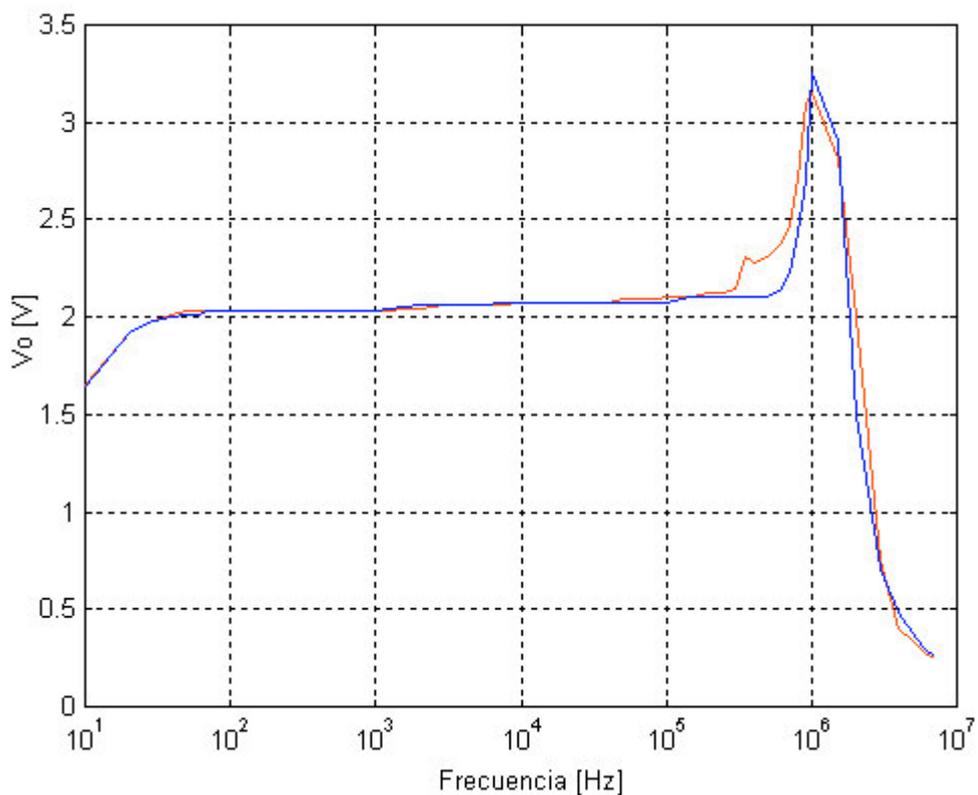


Figura 2.17. Diagrama de Bode del integrado TDA 2030 seguidor de tensión para una carga de 100 (azul) y 15Ω (rojo). La entrada senoidal es de 1000mV de amplitud.

A continuación se muestra el resultado de aplicar señales cuadradas. Ver tabla 2.4.

Tabla 2.4.*

f [Hz]	R _L = 100Ω				R _L = 15Ω			
	A	B	C	D	A	B	C	D
10	4.34	3.62	osc	4.30	3.90	3.78	osc	3.62
20	3.15	3.09	osc	3.17	3.35	3.18	osc	3.03
30	2.84	2.81	osc	2.81	3.06	2.81	osc	2.75
40	-	2.65	-	-	-	2.64	-	-
50	-	2.53	-	-	-	2.54	-	-
60	2.50	2.43	2.48	2.50	2.70	2.43	2.50	2.46
70	-	2.40	-	-	-	2.43	-	-
80	-	2.37	-	-	-	2.35	-	-
90	-	2.34	-	-	-	2.35	-	-
100	2.27	2.34	2.34	2.35	2.50	2.29	2.23	2.31
200	-	2.20	-	-	-	2.17	-	-
300	-	2.20	-	-	-	2.17	-	-
400	-	2.20	-	-	-	2.17	-	-
500	2.01	2.20	2.00	2.00	2.34	2.17	2.06	2.00
600	-	2.18	-	-	-	2.17	-	-
700	-	2.12	-	-	-	2.17	-	-
800	-	2.12	-	-	-	2.17	-	-
900	-	2.12	-	-	-	2.17	-	-
1k	2.01	2.12	2.00	2.00	2.03	2.17	2.01	2.00
2k	-	2.12	-	-	-	2.17	-	-
3k	-	2.12	-	-	-	2.04	-	-
4k	-	2.12	-	-	-	2.04	-	-
5k	2.04	2.12	2.00	2.02	2.03	2.04	2.01	2.00
6k	-	2.12	-	-	-	2.04	-	-
7k	-	2.12	-	-	-	2.04	-	-
8k	-	2.12	-	-	-	2.04	-	-
9k	-	2.12	-	-	-	2.04	-	-
10k	2.04	2.12	2.00	2.02	2.03	2.04	2.01	2.03
20k	-	2.12	-	-	-	2.04	-	-
30k	-	2.12	-	-	-	2.04	-	-
40k	-	2.12	-	-	-	2.04	-	-
50k	2.04	2.12	2.00	2.02	2.03	2.04	2.01	2.03
60k	-	2.12	-	-	-	2.04	-	-
70k	-	2.12	-	-	-	2.04	-	-
80k	2.04	2.12	2.03	2.02	2.03	2.04	2.01	2.03
90k	-	2.12	-	-	-	2.04	-	-
100k	2.04	2.12	2.03	2.02	2.03	2.04	2.01	2.03
150k	-	2.04	-	-	-	2.04	-	-
200k	-	2.04	-	-	-	2.04	-	-
250k	-	2.04	-	-	-	2.04	-	-

* Característica en frecuencia de las cuatro muestras del integrado TDA 2030 para 100 y 15Ω de carga con entrada cuadrada. La muestra C oscila para 10, 20 y 30Hz. Las medidas se realizan sobre la PCB 1 mostrada en la figura 2.4 cortocircuitando la resistencia de realimentación.

300k	-	2.04	-	-	-	2.04	-	-
350k	-	2.04	-	-	-	2.04	-	-
400k	-	2.04	-	-	-	2.04	-	-
500k	2.26	2.04	2.03	2.24	2.32	2.04	2.29	2.28
600k	-	2.04	-	-	-	2.04	-	-
700k	2.26	2.04	2.29	2.24	2.32	2.04	2.29	2.28
800k	-	1.98	-	-	-	2.04	-	-
900k	-	1.67	-	-	-	2.09	-	-
1M	2.25	1.54	2.12	2.21	2.29	2.00	2.12	2.28
1.5M	-	1.51	-	-	-	1.50	-	-
2M	-	1.08	-	-	-	1.23	-	-
3M	0.70	0.67	0.68	0.70	1.10	0.79	0.71	1.10
4M	-	0.45	-	-	-	0.34	-	-
5M	0.34	0.34	0.34	0.37	0.32	0.25	0.30	0.28
6M	-	0.30	-	-	-	0.20	-	-
7M	-	0.23	-	-	-	0.20	-	-

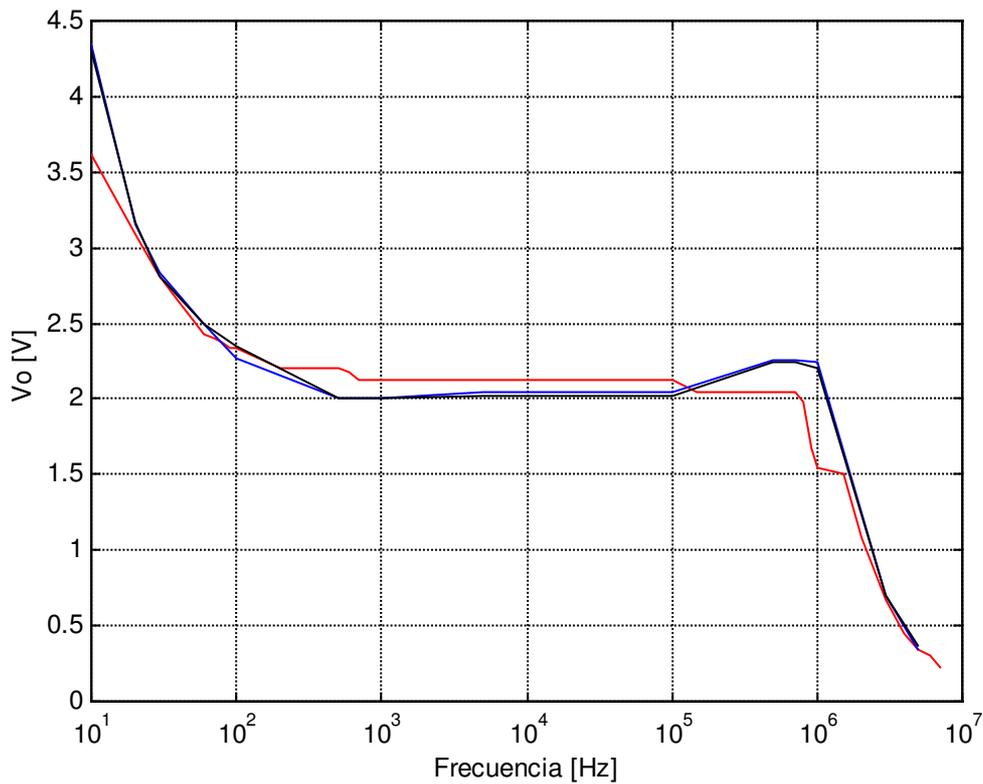


Figura 2.18. Dispersión del diagrama de Bode en el integrado TDA 2030 seguidor de tensión para una carga de 100Ω . Cada color corresponde a una muestra: azul A, rojo B y negro D. La entrada cuadrada es de 1000mV de amplitud. Los datos relativos a la muestra C no se recogen por las oscilaciones que se producen a la salida para 10, 20 y 30Hz de entrada.

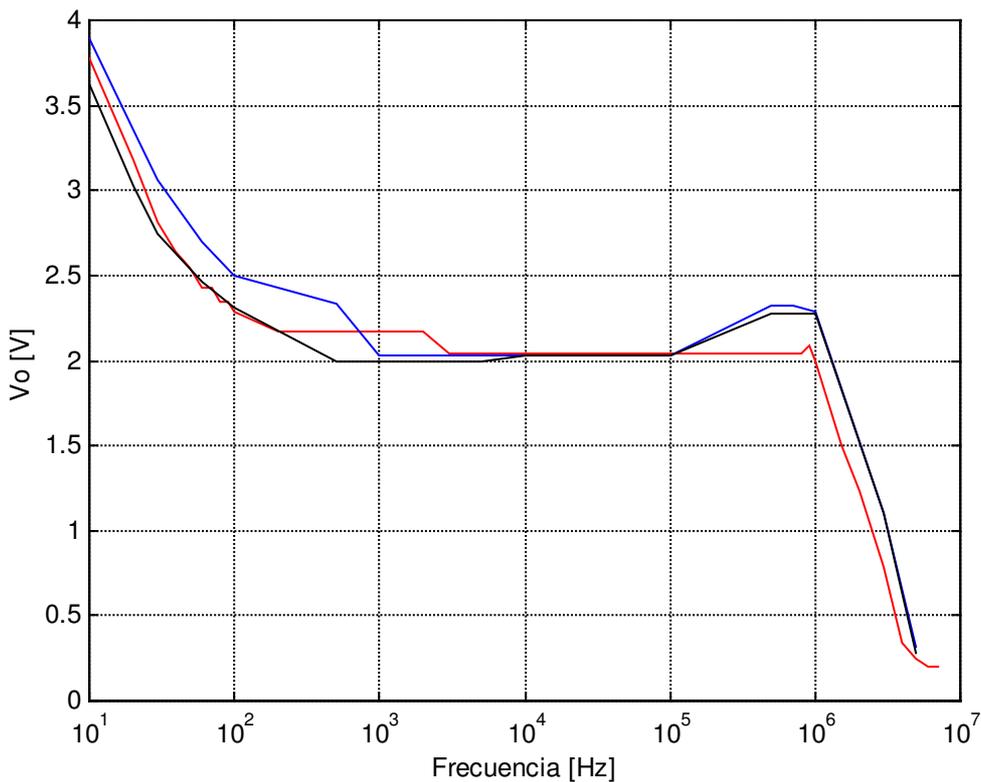


Figura 2.19. Dispersión del diagrama de Bode en el integrado TDA 2030 seguidor de tensión para una carga de 15Ω . Cada color corresponde a una muestra: azul A, rojo B y negro D. La entrada cuadrada es de 1000mV de amplitud. Los datos relativos a la muestra C no se recogen porque, del mismo modo que para 100Ω , el circuito oscila para 10, 20 y 30Hz de entrada.

2.2.3.- TDA 2030. Inversor.

La tabla 2.4 muestra los datos recogidos en laboratorio para las cuatro muestras del modelo TDA 2030 de STMicroelectronics en configuración inversora y con carga de 100 y 15Ω.

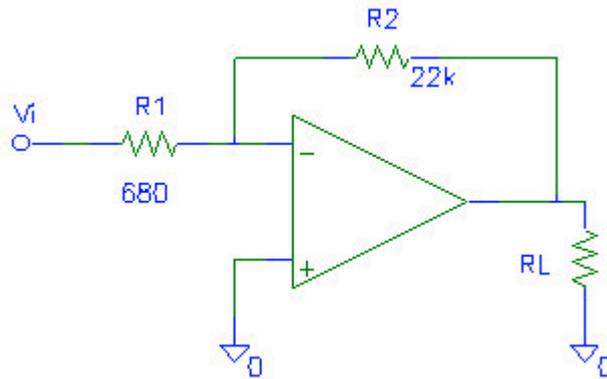


Figura 2.20. Esquema de la etapa inversora caracterizada en este apartado 2.2.3. Para R_L se toman 100 y 15Ω.

Tabla 2.4.

f [Hz]	$R_L = 100\Omega$				$R_L = 15\Omega$			
	A	B	C	D	A	B	C	D
10	3.12	3.47	3.58	3.12	3.15	3.53	3.15	3.15
20	-	3.47	-	-	-	3.50	-	-
30	-	3.47	-	-	-	3.50	-	-
100	3.12	3.47	3.50	3.15	3.15	3.47	3.18	3.12
500	3.15	3.44	3.44	3.12	3.12	3.44	3.15	3.12
1k	3.15	3.44	3.47	3.12	3.12	3.44	3.15	3.12
5k	3.15	3.47	3.44	3.12	3.15	3.44	3.18	3.12
10k	3.15	3.44	3.44	3.15	3.15	3.44	3.15	3.12
50k	3.15	3.44	3.41	3.12	3.12	3.41	3.15	3.09
100k	3.00	3.31	3.31	3.03	3.00	3.28	3.00	3.00
200k	-	2.88	-	-	-	2.88	-	-
300k	-	2.47	-	-	-	2.44	-	-
400k	-	2.10	-	-	-	2.00	-	-
500k	1.68	1.75	1.78	1.68	1.56	1.75	1.65	1.59
600k	-	1.56	-	-	-	1.50	-	-
700k	-	1.38	-	-	-	1.31	-	-
800k	-	1.28	-	-	-	1.16	-	-
900k	-	1.10	-	-	-	1.00	-	-
1M	0.97	0.97	0.97	0.98	0.87	0.94	0.93	0.87
3M	0.43	0.25	0.28	0.37	0.37	0.28	0.31	0.31
5M	0.25	0.14	0.19	0.25	0.18	0.19	0.25	0.25

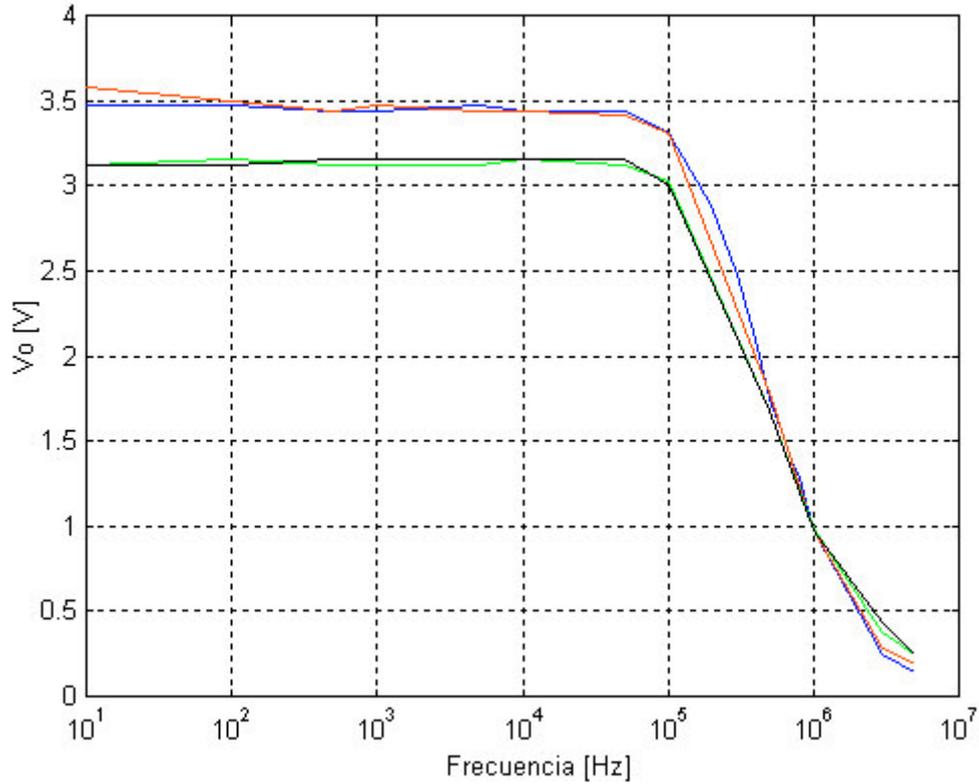


Figura 2.21. Dispersión del diagrama de Bode en el integrado TDA 2030 inversor para una carga de 100Ω . Cada color corresponde a una muestra: azul A, rojo B, verde C y negro D. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud.

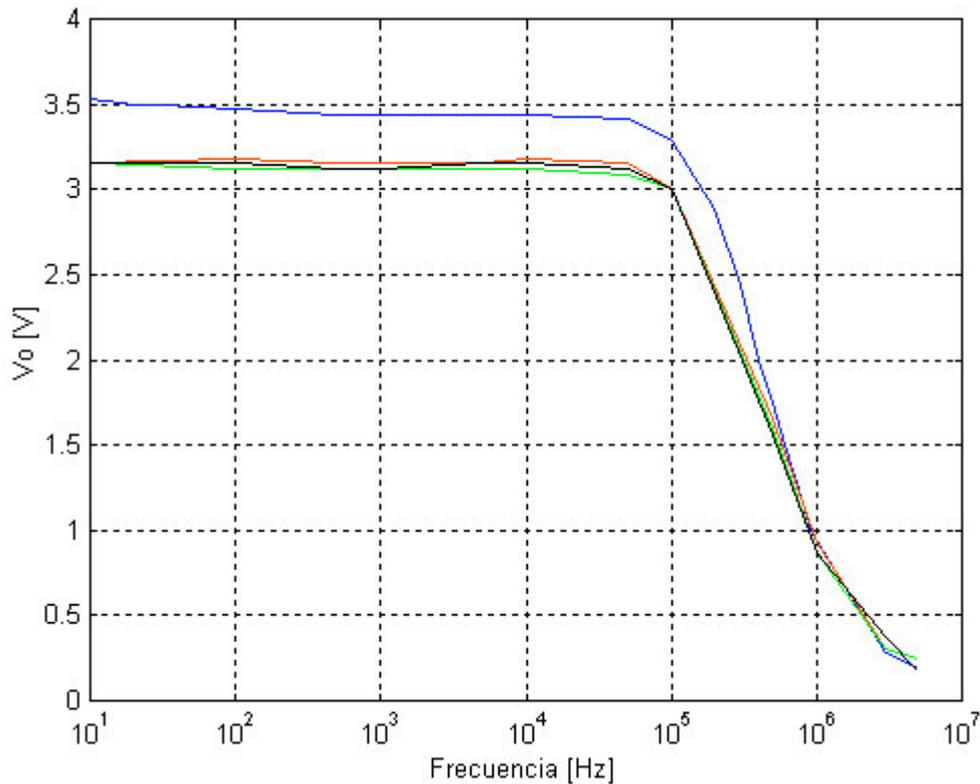


Figura 2.22. Dispersión del diagrama de Bode en el integrado TDA 2030 inversor para una carga de 15Ω . Cada color corresponde a una muestra: azul A, rojo B, verde C y negro D. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud.

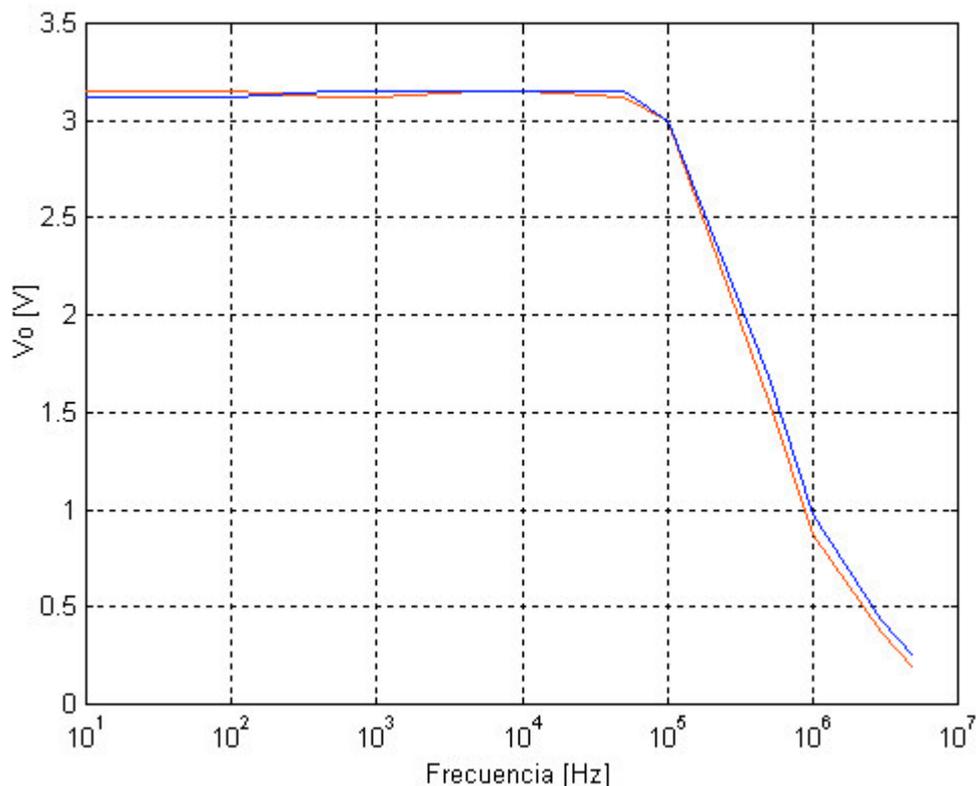


Figura 2.23. Diagrama de Bode del integrado TDA 2030 inversor para una carga de 100Ω (azul) y 15Ω (rojo). La entrada senoidal es de $50mV$ de amplitud..

De las mediciones de la etapa inversora se tienen las siguientes características:

- La muestra A oscilaba a $1.3MHz$. Se probó el efecto de una resistencia de 47 y 100Ω como adaptación de impedancia no habiendo diferencia apreciable.
- La muestra C comienza funcionando correctamente y con valores dentro de lo esperado hasta que se cambia la resistencia de carga, momento a partir del cual el circuito se vuelve inestable.

Para evitar este tipo de fenómenos el fabricante propone la colocación de una red RC serie en paralelo con la carga (red Zoobel) para forzar así la aparición de un polo dominante. En el datasheet de STMicroelectronics se sugieren valores de 1Ω y $220nF$.

La aplicación de señales cuadradas arroja las siguientes conclusiones:

- Con 15Ω de carga el circuito muestra oscilaciones tal como se ilustra en la figura 2.24.
- A partir de $30kHz$ la salida comienza a estar limitada por Slew Rate. En las figuras 2.25 y 2.26 se registra la salida a 30 y $500kHz$ respectivamente. La respuesta es similar para 100 y 15Ω .
- En ningún caso aparecen sobreimpulsos.

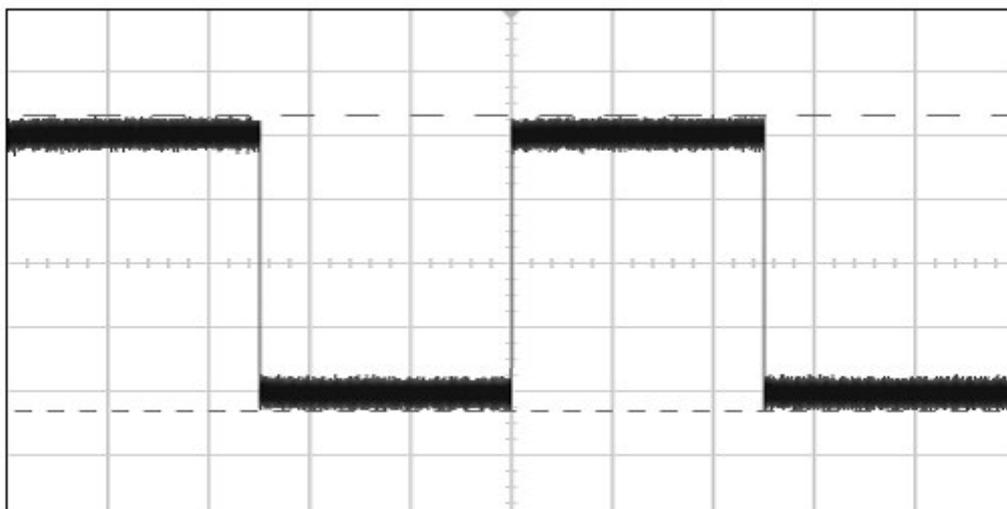


Figura 2.24. Salida de la etapa inversora de la figura 2.20 para entrada cuadrada de 50mV de amplitud y 15Ω de carga.

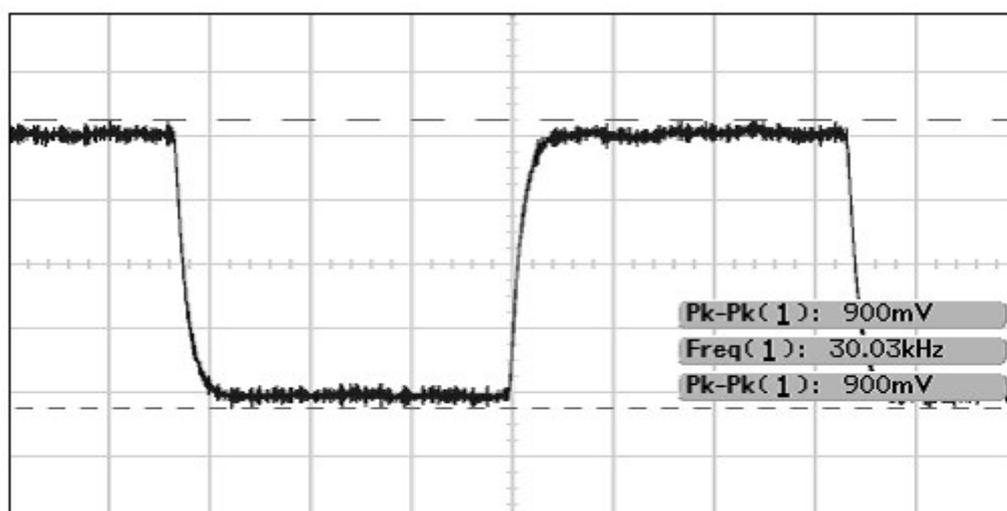


Figura 2.25. Salida, limitada por Slew Rate, de la etapa inversora de la figura 2.20 para entrada de 50mV de amplitud y 30kHz de frecuencia. La forma de onda se conserva para 100 y 15Ω.

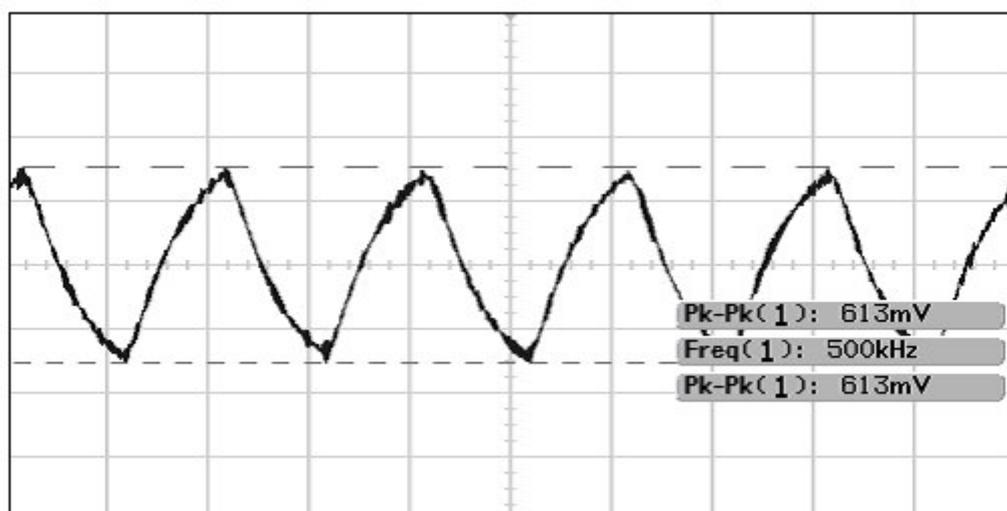


Figura 2.26. Salida, limitada por Slew Rate, de la etapa inversora de la figura 2.20 para entrada de 50mV de amplitud y 500kHz de frecuencia. La forma de onda se conserva para 100 y 15Ω.

2.2.4.- TDA 2030. Comparativa y conclusiones.

En este apartado se pretende comparar los resultados obtenidos tomando la peor muestra de cada caso y comprobando las variaciones que pueda sufrir la característica en frecuencia.

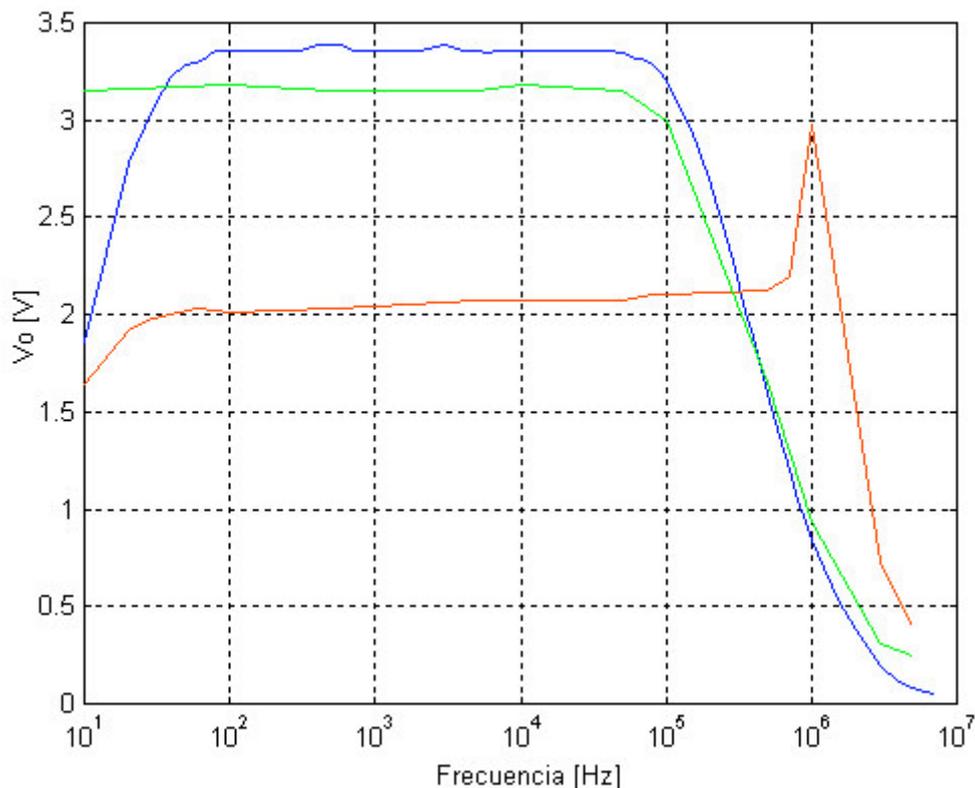


Figura 2.27. Característica en frecuencia para entrada senoidal. Comparativa entre configuraciones. Azul: no inversor; Rojo: seguidor; Verde: inversor.

De la figura 2.27 se puede sacar las siguientes conclusiones y observaciones:

- La característica en baja frecuencia de la etapa no inversora está limitada por el condensador de paso situado a la entrada.
- Las diferentes amplitudes de salida son fruto de la diferencia entre los valores de entrada y ganancias.
- La etapa seguidora presenta un pico de resonancia que no aparece en el resto de configuraciones así como un ancho de banda mayor. En baja frecuencia presenta una ganancia inferior a 1 sin la presencia del condensador de paso.

2.3.- DEMODULACIÓN PARÁSITA AM.

En esta sección se aplican señales moduladas en amplitud con portadoras de alta frecuencia (de 500kHz a 15MHz). La amplitud de la señal es de 500mV y la frecuencia de la moduladora 1kHz. Como en las medidas precedentes se prescindir de la adaptación de impedancia. Las medidas se efectúan en los circuitos de la sección anterior (2.2) sin modificaciones. Ver figura 2.4.

2.3.1.- TDA 2030. No inversor.

El circuito bajo prueba es el mostrado en la figura 2.28. Los valores de la tabla 2.5 corresponden al valor pico – pico de la señal de salida independientemente de la frecuencia o características que ésta presente. La medida se repite con las cuatro muestras disponibles y aplicando una carga de 15Ω.

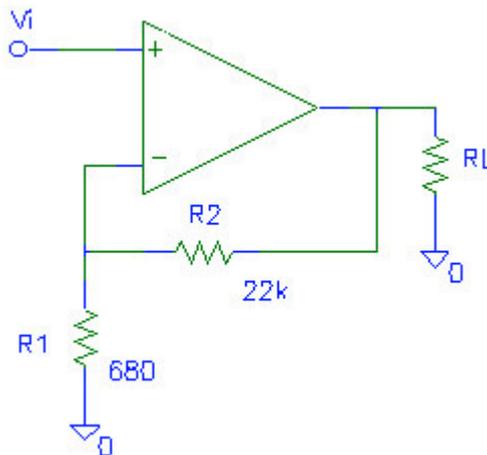


Figura 2.28. Esquema de la etapa no inversora caracterizada en este apartado 2.3.1 con los valores de resistencia recomendados por el fabricante. Para R_L se toma 15Ω. Se omiten, por simplicidad, los diodos de protección así como los condensadores de desacoplamiento de la alimentación.

Tabla 2.5.*

Señal AM. $R_L = 15\Omega$			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			V	A	B	C	D				
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M	11M	12M	13M	14M	15M
3.50	3.32	3.50	3.32	2.94	2.30	1.80	1.36	1.03	0.81	0.54	0.31
2.78	3.03	3.13	3.03	2.70	2.22	1.72	1.31	0.97	0.77	0.51	0.30
2.80	3.00	3.15	3.05	2.72	2.25	1.75	1.30	0.96	0.77	0.50	0.30
3.53	3.32	3.53	3.35	2.90	2.35	1.82	1.35	1.00	0.75	0.51	0.30

* La tabla 2.5 representa el valor pico – pico de la salida para las cuatro muestras del TDA 2030 en configuración no inversora y con carga de 15Ω.

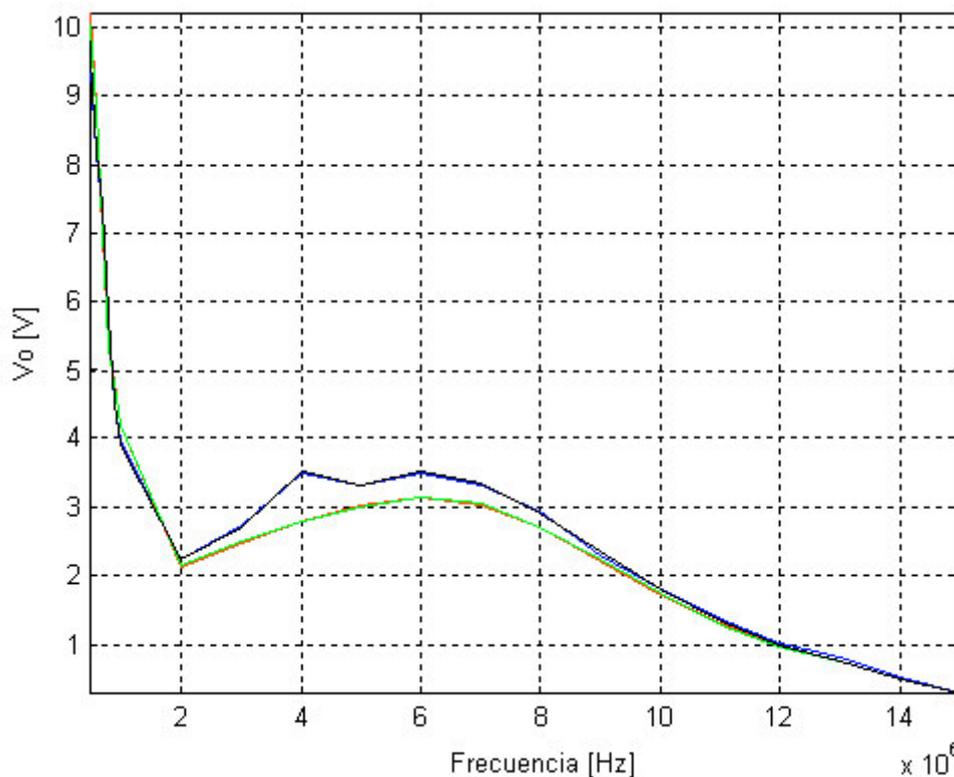


Figura 2.29. Dispersión de la respuesta a la demodulación RFI en el integrado TDA 2030 no inversor para una carga de 15Ω . Cada color corresponde a una muestra: azul A, rojo B, verde C y negro D. La entrada AM es de 500mV de amplitud y 1kHz de moduladora.

- Desde 500kHz hasta 1MHz la salida es una señal AM distorsionada. Ver figura 2.30.
- A 2MHz la salida se compone de una RF y una baja frecuencia. Ver figura 2.31.
- Para portadoras mayores de 3MHz la salida es una baja frecuencia de valor el de la moduladora. Ver figura 2.32.

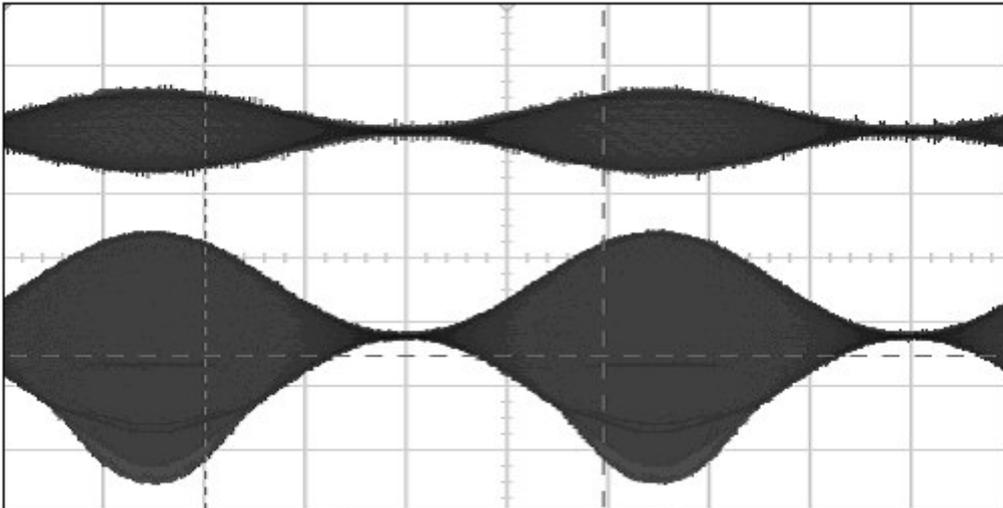


Figura 2.30. Salida de RF para entrada AM en etapa no inversora con 15Ω de carga. Esta característica se conserva entre 500kHz y 1MHz de portadora.

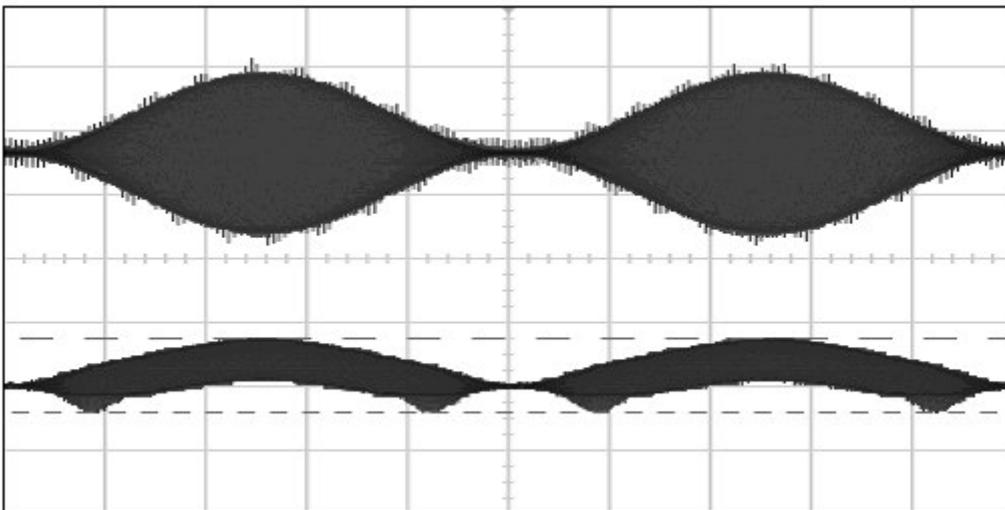


Figura 2.31. Salida de baja frecuencia con componente de RF para entrada AM en etapa no inversora con 15Ω de carga. Esta es la característica para 2MHz de portadora.

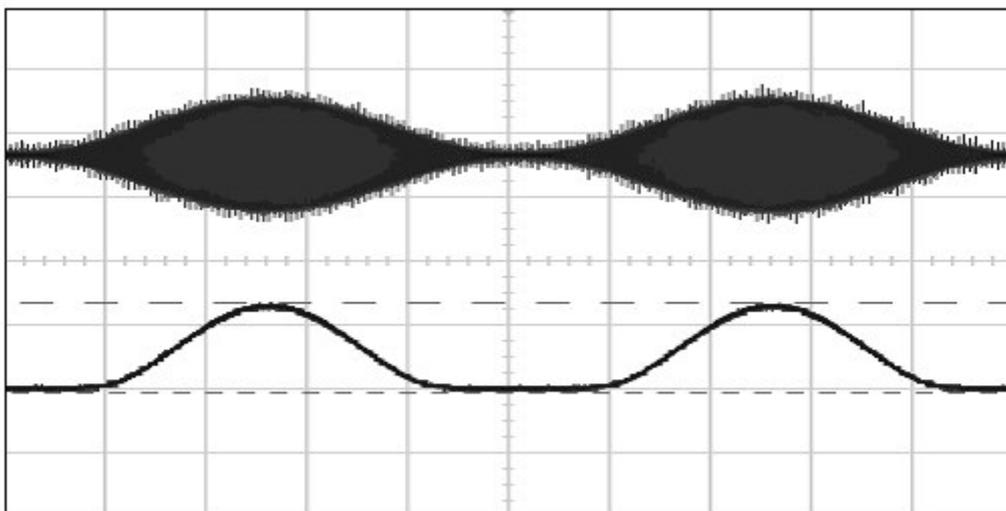


Figura 2.32. Salida de baja frecuencia (moduladora) para entrada AM en etapa no inversora con 15Ω de carga. Esta tendencia se mantiene por encima de 3MHz de portadora.

2.3.2.- TDA 2030. Seguidor de tensión.

En la tabla 2.6. se muestran los valores de salida pico - pico para una entrada AM de 0.5V de amplitud. Durante el transcurso de esta medida se comprobó que la etapa seguidor de tensión con este nivel de interferencia no mostraba efecto alguno de demodulación parásita. Una vez comprobado que el comportamiento de las cuatro muestras era similar se anotó el de una de ellas y se incrementó paulatinamente la amplitud de la interferencia hasta observar a la salida la envolvente. Esto se produjo con una amplitud de 1.5V. En la tabla 2.7 se documentan los resultados.

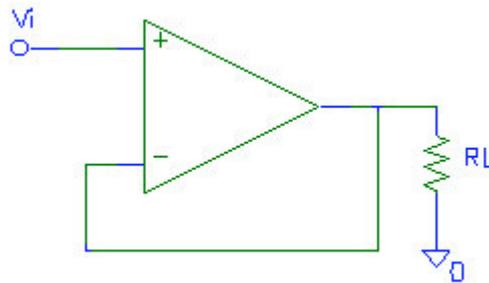


Figura 2.33. Esquema de la etapa seguidor de tensión caracterizada en este apartado 2.3.2. Para R_L se toma 15Ω .

Tabla 2.6.*

Muestra B. Señal AM. $R_L = 15\Omega$			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	1.05	1.07	1.07	1.07	1.08	1.00	1.88	0.66
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M	11M	12M	13M	14M	15M
0.41	0.32	0.26	0.21	0.18	0.16	0.11	0.09	0.08	0.08	0.07	0.07

Tabla 2.7.**

Señal AM. $R_L = 15\Omega$			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
V			A	3.00	3.00	3.15	3.40	2.90	2.78	2.18	1.84
			B	3.37	3.81	3.65	3.59	3.25	2.87	1.87	1.51
			C	2.92	3.04	2.82	2.82	2.76	2.60	2.18	1.79
			D	3.03	2.96	2.96	2.96	2.87	2.53	2.56	1.89
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M	11M	12M	13M	14M	15M
1.00	0.85	0.78	0.72	0.66	0.66	0.47	0.42	0.35	0.30	0.25	0.21
0.95	0.90	0.80	0.71	0.66	0.57	0.49	0.41	0.35	0.28	0.23	0.20
1.06	0.89	0.80	0.74	0.66	0.59	0.52	0.44	0.35	0.31	0.27	0.23
1.07	0.89	0.84	0.72	0.65	0.58	0.53	0.43	0.38	0.31	0.26	0.23

* Respuesta a la demodulación RFI para una muestra significativa con entrada AM de 500mV de amplitud en una etapa seguidora como la mostrada en la figura 2.33.

** Respuesta a la demodulación RFI para las cuatro muestras del TDA 2030 en seguidor de tensión con entrada AM de 1500mV de amplitud.

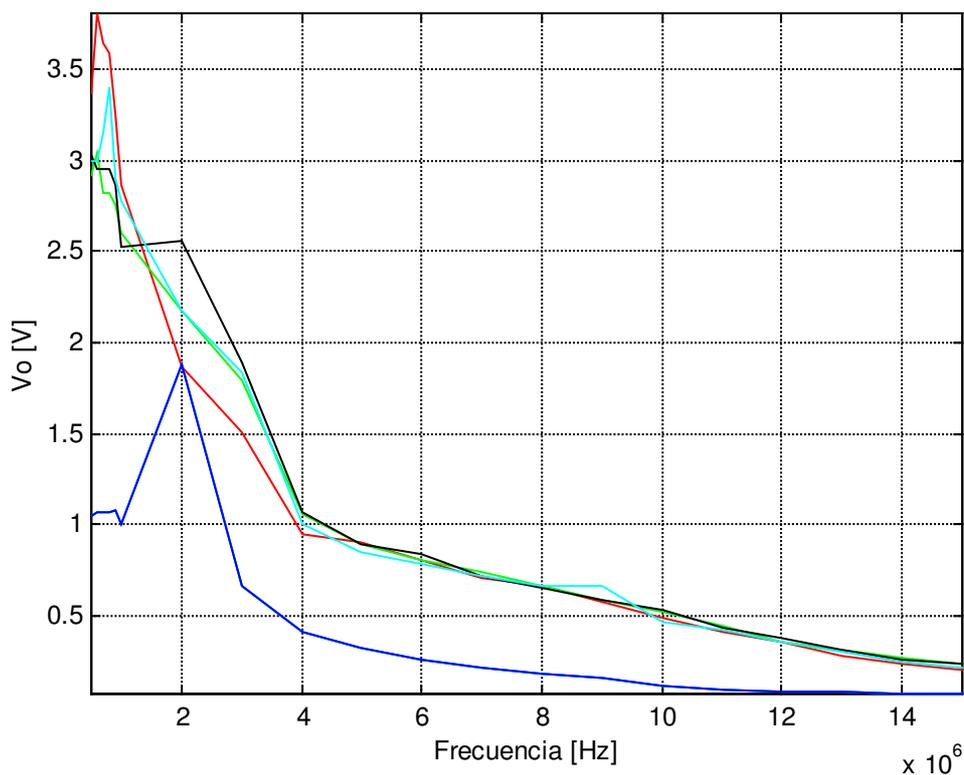


Figura 2.34. Dispersión de la respuesta a la demodulación RFI en el integrado TDA 2030 seguidor de tensión para una carga de 15Ω . Cada color corresponde a una muestra: cian A, rojo B, verde C y negro D para entrada AM de 1500mV de amplitud; en azul se traza la respuesta para 500mV de amplitud de la muestra B.

- De 500kHz a 2MHz se tiene a la salida una señal de RF modulada. Ver figura 2.30.
- Entre 3 y 4MHz a la salida aparece una componente de baja frecuencia (1kHz, moduladora). Ver figura 2.31.
- A partir de 5MHz a la salida sólo aparece la componente de baja frecuencia. El valor pico – pico de esta componente está en torno a 1V. Ver figura 2.32.

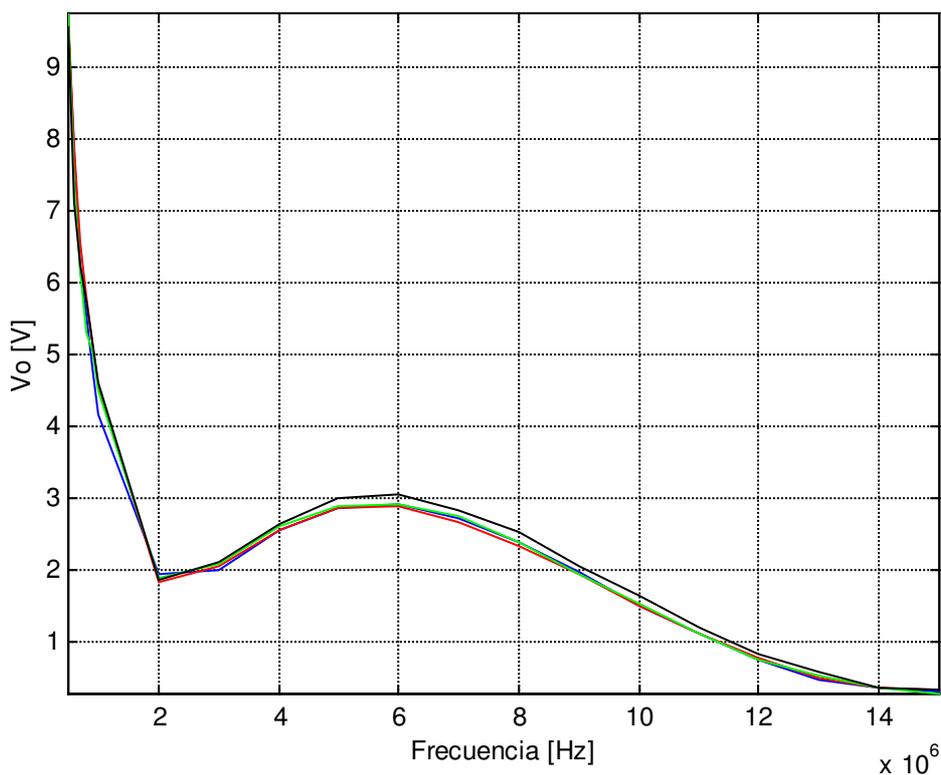


Figura 2.36. Dispersión de la respuesta a la demodulación RFI en el integrado TDA 2030 inversor para una carga de 15Ω . Cada color corresponde a una muestra: azul A, rojo B, verde C y negro D. La entrada AM es de 500mV de amplitud y 1kHz de moduladora.

- De 500kHz a 1MHz se tiene a la salida una señal de RF modulada. Ver figura 2.30.
- Entre 2 y 3MHz a la salida aparece una componente de baja frecuencia (1kHz, moduladora). Ver figura 2.31.
- A partir de 4MHz a la salida sólo aparece la componente de baja frecuencia. El valor pico – pico de esta componente está en torno a 1V. Ver figura 2.32.

2.3.4.- TDA 2030. Comparativa y conclusiones.

De los resultados obtenidos en los apartados 2.3.1 a 2.3.3 se puede concluir cual de las arquitecturas es menos susceptible a RFI, según el nivel de señal demodulada a la salida. Para ello se traza en la figura 2.37 la respuesta de las tres peores muestras halladas en cada medición, a saber, en configuración no inversora la A, como seguidor la B para 500mV de amplitud de entrada (aunque como se ha indicado en 2.3.2 para este nivel de entrada no hay demodulación), como etapa inversora la D y por último la muestra D para el seguidor con entrada de 1.5V de amplitud.

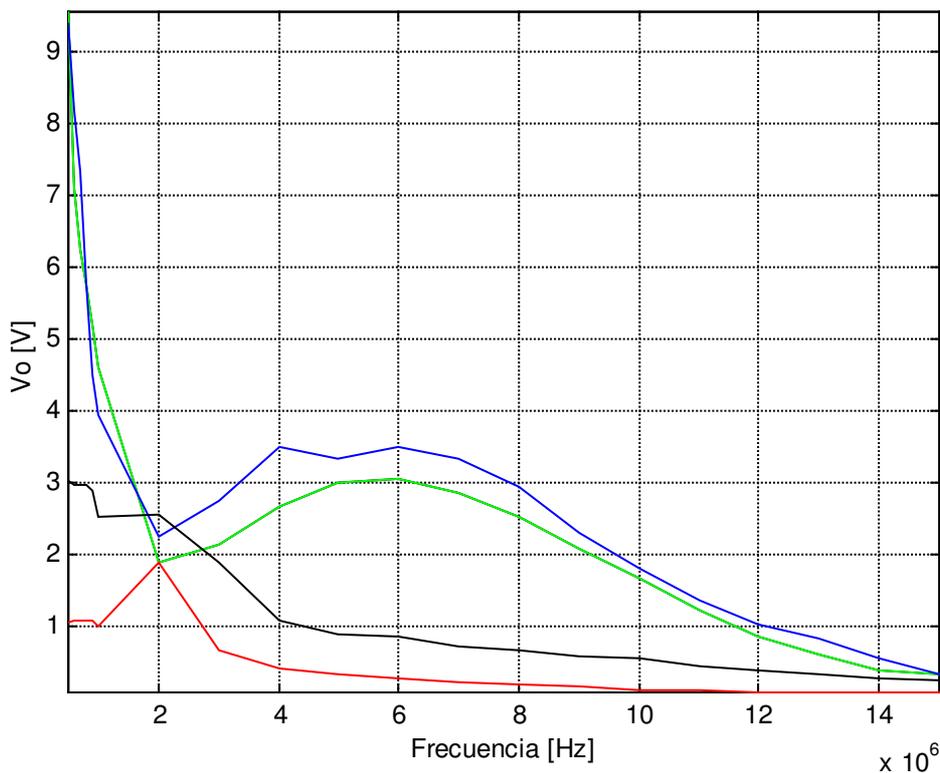


Figura 2.37. Comparativa entre las diferentes respuestas a la demodulación RFI según la configuración. Azul: no inversor; Rojo: seguidor; Verde: inversor con RFI de 500mV. En negro se traza la característica del seguidor para 1500mV.

De la figura 2.37 se saca la conclusión de que la etapa más susceptible es la no inversora seguida de la inversora y por último el seguidor de tensión que se muestra como la más robusta incluso para valores de RFI mayores. Estos resultados están en consonancia con [5] y [6].

2.4.- DESPLAZAMIENTO DEL OFFSET EN PRESENCIA DE RFI.

En este apartado se pretende caracterizar el desplazamiento del offset frente a variaciones de frecuencia en la señal de entrada. Para ello se aplican señales senoidales de 300mV de amplitud (1V para el seguidor) a la entrada y se mide el valor medio de la señal presente a la salida. Dado que el voltímetro usado es digital se prescinde de filtros paso de baja a la salida.

2.4.1.- TDA 2030. No inversor.

La figura 2.38 muestra el esquema del circuito en el que se mide el desplazamiento de offset. A la salida, en paralelo con la carga, se conecta el voltímetro digital indicado en el capítulo 1. La tabla 2.9 recoge el valor de DC medido en milivoltios (mV) para cada valor de la frecuencia de entrada.

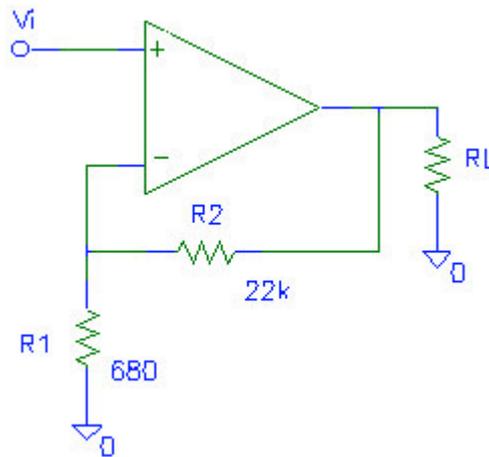


Figura 2.38. Esquema de la etapa no inversora caracterizada en este apartado 2.4.1 con los valores de resistencia recomendados por el fabricante. Para R_L se toma 15Ω y vacío. Se omiten, por simplicidad, los diodos de protección así como los condensadores de desacoplamiento de la alimentación.

Tabla 2.9.*

F [Hz]	Vacío				$R_L = 15\Omega$			
	A	B	C	D	A	B	C	D
10	110	120	122	134	125	142	134	135
20	110	-	-	-	-	-	-	-
30	115	-	-	-	-	-	-	-
90	117	-	-	-	-	-	-	-
100	117	127	134	147	100	141	133	121
200	117	-	-	-	-	-	-	-

* Todas las tablas que contienen un desplazamiento de offset están registradas en mV.

CARACTERIZACIÓN DE EFECTOS EMI EN IC'S DE AUDIO DE POTENCIA

400	117	-	-	-	-	-	-	-
900	118	-	-	-	-	-	-	-
2k	118	128	134	150	100	138	129	126
3k	119	-	-	-	-	-	-	-
4k	121	-	-	-	-	-	-	-
5k	123	-	-	-	-	-	-	-
6k	125	-	-	-	-	-	-	-
7k	127	-	-	-	-	-	-	-
8k	130	-	-	-	-	-	-	-
9k	134	-	-	-	-	-	-	-
10k	138	144	149	170	87	157	147	151
11k	142	-	-	-	-	-	-	-
12k	146	-	-	-	-	-	-	-
13k	151	-	-	-	-	-	-	-
14k	156	-	-	-	-	-	-	-
15k	162	165	171	193	65	180	171	178
16k	167	-	-	-	-	-	-	-
17k	173	-	-	-	-	-	-	-
18k	180	-	-	-	-	-	-	-
19k	187	-	-	-	-	-	-	-
20k	194	195	202	226	35	213	205	213
25k	235	202	209	267	4	220	210	257
30k	288	243	250	320	55	260	252	313
31k	301	-	-	-	-	-	-	-
32k	316	-	-	-	-	-	-	-
33k	331	-	-	-	-	-	-	-
34k	349	-	-	-	-	-	-	-
35k	368	354	362	400	132	371	363	396
40k	503	372	381	537	264	389	382	530
50k	737	507	518	774	488	521	544	963
60k	946	957	966	982	691	959	949	1238
70k	1219	1230	1240	1256	953	1228	1217	1300
80k	1280	1297	1303	1314	1014	1290	1277	1210
90k	1191	1211	1214	1223	924	1197	1185	1064
95k	1048	-	-	-	-	-	-	-
100k	971	994	995	1002	707	969	959	900
110k	893	915	917	924	632	886	878	745
120k	745	767	768	777	492	731	726	615
130k	623	643	644	655	379	602	600	515
140k	529	-	-	-	-	-	-	-
150k	460	476	479	494	239	428	431	381
160k	408	-	-	-	-	-	-	-
170k	367	381	385	404	171	327	334	297
180k	333	-	-	-	-	-	-	-
190k	303	-	-	-	-	-	-	-
200k	275	291	292	318	120	229	240	213
250k	249	266	267	295	108	204	214	128
300k	143	-	-	-	-	-	-	-
350k	70	98	93	138	43	47	57	56

CARACTERIZACIÓN DE EFECTOS EMI EN IC'S DE AUDIO DE POTENCIA

400k	21	-	-	-	-	-	-	-
500k	-12	-	-	-	-	-	-	-
600k	-54	-13	-21	33	28	-14	-14	35
900k	-78	-	-	-	-	-	-	-
950k	-103	-	-	-	-	-	-	-
1M	-104	-59	-75	-18	37	22	-6	74
1.5M	-106	-60	-77	-21	44	11	-14	16
2M	-114	-77	-101	-49	68	-23	-75	-54
2.1M	-140	-	-	-	-	-	-	-
2.2M	-149	-	-	-	-	-	-	-
2.3M	-158	-	-	-	-	-	-	-
2.4M	-167	-	-	-	-	-	-	-
2.5M	-178	-144	-197	-130	-141	-130	-170	-140
2.9M	-188	-	-	-	-	-	-	-
3M	-236	-197	-253	-192	-234	-212	-255	-225
3.2M	-249	-	-	-	-	-	-	-
3.3M	-278	-	-	-	-	-	-	-
3.4M	-291	-252	-310	-253	-292	-270	-304	-281
3.6M	-309	-	-	-	-	-	-	-
3.8M	-342	-301	-362	-306	-337	-313	-345	-352
3.9M	-377	-	-	-	-	-	-	-
4M	-394	-351	-413	-360	-380	-355	-386	-384
4.2M	-413	-	-	-	-	-	-	-
4.5M	-448	-403	-467	-416	-422	-400	-431	-470
4.8M	-508	-459	-525	-477	-472	-450	-481	-521
5M	-565	-515	-579	-535	-525	-500	-533	-556
5.5M	-603	-550	-614	-576	-562	-531	-568	-662
5.7M	-687	-628	-700	-660	-649	-608	-650	-661
6M	-718	-656	-700	-690	-681	-636	-679	-700
6.3M	-757	-693	-760	-730	-723	-672	-719	-735
6.5M	-796	-729	-797	-771	-763	-709	-758	-755
6.6M	-812	-	-	-	-	-	-	-
6.8M	-828	-759	-827	-800	-793	-738	-789	-784
6.9M	-850	-	-	-	-	-	-	-
7M	-858	-	-	-	-	-	-	-
7.2M	-866	-	-	-	-	-	-	-
7.8M	-884	-	-	-	-	-	-	-
9.1M	-933	-857	-927	-903	-893	-832	-887	-873
10M	-970	-888	-956	-933	-926	-860	-910	-867
10.1M	-973	-	-	-	-	-	-	-
10.2M	-968	-	-	-	-	-	-	-
11.2M	-968	-895	-957	-927	-910	-868	-912	-809
11.5M	-920	-	-	-	-	-	-	-
11.8M	-920	-844	-855	-860	-844	-826	-860	-774
12.2M	-904	-	-	-	-	-	-	-
12.5M	-893	-858	-891	-817	-816	-803	-831	-752
13M	-889	-	-	-	-	-	-	-
13.4M	-873	-	-	-	-	-	-	-
13.5M	-868	-	-	-	-	-	-	-
14M	-862	-788	-842	-804	-779	-781	-792	-697
15M	-848	-774	-826	-782	-764	-773	-780	-661

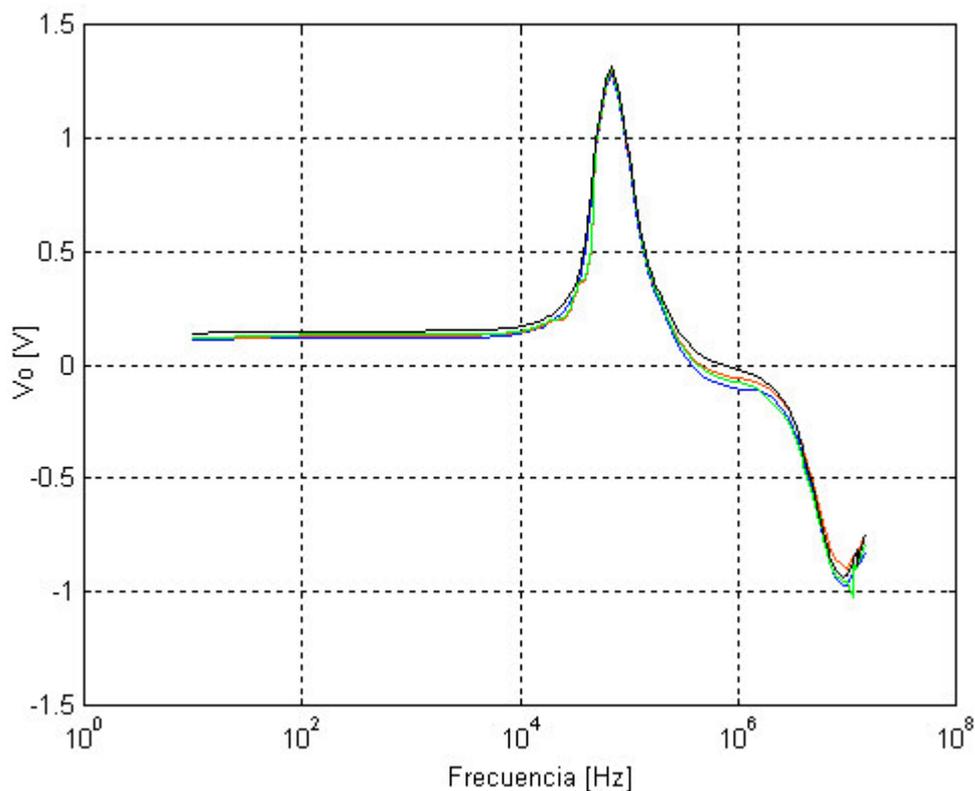


Figura 2.39. Dispersión en el desplazamiento de offset del integrado TDA 2030 no inversor en vacío. Cada color corresponde a una muestra: Azul A, Rojo B, Verde C y Negro D. La entrada senoidal es de 300mV de amplitud.

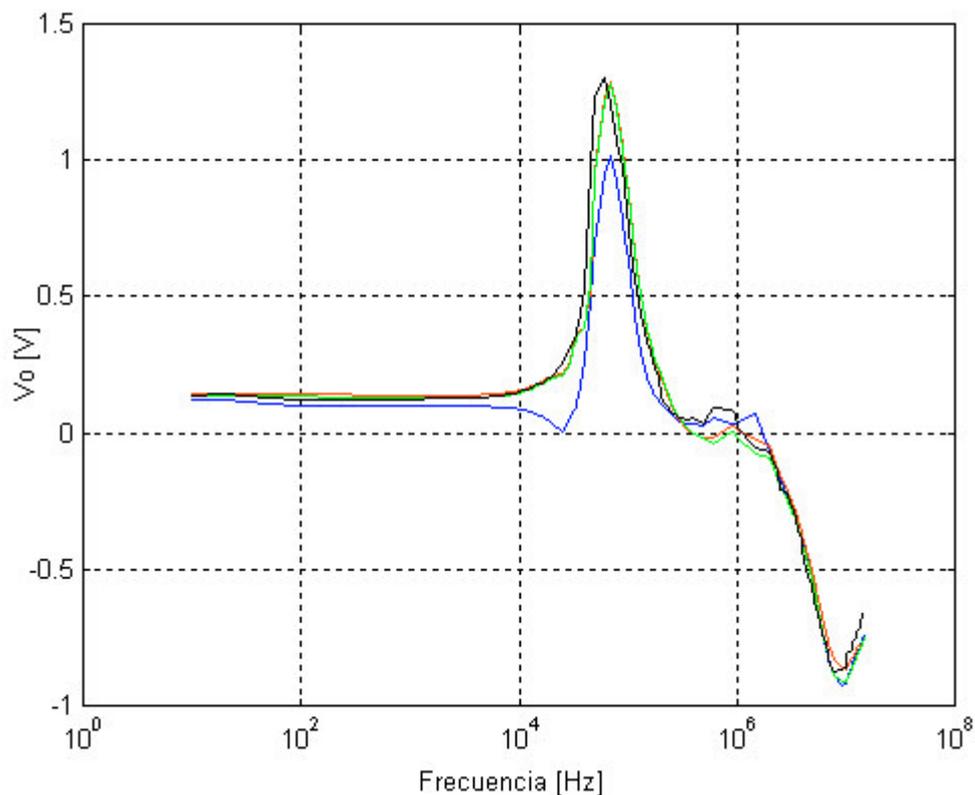


Figura 2.40. Dispersión en el desplazamiento de offset del integrado TDA 2030 no inversor con 15Ω de carga. Cada color corresponde a una muestra: Azul A, Rojo B, Verde C y Negro D. La entrada senoidal es de 300mV de amplitud.

Las figuras 2.39 y 2.40 muestran la evolución del offset de salida para diferentes valores de frecuencia de RFI y dos cargas diferentes: vacío y 15Ω . En ambos casos la salida permanece constante hasta 10kHz y con valores en torno a los 150mV. A partir de dicha frecuencia el offset aumenta alcanzando su máximo alrededor de 70kHz, posteriormente disminuye hasta hacerse negativo. Cercano a 10MHz se produce un leve aumento del offset que no llega a ser positivo antes de 15MHz. Para comparar la respuesta en vacío y en carga se toma la muestra D y se representa en la figura 2.41; en ella puede comprobarse la escasa variación que introduce la carga.

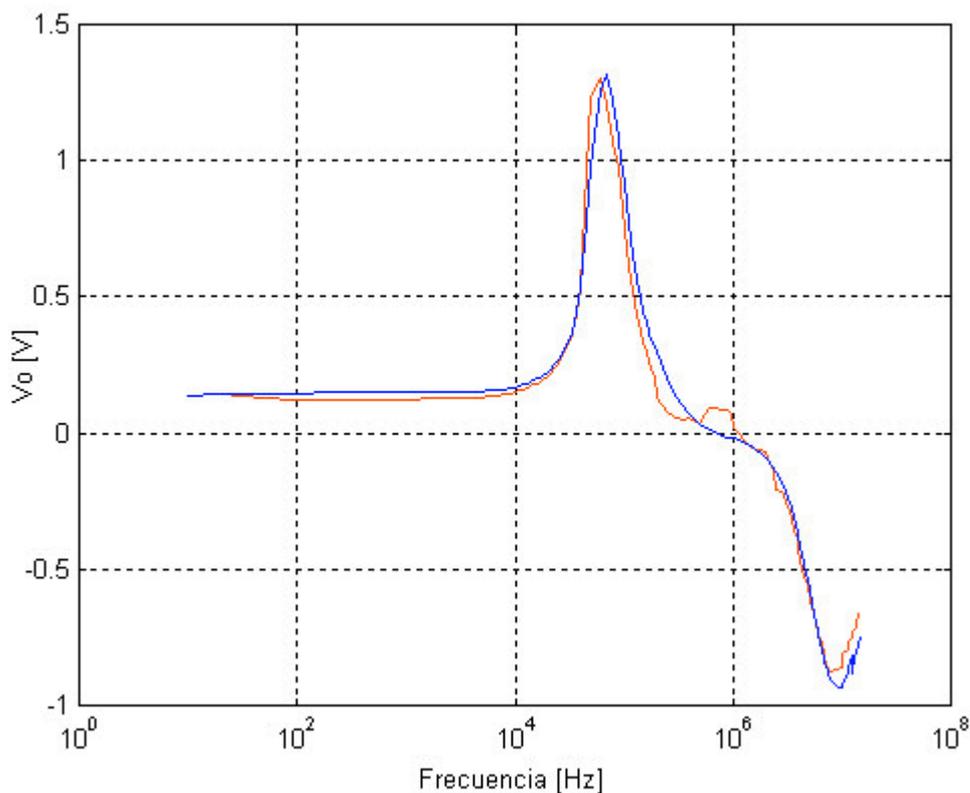


Figura 2.41. Comparativa entre los diferentes desplazamientos de offset de las etapas no inversoras en función de la carga. Azul: vacío y Rojo: 15Ω .

2.4.2.- TDA 2030. Seguidor de tensión.

La tabla 2.10 recoge las medidas de desplazamiento de offset en el esquema seguidor de la figura 2.42.

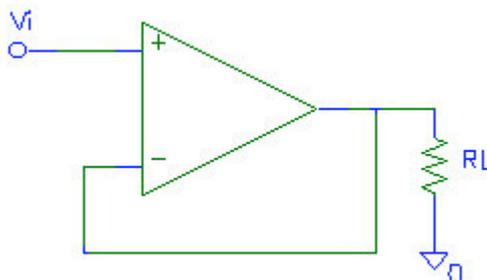


Figura 2.42. Esquema de la etapa seguidor de tensión caracterizada en este apartado 2.4.2 para la medida del desplazamiento de offset.

Tabla 2.10.

f [Hz]	Vacío				RL = 15Ω			
	A	B	C	D	A	B	C	D
10	197	349	295	190	3	3	3	4
20	197	-	-	-	3	-	-	-
30	197	-	-	-	3	-	-	-
90	195	352	297	190	4	3	4	4
60k	204	361	297	201	10	10	10	11
70k	206	363	300	203	13	13	13	13
80k	208	365	300	204	15	14	15	15
90k	208	363	300	206	15	15	15	15
100k	206	362	297	205	14	13	14	14
150k	197	352	285	198	8	7	8	8
200k	189	347	276	196	7	6	7	7
250k	176	340	273	193	6	5	6	6
300k	140	331	263	190	5	3	5	6
350k	115	322	253	184	3	2	3	5
400k	107	307	238	174	2	0	2	4
500k	96	260	192	158	0	-1	1	3
600k	77	190	141	140	-1	-1	0	2
900k	/16	70	-15	80	-100	-90	-98	-110
950k	-27	-	-	-	-129	-	-	-
1M	-42	-33	-42	-35	-104	-119	-119	-97
1.1M	-63	-	-	-	-	-	-	-
1.2M	-51	-	-	-	-	-	-	-
1.3M	-267	-	-	-	-	-	-	-
1.4M	-364	-	-	-	-	-	-	-

CARACTERIZACIÓN DE EFECTOS EMI EN IC'S DE AUDIO DE POTENCIA

1.5M	-411	-	-	-	-462	-	-	-
2M	-329	-143	-236	-346	-475	-462	-470	-484
2.1M	-296	-	-	-	-470	-	-	-
2.2M	-276	-	-	-	-460	-	-	-
2.3M	-243	-	-	-	-450	-	-	-
2.4M	-217	-	-	-	-445	-	-	-
2.5M	-190	-	-	-	-440	-	-	-
2.9M	-138	-	-	-	-413	-	-	-
3M	-126	38	-47	-192	-406	-424	-427	-416
3.2M	-106	-	-	-	-396	-	-	-
3.3M	-111	-	-	-	-388	-	-	-
3.4M	-117	-	-	-	-382	-	-	-
3.6M	-117	-	-	-	-378	-	-	-
3.8M	-107	-	-	-	-378	-	-	-
3.9M	-118	-	-	-	-376	-	-	-
4M	-130	40	-41	-172	-375	-375	-387	-390
4.2M	-121	-	-	-	-373	-	-	-
4.5M	-124	-	-	-	-377	-	-	-
4.8M	-157	-	-	-	-384	-	-	-
5M	-147	-4	-84	-175	-390	-385	-393	-395
5.5M	-183	-	-	-	-400	-	-	-
5.7M	-156	-	-	-	-402	-	-	-
6M	-186	-34	-106	-209	-405	-404	-411	-410
6.3M	-187	-	-	-	-410	-	-	-
6.5M	-177	-	-	-	-412	-	-	-
6.6M	-78	-	-	-	-412	-	-	-
6.8M	-176	-	-	-	-415	-	-	-
6.9M	-189	-	-	-	-415	-	-	-
7M	-198	-44	-140	-206	-416	-417	-422	-419
7.2M	-208	-	-	-	-418	-	-	-
7.8M	-185	-	-	-	-421	-	-	-
9.1M	-188	-	-	-	-415	-	-	-
10M	-165	-57	-133	-205	-406	-409	-413	-409
11M	-166	-58	-106	-190	-402	-406	-409	-403
12M	-181	-30	-90	-190	-394	-390	-398	-397
13M	-191	-22	-83	-190	-387	-388	-392	-387
14M	-178	-6	-85	-173	-380	-379	-386	-381
15M	-163	17	-68	-160	-371	-370	-376	-372

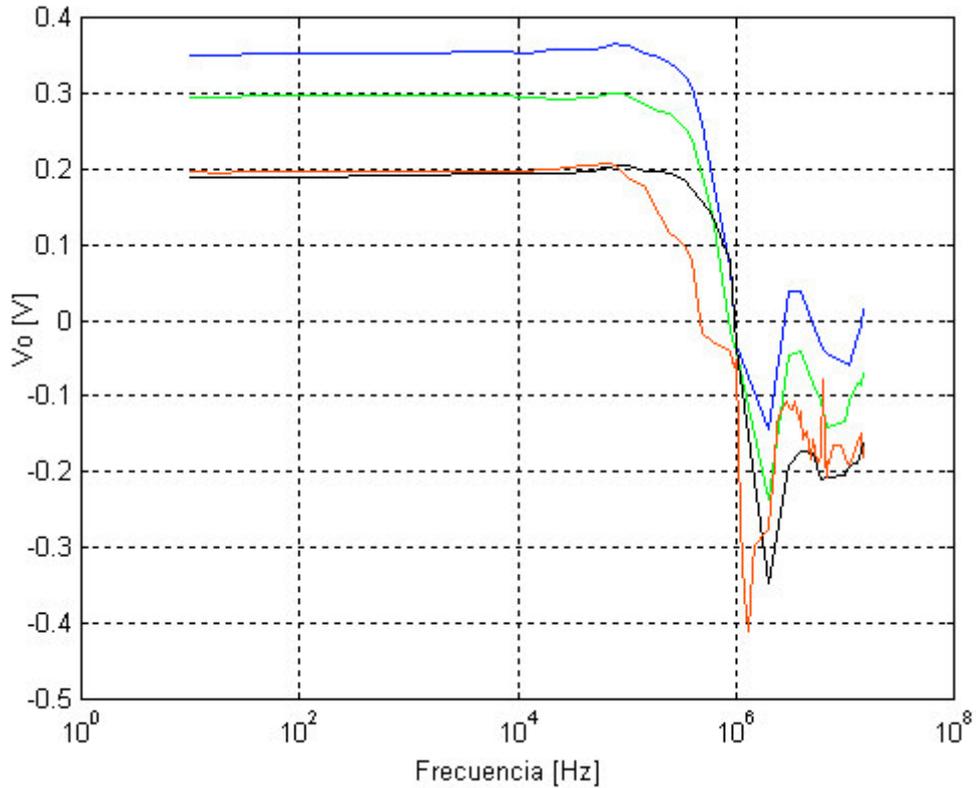


Figura 2.43. Dispersión en el desplazamiento de offset del integrado TDA 2030 seguidor de tensión en vacío. Cada color corresponde a una muestra: Azul A, Rojo B, Verde C y Negro D. La entrada senoidal es de 300mV de amplitud.

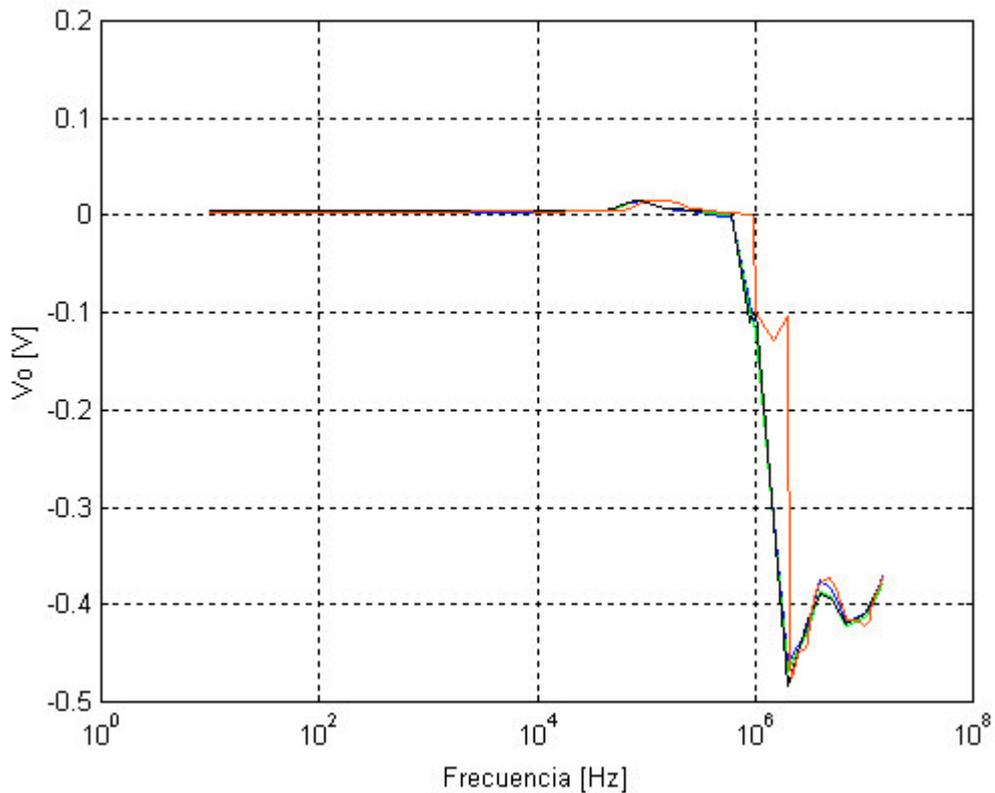


Figura 2.44. Dispersión en el desplazamiento de offset del integrado TDA 2030 seguidor de tensión con 15Ω de carga. Cada color corresponde a una muestra: Azul A, Rojo B, Verde C y Negro D. La entrada senoidal es de 300mV de amplitud.

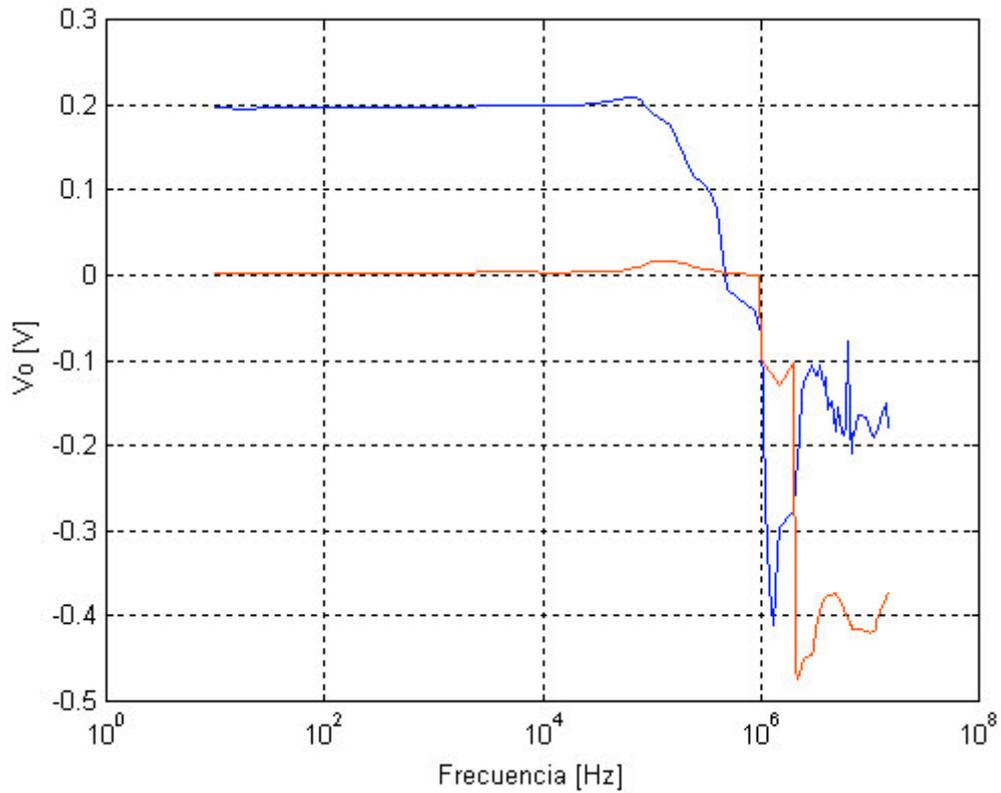


Figura 2.45. Comparativa entre los diferentes desplazamientos de offset en función de la carga. Azul: vacío y Rojo: 15Ω .

- El circuito de la muestra B presenta a su salida una componente de alta frecuencia sobre la de baja en vacío. Esta componente desaparece aplicando una carga de al menos 100Ω .

2.4.3.- TDA 2030. Inversor.

Para concluir las medidas de este apartado se caracteriza el desplazamiento de offset en la etapa inversora de la figura 2.46. La tabla 2.11 recoge los resultados.

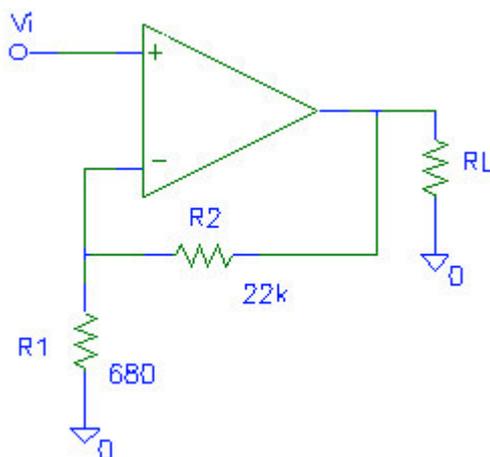


Figura 2.46. Esquema de la etapa inversora caracterizada en este apartado 2.4.3 con los valores de resistencia recomendados por el fabricante. Para R_L se toma 15Ω y vacío.

Tabla 2.11.

f [Hz]	Vacío				$R_L = 15\Omega$			
	A	B	C	D	A	B	C	D
10	42	112	53	70	40	109	47	62
100	52	126	65	78	51	120	60	75
2k	54	126	65	79	53	121	61	75
10k	68	140	82	95	67	138	76	91
15k	88	-	102	114	87	159	95	110
20k	114	192	129	141	114	191	121	136
25k	148	-	163	174	147	237	155	170
30k	192	335	206	216	188	334	196	210
35k	252	-	265	274	246	617	254	266
40k	341	986	355	362	334	985	343	350
45k	484	-	501	501	470	-	485	481
50k	664	1350	686	678	644	1347	667	648
55k	812	-	835	867	790	-	813	790
60k	935	1370	958	951	911	1363	935	910
65k	1018	-	1042	1034	993	-	1017	989
70k	1045	1254	1071	1063	1021	1244	1045	1016
75k	1030	-	1059	1051	1007	-	1031	1002
80k	991	1073	1020	1012	967	1059	991	963
85k	-	-	-	959	-	-	937	909
90k	876	-	967	898	851	879	874	847
95k	-	-	906	-	-	-	806	-
100k	743	739	840	760	726	719	738	714
110k	617	-	772	641	602	594	607	585
120k	511	-	645	531	500	500	500	481

CARACTERIZACIÓN DE EFECTOS EMI EN IC'S DE AUDIO DE POTENCIA

130k	432	-	537	458	424	409	416	401
140k	-	-	455	-	-	391	356	-
150k	332	400	396	361	331	366	314	305
160k	-	-	355	-	-	343	277	-
170k	276	-	-	307	277	319	-	244
200k	219	315	321	254	225	258	190	187
250k	151	-	240	-	164	138	124	-
300k	90	183	176	171	117	24	91	100
350k	122	-	140	-	143	41	73	-
400k	-	143	125	167	-	31	90	98
410k	-	-	-	-	-	17	-	-
420k	-	-	-	-	-	-13	-	-
430k	-	-	-	-	-	-53	-	-
440k	-	-	-	-	-	-94	-	-
450k	-	-	-	-	-	-115	-	-
460k	-	-	-	-	-	-67	-	-
470k	-	-	-	-	-	65	-	-
480k	-	-	-	-	-	187	-	-
490k	-	-	-	-	-	253	-	-
500k	-	306	-	188	-	296	-	137
600k	183	245	124	211	248	306	127	153
800k	-	-	-	277	-	-	-	-
900k	-	226	-	292	-	378	-	321
1M	239	342	168	380	256	366	228	350
1.5M	332	-	215	471	359	-	387	413
2M	433	542	323	581	425	544	440	510
2.5M	532	-	420	719	514	-	540	616
3M	650	773	534	830	629	759	662	739
3.4M	755	-	664	941	734	857	770	844
3.8M	856	-	774	993	841	-	877	950
4M	900	1012	884	1113	891	994	930	1000
4.5M	1021	-	982	1177	1005	1095	1045	1110
4.8M	1082	-	1070	1228	1063	-	1105	1168
5M	1104	1170	1115	1295	1098	1148	1139	1202
5.5M	1192	-	1154	1319	1164	-	1211	1270
5.7M	1214	-	1162	1348	1182	-	1251	1270
6M	1242	1236	1259	1391	1202	1207	1271	1312
6.3M	1267	-	1270	1384	1220	-	1277	1332
6.5M	1270	-	1295	1398	1225	-	1283	1340
6.8M	1068	-	1304	1325	1230	-	1168	1347
7M	-	1236	-	-	-	1196	-	-
9.1M	1208	-	1315	1261	1113	-	1103	1237
10M	970	961	1222	1140	1045	921	981	1171
11M	-	897	-	-	-	857	-	-
11.2M	1014	-	1170	1064	920	-	912	1040
11.8M	945	-	1310	1128	855	-	841	976
12M	-	877	-	-	-	816	-	-
12.5M	875	-	894	928	787	-	790	901
13M	-	915	844	822	-	862	700	849
14M	729	814	752	738	650	774	628	756
15M	651	593	678	720	580	571	540	678

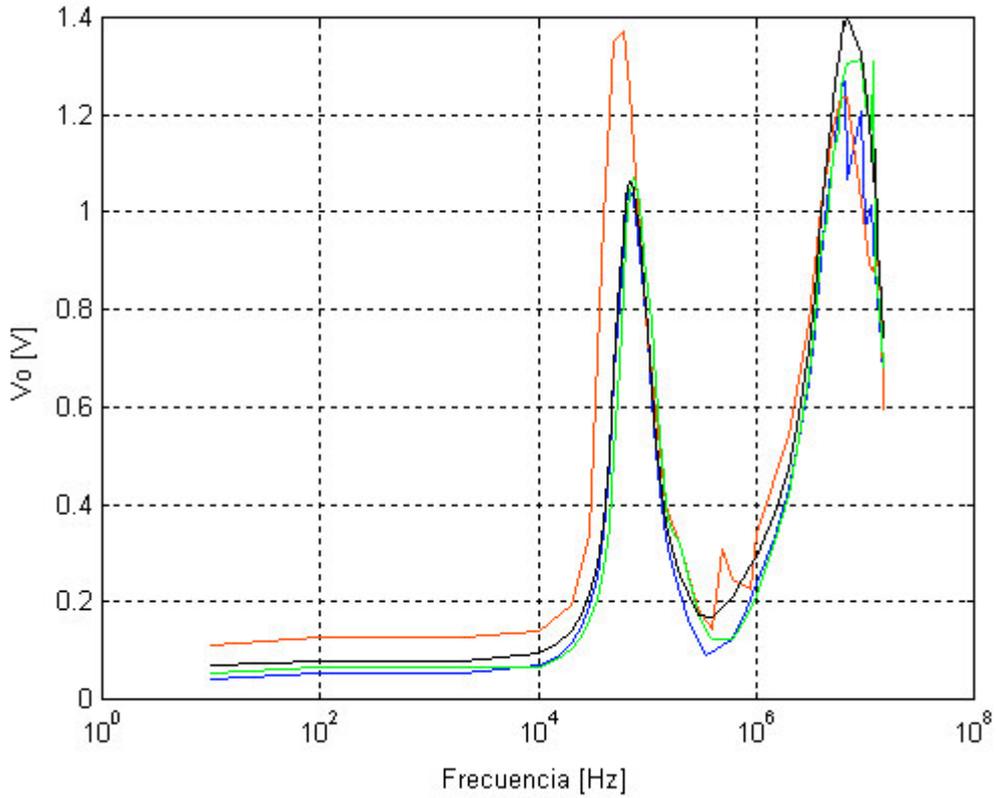


Figura 2.47. Dispersión en el desplazamiento de offset del integrado TDA 2030 inversor en vacío. Cada color corresponde a una muestra: Azul A, Rojo B, Verde C y Negro D. La entrada senoidal es de 300mV de amplitud.

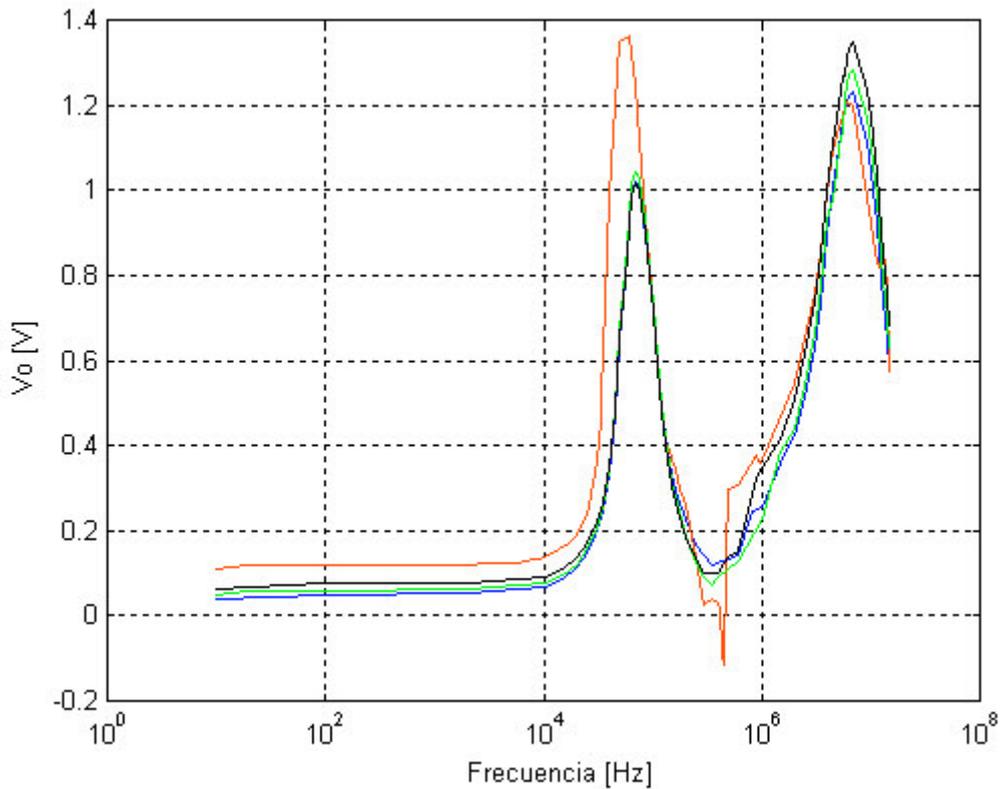


Figura 2.48. Dispersión en el desplazamiento de offset del integrado TDA 2030 inversor con 15Ω. Cada color corresponde a una muestra: Azul A, Rojo B, Verde C y Negro D. La entrada senoidal es de 300mV de amplitud.

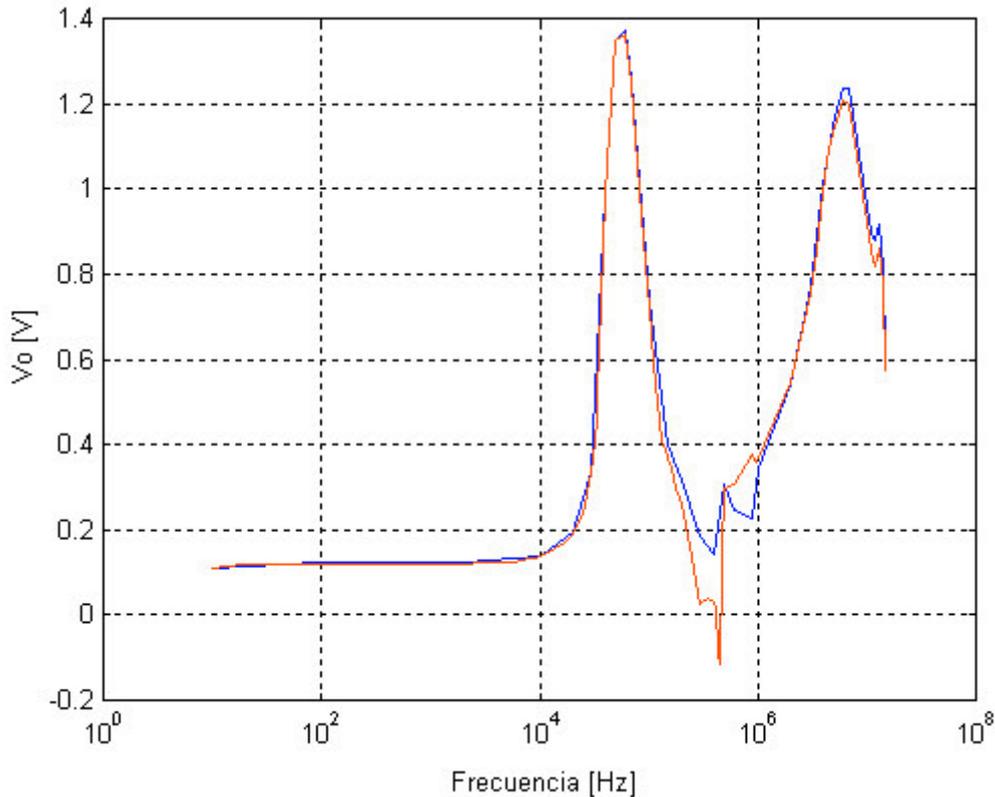


Figura 2.49. Comparativa entre los diferentes desplazamientos de offset en función de la carga. Azul: vacío y Rojo: 15Ω.

Las figuras 2.47 y 2.48 muestran la evolución del offset en vacío y con carga de 15Ω. En todos los casos se tiene un valor constante y en torno a 0.1V mantenido en la banda de paso (de DC hasta 100kHz). A partir de dicha frecuencia la tensión de offset comienza a aumentar hasta alcanzar su máximo en 60kHz, en este punto la salida es mayor de 1V. Para comparar la variación del offset en la presencia de carga se toma la muestra B y se representa en la figura 2.49 pudiéndose observar la escasa variación que hay.

2.4.4.- TDA 2030. Comparativa y conclusiones.

Análogamente a como se hizo en la sección 2.3.4. se pretende establecer un orden de susceptibilidad frente a EMI en cuanto a variaciones de offset. Para ello se toma la peor muestra de cada configuración posible y se representa en vacío y con carga de 15Ω. De la etapa no inversora se toma la muestra A, del seguidor de tensión la A y del inversor la B.

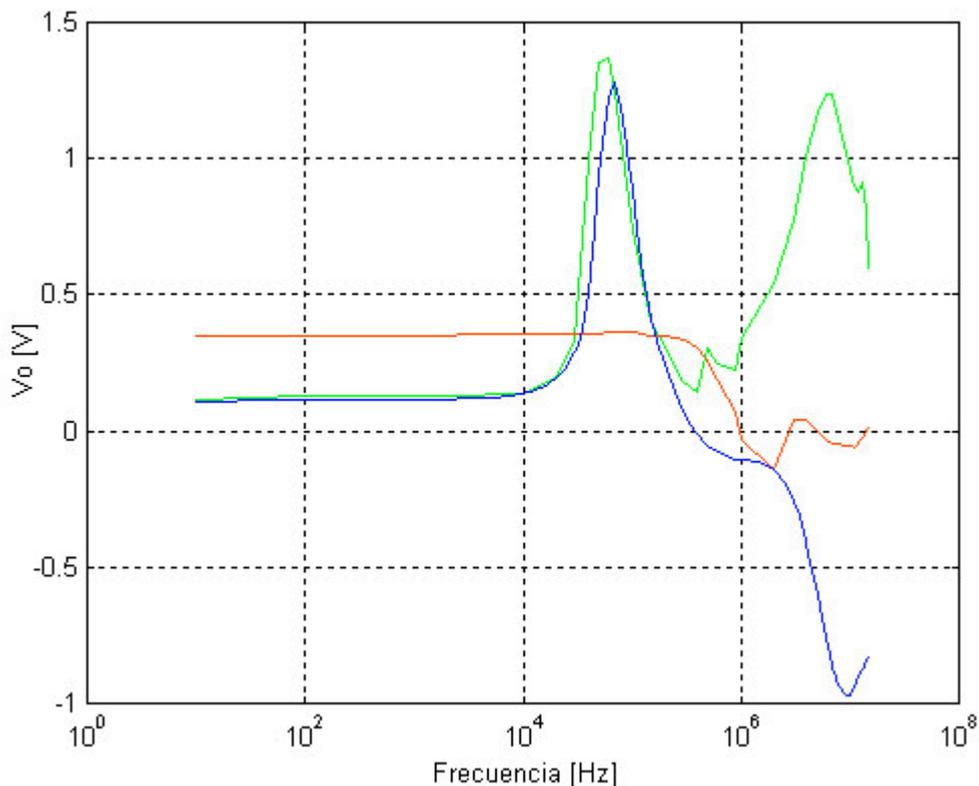


Figura 2.50. Comparativa entre los diferentes desplazamientos de offset según la configuración en vacío. Azul: no inversor; Rojo: seguidor; Verde: inversor.

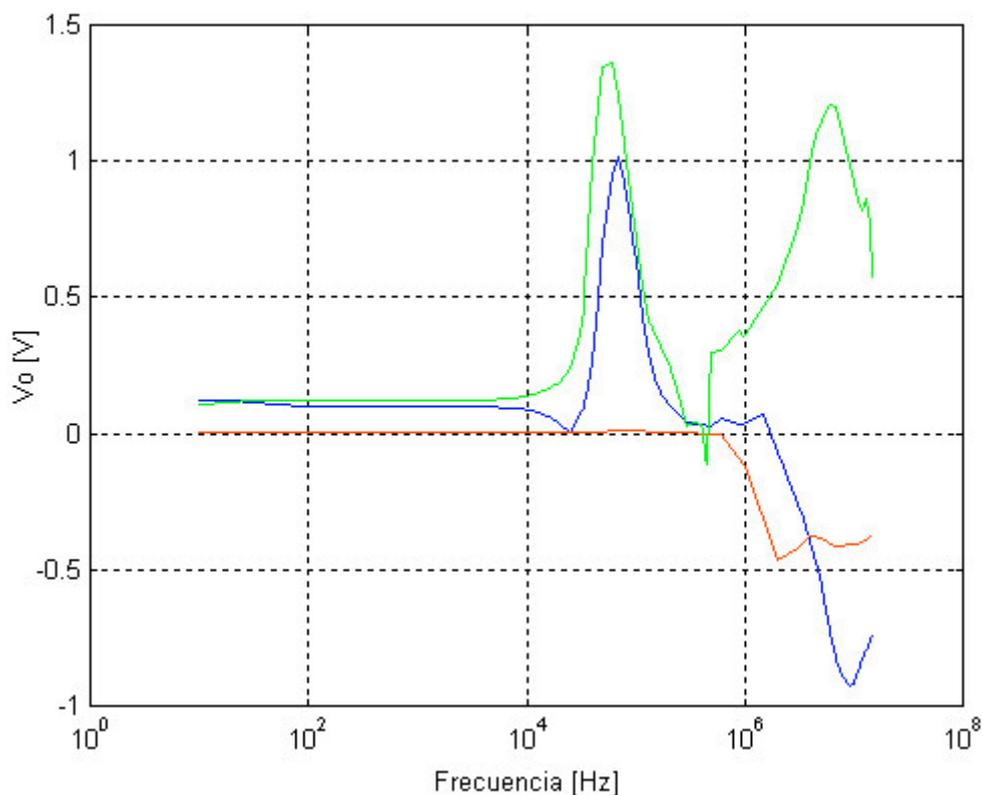


Figura 2.51. Comparativa entre los diferentes desplazamientos de offset según la configuración con 15Ω de carga. Azul: no inversor; Rojo: seguidor; Verde: inversor.

De las figuras 2.50 y 2.51 se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- Todas las arquitecturas presentan un offset constante en la banda de funcionamiento nominal con independencia del valor de la carga.
- La etapa en seguidor de tensión presenta menor offset en baja frecuencia cuando se aplica una carga, en caso contrario el valor DC a la salida es mayor que para el resto de configuraciones. Cuando se excede el valor de 100kHz sufre variaciones menores que el resto de circuitos.
- Tanto el no inversor como el inversor presentan en baja frecuencia valores similares de offset con independencia del valor de la carga. Asimismo, experimentan un aumento de su valor de la misma magnitud y ubicado a la misma frecuencia. A partir de 1MHz la evolución de ambos diverge, mientras que en el no inversor se hace negativo, en el inversor se hace positivo.

De todo lo anterior se puede concluir que el seguidor de tensión es menos susceptible a variaciones de offset provocadas por RFI. En cuanto a las otras configuraciones no está claro cuál de ellas es mejor pues presentan comportamientos muy parecidos cualitativa y cuantitativamente.

CAPÍTULO 3.

EFFECTOS EMI ANTE VARIACIONES DE LOS PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS

3.1.- INTRODUCCIÓN.

3.2.- EFECTOS SOBRE LA CARACTERIZACIÓN EN FRECUENCIA.

3.3.- EFECTOS SOBRE LA DEMODULACIÓN PARÁSITA.

**3.4.- EFECTOS SOBRE EL DESPLAZAMIENTO DE OFFSET EN
PRESENCIA DE RFI.**

3.5.- EFECTOS ANTE VARIACIONES DEL MODELO DE INTEGRADO.

3.6.- CONSIDERACIONES SOBRE ESTABILIDAD.

3.

EFECTOS EMI ANTE VARIACIONES DE LOS PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS.

3.1.- INTRODUCCIÓN.

En este capítulo se pretende profundizar en los factores de los que dependen la característica en frecuencia, la demodulación parásita y el desplazamiento de offset debidas a RFI.

La planificación y evolución de las medidas expuestas a lo largo del capítulo trata de dar respuesta a las siguientes preguntas:

- Una vez determinada la ganancia de cierta etapa, ¿Cómo elegir los valores de las resistencias?, ¿De qué modo afectan el uso de diferentes valores a la característica en frecuencia?, ¿y a la demodulación parásita?.
- ¿Es posible mejorar la inmunidad del circuito variando las tensiones de alimentación?.
- Ante dos dispositivos de idénticas prestaciones pero diferentes potencias, ¿permite la elección de uno u otro mejorar el problema EMI?

3.2.- EFECTOS SOBRE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA.

3.2.1.- Variaciones sobre las resistencias de entrada y realimentación.

Como se ha indicado en la introducción, esta sección trata de dar respuesta a una de las preguntas planteadas, a saber, de qué modo afectan el valor de las resistencias de entrada y realimentación a la respuesta en frecuencia. Para ello se han efectuado las medidas expuestas en el apartado 2.2 con dos juegos de valores. En el capítulo 2 se tomaba $R_{in} = 680\Omega$ y $R_f = 22k\Omega$, en este se toma $R_{in} = 6,8k\Omega$ y $R_f = 220k\Omega$. Las medidas se realizan con dos cargas de 100 y 15 Ω .

3.2.1.i.- Configuración no inversora.

En esta sección se caracteriza la respuesta en frecuencia del circuito de la figura 3.1 con objeto de determinar el modo en que afecta el valor de las resistencias al diagrama de Bode. En la tabla 3.1 se recogen los resultados medidos; como en casos anteriores, éstos corresponden al valor pico – pico de la señal de salida en Voltios.

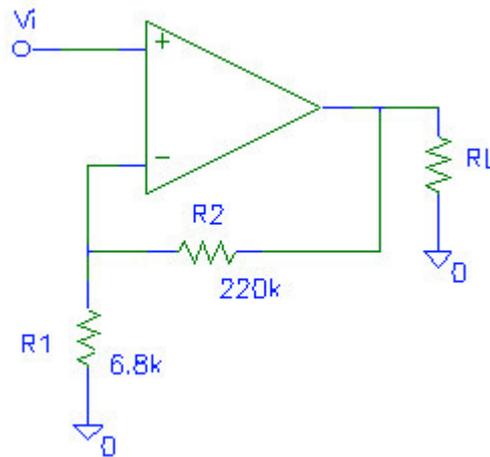


Figura 3.1. Esquema de la etapa no inversora caracterizada en este apartado 3.2.1.i con los valores de resistencia indicados en la introducción. Para R_L se toman 100 y 15Ω . Se omiten, por claridad en la figura, los diodos de protección y los condensadores de filtrado de la alimentación.

Tabla 3.1.

f [Hz]	$R_L = 100\Omega$	$R_L = 15\Omega$			
	A	A	B	C	D
10	2.64	2.64	2.75	2.68	2.75
20	3.10	3.12	3.15	3.18	3.15
30	3.23	3.23	3.28	3.25	3.25
40	3.28	3.29	3.31	3.34	3.31
50	3.32	3.32	3.34	3.34	3.31
60	3.32	3.32	3.34	3.37	3.34
70	3.34	3.32	3.37	3.37	3.34
80	3.34	3.34	3.37	3.37	3.34
90	3.34	3.34	3.37	3.37	3.34
100	3.34	3.34	3.37	3.37	3.34
200	3.34	3.34	3.37	3.37	3.34
300	3.32	3.32	3.37	3.37	3.34
400	3.34	3.32	3.37	3.37	3.34
500	3.34	3.32	3.37	3.37	3.34
600	3.32	3.34	3.40	3.37	3.34
700	3.32	3.32	3.37	3.37	3.34
800	3.34	3.32	3.37	3.37	3.34
900	3.32	3.32	3.37	3.37	3.34

CARACTERIZACIÓN DE EFECTOS EMI EN IC'S DE AUDIO DE POTENCIA

1k	3.34	3.32	3.34	3.37	3.34
2k	3.34	3.32	3.34	3.37	3.37
3k	3.34	3.32	3.34	3.43	3.37
4k	3.34	3.32	3.34	3.43	3.37
5k	3.34	3.32	3.31	3.43	3.37
6k	3.34	3.32	3.31	3.43	3.37
7k	3.34	3.32	3.31	3.43	3.37
8k	3.34	3.32	3.34	3.43	3.40
9k	3.34	3.32	3.31	3.43	3.40
10k	3.32	3.34	3.31	3.43	3.40
20k	3.32	3.32	3.31	3.43	3.40
30k	3.31	3.32	3.28	3.43	3.37
40k	3.29	3.28	3.28	3.37	3.37
50k	3.26	3.25	3.25	3.37	3.34
60k	3.23	3.23	3.18	3.31	3.31
70k	3.20	3.18	3.18	3.31	3.28
80k	3.18	3.17	3.15	3.25	3.25
90k	3.12	3.10	3.09	3.18	3.18
100k	3.07	3.06	3.06	3.12	3.12
150k	2.79	2.78	2.81	2.87	2.54
200k	2.51	2.50	2.50	2.56	2.53
250k	2.26	2.21	2.25	2.28	2.25
300k	2.03	1.98	2.00	2.06	2.03
350k	1.82	1.79	1.81	1.84	1.84
400k	1.65	1.62	1.62	1.65	1.65
500k	1.37	1.35	1.37	1.40	1.40
600k	1.75	1.15	1.15	1.21	1.15
700k	1.03	0.98	1.06	1.03	1.03
800k	0.90	0.87	0.89	0.90	0.90
900k	0.80	0.77	0.79	0.81	0.81
1M	0.70	0.70	0.71	0.75	0.75
1.5M	0.45	0.44	0.45	0.46	0.50
2M	0.31	0.29	0.31	0.34	0.34
3M	0.15	0.12	0.19	0.18	0.15
4M	0.08	0.07	0.15	0.12	0.15
5M	0.06	0.05	0.13	0.10	0.09
6M	0.05	0.05	0.12	0.10	0.09
7M	0.05	0.04	0.10	0.07	0.09

En la tabla 3.1 se compara la variación que sufre la salida cuando se varía la carga de 100 a 15Ω. En la figura 3.2 se muestra la dispersión y se toma una muestra representativa (la A).

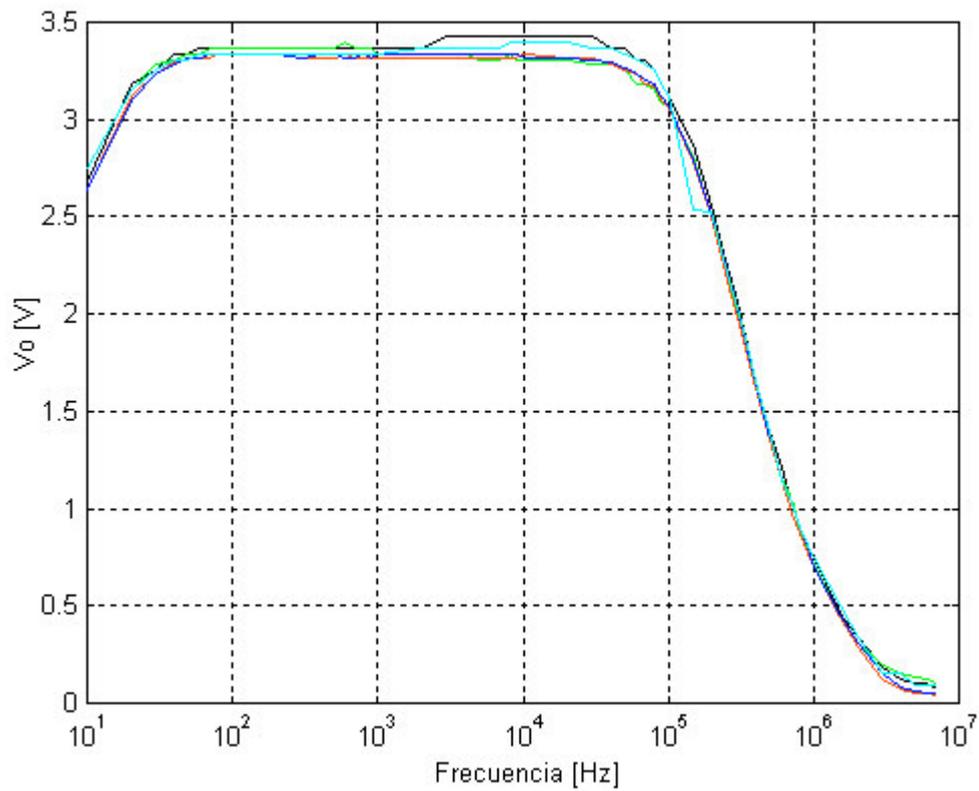


Figura 3.2. Dispersión del diagrama de Bode en el integrado TDA 2030 no inversor para los valores de resistencia indicados en la figura 3.1. Cada color corresponde a una muestra: azul A (100Ω), rojo A, verde B, negro C y cyan D con 15Ω . La entrada senoidal es de 50mV de amplitud.

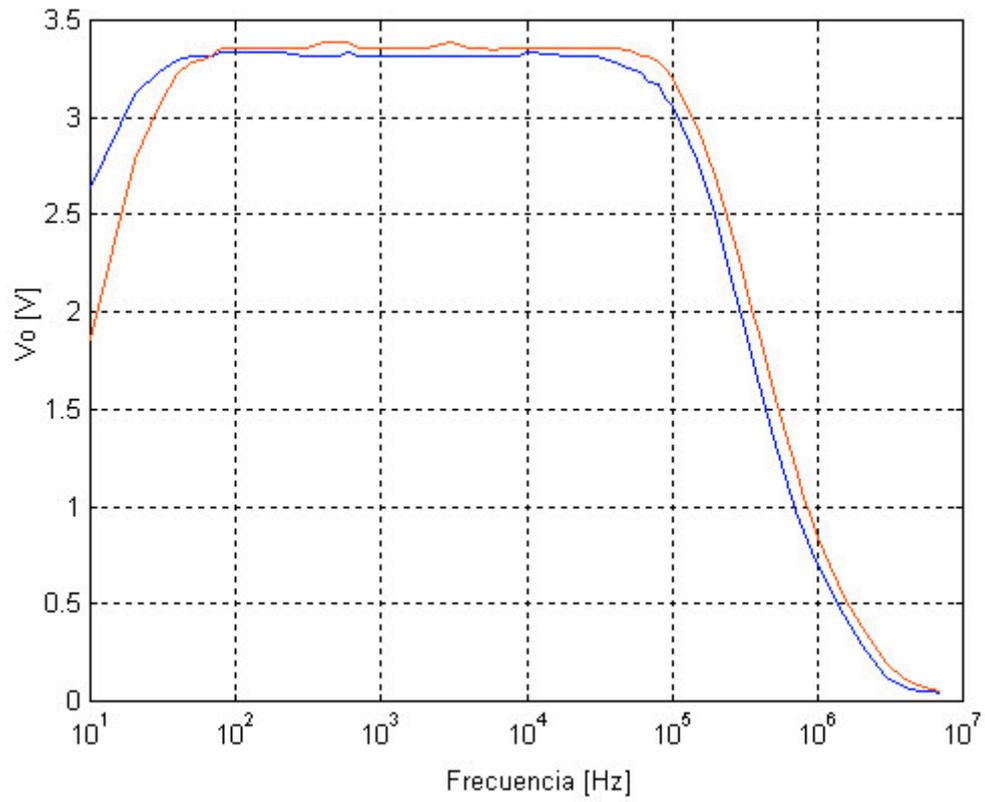


Figura 3.3. Diagrama de Bode en el integrado TDA 2030 (muestra A) no inversor para los valores de resistencia indicados en la figura 3.1. Cada color corresponde a un conjunto de resistencias diferente: Azul: 22k – 680Ω, Rojo: 220k – 6.8k. 15Ω. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud.

3.2.1.ii.- Configuración inversor.

Siguiendo en la línea del apartado anterior se realiza en este el mismo conjunto de medidas sobre la etapa inversora. Los valores de resistencia son los indicados en la figura 3.4 y los resultados se muestran en la tabla 3.2.

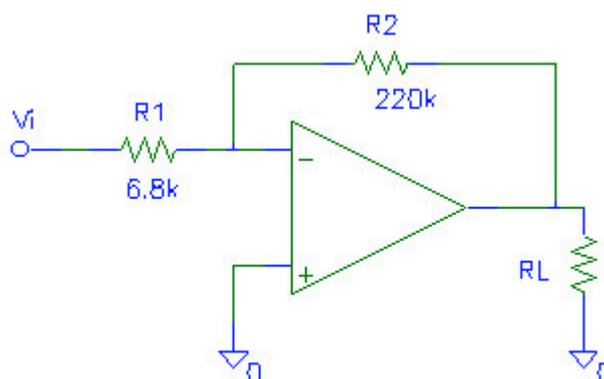


Figura 3.4. Esquema de la etapa inversora caracterizada en este apartado 3.2.1.ii con los valores de resistencia indicados en la introducción. Para R_L se toman 100 y 15 Ω . Se omiten, por claridad en la figura, los diodos de protección y los condensadores de filtrado de la alimentación.

Tabla 3.2.

f [Hz]	$R_L = 100\Omega$	$R_L = 15\Omega$			
	B	A	B	C	D
10	3.71	3.28	3.31	3.31	3.28
20	3.71	3.28	3.31	3.31	3.28
30	3.71	3.28	3.31	3.28	3.28
40	3.71	-	3.31	-	-
50	3.71	-	3.31	-	-
60	3.71	3.28	3.31	3.28	3.28
70	3.71	-	3.31	-	-
80	3.71	-	3.31	-	-
90	3.71	-	3.28	-	-
100	3.68	3.28	3.28	3.25	3.25
200	3.71	-	3.25	-	-
300	3.68	-	3.28	-	-
400	3.68	-	3.28	-	-
500	3.68	3.28	3.28	3.28	3.25
600	3.68	-	3.28	-	-
700	3.68	-	3.28	-	-
800	3.71	-	3.28	-	-
900	3.71	-	3.31	-	-
1k	3.68	3.28	3.31	3.28	3.25
2k	3.68	-	3.31	-	-
3k	3.37	-	3.31	-	-
4k	3.34	-	3.34	-	-
5k	3.34	3.34	3.34	3.31	3.28

CARACTERIZACIÓN DE EFECTOS EMI EN IC'S DE AUDIO DE POTENCIA

6k	3.34	-	3.34	-	-
7k	3.34	-	3.34	-	-
8k	3.34	-	3.34	-	-
9k	3.34	-	3.34	-	-
10k	3.37	3.34	3.34	3.31	3.28
20k	3.34	-	3.34	-	-
30k	3.34	-	3.31	-	-
40k	3.31	-	3.31	-	-
50k	3.31	3.28	3.28	3.25	3.21
60k	3.28	-	3.25	-	-
70k	3.25	-	3.21	-	-
80k	3.18	3.15	3.18	3.12	3.09
90k	3.18	-	3.15	-	-
100k	3.12	3.03	3.09	3.06	3.00
150k	2.84	-	2.81	-	-
200k	2.56	-	2.56	-	-
250k	2.34	-	2.28	-	-
300k	2.09	-	2.06	-	-
350k	1.87	-	1.87	-	-
400k	1.75	-	1.81	-	-
500k	1.46	1.40	1.40	1.40	1.37
600k	1.28	-	1.21	-	-
700k	1.09	1.03	1.06	1.03	1.03
800k	1.00	-	0.90	-	-
900k	0.87	-	0.84	-	-
1M	0.78	0.75	0.75	0.71	0.68
1.5M	0.50	-	0.50	-	-
2M	0.40	-	0.37	-	-
3M	0.21	0.18	0.19	0.18	0.21
4M	0.15	-	0.13	-	-
5M	0.12	0.12	0.12	0.15	0.18
6M	0.11	-	0.11	-	-
7M	0.10	-	0.11	-	-

En la figura 3.5 se muestran las cuatro muestras del TDA 2030 con $R_{in} = 220k$ y $R_f = 6.8k$ para diferentes cargas, a saber, de color azul la muestra B con 100Ω y de rojo, verde, negro y cyan la B, A, C y D respectivamente con 15Ω .

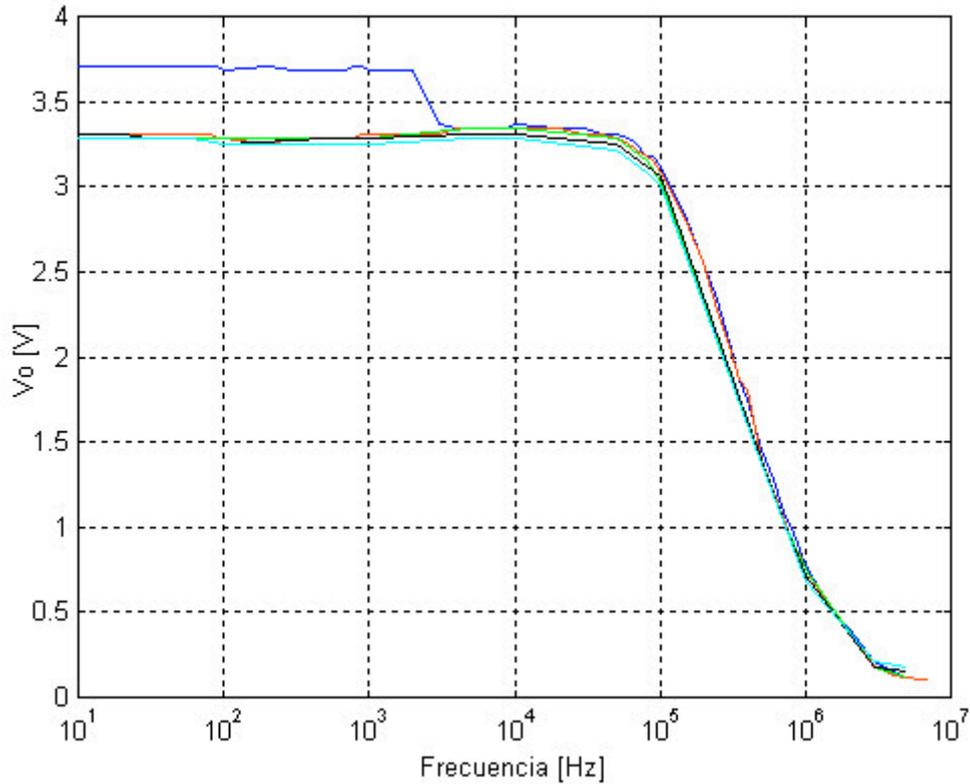


Figura 3.5. *Dispersión del diagrama de Bode en el integrado TDA 2030 inversor para el circuito mostrado en la figura 3.4. Cada color corresponde a una muestra: Azul A (100Ω), Rojo A, Verde B, Negro C y Cyan D con 15Ω . La entrada senoidal es de 50mV de amplitud.*

Es necesario hacer notar que la discontinuidad que aparece en la muestra B con 100Ω se debe a oscilaciones en los picos de la señal de salida. Véase la figura 3.6. Para cerrar este apartado se muestra en la figura 3.7 la etapa inversora del capítulo 2 (circuito de la figura 2.20) con la del 3 (circuito de la figura 3.4). Se toma como muestra significativa la B por haber sido medida con mayor detalle.

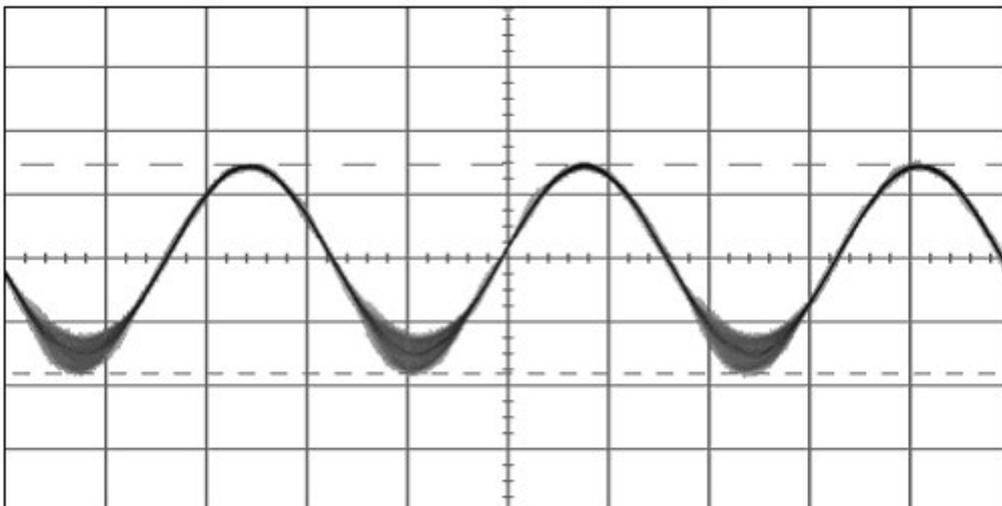


Figura 3.6. *Salida correspondiente al circuito de la figura 3.4 con 100Ω . Las oscilaciones que aparecen en los mínimos de la señal de salida sólo son medidas en la muestra B.*

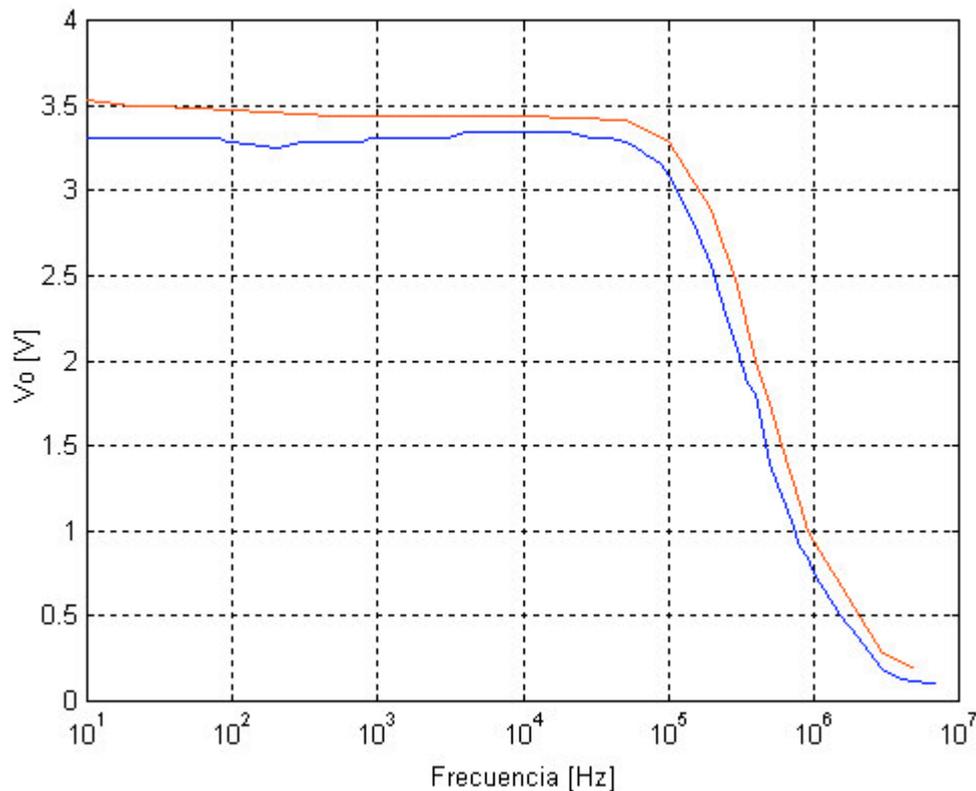


Figura 3.7. Diagrama de Bode en el integrado TDA 2030 (muestra B) inversor para los valores de resistencia indicados en las figuras 2.20 (rojo) y 3.4 (azul). Cada color corresponde a un conjunto de resistencias diferente: Rojo: 22k – 680Ω, Azul: 220k – 6.8k, 15Ω. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud.

3.2.1.iii.- Comparativa y conclusiones.

De las figuras 3.2 y 3.5 se comprueba que la poca dispersión que había entre las diferentes muestras en el capítulo 2 se mantiene después de cambiar los valores de las resistencias.

De las figuras 3.3 y 3.7 se concluye que la variación de dichos resistores varía la respuesta en frecuencia, en particular, el aumento en los valores de resistencia hace disminuir el ancho de banda del amplificador. Esto último está en consonancia con el comportamiento que presentan amplificadores operacionales de señal que también sufren un estrechamiento de su ancho de banda a medida que se incrementan los valores de las resistencias. En este caso la pérdida de ancho de banda se compensa con una mejora en el efecto de demodulación parásita. En sucesivas medidas se comprobará el efecto que estos valores de resistencia tienen sobre la respuesta a la demodulación RFI en los amplificadores bajo prueba.

La diferencia que aparece en baja frecuencia en la etapa no inversora (figura 3.3) es debida a la variación que sufre la constante de tiempo del filtro paso alto que se coloca a la entrada, al cambiar R_{in} cambia de forma apreciable su respuesta.

3.2.2.- Variaciones sobre las tensiones de alimentación.

Sobre las medidas realizadas en apartados precedentes se introduce una variante, a saber, se incrementa la tensión de alimentación a $\pm 16V$ y se compara con las obtenidas para $\pm 12V$. Estas medidas se realizan sobre las tres configuraciones y manteniendo las resistencias usadas en la sección 3.2.1.

3.2.2.i.- Configuración no inversora.

La tabla 3.3 muestra los resultados medidos en el circuito de la figura 3.1 fijando la tensión de alimentación en $\pm 16V$. La comparativa se muestra en la figura 3.8.

Tabla 3.3.

Muestra D. Onda senoidal. $R_L = 15\Omega, V_{cc} \pm 16V$			F	10	20	30	40	50	60
			Vpp	2.78	3.18	3.31	3.31	3.34	3.34
70	80	90	100	200	300	400	500	600	700
3.34	3.37	3.37	3.37	3.37	3.37	3.34	3.34	3.34	3.34
800	900	1k	2k	3k	4k	5k	6k	7k	8k
3.37	3.37	3.37	3.37	3.37	3.37	3.43	3.40	3.40	3.40
9k	10k	20k	30k	40k	50k	60k	70k	80k	90k
3.43	3.43	3.40	3.40	3.40	3.37	3.34	3.28	3.25	3.18
100k	150k	200k	250k	300k	350k	400k	500k	600k	700k
3.15	2.90	2.53	2.28	2.03	1.81	1.65	1.37	1.18	1.03
800k	900k	1M	1.5M	2M	3M	4M	5M	6M	7M
0.93	0.90	0.81	0.62	0.46	0.25	0.18	0.18	0.18	0.18

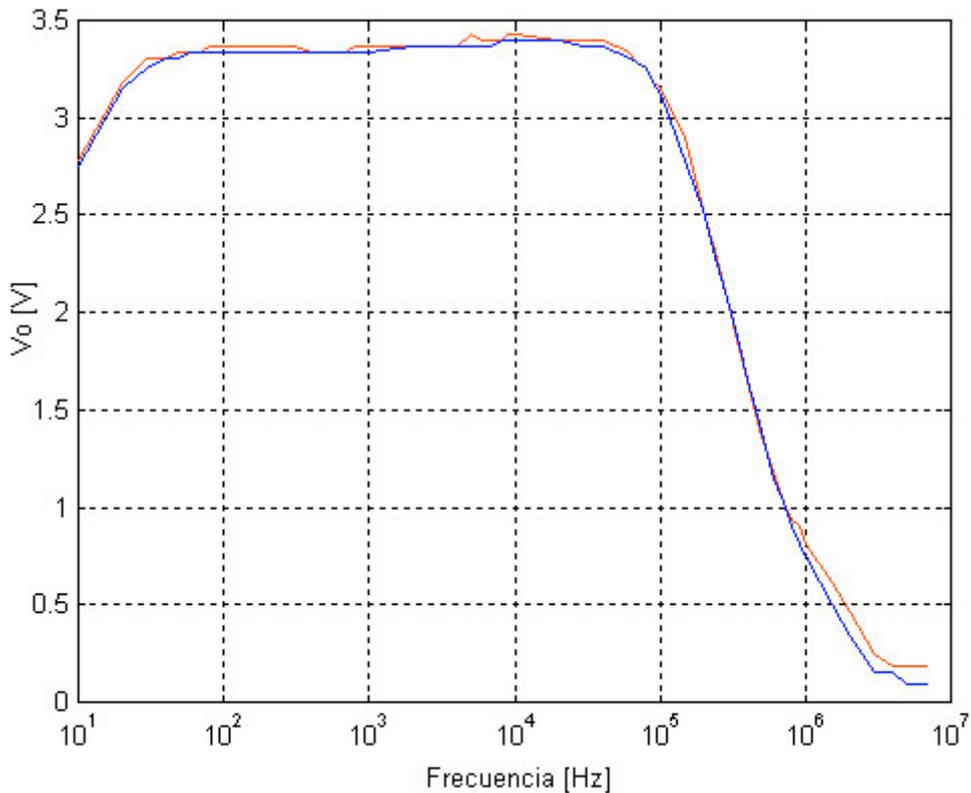


Figura 3.8. Diagrama de Bode en el integrado TDA 2030 (muestra D) no inversor para los valores de resistencia indicados en la figura 3.4. Cada color corresponde a una tensión de alimentación diferente: Azul: $\pm 12V$, Rojo: $\pm 16V$. La carga es de 15Ω y la entrada senoidal es de $50mV$ de amplitud.

3.2.2.ii.- Configuración seguidor de tensión.

Se toma como muestra representativa la número B bajo una alimentación de $\pm 12V$ y se compara con ella misma tras haber elevado la tensión a $\pm 16V$. En la figura 3.9 se muestran los resultados recogidos en la tabla 3.4.

Tabla 3.4.

Muestra B. Onda senoidal. $R_L = 15\Omega, V_{cc} \pm 16V$			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	1.65	1.92	1.98	2.04	2.04	2.03
1k	5k	10k	50k	80k	100k	500k	700k	1M	3M
2.04	2.07	2.07	2.07	2.10	2.10	2.23	2.32	2.98	1.03
5M									
0.32									

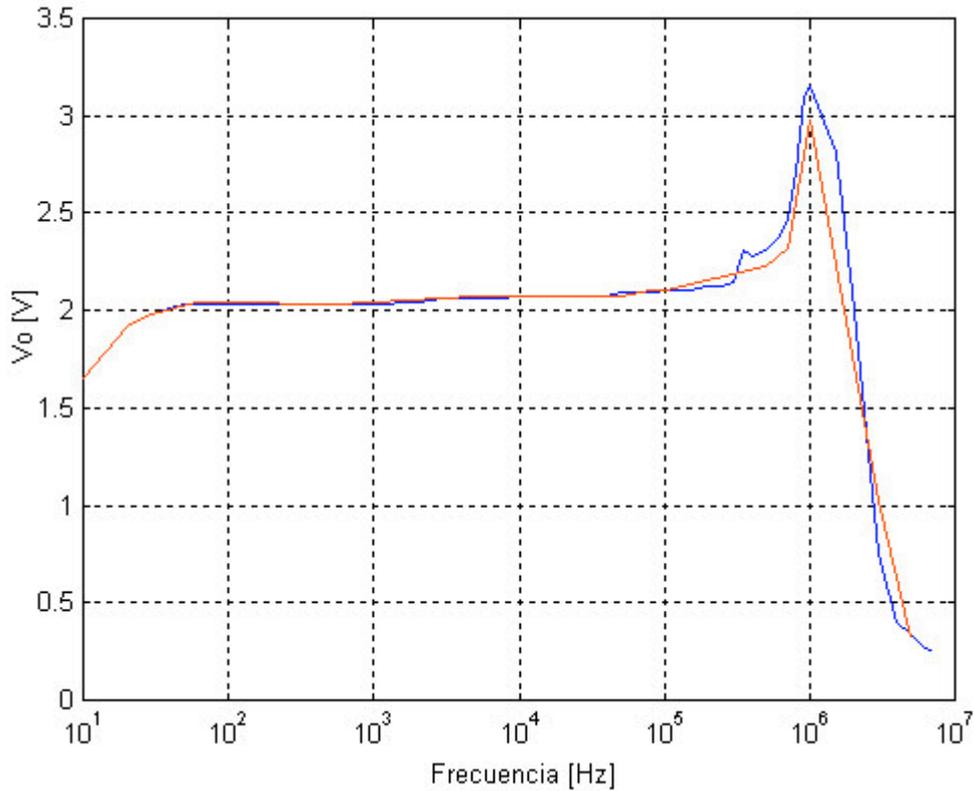


Figura 3.9. Diagrama de Bode del integrado TDA 2030 (muestra B) seguidor de tensión para el esquema de la figura 2.15. Cada color corresponde a una tensión de alimentación diferente: Azul: $\pm 12V$, Rojo: $\pm 16V$. La carga es de 15Ω y la entrada senoidal es de $1000mV$ de amplitud.

3.2.2.iii.- Configuración inversora.

Para cerrar esta sección se mide el circuito inversor de la figura 3.4 recogiendo los resultados en la tabla 3.5.

Tabla 3.5.

Muestra B. Onda senoidal. $R_L = 15\Omega, V_{cc} \pm 16V$			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	3.31	3.31	3.31	3.31	3.28	3.28
1k	5k	10k	50k	80k	100k	500k	700k	1M	3M
3.28	3.34	3.34	3.28	3.15	3.09	1.40	1.06	0.75	0.19
5M									
			0.11						

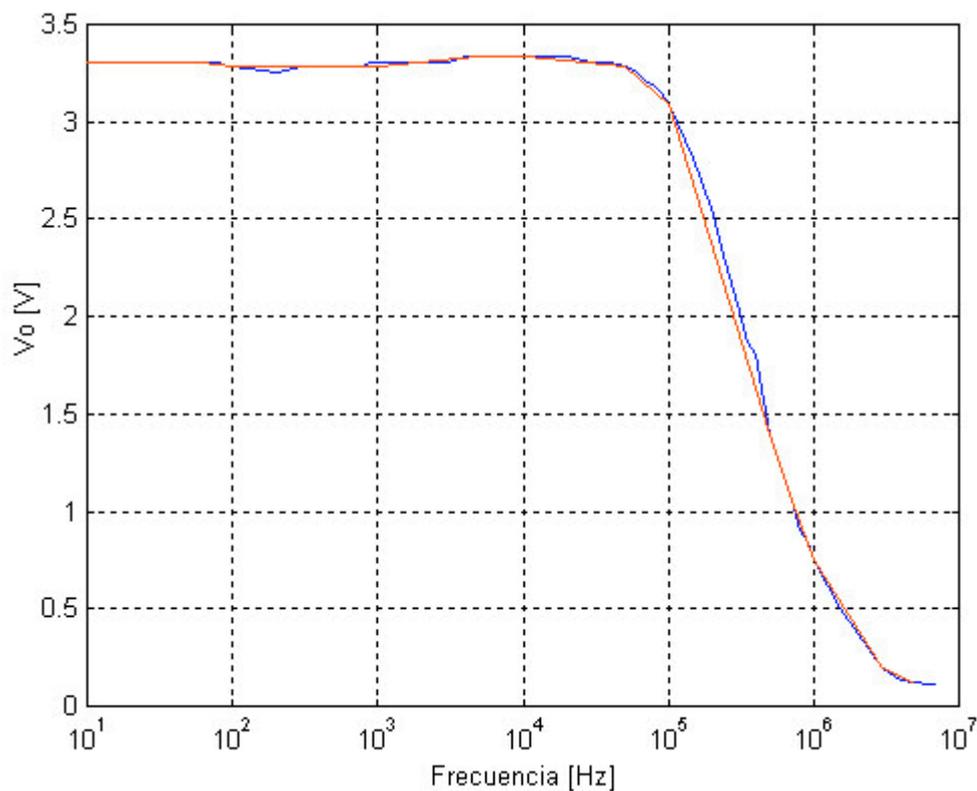


Figura 3.10. Diagrama de Bode del integrado TDA 2030 (muestra B) no inverso para el esquema de la figura 3.4. Cada color corresponde a una tensión de alimentación diferente: Azul: $\pm 12V$, Rojo: $\pm 16V$. La carga es de 15Ω y la entrada senoidal es de $50mV$ de amplitud.

De los apartados precedentes se verifica que en ninguna de las tres configuraciones posibles el aumento de las tensiones de alimentación tiene el menor efecto. Ver figuras 3.8, 3.9 y 3.10. En la siguiente sección se discute la repercusión que tienen las variantes dadas en este apartado sobre la demodulación parásita.

3.3.- EFECTOS SOBRE DEMODULACIÓN PARÁSITA.

Como ya se ha comentado en la introducción, con este conjunto de medidas se pretende determinar la repercusión que tienen sobre la amplitud de la señal demodulada la variación de los resistores de entrada y realimentación, así como las tensiones de alimentación. Para ello se aplica a la entrada, como en casos anteriores, una señal AM de índice de modulación 1 y amplitud 500mV salvo indicación en contra. La frecuencia de la portadora se barre desde 500kHz hasta 15MHz.

3.3.1.- Variaciones sobre las resistencias de entrada y realimentación.

3.3.1.i.- Configuración no inversora.

En la figura 3.11 se muestra el esquema del circuito cuyos valores pico – pico de salida se están registrados en la tabla 3.6.

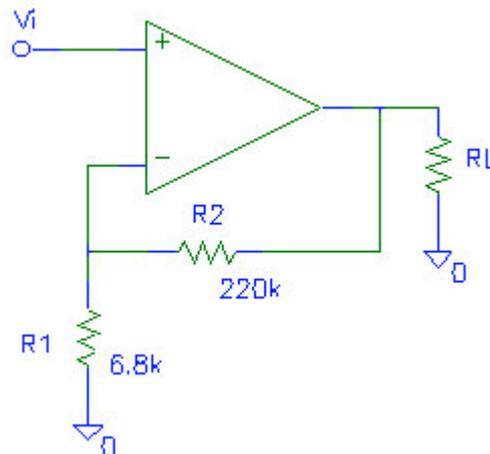


Figura 3.11. Esquema de la etapa no inversora caracterizada en este apartado 3.3.1.i con los valores de resistencia indicados. Para R_L se toma 15Ω . Se omiten, por claridad en la figura, los diodos de protección y los condensadores de filtrado de la alimentación.

Tabla 3.6.

Muestra B. Señal AM. $R_L = 15\Omega$			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	9.12	7.81	6.62	4.75	4.25	3.81	1.37	0.87
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M	11M	12M	13M	14M	15M
1.50	2.12	2.56	2.56	2.37	2.02	1.68	1.31	0.93	0.70	0.53	0.45

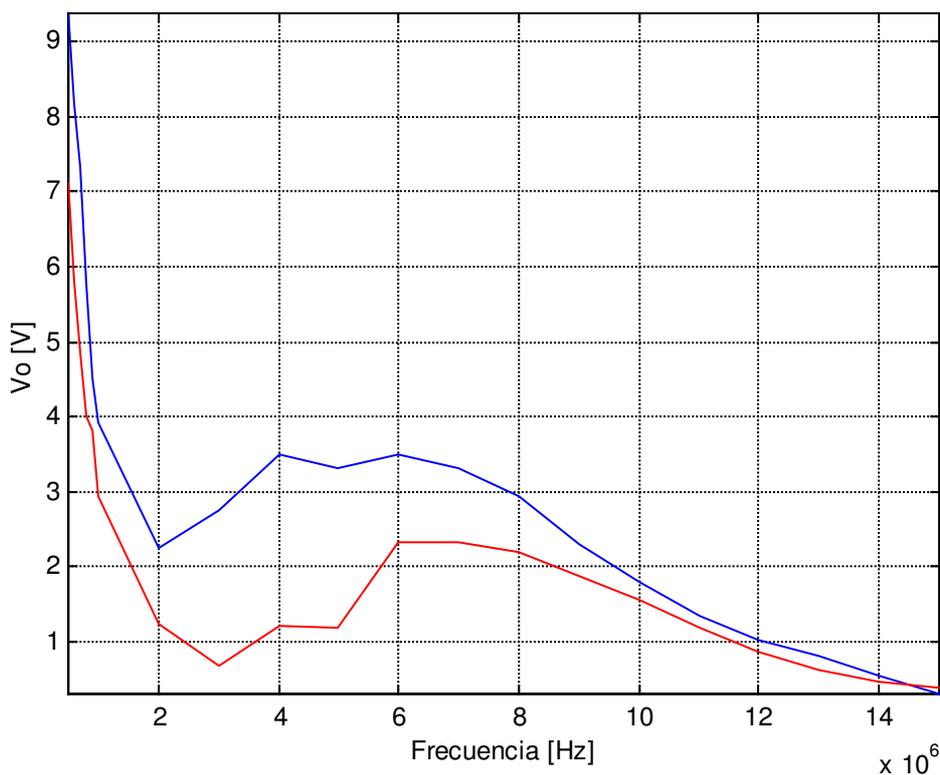


Figura 3.12. Respuesta a la demodulación RFI en el integrado TDA 2030 (muestra A) no inversor para los valores de resistencia indicados en las figuras 2.5 (azul) y 3.1 (rojo). Cada color corresponde a un conjunto de resistencias diferente: Azul: 22k – 680Ω, Rojo: 220k – 6.8k. La carga es de 15Ω y la entrada AM tiene de 500mV de amplitud.

- De 500kHz a 3MHz la salida es una RF análoga a la entrada.
- A 4MHz aparece a la salida una componente de baja frecuencia (1kHz, la frecuencia de la moduladora) que convive con la RF.
- Por encima de 5MHz la salida tan solo presenta la componente de baja frecuencia.

3.3.1.ii.- Configuración inversora.

La tabla 3.7 recoge las medidas efectuadas sobre el circuito de la figura 3.13 destinadas a determinar la repercusión de los valores de resistencia en la respuesta a la demodulación RFI.

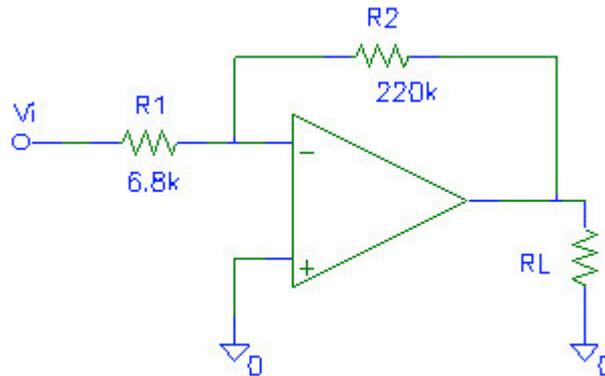


Figura 3.13. Esquema de la etapa inversora caracterizada en este apartado 3.3.1.ii. Para R_L se toma 15Ω . Se omiten, por claridad en la figura, los diodos de protección y los condensadores de filtrado de la alimentación.

Tabla 3.7.

Muestra A. Señal AM. $R_L = 15\Omega$			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	9.43	7.93	6.43	5.43	4.68	4.12	1.81	1.75
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M	11M	12M	13M	14M	15M
1.37	0.81	0.45	0.30	0.25	0.20	0.15	0.13	0.10	0.10	0.09	0.09

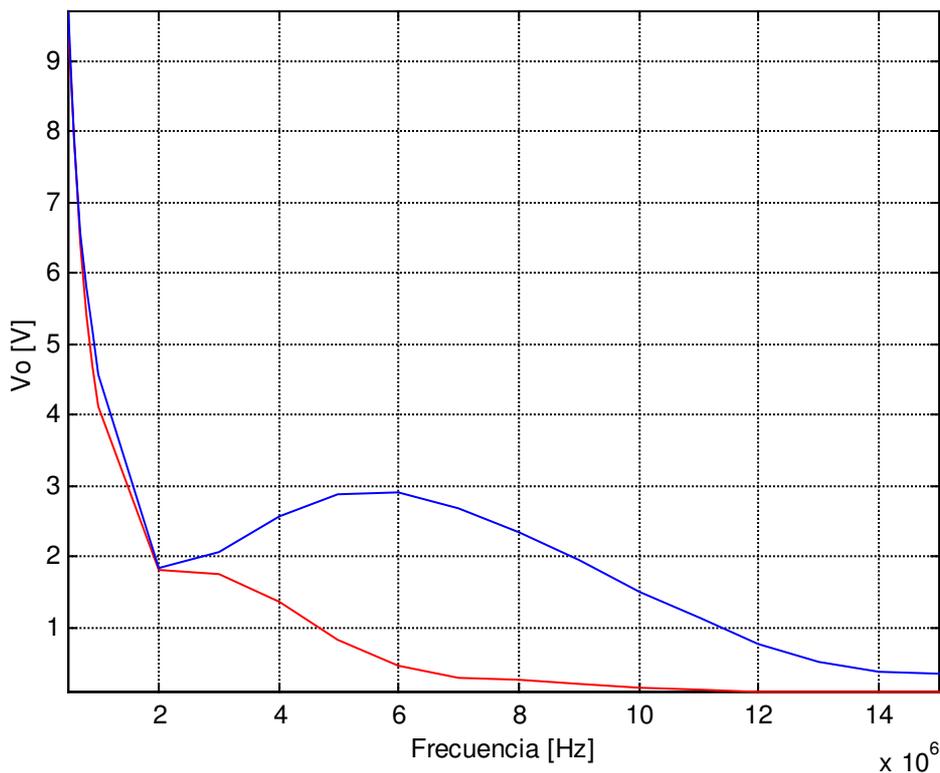


Figura 3.14. Respuesta a la demodulación RFI en el integrado TDA 2030 (muestra A) inversor para los valores de resistencia indicados en las figuras 2.35 (azul) y 3.13 (rojo). Cada color corresponde a un conjunto de resistencias diferente: Azul: 22k – 680Ω, Rojo: 220k – 6.8k. 15Ω. La entrada AM es de 500mV.

- De 500kHz a 1MHz la salida es una RF análoga a la entrada.
- A 2MHz aparece a la salida una componente de baja frecuencia (1kHz, la frecuencia de la moduladora) que convive con la RF.
- Por encima de 3MHz la salida tan solo presenta la componente de baja frecuencia.

3.3.2.- Variaciones sobre las tensiones de alimentación.

En esta sección se eleva el nivel de la tensión de alimentación a $\pm 16V$ con objeto de determinar el modo en que afecta al nivel de la baja frecuencia demodulada.

3.3.2.i.- Configuración no inversora.

En primer lugar se mide el circuito no inversor de la figura 3.11 cuyos valores se encuentran registrados en la tabla 3.8.

Tabla 3.8.

Muestra A. Señal AM. $R_L = 15\Omega, V_{cc} \pm 16V$			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	9.75	8.18	6.06	5.12	4.56	3.87	1.12	0.81
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M	11M	12M	13M	14M	15M
1.18	1.93	2.37	2.43	2.31	2.12	1.68	1.31	1.00	0.75	0.62	0.50

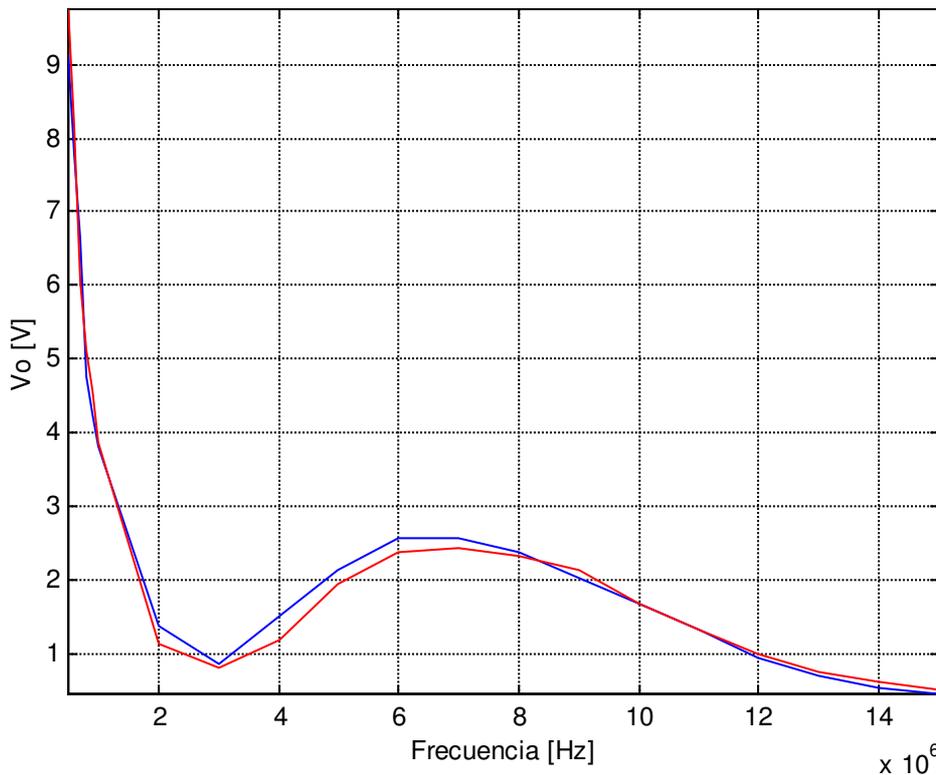


Figura 3.15. Respuesta a la demodulación RFI en el integrado TDA 2030 (muestra A) no inversor para el circuito de la figura 3.11. Cada color corresponde a una tensión de alimentación diferente: Azul: $\pm 12V$, Rojo: $\pm 16V$. La carga es de 15Ω y la entrada AM de $500mV$.

3.3.2.ii.- Configuración seguidor de tensión.

En esta sección se reproducen las medidas anteriores en el circuito de la figura 3.16. Los valores medidos se recogen en la tabla 3.9.

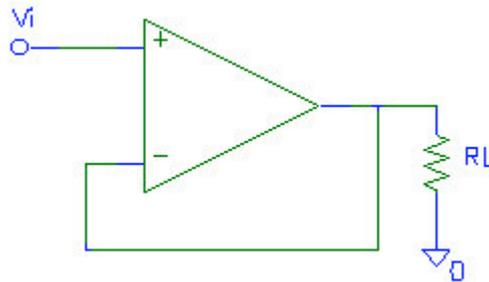


Figura 3.16. Esquema de la etapa seguidor de tensión caracterizada en este apartado 3.3.2.ii para la medida del desplazamiento de offset.

Tabla 3.9.

Muestra B. Señal AM. $R_L = 15\Omega, V_{cc} \pm 16V$			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	2.95	2.95	2.95	2.83	2.83	2.98	2.33	1.36
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M	11M	12M	13M	14M	15M
0.94	0.94	0.80	0.75	0.64	0.57	0.49	0.43	0.38	0.32	0.24	0.21

- De 500kHz a 3MHz la salida es una RF análoga a la entrada.
- A 4MHz aparece a la salida una componente de baja frecuencia (1kHz, la frecuencia de la moduladora) que convive con la RF.
- Por encima de 5MHz la salida tan solo presenta la componente de baja frecuencia.

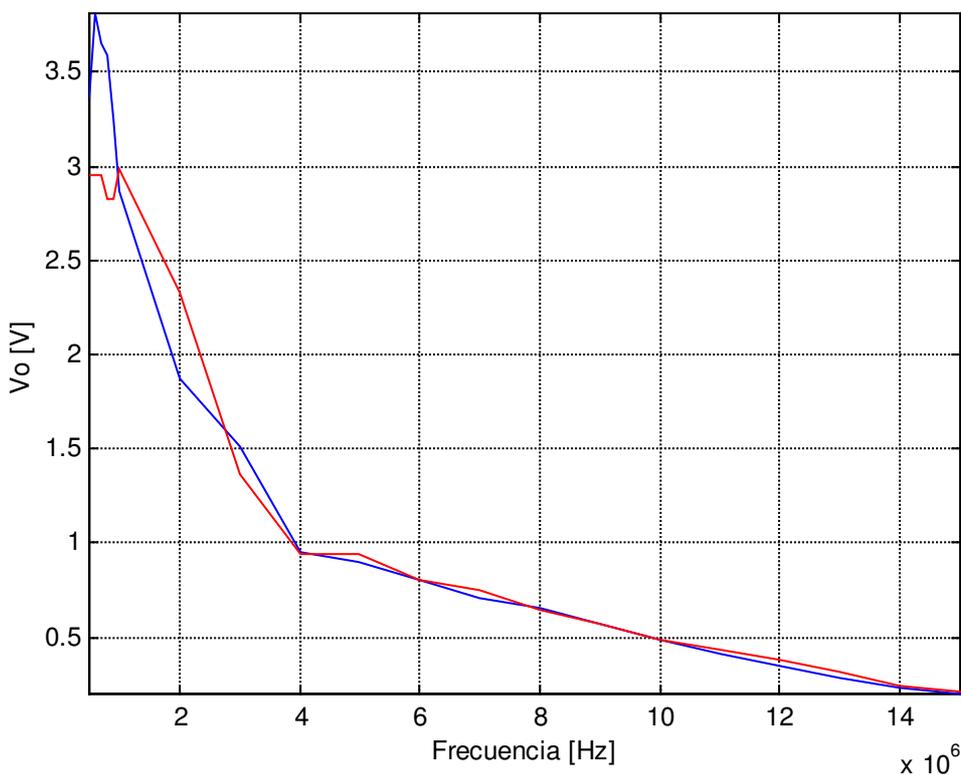


Figura 3.17. Respuesta a la demodulación RFI en el integrado TDA 2030 (muestra B) seguidor de tensión para el circuito de la figura 3.16. Cada color corresponde a una tensión de alimentación diferente: Azul: $\pm 12V$, Rojo: $\pm 16V$. La carga es de 15Ω y la entrada AM de $1500mV$ para que la demodulación sea posible.

En este caso, a diferencia de las etapas no inversora e inversora en las que se daba a la entrada amplitudes de $500mV$, se ha optado por aumentarla a $1.5V$ por los motivos ya comentados en el capítulo 2, a saber, con $500mV$ de amplitud en el seguidor de tensión no aparece, para ninguna frecuencia de portadora, una componente de baja frecuencia.

3.3.2.iii.- Configuración inversora.

Para finalizar este apartado se mide el circuito inversor de la figura 3.13 con $\pm 16V$ de alimentación.

Tabla 3.9.

Muestra A. Señal AM. $R_L = 15\Omega, V_{cc} \pm 16V$			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	9.62	8.00	6.56	5.43	4.68	4.00	1.68	1.68
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M	11M	12M	13M	14M	15M
1.37	0.87	0.50	0.32	0.23	0.19	0.12	0.10	0.10	0.09	0.09	0.09

- De 500kHz a 1MHz la salida es una RF análoga a la entrada.
- A 2MHz aparece a la salida una componente de baja frecuencia (1kHz, la frecuencia de la moduladora) que convive con la RF.
- Por encima de 3MHz la salida tan solo presenta la componente de baja frecuencia.

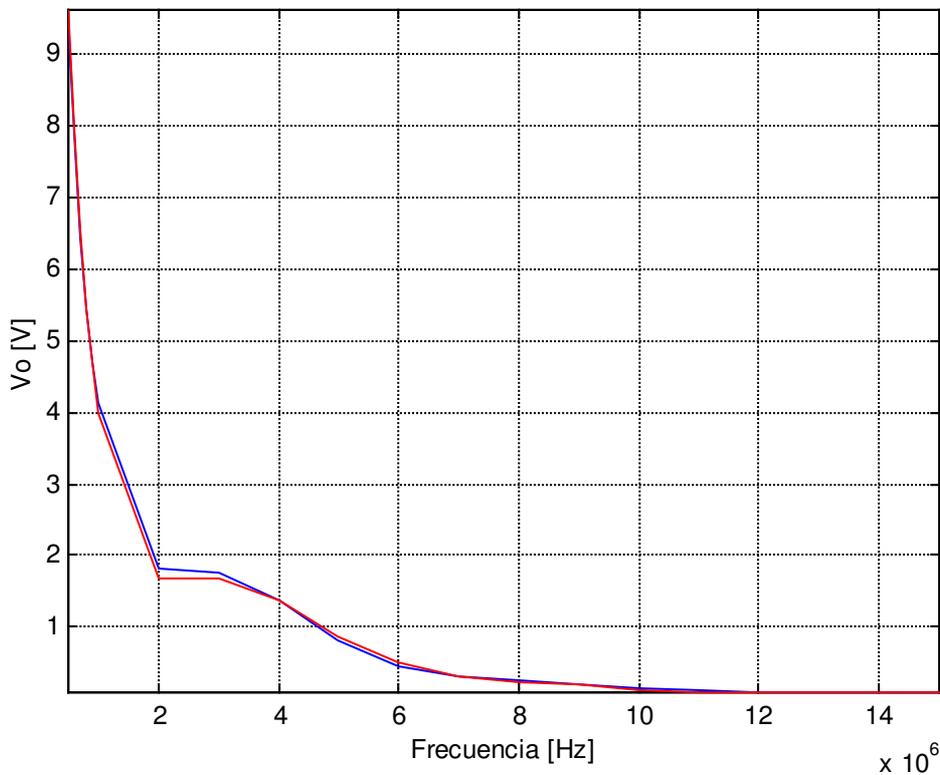


Figura 3.18. Respuesta a la demodulación RFI en el integrado TDA 2030 (muestra A) inversor para el circuito de la figura 3.13. Cada color corresponde a una tensión de alimentación diferente: Azul: $\pm 12V$, Rojo: $\pm 16V$. La carga es de 15Ω y la entrada AM de $500mV$.

3.3.3.- Variaciones de la potencia de la RFI.

Hasta ahora se ha limitado la variación de parámetros a los elementos constructivos de los circuitos, pues de su estudio se extraen conclusiones que permiten al diseñador tomar las decisiones oportunas. Sin embargo hay parámetros que, aunque escapan al control de los diseñadores, aportan una información complementaria que puede ayudar a comprender mejor el fenómeno que aquí se trata.

Por ello en esta sección se exponen los valores medidos al variar la potencia de las señales interferentes.

Sobre la etapa inversora se incrementa la señal AM de 500mV a 1V de amplitud resultando los valores recogidos en la tabla 3.10 para dos tensiones de alimentación (± 12 y ± 16 V) y 15Ω de carga.

Tabla 3.10.

Muestra D. Señal AM. $R_L = 15\Omega$			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			± 12 V	10.25	8.37	7.18	6.50	6.02	4.68	4.56	5.93
			± 16 V	10.31	8.37	7.25	6.00	5.81	4.93	3.93	5.68
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M	11M	12M	13M	14M	15M
5.43	4.43	3.31	2.18	1.37	0.71	0.43	0.25	0.20	0.16	0.15	0.12
5.56	4.62	3.56	2.37	1.43	0.83	0.42	0.24	0.16	0.15	0.11	0.10

La figura 3.19 pone de manifiesto la enorme repercusión que tiene un aumento de la amplitud de la RFI y la poca incidencia que sigue teniendo el aumento de la tensión de alimentación. Puede verse que entre la amplitud de 500mV a la de 1V hay una diferencia de casi 4V pico – pico en la salida demodulada.

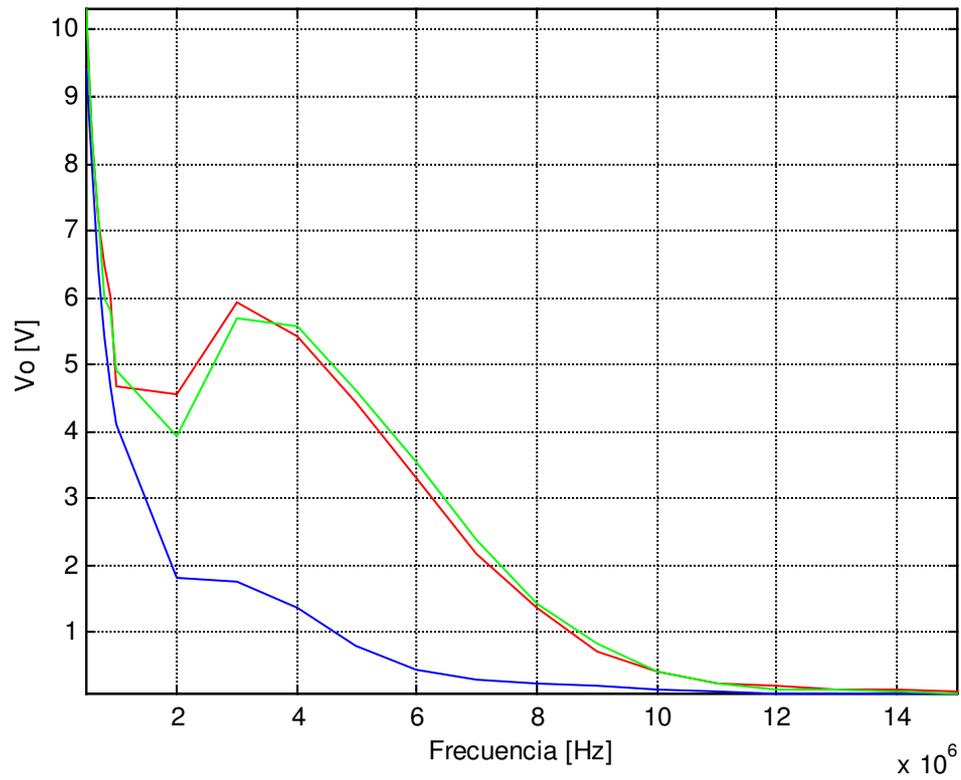


Figura 3.19. Respuesta a la demodulación RFI en el integrado TDA 2030 (muestra D) inversor para el circuito de la figura 3.13. Cada color corresponde a una tensión de alimentación y/o nivel de RFI diferente: Azul: $\pm 12V$ y RFI de 500mV, Rojo: $\pm 12V$ y RFI de 1500mV y Verde: $\pm 16V$ y RFI de 1500mV. La carga es de 15Ω .

3.4.- EFECTOS SOBRE EL DESPLAZAMIENTO DEL OFFSET.

En este nuevo apartado se mide el desplazamiento de offset con los nuevos valores de resistencia y de tensión de alimentación. Para ello se procede de forma análoga al capítulo 2, este es, aplicando señales senoidales de 300mV de amplitud y variando su frecuencia. Para medir el valor medio de la salida se dispone un voltímetro digital en paralelo con la carga.

3.4.1.- Variaciones sobre las resistencias de entrada y realimentación.

3.4.1.i.- Configuración no inversora.

La tabla 3.11 recoge el valor medio de la salida en mV medido sobre el circuito de la figura 3.20.

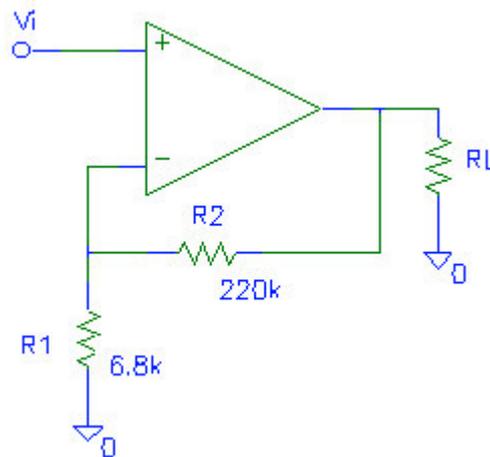


Figura 3.20. Esquema de la etapa no inversora caracterizada en este apartado 3.4.1.i con los valores de resistencia indicados. Para R_L se toma 15Ω . Se omiten, por claridad en la figura, los diodos de protección y los condensadores de filtrado de la alimentación.

Tabla 3.11.

Muestra B. Onda senoidal. $R_L = 15\Omega$			F	10	20	30	90	100	200
			Vdc	92	103	103	96	96	95
400	900	2k	3k	4k	5k	6k	7k	8k	9k
95	95	96	98	100	103	106	109	113	117
10k	11k	12k	13k	14k	15k	16k	17k	18k	19k
121	126	131	136	142	148	155	161	168	176
20k	25k	30k	31k	32k	33k	34k	35k	40k	50k
183	223	274	286	300	314	331	348	470	881

60k	70k	80k	90k	95k	100k	110k	120k	130k	140k
1154	1230	1149	1012	985	858	715	596	506	440
150k	160k	170k	180k	190k	200k	250k	300k	350k	400k
391	352	321	294	269	247	162	108	65	40
500k	600k	900k	950	1M	1.5M	2M	2.1M	2.2M	2.3M
6	-36	-31	-37	-45	-13	167	186	200	210
2.4M	2.5M	2.9M	3M	3.2M	3.3M	3.4M	3.6M	3.8M	3.9M
217	220	187	170	128	104	78	21	-37	-67
4M	4.2M	4.5M	4.8M	5M	5.5M	5.7M	6M	6.3M	6.5M
-97	-158	-253	-345	-406	-543	-591	-659	-724	-759
6.6M	6.8M	6.9M	7M	7.2M	7.8M	9.1M	10M	10.1M	10.2M
-777	-812	-827	-840	-871	-946	-1024	-1031	-1029	-1032
11.2M	11.5M	11.8M	12.2M	12.5M	13M	13.4M	13.5M	14M	15M
-1023	-1015	-998	-991	-989	-907	-960	-951	-936	-904

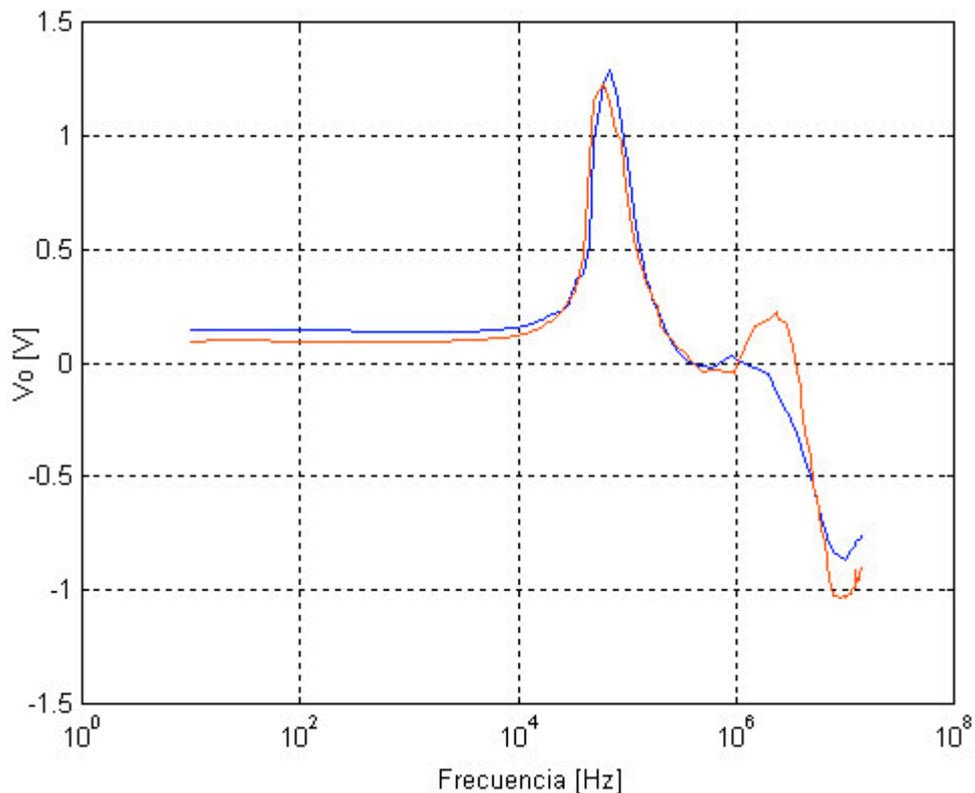


Figura 3.21. Desplazamiento de offset en el integrado TDA 2030 (muestra B) no inversor para el circuito de la figura 3.20. Cada color corresponde a un grupo de resistencias diferente: Azul: 22k - 680Ω y Rojo: 220k - 6.8k. El valor de la carga es de 15Ω.

3.4.1.ii.- Configuración inversora.

En esta sección se medirá el desplazamiento de offset en el circuito de la figura 3.22. La tabla 3.12 recoge los valores medio de la salida.

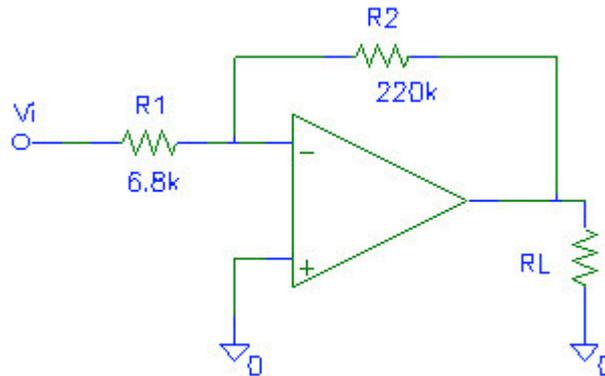


Figura 3.22. Esquema de la etapa inversora caracterizada en este apartado 3.4.1.ii. Para R_L se toma 15Ω . Se omiten, por claridad en la figura, los diodos de protección y los condensadores de filtrado de la alimentación.

Tabla 3.12.

Muestra B. Onda senoidal. $R_L = 15\Omega$			F	10	20	30	90	100	200
			Vdc	39	49	51	52	52	52
400	900	2k	3k	4k	5k	6k	7k	8k	9k
52	53	54	55	57	59	61	64	67	71
10k	11k	12k	13k	14k	15k	16k	17k	18k	19k
74	79	83	88	93	98	104	110	116	123
20k	25k	30k	31k	32k	33k	34k	35k	40k	50k
160	208	220	232	246	260	277	386	761	1029
60k	70k	80k	90k	95k	100k	110k	120k	130k	140k
1105	1027	894	820	747	612	502	417	358	316
150k	160k	170k	180k	190k	200k	250k	300k	350k	400k
283	257	238	238	285	143	72	-36	-203	119
500k	600k	900k	950	1M	1.5M	2M	2.1M	2.2M	2.3M
97	178	181	181	172	336	351	365	375	385
2.4M	2.5M	2.9M	3M	3.2M	3.3M	3.4M	3.6M	3.8M	3.9M
390	384	377	356	343	331	304	278	264	253

4M	4.2M	4.5M	4.8M	5M	5.5M	5.7M	6M	6.3M	6.5M
230	204	182	170	145	137	127	119	114	112
6.6M	6.8M	6.9M	7M	7.2M	7.8M	9.1M	10M	10.1M	10.2M
108	106	104	100	91	76	70	68	67	61
11.2M	11.5M	11.8M	12.2M	12.5M	13M	13.4M	13.5M	14M	15M
59	58	56	55	53	52	51	49	44	35

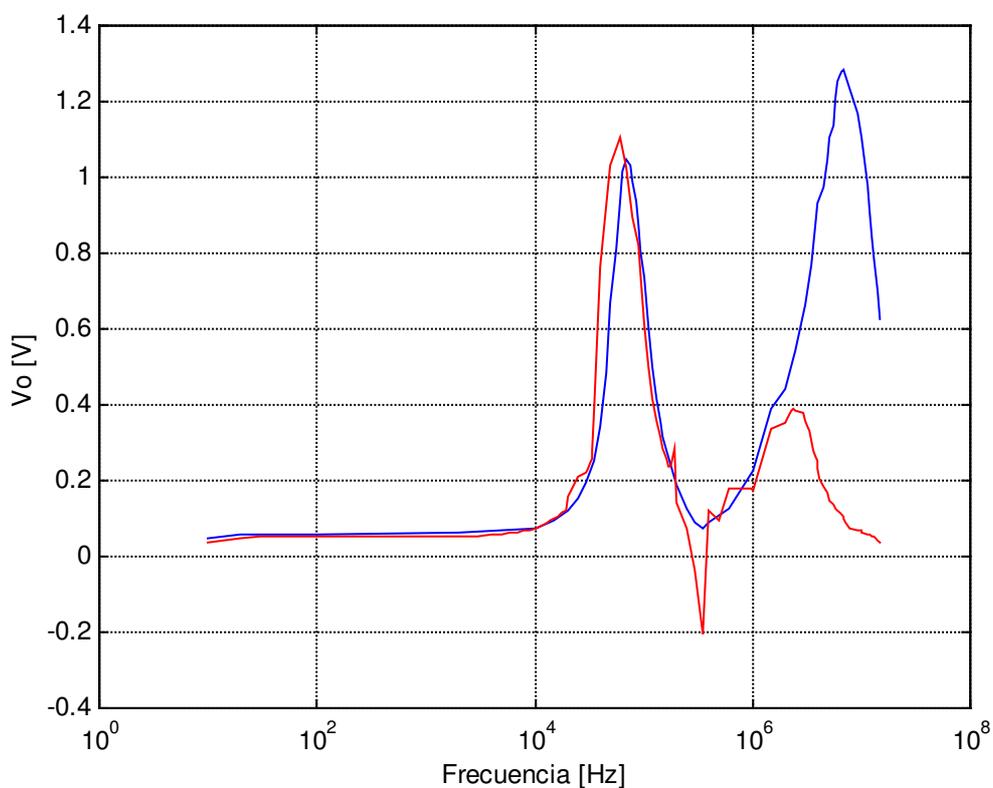


Figura 3.23. Desplazamiento de offset en el integrado TDA 2030 (muestra B) inversor para el circuito de la figura 3.22. Cada color corresponde a un grupo de resistencias diferente: Azul: 22k - 680 Ω y Rojo: 220k - 6.8k. El valor de la carga es de 15 Ω .

3.4.2.- Variaciones sobre las tensiones de alimentación.

Como en casos anteriores se procede a determinar la repercusión que la tensión de alimentación tiene sobre el desplazamiento del offset para cada una de las configuraciones posibles. La entrada senoidal se mantiene al nivel establecido, esto es, 300mV y la carga a 15Ω.

3.4.2.i.- Configuración no inversora.

En la tabla 3.13 se recogen los valores medidos con el circuito de la figura 3.20 para ±16V de alimentación y 220k – 6.8k.

Tabla 3.13.

Muestra D. Onda senoidal. R _L = 15Ω			F	10	20	30	90	100	200
			Vdc	142	147	150	153	153	154
400	900	2k	3k	4k	5k	6k	7k	8k	9k
154	154	155	156	158	160	162	164	167	170
10k	11k	12k	13k	14k	15k	16k	17k	18k	19k
174	178	182	187	191	196	202	208	214	220
20k	25k	30k	31k	32k	33k	34k	35k	40k	50k
227	265	313	325	338	352	367	384	502	910
60k	70k	80k	90k	95k	100k	110k	120k	130k	140k
1170	1238	1149	1000	917	833	679	551	454	383
150k	160k	170k	180k	190k	200k	250k	300k	350k	400k
332	294	265	241	222	206	152	120	102	90
500k	600k	900k	950	1M	1.5M	2M	2.1M	2.2M	2.3M
84	70	100	89	73	46	184	170	197	215
2.4M	2.5M	2.9M	3M	3.2M	3.3M	3.4M	3.6M	3.8M	3.9M
226	236	219	209	179	159	138	89	33	5
4M	4.2M	4.5M	4.8M	5M	5.5M	5.7M	6M	6.3M	6.5M
-25	-87	-183	-278	-338	-481	-530	-596	-659	-695
6.6M	6.8M	6.9M	7M	7.2M	7.8M	9.1M	10M	10.1M	10.2M
-711	-746	-759	-773	-802	-875	-957	-958	-955	-955
11.2M	11.5M	11.8M	12.2M	12.5M	13M	13.4M	13.5M	14M	15M
-951	-946	-936	-930	-922	-902	-900	-893	-879	-846

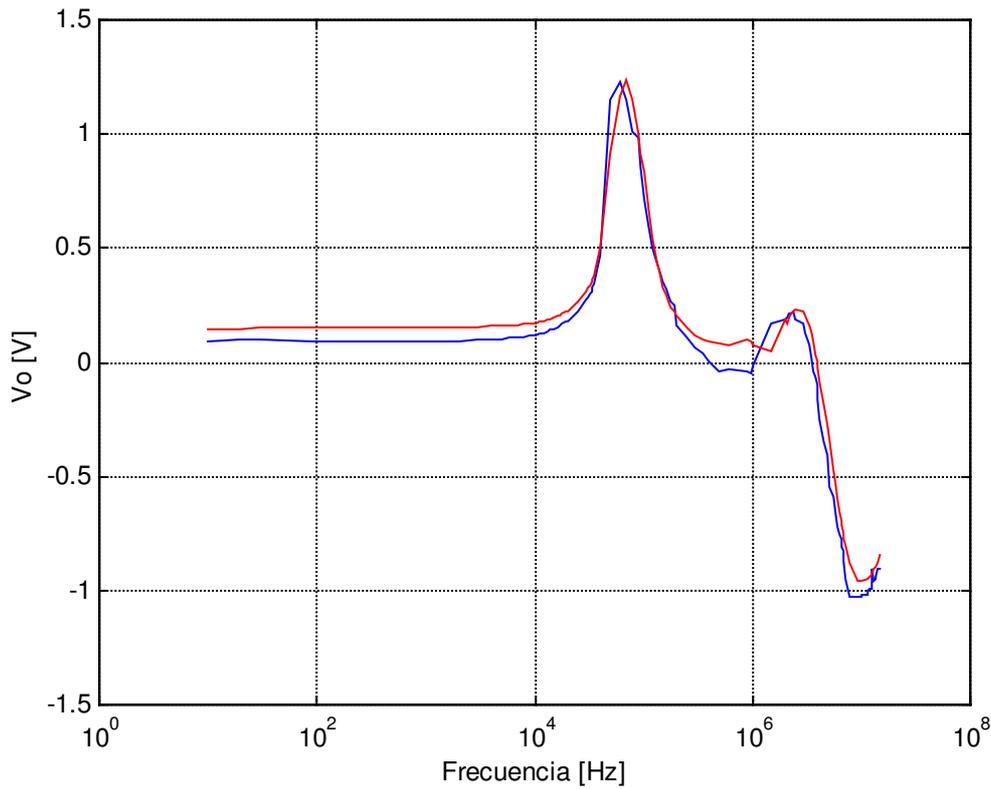


Figura 3.24. Desplazamiento de offset en el integrado TDA 2030 (muestra D) inversor para el circuito de la figura 3.22. Cada color corresponde a una tensión de alimentación diferente: Azul: $\pm 12V$ y Rojo: $\pm 16V$. El valor de la carga es de 15Ω y las resistencias de $220k - 6.8k$.

3.4.2.ii.- Configuración seguidor de tensión.

La tabla 3.14 recoge el conjunto de medidas relativas al desplazamiento de offset realizadas sobre el circuito de la figura 3.25 para una alimentación de $\pm 16V$.

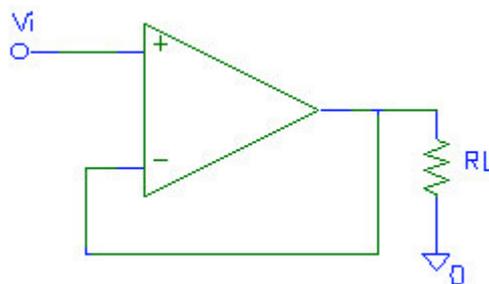


Figura 3.25. Esquema de la etapa seguidor de tensión caracterizada en este apartado 3.4.2.ii para la medida del desplazamiento de offset.

Tabla 3.14.

Muestra B. Onda senoidal. $R_L = 15\Omega$			F	10	90	900	7k	12k	16k
			Vdc	4	4	4	4	4	4
20k	30k	40k	50k	60k	70k	80k	90k	100k	150k
4	5	6	8	10	13	15	15	14	8
200k	250k	300k	350k	400k	500k	600k	700k	800k	900k
7	6	5	4	4	2	0	-4	-24	-83
950k	1M	1.1M	1.2M	1.3M	1.4M	1.5M	2M	2.1M	2.2M
-86	-103	-108	-330	-396	-434	-454	-461	-450	-437
2.3M	2.4M	2.5M	2.9M	3M	3.2M	3.3M	3.4M	3.6M	3.8M
-428	-424	-418	-391	-384	-381	-376	-371	-365	-366
3.9M	4M	4.2M	4.5M	4.8M	5M	5.5M	5.7M	6M	6.3M
-366	-367	-366	-370	-376	-381	-390	-393	-397	-402
6.5M	6.6M	6.8M	6.9M	7M	7.2M	7.8M	9.1M	10M	11M
-404	-405	-407	-408	-408	-410	-415	-411	-401	-396
12M	13M	14M	15M						
-388	-385	-380	-371						

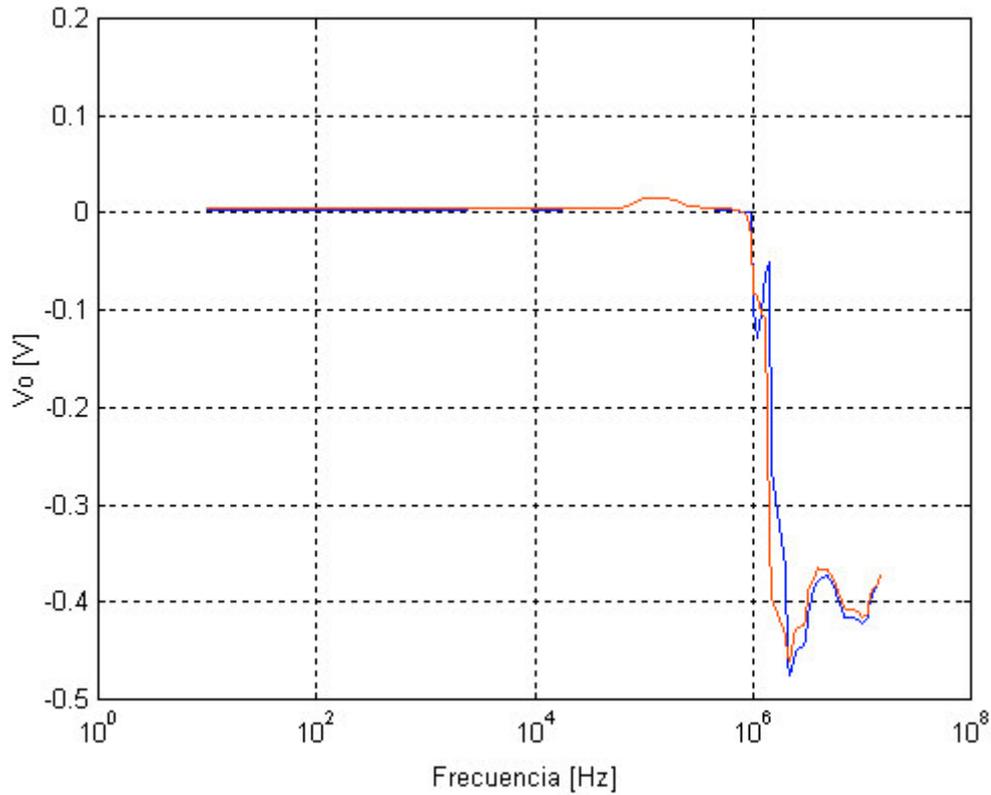


Figura 3.26. Desplazamiento de offset en el integrado TDA 2030 (muestra B) seguidor de tensión para el circuito de la figura 3.25. Cada color corresponde a una tensión de alimentación diferente: Azul: $\pm 12V$ y Rojo: $\pm 16V$. El valor de la carga es de 15Ω .

3.4.2.iii.- Configuración inversora.

Por último se mide el circuito inversor cuyos valores de salida quedan recogidos en la tabla 3.15. En este caso, de nuevo, se toman $\pm 16V$ y $220k - 6.8k$.

Tabla 3.15.

Muestra B. Onda senoidal. $R_L = 15\Omega$			F	10	90	900	7k	12k	16k
			Vdc	50	62	62	71	88	107
20k	30k	40k	50k	60k	70k	80k	90k	100k	150k
132	217	395	768	1034	1108	1027	891	744	311
200k	250k	300k	350k	400k	500k	600k	900k	1M	2M
293	134	63	-46	-178	128	107	196	193	326
3M	4M	5M	6M	7M	10M	11M	13M	14M	15M
392	286	198	150	123	85	78	68	64	59

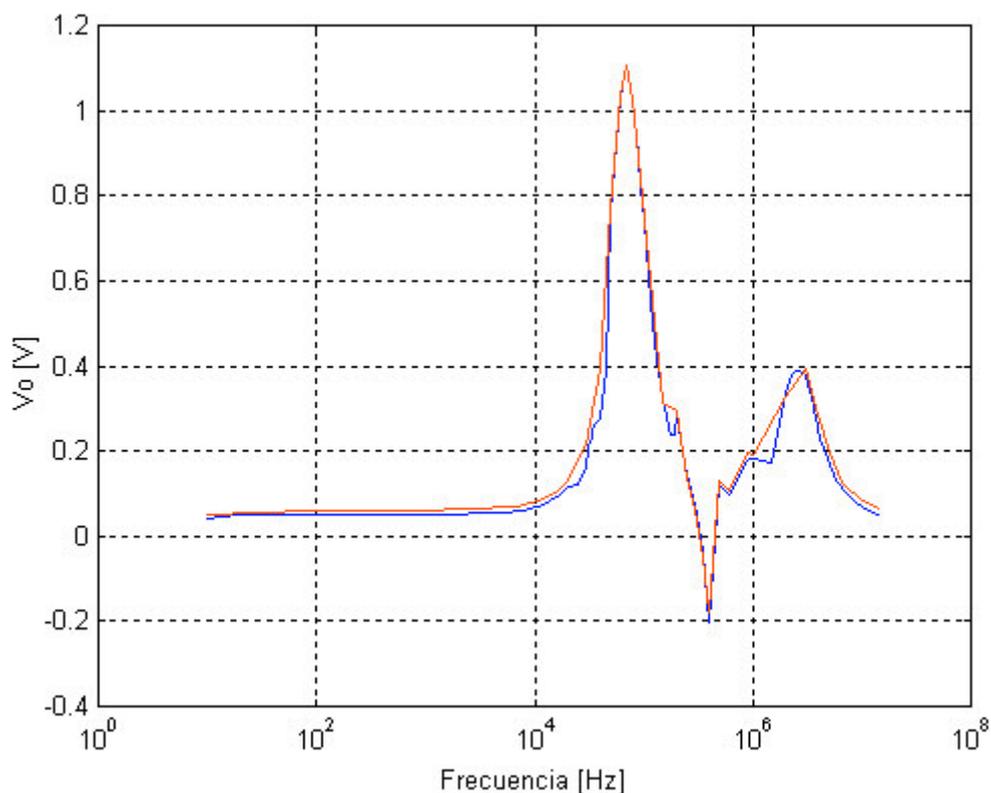


Figura 3.27. Desplazamiento de offset en el integrado TDA 2030 (muestra B) inversor de tensión para el circuito de la figura 3.22. Cada color corresponde a una tensión de alimentación diferente: Azul: $\pm 12V$ y Rojo: $\pm 16V$. El valor de la carga es de 15Ω y el de las resistencias de $220k - 6.8k$.

3.4.3.- Comentarios y conclusiones.

A continuación se recopilan las conclusiones extraídas de las últimas medidas. En primer lugar hay que destacar la escasa influencia que tienen las resistencias que determinan la ganancia de lazo sobre el desplazamiento de offset, especialmente en la etapa no inversora. En configuración inversora la diferencia, aunque mayor, es apenas de 0.1 ó 0.2V en baja frecuencia, no así en alta donde se elimina el máximo.

Incrementar las tensiones de alimentación no tiene repercusión alguna en ninguna de las configuraciones posibles.

3.5.- EFECTOS ANTE VARIACIONES DEL MODELO DE INTEGRADO.

En el siguiente apartado se efectúan las mediciones expuestas en varios circuitos integrados similares al TDA 2030: TDA 2040, TDA 2050 y LM1875. Éstos se diferencian entre sí fundamentalmente en la potencia (ver hojas de características), lote de fabricación y/o fabricante. Los TDA 2030 y 2050 pertenecen a STMicroelectronics, el TDA 2040 a la misma compañía pero diverso lote (SGS-Thomson) y el LM1875 a National Semiconductor.

Para agilizar las medidas y el cambio de resistencias, integrado, muestra, etc se realiza una nueva PCB mostrada en la figura 3.28.

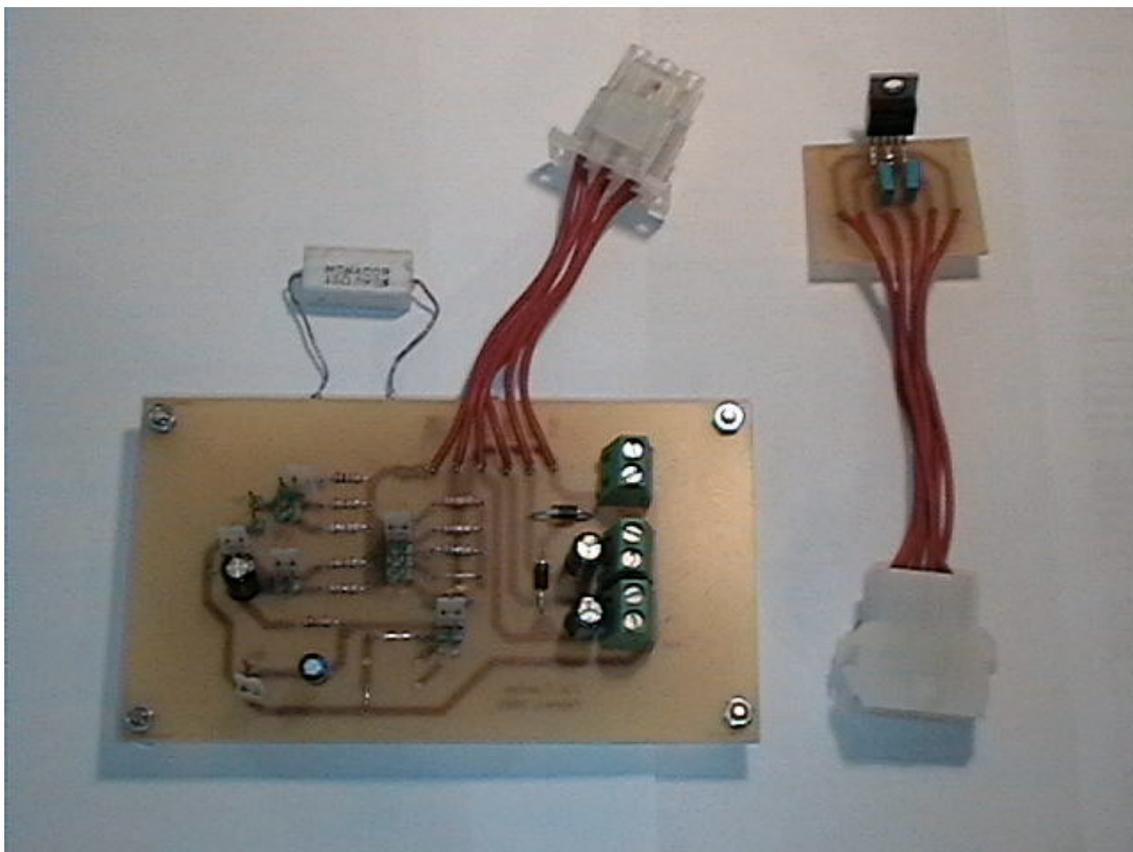


Figura 3.28. Segunda PCB montada para las medidas realizadas sobre las cuatro muestras de los integrados TDA 2050, TDA 2040 y LM 1875.

3.5.1.- TDA 2050 de STMicroelectronics.

A lo largo de este subapartado se somete al TDA 2050 a las mismas medidas que se hicieron con el TDA 2030, a saber, respuesta en frecuencia (variando parámetros característicos), demodulación parásita y desplazamiento de offset.

3.5.1.i.- Respuesta en frecuencia.

En la tabla 3.16. se muestran los resultados para el circuito no inversor mostrado en la figura 3.29 alimentado a $\pm 12V$ y con resistores de 22k y 680 Ω en un primer caso y 220k – 6.8k en el segundo. Se toma la muestra A como representativa para posteriores comparaciones.

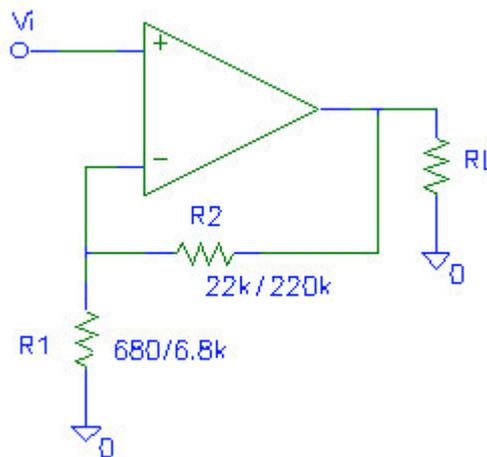


Figura 3.29. Esquema de la etapa no inversora caracterizada en este apartado 3.5.1.i. Para R_L se toma 15 Ω . Se omiten, por claridad en la figura, los diodos de protección y los condensadores de filtrado de la alimentación.

Tabla 3.16.

Muestra A. Onda senoidal. $R_L = 15\Omega, V_{cc} \pm 12V$			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	2.65	3.12	3.21	3.31	3.34	3.31
				2.68	3.15	3.28	3.37	3.37	3.37
1k	5k	10k	50k	100k	500k	700k	1M	5M	
3.31	3.31	3.28	3.28	3.18	1.93	1.43	0.93	0.15	22k-680 Ω
3.34	3.34	3.34	3.25	2.96	1.31	1.03	0.81	0.12	220k-6.8k

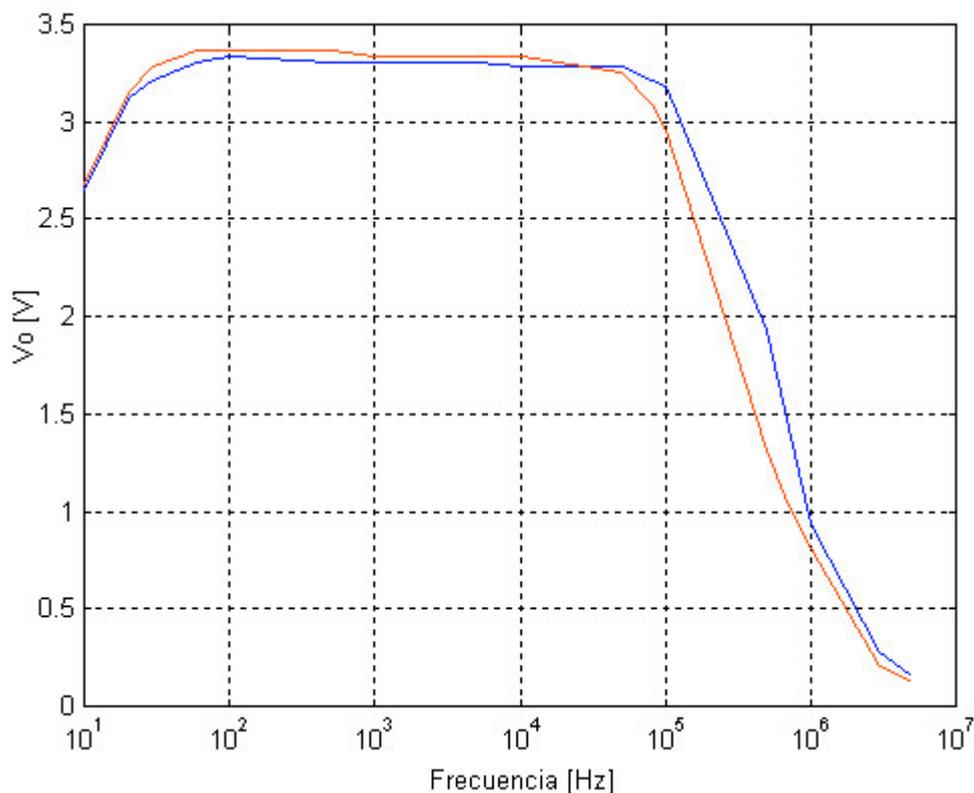


Figura 3.30. Diagrama de Bode del integrado TDA 2050 (muestra A) no inversor para el esquema de la figura 3.28. Cada color corresponde a un grupo de resistencias diferente: Azul: 22k - 680Ω, Rojo: 220k - 6.8k. La carga es de 15Ω y la entrada senoidal es de 50mV de amplitud.

De la figura 3.30 se corrobora el efecto que tiene aumentar el valor de las resistencias sobre el ancho de banda.

El siguiente parámetro que se varía es la tensión de alimentación. La característica mostrada en 3.30 se tomó para ±12V; en la figura 3.31 se muestra el resultado para ±16 y ±18V. La tabla 3.17 recoge los valores representados.

Tabla 3.17.*

Muestra A. Onda senoidal. R _L = 15Ω			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	2.68	3.12	3.21	3.31	3.34	3.34
1k	5k	10k	50k	100k	500k	700k	1M	5M	
3.31	3.28	3.28	3.28	3.21	1.93	1.43	0.93	0.18	±16V
3.31	3.28	3.28	3.28	3.21	1.90	1.40	0.93	0.18	±18V

* Los valores recogidos en las tablas 3.17 y 3.18 han sido tomados para 22k - 680Ω.

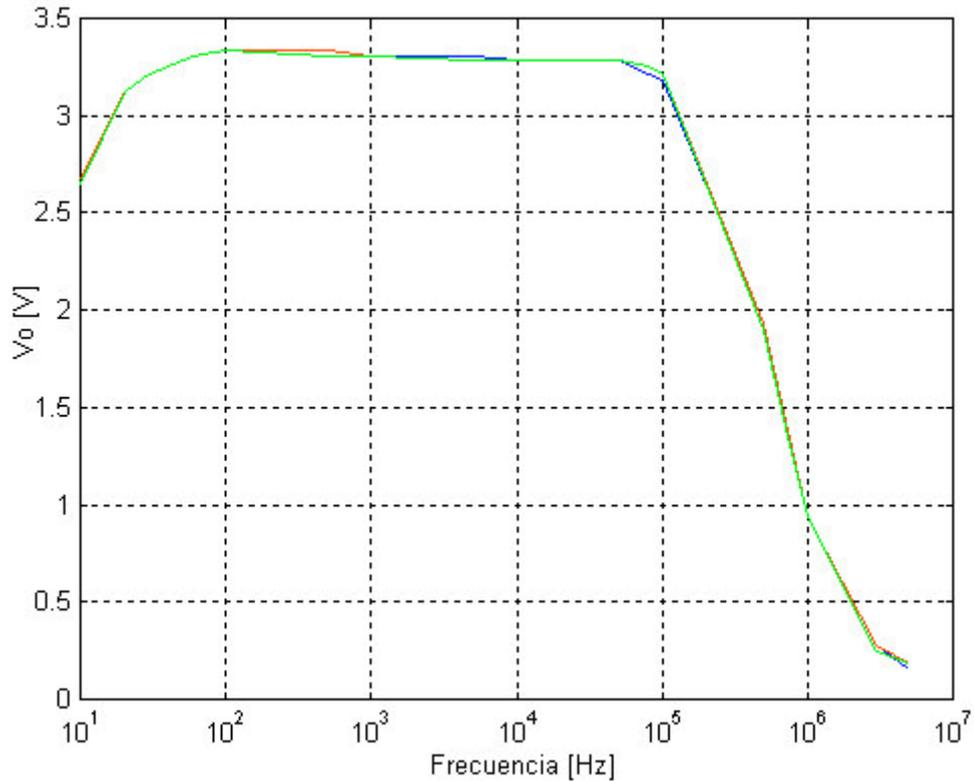


Figura 3.31. Diagrama de Bode del integrado TDA 2050 (muestra A) no inversor para el esquema de la figura 3.29. Cada color corresponde a una tensión de alimentación diferente: Azul: $\pm 12V$, Rojo: $\pm 16V$ y Verde: $\pm 18V$. La carga es de 15Ω y la entrada senoidal es de $50mV$ de amplitud.

Como en el TDA 2030 el aumento de la tensión de alimentación no afecta a la respuesta en frecuencia.

Para concluir este conjunto de medidas se cambia la carga de 15 a 100Ω para asegurar que no hay diferencia. Los valores se encuentran recogidos en la tabla 3.18.

Tabla 3.18.

Muestra A. Onda senoidal. $R_L = 100\Omega$, $V_{cc} \pm 12V$			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	3.06	3.53	3.65	3.75	3.75	3.75
1k	5k	10k	50k	100k	500k	700k	1M	5M	
3.75	3.75	3.71	3.34	3.21	1.93	1.46	0.96	0.75	

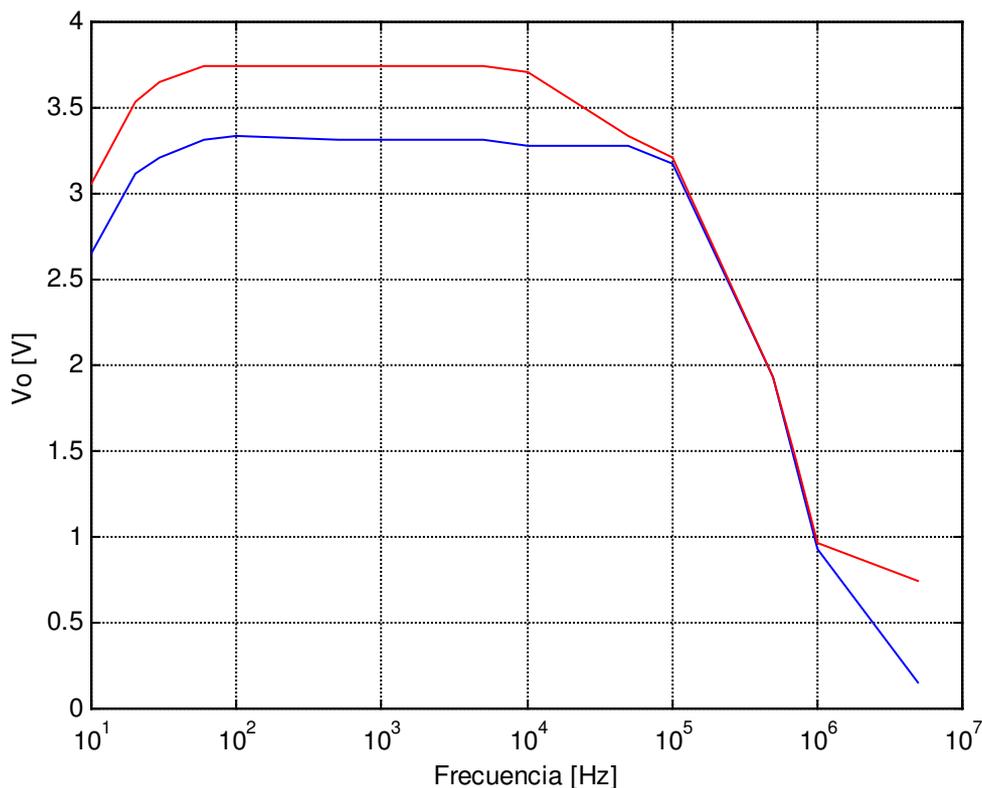


Figura 3.32. Diagrama de Bode del integrado TDA 2050 (muestra A) no inversor para el esquema de la figura 3.29. Cada color corresponde a una carga diferente: Azul: 100Ω, Rojo: 15Ω. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud y las resistencias de 22k - 680Ω.

Puede apreciarse una diferencia debida a oscilaciones en los mínimos de la salida que hacen aumentar su amplitud, estas oscilaciones comienzan a atenuarse a 10kHz y a 50kHz han desaparecido. Es común que para cargas pequeñas (100Ω o vacío, según los valores usados en todas las medidas) aparezcan y desaparezcan oscilaciones de forma arbitraria. Este fenómeno será tratado de forma pormenorizada en el siguiente apartado.

Las medidas anteriores se realizaron sobre una etapa no inversora, a continuación se muestran las realizadas sobre la inversora de la figura 3.33. La tabla 3.19 muestra los valores pico – pico de la salida para 22k - 680Ω y ±12V, 22k - 680Ω y ±18V y 220k - 6.8k y ±12V comprobando las posibles diferencias.

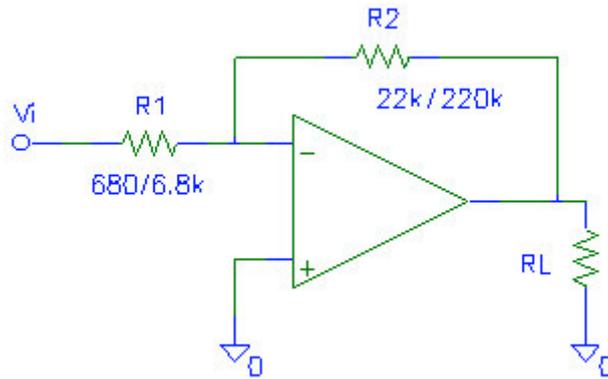


Figura 3.33. Esquema de la etapa inversora caracterizada en este apartado. Para R_L se toma 15Ω . Se omiten, por claridad en la figura, los diodos de protección y los condensadores de filtrado de la alimentación.

Tabla 3.19.

			F	10	20	30	60	100	500
Muestra A. Onda senoidal. $R_L = 15\Omega$			Vpp	3.06	3.06	3.09	3.09	3.06	3.06
				3.06	3.06	3.06	3.06	3.06	3.06
				3.28	3.31	3.31	3.31	3.31	3.28
1k	5k	10k	50k	100k	500k	700k	1M	5M	
3.03	3.00	3.00	3.00	2.93	1.87	1.40	0.93	0.18	22k-680 Ω , $\pm 12V$
3.03	3.00	3.00	2.96	2.90	1.81	1.34	0.93	0.17	22k-680 Ω , $\pm 18V$
3.25	3.25	3.21	3.12	2.81	1.25	0.93	0.68	0.14	220k-6.8, $\pm 12V$

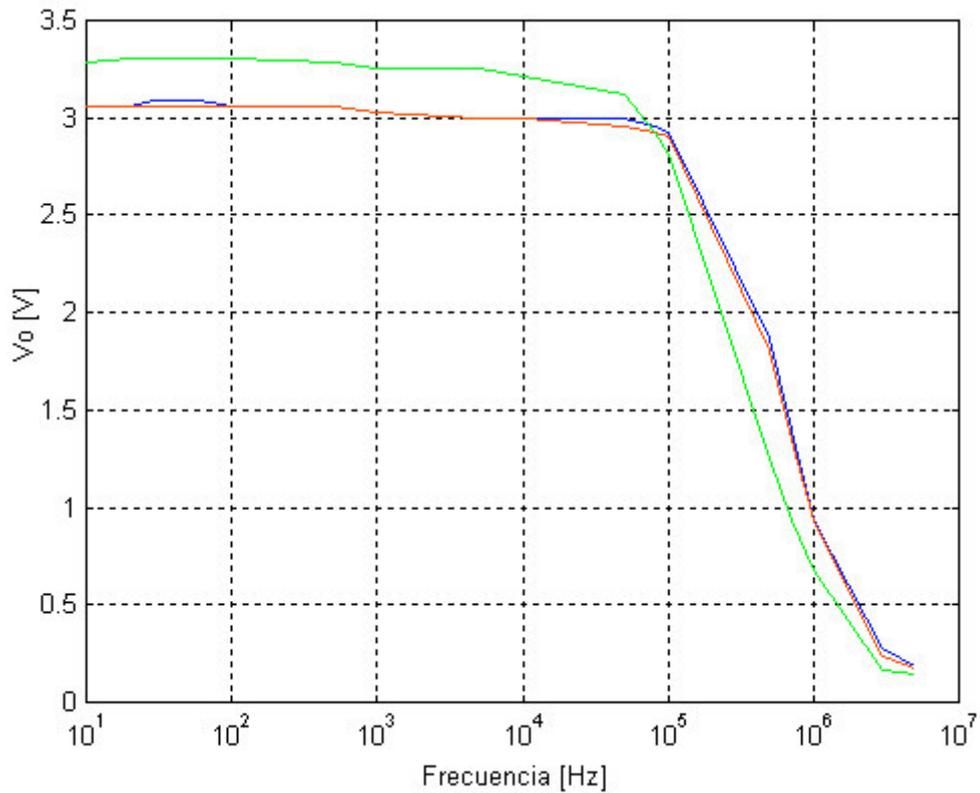


Figura 3.34. Diagrama de Bode del integrado TDA 2050 (muestra A) inversor para el esquema de la figura 3.33. Cada color corresponde a un grupo de resistencias y tensión de alimentación diferentes: Azul: 22k – 680Ω y ±12V, Rojo: 22k – 680Ω y ±18V y Verde: 220k – 6.8k y ±12V. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud.

De nuevo se tiene que el aumento de la tensión de alimentación no afecta al diagrama de Bode. En cambio el de los valores de resistencia, además de limitar el ancho de banda, aumenta la amplitud de la salida.

Siguiendo el mismo proceso que el seguido en el capítulo de medidas preliminares se midió el seguidor de tensión y el inversor con ganancia 1 (10k y 10k) resultando que ambos eran inestables. Estos resultados se describirán más adelante con detalle.

3.5.1.ii.- Demodulación parásita.

A lo largo de este epígrafe se exponen las medidas relativas a la demodulación RFI en el modelo TDA 2050. La tabla 3.20 muestra el valor pico – pico para 22k - 680Ω con tensiones de alimentación de ±12, ±16 y ±18V respectivamente; la 3.21 corresponde a 220k y 6.8k para ±12 y ±18V respectivamente. Como en casos anteriores a la entrada se inyecta una RFI modulada en amplitud con índice de modulación 1 (100%) y amplitud de 500mV. En todos los casos se trata de una etapa no inversora como la mostrada en la figura 3.29.

Tabla 3.20.

Muestra A. Señal AM. R _L = 15Ω			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			±12V	10.12	8.06	6.75	5.62	4.75	4.37	2.31	2.75
			±16V	10.12	8.06	6.75	5.68	4.68	4.31	2.21	2.56
			±18V	10.12	8.06	6.75	5.62	4.68	4.31	2.18	2.46
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M	11M	12M	13M	14M	15M
2.93	2.65	2.34	2.28	1.96	1.53	1.18	0.87	0.59	0.40	0.34	0.28
2.78	2.56	2.18	2.12	1.84	1.46	1.09	0.78	0.56	0.43	0.34	0.31
2.71	2.53	2.09	2.06	1.81	1.43	1.09	0.78	0.56	0.40	0.34	0.25

Tabla 3.21.

Muestra A. Señal AM. R _L = 15Ω			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			±12V	9.43	7.75	6.68	5.56	4.75	4.31	1.62	2.31
			±18V	9.50	7.68	6.56	5.50	4.68	4.25	1.56	2.00
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M	11M	12M	13M	14M	15M
2.71	2.65	2.53	2.46	2.15	1.71	1.31	1.00	0.71	0.50	0.40	0.34
2.53	2.59	2.28	2.28	2.06	1.65	1.28	0.93	0.68	0.50	0.37	0.31

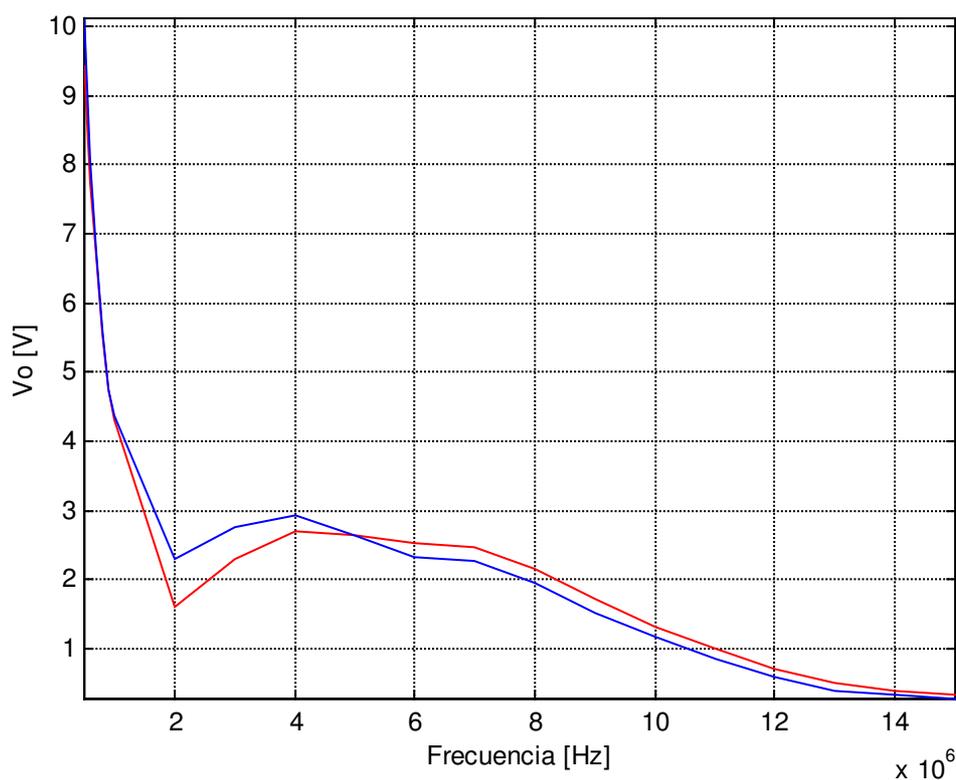


Figura 3.35. Respuesta a la demodulación RFI en el integrado TDA 2050 (muestra A) no inversor para el circuito de la figura 3.29. Cada color corresponde a un grupo de resistencias diferente: Azul: 22k y 680Ω; Rojo: 220k y 6.8k. La carga es de 15Ω y el nivel de RFI 500mV.

En todos los casos contemplados por las tablas anteriores se tienen las siguientes pautas comunes:

- De 500kHz hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud. Ver figuras 3.36 y 3.37.
- A 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora). Figura 3.38.
- A partir de 3MHz la salida es de baja frecuencia (1kHz), aunque a 3MHz aun se aprecia de forma notable la componente de RF. Figura 3.39 y 3.40.

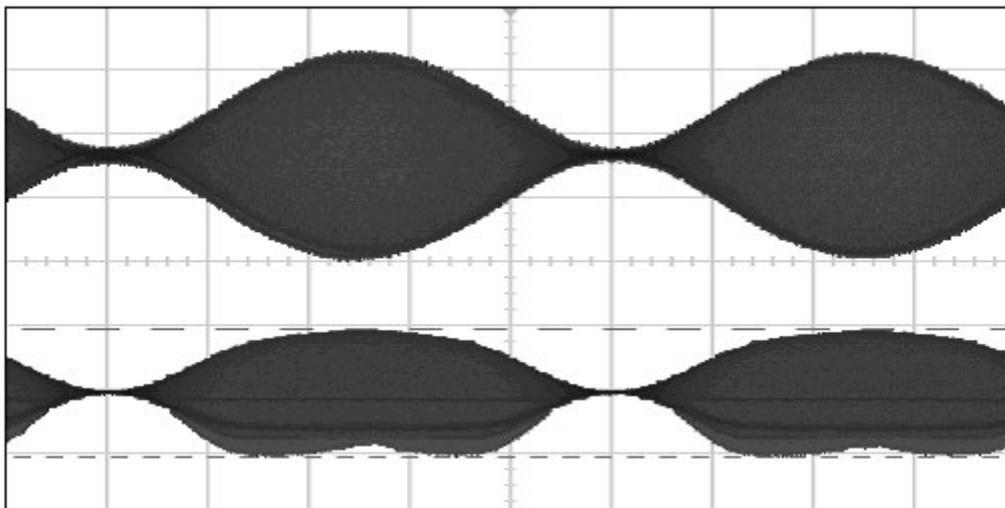


Figura 3.36. Entrada AM (onda superior) aplicada al circuito de la figura 3.29 para 500kHz de portadora. La onda inferior representa la salida de dicho circuito.

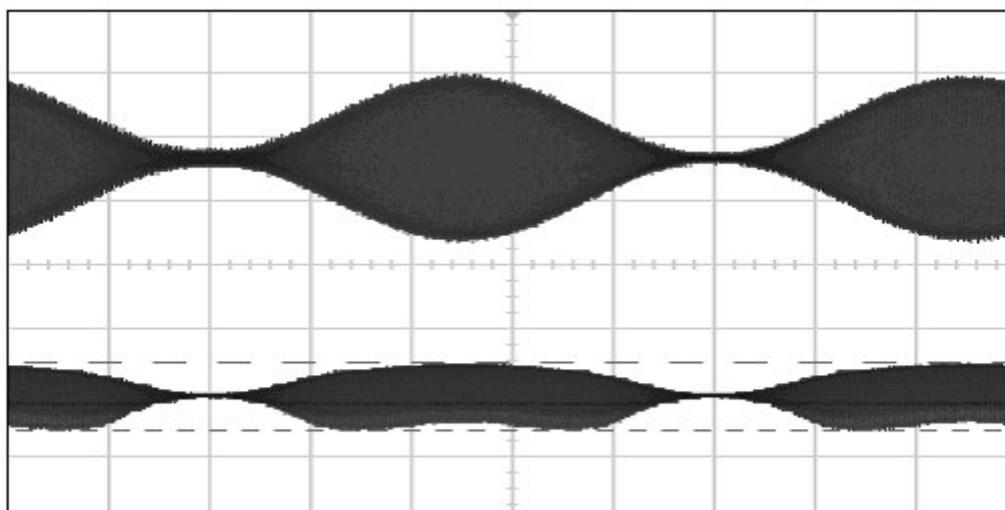


Figura 3.37. Entrada AM (onda superior) aplicada al circuito de la figura 3.29 para 700kHz de portadora. La onda inferior representa la salida de dicho circuito.

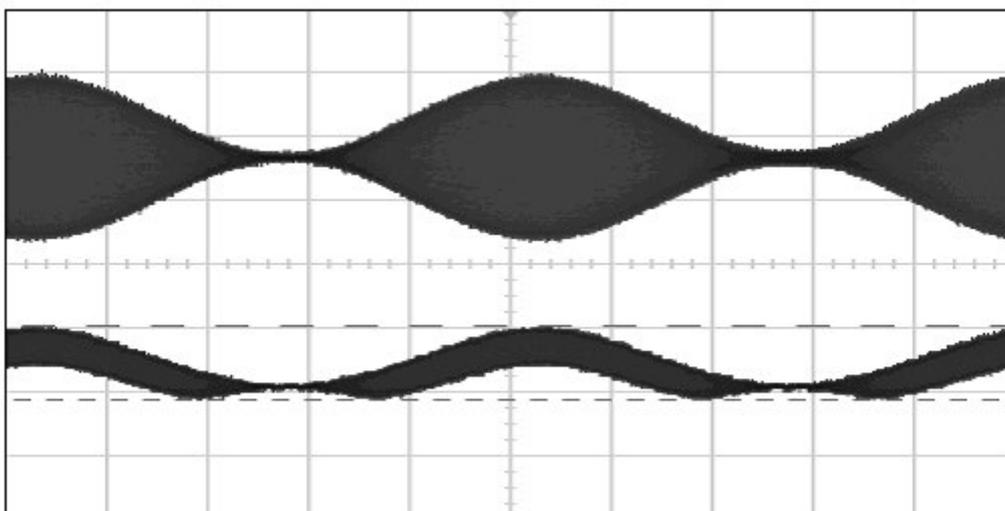


Figura 3.38. Entrada AM (onda superior) aplicada al circuito de la figura 3.29 para 2MHz de portadora. La onda inferior representa la salida de dicho circuito.

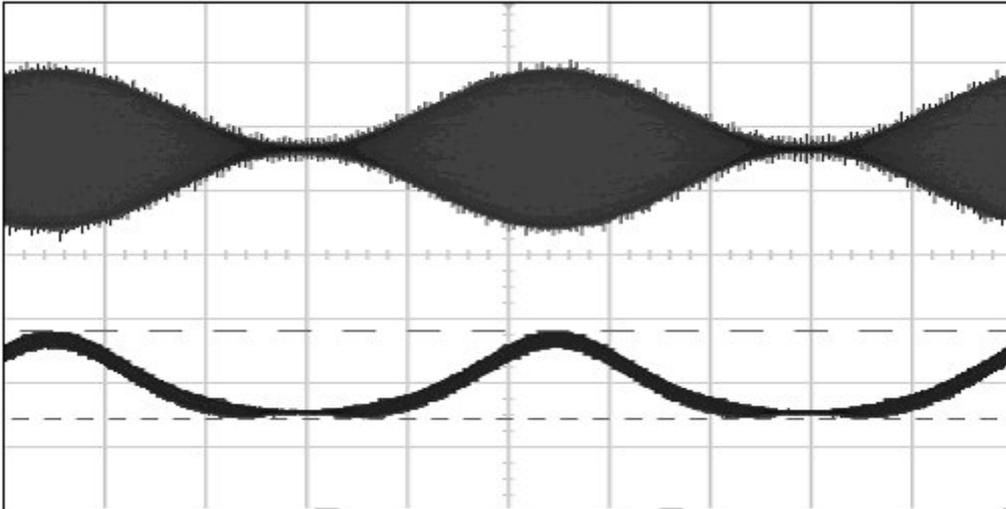


Figura 3.39. Entrada AM (onda superior) aplicada al circuito de la figura 3.29 para 3MHz de portadora. La onda inferior representa la salida de dicho circuito.

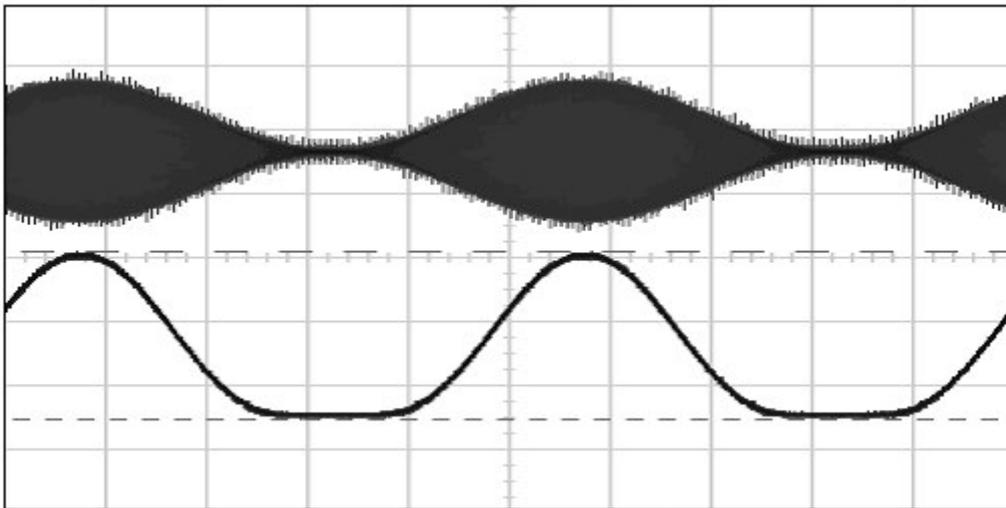


Figura 3.40. Entrada AM (onda superior) aplicada al circuito de la figura 3.29 para 4MHz de portadora. La onda inferior representa la salida de dicho circuito.

En la tabla 3.22 se recogen las medidas correspondientes a la etapa inversora de la figura 3.41 con resistencias de 22k, 680Ω y 220k, 6.8k. Ambas con alimentación de ±12V.

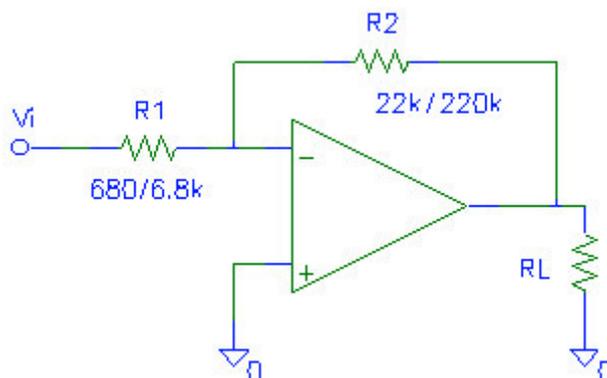


Figura 3.41. Esquema de la etapa inversora caracterizada en este apartado. Para R_L se toma 15Ω. Se omiten, por claridad en la figura, los diodos de protección y los condensadores de filtrado de la alimentación.

Tabla 3.22.

Muestra A. Señal AM. $R_L = 15\Omega, V_{cc} \pm 12V$			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			22k-680Ω	9.50	7.25	5.81	4.68	4.25	3.56	2.31	3.00
			220k-6.8k	8.87	6.75	5.50	4.56	3.93	3.43	1.37	0.70
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M	11M	12M	13M	14M	15M
3.12	2.81	2.25	1.75	1.31	0.87	0.56	0.37	0.31	0.25	0.18	0.18
0.42	0.22	0.15									

- Para 22k - 680Ω:
 - De 500kHz hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - A partir de 3MHz la salida es de baja frecuencia (1kHz).
- Para 220k – 6.8k:
 - De 500kHz hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 2, 3, 4 y 5MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).

- A partir de 6MHz la salida se confunde con el ruido de fondo no apareciendo a ninguna frecuencia una componente de 1kHz.

Los valores registrados en las dos tablas anteriores se tomaron también para diferentes valores de tensión de alimentación no apreciando diferencias notables por lo que se omiten los resultados.

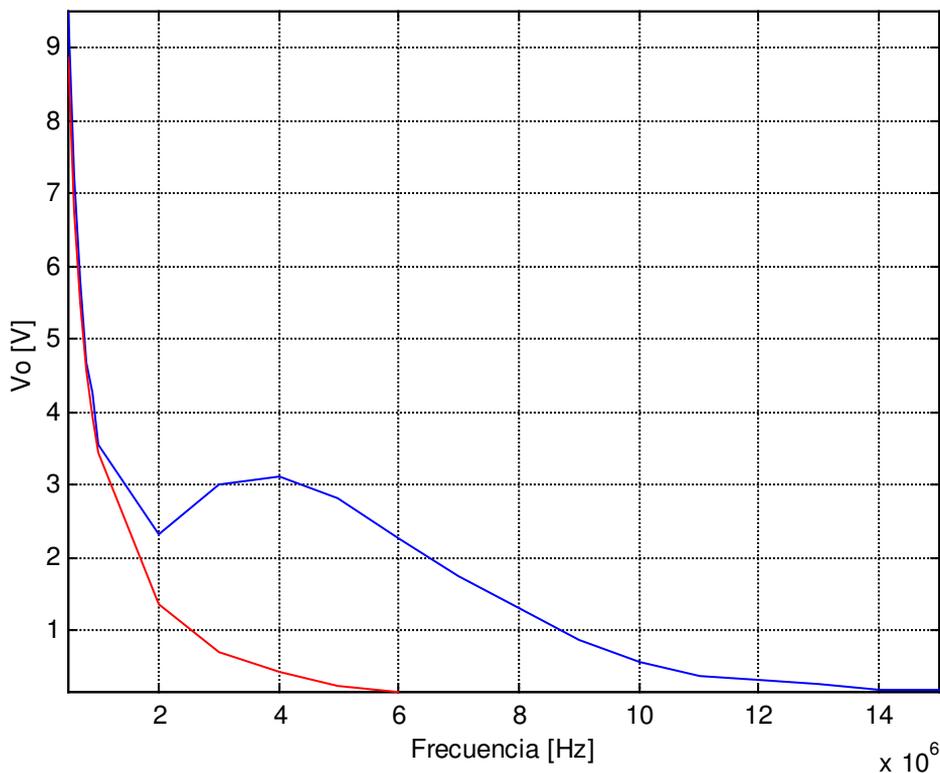


Figura 3.42. Respuesta a la demodulación RFI en el integrado TDA 2050 (muestra A) no inversor para el circuito de la figura 3.29. Cada color corresponde a un grupo de resistencias diferente: Azul: 22k y 680Ω; Rojo: 220k y 6.8k. La carga es de 15Ω y el nivel de RFI 500mV.

3.5.1.iii.- Desplazamiento de offset.

Siguiendo con el flujo de medidas seguido en el capítulo 2 se mide el desplazamiento del offset frente a variaciones de los parámetros ya mencionados. En la tabla 3.23 se muestra el desplazamiento para 22k - 680Ω y para 220k - 6.8k. En ambos casos se aplica una carga de 15Ω.

Tabla 3.23.

Muestra A. Onda senoidal. R _L = 15Ω			F	10	90	900	7k	12k	16k
			22k-680Ω	20	27	28	37	56	78
			220k-6.8k	2	10	10	19	39	60
20k	30k	40k	50k	60k	70k	80k	90k	100k	110k
106	203	428	883	1166	1224	1136	997	846	705
88	183	390	796	1044	1091	992	844	688	
120k	140k	150k	200k	250k	260k	270k	280k	290k	300k
588	437	390	243	112	85	57	29	0	-27
-	-	252	133	59	46	34	23	12	2
310k	320k	330k	340k	350k	400k	500k	600k	1M	2M
-	-	-	-	-163	-281	-550	-693	-792	-433
-9	-18	-27	-37	-48	-94	-263	-469	-795	-315
3M	4M	5M	6M	7M	10M	12M	13M	14M	15M
-700	-665	-515	-691	-806	-753	-	-648	-	-621
-583	-653	-634	-848	-1004	-957	-855	-809	-777	-759

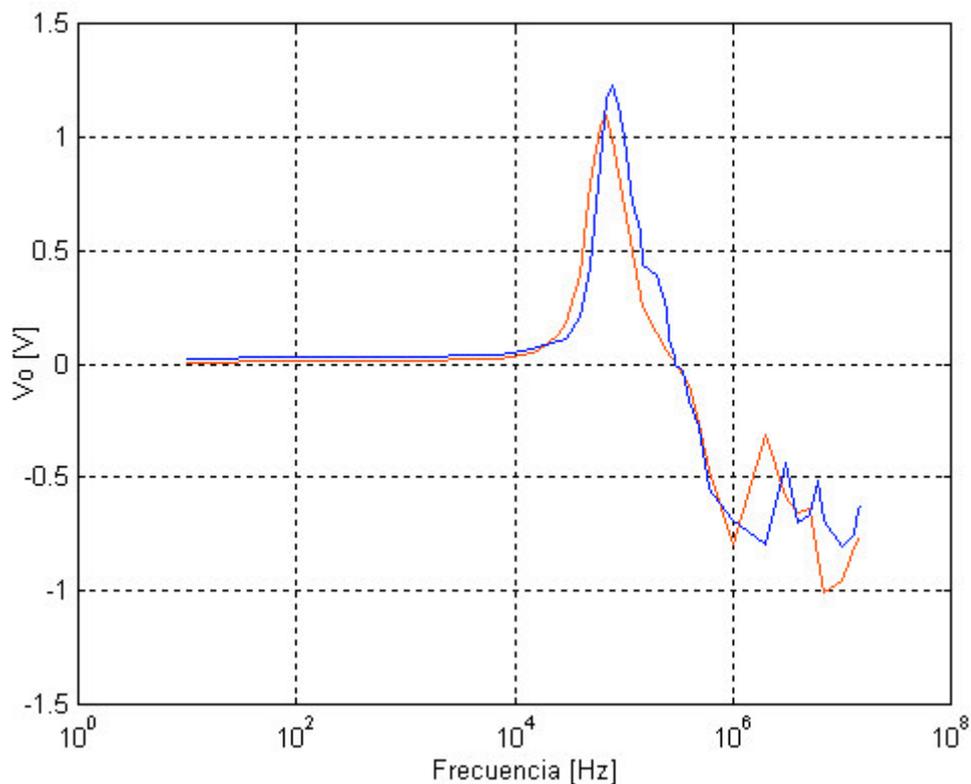


Figura 3.43. Desplazamiento de offset en el integrado TDA 2050 (muestra A) no inversor de tensión para el circuito de la figura 3.29. Cada color corresponde a un grupo de resistencias diferente: Azul: 22k - 680Ω y Rojo: 220k - 6.8k. El valor de la carga es de 15Ω.

Cuando se deja la salida en vacío el circuito oscila. Llevando la entrada a masa se mide la RF de la oscilación obteniéndose una frecuencia de 4.47MHz a 2.4V de pico – pico. Aplicando una carga de 15Ω desaparecen las oscilaciones. Esto se produce para ambos valores de R_{in} y R_f .

En la tabla 3.24 se muestran los desplazamientos de offset correspondientes a la etapa inversora de la figura 3.41 para 22k - 680Ω y 220k - 6.8k respectivamente.

Tabla 3.24.

Muestra A. Onda senoidal. $R_L = 15\Omega$			F	10	90	900	7k	12k	16k
			22k-680 Ω	-56	-46	-45	-38	-23	-6
			220k-6.8k	-87	-74	-73	-64	-46	-25
20k	25k	30k	35k	40k	45k	50k	55k	60k	65k
16	50	93	153	243	384	560	712	838	920
0	39	88	158	268	443	629	770	880	942
70k	75k	80k	90k	100k	110k	120k	130k	140k	150k
947	932	895	783	654	534	436	364	313	278
949	917	865	729	584	452	346	270	215	177
180k	200k	250k	300k	350k	400k	500k	600k	700k	800k
214	184	119	66	30	15	-34	-78	-80	0
108	78	22	-12	-36	-55	-110	-179	-115	-16
900k	1M	1.5M	2M	2.3M	2.5M	3M	3.4M	4M	4.5M
166	125	419	481	525	600	794	865	824	770
73	57	167	55	9	-6	-28	-41	-53	-61
5M	5.5M	6M	6.5M	7M	7.8M	9M	10M	11M	12M
706	658	589	534	475	405	300	236	191	152
-65	-68	-70	-73	-74	-77	-81	-84	-87	-90
13M	14M	15M							
121	100	79							
-90	-93	-96							

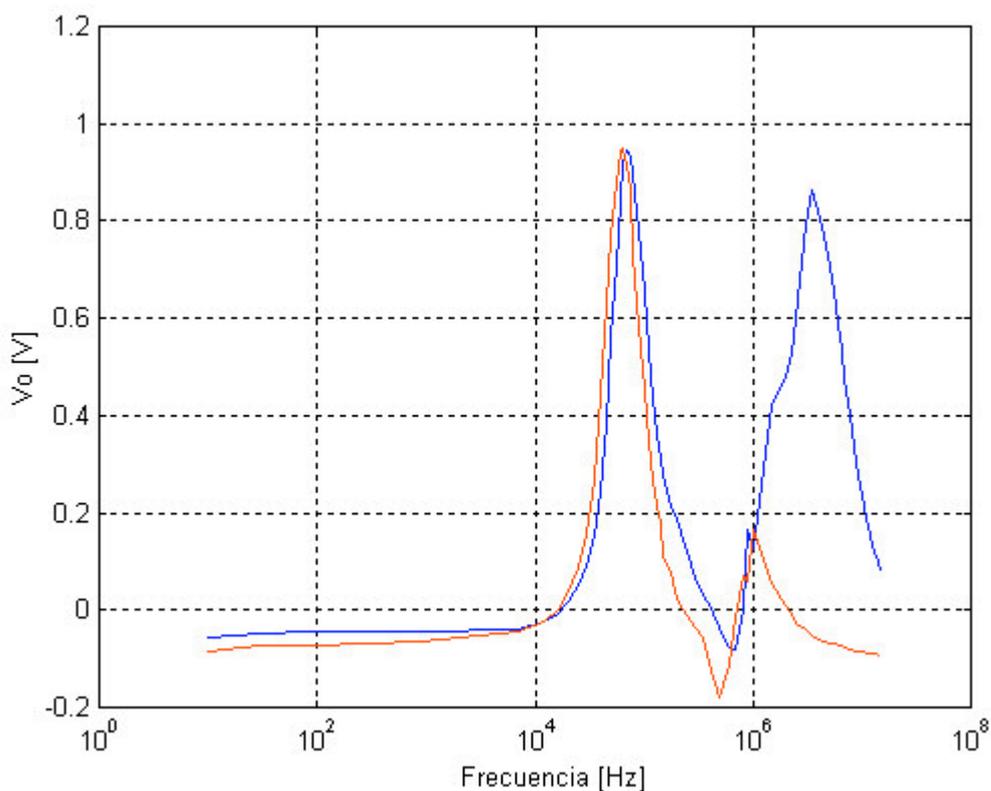


Figura 3.44. Desplazamiento de offset en el integrado TDA 2050 (muestra A) inversor de tensión para el circuito de la figura 3.41. Cada color corresponde a un grupo de resistencias diferente: Azul:22k - 680Ω y Rojo: 220k – 6.8k. El valor de la carga es de 15Ω.

Desde el punto de vista del offset de la etapa inversora los valores de 220k – 6.8k son preferibles pues eliminan el pico de 865mV que hay a 3.4MHz. También, como se ilustra en la figura 3.42, lo es para la demodulación RFI pues reduce significativamente la amplitud de la baja frecuencia demodulada.

3.5.2.- TDA 2040 de STMicroelectronics.

Como ya se ha comentado al comienzo de este apartado, a continuación se exponen las medidas correspondientes al TDA 2040 de SGS – Thompson (actual STMicroelectronics) siguiendo la misma secuencia que en el caso del TDA 2050.

3.5.2.i.- Respuesta en frecuencia.

La tabla 3.25 muestra las mediciones realizadas sobre la PCB mostrada en la figura 3.28 con el esquema de la figura 3.45.

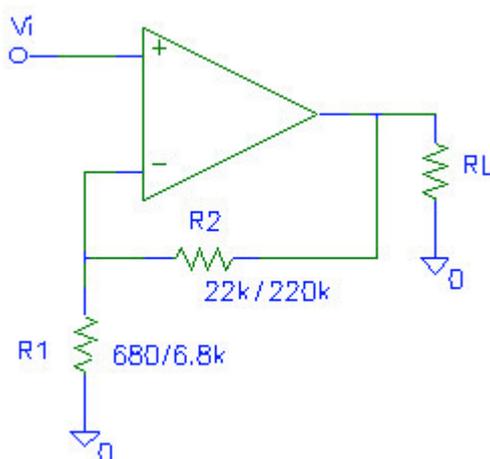


Figura 3.45. Esquema de la etapa inversora caracterizada en este apartado. Para R_L se toma 15Ω . Se omiten, por claridad en la figura, los diodos de protección y los condensadores de filtrado de la alimentación.

Tabla 3.25.

			F	10	20	30	60	100	500
Muestra A. Onda senoidal. $R_L = 15\Omega$			Vpp	3.70	4.62	4.84	5.03	5.12	5.37
				2.75	3.15	3.28	3.37	3.37	3.37
				2.68	3.15	3.28	3.34	3.37	3.37
1k	5k	10k	50k	100k	500k	1M	5M		
5.37	5.56	5.12	3.28	3.12	1.56	0.78	0.20	22k - 680 Ω , $\pm 12V$	
3.37	3.31	3.31	3.25	3.12	1.53	0.78	0.18	22k - 680 Ω , $\pm 18V$	
3.37	3.34	3.34	3.25	3.03	1.34	0.75	-	220k - 6.8k, $\pm 12V$	

Hasta 20kHz aparecen oscilaciones (ver figura 3.46) en los mínimos de la salida, esto explica el aumento en el valor pico – pico de la señal. Para evitar este problema se repite la medida con tensiones de alimentación de ± 16 y $\pm 18V$ comprobándose que para esta última las oscilaciones desaparecen. En la tabla 3.25

también se muestra el resultado, mucho más acorde con las medidas hechas en circuitos precedentes, para 220k y 6.8k.

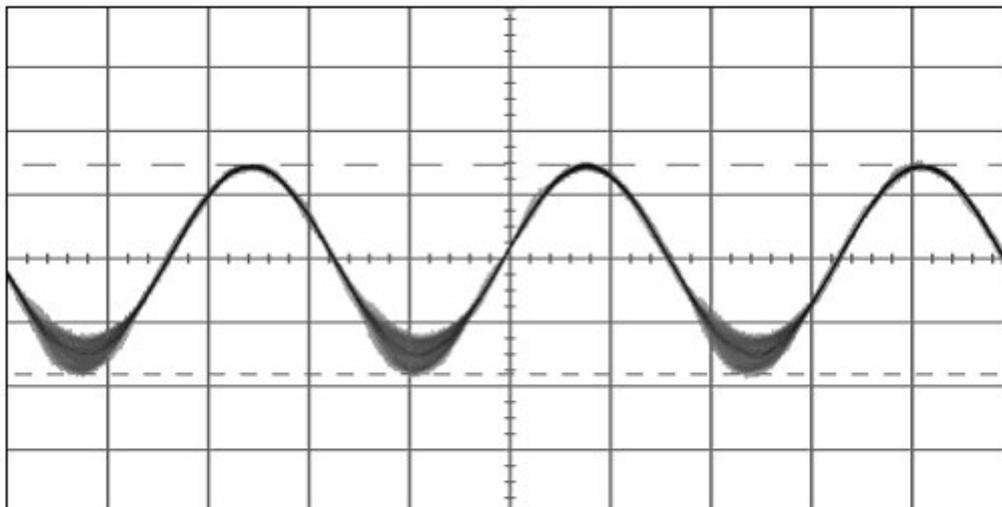


Figura 3.46. Salida correspondiente al circuito de la figura 3.45 con entrada senoidal de 50mV de amplitud y menos de 20kHz de frecuencia.

La tabla 3.26 muestra la característica en frecuencia de la etapa inversora (figura 3.47). A diferencia de lo que ocurría en la etapa no inversora en la que había que elevar la tensión de alimentación hasta $\pm 18V$ para eliminar las oscilaciones, en este caso con $\pm 16V$ ya han desaparecido.

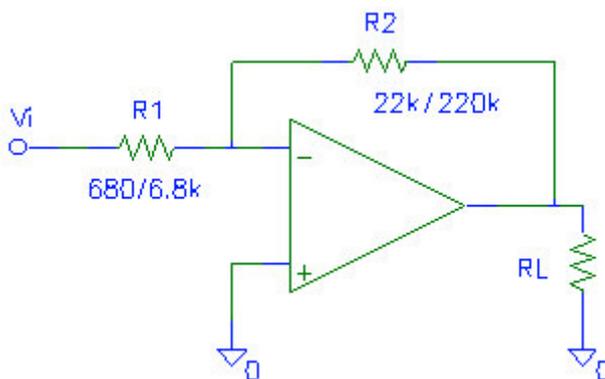


Figura 3.47. Esquema de la etapa inversora caracterizada en este apartado. Para R_L se toma 15Ω . Se omiten, por claridad en la figura, los diodos de protección y los condensadores de filtrado de la alimentación.

Tabla 3.26.

Muestra A. Onda senoidal. $R_L = 15\Omega$			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	4.31	4.37	4.40	4.56	4.62	4.87
				3.18	3.18	3.12	3.12	3.12	3.12
				3.25	3.28	3.28	3.25	3.25	3.25
1k	5k	10k	50k	100k	500k	1M	5M		
4.84	4.87	3.03	3.00	2.87	1.56	0.81	0.31	22k - 680 Ω , $\pm 12V$	
3.12	3.09	3.03	3.00	2.90	1.50	0.78	0.28	22k - 680 Ω , $\pm 18V$	
3.25	3.25	3.21	3.12	2.90	1.30	0.71	-	220k - 6.8k, $\pm 12V$	

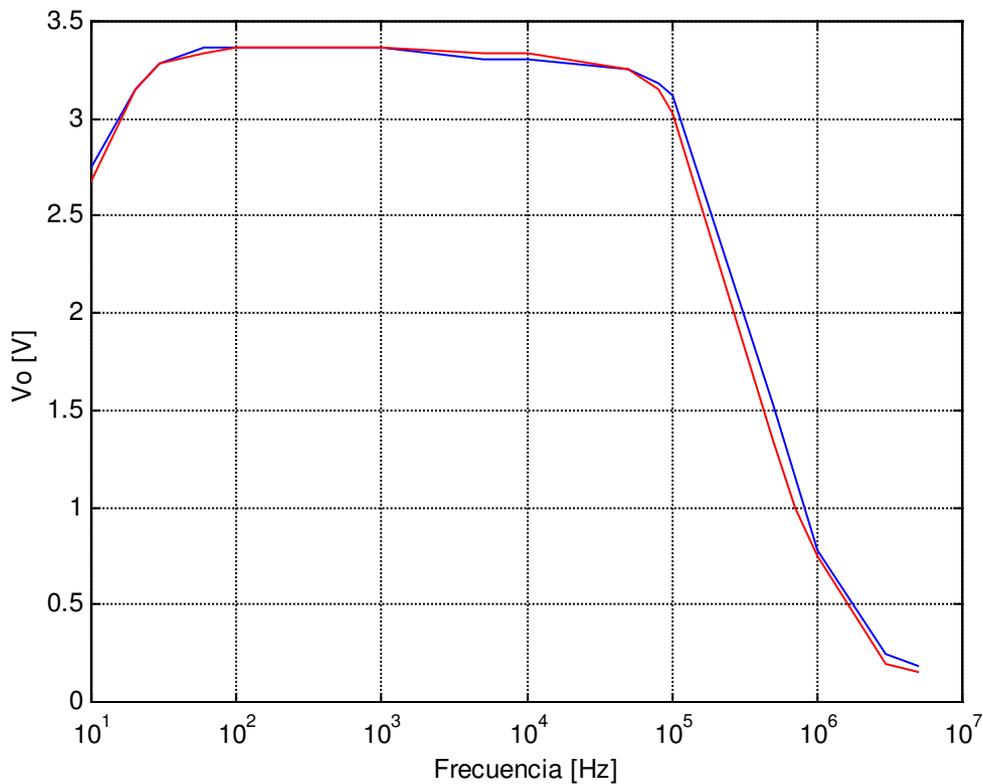


Figura 3.48. Diagrama de Bode del integrado TDA 2040 (muestra A) no inversor para el esquema de la figura 3.45. Cada color corresponde a un grupo de resistencias y tensión de alimentación diferentes: Azul: 22k - 680 Ω y $\pm 18V$, Rojo: 220k - 6.8k y $\pm 12V$. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud.

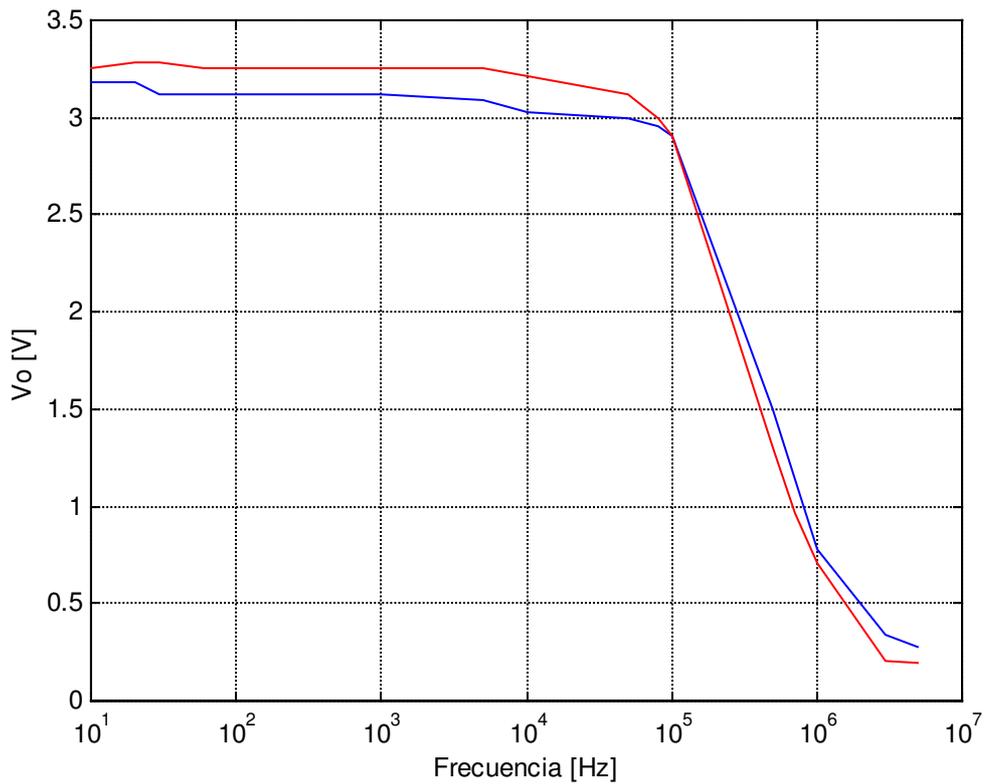


Figura 3.49. Diagrama de Bode del integrado TDA 2040 (muestra A) inversor para el esquema de la figura 3.47. Cada color corresponde a un grupo de resistencias y tensión de alimentación diferentes: Azul: 22k – 680Ω y ±18V, Rojo: 220k - 6.8k y ±12V. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud.

Como se aprecia en las figuras 3.48 y 3.49, a diferencia de lo sucedido en los modelos precedentes, la pérdida de ancho de banda es poco significativa.

3.5.2.ii.- Demodulación parásita.

De forma análoga a los casos anteriores se procede a medir el efecto de demodulación parásita manteniendo las condiciones ya mencionadas, esto es, entrada AM de 500mV de amplitud con índice de modulación del 100%. Los valores de la tabla 3.27 corresponden al circuito no inversor de la figura 3.45. Se mide en primer lugar con 22k - 680Ω y ±12V, a continuación con alimentación de ±18V y en último lugar para 220k - 6.8k.

Tabla 3.27.

Muestra A. Señal AM. R _L = 15Ω			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			22k-680Ω ±12V	8.37	7.31	6.62	5.68	5.00	4.21	3.18	0.60
			220k-6.8k ±18V	9.00	7.62	6.75	5.87	5.50	3.75	2.18	0.62
			220k-6.8k ±12V	8.15	7.00	5.31	4.25	3.87	3.50	1.00	0.65
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M	11M	12M	13M	14M	15M
0.56	8.50	5.12	4.25	3.50	8.60	1.50	1.12	0.87	0.62	0.48	0.37
0.57	7.68	2.56	2.00	1.87	1.68	1.31	1.03	0.80	0.57	0.48	0.42
1.15	2.03	2.43	2.50	2.40	2.12	1.75	1.37	1.03	0.75	0.60	0.50

- De 500kHz hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud para ambas tensiones de alimentación. Ver figura 3.50 (500kHz).
- A 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora) para ambas tensiones. Ver figura 3.51. Con 220k y 6.8k aun persiste la RF.
- A 3 y 4MHz vuelve a aparecer una RF con ±12 y ±18V. Con 220k y 6.8k se tiene una RF a 3MHz, y a 4MHz aparece una baja frecuencia sin RF.
- De 5 hasta 15MHz aparece una baja frecuencia (moduladora) con ±12V mientras que para ±18V esto no ocurre hasta alcanzar los 6MHz. Ver figuras 3.52, 3.53 y 3.54.

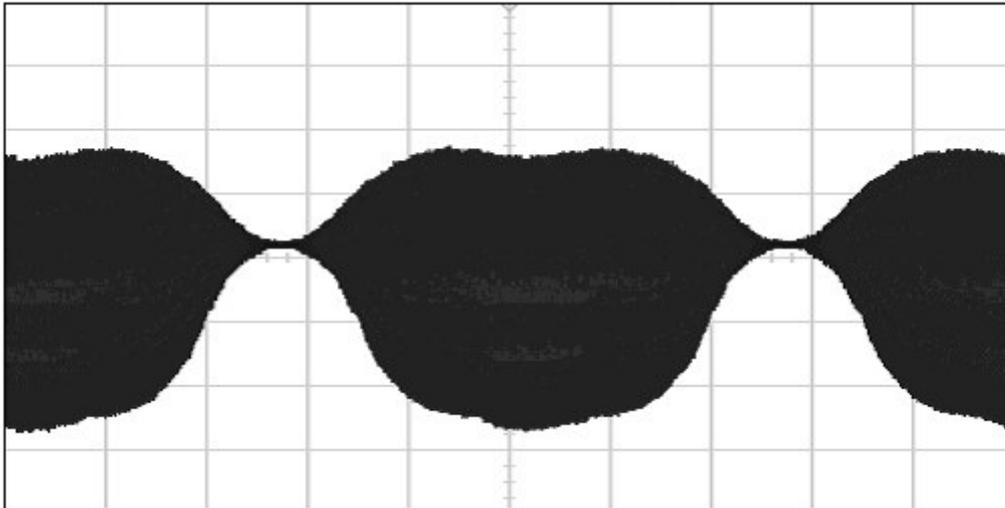


Figura 3.50. Salida correspondiente al circuito de la figura 3.45 con entrada AM de 500mV de amplitud y 500kHz de frecuencia de portadora.

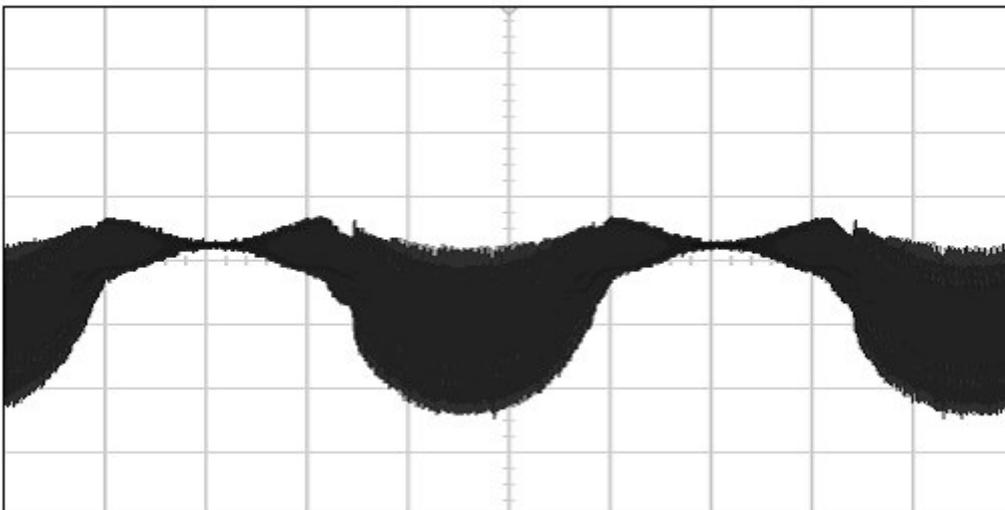


Figura 3.51. Salida correspondiente al circuito de la figura 3.45 con entrada AM de 500mV de amplitud y 2MHz de frecuencia de portadora.

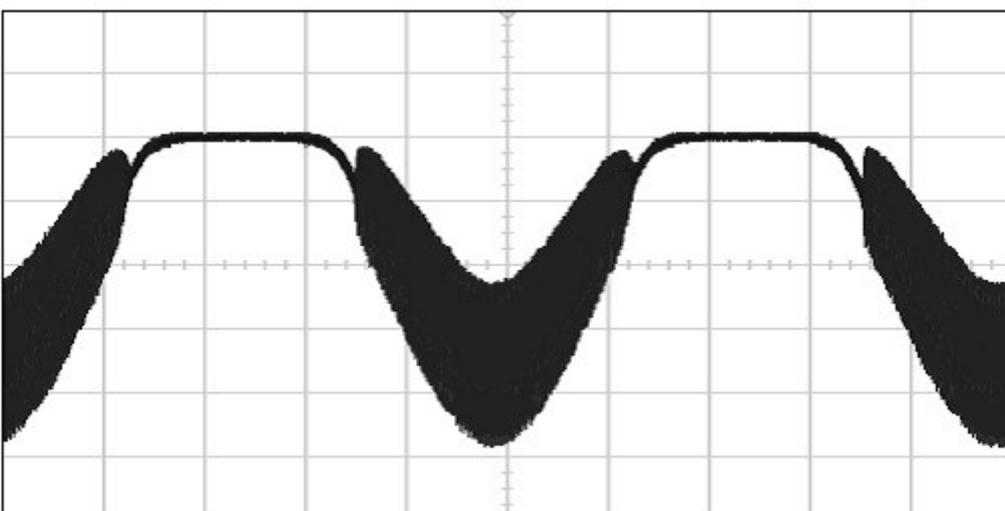


Figura 3.52. Salida correspondiente al circuito de la figura 3.45 con entrada AM de 500mV de amplitud y 5MHz de frecuencia de portadora.

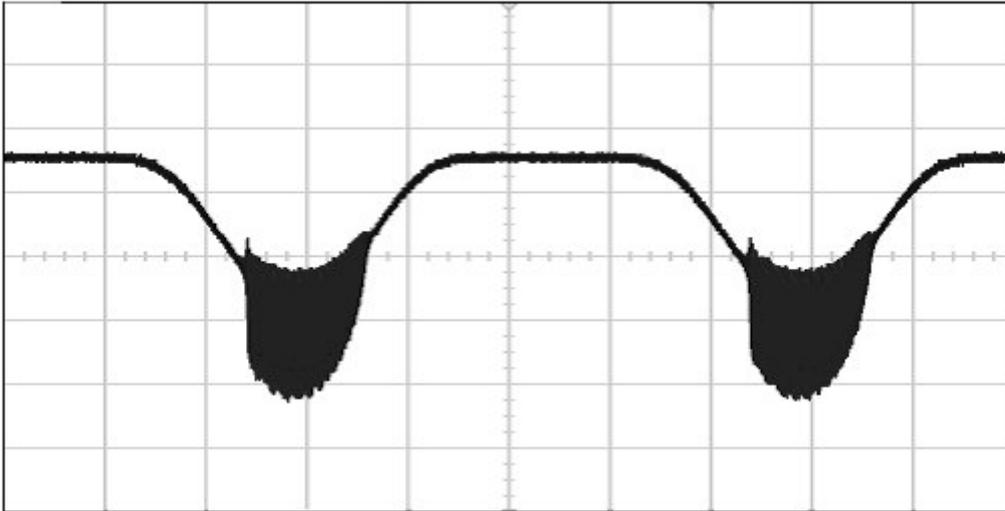


Figura 3.53. Salida correspondiente al circuito de la figura 3.45 con entrada AM de 500mV de amplitud y 7MHz de frecuencia de portadora.

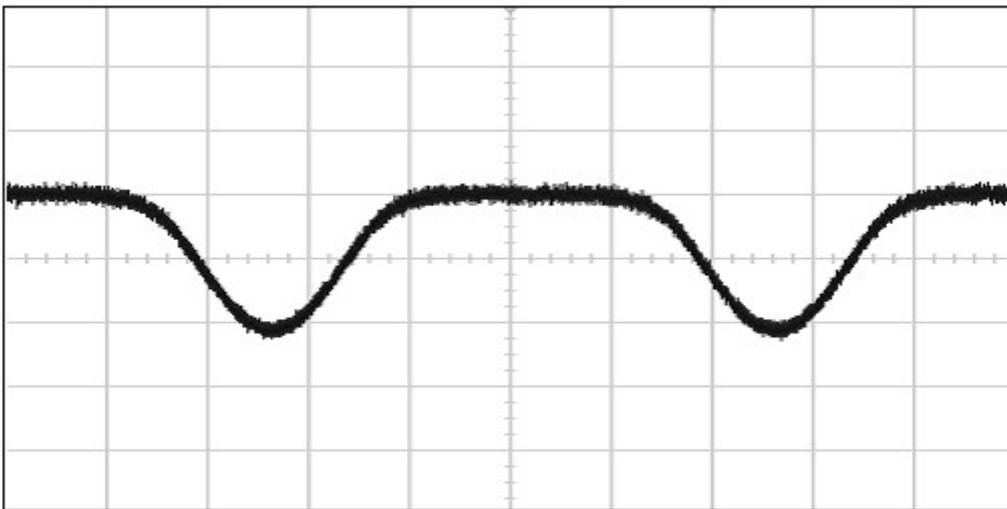


Figura 3.54. Salida correspondiente al circuito de la figura 3.45 con entrada AM de 500mV de amplitud y 9MHz de frecuencia de portadora.

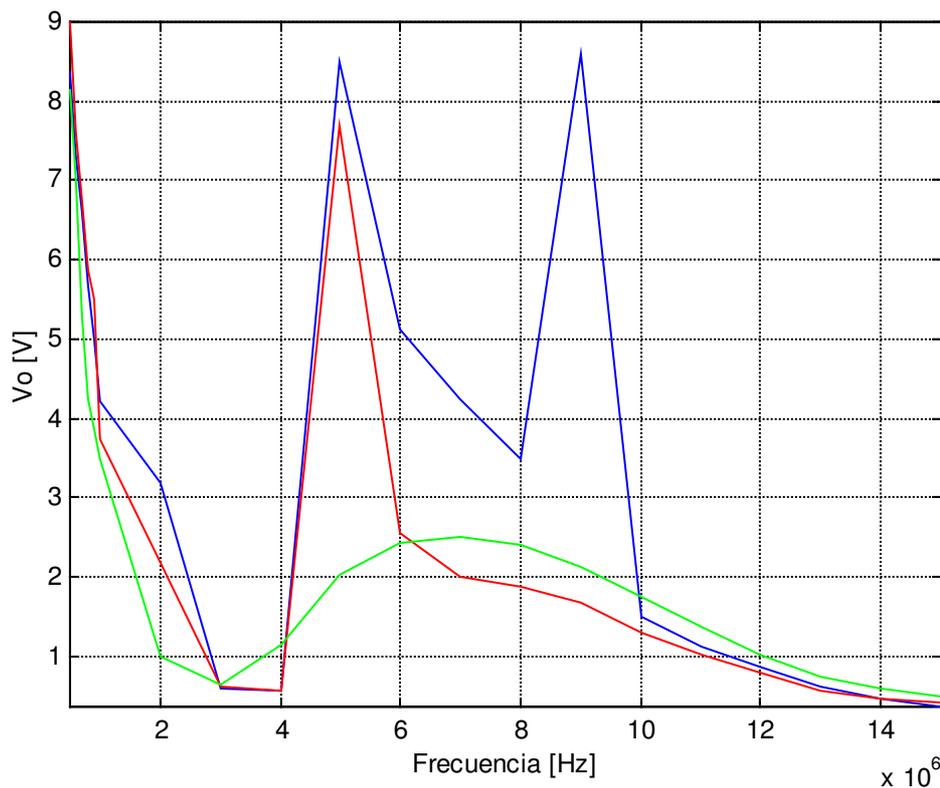


Figura 3.55. Respuesta a la demodulación RFI en el integrado TDA 2040 (muestra A) no inversor para el circuito de la figura 3.45. Cada color corresponde a un grupo de resistencias diferente: Azul: 22k y 680 Ω ; Rojo: 22k y 680 Ω a $\pm 18V$, Verde: 220k y 6.8k. La carga es de 15 Ω y el nivel de RFI 500mV.

En este caso el simple aumento de la tensión de alimentación elimina el segundo máximo; para eliminar ambos es necesario cambiar las resistencias aunque la alimentación permanezca en $\pm 12V$.

En la tabla 3.28 se recogen los valores medidos para dos tensiones de alimentación diferentes con la etapa inversora (ver figura 3.47) y 220k - 6.8k.

Tabla 3.28.

Muestra A. Señal AM. $R_L = 15\Omega$			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			22k- 680 Ω $\pm 12V$	8.50	7.50	6.12	4.68	4.56	3.62	1.68	2.37
			22k- 680 Ω $\pm 18V$	9.06	7.50	5.87	4.93	4.31	3.62	1.59	2.21
			220k- 6.8k $\pm 12V$	8.50	6.37	5.50	4.87	4.37	3.81	1.75	1.68
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M	11M	12M	13M	14M	15M
2.71	2.50	2.50	2.28	1.96	1.56	1.15	0.78	0.54	0.37	0.28	0.28
2.59	2.15	2.37	2.25	1.93	1.56	1.15	0.81	0.60	0.40	0.34	0.27
1.28	0.80	0.45	0.32	0.25	0.21	-	-	-	-	-	-

- De 500kHz hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud para ambas tensiones de alimentación.
- A 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora) para ambas tensiones.
- De 3 hasta 15MHz aparece una baja frecuencia (moduladora) también para ambas polarizaciones.

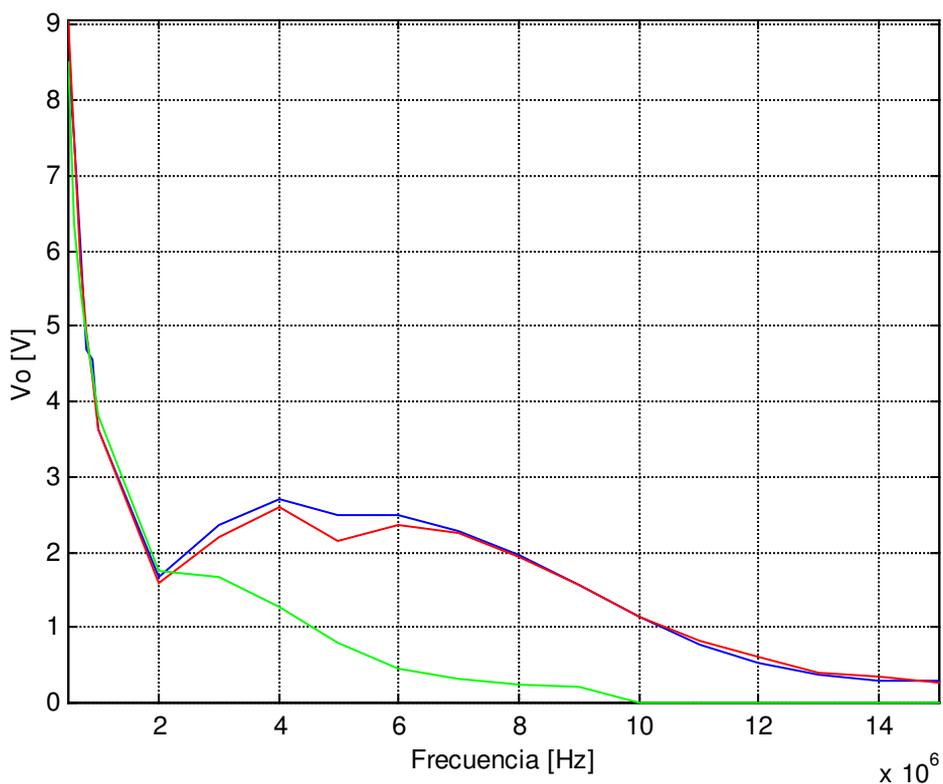


Figura 3.56. Respuesta a la demodulación RFI en el integrado TDA 2040 (muestra A) inversor para el circuito de la figura 3.47. Cada color corresponde a un grupo de resistencias diferente: Azul: 22k y 680Ω; Rojo: 22k y 680Ω a ±18V, Verde: 220k y 6.8k. La carga es de 15Ω y el nivel de RFI 500mV.

En esta configuración el aumento de la tensión de alimentación podría calificarse como irrelevante, no así el de las resistencias de entrada y realimentación.

3.5.2.iii.- Desplazamiento de offset.

En la tabla 3.29 se registra el desplazamiento del offset de la etapa no inversora de la figura 3.45 con $\pm 18V$, ya que para $\pm 12V$ se producen oscilaciones que causan la saturación de la salida para el nivel de entrada usado en el resto de simulaciones, a saber, 300mV de amplitud. Los valores de resistencia son 22k - 680 Ω y 220k - 6.8k.

Tabla 3.29.

Muestra A. Onda senoidal. R_L = 15Ω			F	10	20	30	90	100	200
			22k- 680Ω	10	-177	-220	-276	-274	-271
			220k- 6.8k	18	-197	-187	-280	-270	-276
400	900	2k	3k	4k	5k	6k	7k	8k	9k
-243	-184	-116	-73	-37	-6	23	53	81	104
-247	-190	-128	-60	-38	-7	27	58	80	107
10k	16k	20k	30k	31k	32k	33k	34k	35k	36k
123	186	216	437	267	397	535	656	756	839
127	196	214	447	270	402	530	650	746	849
37k	38k	39k	40k	50k	60k	70k	80k	90k	100k
910	971	1027	1067	1396	1380	1328	1090	865	705
930	980	1120	1180	1512	1497	1348	1270	985	725
110k	120k	140k	150k	200k	250k	300k	350k	400k	500k
579	488	386	346	177	32	-145	-61	-140	-160
587	508	416	364	198	70	-167	-60	-146	-165
600k	1M	1.2M	1.5M	1.7M	1.8M	1.9M	2M	3M	4M
-110	-245	-173	-76	-330	-70	65	90	505	285
-110	-240	-175	-78	-340	-70	60	94	615	325
4.1M	4.2M	4.3M	4.4M	4.5M	4.6M	4.7M	4.8M	4.9M	5M
270	264	219	106	-247	-4700	-4190	-3230	-2850	-2182
276	268	220	105	-270	-5030	-4700	-3680	-3160	-2892
5.3M	6M	7M	9M	10M	11M	12M	13M	14M	15M
-1055	-540	-515	-553	-578	-590	-632	-762	-920	-862
-1565	-950	-710	-630	-587	-630	-678	-770	-956	-860

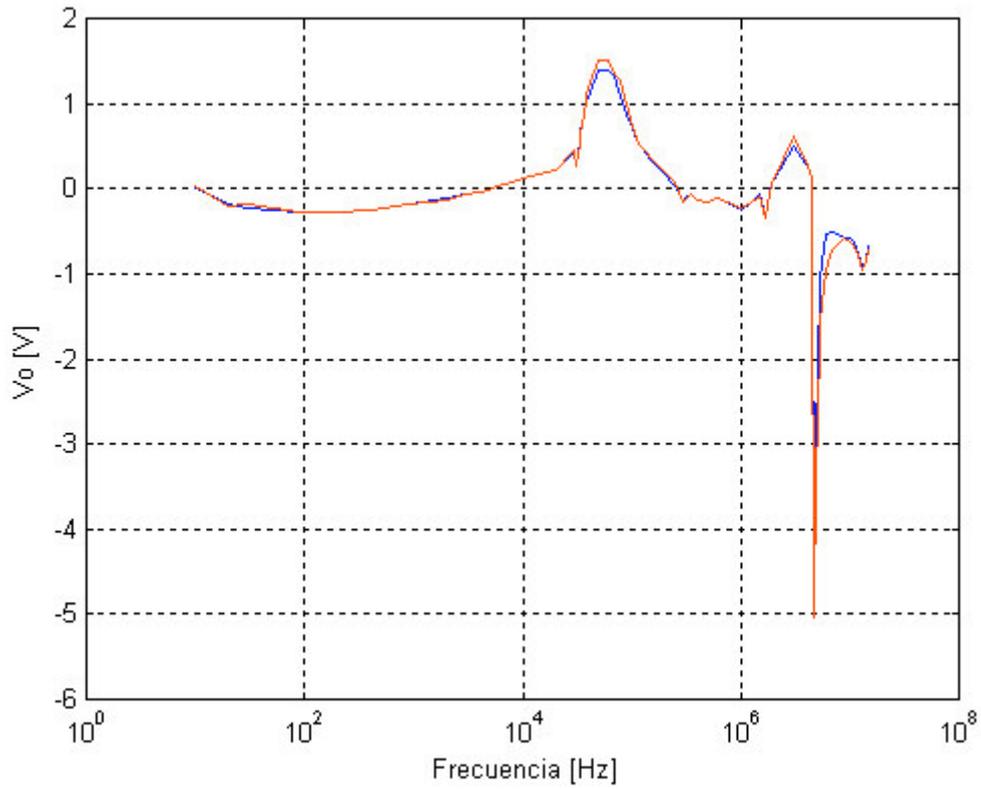


Figura 3.57. Desplazamiento de offset en el integrado TDA 2040 (muestra A) no inversor de tensión para el circuito de la figura 3.45. Cada color corresponde a un grupo de resistencias diferente: Azul: 22k - 680Ω y Rojo: 220k - 6.8k. El valor de la carga es de 15Ω.

En la tabla 3.30 se muestra el desplazamiento de offset para la etapa inversora con los dos juegos de resistencias ya usados, 22k - 680Ω y 220k - 6.8k.

Tabla 3.30.

Muestra A. Onda senoidal. R _L = 15Ω			F	10	20	30	90	100	200
			22k-680Ω	-45	-34	-30	-28	-28	-28
			220k-6.8k	-63	-47	-46	-44	-44	-43
400	900	2k	7k	12k	16k	20k	25k	30k	35k
-28	-28	-27	-19	-2	17	44	93	186	426
-43	-42	-40	-26	-4	20	52	110	233	602
40k	50k	60k	70k	80k	90k	100k	150k	200k	250k
788	1162	1176	1050	880	710	568	295	214	150
938	1263	1236	1081	885	694	535	224	130	75
300k	350k	400k	500k	600k	800k	1M	2M	3M	4M
104	73	55	32	18	2	-10	-68	3	-7
35	14	1	-13	-22	-32	-35	-40	-36	-38
5M	6M	7M	8M	9M	10M	15M			
-31	-24	-25	-28	-30	-33	-41			
-42	-44	-45	-47	-49	-49	-60			

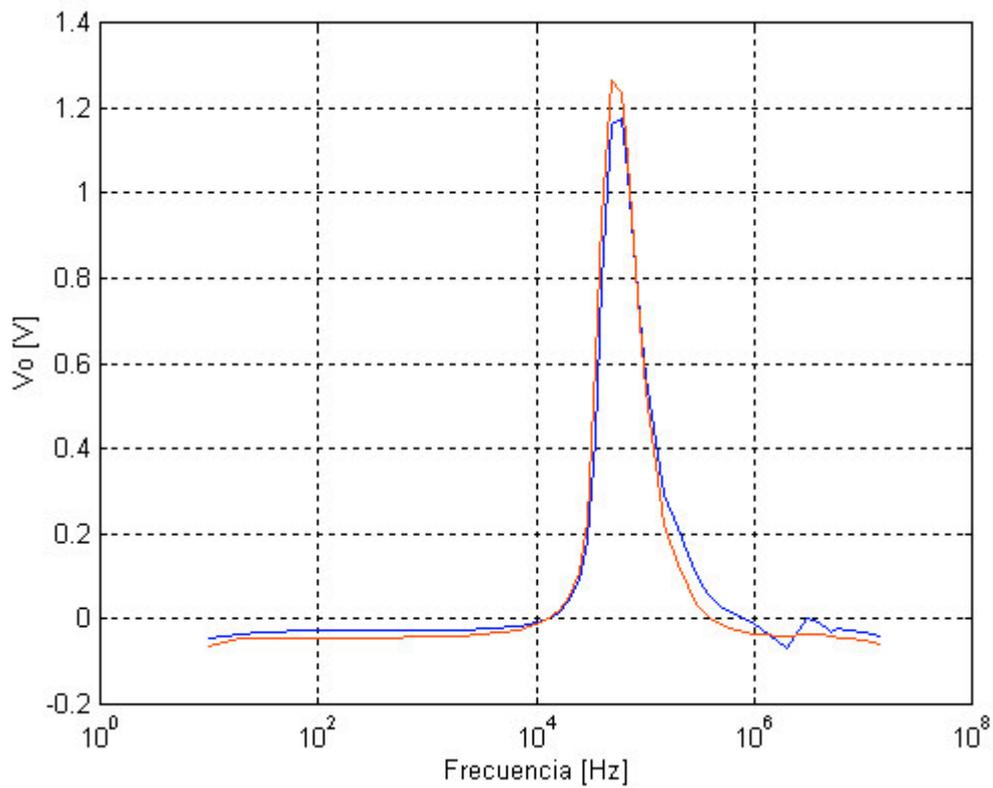


Figura 3.58. Desplazamiento de offset en el integrado TDA 2040 (muestra A) inversor de tensión para el circuito de la figura 3.47. Cada color corresponde a un grupo de resistencias diferente: Azul: 22k - 680 Ω y Rojo: 220k - 6.8k. El valor de la carga es de 15 Ω .

En ambas configuraciones el cambio de resistencias resulta innecesario, al menos desde el punto de vista del desplazamiento de offset.

3.5.3.- LM 1875 de National Semiconductor.

Para cerrar este capítulo de medidas se exponen las correspondientes al LM 1875 de National Semiconductor siguiendo la misma secuencia que en casos anteriores.

3.5.3.i.- Respuesta en frecuencia.

La tabla 3.31 muestra las mediciones realizadas sobre la segunda PCB para 22k - 680Ω y para 220k - 6.8k. Ambos casos corresponden a etapas no inversoras como la mostrada en la figura 3.59 alimentadas a ±12V. También se muestra el resultado correspondiente a 22k - 680Ω y ±18V.

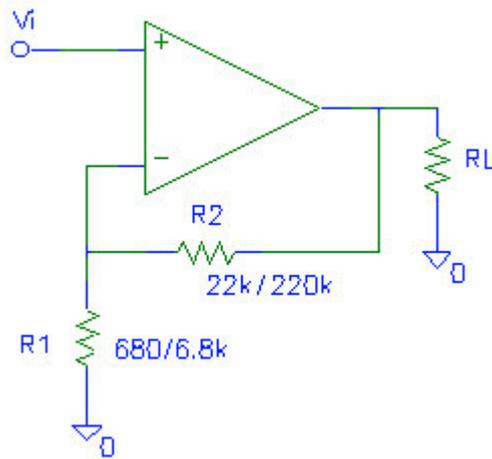


Figura 3.59. Esquema de la etapa no inversora caracterizada en este apartado. Para R_L se toma 15Ω. Se omiten, por claridad en la figura, los diodos de protección y los condensadores de filtrado de la alimentación.

Tabla 3.31.

				F	10	20	30	60	100	500
Muestra A. Onda senoidal. $R_L = 15\Omega$				Vpp	2.71	3.18	3.34	3.43	3.40	3.37
					2.78	3.21	3.34	3.40	3.43	3.46
					2.71	3.15	3.28	3.37	3.34	3.34
1k	5k	10k	50k	100k	500k	1M	5M			
3.37	3.34	3.34	3.34	3.18	1.75	0.96	0.25	22k - 680Ω, ±12V		
3.43	3.40	3.40	3.25	2.96	1.28	0.68	0.21	220k - 6.8k, ±12V		
3.34	3.37	3.37	3.34	3.18	1.71	0.90	0.28	22k - 680Ω, ±18V		

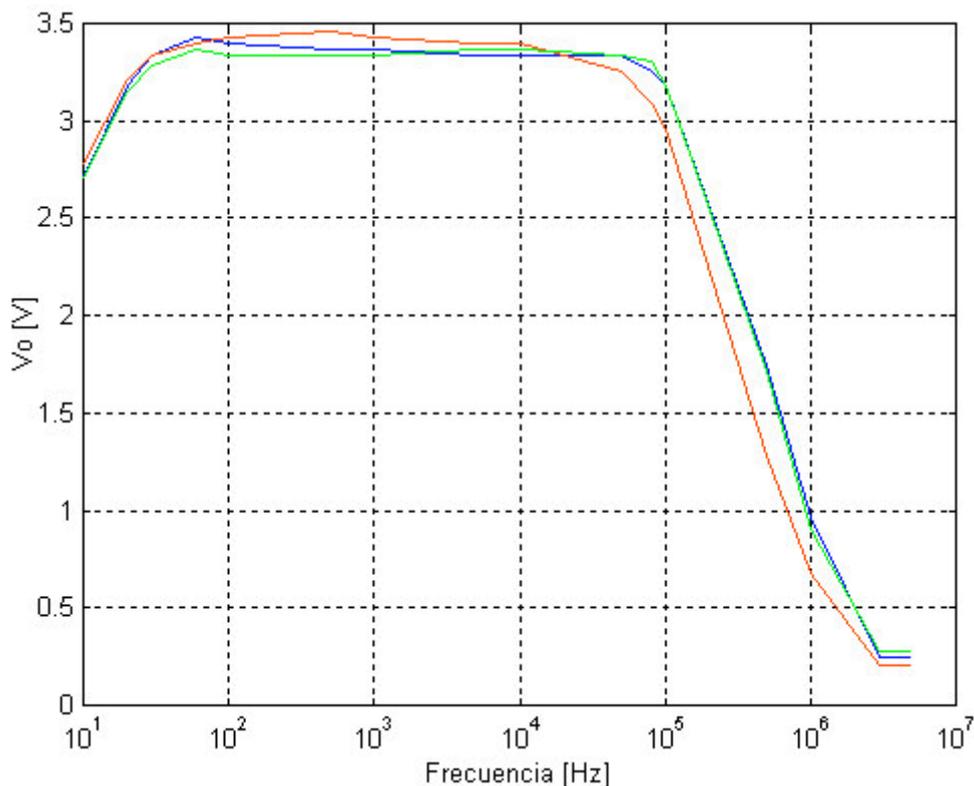


Figura 3.60. Diagrama de Bode del integrado LM 1875 (muestra A) no inversor para el esquema de la figura 3.59. Cada color corresponde a un grupo de resistencias y tensión de alimentación diferentes: Azul: 22k - 680Ω y ±12V, Rojo: 220k - 6.8k y ±12V y Verde: 22k - 680Ω y ±18V. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud.

La tabla 3.32 recoge las medidas correspondientes a la etapa inversora para 22k - 680Ω y 220k - 6.8k. La característica en frecuencia correspondiente a ±18V se omite por la similitud que tiene con la de ±12V.

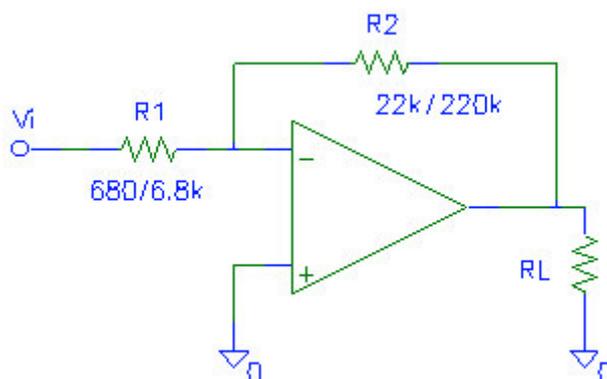


Figura 3.61. Esquema de la etapa inversora caracterizada en este apartado. Para R_L se toma 15Ω. Se omiten, por claridad en la figura, los diodos de protección y los condensadores de filtrado de la alimentación.

Tabla 3.32.

Muestra A. Onda senoidal. $R_L = 15\Omega$			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	3.06	3.06	3.06	3.09	3.06	3.06
1k	5k	10k	50k	100k	500k	1M	5M		
3.06	3.00	3.03	3.00	2.90	1.65	0.93	0.15	22k - 680 Ω	
3.26	3.25	3.25	3.12	2.84	1.12	0.56	0.10	220k - 6.8k	

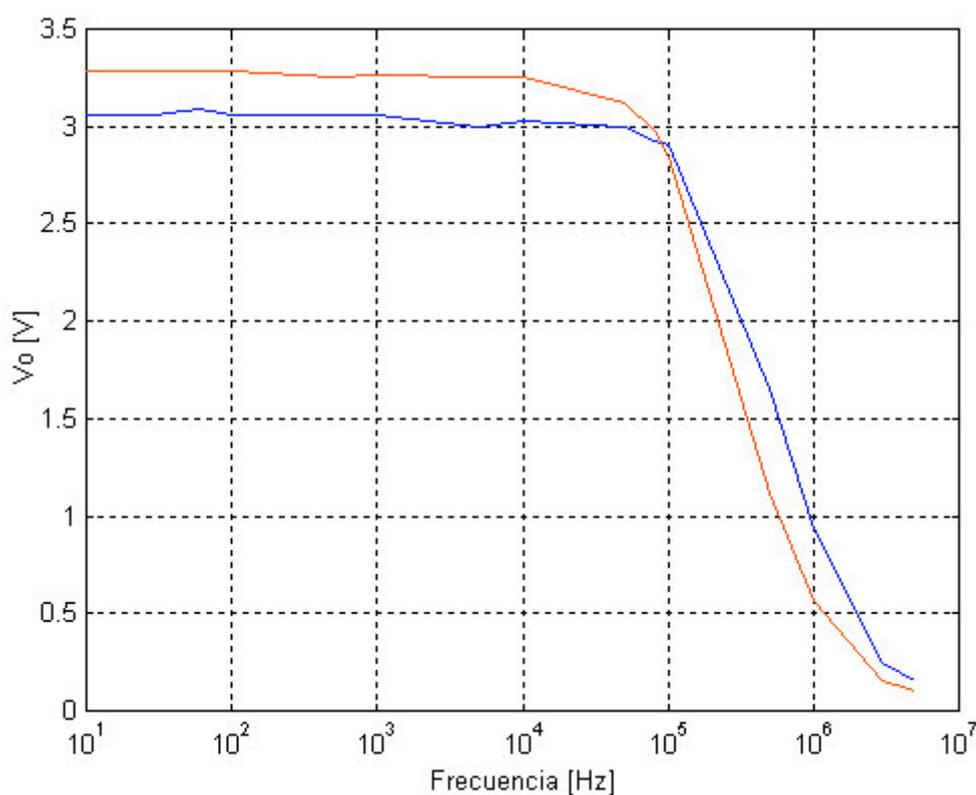


Figura 3.62. Diagrama de Bode del integrado LM 1875 (muestra A) inversor para el esquema de la figura 3.60. Cada color corresponde a un grupo de resistencias diferentes: Azul: 22k – 680 Ω y $\pm 12V$ y Rojo: 220k - 6.8k y $\pm 12V$. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud.

El aumento de las resistencias tiene el efecto esperado sobre el diagrama de Bode de la etapa no inversora, en cambio es menos significativo sobre la configuración inversora.

3.5.3.ii.- Demodulación parásita.

Análogamente a los casos anteriores se mide el efecto de demodulación parásita manteniendo las condiciones ya mencionadas. Los valores de la tabla 3.33 corresponden a la etapa no inversora de la figura 3.59 con 22k y 680Ω para ±12V y 500mV de RFI; seguidamente se eleva la potencia de la RFI a 1V amplitud (recuérdese que el valor establecido para el resto de simulaciones es de 500mV amplitud) y por último se fijan las resistencias a 220k y 6.8k con ±12V y con ±18V.

Tabla 3.33.

Muestra A. Señal AM. R _L = 15Ω			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			V _{pp}	12.81	10.56	8.87	7.75	6.81	6.00	2.62	1.21
				14.53	11.88	9.87	8.50	7.56	6.68	3.62	1.56
				14.22	11.56	9.68	8.43	7.34	6.56	3.93	1.37
				14.53	12.03	10.16	8.75	7.65	6.87	3.62	1.62
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
0.89	1.03	0.45	0.35	0.26	0.23	0.14	22k - 680Ω, ±12V, RFI: 500mV				
1.10	5.37	1.40	0.90	0.63	0.47	0.38	22k - 680Ω, ±12V, RFI: 1V				
1.31	4.40	1.53	1.15	0.81	0.54	0.42	22k - 680Ω, ±18V, RFI: 1V				
1.12	3.03	1.25	0.80	0.58	0.44	0.38	220k - 6.8k, ±12V, RFI: 1V				

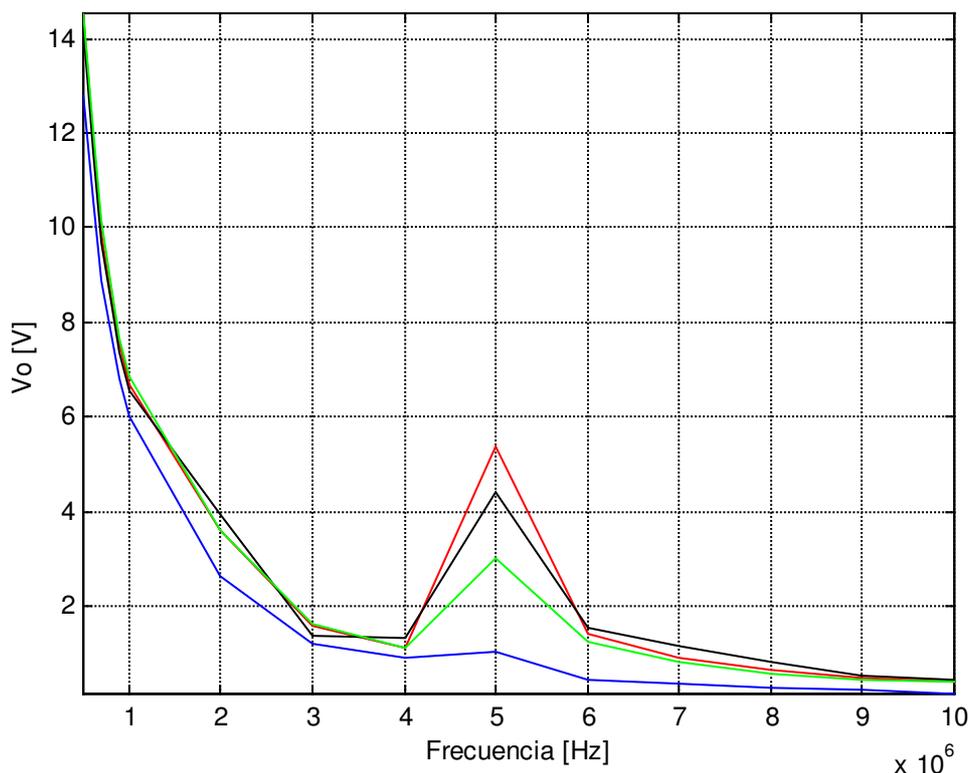


Figura 3.63. Respuesta a la demodulación RFI en el integrado LM 1875 (muestra A) no inversor para el circuito de la figura 3.59. Cada color corresponde a condiciones diferentes: Azul: 22k - 680Ω, ±12V y 500mV; Rojo: 22k - 680Ω ±12V y 1V, Verde: 22k - 680Ω y ±18V y 1V; Negro: 220k - 6.8k y ±12V y 1V. La carga es de 15Ω.

- Para 22k - 680Ω, ±12V y RFI de 500mV pico – pico no aparece ninguna señal de baja frecuencia (moduladora).
- Para 22k - 680Ω, ±12V y RFI de 1V pico - pico:
 - De 500kHz hasta 4MHz la salida es una RF modulada en amplitud para una RFI de 1V pico - pico.
 - A 5MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - De 6 a 10MHz aparece una baja frecuencia (moduladora) aunque en este caso aun persiste una componente de RF pequeña (trazo grueso).
- Para 22k - 680Ω, ±12V y RFI de 500mV pico – pico y 220k – 6.8k, ±18V:
 - De 500kHz hasta 1MHz la salida es una RF modulada.
 - A 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - A 3MHz la salida es de nuevo una RF.

- A 4MHz a la salida aparecen dos componentes, una de RF y otra de baja frecuencia.
- De 5 a 10MHz aparece una baja frecuencia (moduladora) aunque en este caso aun persiste una componente de RF pequeña (trazo grueso).

Para concluir este apartado se muestran las medidas realizadas sobre la etapa inversora de la figura 3.61. En la tabla 3.34 se muestran los resultados de medir bajo tensiones de alimentación diferentes ($\pm 12V$ y $\pm 18V$ respectivamente) con un mismo circuito (22k - 680 Ω) y RFI de 500mV amplitud. También se recoge la medida correspondiente a 220k - 6.8k y 500mV de amplitud.

Tabla 3.34.

Muestra A. Señal AM. $R_L = 15\Omega$			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	12.62	10.38	8.87	7.75	6.81	5.93	2.50	1.31
				12.66	10.47	8.87	7.75	6.87	6.06	2.56	1.31
				10.25	8.50	7.37	6.25	5.56	4.75	1.50	0.48
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
0.87	0.81	0.40	0.28	0.20	0.16	0.15	22k - 680 Ω , $\pm 12V$				
0.89	0.79	0.43	0.30	0.25	0.18	0.17					
0.30	0.30	0.15	0.13	-	-	-	220k - 6.8k, $\pm 12V$				

En ninguna de las situaciones anteriores aparece una señal de baja frecuencia por lo que se omite la figura correspondiente. Para verificar que la demodulación parásita también se produce en el LM 1875 inversor se eleva la potencia de la RFI hasta 1V amplitud. En 3.35 se registran los resultados de medir a 22k - 680 Ω y 220k - 6.8k respectivamente con $\pm 12V$.

Tabla 3.35.

Muestra A. Señal AM. $R_L = 15\Omega$			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	14.70	11.72	10.16	8.75	7.65	6.87	2.75	2.81
				14.06	11.41	9.53	8.28	7.34	6.25	2.71	0.92
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
2.12	1.75	1.40	1.00	0.67	0.40	0.30	22k - 680 Ω , $\pm 12V$, RFI: 1V				
0.54	0.53	0.26	0.20	0.15	-	-					

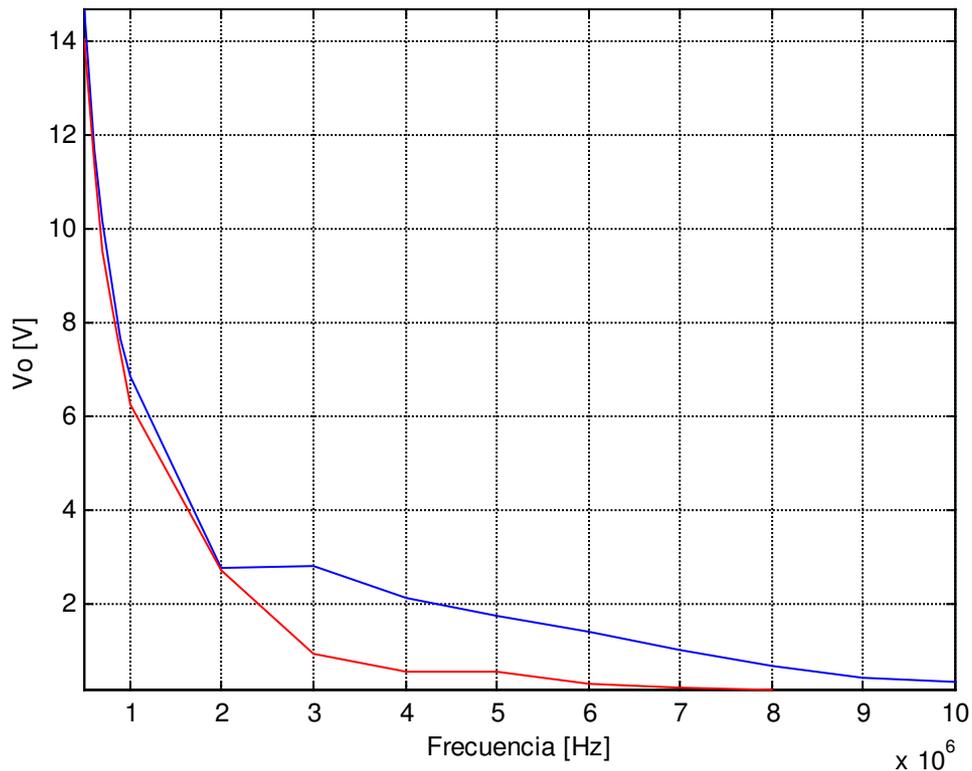


Figura 3.64. Respuesta a la demodulación RFI en el integrado LM 1875 (muestra A) inversor para el circuito de la figura 3.61. Cada color corresponde a condiciones diferentes: Azul: 22k - 680Ω, ±12V y 1V y Rojo: 220k - 6.8k, ±12V y 1V. La carga es de 15Ω.

- Para 22k - 680Ω con ±12V y ±18V y para 220k - 6.8k con ±12V en presencia de una RFI de 500mV de pico – pico no se tiene a ninguna frecuencia de portadora señal alguna de baja frecuencia.
- Para 22k - 680Ω con ±12V:
 - De 500kHz hasta 2MHz la salida es una RF modulada en amplitud para una RFI de 1V pico - pico.
 - A 3 y 4MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - De 5 a 10MHz aparece una baja frecuencia (moduladora) aunque en este caso aun persiste una componente de RF pequeña (trazo grueso).
- Para 220k - 6.8k con ±12V no aparece señal alguna de baja frecuencia en todo el rango de la portadora.

3.5.3.iii.- Desplazamiento de offset.

Para concluir las medidas realizadas sobre este modelo se anota el desplazamiento de offset para los dos conjuntos de resistencias de realimentación y entrada (ver esquemas en las figuras 3.59 y 3.61) en ambos casos para $\pm 12V$. Las tablas 3.36 y 3.37 corresponden a la etapa no inversora e inversora con 22k - 680 Ω y 220k - 6.8k respectivamente.

Tabla 3.36.

Muestra A. Onda senoidal. R_L = 15Ω			F	10	20	30	90	100	200
			22k - 680Ω	-52	-45	-43	-58	-59	-61
			220k - 6.8k	-60	-57	-55	-74	-74	-75
400	900	2k	7k	12k	16k	20k	30k	31k	32k
-61	-61	-58	-44	-21	5	41	267	327	409
-76	-76	-74	-60	-35	-7	29	253	311	389
33k	34k	35k	36k	37k	38k	39k	40k	50k	60k
517	632	736	823	896	959	1016	1070	1408	1405
491	605	707	793	865	927	983	1033	1342	1300
70k	80k	90k	100k	150k	200k	250k	300k	350k	400k
1343	1100	835	672	342	236	154	97	60	34
1160	926	728	562	230	130	65	26	4	-11
500k	600k	800k	1M	2M	3M	4M	5M	6M	7M
2	-17	-37	-54	-110	-12	-23	-60	-43	-42
-28	-39	-54	-61	-73	-49	-58	-70	-64	-66
8M	9M	10M	11M	12M	13M	14M	15M		
-43	-44	-45	-45	-47	-49	-49	-49		
-67	-67	-67	-68	-70	-72	-71	-70		

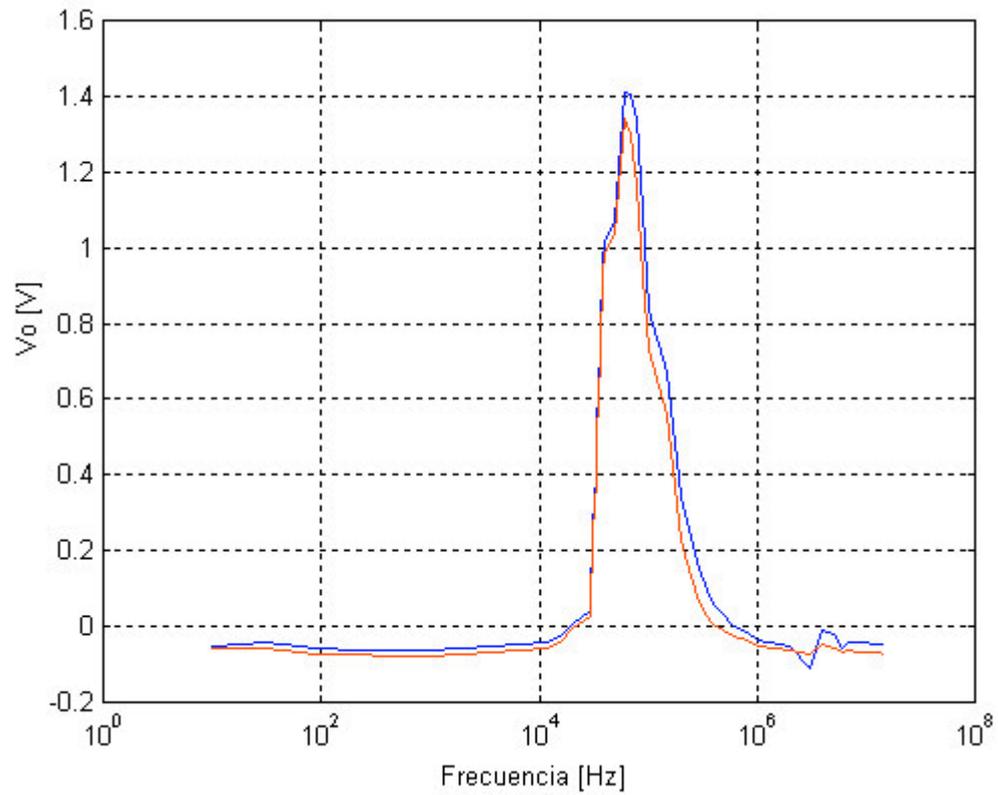


Figura 3.65. Desplazamiento de offset en el integrado LM 1875 (muestra A) no inversor de tensión para el circuito de la figura 3.59. Cada color corresponde a un grupo de resistencias diferente: Azul: 22k - 680Ω y Rojo: 220k - 6.8k. El valor de la carga es de 15Ω.

Tabla 3.37.

Muestra A. Onda senoidal. $R_L = 15\Omega$			F	10	20	30	90	100	200
			22k - 680 Ω	-44	-34	-30	-27	-27	-27
			220k - 6.8k	-58	-48	-42	-41	-41	-40
400	900	2k	7k	12k	16k	20k	25k	30k	35k
-27	-27	-26	-18	-2	18	44	92	185	422
-40	-40	-38	-25	-3	21	52	109	232	600
40k	45k	50k	60k	70k	80k	90k	100k	150k	200k
783	1015	1157	1173	1048	878	709	566	294	213
938	1149	1262	1236	1080	885	694	585	224	130
250k	300k	350k	400k	500k	600k	800k	1M	2M	3M
150	104	73	55	33	18	2	-10	-68	3
72	36	15	2	-12	-21	-31	-34	-40	-36
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M	15M		
-7	-31	-23	-25	-26	-30	-30	-42		
-38	-42	-43	-45	-44	-50	-51	-58		

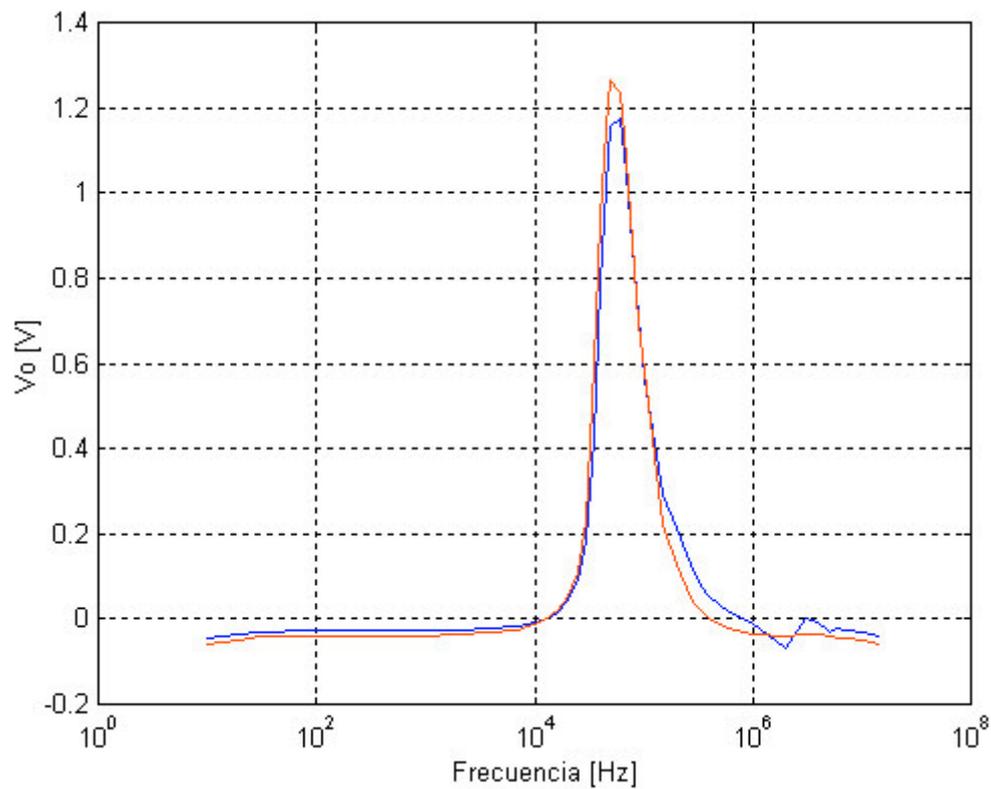


Figura 3.66. Desplazamiento de offset en el integrado LM 1875 (muestra A) inversor de tensión para el circuito de la figura 3.59. Cada color corresponde a un grupo de resistencias diferente: Azul: 22k - 680 Ω y Rojo: 220k - 6.8k. El valor de la carga es de 15 Ω .

Como en el TDA 2040 y el TDA 2050 en configuración no inversora, en este circuito tampoco afecta el aumento de las resistencias al desplazamiento de offset.

3.6.- CONSIDERACIONES SOBRE ESTABILIDAD.

A lo largo de las mediciones realizadas (diferentes PCB's, valores de resistencias o ganancias, etc...) han aparecido señales afectadas por oscilaciones superpuestas a ellas. Este apartado se justifica por la necesidad de establecer una pauta en la aparición de estas oscilaciones y poder, de este modo, esquivar aquellas condiciones bajo las cuales no serán posibles las mediciones.

El estudio se llevará a cabo en la segunda PCB montada para todas las muestras (ver figura 3.28), mostrando en su caso las diferencias que pudieran aparecer con respecto a medidas preliminares realizadas sobre la primera PCB.

Se establecen varios valores de resistencias para las etapas no inversora e inversora: R_2 de 220k, 22k, 2k2 y 10k; R_1 de 680 Ω , 6k8 y 10k y las combinaciones posibles. Los esquemas bajo prueba se muestran en las figuras 3.67 y 3.68. En todos los casos la entrada correspondiente se lleva a masa salvo indicación en contra. La frecuencia de la entrada se fija en 1kHz.

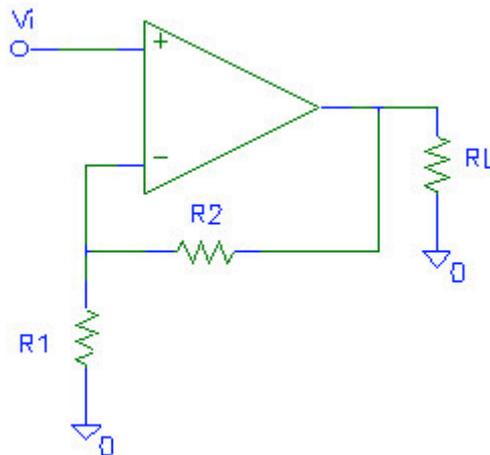


Figura 3.67. Etapa no inversora empleada en la caracterización de la estabilidad de los diferentes modelos de integrado. Para la evaluación del seguidor de tensión se cortocircuita la resistencia R_2 .

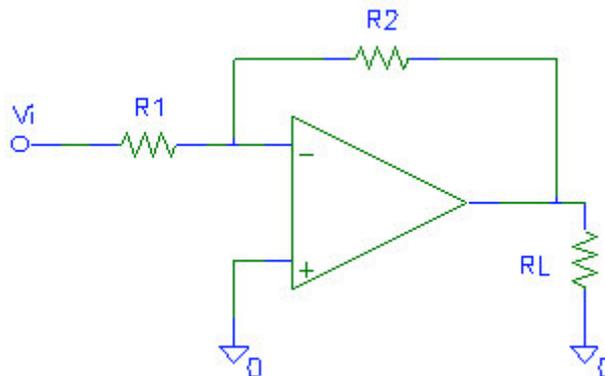


Figura 3.68. Etapa inversora empleada en la caracterización de la estabilidad de los diferentes modelos de integrado.

3.6.1.- TDA 2030 de STMicroelectronics.

Se comenzará por el TDA 2030 ya que ha sido objeto de las mediciones preliminares. Las mediciones mostradas en el capítulo 2 relativas a este modelo se realizaron sobre la primera PCB (véase la figura 2.4), en cambio el estudio de estabilidad se ha llevado a cabo en la segunda placa montada (figura 3.28). Esto permitirá poner en evidencia ciertos aspectos que han de ser tenidos en cuenta durante el rutado de un circuito de tales características. Los resultados se recogen en la tabla 3.38.

Tabla 3.38.

<u>NO INVERSOR</u>				
		R₁		
		680Ω	6.8k	
R₂	220k	NO (1)	NO (3)	
	22k	NO (1)	NO	
	10k	NO (1)	NO	
	2.2k	NO (2), (3)	NO	
<u>SEGUIDOR</u>				
R₁	680Ω		6.8k	
	4.6MHz, 1.3V pico - pico		4.6MHz, 1.2V pico - pico	
<u>INVERSOR</u>				
		R₁		
		680Ω	6.8k	10k
R₂	220k	NO (7)	NO (8)	NO (5)
	22k	NO (8)	NO (8)	NO (6)
	10k	NO (8)	NO (8)	NO (6)
	2.2k	NO (8)	NO (8)	NO (6)

- (1) En los dos casos anteriores (R_2 de 22 y 10k) la salida muestra oscilaciones en los mínimos. La inclusión de una red Zoobel de 100nF y 56 Ω no afecta a estas oscilaciones.
- (2) La salida presenta oscilaciones.
- (3) Variando la amplitud de la entrada se producen oscilaciones que persisten hasta 200kHz, para frecuencias mayores el comportamiento es correcto independientemente de la magnitud de la entrada.
- (4) En ambos casos se conecta y desconecta la entrada a masa sin que se aprecie variación alguna. Por otra parte se varía la amplitud de la entrada hasta 1V y se aplica una red Zoobel como la usada en el no inversor. Esto tampoco surte efecto alguno.
- (5) La etapa inversora con 220 y 10k no oscila con la entrada a masa. Se trata de forzar la aparición de oscilaciones dejando al aire la entrada; una vez que arrancan (4.4MHz a 4V pico – pico) tan sólo desaparecen desconectando la alimentación y volviendo a llevar la entrada a masa.
- (6) Aparecen oscilaciones en los mínimos de la salida cuya presencia no depende de la magnitud de la entrada ni de la aplicación de la red Zoobel.
- (7) Con R_1 de 680 Ω no oscila hasta que (como en el caso anterior) se desconecta la entrada de masa, entonces comienza a oscilar aunque no a una frecuencia fija y estable. Del mismo modo que antes, desconectando la alimentación y llevando de nuevo la entrada a masa el circuito vuelve a ser estable.
- (8) De nuevo aparecen oscilaciones en los mínimos que no desaparecen por el uso de la red Zoobel o la variación de la amplitud de la entrada.

El fabricante especifica en su hoja de características que la ganancia de lazo debe ser mayor a 24dB sin aclarar cual es el motivo de tal exigencia. De todo lo expuesto anteriormente se puede intuir que el motivo es la posibilidad de que el circuito se vuelva inestable. En virtud de esto el seguidor de tensión no debería ser estable y sin embargo lo es, al menos sobre las condiciones establecidas en las medidas preliminares. Para confirmar si la inestabilidad del circuito está más vinculada al diseño de la PCB que a cuestiones internas al dispositivo se caracteriza una placa comercial de Lonsen.

La placa comercial consta de dos etapas no inversoras (canales izquierdo y derecho) de audio cuya ganancia de lazo es 36.6dB ya que la R_2 es de 22k y la R_1 de 330 Ω . En la figura 3.69 se muestra la placa comercial caracterizada. La tabla 3.39 muestra la característica en frecuencia y la compara con la medida sobre la primera PCB en el capítulo 2.

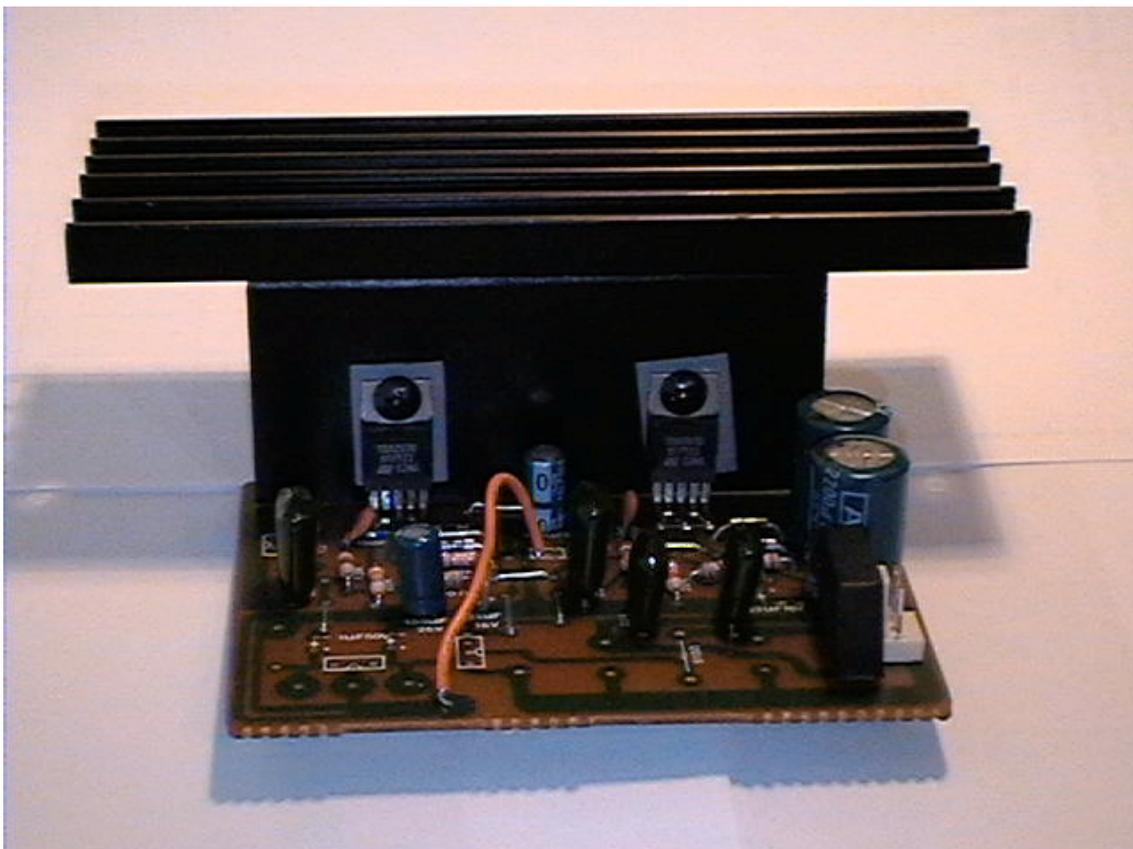


Figura 3.69. Placa comercial empleada en la caracterización de la estabilidad. Consta de dos etapas no inversoras basadas en el modelo TDA 2030. Los valores de resistencia son $R2 = 22k$ y $R1 = 330\Omega$, lo que proporciona una ganancia de 36.6dB.

Tabla 3.39.

Lonsen. Onda senoidal. Vacío.			F	10	20	30	40	50	60
			Vpp	6.93	6.93	6.93	6.93	6.93	6.93
70	80	90	100	200	300	400	500	600	700
6.93	6.93	6.93	6.87	6.87	6.87	6.87	6.87	6.87	6.87
800	900	1k	2k	3k	4k	5k	6k	7k	8k
6.87	6.87	6.81	6.81	6.81	6.81	6.81	6.68	6.68	6.68
9k	10k	20k	30k	40k	50k	60k	70k	80k	90k
6.68	6.62	6.18	5.56	4.93	4.43	4.00	3.56	3.25	3.00
100k	200k	300k	400k	500k	600k	700k	800	900k	1M
2.81	1.62	1.12	0.90	0.78	0.68	0.65	0.60	0.57	0.54
3M									
0.40									

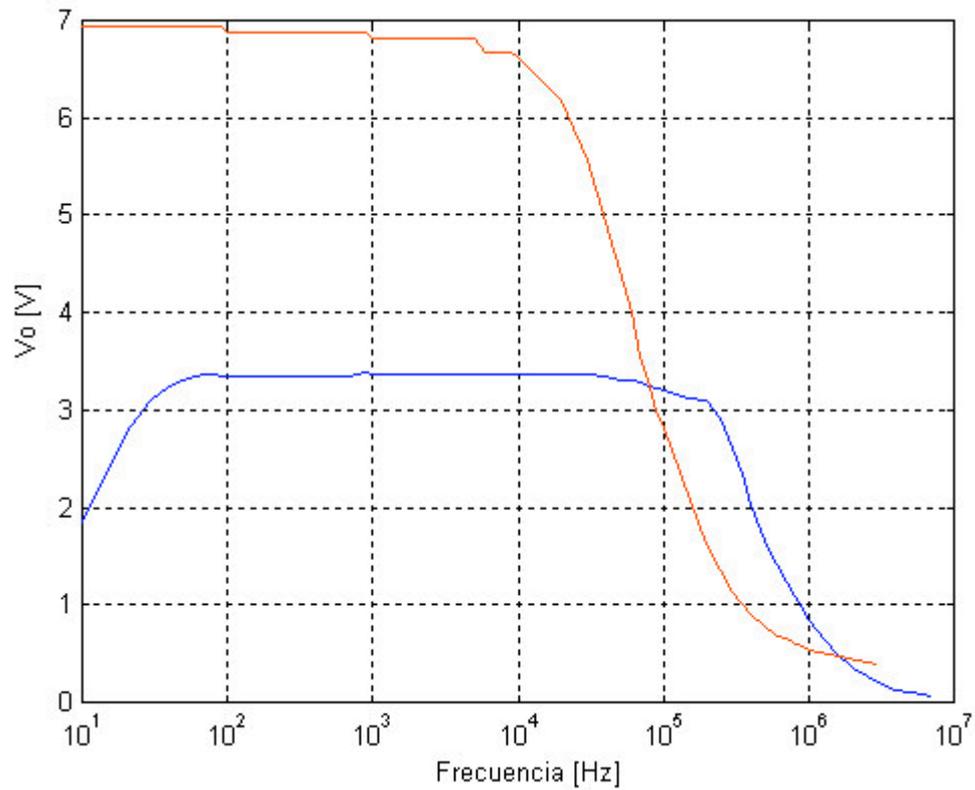


Figura 3.70. Característica en frecuencia de la etapa no inversora para el modelo TDA 2030 con entrada senoidal de 50mV de amplitud y sin carga. El trazo azul corresponde al montaje experimental sobre la PCB de la figura 2.4 y en rojo se muestra la medida tomada en la placa comercial de la figura 3.69.

3.6.2.- TDA 2040 de SGS - Thompson.

Tabla 3.40.

<u>NO INVERSOR</u>				
		R₁		
		680Ω	6.8k	
R₂	220k	NO (1)	NO (2)	
	22k	NO (1)	NO (2)	
	10k	NO (2)	NO	
	2.2k	NO (2)	NO	
<u>SEGUIDOR</u>				
R₁	680Ω		6.8k	
	4.5MHz, 1V pico - pico		4.5MHz, 1V pico – pico	
<u>INVERSOR</u>				
		R₁		
		680Ω	6.8k	10k
R₂	220k	NO	NO (9)	NO (3)
	22k	NO (6)	NO (9)	NO (4)
	10k	NO (7)	NO (9)	NO (5)
	2.2k	NO (8)	4.3MHz, 450mV pico - pico	4.3MHz, 450mV pico - pico

- (1) Presenta oscilaciones en los mínimos de la salida. La red Zoobel no afecta a dichas oscilaciones.
- (2) Al igual que en el caso análogo para el TDA 2030 el circuito sólo muestra un funcionamiento correcto a partir de 90kHz. En cambio las oscilaciones en los mínimos sólo aparecen con entradas mayores de 90mV de amplitud.
- (3) Aplicando una señal de entrada el circuito no reproduce a la salida los semiciclos negativos, sino que en su lugar aparecen oscilaciones. En principio esto podría

deberse a defectos en el transistor de salida encargado de la conducción durante ese instante. Más adelante, en el capítulo de ensayo de soluciones se pondrá de manifiesto que dicho transistor sí funciona correctamente.

- (4) Para entrada mayor de 170mV aparecen las oscilaciones en los mínimos.
- (5) Para entrada mayor de 300mV aparecen las oscilaciones en los mínimos.
- (6) Oscilaciones en los mínimos. La red Zoobel no afecta.
- (7) Las oscilaciones en los mínimos no afectan para entradas menores de 70mV.
- (8) En este caso se pueden aplicar amplitudes de hasta 130mV sin que aparezcan las oscilaciones en los mínimos.
- (9) Como en casos anteriores aparecen oscilaciones en los mínimos para amplitudes superiores a los 50mV empleados en las medidas.

3.6.3.- TDA 2050 de STMicroelectronics.

Tabla 3.41.

<u>NO INVERSOR</u>				
		R₁		
		680Ω	6.8k	
R₂	220k	NO	NO	
	22k	NO	NO (1)	
	10k	NO	NO	
	2.2k	NO	NO	
<u>SEGUIDOR</u>				
R₁		680Ω	6.8k	
		1.3MHz	1.3MHz	
<u>INVERSOR</u>				
		R₁		
		680Ω	6.8k	10k
R₂	220k	NO	NO	NO
	22k	NO	NO (2)	1.15MHz
	10k	NO	1.35MHz	1.25MHz

(1) Para amplitudes de entrada mayores a 150mV aparecen oscilaciones en los picos de la salida.

(2) Para entrada mayor a 200mV aparecen oscilaciones en el máximo de la señal.

3.6.4.- LM 1875 de National Semiconductor.

Tabla 3.42.

<u>NO INVERSOR</u>				
		R₁		
		680Ω	6.8k	
R₂	220k	NO (1)	NO (1)	
	22k	NO (1)	NO (1)	
	10k	NO (1)	NO (1)	
	2.2k	NO (1)	NO (2)	
<u>SEGUIDOR</u>				
R₁		680Ω	6.8k	
		4.8MHz, 1.6V pico - pico	4.8MHz, 1.6V pico - pico	
<u>INVERSOR</u>				
		R₁		
		680Ω	6.8k	10k
R₂	220k	NO	NO	NO
	22k	NO	NO	NO
	10k	NO	NO (3)	NO (4)
	2.2k	NO	NO	3MHz, 734mV pico - pico

- (1) En todos los casos se varía la amplitud de la entrada en busca de oscilaciones en los máximos y/o mínimos sin éxito. Esto marca una diferencia notable con el resto de circuitos ya que la PCB es idéntica en todos los casos.
- (2) En este caso para entradas de más de 60 o 70mV de amplitud se observan oscilaciones en los picos de la salida.
- (3) Con entradas mayores de 2V pico - pico aparecen oscilaciones en los mínimos.
- (4) Para entradas de más de 200mV aparecen oscilaciones en los mínimos.

CAPÍTULO 4.

ENSAYO DE SOLUCIONES PARA DISMINUIR LA SUSCEPTIBILIDAD FRENTE A EMI

4.1.- INTRODUCCIÓN.

4.2.- VARIACIÓN EN LOS VALORES DE R_f Y R_{in} .

4.3.- INSERCIÓN DE UNA CAPACIDAD ENTRE LOS TERMINALES DE ENTRADA.

4.4.- INSERCIÓN DE UNA CAPACIDAD EN PARALELO CON LA RESISTENCIA DE REALIMENTACIÓN.

4.

ENSAYO DE SOLUCIONES PARA DISMINUIR LA SUSCEPTIBILIDAD FRENTE A EMI.

4.1.- INTRODUCCIÓN.

A lo largo de los tres capítulos precedentes se ha expuesto de forma teórica el fenómeno de demodulación parásita así como su caracterización en varios dispositivos de potencia que operan a baja frecuencia. Llegados a este punto cabe preguntarse qué medidas se pueden tomar para erradicarlo o bien minimizarlo si esto no fuera posible. A lo largo del capítulo se expondrán una serie de medidas ensayadas en los modelos caracterizados para comprobar su eficacia.

La primera posibilidad es ir a la raíz del problema, esto es, al diseño interno del dispositivo y modificarlo de tal modo que su operación no se vea afectada en el ancho de banda de interés pero se elimine el problema.

Otra vía de solución, a la luz de las medidas expuestas, es forzar transiciones abruptas, esto es, bandas de transición con la mayor pendiente posible. Esto sugiere la inserción de etapas previas de filtrado paso – bajo que proporcionen una pendiente adecuada. Sería deseable que esta operación de filtrado se pudiera llevar a cabo añadiendo elementos de circuito sencillos sobre el modelo susceptible. En cualquier caso ha de ser una máxima el hecho de proponer soluciones sencillas que no impliquen cambios en los esquemas originales.

Una de estas soluciones consiste en elegir los valores de los componentes de forma adecuada para que, a la vez que se mantienen las relaciones entre ellos, se mejore la susceptibilidad frente a EMI sin alterar la característica en baja frecuencia. Ya se ha comentado en el capítulo 1 y en conclusiones precedentes cómo afectan los valores de las resistencias de realimentación y entrada.

Siguiendo las pautas marcadas de filtrado y sencillez se proponen las siguientes medidas:

- La primera de ellas ya se ha adoptado en el capítulo 3, pues consiste en variar los valores de los resistores de entrada y realimentación. Llegados a este punto el análisis se limitará a comparar los resultados arrojados en las diferentes pruebas y extraer las conclusiones pertinentes.
- La segunda medida consiste en añadir capacidades de pequeño valor entre los terminales de entrada. Véase la figura 4.1.
- La tercera medida bajo prueba es la adición de un condensador en paralelo con la resistencia de realimentación. Se probará con varios valores justificados por el impacto que tengan en el Bode de una amplificador ideal. Véase la figura 4.2.

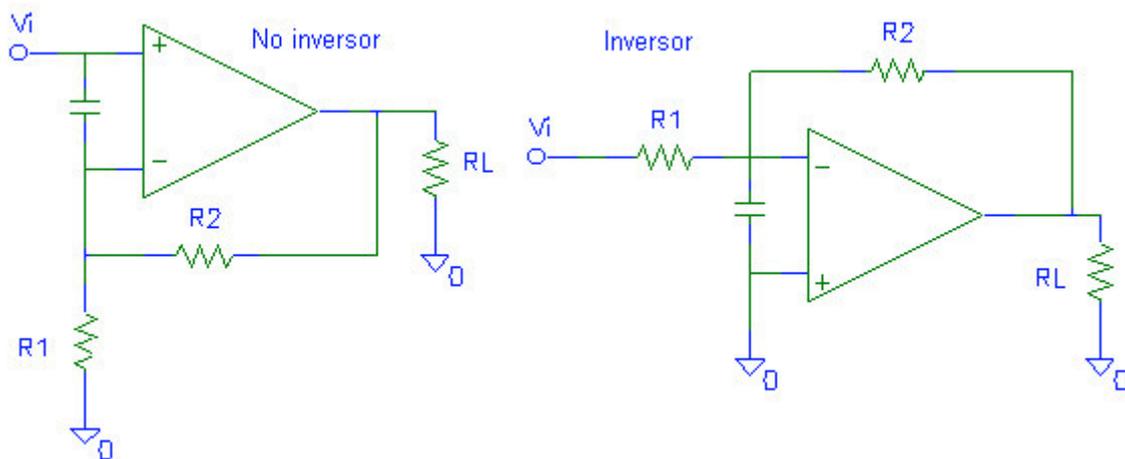


Figura 4.1. Esquemas no inversor e inversor usados en la caracterización de una de las medidas contra EMI: inserción de una capacidad de pequeño valor entre los terminales de entrada. Para evaluar la etapa en seguidor tan solo se cortocircuita la resistencia R_2 .

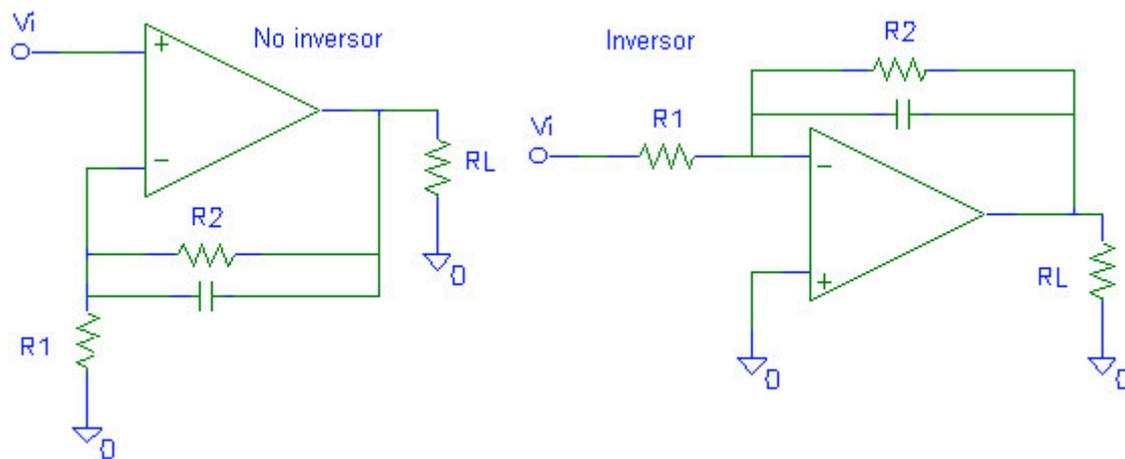


Figura 4.2. Esquemas no inversor e inversor usados en la caracterización de una de las medidas contra EMI: inserción de una capacidad en paralelo con la resistencia de realimentación. Para evaluar la etapa en seguidor tan solo se cortocircuita la resistencia R_2 .

4.2.- VARIACIÓN DE LOS VALORES DE Rf Y Rin.

Como se ha comentado en la introducción esta medida de protección se basa en los resultados y conclusiones expuestas en los artículos resumidos en el primer capítulo. En ellos se indica que el aumento en el valor de las resistencias de entrada y realimentación provoca una mejora de la susceptibilidad de un amplificador operacional frente a EMI en detrimento del ancho de banda.

En estas medidas se analizarán etapas inversoras y no inversoras con ganancias de -30 o, en su caso, 31. Los resultados expuestos ya han sido objeto de comentario y se hallan convenientemente registrados a lo largo de los capítulos 2 y 3. En estos capítulos ya se han comparado diferentes configuraciones de un mismo circuito integrado así como etapas iguales para diferentes valores de Rf y Rin por lo que este punto se centrará en comparar los diferentes modelos entre sí.

En primer lugar se muestra una comparativa entre los integrados TDA 2030, TDA 2040, TDA 2050 y LM1875 en configuración no inversora con resistencias de 22k y 680 Ω para la realimentación y entrada inversora - masa respectivamente. En todos los casos se aplica una RFI de AM con un índice de modulación del 100% y amplitud de 500mV con carga de 15 Ω . En la figura 4.3 se muestra el resultado de comparar las diferentes muestras.

En todos los casos la salida por debajo de 1MHz es una réplica más o menos distorsionada de la entrada. Aunque a partir de esta frecuencia cada dispositivo se comporta de un modo diferente, existe cierta pauta común entre todos salvo el TDA 2040 que presenta un comportamiento algo peculiar, a saber, todos exhiben a su salida una señal de RF con una componente de baja frecuencia cada vez mayor hasta que, a partir de cierta frecuencia de portadora, aparece la moduladora. Los valores son diferentes en cada caso pero la tendencia se mantiene; sin embargo, en el caso del TDA 2040 aparecen señales de RF en el rango en el que deberían aparecer señales de baja frecuencia, es decir, no se conserva la tendencia del resto de circuitos.

En todas las muestras de STMicroelectronics (SGS – Thompson) aparece la RFI inyectada entre 500kHz y 1MHz. A 2MHz la señal de AM a la entrada comienza a demodularse y se obtiene una componente de alta frecuencia junto con otra de 1kHz. A 3MHz la salida sólo presenta la componente de baja frecuencia y cuyo valor es el de la moduladora. Esta tendencia se observa en todas las muestras medidas tanto en etapas inversoras como no inversoras para los modelos TDA 2030 y TDA 2050.

Frente a las pautas anteriores el TDA 2040 muestra ciertas diferencias: en primer lugar aparece una componente de alta frecuencia a 3 y 4MHz después de haber mostrado una componente de baja frecuencia a 2MHz como el resto de circuitos. En segundo lugar exhibe cambios bruscos y no continuos de la amplitud de la señal de baja frecuencia lo que explica la presencia de los dos picos que aparecen en la figura 4.3 en color rojo. Mientras en el resto de modelos la salida se atenúa con la frecuencia, aquí aparecen estas dos discontinuidades. Este mismo modelo en configuración inversora sí se comporta siguiendo las pautas del resto. Ver figura 4.4.

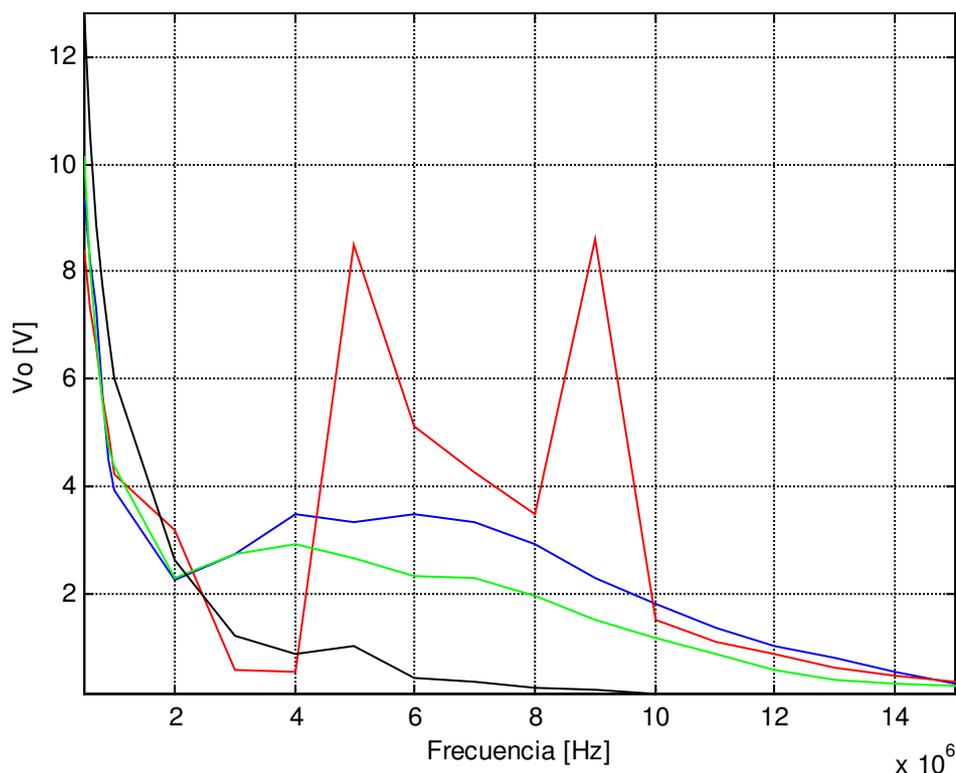


Figura 4.3. Respuesta a la demodulación RFI en todos los modelos para la etapa no inversora de la figura 3.67. Cada color corresponde a un modelo diferente: Azul: TDA 2030; Rojo: TDA 2040; Verde: TDA 2050 y Negro: LM 1875. La carga es de 15Ω , las resistencias R_1 y R_2 de $22k$ y 680Ω y el nivel de la RFI $500mV$.

En lo que respecta al LM1875 es necesario comentar que para el nivel de potencia de RFI aplicado en las medidas que han dado lugar a los valores mostrados en la figura 4.3, no se observa señal alguna de baja frecuencia en todo el rango de medida. Es necesario elevar la amplitud de la entrada hasta 1V para que demodule la señal.

En la figura 4.4 se muestra una comparativa de todos los modelos probados en configuración inversora con $22k - 680\Omega$.

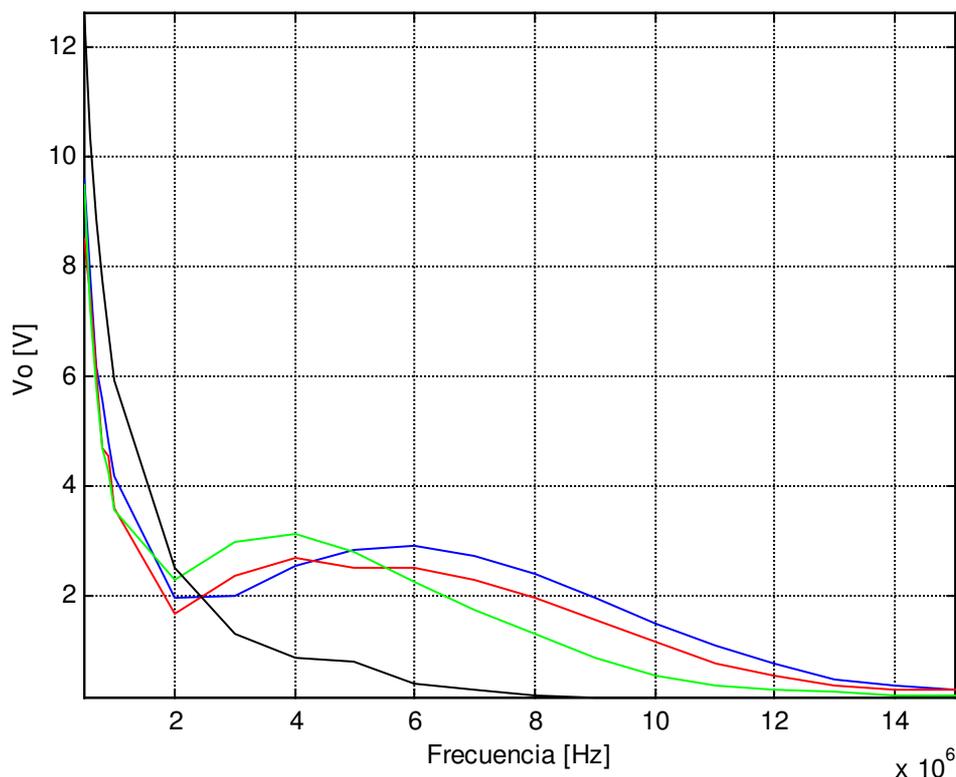


Figura 4.4. Respuesta a la demodulación RFI en todos los modelos para la etapa inversora de la figura 3.68. Cada color corresponde a un modelo diferente: Azul: TDA 2030; Rojo: TDA 2040; Verde: TDA 2050 y Negro: LM 1875. La carga es de 15Ω , las resistencias R_1 y R_2 de $22k$ y 680Ω y el nivel de la RFI $500mV$.

4.2.1.- Comentarios y conclusiones.

Con todos los resultados expuestos es posible extraer algunas conclusiones acerca de la eficacia que tiene, en la protección frente a EMI, la variación de las resistencias o de la tensión de alimentación. En primer lugar se expondrá cómo repercute en cada modelo por separado para, a continuación, comparar los diferentes modelos entre sí.

En el TDA 2030 no inversor se manifiesta la demodulación parásita con niveles de $500mV$ de amplitud tanto con $22k - 680\Omega$ como para $220k - 6.8k$. Sin embargo, como era de esperar, en esta segunda situación el nivel de baja frecuencia demodulada es menor en $0.5V$. Por otra parte, el cambio de resistencia provoca una variación en la frecuencia de portadora para la que aparecen las componentes de baja frecuencia. Este cambio consiste en un aumento de la frecuencia a partir de la cual la salida es de baja frecuencia.

En la etapa inversora también se obtiene cierta mejoría cuando se eleva el valor de las resistencias, en este caso particular la mejoría es mucho más significativa

que en el de la etapa no inversora y del orden de 1.2V. Además de la diferencia que hay en el valor de la baja frecuencia demodulada se produce un desplazamiento de la frecuencia de la portadora necesaria para provocar un máximo en la señal demodulada; si para 22k - 680Ω el máximo está en 3MHz, para 220k - 6.8k se halla en 6MHz.

En ambos casos la variación de la tensión de alimentación, si bien es cierto que mejora la inmunidad frente a EMI, resulta ser poco significativa.

En el caso del TDA 2050 la etapa no inversora resulta más susceptible que la inversora. En el caso de la no inversora el incremento de los valores de resistencia mejora la inmunidad en 0.4V. El margen de frecuencias de portadora que da lugar a diferentes señales en la salida no varía de un caso a otro, esto es, no cambia para 22k - 680Ω ni para 220k - 6.8k.

Con la etapa inversora aparece una señal de baja frecuencia a partir de 3MHz de hasta 3V pico – pico con 22k - 680Ω. Para 220k y 6.8k no hay señal demodulada, a lo más, se observa en 2MHz una componente de baja frecuencia superpuesta a la RF que en ningún caso supera los 1.40V de pico – pico.

Como en el caso del TDA 2030, la variación de la tensión de alimentación no introduce una mejoría significativa.

En el TDA 2040 la mejora en la etapa no inversora es de hasta 6V ya que para 22k - 680Ω el máximo es de 8.5V frente a los 2.5V que aparecen con 220k - 6.8k. Ambos máximos se producen a 5MHz.

Como en todos los casos precedentes la etapa inversora se confirma como la más inmune a EMI. Para ambos juegos de resistencias la máxima señal de baja frecuencia se produce a 3MHz con una diferencia de casi 1V pico – pico. De nuevo el aumento de Vcc no tiene una repercusión relevante en la magnitud de la señal demodulada.

El último de los modelos, LM 1875 no inversor, resulta ser inmune a la demodulación parásita con los niveles de RFI usados hasta el momento (500mV de amplitud) para ambos juegos de resistencias. En virtud de esto se eleva la amplitud de la interferencia de AM hasta 1V con objeto de forzar la aparición de bajas frecuencias. De este modo se vuelve a tener una mejor inmunidad para 220k - 6.8k. El pico que se tiene para 22k - 680Ω es de 5.37V mientras que para 220k - 6.8k es de 4.40V. La reducción es de aproximadamente 1V. A diferencia de lo ocurrido en los TDA's, el aumento de Vcc a ±18V es más efectivo que el cambio en los valores de resistencias, en particular, la mejora es de 2V pues el máximo se sitúa en 3.03V pico – pico.

En el caso inversor tampoco hay demodulación con niveles de 500mV de RFI por lo que se eleva a 1V. Con 22k - 680Ω aparece una baja frecuencia de 1.75V de pico – pico en 5MHz mientras que para 220k - 6.8k no hay demodulación.

De todos los comentarios anteriores se establece como **etapa menos susceptible la inversora** (excluyendo el seguidor de tensión en virtud de los problemas de estabilidad mostrados); así mismo se concluye que, del mismo modo que sucede en amplificadores operacionales de señal, **el aumento en los valores de las resistencias de entrada y realimentación mejora la inmunidad** frente a la demodulación parásita con carácter general. Por último, hay que señalar que, si bien el aumento de V_{cc} mejora la inmunidad, en el caso de los TDA's no parece una técnica adecuada frente al del LM 1875 en que sí lo es.

Por último se puede tomar como **mejor circuito de los estudiados al LM 1875** pues no manifiesta demodulación alguna hasta potencias de RFI que pueden ser consideradas como elevadas. A este **le seguirían, por orden de inmunidad, el TDA 2050, el 2030 y en último caso el 2040.**

Con carácter general la mejora en la inmunidad a la demodulación parásita se produce en detrimento del ancho de banda de los dispositivos. A continuación se hace un recorrido de la pérdida de éste en cada modelo según la configuración adoptada.

En el TDA 2030 no inversor se tiene un ancho de banda de 73.5kHz para 22k - 680 Ω frente a los 34.5kHz obtenidos con 220k - 6.8k. La pérdida resulta ser de 39kHz. En la etapa inversora se tienen anchos de banda respectivos de 89.6 y 38.2kHz; en este caso aunque la pérdida es mayor, 51.4kHz, el valor es suficiente para aplicaciones de audio (<20kHz).

En el TDA 2050 no inversor se tienen valores de 112kHz con 22k - 680 Ω frente a los 79kHz obtenidos con 220k - 6.8k. La diferencia es de 33kHz. Con la etapa inversora se obtienen valores de 104 y 84kHz. En esta caso diferencia resulta ser de 20kHz.

El TDA 2040 no inversor, en virtud de las figuras 3.48 y 3.49 no presenta diferencias apreciables de ancho de banda para ambos valores de resistencias. El ancho de banda, como en el resto de dispositivos de la misma familia, está en torno a 100kHz.

En último lugar se presentan los resultados asociados al LM 1875. En este caso la diferencia en la etapa no inversora es de 110kHz frente a 80kHz. La reducción es, por tanto, de 30kHz. En la etapa inversora se obtienen respectivamente para 22k - 680 Ω y 220k - 6.8k, 113 y 103.8kHz; la pérdida es de aproximadamente 10kHz. El gráfico de la figura 4.5 (a) resume los resultados expuestos.

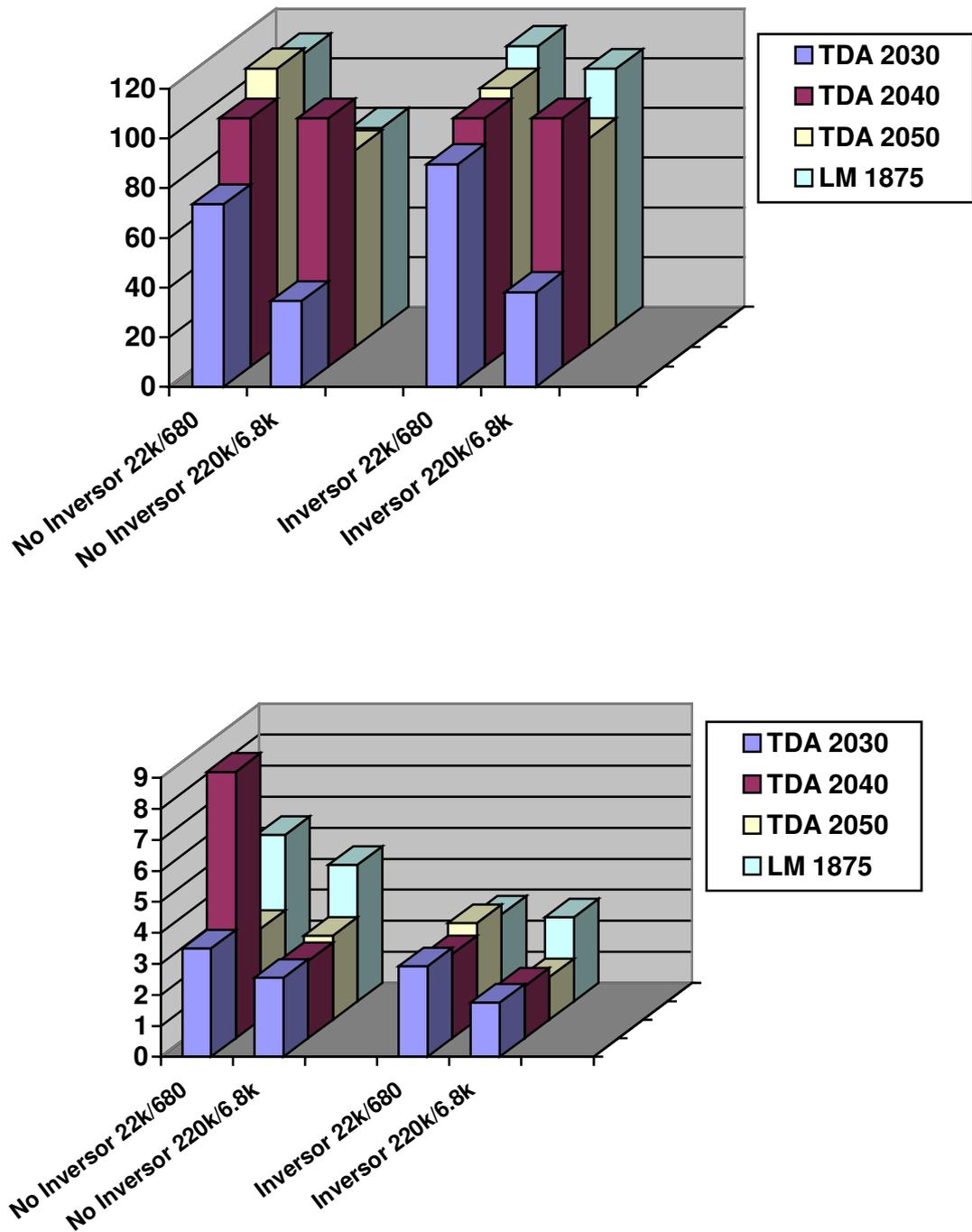


Figura 4.5. Gráfico comparativo entre los diferentes anchos de banda de cada circuito caracterizado (a) y la amplitud de la baja frecuencia demodulada* (b).

* En todos los casos la amplitud de la RFI es de 500mV salvo en el LM 1875 para el que se establece en 1V pico – pico. Todos los valores son máximos, bien de audiofrecuencia o de una combinación de ésta con RF; tal es el caso del LM 1875 y del TDA 2050 inversor con 220k - 6.8k.

4.3.- INSERCIÓN DE UNA CAPACIDAD ENTRE LOS TERMINALES DE ENTRADA.

La inserción de una capacidad entre los terminales de entrada del amplificador es una versión simplificada de la inserción de una etapa paso – bajo a la entrada. La figura 4.6 muestra las modificaciones hechas en el esquema original.

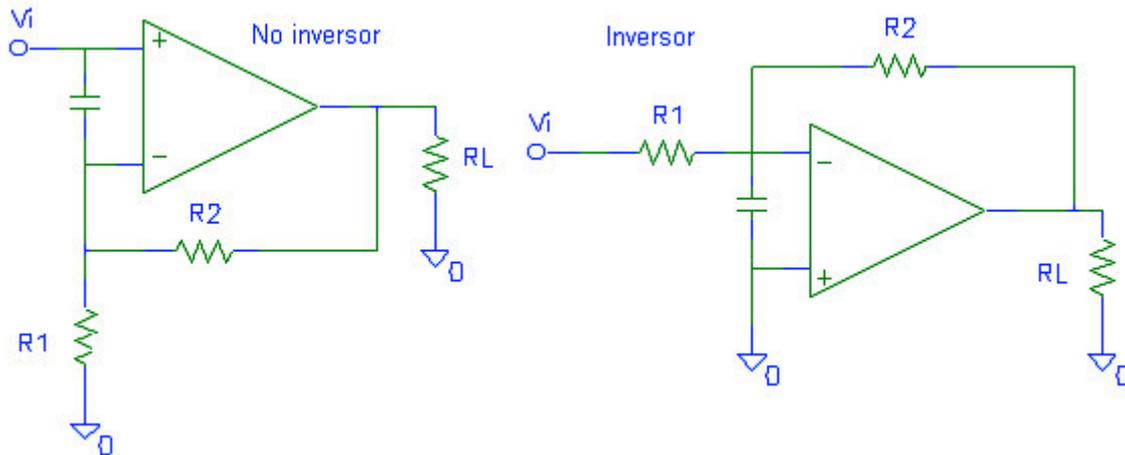


Figura 4.6. Esquemas no inversor e inversor usados en la caracterización de una de las medidas contra EMI: inserción de una capacidad de pequeño valor entre los terminales de entrada. Para evaluar la etapa en seguidor tan solo se cortocircuita la resistencia R_2 .

Esta solución debe ser particular para cada modelo y etapa de amplificador ya que la característica en frecuencia varía de un caso a otro. De cualquier modo el valor del condensador ha de ser tal que no varíe la respuesta en audio frecuencia. En virtud de esto se prueba con los siguientes valores: 15, 47 y 100pF.

Las condiciones y circuitos bajo prueba son las mismas que en los casos anteriores, con la salvedad de la capacidad añadida. Las tablas mostradas recogen los datos medidos de característica en frecuencia y demodulación parásita para cada etapa de cada modelo.

4.3.1.- LM 1875 de National Semiconductor.

Se comenzará por el LM 1875 no inversor. En este modelo se añadirá una capacidad de 15pF conservando el resto de condiciones de medida. En la tabla 4.1 se recoge la característica en frecuencia para ambos juegos de R_f y R_{in} ; en las tablas 4.2, 4.3 y 4.4 se anotan los valores de salida con entrada AM para cuantificar el efecto de demodulación parásita con 15, 47 y 100pF respectivamente.

4.3.1.i.- Etapa no inversora.

Tabla 4.1.

LM1875. Cin = 15pF No Inversor			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	2.68	3.15	3.25	3.34	3.34	3.34
1k	5k	10k	20k	30k	40k	50k	100k	200k	300k
3.34	3.34	3.34	3.31	3.31	3.31	3.28	3.18	2.81	2.37
3.37	3.37	3.34	3.34	3.31	3.28	3.25	2.93	2.28	1.75
400k	500k	600k	700k	800k	900k	1M	3M	5M	
2.06	1.75	1.50	1.31	1.15	1.03	0.90	0.20	0.15	22k/680 Ω
1.40	1.18	1.00	0.85	0.73	0.64	0.54	0.15	0.10	220k/6. 8k

Tabla 4.2.

LM1875. Cin = 15pF No Inversor				F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
				Vpp	13.00	10.75	8.93	7.81	6.81	6.00	2.56	1.40
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M						
0.90	0.81	0.40	0.30	0.22	0.19	0.13	22k/680Ω; RFI de 500mV					
0.45	0.50	0.26	0.22	0.20	0.18	0.14	220k/6.8k; RFI de 500mV					
2.18	1.87	1.70	1.26	0.80	0.42	0.30	22k/680Ω; RFI de 1V					

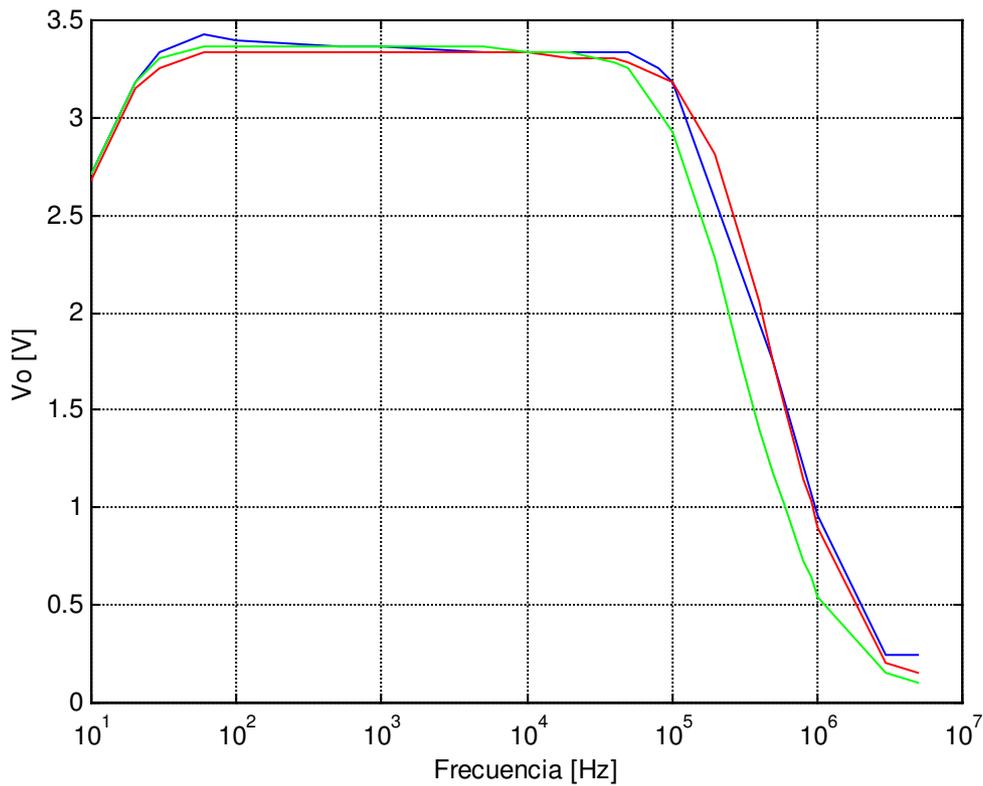


Figura 4.7. Diagrama de Bode del integrado LM 1875 (muestra A) no inversor. Cada color corresponde a un grupo de resistencias diferentes y valor de C_{in} : Azul: 22k - 680 Ω y sin C_{in} ; Rojo: 22k - 680 Ω y C_{in} de 15pF y Verde: 220k - 6.8k y C_{in} de 15pF. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud y la carga de 15 Ω .

Tabla 4.3.

LM1875. $C_{in} = 47pF$ No Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp			13.06	10.56	8.81	7.75	6.75	6.00
14.38	11.72	9.84				8.60	7.65	6.70	3.68	4.12	
13.60	10.78	8.90				7.50	6.40	5.37	1.55	0.70	
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
0.87	0.50	0.30	0.21	0.17	0.15	-	22k/680 Ω ; RFI de 500mV				
3.30	2.12	1.18	0.65	0.42	0.30	-	22k/680 Ω ; RFI de 1V				
0.50	0.56	0.30	0.27	0.25	0.25	-	220k/6.8k; RFI de 1V				

Tabla 4.4.

LM1875. Cin = 100pF No Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	13.20	10.88	9.12	7.87	6.81	6.00	2.10	0.90
				14.80	12.00	10.00	8.70	7.62	6.70	2.70	1.62
				12.00	9.00	6.80	5.25	4.20	3.34	0.70	0.27
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
0.46	0.45	0.20	0.18	-	-	-	22k/680Ω; RFI de 500mV				
0.85	0.75	0.40	0.30	-	-	-	22k/680Ω; RFI de 1V				
0.22	0.20	0.20	-	-	-	-	220k/6.8k; RFI de 1V				

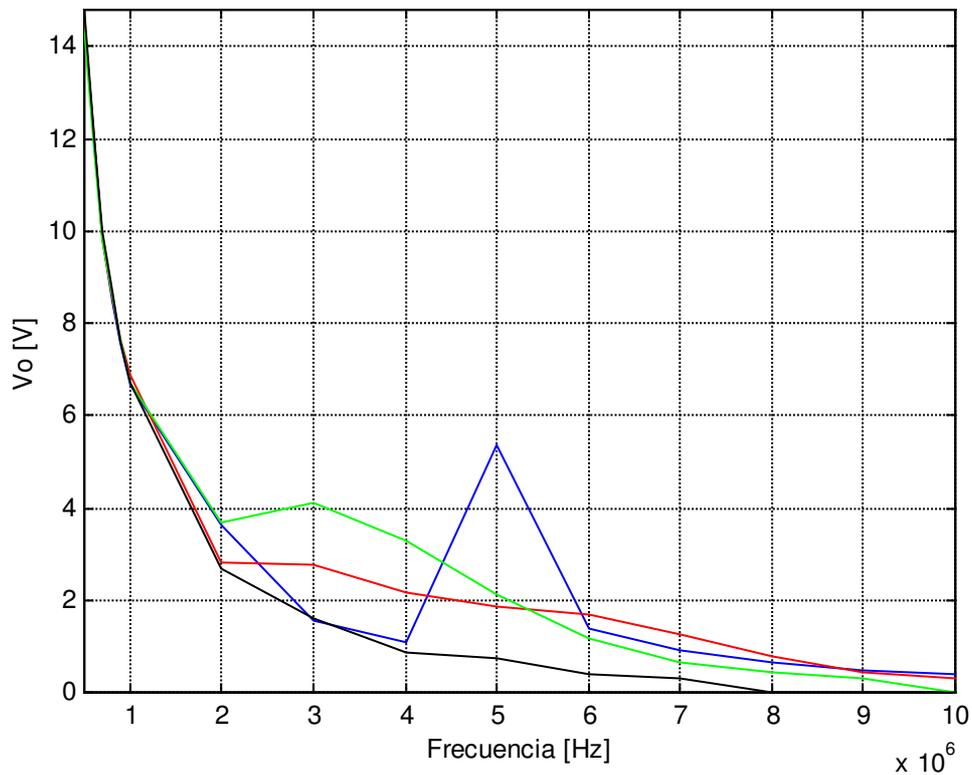


Figura 4.8. Respuesta a la demodulación RFI para el LM 1875 (muestra A) en la configuración no inversora de la figura 4.6. Cada color corresponde a unas condiciones diferentes: Azul: sin Cin; Rojo: Cin de 15pF; Verde: Cin de 47pF y Negro: Cin de 100pF. La carga es de 15Ω, las resistencias R₁ y R₂ de 22k y 680Ω y el nivel de la RFI 1V.

En el Bode de la figura 4.7 se muestra la característica en frecuencia del LM1875 no inversor. Los trazos rojo y verde corresponden a la utilización de una capacidad entre los terminales de entrada de 15pF para dos valores de Rf y Rin distintos. El efecto que tiene la inserción de Cin es apreciable en alta frecuencia porque aumenta la pendiente de la banda de transición. En la banda de

funcionamiento no tiene efectos apreciables; como en casos anteriores la pérdida de ancho de banda que se observa en el trazo verde se debe al aumento del valor de R_1 y R_2 .

Por lo que respecta a la demodulación parásita este modelo se muestra más robusto ya que es necesario aumentar a 1V la amplitud de la RFI.

Tan sólo se observan señales de baja frecuencia en las siguientes situaciones:

- Sin Cin, para RFI de 1V y 22k - 680 Ω .
- Para Cin de 15pF con RFI de 1V y 22k - 680 Ω .
- Para Cin de 47pF con RFI de 1V y 22k - 680 Ω .
- Para Cin de 100pF con RFI de 1V y 22k - 680 Ω .

En el resto de las situaciones tabuladas no se observa este fenómeno.

Seguidamente se reproduce la distribución de señales (RF, RF+AF o AF) con la frecuencia de portadora mostrada en el capítulo 3 sin Cin.

- Para 22k - 680 Ω , $\pm 12V$ y RFI de 1V:
 - De 500kHz hasta 4MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 5MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - De 6 a 10MHz aparece una baja frecuencia (moduladora) aunque en este caso aun persiste una componente de RF pequeña (trazo grueso).
- Para 22k - 680 Ω con $\pm 12V$, Cin = 15pF y amplitud de RFI de 1V:
 - De 500kHz hasta 2MHz la salida es una RF modulada en amplitud para una RFI de 1V pico - pico.
 - A 3, 4 y 5MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - De 6 a 10MHz aparece una baja frecuencia (moduladora) aunque en este caso aun persiste una componente de RF pequeña (trazo grueso).

De este caso al anterior se aprecia un descenso de la frecuencia en la que se produce la demodulación de la señal de AM así como un aumento del rango de valores en que conviven ambas componentes, RF y AF.

- Para 22k - 680 Ω con $\pm 12V$, Cin = 47pF y amplitud de RFI de 1V:
 - De 500kHz hasta 2MHz la salida es una RF modulada en amplitud.

- A 3MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
- De 4 a 10MHz aparece una baja frecuencia (moduladora) aunque en este caso aun persiste una componente de RF pequeña (trazo grueso).

El aumento de C_{in} tiene el efecto de reducir el rango de frecuencias de portadora que dan lugar a la demodulación parcial de la señal AM, esto es, la transición de RF a AF es más abrupta.

- Para 22k - 680 Ω con $\pm 12V$, $C_{in} = 100pF$ y amplitud de RFI de 1V:
 - De 500kHz hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - De 3 a 10MHz aparece una baja frecuencia (moduladora) aunque en este caso aun persiste una componente de RF pequeña (trazo grueso).

Para 100pF la transición resulta aún más abrupta ya que se obtiene directamente una señal de baja frecuencia (aunque con un residuo de la portadora). En la figura 4.8 se muestra el valor de la salida en cada situación comentada.

4.3.1.ii.- Etapa inversora.

Siguiendo la secuencia del caso anterior se comienza por mostrar la característica en frecuencia para 15pF en la tabla 4.5 para, a continuación, registrar en las tablas 4.6, 4.7 y 4.8 las correspondientes a la demodulación parásita con 15, 47 y 100pF respectivamente.

Tabla 4.5.

LM1875. Cin = 15pF Inversor			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	3.06	3.07	3.07	3.07	3.07	3.04
				3.30	3.30	3.30	3.30	3.28	3.28
1k	5k	10k	20k	30k	40k	50k	100k	200k	300k
3.04	3.04	3.04	3.04	3.00	3.00	2.98	2.90	2.60	2.20
3.26	3.26	3.26	3.23	3.20	3.17	3.10	2.84	2.18	1.65
400k	500k	600k	700k	800k	900k	1M	3M	5M	
1.93	1.65	1.42	1.25	1.10	1.00	0.90	0.20	0.15	22k-680Ω
1.30	1.00	0.90	0.75	0.64	0.54	0.44	-	-	220k-6.8k

Tabla 4.6.

LM1875. Cin = 15pF Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	12.80	10.60	9.00	7.81	6.87	6.00	2.50	1.25
				9.75	7.93	6.62	5.56	4.75	4.06	0.97	0.34
				13.94	11.31	9.31	8.06	7.00	6.06	1.87	0.64
				14.62	11.88	10.00	8.75	7.62	6.70	2.81	2.60
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
0.76	0.71	0.37	0.26	0.17	-	-	22k/680Ω; RFI de 500mV				
0.22	0.20	0.12	-	-	-	-	220k/6.8k; RFI de 500mV				
0.35	0.32	0.20	-	-	-	-	220k/6.8k; RFI de 1V				
1.78	1.37	0.90	-	-	-	-	22k/680Ω; RFI de 1V				

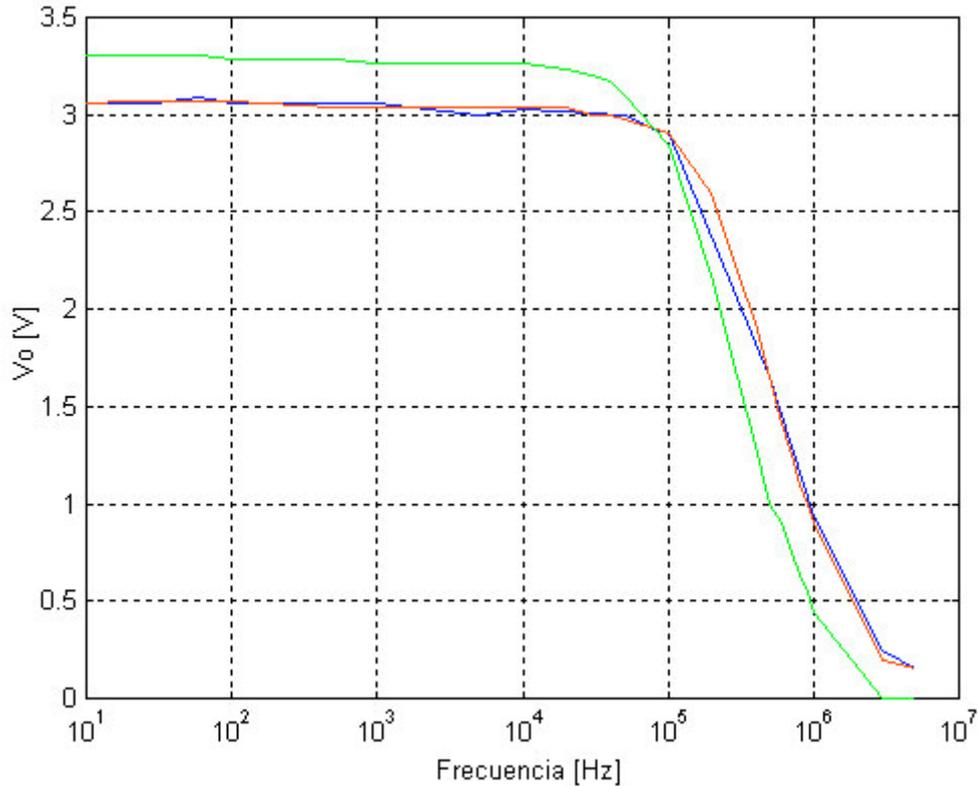


Figura 4.9. Diagrama de Bode del integrado LM 1875 (muestra A) inversor. Cada color corresponde a un grupo de resistencias diferentes y valor de C_{in} de 15pF: Azul: sin C_{in} y con 22k - 680Ω; Rojo: con C_{in} de 15pF y con 22k - 680Ω; Verde: con C_{in} de 15pF y con 220k - 6.8k;. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud y la carga de 15Ω.

El ancho de banda no se ve modificado por la inclusión de esta capacidad sino por el aumento de las resistencias. No obstante la pendiente de la banda de transición aumenta como en el caso del no inversor.

Tabla 4.7.

LM1875. $C_{in} = 47pF$ Inversor				F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
				Vpp				12.60	10.50	8.80	7.62	6.62
14.56	11.75	9.87	8.56					7.50	6.62	2.50	1.84	
13.30	10.50	8.50	7.00					5.87	4.87	1.04	0.40	
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M						
0.65	0.55	0.27	0.20	-	-	-	22k/680Ω; RFI de 500mV					
1.15	1.00	0.45	0.30	-	-	-	22k/680Ω; RFI de 1V					
0.25	0.23	0.17	-	-	-	-	220k/6k8; RFI de 1V					

Tabla 4.8.

LM1875. Cin = 100pF Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp			13.20	10.88	9.12	7.87	6.81	6.00
14.80	12.00	10.00				8.70	7.62	6.70	2.70	1.62	
12.00	9.00	6.80				5.25	4.20	3.34	0.70	0.27	
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
0.46	0.45	0.20	0.18	-	-	-	22k/680Ω; RFI de 500mV				
0.85	0.75	0.40	0.30	-	-	-	22k/680Ω; RFI de 1V				
0.22	0.20	0.20	-	-	-	-	220k/6.8k; RFI de 1V				

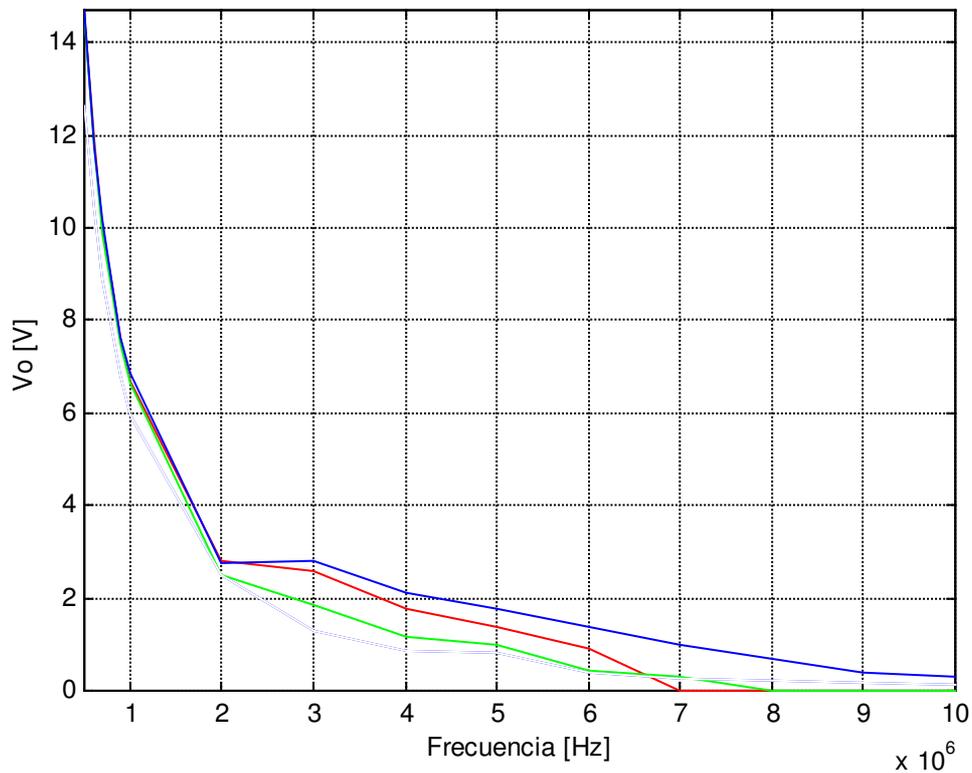


Figura 4.10. Respuesta a la demodulación RFI para el LM 1875 (muestra A) en la configuración inversora de la figura 4.6. Cada color corresponde a unas condiciones diferentes: Azul: 22k - 680Ω sin Cin; Rojo: 22k - 680Ω con Cin de 15pF y Verde: 22k - 680Ω con Cin de 47pF. La carga es de 15Ω y el nivel de la RFI 1V.

- Para 22k - 680Ω con ±12V, sin Cin y RFI de 1V:
 - De 500kHz hasta 2MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 3 y 4MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - De 5 a 10MHz aparece una baja frecuencia (moduladora) aunque en este caso aun persiste una componente de RF pequeña (trazo grueso).

- Para 22k - 680Ω con ±12V, Cin = 15pF y RFI de 1V:
 - De 500kHz hasta 2MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 3, 4, 5 y 6MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora). A partir de 6MHz la salida es de muy baja amplitud y se confunde con el ruido de fondo por lo que resulta despreciable.

- Para 22k - 680Ω con ±12V, Cin = 47pF y RFI de 1V:
 - En esta situación tan sólo a 3 y 4MHz aparece una componente de baja frecuencia, de 1.84V, que desaparece de 5MHz en adelante. En el resto de situaciones medidas no aparecen señales demoduladas en ningún rango de frecuencia.

- Para 22k - 680Ω con ±12V, Cin = 100pF y RFI de 1V:
 - Siguiendo la tendencia marcada, a 100pF no aparece ninguna fracción de la moduladora original, a diferencia de lo que sucedía con 47pF.

4.3.2.- TDA 2050 de STMicroelectronics.

En este apartado se muestran las soluciones ensayadas sobre el TDA 2050. En las tablas 4.9 y 4.10 se exponen respectivamente la característica en frecuencia para 15 y 47pF. En la 4.11, 4.12 y 4.13 se exponen los resultados para la demodulación RFI.

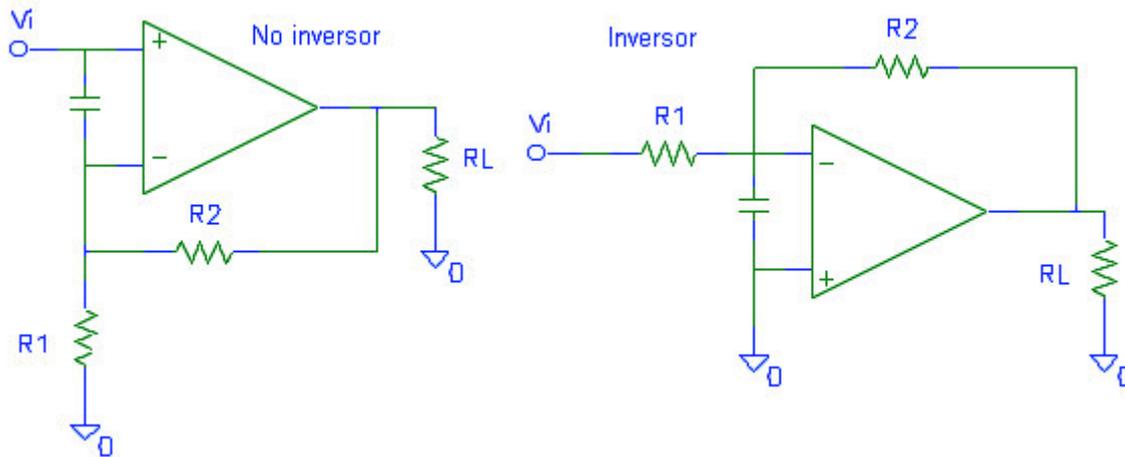


Figura 4.11. Esquemas no inversor e inversor usados en la caracterización de una de las medidas contra EMI: inserción de una capacidad de pequeño valor entre los terminales de entrada. Para evaluar la etapa en seguidor tan solo se cortocircuita la resistencia R_2 .

4.3.2.i.- Etapa no inversora.

Tabla 4.9.

TDA 2050. $C_{in} = 15pF$ No Inversor			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	2.70	3.18	3.30	3.37	3.37	3.40
1k	5k	10k	20k	30k	40k	50k	100k	200k	300k
3.40	3.34	3.37	3.34	3.34	3.37	3.37	3.28	2.93	2.56
3.37	3.37	3.37	3.34	3.34	3.31	3.25	2.96	2.28	1.80
400k	500k	600k	700k	800k	900k	1M	3M	5M	
2.25	1.90	1.62	1.40	1.25	1.00	0.98	0.30	0.20	22k-680Ω
1.46	1.25	1.10	0.93	0.80	0.70	0.60	0.15	-	220k-6.8k

Tabla 4.10.

TDA 2050. Cin = 47pF No Inversor			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	2.71	3.18	3.28	3.34	3.37	3.37
1k	5k	10k	20k	30k	40k	50k	100k	200k	300k
3.37	3.34	3.34	3.34	3.34	3.31	3.31	3.25	2.93	2.56
3.37	3.37	3.34	3.34	3.31	3.28	3.25	3.00	2.37	1.84
400k	500k	600k	700k	800k	900k	1M	3M	5M	
2.25	1.93	1.60	1.40	1.20	1.00	0.93	0.28	-	22k-680Ω
1.43	1.12	0.93	0.75	0.56	0.46	0.40	0.12	-	220k-6.8k

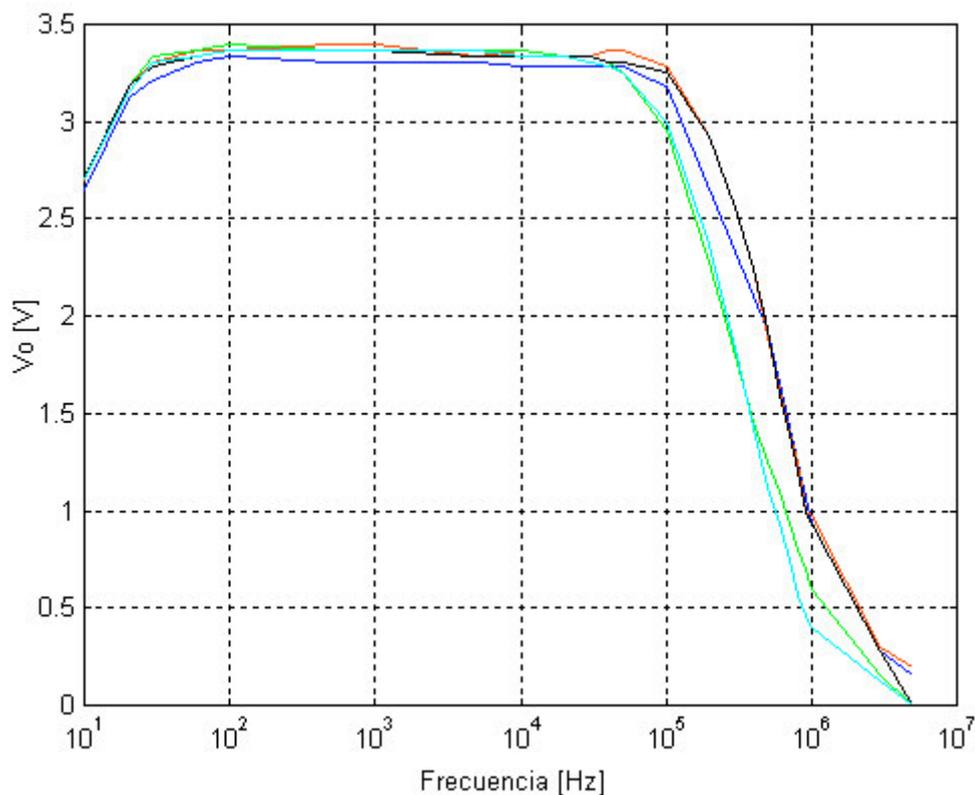


Figura 4.12. Diagrama de Bode del integrado TDA 2050 (muestra A) no inversor. Cada color corresponde a un grupo de resistencias y valor de C_{in} diferentes: Azul: sin C_{in} y con 22k - 680Ω; Rojo: con C_{in} de 15pF y 22k - 680Ω; Verde: con C_{in} de 15pF y 220k - 6.8k; Negro: con C_{in} de 47pF y 22k - 680Ω; Cyan: con C_{in} de 47pF y 220k - 6.8k. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud y la carga de 15Ω.

De la figura 4.12 se observa la poca o nula influencia que tiene el condensador C_{in} a baja frecuencia; no así en la banda de transición donde provoca un leve aumento de la pendiente de ésta.

Tabla 4.11.

TDA 2050. $C_{in} = 15\mu F$ No Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	9.87	8.00	6.50	5.37	4.43	4.00	1.20	1.17
				9.00	7.00	5.50	4.50	3.68	3.12	1.15	0.95
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
1.23	0.90	0.75	0.70	0.58	0.50	0.38	22k - 680 Ω ; RFI de 500mV				
1.30	1.40	1.45	1.43	1.30	1.00	0.85	220k - 6.8k; RFI de 500mV				

Tabla 4.12.

TDA 2050. $C_{in} = 47\mu F$ No Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	9.81	7.75	6.25	5.00	3.93	3.37	2.40	2.60
				8.37	6.31	5.00	3.87	3.25	2.75	0.75	0.43
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
2.00	1.34	0.96	0.65	0.46	0.37	0.28	22k - 680 Ω ; RFI de 500mV				
0.60	0.75	0.78	0.75	0.70	0.60	0.48	220k - 6.8k; RFI de 500mV				

Tabla 4.13.

TDA 2050. $C_{in} = 100\mu F$ No Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	9.56	7.37	5.75	4.68	4.31	4.00	3.60	2.90
				7.18	5.06	3.71	2.71	2.18	1.84	0.47	0.32
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
1.93	1.28	0.90	0.62	0.50	0.34	0.31	22k - 680 Ω ; RFI de 500mV				
0.43	0.50	0.54	0.50	0.48	0.41	0.35	220k - 6.8k; RFI de 500mV				

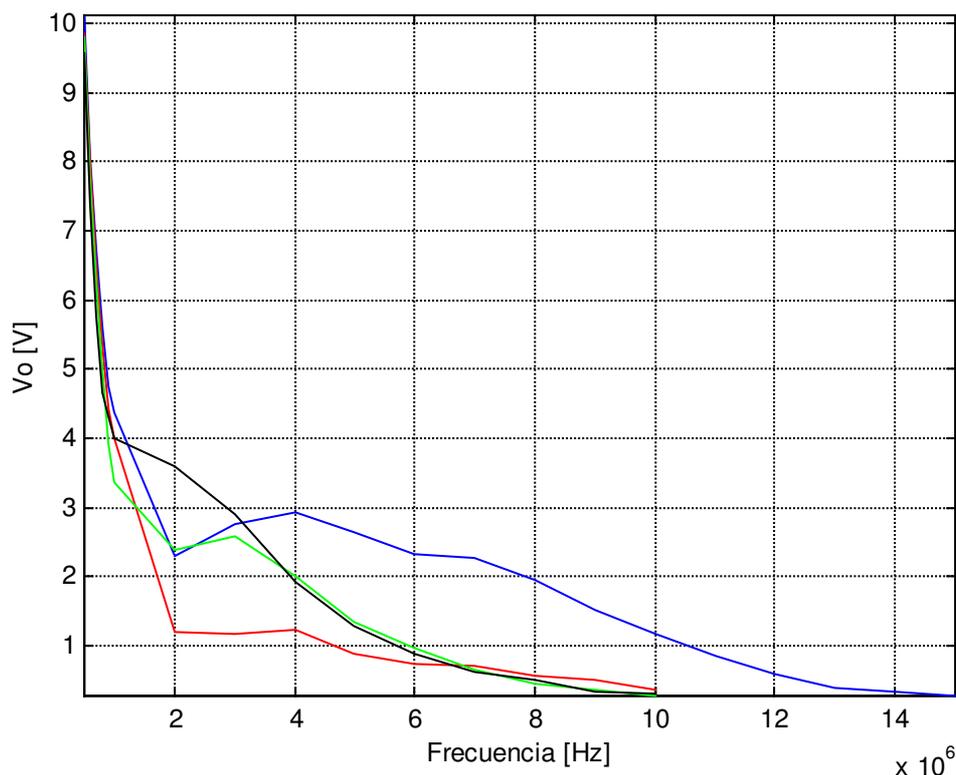


Figura 4.13. Respuesta a la demodulación RFI para el TDA 2050 (muestra A) en la configuración no inversora de la figura 4.11. Cada color corresponde a unas condiciones diferentes: Azul: 22k - 680Ω sin Cin; Rojo: 22k - 680Ω con Cin de 15pF y Verde: 22k - 680Ω con Cin de 47pF y Negro: 22k - 680Ω con Con de 100pF. La carga es de 15Ω y el nivel de la RFI 500mV.

- Para 22k - 680Ω con ±12V, sin Cin y RFI de 500mV:
 - De 500kHz hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - A partir de 3MHz la salida es de baja frecuencia (1kHz), aunque a 3MHz aun se aprecia de forma notable la componente de RF.

- Para 22k - 680Ω con ±12V, Cin = 15pF y RFI de 500mV:
 - De 500kHz hasta 2MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 3MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - A partir de 3MHz la salida es de baja frecuencia (1kHz).

Cuando se comparan los resultados obtenidos sin C_{in} , con C_{in} para $22k - 680\Omega$ y C_{in} con $220k - 6.8k$ se espera que este último caso sea el menos susceptible ya que incluye ambas medidas de protección, las cuales individualmente se han mostrado eficientes. Sin embargo, como se deriva de la figura 4.11, el efecto que tiene incluir con $220k - 6.8k$ un condensador entre los terminales de entrada no es el esperado a partir de $5MHz$. Si con $22k - 680\Omega$ se tiene a $5MHz$ una baja frecuencia de $0.90V$ (pico – pico), al cambiar las resistencias por $220k - 6.8k$ la salida que se obtiene es de $1.40V$ y aumentando hasta $6MHz$ en que alcanza el máximo para comenzar a disminuir.

- Para $22k - 680\Omega$ con $\pm 12V$, $C_{in} = 47pF$ y RFI de $500mV$:
 - De $500kHz$ hasta $1MHz$ la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A $2MHz$ se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - A partir de $3MHz$ la salida es de baja frecuencia ($1kHz$).

En este caso el máximo de la baja frecuencia a la salida es menor con $220k - 6.8k$.

- Para $22k - 680\Omega$ con $\pm 12V$, $C_{in} = 100pF$ y RFI de $500mV$:
 - De $500kHz$ hasta $1MHz$ la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A $2MHz$ se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - A partir de $3MHz$ la salida es de baja frecuencia ($1kHz$).

En el resto de situaciones tabuladas no aparecen señales demoduladas total o parcialmente.

4.3.2.ii.- Etapa inversora.

La tabla 4.14 muestra la característica en frecuencia para $C_{in} = 15\text{pF}$; las 4.15, 4.16 y 4.17 corresponden a entradas AM con 15, 47 y 100pF respectivamente.

Tabla 4.14.

TDA 2050. $C_{in} = 15\text{pF}$ Inversor			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	3.12	3.10	3.12	3.12	3.10	3.10
			3.34	3.31	3.31	3.34	3.34	3.28	
1k	5k	10k	20k	30k	40k	50k	100k	200k	300k
3.06	3.06	3.06	3.06	3.06	3.06	3.06	3.00	2.71	2.37
3.31	3.28	3.28	3.25	3.25	3.18	3.12	2.84	2.18	1.75
400k	500k	600k	700k	800k	900k	1M	3M	5M	
2.10	1.80	1.60	1.37	1.18	1.03	0.90	0.30	-	22k-680Ω
1.37	1.18	1.00	0.87	0.75	0.62	0.60	0.15	-	220k-6.8k

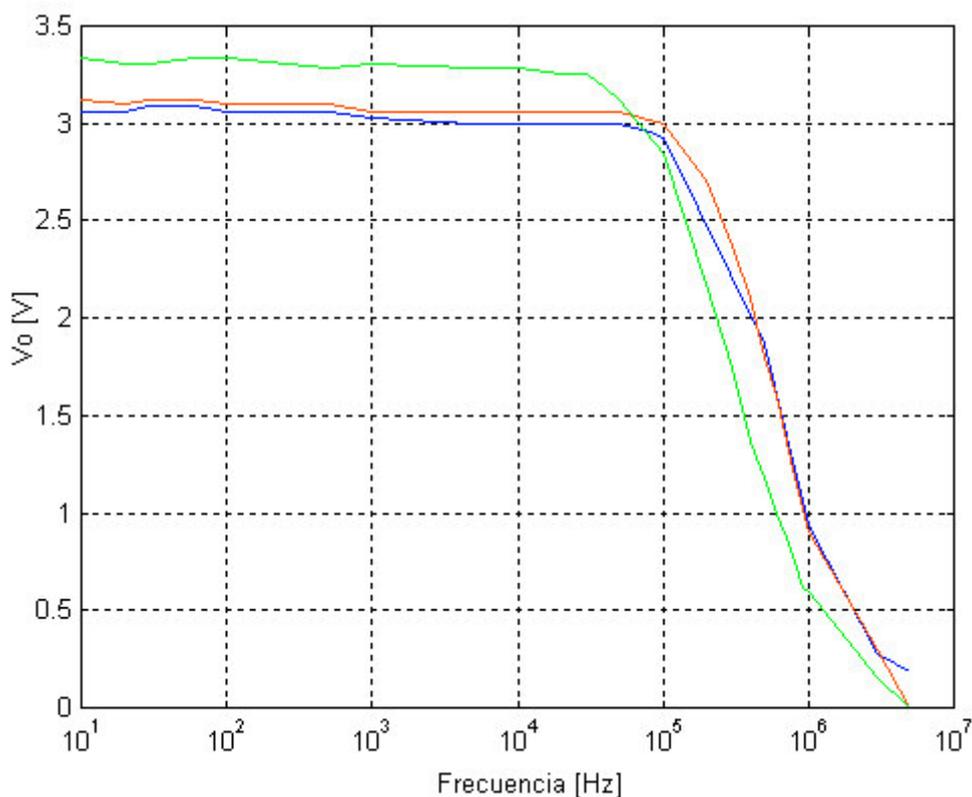


Figura 4.14. Diagrama de Bode del integrado TDA 2050 (muestra A) inversor. Cada color corresponde a un grupo de resistencias y valor de C_{in} diferentes: Azul: sin C_{in} y con 22k -

CARACTERIZACIÓN DE EFECTOS EMI EN IC'S DE AUDIO DE POTENCIA

680Ω; Rojo: con Cin de 15pF y 22k - 680Ω; Verde: con Cin de 15pF y 220k - 6.8k. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud y la carga de 15Ω.

Tabla 4.15.

TDA 2050. Cin = 15pF Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	9.31	7.18	5.70	4.62	4.10	3.68	2.37	2.87
				8.62	6.68	5.31	4.31	3.62	3.12	0.93	0.46
				9.68	7.31	5.87	4.87	4.68	4.37	1.71	0.95
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
2.68	2.12	1.60	1.10	0.75	0.50	0.35	22k - 680Ω; RFI de 500mV				
0.30	0.18	0.15	0.14	-	-	-	220k - 6.8k; RFI de 500mV				
0.53	0.34	0.30	0.20	0.18	-	-	220k - 6.8k; RFI de 1V				

Tabla 4.16.

TDA 2050. Cin = 47pF Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	9.25	7.06	5.62	4.75	4.31	3.75	2.15	2.00
				8.31	6.18	4.81	3.75	3.00	2.56	0.56	0.27
				9.43	7.00	5.62	4.56	4.00	3.43	1.00	0.45
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
1.50	1.00	0.80	0.42	0.30	0.22	0.20	22k - 680Ω; RFI de 500mV				
0.18	0.15	-	-	-	-	-	220k - 6.8k; RFI de 500mV				
0.30	0.25	0.20	-	-	-	-	22k - 680Ω; RFI de 1V				

Tabla 4.17.

TDA 2050. Cin = 100pF Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	9.30	7.00	5.62	4.62	4.25	3.68	1.68	1.15
				6.78	4.71	3.40	2.50	1.93	1.57	0.34	0.17
				9.00	6.56	5.06	4.00	3.18	2.65	0.60	0.30
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
0.70	0.42	0.28	0.20	-	-	-	22k - 680Ω; RFI de 500mV				
0.13	0.11	-	-	-	-	-	220k - 6.8k; RFI de 500mV				
0.25	0.20	-	-	-	-	-	220k - 6.8k; RFI de 1V				

- Para 22k - 680Ω con ±12V, sin Cin y RFI de 500mV:
 - De 500kHz hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - A partir de 3MHz la salida es de baja frecuencia (1kHz).

No hay diferencia en el reparto de las frecuencias de portadora para las cuales se produce la demodulación cuando se añade el condensador de 15 o 47pF.

- Para 22k - 680Ω con ±12V, Cin = 100pF y RFI de 500mV:
 - De 500kHz hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A partir de 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).

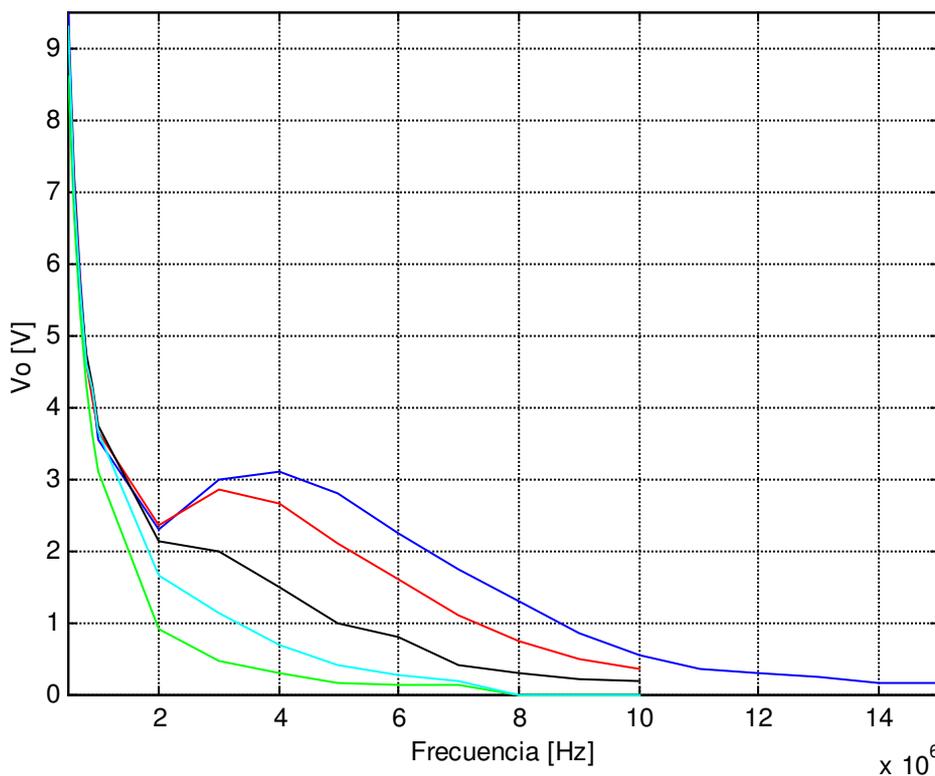


Figura 4.15. Respuesta a la demodulación RFI para el TDA 2050 (muestra A) en la configuración inversora de la figura 4.11. Cada color corresponde a unas condiciones diferentes: Azul: 22k - 680Ω sin C_{in} ; Rojo: 22k - 680Ω con C_{in} de 15pF; Verde: 220k - 6.8k con C_{in} de 15pF; Negro: 22k - 680Ω con C_{in} de 47pF y Cian: 22k - 680Ω con C_{in} de 100pF. La carga es de 15Ω y el nivel de la RFI 500mV.

4.3.3.- TDA 2040 de STMicroelectronics.

En tercer lugar se muestran los ensayos de soluciones en el TDA 2040. Las tablas 4.18 a 4.20 recogen las características en frecuencia obtenidas para 15, 47 y 100pF respectivamente. En segundo lugar se tienen los resultados de inyectar en la entrada una señal de AM: tablas 4.21 a 4.23.

4.3.3.i.- Etapa no inversora.

Tabla 4.18.

TDA 2040. Cin = 15pF No Inversor			F	v	20	30	60	100	500
			Vpp	2.70	3.18	3.31	3.37	3.37	3.37
			3.43	3.46	3.65	3.81	3.84	3.87	
1k	5k	10k	20k	30k	40k	50k	100k	200k	300k
3.37	3.40	3.34	3.34	3.34	3.31	3.31	3.18	2.68	2.21
3.87	3.34	3.37	3.37	3.28	3.28	3.21	2.90	2.18	1.68
400k	500k	600k	700k	800k	900k	1M	3M	5M	
1.84	1.52	1.34	1.21	1.00	0.90	0.80	0.20	-	22k-680Ω
1.31	1.06	0.90	0.78	0.68	0.62	0.56	0.12	-	220k-6.8k

Tabla 4.19.

TDA 2040. Cin = 47pF No Inversor			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	2.71	3.18	3.28	3.34	3.37	3.37
			2.71	3.15	3.28	3.34	3.37	3.37	
1k	5k	10k	20k	30k	40k	50k	100k	200k	300k
3.37	3.37	3.34	3.34	3.34	3.34	3.31	3.18	2.71	2.28
3.34	3.34	3.34	3.34	3.31	3.28	3.25	3.00	2.34	1.75
400k	500k	600k	700k	800k	900k	1M	3M	5M	
1.90	1.56	1.37	1.18	1.06	0.90	0.80	0.18	-	22k-680Ω
1.28	1.00	0.75	0.62	0.50	0.43	0.34	-	-	220k-6.8k

Tabla 4.20.

TDA 2040. Cin = 100pF No Inversor			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	2.71	3.18	3.31	3.37	3.40	3.37
1k	5k	10k	20k	30k	40k	50k	100k	200k	300k
3.37	3.37	3.37	3.37	3.37	3.37	3.37	3.25	2.81	2.37
3.37	3.37	3.34	3.37	3.34	3.34	3.34	3.25	2.53	1.62
400k	500k	600k	700k	800k	900k	1M	3M	5M	
1.96	1.72	1.40	1.25	1.00	0.90	0.78	0.20	-	22k-680Ω
1.00	0.75	0.50	0.43	0.34	0.28	0.25	-	-	220k-6.8k

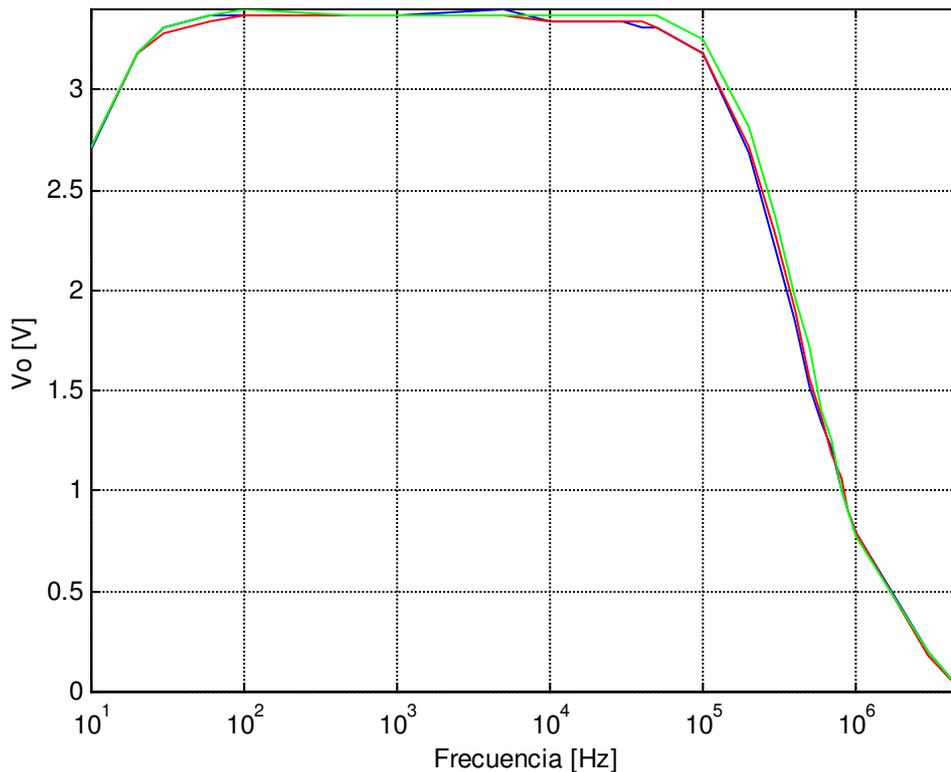


Figura 4.16. Diagrama de Bode del integrado TDA 2040 (muestra A) no inversor. Cada color corresponde a un valor de Cin diferente: Azul: sin Cin y con 22k - 680Ω; Rojo: con Cin de 15pF y 22k - 680Ω; Verde: con Cin de 47pF y 22k - 680Ω; Negro: con Cin de 100pF y 22k - 680Ω. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud y la carga de 15Ω.

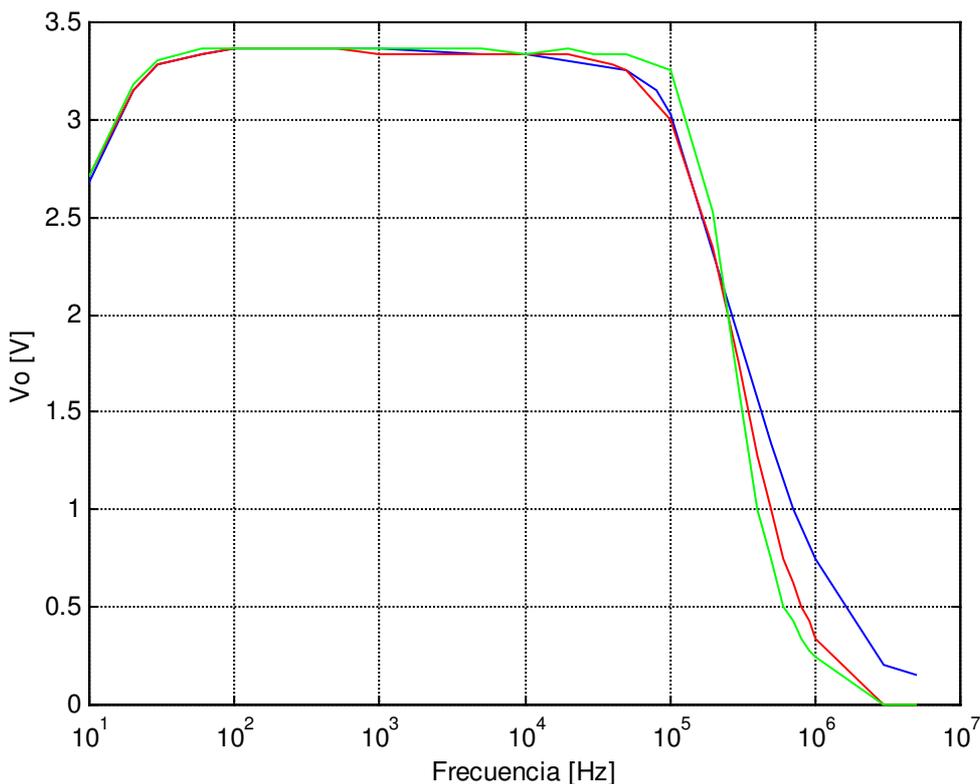


Figura 4.17. Diagrama de Bode del integrado TDA 2040 (muestra A) no inversor. Cada color corresponde a un valor de C_{in} diferente: Azul: sin C_{in} y con 220k - 6.8k; Rojo: con C_{in} de 47pF y 220k - 6.8k; Verde: con C_{in} de 100pF y 220k - 6.8k. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud y la carga de 15 Ω .

En la figura 4.16 se muestra la respuesta en frecuencia para diferentes valores de C_{in} ; con 22k - 680 Ω y sin C_{in} (trazo azul) la salida muestra oscilaciones que dan lugar a valores de la salida muy elevados. Con la inserción de C_{in} desaparecen estas oscilaciones por lo que el Bode toma valores acordes con la ganancia y amplitud de la entrada. El aumento de C_{in} no afecta a la respuesta en baja frecuencia pero sí a la banda de transición que experimenta un ligero aumento de su pendiente, si bien este aumento es más acusado con 220k - 6.8k (figura 4.17). En este último caso tampoco parece haber repercusión en baja frecuencia salvo con 15pF.

Tabla 4.21.

TDA 2040. Cin = 15pF No Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	8.37	7.25	6.25	4.81	4.87	3.06	1.20	1.65
				7.81	6.68	5.37	4.06	4.00	3.12	1.10	0.56
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
1.48	6.02	0.60	0.46	0.36	0.26	0.18	22k - 680Ω; RFI de 500mV				
0.44	3.00	1.10	1.10	1.03	0.93	0.78	220k - 6.8k; RFI de 500mV				

Tabla 4.22.

TDA 2040. Cin = 47pF No Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	8.50	7.31	6.00	4.43	4.37	3.56	2.37	3.18
				7.75	6.00	4.68	3.75	3.25	2.62	0.65	0.33
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
3.00	2.06	1.68	1.21	0.87	0.65	0.46	22k - 680Ω; RFI de 500mV				
0.22	0.66	0.46	0.50	0.50	0.45	0.40	220k - 6.8k; RFI de 500mV				

Tabla 4.23.

TDA 2040. Cin = 100pF No Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	8.50	7.37	5.75	4.43	3.93	3.80	2.90	2.80
				6.40	4.81	3.80	2.78	2.30	1.84	0.40	0.20
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
2.30	1.62	1.25	0.93	0.73	0.50	0.37	22k - 680Ω; RFI de 500mV				
0.16	0.30	0.28	0.33	0.33	0.31	0.27	220k - 6.8k; RFI de 500mV				

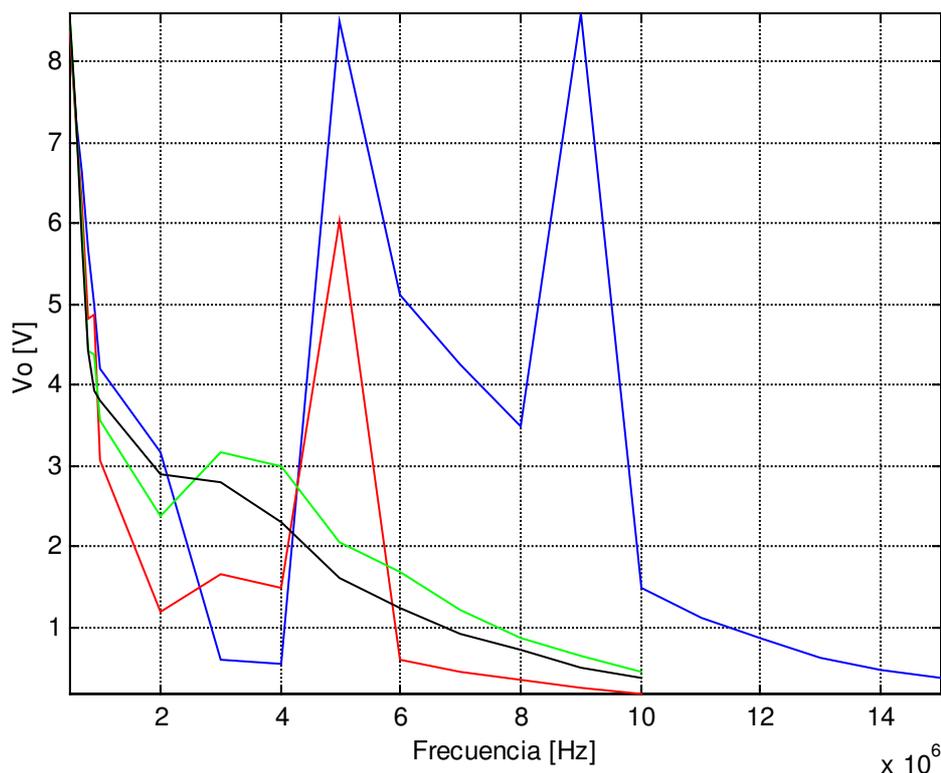


Figura 4.18. Respuesta a la demodulación RFI para el TDA 2040 (muestra A) en la configuración no inversora de la figura 4.11. Cada color corresponde a unas condiciones diferentes: Azul: 22k - 680Ω sin Cin; Rojo: 22k - 680Ω con Cin de 15pF; Verde: 22k - 680Ω con Cin de 47pF; Negro: 22k - 680Ω con Cin de 100pF. La carga es de 15Ω y el nivel de la RFI 500mV.

- Para 22k - 680Ω con ±12V, sin Cin y RFI de 500mV:
 - De 500kHz hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud para ambas tensiones de alimentación.
 - A 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora) para ambas tensiones. Con 220k y 6.8k aun persiste la RF.
 - A 3 y 4MHz vuelve a aparecer una RF con ±12 y ±18V. Con 220k y 6.8k se tiene una RF a 3MHz y a 4MHz aparece una baja frecuencia sin RF.
 - De 5 hasta 15MHz aparece una baja frecuencia (moduladora) con ±12V mientras que para ±18V esto no ocurre hasta alcanzar los 6MHz.

- Para 22k - 680Ω con ±12V, Cin = 15pF y RFI de 500mV:
 - De 500kHz hasta 2MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 3MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - A 4 se tiene la moduladora y a 5MHz vuelve a aparecer una RF junto con la baja frecuencia.
 - De 6 hasta 15MHz aparece una baja frecuencia (moduladora).

En la situación anterior, si se cambian los valores de Rf y Rin por 220k y 6.8k respectivamente la demodulación se da desde los 2MHz. En este caso las dos componentes conviven desde los 2MHz ya mencionados hasta 5MHz. A partir de este valor la salida sólo tiene componente de baja frecuencia.

- Para 22k - 680Ω con ±12V, Cin = 47pF y RFI de 500mV:
 - De 500kHz hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - De 3 hasta 15MHz aparece una baja frecuencia (moduladora).

El aumento de Cin provoca el adelanto de la frecuencia de portadora en la que comienza la demodulación así como la desaparición de la discontinuidad que aparecía a 5MHz (después de tener la baja frecuencia en 4MHz, volvía a surgir la RF).

- Para 22k - 680Ω con ±12V, Cin = 100pF y RFI de 500mV:
 - De 500kHz hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - De 3 hasta 15MHz aparece una baja frecuencia (moduladora).

Elevar la capacidad a 100pF no tiene efectos desde el punto de vista del reparto de frecuencias. Naturalmente, como resulta de la figura 4.18, sí repercute en la magnitud de la señal demodulada.

4.3.3.ii.- Etapa inversora.

Tabla 4.24.

TDA 2040. Cin = 15pF Inversor			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	3.06	3.10	3.06	3.06	3.06	3.06
				3.68	3.68	3.71	3.75	3.75	3.78
1k	5k	10k	20k	30k	40k	50k	100k	200k	300k
3.06	3.06	3.00	3.00	3.00	3.00	2.96	2.84	2.43	2.06
3.78	3.28	3.25	3.25	3.21	3.15	3.12	2.81	2.12	1.60
400k	500k	600k	700k	800k	900k	1M	3M	5M	
1.75	1.46	1.30	1.15	1.00	0.90	0.78	0.25	-	22k-680Ω
1.28	1.03	0.84	0.75	0.62	0.53	0.46	-	-	220k-6.8k

Tabla 4.25.

TDA 2040. Cin = 47pF Inversor			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	3.06	3.06	3.06	3.06	3.06	3.06
				3.31	3.31	3.31	3.31	3.28	3.25
1k	5k	10k	20k	30k	40k	50k	100k	200k	300k
3.06	3.06	3.00	3.03	3.00	3.00	3.00	2.87	2.50	2.12
3.25	3.25	3.25	3.21	3.18	3.15	3.12	2.90	2.25	1.65
400k	500k	600k	700k	800k	900k	1M	3M	5M	
1.78	1.56	1.34	1.15	1.03	0.90	0.78	0.20	-	22k-680Ω
1.21	0.90	0.71	0.56	0.46	0.40	0.30	-	-	220k-6.8k

Tabla 4.26.

TDA 2040. Cin = 100pF Inversor			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	3.09	3.09	3.09	3.09	3.09	3.09
1k	5k	10k	20k	30k	40k	50k	100k	200k	300k
3.06	3.06	3.06	3.06	3.00	3.00	3.00	2.90	2.60	2.18
3.25	3.25	3.25	3.25	3.21	3.18	3.18	3.12	2.40	1.53
400k	500k	600k	700k	800k	900k	1M	3M	5M	
1.87	1.65	1.34	1.18	1.06	0.90	0.75	0.18	-	22k-680Ω
1.00	0.88	0.46	0.36	0.30	0.23	0.20	-	-	220k-6.8k

La etapa inversora sin Cin, al igual que la no inversora, mostraba oscilaciones de la salida que desaparecen con la inserción de este condensador. El aumento del valor de Cin no tiene repercusión en baja frecuencia y no parece ser tampoco relevante en la banda de transición, al menos, no más allá del aumento de dicha pendiente experimenta y al que ya se ha hecho alusión anteriormente.

La figura 4.20 muestra los mismo datos que la 4.19 pero con 220k - 6.8k. En este caso el aumento de la pendiente de la banda de transición parece ser mayor que en el caso anterior. Resulta significativo, véanse las figuras 4.9, 4.14, 4.17 y 4.20, que se produzcan salidas mayores cuando se combinan el condensador de 15pF con las resistencias de 220k - 6.8k.

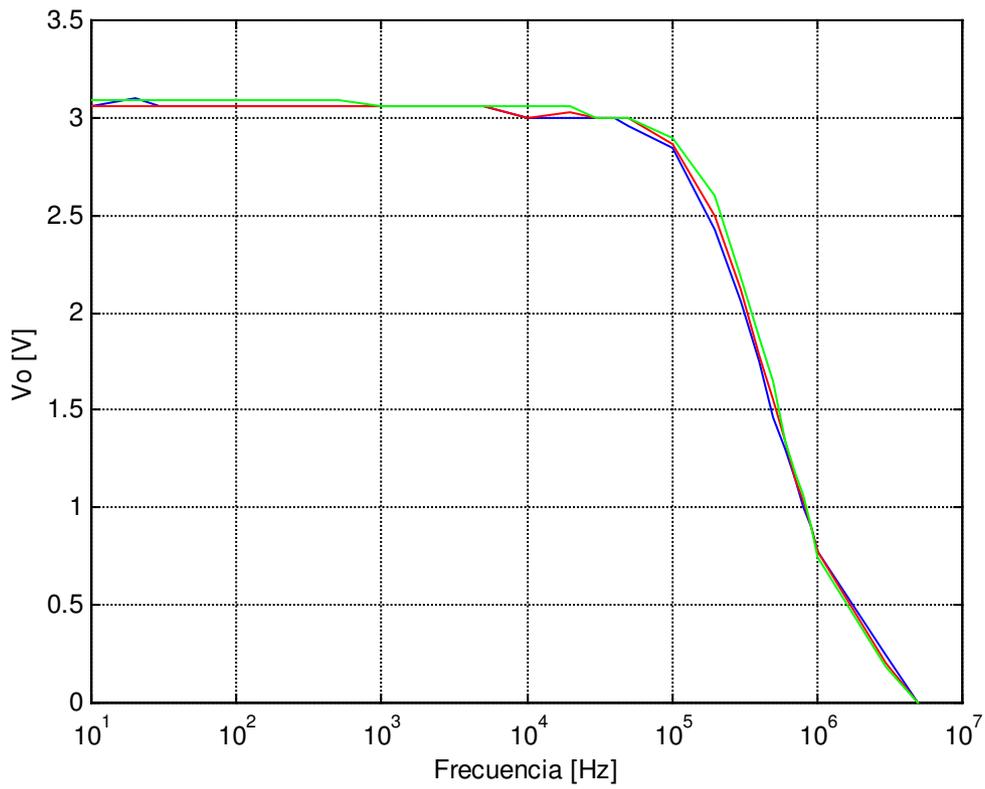


Figura 4.19. Diagrama de Bode del integrado TDA 2040 (muestra A) inversor. Cada color corresponde a un valor de C_{in} diferente: Azul: con C_{in} de 15pF; Rojo: con C_{in} de 47pF y Verde: con C_{in} de 100pF. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud, R_1 y R_2 de 22k - 680 Ω y la carga de 15 Ω .

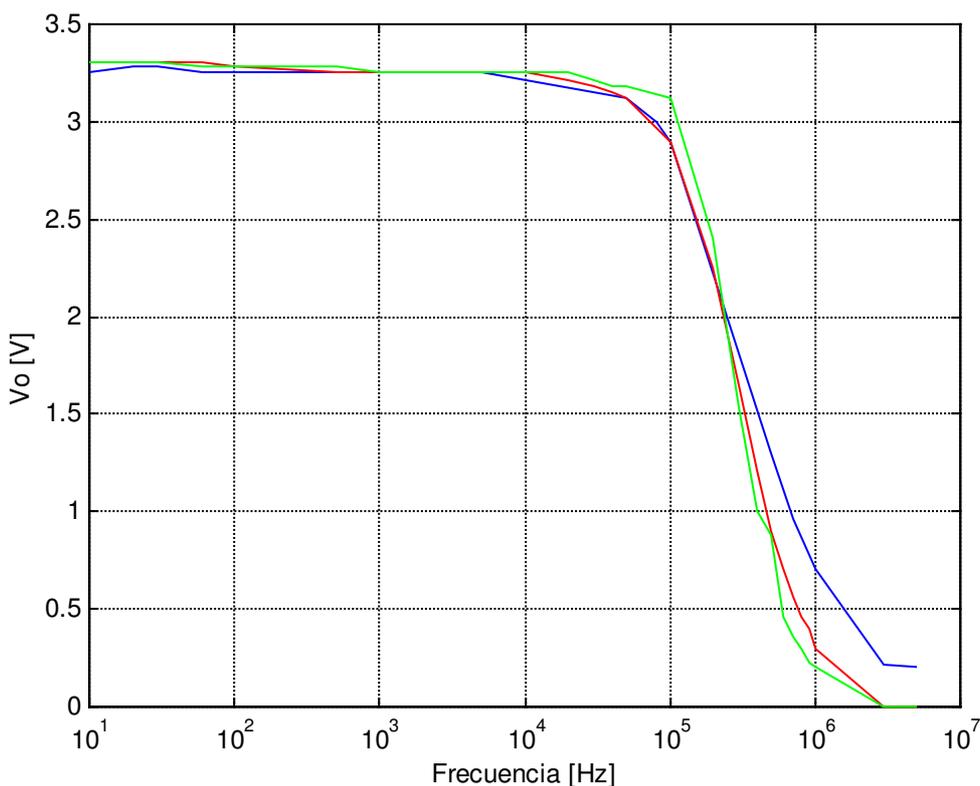


Figura 4.20. Diagrama de Bode del integrado TDA 2040 (muestra A) inversor. Cada color corresponde a un valor de C_{in} diferente: Azul: sin C_{in} ; Rojo: con C_{in} de 47pF y Verde: con C_{in} de 100pF. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud, R_1 y R_2 de 220k – 6.8k y la carga de 15 Ω .

Tabla 4.27.

TDA 2040. $C_{in} = 15\text{pF}$ Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp			8.68	6.81	5.31	4.75	4.00	3.81
8.06	6.50	5.18				4.12	3.75	3.00	0.75	0.34	
9.43	7.18	5.56				5.12	4.25	4.12	1.35	0.90	
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
2.18	5.06	1.70	1.43	1.06	0.75	0.56	22k - 680 Ω ; RFI de 500mV				
0.26	0.21	0.13	-	-	-	-	220k - 6.8k; RFI de 500mV				
0.56	1.40	0.25	-	-	-	-	220k - 6.8k; RFI de 1V				

Tabla 4.28.

TDA 2040. Cin = 47pF Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	8.75	6.80	5.30	4.68	4.00	3.87	1.56	1.62
				7.50	5.80	4.68	3.56	3.25	2.50	0.48	0.20
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
1.40	4.00	0.70	0.50	0.40	0.28	0.21	22k - 680Ω; RFI de 500mV				
0.18	0.15	0.10	-	-	-	-	220k - 6.8k; RFI de 500mV				

Tabla 4.29.

TDA 2040. Cin = 100pF Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	9.30	7.00	5.62	4.62	4.25	3.68	1.68	1.15
				6.78	4.71	3.40	2.50	1.93	1.57	0.34	0.17
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
0.70	0.42	0.28	0.20	-	-	-	22k - 680Ω; RFI de 500mV				
0.13	0.11	-	-	-	-	-	220k - 6.8k; RFI de 500mV				
0.25	0.20	-	-	-	-	-	220k - 6.8k; RFI de 1V				

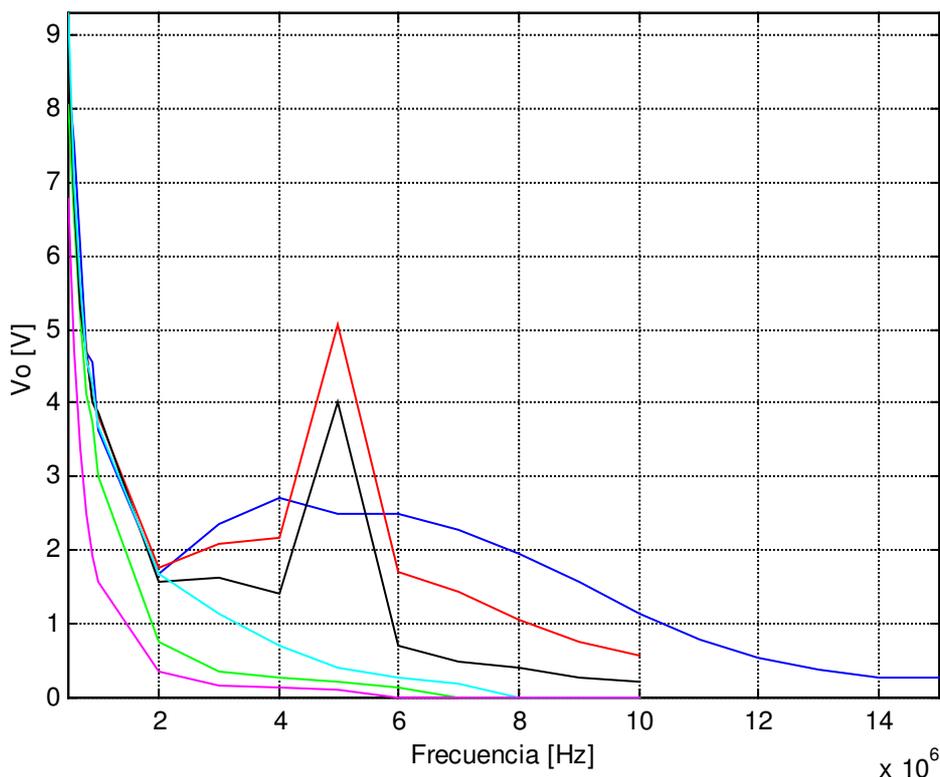


Figura 4.21. Respuesta a la demodulación RFI para el TDA 2040 (muestra A) en la configuración inversora de la figura 4.11. Cada color corresponde a unas condiciones diferentes: Azul: 22k - 680Ω sin Cin; Rojo: 22k - 680Ω con Cin de 15pF; Verde: 220k - 6.8k con Cin de 15pF; Negro: 22k - 680Ω con Cin de 47pF; Cyan: con 22k - 680Ω y Cin de 100pF y Magenta: 220k - 6.8k con Cin de 100pF. La carga es de 15Ω y el nivel de la RFI 500mV.

- Para 22k - 680Ω con ±12V, sin Cin y RFI de 500mV:
 - De 500kHz hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud para ambas tensiones de alimentación.
 - A 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora) para ambas tensiones.
 - De 3 hasta 15MHz aparece una baja frecuencia (moduladora) también para ambas polarizaciones.

- Para 22k - 680Ω con ±12V, Cin = 15pF y RFI de 500mV:
 - De 500kHz hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud para ambas tensiones de alimentación.
 - A 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora) para ambas tensiones.

- De 3 hasta 15MHz aparece una baja frecuencia (moduladora) también para ambas polarizaciones.

En esta situación el cambio de los valores de R_f y R_{in} provoca la aparición de la componente de RF en todo el rango a partir de 2MHz para una RFI de 1V de amplitud. En caso contrario (500mV) no aparece demodulación alguna.

- Para 22k - 680 Ω con $\pm 12V$, $C_{in} = 47pF$ y RFI de 500mV:

 - De 500kHz hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud para ambas tensiones de alimentación.
 - A 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora) para ambas tensiones.
 - De 3 hasta 15MHz aparece una baja frecuencia (moduladora) también para ambas polarizaciones.

Con 220k - 6.8k no se demodula la AM de entrada para ninguna frecuencia de portadora.

- Para 22k - 680 Ω con $\pm 12V$, $C_{in} = 100pF$ y RFI de 500mV:

 - De 500kHz hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud para ambas tensiones de alimentación.
 - A 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora) para ambas tensiones.
 - De 3 hasta 15MHz aparece una baja frecuencia (moduladora) también para ambas polarizaciones.

El efecto de demodulación es, cualitativamente, igual en todos los casos independientemente del valor de C_{in} .

4.3.4.- TDA 2030 de STMicroelectronics.

En último lugar se muestran los ensayos de soluciones en el TDA 2030. Las tablas 4.30 a 4.31 recogen las características en frecuencia obtenidas para 15 y 47pF respectivamente. En segundo lugar se tienen los resultados de medir la característica de la demodulación RFI: tablas 4.32, 4.33 y 4.34.

4.3.4.i.- Etapa no inversora.

Tabla 4.30.

TDA 2030. Cin = 15pF No Inversor			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	2.72	3.20	3.34	3.34	3.34	3.37
			2.70	3.18	3.30	3.34	3.34	3.34	3.34
1k	5k	10k	20k	30k	40k	50k	100k	200k	300k
3.37	3.37	3.34	3.37	3.37	3.37	3.37	3.26	2.90	2.55
3.37	3.37	3.34	3.34	3.34	3.30	3.26	2.95	2.30	1.80
400k	500k	600k	700k	800k	900k	1M	3M	5M	
2.24	1.90	1.72	1.45	1.24	1.00	0.96	0.32	0.20	22k-680Ω
1.45	1.27	1.15	0.97	0.80	0.70	0.65	0.20	-	220k-6.8k

Tabla 4.31.

TDA 2030. Cin = 47pF No Inversor			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	2.72	3.20	3.27	3.30	3.34	3.34
			2.70	3.17	3.20	3.30	3.34	3.34	3.34
1k	5k	10k	20k	30k	40k	50k	100k	200k	300k
3.34	3.34	3.34	3.34	3.34	3.30	3.30	3.27	2.90	2.60
3.34	3.34	3.34	3.34	3.30	3.27	3.23	3.00	2.35	1.85
400k	500k	600k	700k	800k	900k	1M	3M	5M	
2.26	1.90	1.65	1.40	1.25	1.00	0.90	0.30	-	22k-680Ω
1.40	1.15	0.95	0.75	0.60	0.45	0.40	0.12	-	220k-6.8k

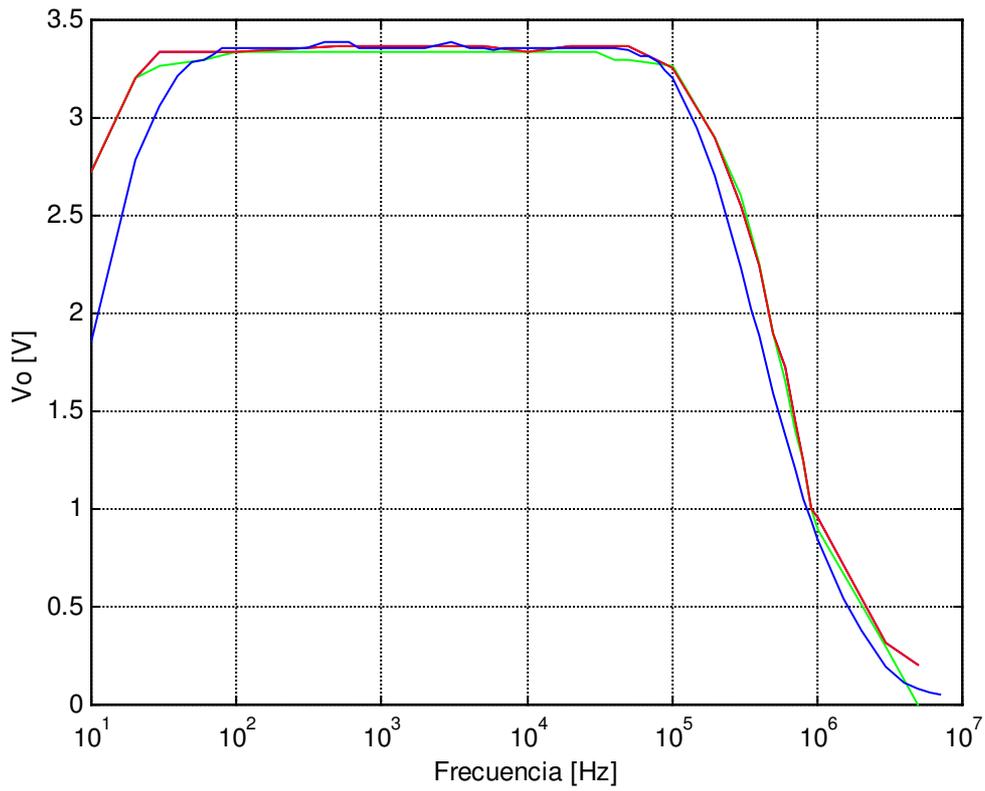


Figura 4.22. Diagrama de Bode del integrado TDA 2030 (muestra A) no inversor. Cada color corresponde a un valor de C_{in} diferente: Azul: sin C_{in} ; Rojo: con C_{in} de 15pF y Verde: con C_{in} de 47pF. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud, R_1 y R_2 de 22k – 680 Ω y la carga de 15 Ω .

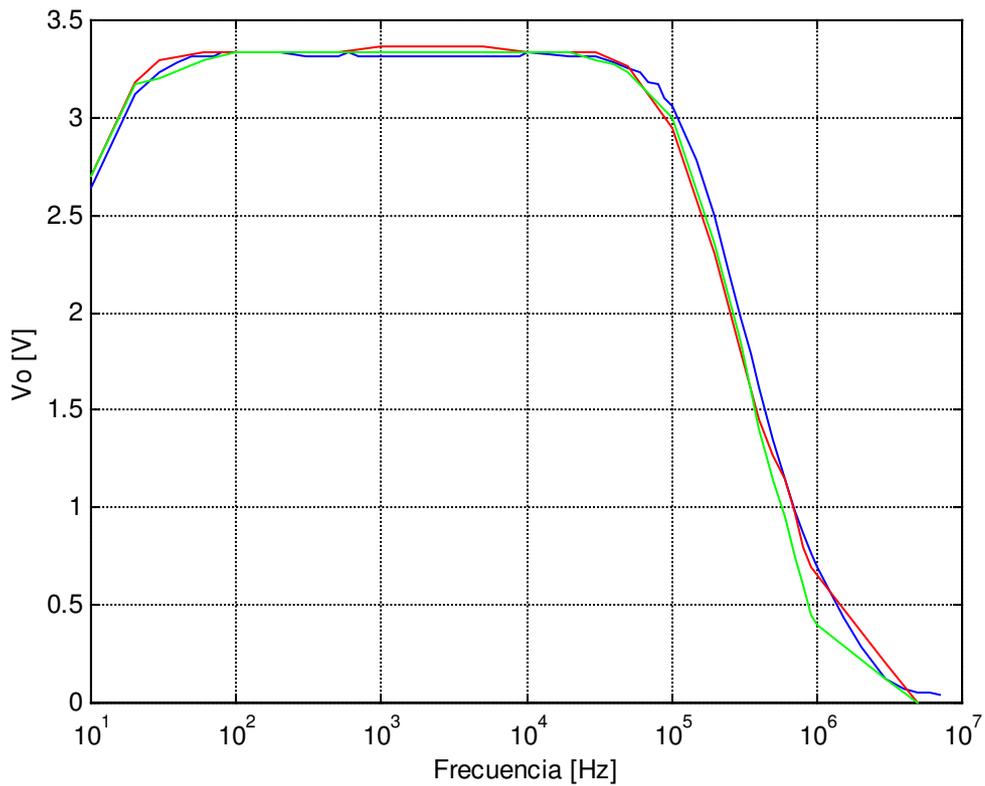


Figura 4.23. Diagrama de Bode del integrado TDA 2030 (muestra A) no inversor. Cada color corresponde a un valor de C_{in} diferente: Azul: sin C_{in} ; Rojo: con C_{in} de 15pF y Verde: con C_{in} de 47pF. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud, R_1 y R_2 de 220k – 6.8k y la carga de 15 Ω .

Tabla 4.32.

TDA 2030. $C_{in} = 15\text{pF}$ No Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			V_{pp}	9.00	8.15	7.20	5.70	4.70	4.00	1.50	1.20
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
1.25	1.20	1.10	1.00	0.95	0.65	0.50	22k - 680 Ω ; RFI de 500mV				
1.00	0.90	0.70	0.77	0.50	0.42	0.40	220k - 6.8k; RFI de 500mV				

Tabla 4.33.

TDA 2030. Cin = 47pF No Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	9.00	8.12	7.12	5.80	4.80	4.18	2.28	3.40
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
2.90	2.12	1.68	1.20	0.90	0.60	0.47	22k - 680Ω; RFI de 500mV				
0.23	0.45	0.45	0.50	0.48	0.45	0.40	220k - 6.8k; RFI de 500mV				

Tabla 4.34.

TDA 2030. Cin = 100pF No Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	9.00	8.12	6.87	5.50	4.87	4.15	2.84	2.87
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
2.20	1.56	1.18	0.87	0.62	0.50	0.34	22k - 680Ω; RFI de 500mV				
0.15	0.24	0.27	0.30	0.30	0.28	0.24	220k - 6.8k; RFI de 500mV				

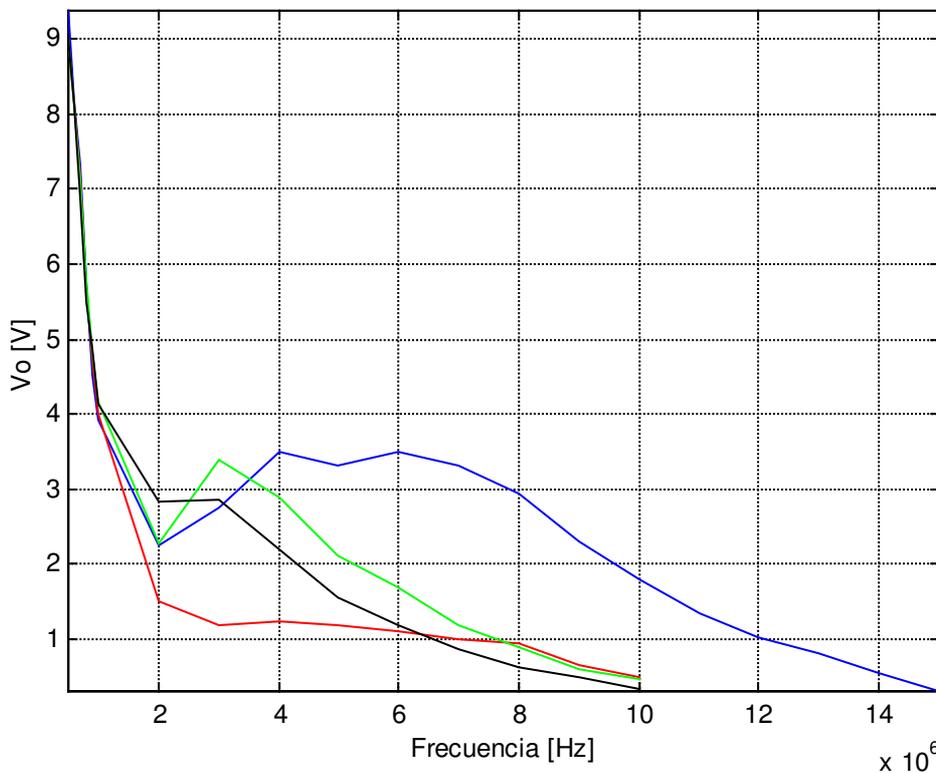


Figura 4.24. Respuesta a la demodulación RFI para el TDA 2030 (muestra A) en la configuración no inversora de la figura 4.11. Cada color corresponde a unas condiciones

diferentes: Azul: sin Cin; Rojo: con Cin de 15pF; Verde: con Cin de 47pF y Negro: con Cin de 100pF. La carga es de 15Ω, R₁ y R₂ de 22k - 680Ω y el nivel de la RFI 500mV.

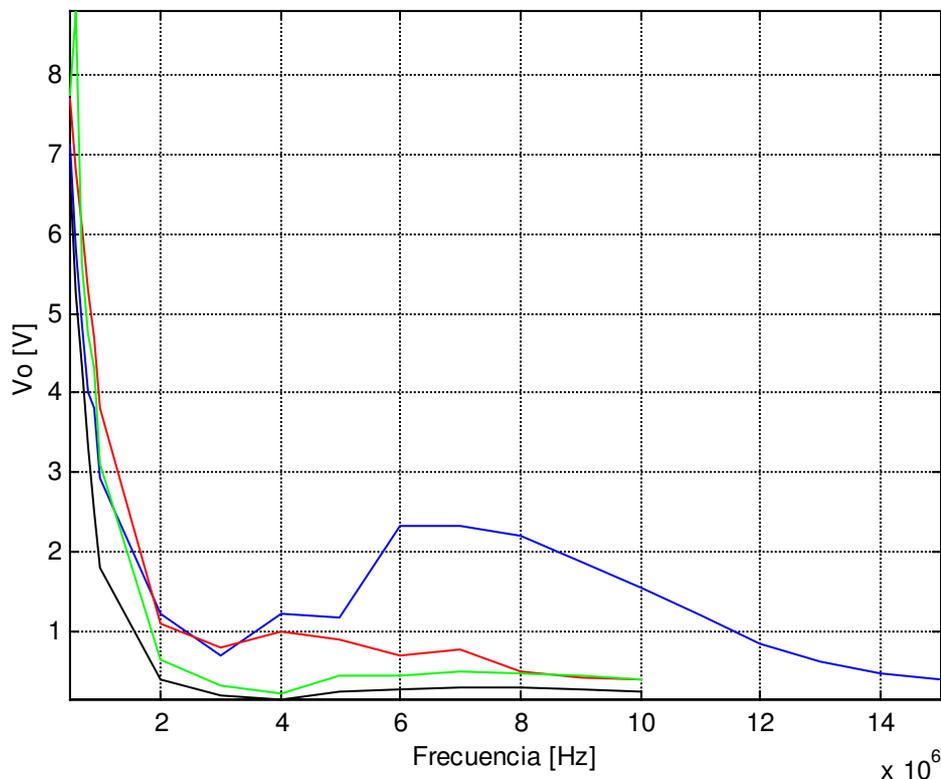


Figura 4.25. Respuesta a la demodulación RFI para el TDA 2030 (muestra A) en la configuración no inversora de la figura 4.11. Cada color corresponde a unas condiciones diferentes: Azul: sin Cin; Rojo: con Cin de 15pF; Verde: con Cin de 47pF y Negro: con Cin de 100pF. La carga es de 15Ω, R₁ y R₂ de 22k - 6.8k y el nivel de la RFI 500mV.

- Para 22k - 680Ω con ±12V, sin Cin y RFI de 500mV:
 - De 500kHz hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud para ambas tensiones de alimentación.
 - A 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora) para ambas tensiones. Con 220k y 6.8k aun persiste la RF.
 - A 3 y 4MHz vuelve a aparecer una RF con ±12 y ±18V. Con 220k y 6.8k se tiene una RF a 3MHz y a 4MHz aparece una baja frecuencia sin RF.
 - De 5 hasta 15MHz aparece una baja frecuencia (moduladora) con ±12V mientras que para ±18V esto no ocurre hasta alcanzar los 6MHz.

- Para 22k - 680Ω con ±12V, Cin = 15pF y RFI de 500mV:
 - De 500kHz hasta 2MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 3MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - A 4 se tiene la moduladora y a 5MHz vuelve a aparecer una RF junto con la baja frecuencia.
 - De 6 hasta 15MHz aparece una baja frecuencia (moduladora).

- Para 22k - 680Ω con ±12V, Cin = 47pF y RFI de 500mV:
 - De 500kHz hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - De 3 hasta 15MHz aparece una baja frecuencia (moduladora).

- Para 22k - 680Ω con ±12V, Cin = 100pF y RFI de 500mV:
 - De 500kHz hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - De 3 hasta 15MHz aparece una baja frecuencia (moduladora).

4.3.4.ii.- Etapa inversora.

Tabla 4.35.

TDA 2030. Cin = 15pF Inversor			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	3.10	3.10	3.12	3.12	3.10	3.12
1k	5k	10k	20k	30k	40k	50k	100k	200k	300k
3.06	3.03	3.03	3.03	3.06	3.03	3.00	3.00	2.67	2.30
3.32	3.30	3.30	3.25	3.25	3.20	3.15	2.85	2.15	1.78
400k	500k	600k	700k	800k	900k	1M	3M	5M	
2.10	1.70	1.65	1.35	1.15	1.00	0.85	0.30	-	22k-680Ω
1.40	1.20	1.00	0.90	0.75	0.60	0.57	0.17	-	220k-6.8k

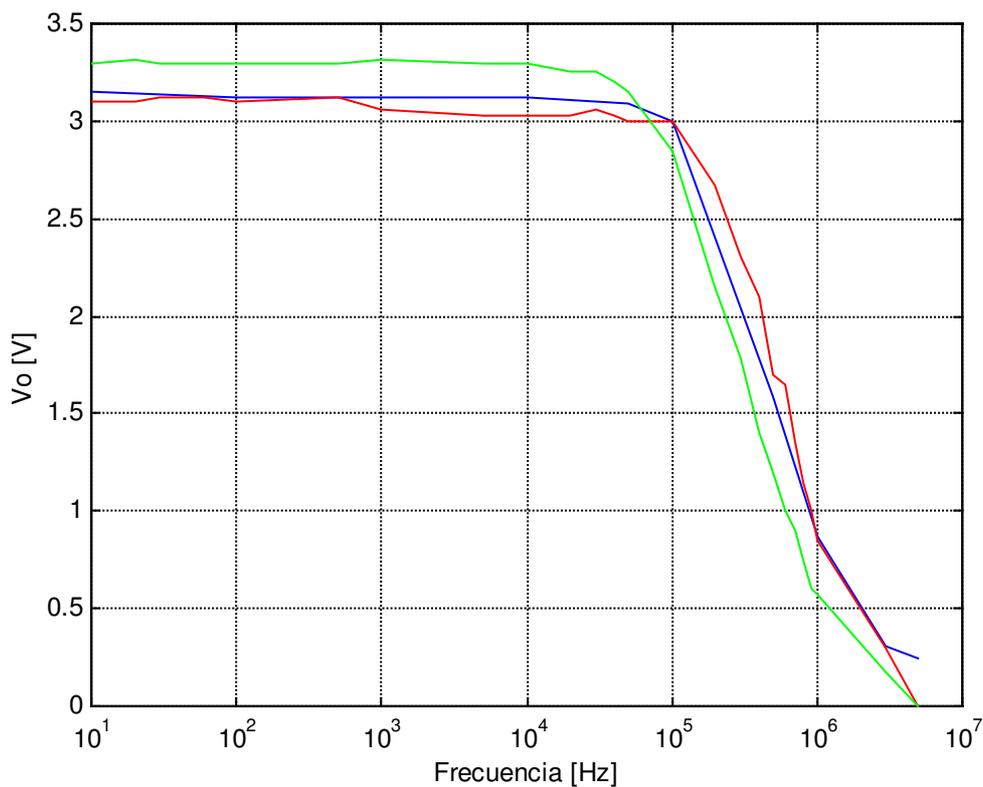


Figura 4.26. Diagrama de Bode del integrado TDA 2030 (muestra A) inversor. Cada color corresponde a un valor de Cin y R₁ - R₂ diferentes: Azul: sin Cin con 22k - 680Ω; Rojo: con Cin de 15pF con 22k - 680Ω y Verde: con Cin de 15pF y 220k - 6.8k. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud y la carga de 15Ω.

Tabla 4.36.

TDA 2030. Cin = 15pF Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	9.30	8.05	6.80	5.70	4.80	4.30	1.90	2.00
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
1.50	2.10	0.80	0.72	0.55	0.30	-	22k - 680Ω; RFI de 500mV				
0.20	0.17	-	-	-	-	-	220k - 6.8k; RFI de 500mV				

Tabla 4.37.

TDA 2030. Cin = 47pF Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	9.25	8.06	6.75	5.60	4.80	4.25	1.70	1.85
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
1.31	2.00	0.67	0.50	0.37	0.26	-	22k - 680Ω; RFI de 500mV				
0.16	0.13	-	-	-	-	-	220k - 6.8k; RFI de 500mV				

Tabla 4.38.

TDA 2030. Cin = 100pF Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	9.31	8.12	6.62	5.50	4.75	4.18	1.40	1.15
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M					
0.70	0.57	0.28	0.23	-	-	-	22k - 680Ω; RFI de 500mV				
0.12	0.10	-	-	-	-	-	220k - 6.8k; RFI de 500mV				

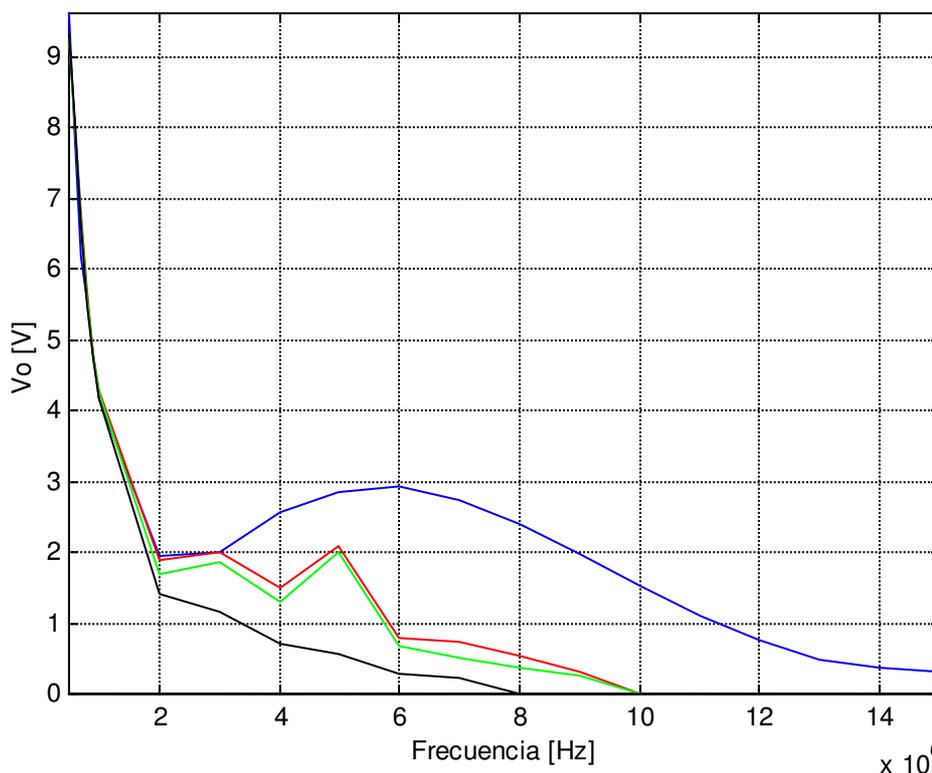


Figura 4.26. Respuesta a la demodulación RFI para el TDA 2030 (muestra A) en la configuración inversora de la figura 4.11. Cada color corresponde a unas condiciones diferentes: Azul: sin Cin; Rojo: con Cin de 15pF; Verde: con Cin de 47pF y Negro: con Cin de 100pF. La carga es de 15Ω, R₁ y R₂ de 22k - 680Ω y el nivel de la RFI 500mV.

- Para 22k - 680Ω con ±12V, sin Cin y RFI de 500mV:
 - De 500kHz hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - A partir de 3MHz la salida es de baja frecuencia (1kHz).

No hay diferencia en el reparto de las frecuencias de portadora para las cuales se produce la demodulación cuando se añade el condensador de 15 o 47pF.

- Para 22k - 680Ω con ±12V, Cin = 100pF y RFI de 500mV:
 - De 500kHz hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A partir de 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).

4.3.5.- Comentarios y conclusiones.

A continuación se exponen los comentarios y conclusiones a las que se llega tras analizar los resultados mostrados a lo largo del apartado 4.3.

En primer lugar se toma el circuito LM 1875 en configuración no inversora y se traza su diagrama de Bode. El efecto de C_{in} es el esperado, esto es, aumento de la pendiente de la banda de transición sin pérdida de ancho de banda. La acción conjunta de C_{in} y el aumento de las resistencias que determinan la ganancia de lazo provoca la suma de los efectos que se tendrían por separado, a saber, aumento de la pendiente de la banda de transición a la vez que disminuye el ancho de banda.

En lo que respecta a la demodulación RFI el aumento del valor de C_{in} , si bien reduce el rango de frecuencias de portadora para las cuales conviven ambas componentes (RF y AF), es decir se hace más abrupta la transición, no siempre reduce la amplitud de la baja frecuencia demodulada. Tal es el caso dado para 47pF.

Para terminar ha de destacarse que con resistencias de 220k - 6.8k, aun cuando la potencia de la RFI es de 1V, no aparecen señales de audiofrecuencia para ningún valor de C_{in} .

El diagrama de Bode en el caso de la etapa inversora sufre la misma alteración que en el de la etapa no inversora. En lo que respecta a la demodulación RFI tan solo aparecen componentes de baja frecuencia con 22k - 680 Ω y 1V de potencia de RFI. Como sucede en el caso anterior, el aumento de C_{in} estrecha el rango de frecuencias en que aparecen señales de RF y AF combinadas, así como la amplitud de la baja frecuencia, llegando incluso a desaparecer como sucede para 100pF.

En segundo lugar se comentan las conclusiones extraídas con el modelo TDA 2050. En la etapa no inversora el aumento de C_{in} apenas repercute en la pendiente de la banda de transición. La combinación de resistencias mayores con valores crecientes de C_{in} provoca, de nuevo, un aumento de la pendiente junto con la pérdida de ancho de banda ya conocida.

La respuesta a la demodulación RFI muestra que aumentar el valor de C_{in} no implica necesariamente que disminuya la amplitud de la baja frecuencia demodulada. De hecho, para el caso que nos ocupa, el valor óptimo sería 15pF en lugar de 47 o 100pF.

Los resultados con respecto al Bode de la etapa inversora son análogos a los anteriores, no así en lo que concierne a la respuesta a la demodulación parásita. En ésta se reduce la amplitud de la baja frecuencia demodulada a medida que se eleva el valor de C_{in} . Conviene señalar que desde este punto de vista el mejor resultado se obtiene combinando resistencias mayores (220k - 6.8k) con condensadores de capacidad no muy elevada (15pF).

En tercer lugar se resumen las conclusiones referentes al TDA 2040 en configuración no inversora. El diagrama de Bode para $22k - 680\Omega$ y valores de C_{in} de 15, 47 y 100pF sufre modificaciones leves; en cambio para valores de resistencia de 220k - 6.8k, según aumenta el valor de C_{in} , lo hace la pendiente de la banda de transición de un modo más notorio.

En lo que respecta a la demodulación RFI, la inserción de C_{in} y su posterior aumento tiene el efecto de reducir la frecuencia a la que comienza la demodulación así como la amplitud de la señal demodulada.

De un modo similar a como sucede en la etapa no inversora, el Bode del inversor no presenta diferencias notables cuando se eleva el valor de C_{in} para $22k - 680\Omega$; no así con $220k - 6.8k$. En esta última situación, de nuevo, aumenta la pendiente de la banda de transición.

La respuesta a la demodulación parásita en la etapa inversora para 15 y 47pF presenta un máximo que supera al que aparece cuando se prescinde de C_{in} ; tan solo con 100pF se logra eliminar este máximo situándolo por debajo del que se obtiene sin C_{in} . Empleando resistencias de 220k - 6.8k se consiguen mejores resultados incluso con solo 15pF.

Para cerrar esta apartado de conclusiones se comentan los resultados del circuito TDA 2030.

En este caso, como en los anteriores, el Bode de la etapa no inversora apenas presenta diferencias con $22k - 680\Omega$. En cambio para $220k - 6.8k$ sí hay una cierta variación de la pendiente de la banda de transición, aunque mucho más leve que en casos anteriores.

La respuesta a la demodulación RFI no sigue la evolución lógica de menor amplitud a mayor C_{in} , pues para 47pF presenta un máximo que iguala al que aparece cuando no se emplea éste. Si se repite la medida usando resistencias de 220k - 6.8k en lugar de $22k - 680\Omega$, la evolución sí presenta una pauta lógica, esto es, menor amplitud de la señal demodulada a mayor C_{in} .

En el Bode de la etapa inversora, como en algunos casos anteriores, la inserción de C_{in} no tiene una repercusión notable en la pendiente de la banda de transición.

La amplitud de la baja frecuencia demodulada disminuye según aumenta el valor de C_{in} , incluso empleando resistencias de $22k - 680\Omega$, cosa que no ocurría en la configuración no inversora.

4.4.- INSERCIÓN DE UNA CAPACIDAD EN PARALELO CON LA RESISTENCIA DE REALIMENTACIÓN.

Esta solución propuesta no debe, en ningún caso, alterar el comportamiento en baja frecuencia por lo que tendrán que ser de valor reducido. En este caso se mostrarán los resultados obtenidos para dos valores: 18 y 47pF. La figura 4.27 muestra el esquema usado en las medidas.

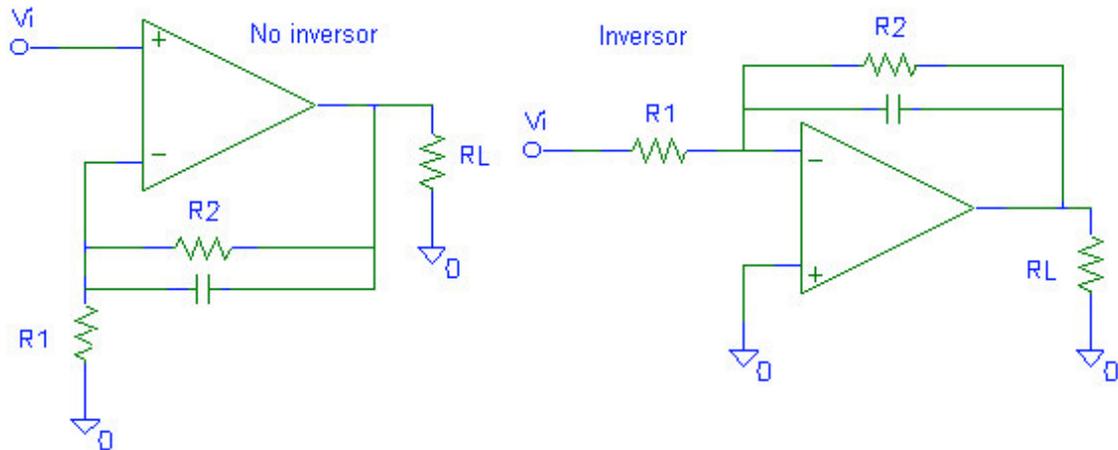


Figura 4.27. Esquemas no inversor e inversor usados en la caracterización de una de las medidas contra EMI: inserción de una capacidad en paralelo con la resistencia de realimentación. Para evaluar la etapa en seguidor tan solo se cortocircuita la resistencia R_2 .

4.4.1.- TDA 2050 de STMicroelectronics.

4.4.1.i.- Etapa no inversora.

Tabla 4.39.

TDA 2050. $C_{in} = 18\text{pF}$ No inversor			F	10	20	30	60	100	500
			V_{pp}	2.70	3.15	3.25	3.34	3.34	3.34
1k	5k	10k	20k	30k	40k	50k	100k	200k	300k
3.34	3.34	3.34	3.34	3.31	3.28	3.21	2.90	2.21	1.75
3.71	3.65	3.53	3.21	2.81	2.40	2.12	1.46	0.90	0.81
400k	500k	600k	700k	800k	900k	1M	3M	5M	
1.40	1.15	1.00	0.90	0.78	0.71	0.70	-	-	22k-680 Ω
-	-	-	-	-	-	-	-	-	220k-6.8k

Tabla 4.40.

TDA 2050. $C_{in} = 47pF$ No inversor			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	3.00	3.50	3.66	3.70	3.72	3.72
1k	5k	10k	20k	30k	40k	50k	100k	200k	300k
3.70	3.70	3.70	3.63	3.50	3.41	3.30	2.66	1.70	1.22
20.0	18.8	16.6	11.9	9.10	7.20	5.94	3.57	2.38	2.00
400k	500k	600k	700k	800k	900k	1M	3M	5M	
0.97	0.80	0.70	0.60	0.55	0.50	0.45	0.45	-	22k-680Ω
-	-	-	-	-	-	-	-	-	220k-6.8k

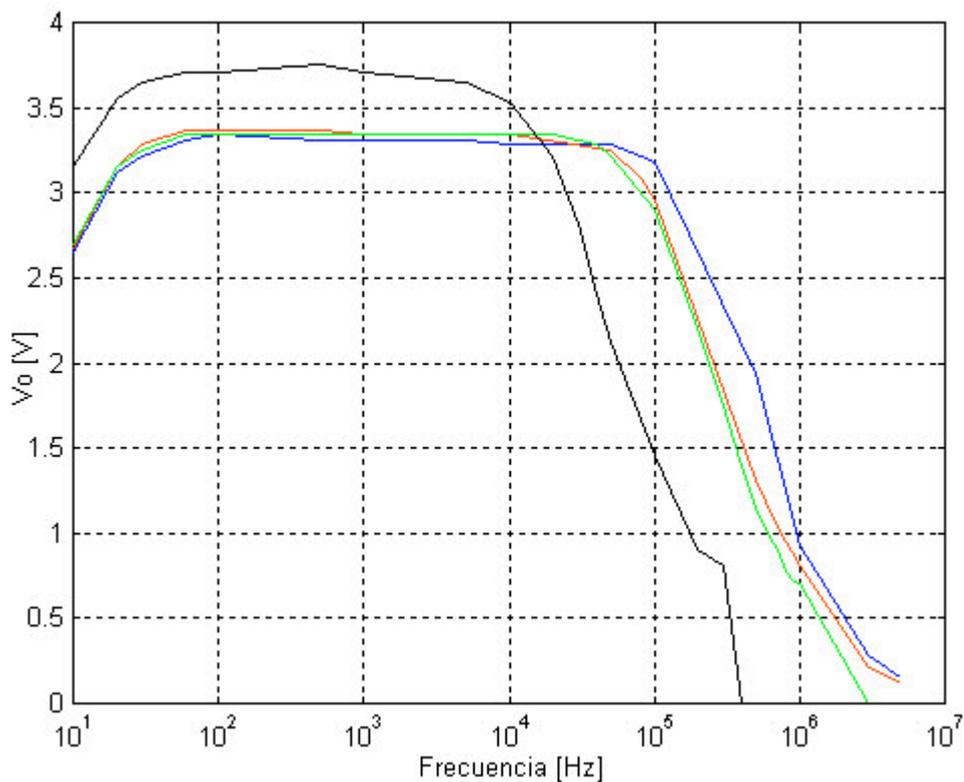


Figura 4.28. Diagrama de Bode del integrado TDA 2050 (muestra A) no inversor de la figura 4.27. Cada color corresponde a un valor de C_f y $R_1 - R_2$ diferentes: Azul: sin C_f y con 22k - 680Ω; Rojo: con C_f de 18pF y 22k - 680Ω; Verde: sin C_f y con 220k - 6.8k y Negro: con C_f de 18pF y con 220k - 6.8k. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud y la carga de 15Ω.

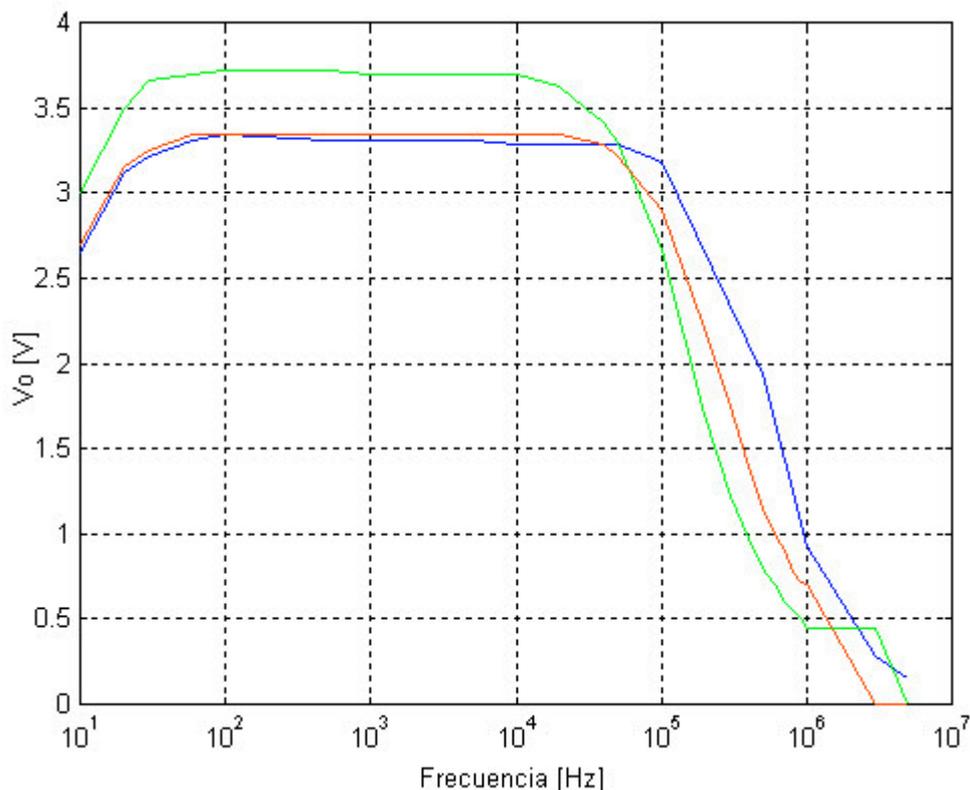


Figura 4.29. Diagrama de Bode del integrado TDA 2050 (muestra A) no inversor de la figura 4.27. Cada color corresponde a un valor de C_f y $R_1 - R_2$ diferentes: Azul: sin C_f y con 22k - 680 Ω ; Rojo: con C_f de 18pF y 22k - 680 Ω ; Verde: con C_f de 47pF y 22k - 680 Ω . La entrada senoidal es de 50mV de amplitud y la carga de 15 Ω .

En la figura 4.28 se muestra el efecto que tiene la inserción de una capacidad de 18pF en paralelo con la resistencia de realimentación para los grupos de resistencias manejados durante el resto de mediciones. El condensador C_f reduce el ancho de banda tanto más cuanto mayor es su valor. También provoca un aumento del valor pico – pico de la salida, que se incrementa a medida que se eleva el valor de las resistencias. Así, para 22k - 680 Ω el aumento es de apenas unas décimas y para 220k - 6.8k de 0.5V quedando demostrado que las acciones individuales de cada mecanismo de protección no son aditivas.

Para comparar el efecto que tiene el aumento de la capacidad, se muestra en la figura 4.29 la característica en frecuencia sin condensador y con condensador de 18 y 47pF para 22k - 680 Ω en todos los casos. El efecto que tiene el aumento de C_f es similar al mostrado en la figura 4.28 cuando se incrementaba el de los resistores, esto es, mayor pérdida de ancho de banda y aumento de la amplitud de la salida.

En el gráfico de la figura 4.29 se ha omitido el resultado correspondiente a la tabla 4.40 para 220k - 6.8k. Cuando se combinan 220k - 6.8k con 47pF se pierde la forma de onda senoidal para una entrada de 50mV. Aumentando la amplitud de ésta a 300mV se logra obtener una senoide a la salida; esto justifica el enorme aumento de la salida en comparación con el del resto de medidas tabuladas.

Tabla 4.41.

TDA 2050. Cin = 18pF No inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	8.81	7.37	6.50	5.75	5.00	4.81	3.40	3.75
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M	11M	12M	13M	14M	
4.25	3.15	1.59	2.15	2.26	1.92	1.54	1.14	0.80	0.57	0.40	22k-680Ω
3.68	1.85	1.95	2.75	2.84	2.40	1.93	1.50	1.08	0.80	0.65	220k-6.8k

Tabla 4.42.

TDA 2050. Cin = 47pF No inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	7.50	6.82	6.57	6.44	6.19	6.38	6.07	7.70
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M	11M	12M	13M	14M	
7.13	4.32	1.78	3.10	3.47	3.00	2.35	1.80	1.40	1.10	0.75	22k-680Ω
4.80	4.40	2.88	4.32	4.40	3.94	3.06	2.41	2.03	1.72	1.52	220k-6.8k

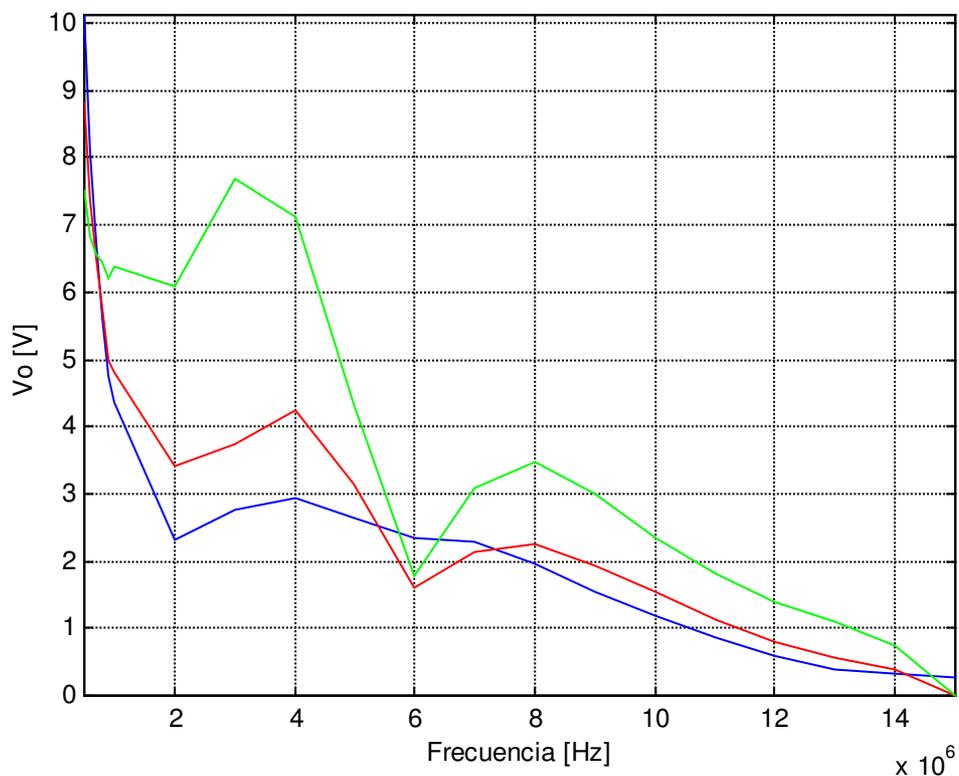


Figura 4.30. Respuesta a la demodulación RFI para el TDA 2050 (muestra A) en la configuración no inversora de la figura 4.27. Cada color corresponde a unas condiciones

diferentes: Azul: sin Cin; Rojo: con Cin de 18pF y Verde: con Cin de 47pF. La carga es de 15Ω, R₁ y R₂ de 22k - 680Ω y el nivel de la RFI 500mV.

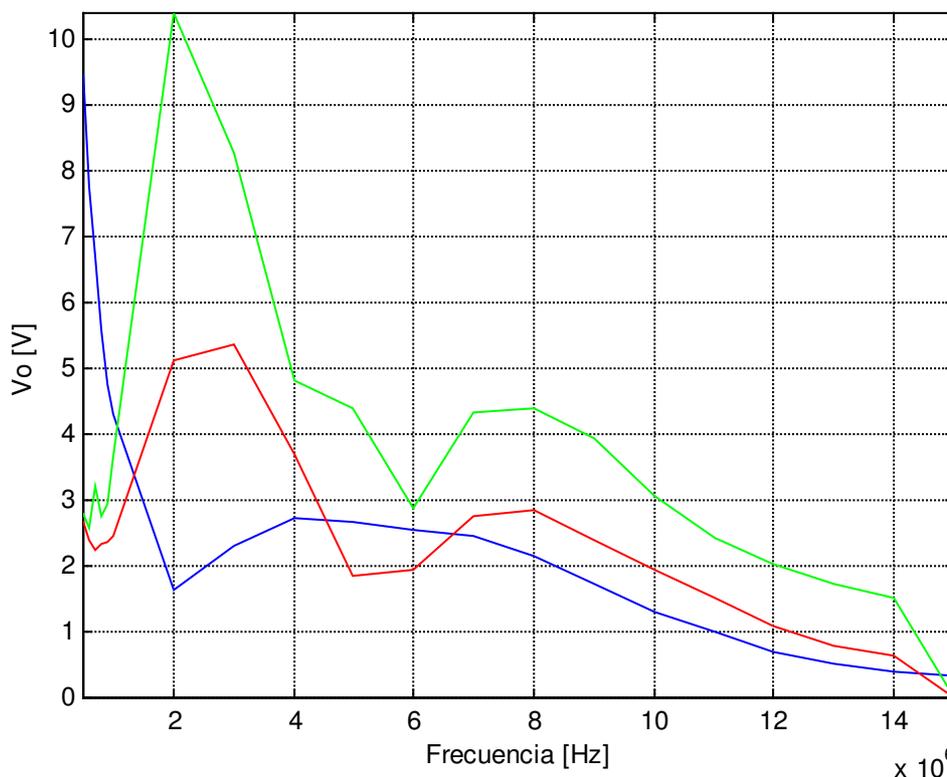


Figura 4.31. Respuesta a la demodulación RFI para el TDA 2050 (muestra A) en la configuración no inversora de la figura 4.27. Cada color corresponde a unas condiciones diferentes: Azul: sin Cin; Rojo: con Cin de 18pF y Verde: con Cin de 47pF. La carga es de 15Ω, R₁ y R₂ de 220k - 6.8k y el nivel de la RFI 500mV.

- Para 22k - 680Ω con ±12V, Cf = 18pF y RFI de 500mV:
 - De 500 hasta 900kHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 1 y 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - De 3 hasta 15MHz aparece una baja frecuencia (moduladora).

- Para 220k - 6.8k con ±12V, Cf = 18pF y RFI de 500mV:
 - De 500 hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora).
 - De 3 hasta 15MHz aparece una baja frecuencia (moduladora).

- Para 22k - 680Ω con ±12V, Cf = 47pF y RFI de 500mV:
 - De 500 hasta 700kHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - De 800kHz a 1MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - De 3 hasta 15MHz aparece una baja frecuencia (moduladora).

- Para 220k - 6.8k con ±12V, Cf = 47pF y RFI de 500mV:
 - De 500 hasta 900kHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 1MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - De 2 hasta 11MHz aparece una baja frecuencia (moduladora).
 - A partir de 12MHz vuelve a aparecer la componente de RF.

Como se deriva de los gráficos de las figuras 4.30 y 4.31 el uso de un condensador en paralelo con la resistencia de realimentación no sólo no es beneficioso desde el punto de vista de la inmunidad a la demodulación RFI, sino que es contraproducente ya que eleva el nivel de la salida.

4.4.1.ii.- Etapa inversora.

Tabla 4.42

TDA 2050. Cin = 18pF Inversor			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	3.06	3.06	3.06	3.06	3.06	3.06
			3.62	3.62	3.62	3.62	3.62	3.62	3.59
1k	5k	10k	20k	30k	40k	50k	100k	200k	300k
3.06	3.03	3.06	3.03	3.00	3.00	2.90	2.68	2.06	1.62
3.59	3.53	3.43	3.09	2.68	2.34	2.03	1.23	0.70	-
400k	500k	600k	700k	800k	900k	1M	3M	5M	
1.34	1.12	0.95	0.85	0.72	0.65	0.58	-	-	22k-680Ω
-	-	-	-	-	-	-	-	-	220k-6.8k

Tabla 4.43

TDA 2050. Cin = 47pF Inversor			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	3.38	3.38	3.38	3.38	3.38	3.38
1k	5k	10k	20k	30k	40k	50k	100k	200k	300k
3.38	3.38	3.35	3.25	3.22	3.10	3.00	2.40	1.56	1.14
19.4	18.4	15.9	11.6	8.80	7.00	5.80	3.38	2.16	1.75
400k	500k	600k	700k	800k	900k	1M	3M	5M	
0.90	0.72	0.63	0.55	0.50	0.45	0.40	0.40	-	22k-680Ω
-	-	-	-	-	-	-	-	-	220k-6.8k

Para 220k - 6.8k se modifica la forma de onda que aparece a la salida de tal modo que impide su medida. Aumentando la amplitud de la entrada se recupera la forma senoidal, de modo que las medidas mostradas en la tabla 4.43 han sido realizadas para 300mV de amplitud de entrada.

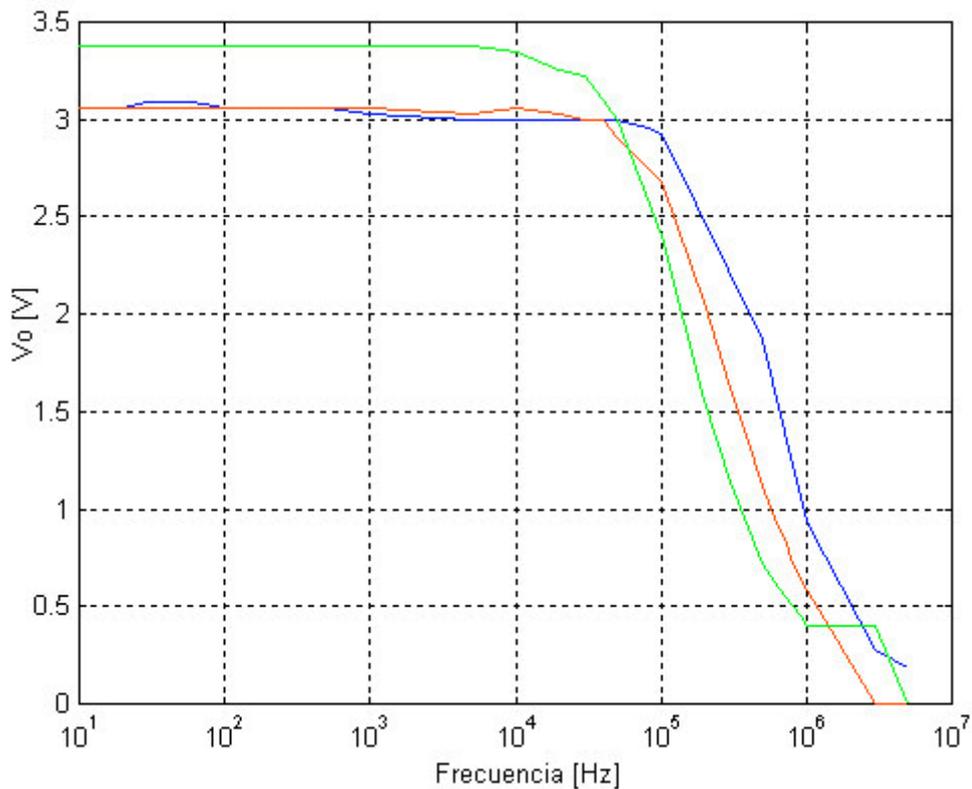


Figura 4.32. Diagrama de Bode del integrado TDA 2050 (muestra A) inversor de la figura 4.27. Cada color corresponde a un valor de Cf y R₁ - R₂ diferentes: Azul: sin Cf y con 22k - 680Ω; Rojo: con Cf de 18pF y 22k - 680Ω; Verde: con Cf de 47pF y 22k - 680Ω. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud y la carga de 15Ω.

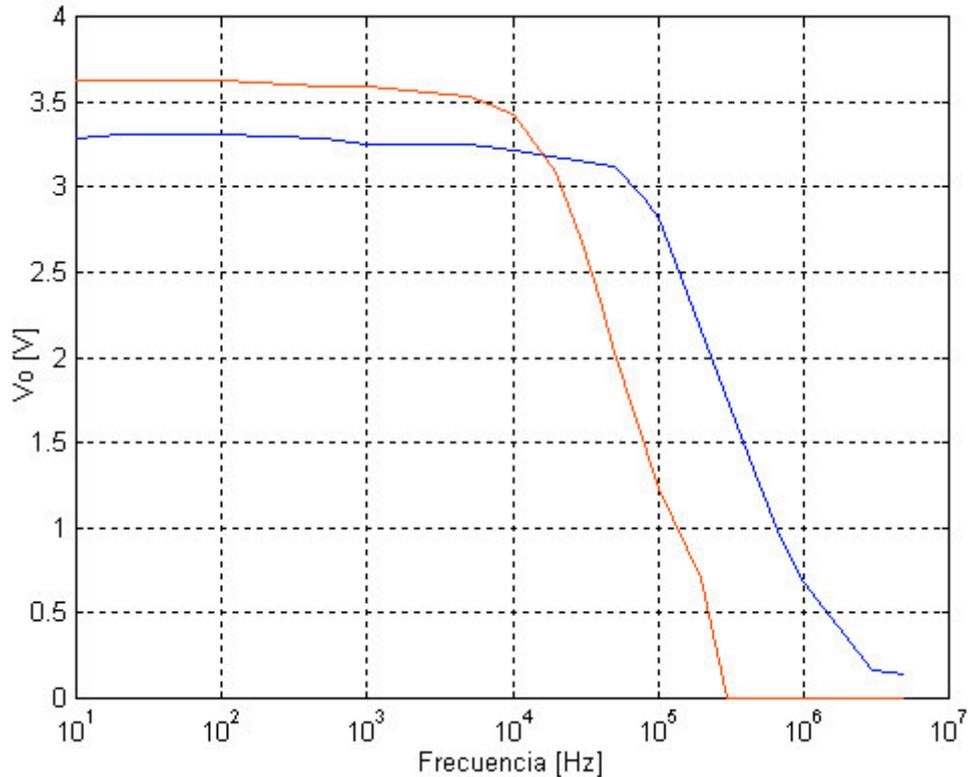


Figura 4.33. Diagrama de Bode del integrado TDA 2050 (muestra A) no inversor de la figura 4.27. Cada color corresponde a un valor de C_f y $R_1 - R_2$ diferentes: Azul: sin C_f y con $220k - 6.8k$ y Rojo: con C_f de $18pF$ y $220k - 6.8k$. La entrada senoidal es de $50mV$ de amplitud y la carga de 15Ω .

En la figura 4.32 se compara el efecto que produce un condensador de 18 y $47pF$ con $22k - 680\Omega$. La situación es similar a la mostrada en la etapa no inversora, esto es, pérdida de ancho de banda y aumento de la amplitud de salida. Los mismos efectos se pueden lograr combinando una capacidad menor con valores de resistencia mayor; tal situación se muestra en la figura 4.43 en la que se combina una capacidad pequeña, $18pF$, con resistencias mayores, $220k - 6.8k$.

Tabla 4.44

TDA 2050. $C_{in} = 18pF$ Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			V_{pp}	8.37	6.56	5.37	4.43	4.00	3.50	1.84	3.18
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M	11M	12M	13M	14M	
3.25	2.10	1.30	0.85	0.53	0.38	0.27	0.21	0.18	0.17	-	22k-680 Ω
0.30	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	220k-6.8k

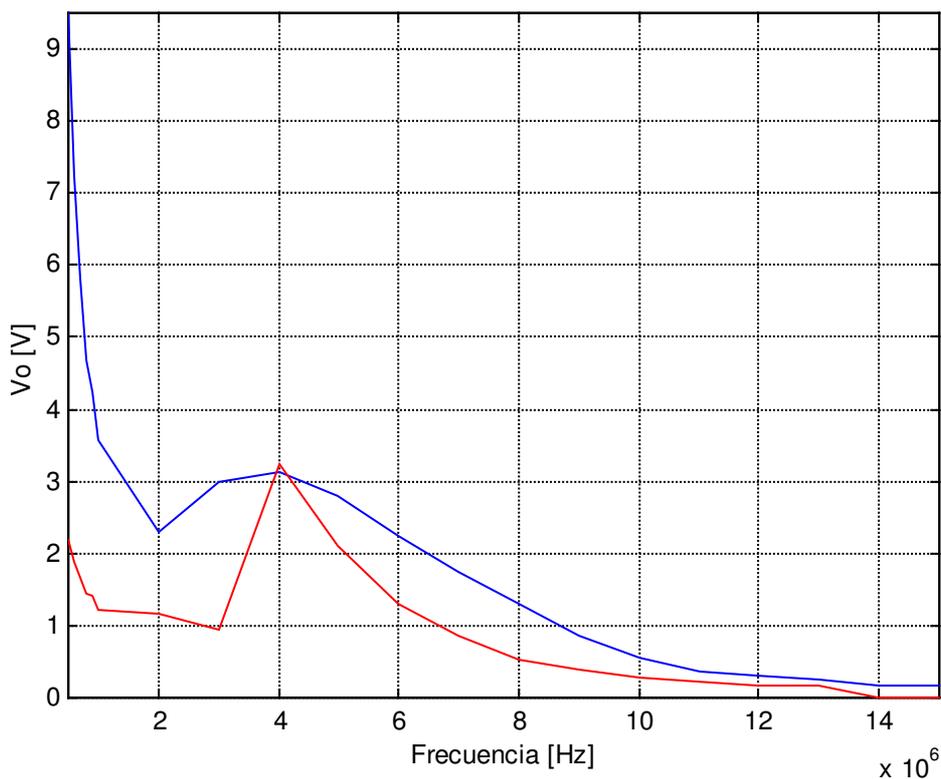


Figura 4.34. Respuesta a la demodulación RFI para el TDA 2050 (muestra A) en la configuración inversora de la figura 4.27. Cada color corresponde a unas condiciones diferentes: Azul: sin Cin y Rojo: con Cin de 18pF. La carga es de 15Ω, R₁ y R₂ de 22k - 680Ω y el nivel de la RFI 500mV

- Para 22k - 680Ω con ±12V, Cf = 18pF y RFI de 500mV:
 - De 500 hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 2MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - De 3 hasta 15MHz aparece una baja frecuencia (moduladora).

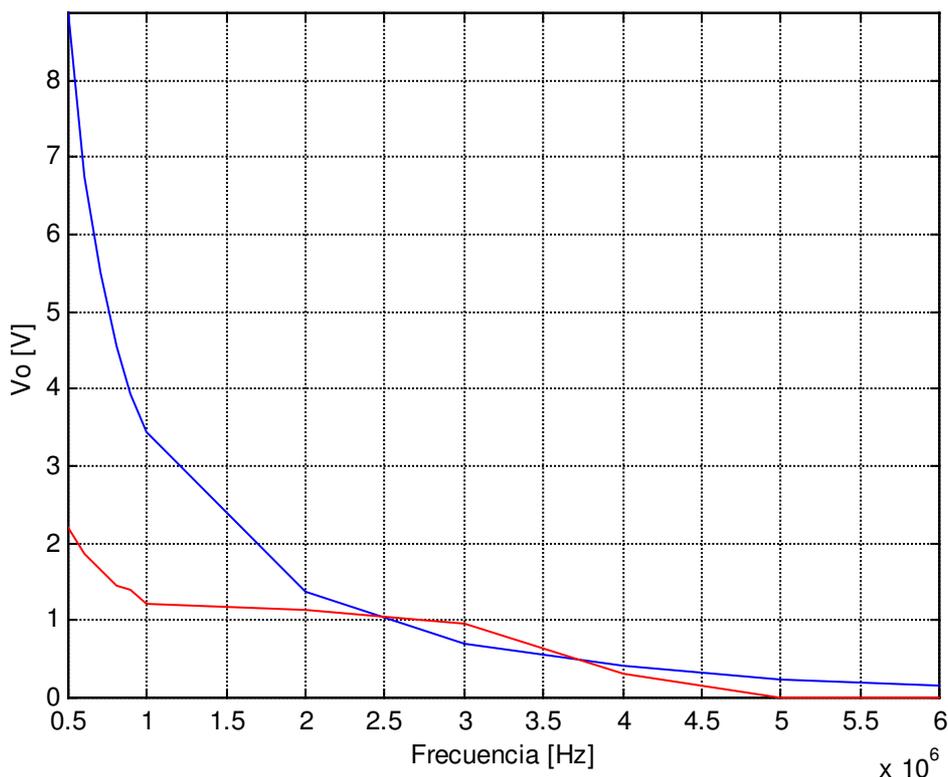


Figura 4.34. Respuesta a la demodulación RFI para el TDA 2050 (muestra A) en la configuración inversora de la figura 4.27. Cada color corresponde a unas condiciones diferentes: Azul: sin C_{in} y Rojo: con C_{in} de 18pF. La carga es de 15Ω, R₁ y R₂ de 220k - 6.8k y el nivel de la RFI 500mV

- Para 220k - 6.8k con ±12V, C_f = 18pF y RFI de 500mV:
 - De 500 hasta 2MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 3MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - A partir de 4MHz la componente de alta frecuencia se confunde con el ruido de fondo.

En la figura 4.33 se muestra la característica a la demodulación RFI de una etapa inversora con 22k - 680Ω sin C_f y con C_f de 18pF. En la gráfica mostrada se observa que, salvo en 3 y 4MHz, la inserción de esta capacidad mejora la respuesta aunque no de forma muy significativa. Por otra parte se muestra en la 4.34 el resultado de combinar capacidad de realimentación con resistencias mayores. En este caso se elimina la aparición de la moduladora en la salida.

4.4.2.- LM 1875 de National Semiconductor.

4.4.2.i.- Etapa no inversora.

Tabla 4.45

LM 1875. Cin = 18pF No inversor			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	2.70	3.18	3.28	3.35	3.35	3.35
			Vpp	2.70	3.18	3.31	3.37	3.37	3.37
1k	5k	10k	20k	30k	40k	50k	100k	200k	300k
3.35	3.34	3.34	3.31	3.28	3.25	3.18	2.85	2.15	1.65
3.37	3.31	3.21	2.84	2.46	2.12	1.84	1.10	0.60	0.45
400k	500k	600k	700k	800k	900k	1M	3M	5M	
1.32	1.14	0.95	0.83	0.73	0.70	0.60	0.20	-	22k-680Ω
0.37	0.31	0.30	0.28	0.26	0.26	0.25	0.20	-	220k-6.8k

Tabla 4.46

LM 1875. Cin = 47pF No inversor			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	3.00	3.50	3.56	3.70	3.70	3.70
1k	5k	10k	20k	30k	40k	50k	100k	200k	300k
3.70	3.70	3.63	3.56	3.50	3.40	3.30	2.60	1.63	1.25
400k	500k	600k	700k	800k	900k	1M	3M	5M	
1.00	0.80	0.70	0.56	0.56	0.45	0.40	0.15	-	22k-680Ω

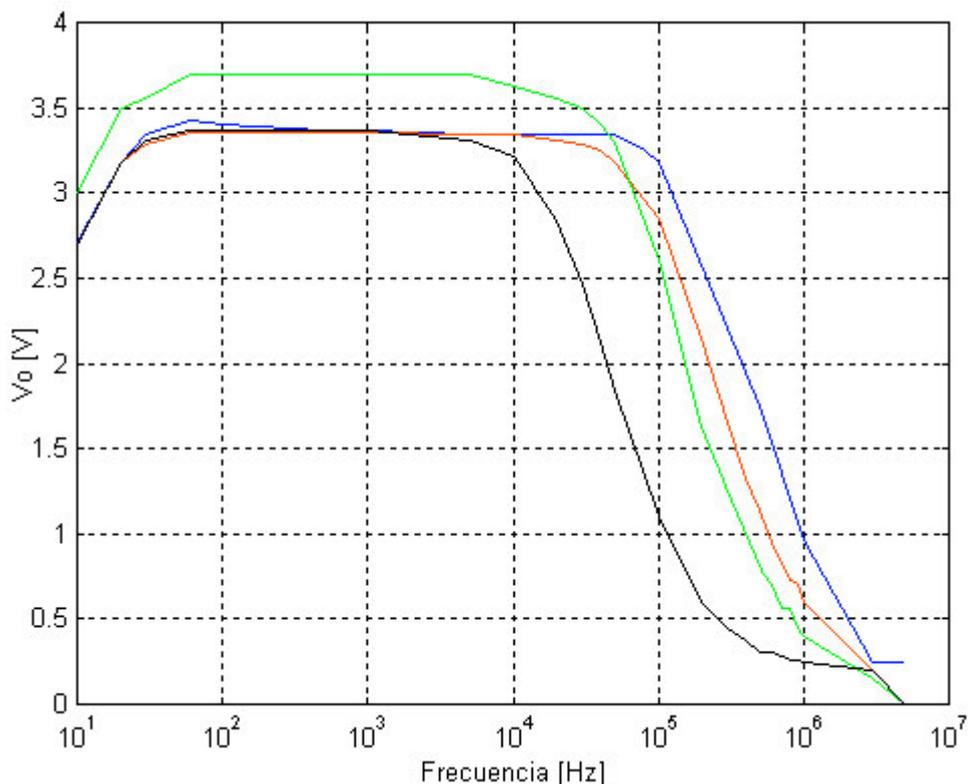


Figura 4.35. Diagrama de Bode del integrado LM 1875 (muestra A) no inversor de la figura 4.27. Cada color corresponde a un valor de C_f y $R_1 - R_2$ diferentes: Azul: sin C_f y con 22k - 680 Ω ; Rojo: con C_f de 18pF y 22k - 680 Ω ; Verde: con C_f de 47pF y 22k - 680 Ω ; Negro: con C_f de 18pF y 220k - 6.8k. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud y la carga de 15 Ω .

En la figura 4.35 se muestra la característica en frecuencia sin C_f con 22k - 680 Ω , con 18pF y 22k - 680 Ω , con 47pF y 22k - 680 Ω y 18pF con 220k - 6.8k. Para el caso de 220k - 6.8k se producen oscilaciones en los máximos y mínimos de la señal que impiden su medida.

Volviendo al Bode de la figura 4.35 se establece, de nuevo, la reducción de ancho de banda que se produce cuando se incrementa el valor C_f . Para 47pF se produce incluso un leve incremento de la amplitud de la salida. La combinación de C_f con resistencias de valor elevado produce una pérdida aun mayor de ancho de banda.

Tabla 4.47

LM 1875. Cin = 18pF No inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	9.81	8.25	7.18	6.37	5.62	5.00	2.57	1.37
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M	11M	12M	13M	14M	
0.90	2.75	0.55	0.40	0.27	0.24	0.22	-	-	-	-	22k-680Ω
1.30	5.50	0.55	0.37	0.30	0.24	0.21	-	-	-	-	220k-6.8k

Tabla 4.48

LM 1875. Cin = 47pF No inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	8.00	6.70	5.88	5.32	4.82	4.57	2.83	2.16
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M	11M	12M	13M	14M	
1.91	11.88	1.00	0.60	0.40	0.30	0.25	0.23	0.20	0.20	0.20	22k-680Ω
3.22	6.10	1.31	1.33	1.30	1.33	1.50	1.30	1.30	1.30	1.30	220k-6.8k

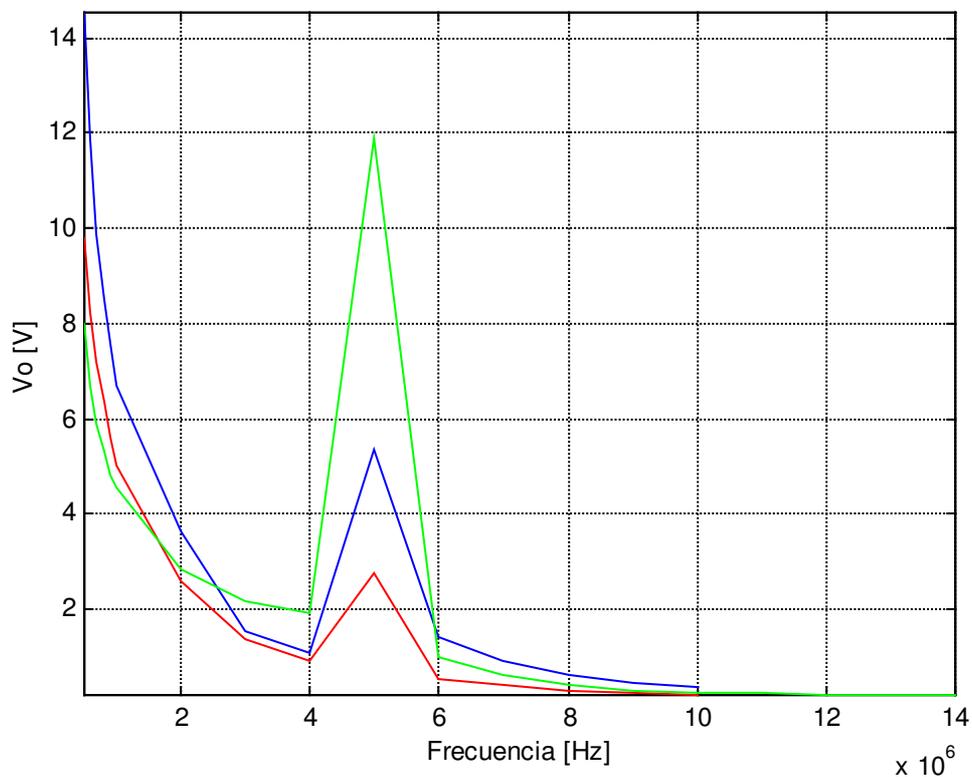


Figura 4.36. Respuesta a la demodulación RFI para el LM 1875 (muestra A) en la configuración no inversora de la figura 4.27. Cada color corresponde a unas condiciones

diferentes: Azul: sin Cf y Rojo: con Cin de 18pF y Verde: con Cf de 47pF. La carga es de 15Ω, R₁ y R₂ de 22k - 680Ω y el nivel de la RFI 1V

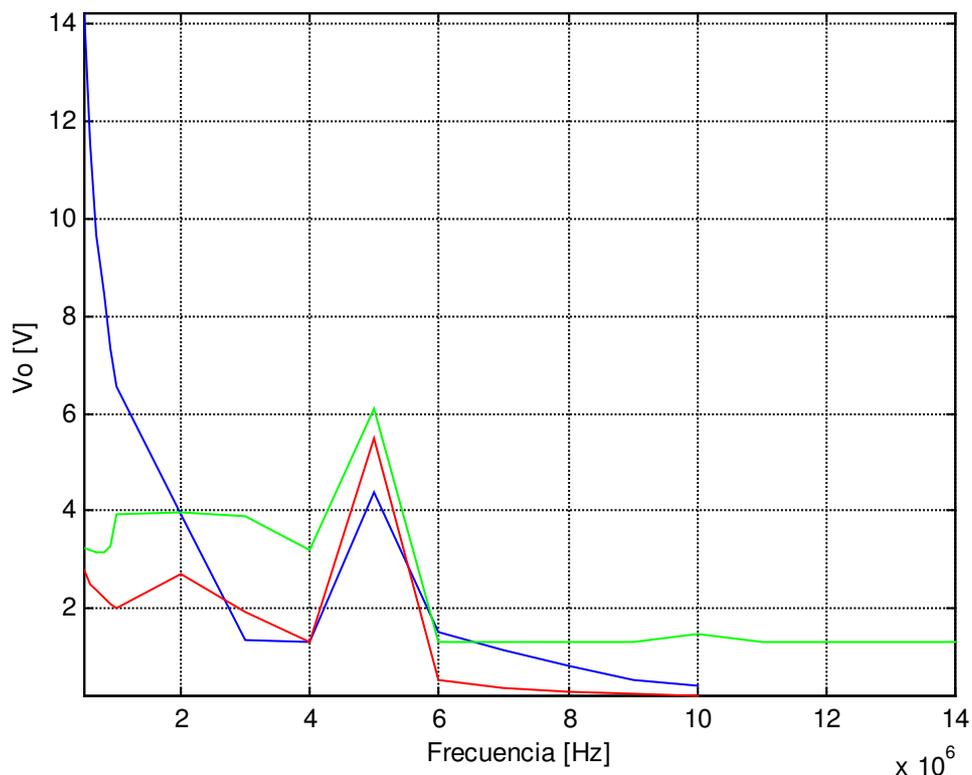


Figura 4.37. Respuesta a la demodulación RFI para el LM 1875 (muestra A) en la configuración no inversora de la figura 4.27. Cada color corresponde a unas condiciones diferentes: Azul: sin Cf y Rojo: con Cin de 18pF y Verde: con Cf de 47pF. La carga es de 15Ω, R₁ y R₂ de 220k - 6.8k y el nivel de la RFI 1V.

Tanto en la figura 4.36 como en la 4.37 se aprecia un notable empeoramiento de la respuesta a la demodulación RFI cuando se añade el condensador de realimentación. Éste parece mayor cuanto más elevado sea el valor de la capacidad, especialmente a 5MHz donde la característica presenta su máximo.

A continuación se muestra la característica de la salida para cada frecuencia de portadora. En ninguno de ellos aparece la componente de 1kHz aislada, siempre lo hace sobre la componente de alta frecuencia.

- Para 22k - 680Ω con ±12V, Cf = 18pF y RFI de 1V:
 - De 500 hasta 4MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 5MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - A partir de 6MHz aparece, de nuevo, la componente de RF y desaparece la de baja frecuencia.

- Para 220k - 6.8k con $\pm 12V$, $C_f = 18pF$ y RFI de 1V:
 - De 500 hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - De 2 a 5MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - A partir de 6MHz aparece, de nuevo, la componente de RF y desaparece la de baja frecuencia.

- Para 22k - 680 Ω con $\pm 12V$, $C_f = 47pF$ y RFI de 1V:
 - De 500 hasta 2MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - A 3 y 4MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - A partir de 5MHz aparece, de nuevo, la componente de RF y desaparece la de baja frecuencia.

- Para 220k - 6.8k con $\pm 12V$, $C_f = 47pF$ y RFI de 1V:
 - De 500 hasta 1MHz la salida es una RF modulada en amplitud.
 - De 2 a 5MHz se tienen dos componentes, una de alta frecuencia (portadora) y otra de baja frecuencia (moduladora).
 - A partir de 6MHz aparece, de nuevo, la componente de RF y desaparece la de baja frecuencia.

4.4.2.ii.- Etapa inversora.

Tabla 4.49

LM 1875. Cin = 18pF Inversor			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	3.06	3.09	3.07	3.04	3.04	3.03
				3.28	3.28	3.28	3.28	3.26	3.26
1k	5k	10k	20k	30k	40k	50k	100k	200k	300k
3.03	3.01	3.03	3.01	3.00	2.95	2.90	2.62	1.98	1.53
3.23	3.20	3.07	2.73	2.34	2.00	1.75	1.00	0.55	0.37
400k	500k	600k	700k	800k	900k	1M	3M	5M	
1.21	1.00	0.85	0.75	0.70	0.62	0.56	0.25	-	22k-680Ω
0.30	0.25	0.21	0.20	0.19	0.18	0.18	-	-	220k-6.8k

Tabla 4.50

LM 1875. Cin = 47pF Inversor			F	10	20	30	60	100	500
			Vpp	3.40	3.40	3.40	3.40	3.40	3.38
1k	5k	10k	20k	30k	40k	50k	100k	200k	300k
3.38	3.35	3.30	3.25	3.22	3.10	2.97	2.40	1.53	1.14
400k	500k	600k	700k	800k	900k	1M	3M	5M	
0.82	0.70	0.60	0.50	0.45	0.40	0.37	0.14	-	22k-680Ω

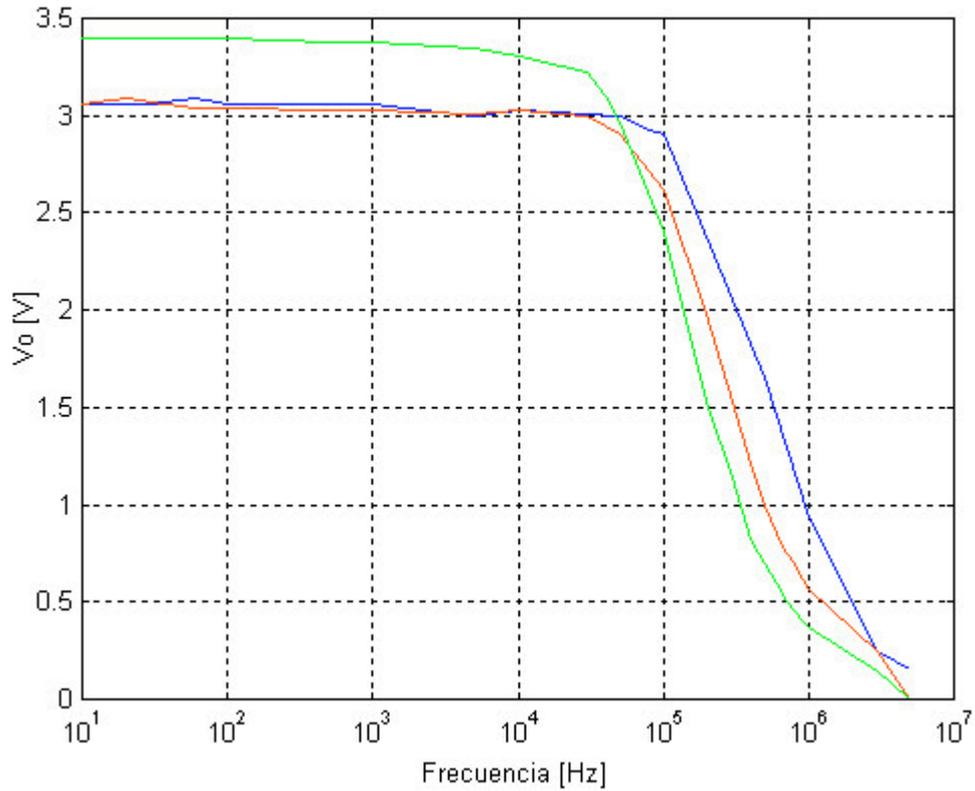


Figura 4.38. Diagrama de Bode del integrado LM 1875 (muestra A) inversor de la figura 4.27. Cada color corresponde a un valor de C_f y $R_1 - R_2$ diferentes: Azul: sin C_f y con $22k - 680\Omega$; Rojo: con C_f de $18pF$ y $22k - 680\Omega$ y Verde: con C_f de $47pF$ y $22k - 680\Omega$. La entrada senoidal es de $50mV$ de amplitud y la carga de 15Ω .

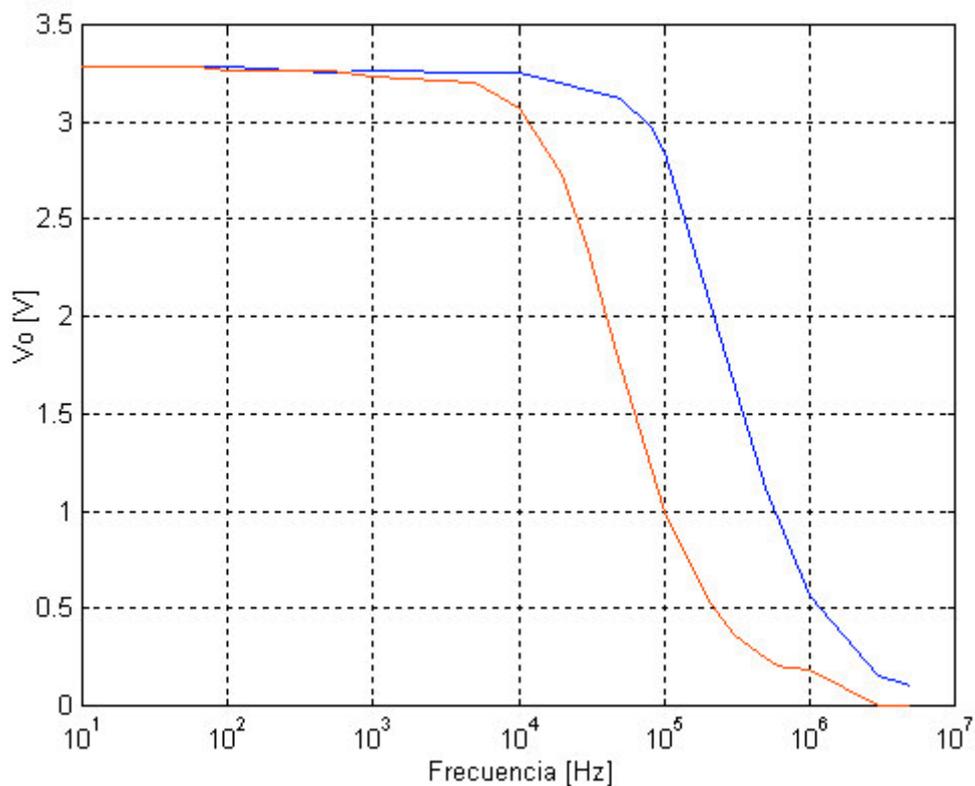


Figura 4.39. Diagrama de Bode del integrado LM 1875 (muestra A) inversor de la figura 4.27. Cada color corresponde a un valor de C_f y $R_1 - R_2$ diferentes: Azul: sin C_f y con $220k - 6.8k$ y

CARACTERIZACIÓN DE EFECTOS EMI EN IC'S DE AUDIO DE POTENCIA

Rojo: con Cf de 18pF y 220k - 6.8k. La entrada senoidal es de 50mV de amplitud y la carga de 15Ω.

Las figuras 4.38 y 4.39 demuestran la pérdida de ancho de banda que se produce cuando se añade el condensador en paralelo con la resistencia de realimentación. A diferencia de los casos anteriores en los que la combinación de Cf y 220k - 6.8k provocaba, además del estrechamiento de la característica en frecuencia, un aumento de la amplitud de la salida, en éste la amplitud de la salida permanece igual que en los casos en los que no había condensador.

Con Cf de 47pF y 220k - 6.8k se producen oscilaciones que impiden la medida de la señal de salida por lo que no se encuentran registradas.

Tabla 4.51

LM 1875. Cin = 18pF Inversor			F	500k	600k	700k	800k	900k	1M	2M	3M
			Vpp	9.31	7.68	6.80	6.00	5.37	4.75	2.30	1.10
				2.14	1.80	1.60	1.40	1.25	1.14	0.70	0.38
4M	5M	6M	7M	8M	9M	10M	11M	12M	13M	14M	
0.73	1.07	0.40	0.26	0.20	0.15	-	-	-	-	-	22k- 680Ω
0.25	0.40	0.10	-	-	-	-	-	-	-	-	220k- 6.8k

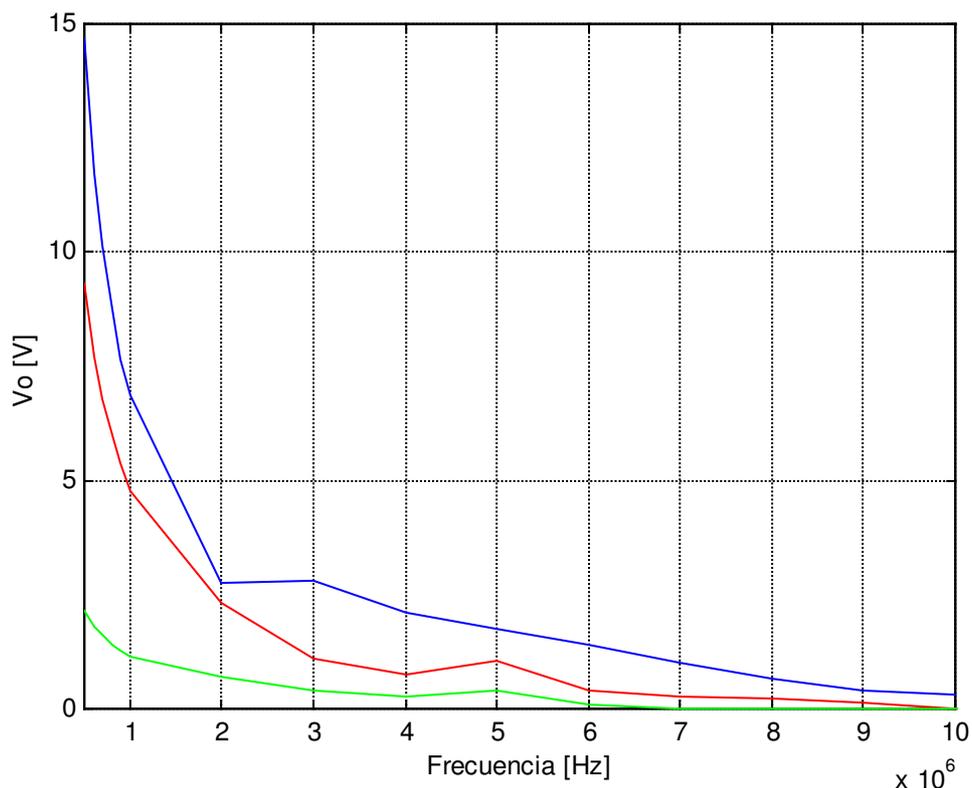


Figura 4.40. Respuesta a la demodulación RFI para el LM 1875 (muestra A) en la configuración inversora de la figura 4.27. Cada color corresponde a unas condiciones diferentes: Azul: sin C_f y 22k - 680Ω; Rojo: con C_{in} de 18pF y 22k - 680Ω y Verde: con C_f de 18pF y 220k - 6.8k. La carga es de 15Ω y el nivel de la RFI 1V

En la figura 4.40 se muestra la respuesta a la demodulación RFI para $C_f = 18\text{pF}$ con los dos juegos de resistencias: 22k - 680Ω y 220k - 6.8k. Con el condensador de 47pF se pierde la forma de la señal, como ya se ha comentado, lo que impide realizar las medidas oportunas.

Al margen de todo lo anterior, con los datos mostrados en la figura 4.40 se tiene una mejor respuesta a medida que aumenta el valor de la capacidad; con 18pF para cualquiera de los dos posibles grupos de resistencias no aparece componente alguna de baja frecuencia. Teniendo en cuenta que a mayor capacidad menor ancho de banda es previsible que la salida, en este caso de AM, tenga una amplitud aun menor.

4.4.3.- TDA 2030 de STMicroelectronics y TDA 2040 de SGS-Thompson.

Si en el resto de modelos se han podido realizar medidas, al menos bajo ciertos parámetros, en los modelos TDA 2030 y TDA 2040 ha sido del todo imposible. Ninguna de las configuraciones, no inversora e inversora, han funcionado al aplicarles cualquier valor de capacidad en paralelo con la resistencia de realimentación. En todos los casos la salida se perdía al insertar Cf, no se trata de oscilaciones como las descritas al final del capítulo 3, sino, de señales sin forma determinada.

Esta experiencia ha sido llevada a cabo en las cuatro muestras de cada dispositivo montadas sobre la segunda placa. Ver figura 3.28.

4.4.4.- Comentarios y conclusiones.

Seguidamente se recopilan las conclusiones extraídas del apartado 4.4 relativas al efecto que tiene la inserción de una capacidad de 18 o 47pF en paralelo con la resistencia de realimentación.

Primeramente se comentan los efectos sobre el modelo TDA 2050. La inserción de un condensador en paralelo con la resistencia de realimentación (Cf) en la etapa no inversora reduce el ancho de banda, tanto más cuanto mayor es el valor de las resistencias que determinan la ganancia de lazo. Según el valor de Cf y el de las resistencias, la salida puede incluso ser mayor de lo esperado.

En lo que respecta a la demodulación RFI, el efecto de Cf es totalmente contraproducente ya que hace que aumente la amplitud de la baja frecuencia demodulada.

El efecto sobre el Bode de la etapa inversa es idéntico, esto es, reducción del ancho de banda e incluso aumento de la amplitud de la salida. Todo lo anterior se agrava cuando se aumenta el valor de las resistencias de entrada y realimentación.

El efecto sobre la demodulación RFI, en cambio, resulta positivo, más aun para el caso de 220k - 6.8k ya que reduce la amplitud de la baja frecuencia demodulada.

Los efectos sobre el Bode del LM 1875 en configuración no inversora son similares a los que aparecen sobre el TDA 2050. En la característica a la demodulación RFI varían en función del valor que toma el condensador y las resistencias, a saber: para 22k - 680Ω y Cf de 18pF se reduce la amplitud de la señal de baja frecuencia demodulada, en cambio para 47pF la amplitud aumenta por encima del valor que tiene cuando se prescinde de Cf por lo que resulta perjudicial. Aumentando los valores de resistencia hasta 220k - 6.8k ambos valores de Cf (18 y 47pF) resultan perniciosos.

La situación de la etapa inversora, de nuevo, es idéntica a la ya mostrada con el TDA 2050, esto es, pérdida de ancho de banda en el Bode y reducción de la amplitud de la baja frecuencia demodulada.

CAPÍTULO 5.

CONCLUSIONES

5.1.- INTRODUCCIÓN.

5.2.- EFECTO DE LA TOPOLOGÍA DEL CIRCUITO.

5.3.- EFECTO DE LOS PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS Y MODELO.

5.

CONCLUSIONES.

5.1.- INTRODUCCIÓN.

Son escasos los artículos y proyectos publicados cuyo objeto ha sido la caracterización de efectos EMI en amplificadores operacionales. Con la realización de este proyecto se pretende ampliar una línea de investigación en torno a este tema, pues si bien el objetivo es el mismo, el objeto de estudio posee diferencias sustanciales ya que se trata de amplificadores de potencia. Desde este punto de vista esta investigación establece un nexo entre las anteriores y posibles trabajos futuros.

Durante la lectura de este documento se adquiere una visión global del fenómeno de demodulación parásita, y ello pese a que se ha planteado en unos circuitos y condiciones concretas. Se analizan numerosas medidas experimentales de laboratorio y se exponen las causas que producen este comportamiento, el modo en que afecta a la señal procesada y las técnicas que permiten reducirlo o incluso, en su caso, eliminarlo casi por completo.

Se ha realizado un estudio de los factores de la señal modulada que afectan, y en qué medida, a la demodulación RFI. Es preciso señalar, recuérdese, que esto no es más que una tarea de información, pues estas señales se encuentran en el entorno en el que el sistema víctima está inmerso.

El objetivo de este proyecto era comprobar hasta qué punto se cumplen en estos modelos de amplificadores de potencia de audio integrados las conclusiones a las que se ha llegado, previamente, en modelos de amplificadores operacionales de señal. Así las cosas, se plantean una serie de medidas encaminadas a caracterizar el comportamiento de estos dispositivos frente a EMI junto con algunas técnicas sencillas de eliminación de interferencias.

Ninguno de los efectos probados está caracterizado por los fabricantes, de modo que cualquier variación en el diseño interno de los dispositivos obligaría a repetir las mediciones que fueran necesarias para conocer la susceptibilidad del nuevo diseño, en la medida en que se desconoce cómo afecta a la demodulación la disposición interna de los diferentes transistores que conforman el circuito.

Para todo ello se dispone de cuatro muestras de cada uno de los circuitos integrados TDA 2030, TDA 2040, TDA 2050 y LM 1875 montadas en dos PCB's diferentes; cada una de las medidas planteadas se realiza sobre las diferentes topologías de cada circuito con el objeto de determinar el impacto que ésta tiene sobre la susceptibilidad frente a EMI.

En cada caso se efectúa una caracterización en frecuencia con señales senoidales puras midiendo la salida para trazar el diagrama de Bode. Seguidamente, y con objeto de conocer la respuesta a la demodulación RFI, se aplican señales moduladas en amplitud. Por último se anota el desplazamiento de offset para cada valor de frecuencia.

El diseño de la PCB debe ser cuidadoso, especialmente en lo que respecta a los lazos de masa ya que, debido a la naturaleza y valor de las cargas típicas usadas, se pueden provocar acoplamientos por impedancia común. Esto se evita desacoplando la corriente de salida de las señales de entrada. En el desarrollo de las medidas expuestas durante los capítulos precedentes, la PCB se ha mostrado determinante en cuanto a la estabilidad del circuito pero, que duda cabe, también lo es en la captación de las EMI (efecto antena).

Al margen de la PCB son tres los factores que afectan a la susceptibilidad del sistema: la topología del circuito, sus parámetros característicos y el modelo usado.

5.2.- EFECTO DE LA TOPOLOGÍA DEL CIRCUITO.

Al someter las diferentes arquitecturas a RFI se observa una respuesta diferente en cada caso. Así, el más susceptible es el no inversor seguido del inversor. En lo que respecta al seguidor hay que matizar los resultados. Si bien es cierto que en las medidas preliminares sobre el TDA 2030 esta topología era la más robusta, no lo es menos su tendencia a la inestabilidad en función del diseño de la PCB. Así las cosas, se probaron las mismas muestras en diferentes placas con objeto de determinar hasta qué punto esto es determinante, no sin antes leer los manuales de los fabricantes.

Al respecto, todos los fabricantes coinciden en señalar la conveniencia de no reducir la ganancia por debajo de cierto valor: 24dB para los TDA 2030, 2040 y 2050 y 20dB para el LM 1875. En el manual del LM 1875 se añade que ello deber ser así en pro de la estabilidad.

En virtud de la arbitrariedad de este hecho, y siguiendo las recomendaciones de los fabricantes se rechaza la etapa seguidor de tensión, aunque las medidas oportunas están convenientemente tabuladas.

5.3.- EFECTO DE LOS PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS Y MODELO.

Establecida una topología y modelo concretos, la respuesta en frecuencia y la demodulación RFI varían en función de los valores de las tensiones de alimentación y resistencias que configuran la ganancia de lazo.

Para una ganancia de lazo fija, el aumento en el valor de las resistencias reduce la amplitud de la señal demodulada en detrimento del ancho de banda. En lo que respecta a la reducción del ancho de banda todos los circuitos se han mostrado aproximadamente equivalentes, no así en lo relativo a la demodulación RFI donde el LM 1875 se muestra claramente más robusto que el resto. Por su parte el más susceptible es el TDA 2040.

De la lectura de los artículos que han servido de base para plantear el trabajo realizado se extrae la conclusión de que, con carácter general, aumentar la tensión de alimentación mejora la susceptibilidad a EMI y, en particular, a la demodulación parásita. Sin embargo, a la luz de los datos arrojados por las sucesivas medidas llevadas a cabo, tan sólo se puede concluir que como medida de protección no es efectiva ya que la reducción que experimenta la salida demodulada es muy escasa. En ningún caso se atribuye a errores de medida porque la tendencia se mantiene en todos los modelos y arquitecturas probadas.

Se ha comentado en numerosas ocasiones que hay factores inherentes a la naturaleza y características de la señal interferente que afectan al fenómeno de demodulación. Así mismo, se ha convenido en la imposibilidad de actuar sobre estos factores al tratarse de parámetros característicos del medio en el que se encuentra el circuito y, más aún, afectados de cierto carácter aleatorio.

El primero de los factores aludidos es el índice de modulación; a medida que éste aumenta crece la amplitud de la señal demodulada. El segundo de los factores que han de ser tenidos en cuenta es la potencia de la RFI; de nuevo, a mayor potencia mayor demodulación. Como se ha venido diciendo ninguno de estos parámetros es controlable.

En todas las medidas realizadas el índice de modulación se ha fijado en el 100%, salvo indicación en contra, no así la amplitud de la RFI. Para los TDA's se fijó inicialmente en 500mV de amplitud teniendo en cuenta los precedentes (Ver artículo [7]). Con el circuito LM 1875 se elevó a 1V debido a su mayor robustez a la demodulación. En todos los casos los valores pico – pico de señal demodulada (audiofrecuencia) están en el orden de las unidades de Voltio o, en su caso, décimas.

Los factores sobre los que sí se puede actuar se describen en el capítulo 3. Ellos son la tensión de alimentación y los valores de las resistencias que determinan la ganancia de lazo. Es preciso señalar que la ganancia por si sola también afecta a la demodulación, y ello en la medida en que al producirse el efecto en las primeras etapas y propagarse a través de las demás hasta la salida, resulta ser amplificada.

A continuación se recogen a modo de resumen las principales conclusiones extraídas a lo largo del capítulo 3.

Efectos sobre la respuesta en frecuencia: En todos los modelos aparecen ciertas pautas comunes, a saber, poca dispersión entre las diferentes muestras de cada circuito, pérdida de ancho de banda y escasa o nula influencia del aumento de la tensión de alimentación.

En particular el circuito TDA 2050 en configuración inversora muestra un aumento en la amplitud de la salida cuando se incrementan las resistencias que determinan la ganancia de lazo.

Por su parte, la etapa no inversora del TDA 2040 muestra sobreoscilaciones a la salida que desaparecen al incrementar la tensión de alimentación a $\pm 18V$. La etapa inversora, en cambio, lo hace a $\pm 16V$.

En la figura 5.1 se muestra de forma cuantitativa un gráfico comparativo entre los diferentes anchos de banda en las distintas situaciones.

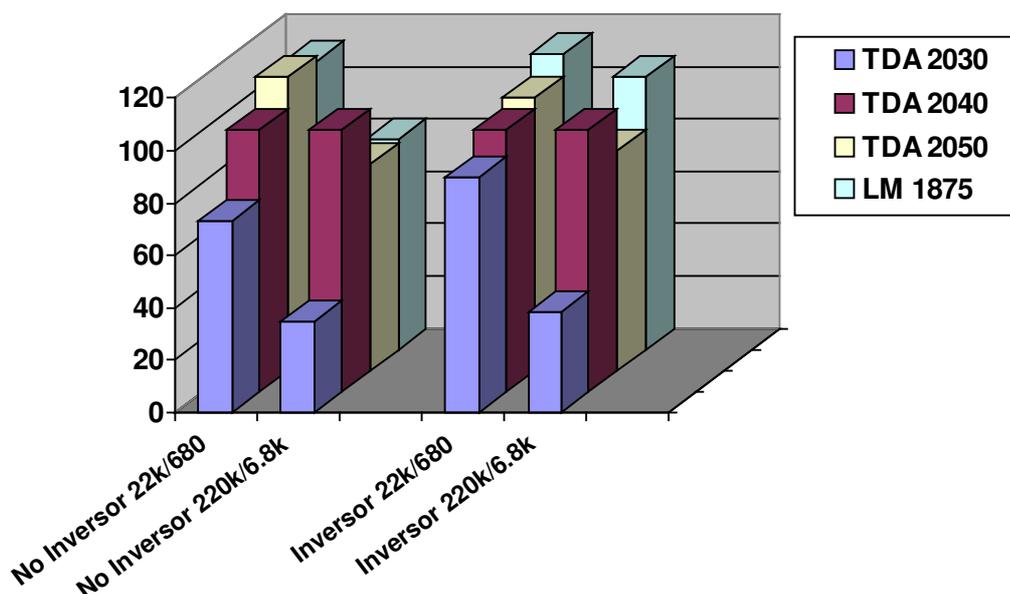


Figura 5.1. Gráfico comparativo entre los diferentes anchos de banda para los diferentes valores de resistencia y configuraciones posibles.

Efectos sobre la demodulación RFI: El aumento de las resistencias de entrada y realimentación, con carácter general, mejora la inmunidad de los circuitos en contra de lo que sucede con el aumento de la tensión de alimentación que apenas influye.

Es necesario destacar algunas peculiaridades que se salen de la norma, tales como que el TDA 2050 en configuración no inversora experimenta una muy leve mejoría con el aumento de las resistencias de entrada y realimentación, en contra de lo que sucede con la etapa inversora en la que este efecto se atenúa de forma notable.

La etapa no inversora del TDA 2040, que se perfila como la más susceptible, presenta, sin embargo, una notable mejoría con tan solo elevar la tensión de alimentación, ya que hace desaparecer al segundo máximo de la característica. Si esta medida se combina con un aumento de las resistencias que determinan la ganancia de lazo, también se suprime el primer máximo. Con la etapa inversora se

logra una mejora significativa al aumentar el valor de las resistencias, no así al elevar la tensión de alimentación.

En último lugar se tiene el LM 1875 que resulta ser el más robusto, pues precisa una RFI de 1V para provocar el efecto de demodulación.

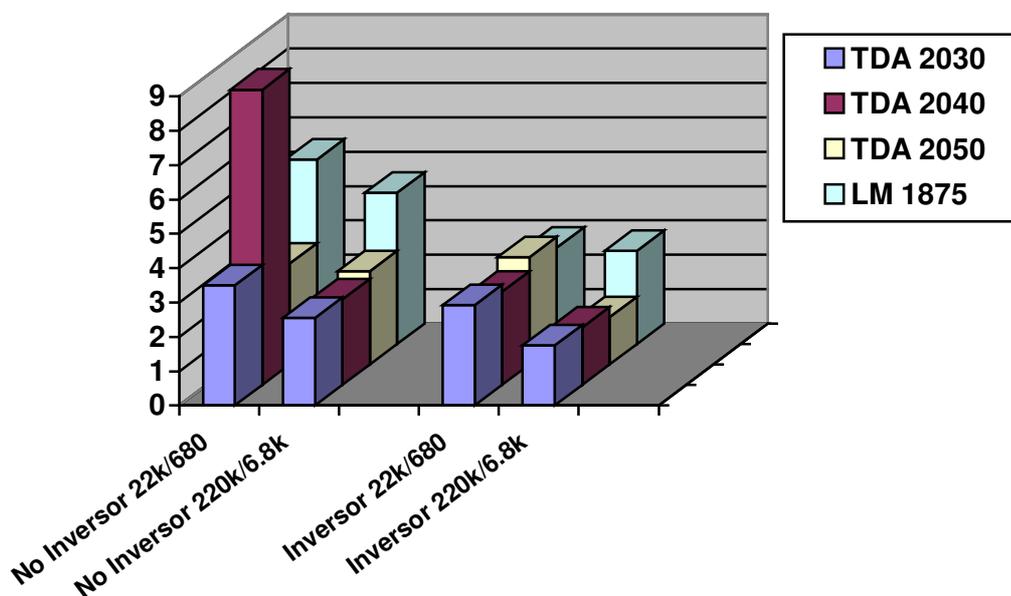


Figura 5.2. Gráfico comparativo entre las diferentes amplitudes de las señales demoduladas de cada circuito para cada valor de resistencia y configuración posible.

Efectos sobre el desplazamiento de offset: En líneas generales el aumento de las resistencias de entrada y realimentación afecta poco al desplazamiento que sufre el offset con la frecuencia, sin embargo hay excepciones como las del TDA 2030 y 2050 en configuración inversora. En ambos casos la característica del offset presenta un máximo en alta frecuencia que desaparece cuando se emplean resistencias de 220k - 6.8k. Como en situaciones anteriores el aumento de la tensión de alimentación no repercute sobre el offset.

Tras haber analizado todos los factores que afectan a la demodulación se proponen en el capítulo 4 algunas soluciones encaminadas a paliar este efecto.

A la primera de ellas y a su efectividad se ha hecho referencia en numerosas ocasiones; consiste en aumentar por igual las resistencias que configuran la ganancia de lazo. Su efectividad depende del modelo bajo medida.

La segunda de las soluciones propuestas consiste en insertar una pequeña capacidad entre los terminales de entrada que actúe a modo de filtro paso bajo sin afectar al comportamiento en baja frecuencia. Esta medida se ha mostrado muy efectiva en todos los modelos.

El efecto generalizado que tiene la inserción de esta capacidad es el aumento de la pendiente de la banda de transición del diagrama de Bode; si se combina con un aumento en las resistencias que determinan la ganancia de lazo se tendrá, además, una reducción del ancho de banda. El empleo de Cin reduce la amplitud de la baja frecuencia demodulada. Dado que alguno de los circuitos no se ajusta de forma precisa al comportamiento descrito en las líneas precedentes, es necesario indicar bajo qué condiciones y de qué manera sucede esto.

En primer lugar se comenzará por el modelo LM 1875. Éste, en configuración no inversora, muestra una baja frecuencia de mayor amplitud cuando se emplea una capacidad de 47pF que cuando se usa la de 15pF; esto va en contra de la tendencia general de menor amplitud a mayor capacidad.

En segundo lugar se tiene el modelo TDA 2050. En este caso el impacto de la capacidad sobre el diagrama de Bode es escaso tanto en la etapa no inversora como en la inversora. Por su parte, un aumento del valor de la capacidad en configuración no inversora no implica necesariamente una reducción en la amplitud de la baja frecuencia demodulada. Sin embargo, en la etapa inversora se reduce significativamente esta amplitud a medida que se eleva el valor de capacidad.

En el caso del TDA 2040 el aumento de la pendiente de la banda de transición es mayor cuando se emplean resistencias de 220k - 6.8k que si se usan 22k - 680Ω. En lo que respecta a la demodulación RFI el aumento de la capacidad reduce la frecuencia para la que comienza la demodulación así como el valor de la amplitud. El comportamiento de la etapa inversora es análogo al ya descrito salvo en la característica de la demodulación. En este caso el empleo de 15 y 47pF provoca la aparición de un máximo cuyo valor supera al que ya existe sin el uso de capacidad alguna. Tan solo con 100pF es posible reducirlo hasta situarlo por debajo de los anteriores.

El caso del TDA 2030 es similar a algunos de los anteriores. Para comenzar el diagrama de Bode apenas se ve modificado cuando se emplean resistencias de 22k - 680Ω, sin embargo cuando éstas se cambian por 220k - 6.8k la pendiente de la banda de transición aumenta, aunque de forma leve. La respuesta a la demodulación RFI no sigue la evolución lógica de menor amplitud a mayor capacidad, sino que a 47pF presenta un máximo que iguala al que ya se tiene en ausencia de condensador. Repitiendo la medida con 220k - 6.8k sí se logra apreciar la tendencia lógica comentada en casos anteriores. En el caso de la etapa inversora se observa poca influencia sobre el Bode y menor amplitud de la señal demodulada para mayores valores de capacidad.

La tercera medida bajo prueba consiste en colocar un condensador de pequeño valor en paralelo con la resistencia de realimentación. Esta medida, aunque si bien no afecta a la respuesta en baja frecuencia, tampoco resulta efectiva en la medida en que no disminuye la amplitud de las señales demoduladas. En ciertos modelos es incluso contraproducente ya que impide su funcionamiento normal.

Los efectos que esta medida tiene sobre el TDA 2050 en configuración no inversora son reducción del ancho de banda y aumento de la baja frecuencia

demodulada; la reducción de ancho de banda es tanto mayor cuanto más se eleva el valor de las resistencias que fijan la ganancia de lazo. El efecto sobre el Bode de la etapa inversora es similar al caso anterior. Por el contrario, la amplitud de la señal demodulada sí disminuye, aun más cuando se usan resistencias de 220k - 6.8k.

Sobre el LM 1875 se observan efectos similares a los aparecidos en el TDA 2050, a saber, reducción del ancho de banda sobre el diagrama de Bode; para el caso de la demodulación RFI se tiene un comportamiento algo diferente, pues en función del valor que toman las resistencias y la capacidad de realimentación se tiene una baja frecuencia demodulada de mayor o menor amplitud. Con 22k - 680 Ω y 18pF la amplitud de la señal disminuye, en cambio para 47pF aumenta incluso por encima del valor que tendría sin condensador. Empleando 220k - 6.8k ambos valores de capacidad (18 y 47pF) son perjudiciales. La situación de la etapa inversora es similar a la del TDA 2050, es decir, pérdida de ancho de banda y reducción de la amplitud de la señal demodulada.

Los circuitos restantes, TDA 2040 y TDA 2030, han mostrada un funcionamiento incorrecto cuando se insertaba dicho condensador; esto ha impedido tomar medidas y por tanto sacar las conclusiones pertinentes.

Para concluir ha de destacarse, una vez más, que el objetivo final era el de caracterizar los efectos EMI en amplificadores de potencia de los que no se han localizado publicaciones. Los antecedentes aludidos a lo largo de la memoria tienen su origen en varios artículos recomendados, así como proyectos anteriores dirigidos por el tutor de éste a quien agradezco su paciencia y dedicación.

BIBLIOGRAFÍA

6.

BIBLIOGRAFÍA.

- [1] "Interferencias Electromagnéticas en Sistemas Electrónicos". J. Balcells, F. Daura, R. Esparza y R. Pallás. Ed. Marcombo.
- [2] "Harmonic Balance Simulation of RF Injection Effects in Analog Circuits". IEEE transactions on electromagnetic compatibility, VOL. 40, No. 2 May 1998.
- [3] "βTDA 2003 – 10W Monolithic audio amplifier". Cristian Andreev, Razvan Ionita, Adrian Popa, Dan Crisu y Claudiu Dan. IEEE, 1998.
- [4] "Analysis of EMI Effects in Op_Amp IC's: Measurement Techniques and Numerical Prediction". D. Florean, F. Marchiori, M. Pinelli y P. Tomasin. IEEE, 2001.
- [5] "Comparison of demodulation RFI in inverting operational amplifier circuits of the same gain with different input and feedback resistor values". Hamid Ghadamabadi, James J. Whalen, R. Coslick, C. Hung, T. Johnson, W. Sitzman y J. Stevens. IEEE, 1990.
- [6] "Parasitic capacitances can cause demodulation RFI to differ in inverting and noninverting operational amplifier circuits". Hamid Ghadamabadi y James J. Whalen. IEEE, 1991.
- [7] "Analysis of RFI Effects in Voltage Regulator IC's: Measurement Techniques, Picking Capability Prediction and Protection Methods". D. Florean, M. Pinelli, P. Tomasin. IEEE, 2000.
- Manuales de dispositivos:
- [8] TDA 2030. STMicroelectronics. www.st.com
- [9] TDA 2040. SGS – Thompson (actual STMicroelectronics). www.st.com
- [10] TDA 2050. STMicroelectronics. www.st.com
- [11] LM 1875. National Semiconductor. www.national.com