

**ESCUELA TECNICA SUPERIOR DE
INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



SOLUCIONES DE EXAMENES
Instrumentación Electrónica de Comunicaciones
(Curso, 2008/2009)



José M^a Drake
CTR (Computadores y Tiempo Real)
Dpto. de Electrónica y Computadores

Comentarios:

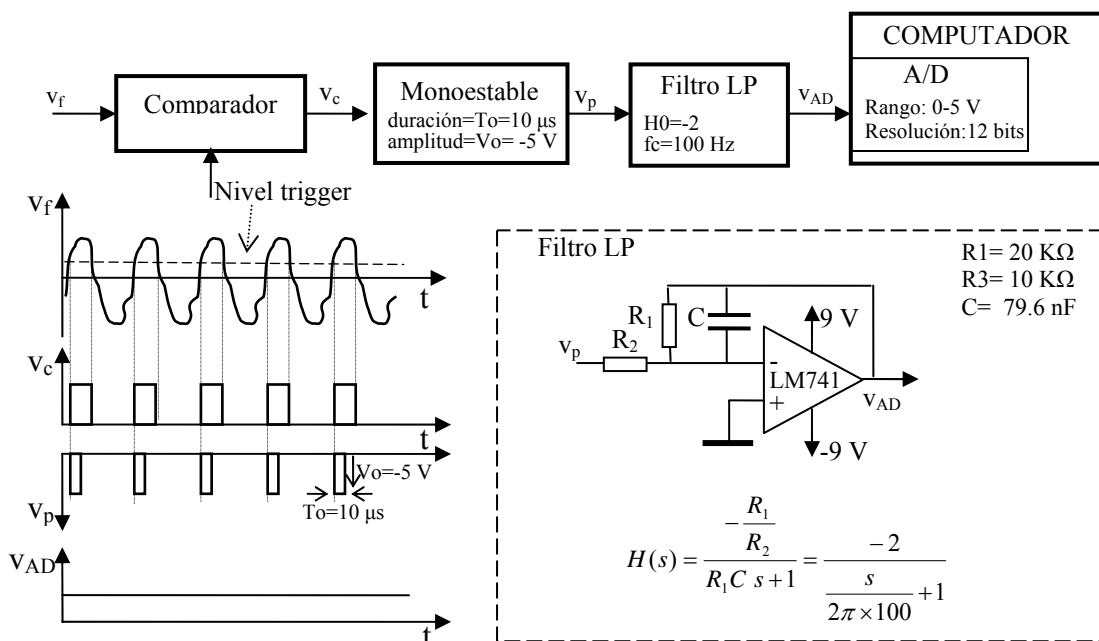
Los enunciados de los exámenes proponen siempre un caso real de instrumentación que debe analizarse. Las posibles soluciones están abiertas a muchas suposiciones e interpretaciones, y en definitiva decisiones, que deben ser tomadas durante el análisis. La lógica de estas suposiciones de acuerdo con el enunciado del problema, es un aspecto muy relevante de la evaluación del examen. Todo ello lleva a **que la solución de un examen no es única**, y la que aquí se propone es solo una de las posibles que podría realizarse.

Los documentos que se proporcionan son documentos de trabajo para la corrección de los exámenes, y no fueron hechos para ser publicados, por lo **que tienen algunos errores tipográficos en las ecuaciones y en los cálculos numéricos** que llevan a los resultados numéricos. Estúdielos con espíritu crítico.

En la figura se muestra un método de medida de la frecuencia de una señal. La frecuencia de la señal de entrada puede variar en el rango entre 1KHz a 50KHz.

El proceso de medida contiene las siguientes etapas:

- o La señal de entrada se compara con un nivel de disparo por el que la señal sólo pasa dos veces por ciclo. Del comparador resulta una señal de pulsos, en la que los flancos coinciden con los pasos de la señal por el umbral.
- o La señal que resulta de la comparación se introduce a un monostable (genera un pulso por cada flanco de subida de la entrada), que genera una señal con la frecuencia de la señal de entrada y con un pulso por periodo de amplitud $5V \pm 0.05V$ y de duración $10 \mu s \pm 0.1 \mu s$.
- o Esta señal se filtra, por un filtro de paso bajo con frecuencia de corte 100 Hz.
- o La salida del filtro es una señal aproximadamente de continua, y de valor proporcional a nivel medio de la señal pulsante, y por tanto a la frecuencia de la señal de entrada.
- o La salida del filtro se lee desde un conversor A/D de rango 0 - 5 voltios, y 12 bits de resolución. Para ello se utiliza el programa que se indica.



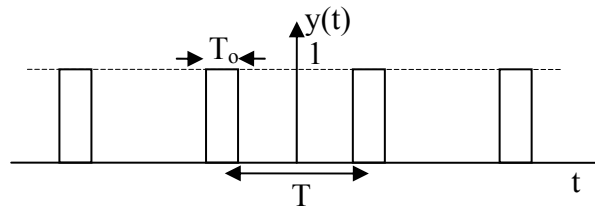
Para este sistema estudiar:

- 1) Si se consideran ideales todos los elementos (incluido el filtro), determinar el máximo error relativo que presenta el sistema de medida de la frecuencia, en todo el rango en que se mide
- 2) Si se considera que el filtro de paso bajo se implementa con el circuito de primer orden que se describe, determinar el máximo error absoluto que se comete en la medida de la frecuencia como consecuencia de los offset del amplificador operacional, y de los errores que se pueden producir en la amplitud y duración del monoestable. Que error sistemático, y que incertidumbre (para $k=2$) producen sobre el proceso de medida de la frecuencia.
- 3) Determinar la incertidumbre en la medida de la frecuencia para un nivel de confianza del 95%, que se produce como consecuencia del ruido térmico que se genera en las resistencias y amplificador del filtro, y del comportamiento real del filtro.
- 4) Si la fuente de alimentación del filtro tiene un rizado de 0.5 Vpp de 100Hz, que error sistemático y que incertidumbre (para $k=2$) se introduce en la medida de la frecuencia.
- 5) De acuerdo con los resultados obtenidos en los puntos anteriores, proponer una modificación del programa y/o del protocolo de medida de la frecuencia para reducir el error sistemático y reducir por un factor de 8 la incertidumbre de la medida. Justificar la efectividad de la propuesta.

Nota: Todas las cuestiones tiene el mismo valor.

Nota: Utilizar únicamente la información del amplificador LM741 que contienen las hojas que se adjuntan al examen.

Serie de Fourier de una señal periódica de pulsos



$$y(t) = \frac{T_o}{T} - \frac{2}{\pi} \left(\frac{\text{sen}\left(\frac{\pi T_o}{T}\right)}{1} \text{sen}\left(\frac{2\pi}{T}t\right) - \frac{\text{sen}\left(\frac{2\pi T_o}{T}\right)}{2} \text{sen}\left(\frac{4\pi}{T}t\right) - \frac{\text{sen}\left(\frac{3\pi T_o}{T}\right)}{3} \text{sen}\left(\frac{6\pi}{T}t\right) - \dots \right)$$

```

procedure frecuencia return Float is -- Retorna la frecuencia de la señal en Hz
  To:constant Float:= 1E-5; -- Duración del pulso del monoestable
  Vp:constant Float:= 5.0; -- Amplitud del pulso del monoestable
  Ho:constant Float:=2.0; -- Ganancia de paso del filtro

  function ReadAD return Float is ..... ; -- Retorna el valor en voltios de la señal aplicada al AD

begin
  return ReadAD/Ho/To/Vp;
end frecuencia;
    
```

LM741

Operational Amplifier

General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications. The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and

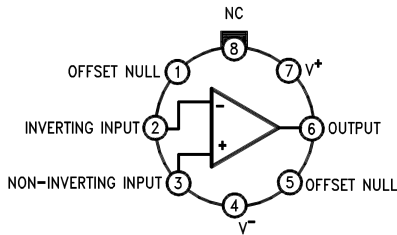
output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C is identical to the LM741/LM741A except that the LM741C has their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

Features

Connection Diagrams

Metal Can Package

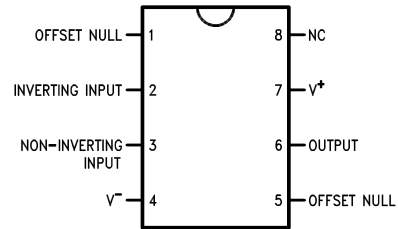


00934102

Note 1: LM741H is available per JM38510/10101

**Order Number LM741H, LM741H/883 (Note 1),
LM741AH/883 or LM741CH**
See NS Package Number H08C

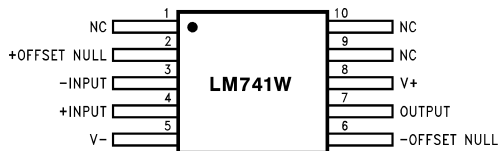
Dual-In-Line or S.O. Package



00934103

Order Number LM741J, LM741J/883, LM741CN
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

Ceramic Flatpak

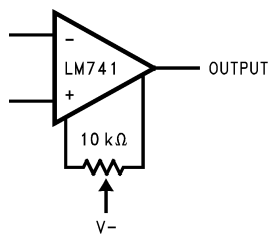


00934106

Order Number LM741W/883
See NS Package Number W10A

Typical Application

Offset Nulling Circuit



00934107

Absolute Maximum Ratings (Note 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

(Note 7)

	LM741A	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 3)	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 4)	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C	150°C	100°C
Soldering Information			
N-Package (10 seconds)	260°C	260°C	260°C
J- or H-Package (10 seconds)	300°C	300°C	300°C
M-Package			
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	215°C	215°C	215°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.			
ESD Tolerance (Note 8)	400V	400V	400V

Electrical Characteristics (Note 5)

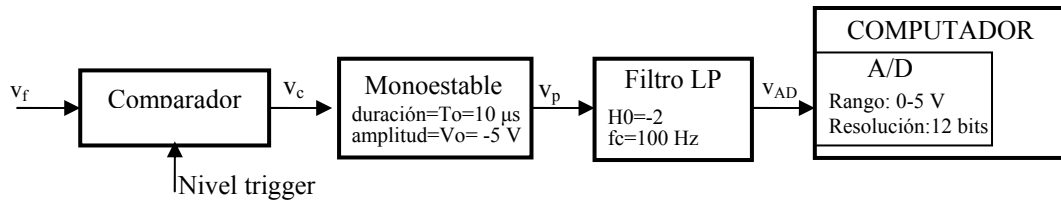
Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 50\Omega$		0.8	3.0		1.0	5.0		2.0	6.0	mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			4.0			6.0			7.5	mV
Average Input Offset Voltage Drift				15							$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 20\text{V}$	±10				±15			±15		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.210			1.5			0.8	μA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		$\text{M}\Omega$
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $V_S = \pm 20\text{V}$	0.5									$\text{M}\Omega$
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$							±12	±13		V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				±12	±13					V

Electrical Characteristics (Note 5) (Continued)

Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20\text{V}$, $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$	50			50	200		20	200		V/mV V/mV	
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $V_S = \pm 20\text{V}$, $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$	32			25			15			V/mV V/mV	
	$V_S = \pm 5\text{V}$, $V_O = \pm 2\text{V}$	10									V/mV	
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	± 16 ± 15									V V	
	$V_S = \pm 15\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				± 12 ± 10	± 14 ± 13		± 12 ± 10	± 14 ± 13		V V	
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$	10	25	35		25			25		mA	
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10		40							mA	
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$				70	90		70	90		dB	
	$R_S \leq 50\Omega$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$	80	95								dB	
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $V_S = \pm 20\text{V}$ to $V_S = \pm 5\text{V}$ $R_S \leq 50\Omega$	86	96								dB	
	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$				77	96		77	96		dB	
Transient Response	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain	Rise Time	0.25	0.8		0.3			0.3		μs	
		Overshoot	6.0	20		5			5		%	
Bandwidth (Note 6)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz	
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/ μs	
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA	
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 20\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$		80	150							mW mW	
	$V_S = \pm 20\text{V}$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			165 135							mW mW	
	LM741A	$V_S = \pm 20\text{V}$										
		$V_S = \pm 15\text{V}$										
LM741	$V_S = \pm 15\text{V}$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$					60 45	100 75				mW mW	

Note 2: "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.

Solución del examen



Ecuaciones directas:

$$v_{AD} = -H_o \overline{v_p} = V_p \frac{T_o}{T} H_o = V_p T_o H_o f = 10^{-4} f$$

Ecuación inversa:

$$f = \frac{v_{AD}}{5 T_o H_o} = 10^4 v_{AD}$$

$$\frac{\partial f}{\partial v_{AD}} = 10^4 \text{ (Hz/V)}$$

f (Hz)	Valor medio(v _p)	v _{AD} (Volt)
1000	-0.05	0.1
10000	-0.5	1.0
50000	-2.5	5.0

1) **Máximo error relativo bajo comportamiento ideal.**

El error es el error de cuantización que introduce el conversor A/D. Este error es absoluto Δv_{AD} y constante en todo el rango de v_{AD} , esto es en el rango 0 a 5 V.

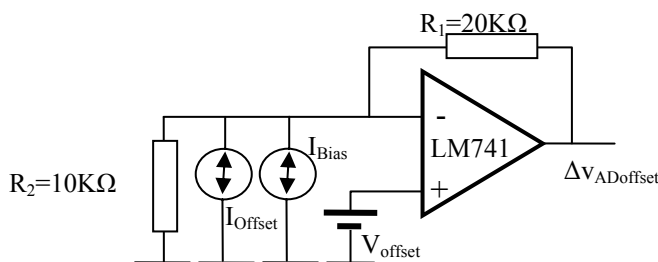
$$\Delta v_{AD} = 5.0 \cdot 2^{-13} = 0.00061 \text{ V} \quad \Rightarrow \quad \Delta f = \frac{\partial f}{\partial v_{AD}} \Delta v_{AD} = 10^4 \times 0.00061 = 6.1 \text{ Hz}$$

El error relativo es función de la frecuencia, y será máximo el que corresponde a la mínima frecuencia:

$$\%E_f = \frac{\Delta f}{f} \quad \boxed{\%E_{f \text{ max}} = \%E_f \Big|_{f=1\text{KHz}} = 100 \frac{6,1}{1000} = 0,61\%}$$

2) **Error máximo absoluto que se introduce como consecuencia de que el filtro es el circuito real que se indica en la figura, y de que la amplitud anchura del pulso no son exactas.**

2.a) **Error debido al offset;**



$V_{\text{offset}} = 1 \text{ mV}$
 $I_{\text{offset}} = 20 \text{ nA}$
 $I_{\text{Bias}} = 80 \text{ nA}$

$$|\Delta v_{ADoffset}| < V_{offset} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + \left(I_{Bias} + \frac{I_{Offset}}{2}\right) R_1 = 1.0 \cdot 10^{-3} \times 3 + 90.0 \cdot 10^{-9} \times 20 \cdot 10^3 = 0.0048 mV$$

El error absoluto máximo en la medida de la frecuencia que corresponde al offset del amplificador operacional es,

$$\Delta f_{Offset} = \frac{\partial f}{\partial v_{AD}} \Delta v_{ADoffset} < 10^4 \times 0.0028 = 48 \text{ Hz}$$

Este es un **error sistemático** y **no afecta a la incertidumbre** de la medida.

2b) Error debido a la respuesta frecuencial de primer orden del filtro.

2.c) Si la amplitud del pulso V_p y la anchura de pulso T_o no son exactos:

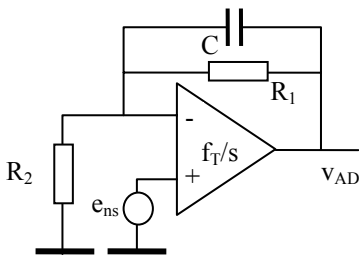
$$\Delta v_{AD} = \left| \frac{\partial v_{AD}}{\partial T_o} \right| \Delta T_o + \left| \frac{\partial v_{AD}}{\partial V_p} \right| \Delta V_p = V_p H_o f \Delta T_o + H_o T_o f \Delta V_p = v_{AD} \left(\frac{\Delta T_o}{T_o} + \frac{\Delta V_p}{V_p} \right)$$

$$\Delta f = f \left(\frac{\Delta T_o}{T_o} + \frac{\Delta V_p}{V_p} \right) \Rightarrow \Delta f_{\max} \Big|_{f=50 \text{ KHz}} = 50000 \left(\frac{0.1}{10} + \frac{0.05}{5} \right) = 500 \text{ Hz}$$

3) Incertidumbre en la medida de f como consecuencia del ruido térmico y del comportamiento frecuencial real del filtro.

3.a) Influencia del ruido térmico.

En las hojas características no hay información sobre la respuesta frecuencial de AO, luego sólo hay que considerar el ruido térmico de las resistencias.



El ruido térmico de las resistencias es blanco y su densidad espectral es

$$e_{ns} = \sqrt{4kTR_p}$$

siendo $R_p = R_1 \parallel R_2 = 6.67 \text{ K}\Omega$

La función de transferencia entre e_{ns} y v_{AD} es

$$G(s) = \frac{\frac{f_T}{s}}{1 + \frac{f_T}{s} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(\frac{\frac{s}{f_o} + 1}{\frac{s}{f_i} + 1} \right)} \xrightarrow{f \gg f_0} \frac{\frac{f_T}{s}}{1 + \frac{f_T}{s}} = \frac{1}{\frac{s}{f_T} + 1}$$

Luego a $T=25^\circ\text{C}$ el valor rms de ruido en v_{AD} es

$$v_{ADrms} = \sqrt{4kTR_p 1.51 f_T} = \sqrt{1.68 \cdot 10^{-20} \cdot 6.67 \cdot 10^3 \cdot 1.51 \cdot 1.5 \cdot 10^6} = 15.9 \mu\text{V}_{rms}$$

Dado que es un ruido aleatorio de naturaleza gaussiana, la desviación típica de las frecuencias que se miden respecto a la que corresponde sin ruido es

$$U_{fNoise} = \frac{\partial f}{\partial v_{AD}} V_{ADrms} = 10^4 \times 15.9 \cdot 10^{-6} = 0.159 Hz$$

3.b) Influencia del comportamiento real del filtro.

Cuando el filtro es real, deja pasar componentes frecuenciales además del nivel de continua. Sólo consideramos el efecto que introduce el primer armónico, ya que los siguientes se amortiguan mucho más.

A la vista del desarrollo en serie de Fourier de una señal pulsante que se proporciona en el enunciado, la amplitud del primer componente armónico de la señal pulsante es:

$$V_{m \text{ armónico } f} = 5.0 \times \frac{2}{\pi} \text{sen} \left(\frac{\pi T_o}{T} \right)$$

La ganancia de filtro para la frecuencia f es

$$|G(f)| = \frac{H_o}{\sqrt{\left(\frac{f}{f_o}\right)^2 + 1}} \xrightarrow{f \gg f_o} H_o \frac{f_o}{f}$$

El máximo error en la salida debido al primer armónico que se propaga en la salida es

$$\Delta v_{ADarmónico} = V_{m \text{ armónico } f} \times |G(f)| = 5.0 \times \frac{2}{\pi} \text{sen}(\pi T_o f) H_o \frac{f_o}{f} \xrightarrow{\pi T_o f \ll 1} 5.0 \times \frac{2}{\pi} \pi T_o f H_o \frac{f_o}{f} = 0.02V$$

Los valores exactos se muestran en la siguiente tabla

f (Hz)	$\Delta v_{ADarmónico}$
1000	0.01999
10000	0.01967
50000	0.01273

No satisface $\pi T_o f \ll 1$

El máximo error absoluto en la medida de la frecuencia es,

$$\Delta f_{Armónicos} = \frac{\partial f}{\partial v_{ADarmónico}} \Delta v_{ADarmónico} = 10^4 \cdot 0.02 = 200 Hz$$

Este error es aproximadamente sinusoidal, por lo que se puede estimar su desviación típica como,

$$U_{Armónico \text{ cos}} = \frac{\Delta f_{Armónico \text{ cos}}}{\sqrt{2}} = 141.42 Hz$$

La incertidumbre debida al efecto combinado del ruido térmico y del primer armónico que deja pasar el filtro, es

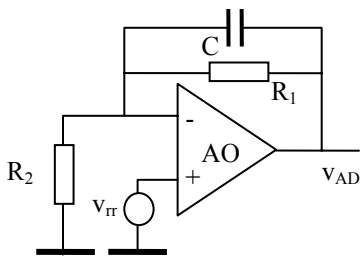
$$I(\text{para } k = 2) = 2 \times \sqrt{U_{fnoise}^2 + U_{Armónico}^2} = 2 \times \sqrt{0.159^2 + 141.42^2} = 242.84 Hz$$

La componente de la incertidumbre que es debida al primer armónico que deja pasar el filtro es dominante frente a la que es introducida por el ruido térmico.

Ambos efectos son de naturaleza aleatoria, por lo que **no introducen error sistemático**

4) Error sistemático e incertidumbre si en la fuente hay un rizado de 0.5 Vpp y 100 Hz.

La razón de rechazo al rizado en la fuente de alimentación es 96 dB.



$$SVRR = 96dB = 10^{\frac{96}{20}} = 63100$$

$$v_{rrpp} = 0.5 \text{ Vpp} / 63100 = 7.9 \cdot 10^{-6} \text{ Vpp}$$

La función de transferencia entre v_{rr} y v_{AD}

$$G_{rr}(s) = \frac{V_{AD}(s)}{V_{rr}(s)} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{\left(\frac{s}{f_1} + 1\right)}{\left(\frac{s}{f_o} + 1\right)}$$

siendo $f_o = 1/R_1C = 100 \text{ Hz}$ y $f_1 = 1/(R_1 \parallel R_2)C = 300 \text{ Hz}$

Dado que la frecuencia del rizado es de 100 Hz,

$$v_{ADrrpp} = v_{rrpp} \times |G_{rr}(100\text{Hz})| = 7.9 \cdot 10^{-6} \times 3 \times \frac{\sqrt{\left(\frac{100}{300}\right)^2 + 1}}{\sqrt{\left(\frac{100}{100}\right)^2 + 1}} = 22.1 \mu\text{V}_{pp}$$

No introduce error sistemático, y la incertidumbre en la medida de la frecuencia para un nivel de confianza del 95% es

$$I_{frr} = 2 \times \frac{\partial f}{\partial v_{AD}} \frac{v_{ADpp}}{2\sqrt{2}} = 0,16 \text{ Hz}$$

5) Modificación del programa y/o del protocolo de medida para eliminar el error sistemático y reducir por 8 la incertidumbre.

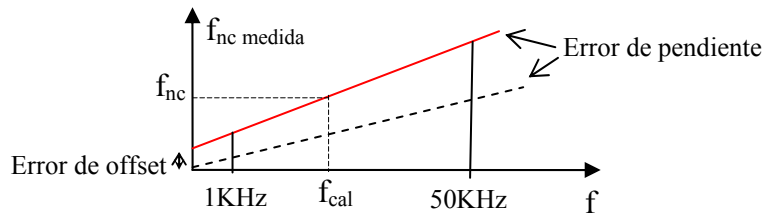
5a) Eliminación del error sistemático.

El error sistemático se tiene que corregir utilizando calibración. En este caso hay dos errores sistemáticos, uno constante debido al offset y otro que varía linealmente con v_{AD} debido a los errores de V_p y T_o . La corrección completa debe hacerse calibrando con dos puntos.

Debería utilizarse el siguiente protocolo:

- Se mide f_{nc1KHz} la frecuencia cuando la entrada es 1Khz
- Se mide la frecuencia $f_{nc50KHz}$ cuando la entrada es 50 KHz
- Cuando se mide una medida desconocida f_{nc} , la medida calibrada es,

$$f_{cal} = \frac{50000 - 1000}{f_{nc50KHz} - f_{nc1KHz}} (f_{nc} - f_{nc1KHz})$$



5b) Reducción de la incertidumbre

La incertidumbre se puede eliminar mediante promediado. Si la medida se realiza N veces y se da como resultado el promedio de las N medidas la incertidumbre se reduce por un factor \sqrt{N} . Luego si se desea reducir la incertidumbre por un factor 8, hay que dar como resultado el promedio de 64 medidas.

En la figura se muestra los elementos para la medida desde un ordenador de la humedad relativa en el interior de un equipo.

Se utiliza el sensor de humedad 2322-691-90001 de Philips, cuya hoja de características se adjunta al examen. El sensor de humedad es de tipo capacitativo, y la capacidad que ofrece es función de la humedad relativa de su entorno.

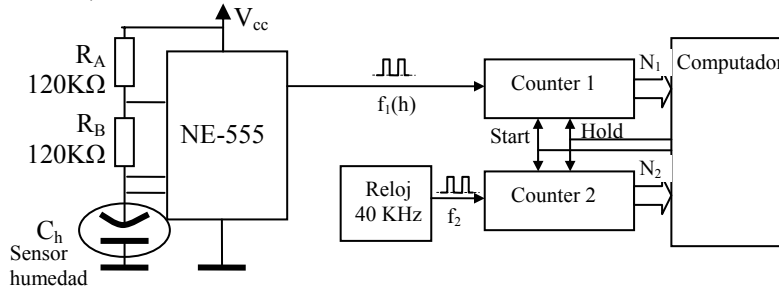
El sensor se ha introducido como parte de un multivibrador realizado con el circuito NE-555. La frecuencia de oscilación de este circuito es:

$$f_1 = \frac{1}{0.69 C_h (R_A + 2 R_B)}$$

Desde el computador se controlan sincronamente dos contadores de 10 bits. El contador 1 cuenta los pulsos a la salida del multivibrador cuya frecuencia f_1 es función de la humedad, mientras que el segundo cuenta los pulsos de un reloj preciso de $f_2=40\text{KHz}$.

Desde el computador se pueden realizar las siguientes operaciones sobre los contadores:

- start() \Rightarrow *Resetea a cero e inicia la cuenta de ambos contadores*
- hold() \Rightarrow *Para la cuenta de ambos contadores*
- count(counter int): int \Rightarrow *Lee la cuenta actual del contador*



En la siguiente tabla se muestra el programa de la función que retorna el tanto por ciento de la humedad relativa que se mide. El programa se basa en iniciar simultáneamente la cuenta de ambos contadores, se cuentan los pulsos de ambas señales durante un tiempo de aproximadamente $T_o=10$ ms, y finalmente, se leen las cuentas de ambos contadores N_1 y N_2 , y se calcula el tanto por ciento de humedad usando las ecuaciones:

$$f_1 = \frac{N_1}{N_2} f_2$$

$$C_h = \frac{1}{0.69 f_1 (R_A + 2R_B)}$$

$$h(\%) = h_o + \frac{C_h - C_o}{S}$$

siendo

$$C_o = 122 \text{ pF} \quad S = 0.4 \text{ pF} / \% \quad h_o = 43.0\%$$

```
function humedad return float;
To=0.01; RA=120000; RB=120000; f2=40000;
Co=122.0 E-12; S=0.4E-12; ho=43.0;
int N1,N2;
float f1,Ch;
begin
start();
delay To;
hold();
N1:= count(1);
N2:= count(2);
f1=N1/N2*f2;
Ch=1/(0.69*f1*(RA+2*RB));
return ho+(Ch-Co)/S;
end;
```

Para este sistema calcular:

- 1) Evaluar el error sistemático y la incertidumbre de la medida de la humedad si se consideran las características del sensor que se describen en su especificación. Indicar que características se consideran y cual es su efecto específico. (4 puntos)
- 2) Evaluar el error sistemático y la incertidumbre de la medida de la humedad debida a los errores de cuantización que introducen los contadores. (2 puntos)
- 3) Evaluar el error sistemático y la incertidumbre en la medida de la humedad si las resistencias R_A y R_B son de una precisión del 1%. (2 puntos)
- 4) Evaluar el error sistemático y la incertidumbre en la medida de la humedad, si la temperatura de la medida varía en el rango 0° a 40° C. (2 puntos)

HUMIDITY SENSOR

QUICK REFERENCE DATA

Humidity range	10 to 90% R.H.
Capacitance at +25 °C, 43% R.H. and 100 kHz	122 pF ± 15%
Sensitivity between 12 and 75% R.H.	0,4 ± 0,05 pF/% R.H.
Frequency range	1 kHz to 1 MHz
Maximum AC or DC voltage	15 V
Storage humidity range	0 to 100% R.H.
Ambient temperature range	0 to +85 °C
Operating	-25 to +85 °C
Storage	

APPLICATION

For humidity measurements in electronic hygrometers for domestic use, self-regulating air humidifiers, etc.

DESCRIPTION

This capacitive atmospheric humidity sensor consists of a non-conductive foil, which is covered on both sides with a layer of gold. The dielectric constant of the foil changes as a function of the relative humidity of the ambient atmosphere and, accordingly, the capacitance value of the sensor is a measure for relative humidity. The foil is clamped between contact springs and assembled in a plastic housing. It is provided with two connecting pins fitting printed-wiring boards with a grid pitch of 2,54 mm, provision is also made for fastening with 3 mm bolts. The characteristics are not affected by an incidental condensation of water on the sensor foil. It should not be exposed to acetone vapour, nor to chlorine vapours.

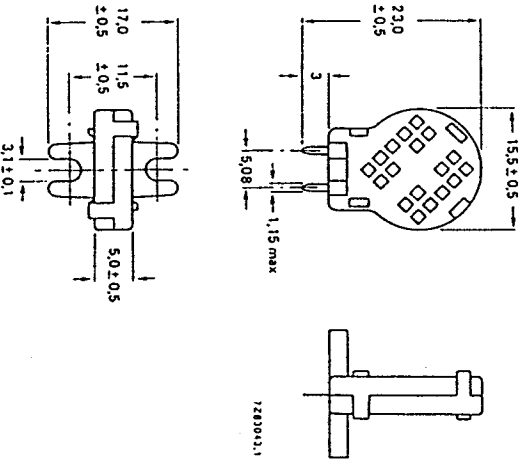


Fig. 1 Dimensions in mm.

ELECTRICAL DATA

Humidity range	10 to 90% R.H.
Capacitance at +25 °C, 43% R.H., 100 kHz	122 pF ± 15%
Tan δ at +25 °C, 100 kHz and 43% R.H.	≤ 0.035
Sensitivity between 12 and 75% R.H.	0,4 ± 0,05 pF/% R.H.
Frequency range	1 kHz to 1 MHz
Temperature dependence	0,1% R.H./K
Response time (to 90% of indicated R.H. change at +25 °C, in circulating air)	< 3 min.
between 10 and 43% R.H.	< 5 min.
between 43 and 90% R.H.	3% approximately
Hysteresis (for R.H. excursion of 10 to 90 to 10%)	15 V
Maximum a.c. or d.c. voltage	0 to 100% R.H.
Storage humidity range	0 to +85 °C
Ambient temperature range	-25 to +85 °C
Operating	
Storage	

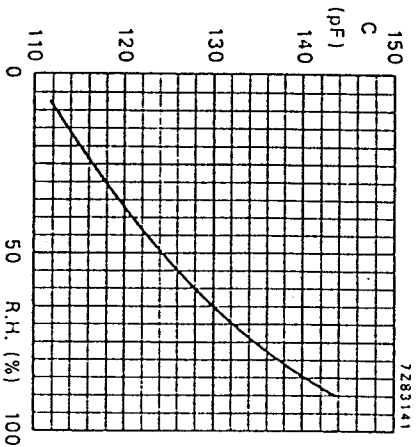


Fig. 2 Typical capacitance/relative humidity characteristic.

Ecuaciones directas del sistema de medida

$$C_h = C_o + S * (h - h_o) = 122.0 \text{ pF} + 0.4 \frac{\text{pF}}{\%} (h - 43.0\%)$$

$$f_1 = \frac{1}{0.69 C_h (R_A + 2 * R_B)} = \frac{1}{0.69 \times C_h \times 360000}$$

$$N_1 = f_1 * T_o = f_1 \times 0.01$$

Aplicando estas ecuaciones los valores que resultan para los valores extremos 10% y 90% y el valor medio de referencia (43%) de las humedades que pueden medirse son:

h(%)	C _h (pF)	f ₁ (pulsos/s)	N ₁
10	108.8	37001,5	370
43	122.0	32998.1	329
90	140.8	28592.1	285

Ecuaciones inversas del sistema de medida

$$f_1 = \frac{f_2}{N_2} \times N_1 = \frac{40000}{400} \times N_1 = 100 \times N_1$$

$$C_h = \frac{1}{0.69 f_1 (R_A + 2 R_B)} = \frac{1}{0.69 \times 360000} \frac{1}{f_1}$$

$$h = h_o + \frac{(C_h - C_o)}{S} = 43.0 + \frac{C_h - 122.0 \cdot 10^{-12}}{0.4}$$

Cuestión 1: Error sistemático e incertidumbre por las características del sensor.

1.a) Error en la capacidad nominal 122.0 ±15%

El error no afecta de forma aleatoria a cada medida, sino que en cada equipo en función del transductor que se coja, tendrá un error diferente:

Incertidumbre: No afecta.

Error sistemático máximo para el punto medio h=43%;

$$\frac{\Delta C_o}{C_o} = 0.15 \Rightarrow \Delta h = \frac{\partial h}{\partial C_o} \Delta C_o = \frac{1}{S} \Delta C_o = \frac{0.15 \times C_o}{S} = \frac{0.15 \times 122}{0.4} = 45,75\%$$

Es un error sistemático muy alto, el sistema necesita calibración para eliminarlo.

1.b) Error en la sensibilidad 0.4±0.05 pF/%h

El error no afecta de forma aleatoria a cada medida, sino que en cada equipo será función del transductor que se utilice:

Incertidumbre: No afecta.

Error sistemático máximo:

$$\Delta S = 0.05 \text{ pF} / \% \Rightarrow \Delta h = \frac{\partial h}{\partial S} \Delta S = -\frac{C_k - C_o}{S^2} \Delta S = \frac{h - h_o}{S} \Delta S$$

$$\text{para } H=10\% \Rightarrow |\Delta h| = \frac{33.0}{0.4} 0.05 = 4.125\% \text{ R.H.}$$

$$\text{para } H=43\% \Rightarrow |\Delta h| = \frac{0.0}{0.4} 0.05 = 0\%$$

$$\text{para } H=90\% \Rightarrow |\Delta h| = \frac{47.0}{0.4} 0.05 = 5.8\%$$

1.c) Error por histéresis 3%

Es un error que influye sobre cada medida en función de los valores previamente medido, luego introduce una incertidumbre.

$$I_h(95\%) = 2 \times \frac{\Delta_{\max} h}{2\sqrt{3}} = \frac{0.03 \times h}{\sqrt{3}}$$

$$h=10\% \Rightarrow I_{10\%RH}(95\%)=0.17\%RH$$

$$h=90\% \Rightarrow I_{90\%RH}(95\%)=1.56\%RH$$

2) Error sistemático e incertidumbre debido a la cuantización de los contadores.

En una cuenta el rango x.000 a x.999 se representa por x, esto supone un error

$$\text{sistemático de } 0.5 \text{ y una desviación estándar } U_N = \frac{0.5}{\sqrt{3}} = 0.29$$

La dependencia entre la humedad medida y la cuenta es,

$$\frac{\partial h}{\partial N_1} = \frac{\partial h}{\partial C_h} \frac{\partial C_h}{\partial f} \frac{\partial f}{\partial N_1} = \left[\frac{1}{S} \right] \left[-\frac{C_h}{f_1} \right] [100]$$

$$\frac{\partial h}{\partial N_2} = \frac{\partial h}{\partial C_h} \frac{\partial C_h}{\partial f} \frac{\partial f}{\partial N_2} = \left[\frac{1}{S} \right] \left[-\frac{C_h}{f_1} \right] \left[\frac{f_1}{N_2} \right]$$

Error sistemático en la medida de la humedad relativa,

$$|\Delta h_{RH}| = \left| \frac{\partial h}{\partial N_1} \Delta N_1 \right| + \left| \frac{\partial h}{\partial N_2} \Delta N_2 \right| \Rightarrow$$

$$\text{Para } h = 43\% \quad \Delta h_{RH} = \frac{122 \times 100}{0.4 \times 32998.1} 0.5 + \frac{122}{0.4 \times 400} = 0.84\%RH$$

Incertidumbre en la medida de la humedad relativa

$$I_{hRH}(95\%) = 2 \times \sqrt{\left[\frac{\partial h}{\partial N_1} U_N \right]^2 + \left[\frac{\partial h}{\partial N_2} U_N \right]^2} \Rightarrow$$

$$\text{Para } h = 43\% \quad I_{hRH} = 2 \times \sqrt{\left[\frac{122 \times 100}{0.4 \times 32998.1} \frac{0.5}{\sqrt{3}} \right]^2 + \left[\frac{122}{0.4 \times 400} \frac{0.5}{\sqrt{3}} \right]^2} = 0.69\%RH$$

3. Errores por la precisión de las resistencias

Es un error sistemático, ya que una vez colocadas las resistencias en el sistema de medida, estas no se modifican

Incertidumbre: No genera

Error sistemático:

$$\begin{aligned} \text{Si } R_A \text{ y } R_B \text{ tienen un error del } 1\% \Rightarrow \Delta(R_A + 2R_B) &= 0.01 \cdot 360000 = 3600 \\ \Delta h_{RH} &= \frac{\partial h}{\partial (R_A + 2R_B)} \Delta(R_A + 2R_B) = \frac{1}{0.4} \frac{C_h}{R_A + 2R_B} \Delta(R_A + 2R_B) = \\ \text{para una medida } h = 43\% \quad \Delta h_{RH} &= \frac{122}{0.4 \times 360000} 3600 = 3.05\% \end{aligned}$$

4. Error por cambio en la temperatura en el rango 0° a 40°.

Dependencia temperatura = 0.1%R.H./°K

Si las medidas se realizan a una temperatura constante diferentes de la nominal 25°C el error sería sistemático. Por ejemplo si la temperatura en la que se mide es la extrema 40°, el error sistemático es

$$\Delta h = 0,1 \%RH / ^\circ K \times (25 - 0)^\circ K = 2.5\%RH$$

Si entre medida y medida la temperatura cambia dentro de un rango, introduciría incertidumbre. Si se considera que entre medida y medida de la humedad la temperatura puede cambiar entre 0° y 40°, la incertidumbre que existirá será

$$I_{h_{RH}} (95\%) = 2 \times \frac{0.1 \times 40}{2 \times \sqrt{3}} = 2,3 \%RH$$

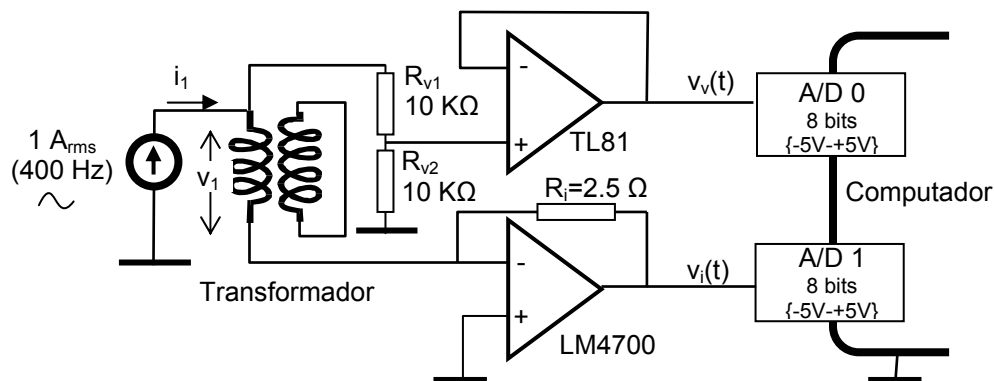
INSTRUMENTACION ELECTRONICA DE COMUNICACIONES

Septiembre, 2009

5° curso de Ingeniería de Telecomunicación

Se desea medir las pérdidas de un transformador a una frecuencia de 400 Hz, a través de un sistema de instrumentación basado en un computador. Se quieren medir las pérdidas de potencia cuando la intensidad del primario es de 1 amperio rms y el secundario está cortocircuitado (bajo estas condiciones el módulo de la impedancia que se espera entre los terminales del primarios es del orden de 5Ω).

En la figura se muestra el circuito con el que se mide la potencia de pérdidas. Se utiliza una fuente de intensidad de aproximadamente 1 A rms y 400 Hz de frecuencia con el que se alimenta el primario del transformador. La tensión que resulta en el primario se mide utilizando el amplificador operacional TL081, y la intensidad que efectivamente pasa por el primario se mide utilizando un convertidor intensidad/tensión que se construye utilizando el amplificador de potencia LM 4700, cuyas hojas de características se adjuntan. Las tensiones resultantes que miden la tensión y la intensidad en el primario se miden a través de sendos conversores A/D de 8 bits de resolución y de ± 5 V de rango.



En la siguiente tabla se muestra el programa con el que se mide la potencia. En el programa se obtienen $N=25$ muestras de un periodo y se evalúa la potencia como:

$$P_{perdidas} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t)v(t)dt \approx \frac{1}{A_v R_i N} \sum_{i=0}^{N-1} v_{AD0}(i)v_{AD1}(i)$$

siendo $A_v = 0.5$ la ganancia del amplificador tensión/tensión y $R_i = 2.5 \text{ V/A}$ la transresistencia de convertor I-V

```
procedure PotenciaPerdidas return Float is
  T: Duration :=1.0/400.0/25; Av: Float :=0.5 ; Ri : Float:= - 2.5; N: Integer:=25;
  Acum :Float :=0.0;
  (* La función ReadADx lee la tensión en el convertor ADx en voltios *)
begin
  for i in 0..N-1 loop begin
    Acum:=Acum+ReadAD0 * ReadAD1;
    delay T;
  end;
  return Acum/Av/Ri*N;
end;
```

Para este sistema de medida, determinar:

- a) La incertidumbre con la que se mide la potencia de pérdidas como consecuencia de la resolución de los conversores A/D que se utilizan. (2.5 puntos)
- b) Si se consideran los offsets que introducen el amplificador de medida de la tensión, y el amplificador del conversor I/V, cual es el error máximo que se comete en la medida de la potencia de pérdidas. (2.5 puntos)
- c) Realizar el análisis térmico del conversor I-V. ¿Necesita un disipador térmico?, y en caso positivo, cual es la máxima resistencia térmica que debe colocarse. Considerar que los amplificadores operacionales se alimentan con ± 9 V y a una temperatura ambiente de 25°C (2.5 puntos)
- d) Si la resistencia R_i que utiliza el conversor I/V tiene una precisión del 1%, cual es el error sistemático máximo y la incertidumbre que se introduce en la medida de la potencia de pérdidas del transformador. (2.5 puntos)

LM4700

Overture™ Audio Power Amplifier Series 30W Audio Power Amplifier with Mute and Standby Modes

General Description

The LM4700 is an audio power amplifier capable of delivering typically 30W of continuous average output power into an 8Ω load with less than 0.1% THD+N.

The LM4700 has an independent smooth transition fade-in/out mute and a power conserving standby mode which can be controlled by external logic.

The performance of the LM4700, utilizing its Self Peak Instantaneous Temperature (°Ke) (**SPiKe™**) protection circuitry, places it in a class above discrete and hybrid amplifiers by providing an inherently, dynamically protected Safe Operating Area (SOA). **SPiKe** protection means that these parts are completely safeguarded at the output against over-voltage, undervoltage, overloads, including thermal runaway and instantaneous temperature peaks.

Key Specifications

- THD+N at 1kHz at continuous average output power of 25W into 8Ω: 0.1% (max)
- THD+N from 20Hz to 20kHz at 30W of continuous average output power into 8Ω: 0.08% (typ)
- Standby current: 2.1mA (typ)

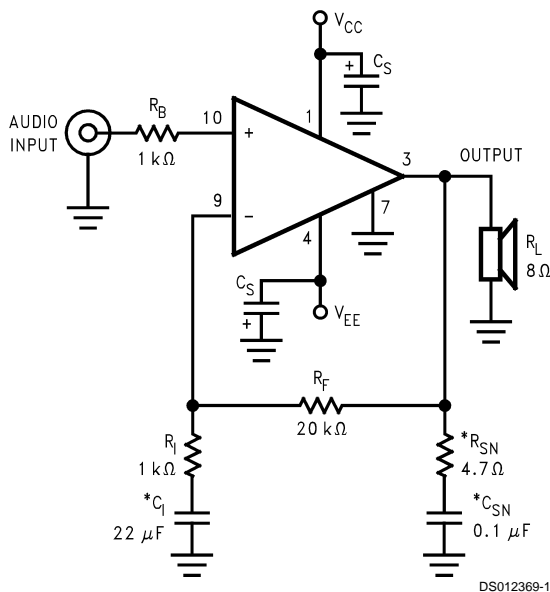
Features

- **SPiKe** Protection
- Minimal amount of external components necessary
- Quiet fade-in/out mute function
- Power conserving standby-mode
- Isolated 11-lead TO-220 package
- Wide supply range 20V - 66V

Applications

- Component stereo
- Compact stereo

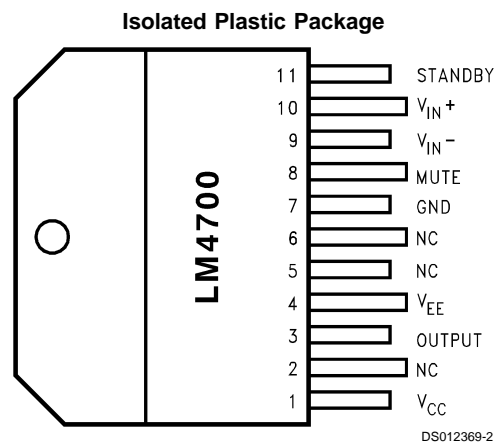
Typical Application



*Optional components dependent upon specific design requirements. Refer to the External Components Description section for a component functional description.

FIGURE 1. Typical Audio Amplifier Application Circuit

Connection Diagram



Top View
Order Number LM4700TF or LM4700T
See NS Package Number TF11B for Staggered Lead Isolated Package
See TA11B for Staggered Lead Non-Isolated Package

Absolute Maximum Ratings (Notes 4, 5)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage $ V_{CC} + V_{EE} $ (No Signal)	66V
Supply Voltage $ V_{CC} + V_{EE} $ (with Input and Load)	64V
Common Mode Input Voltage (V_{CC} or V_{EE}) and $ V_{CC} + V_{EE} \leq 60V$	
Differential Input Voltage	60V
Output Current	Internally Limited
Power Dissipation (Note 6)	62.5W
ESD Susceptibility (Note 7)	2000V

Junction Temperature (Note 8)	150°C
Thermal Resistance	
θ_{JC} (Note 14)	2°C/W
θ_{JA}	43°C/W
Soldering Information	
TF Package (10 sec.)	260°C
Storage Temperature	-40°C $\leq T_A \leq$ +150°C

Operating Ratings (Notes 4, 5)

Temperature Range	-20°C $\leq T_A \leq$ +85°C
$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	
Supply Voltage $ V_{CC} + V_{EE} $ (Note 1)	20V to 64V

Electrical Characteristics

(Notes 4, 5) The following specifications are for $V_{CC} = +28V$, $V_{EE} = -28V$ with $R_L = 8\Omega$, unless otherwise specified. Limits apply for $T_A = 25^\circ C$.

Symbol	Parameter	Conditions	LM4700		Units (Limits)
			Typical (Note 9)	Limit (Note 10)	
$ V_{CC} + V_{EE} $	Power Supply Voltage (Note 11)	GND - $V_{EE} \geq 9V$	18	20	V (min)
				64	V (max)
P_O (Note 3)	Output Power (Continuous Average)	THD + N = 0.1% (max), $f = 1$ kHz $R_L = 8\Omega$, $ V_{CC} = V_{EE} = 28V$	30	25	W/ch (min)
		$R_L = 4\Omega$, $ V_{CC} = V_{EE} = 20V$ (Note 13)	22	15	W/ch (min)
THD + N	Total Harmonic Distortion Plus Noise	30W/ch, $R_L = 8\Omega$, 20 Hz $\leq f \leq$ 20 kHz, $A_V = 26$ dB	0.08		%
SR (Note 3)	Slew Rate	$V_{IN} = 1.414$ Vrms, $t_{rise} = 2$ ns	18	12	V/ μ s (min)
I_{TOTAL} (Note 2)	Total Quiescent Power Supply Current	$V_{CM} = 0V$, $V_O = 0V$, $I_O = 0$ mA Standby: Off	25	40	mA (max)
		Standby: On	2.1		mA
Standby Pin V_{IL}	Standby Low Input Voltage	Not in Standby Mode		0.8	V (max)
		In Standby Mode	2.0	2.5	V (min)
Mute Pin V_{IL}	Mute Low Input Voltage	Output Not Muted		0.8	V (max)
		Output Muted	2.0	2.5	V (min)
V_{IH}	Mute High Input Voltage				
A_M	Mute Attenuation	$V_{PIN8} = 2.5V$	115	80	dB (min)
V_{OS} (Note 2)	Input Offset Voltage	$V_{CM} = 0V$, $I_O = 0$ mA	2.0	15	mV (max)
I_B	Input Bias Current	$V_{CM} = 0V$, $I_O = 0$ mA	0.2	0.5	μ A (max)
I_{OS}	Input Offset Current	$V_{CM} = 0V$, $I_O = 0$ mA	0.002	0.2	μ A (max)
I_O	Output Current Limit	$ V_{CC} = V_{EE} = 10V$, $t_{ON} = 10$ ms, $V_O = 0V$	3.5	2.9	A_{PK} (min)
V_{OD} (Note 2)	Output Dropout Voltage (Note 12)	$ V_{CC} - V_{OL} $, $V_{CC} = 20V$, $I_O = +100$ mA	1.8	2.3	V (max)
		$ V_O - V_{EE} $, $V_{EE} = -20V$, $I_O = -100$ mA	2.5	3.2	V (max)
PSRR (Note 2)	Power Supply Rejection Ratio	$V_{CC} = 30V$ to $10V$, $V_{EE} = -30V$, $V_{CM} = 0V$, $I_O = 0$ mA	115	85	dB (min)
		$V_{CC} = 30V$, $V_{EE} = -30V$ to $-10V$	110	85	dB (min)
		$V_{CM} = 0V$, $I_O = 0$ mA			

Electrical Characteristics (Continued)

(Notes 4, 5) The following specifications are for $V_{CC} = +28V$, $V_{EE} = -28V$ with $R_L = 8\Omega$, unless otherwise specified. Limits apply for $T_A = 25^\circ C$.

Symbol	Parameter	Conditions	LM4700		Units (Limits)
			Typical (Note 9)	Limit (Note 10)	
CMRR (Note 2)	Common Mode Rejection Ratio	$V_{CC} = 35V$ to $10V$, $V_{EE} = -10V$ to $-35V$, $V_{CM} = 10V$ to $-10V$, $I_O = 0$ mA	110	80	dB (min)
A_{VOL} (Note 2)	Open Loop Voltage Gain	$R_L = 2$ k Ω , $\Delta V_O = 30V$	110	90	dB (min)
GBWP	Gain-Bandwidth Product	$f_O = 100$ kHz, $V_{IN} = 50$ mVrms	7.5	5	MHz (min)
e_{IN} (Note 3)	Input Noise	IHF—A Weighting Filter $R_{IN} = 600\Omega$ (Input Referred)	2.0	8	μV (max)
SNR	Signal-to-Noise Ratio	$P_O = 1W$, A-Weighted, Measured at 1 kHz, $R_S = 25\Omega$	98		dB
		$P_O = 25W$, A-Weighted Measured at 1 kHz, $R_S = 25\Omega$	108		dB

Note 1: Operation is guaranteed up to 64V, however, distortion may be introduced from SPIKE Protection Circuitry if proper thermal considerations are not taken into account. Refer to the **Application Information** section for a complete explanation.

Note 2: DC Electrical Test; Refer to Test Circuit #1.

Note 3: AC Electrical Test; Refer to Test Circuit #2.

Note 4: All voltages are measured with respect to the GND (pin 7), unless otherwise specified.

Note 5: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.

Note 6: For operating at case temperatures above $25^\circ C$, the device must be derated based on a $150^\circ C$ maximum junction temperature and a thermal resistance of $\theta_{JC} = 2^\circ C/W$ (junction to case). Refer to the section, Determining the Correct Heat Sink, in the Application Information section.

Note 7: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Note 8: The operating junction temperature maximum is $150^\circ C$, however, the instantaneous Safe Operating Area temperature is $250^\circ C$.

Note 9: Typicals are measured at $25^\circ C$ and represent the parametric norm.

Note 10: Limits are guarantees that all parts are tested in production to meet the stated values.

Note 11: V_{EE} must have at least $-9V$ at its pin with reference to ground in order for the under-voltage protection circuitry to be disabled. In addition, the voltage differential between V_{CC} and V_{EE} must be greater than 14V.

Note 12: The output dropout voltage, V_{OD} , is the supply voltage minus the clipping voltage. Refer to the Clipping Voltage vs. Supply Voltage graph in the Typical Performance Characteristics section.

Note 13: For a 4 Ω load, and with $\pm 20V$ supplies, the LM4700 can deliver typically 22 Watts of continuous average power per channel with less than 0.1% (THD+N). With supplies above $\pm 20V$, the LM4700 cannot deliver more than 22 watts into 4 Ω due to current limiting of the output transistors. Thus, increasing the power supply above $\pm 20V$ will only increase the internal power dissipation, not the possible output power. Increased power dissipation will require a larger heat sink as explained in the Application Information section.

Note 14: Preliminary engineering evaluation of θ_{JC} for the TF package has been assessed as $2^\circ C/W$. This is a preliminary engineering number and represents the data to this point. Please contact your local National Semiconductor sales representative for more information.

INSTRUMENTACION ELECTRONICA DE COMUNICACIONES

5º curso de Ingeniería de Telecomunicación
Solución del examen

Septiembre, 2009

Ecuaciones directas:

$$v_{AD0}(t) = A_v v_1(t) = \frac{R_{v2}}{R_{v1} + R_{v2}} v_1(t) = 0.5 v_1(t)$$

$$v_{AD1}(t) = R_I i_1(t) = -R_I i_1(t) = -2.5 i_1(t)$$

$$P_p = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} v_1[i] i_1[i]$$

Ecuaciones inversa:

$$P_p = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} v_1[i] i_1[i] = \frac{1}{A_v \times R_I \times N} \sum_{i=0}^{N-1} v_{AD0}[i] v_{AD1}[i]$$

Valores típicos de la medida:

$$i_{1rms} = 1A_{rms} \Rightarrow i_{1max} = 1,41 A \Rightarrow v_{AD1rms} = 2.5 V \quad v_{AD1max} = 3.54 V$$

$$v_{1rms} = 5V_{rms} \Rightarrow v_{1max} = 7,07 A \Rightarrow v_{AD1rms} = 2.5 V \quad v_{AD0max} = 3.54 V$$

$$P_p = I_{1rms} V_{1rms} = 5 W$$

1º Incertidumbre de la medida de la potencia de pérdidas, como consecuencia de los errores de cuantización de los conversores A/D.

Como consecuencia de la resolución de 8 bits del convertidor A/D, cada medida de v_{AD0} o v_{AD1} tiene una desviación típica U_{AD0} y U_{AD1} estimada de valor

$$U_{AD0} = U_{AD1} = \frac{1}{2^8 \times 2 \times \sqrt{3}} = 0.0011 V$$

La expresión con la que se calcula la potencia de pérdidas en función de los 25 valores de $v_{AD0}[i]$ y de los 25 valores $v_{AD1}[i]$ es,

$$P_{Perdidas} = \frac{1}{A_v \times R_I \times N} \sum_{i=0}^{N-1} v_{AD0}[i] v_{AD1}[i]$$

La desviación típica de las medidas de la potencia de pérdidas en función de la desviación típica de las medidas de las $v_{AD0}[i]$ y $v_{AD1}[i]$ es

$$U_{Pp}^2 = \sum_{i=0}^{N-1} \left[\frac{\partial Pp}{\partial v_{AD0}} \right]^2 U_{AD0}^2 + \sum_{i=0}^{N-1} \left[\frac{\partial Pp}{\partial v_{AD1}} \right]^2 U_{AD1}^2$$

Dado que

$$\frac{\partial Pp}{\partial v_{AD0}[i]} = \frac{1}{A_v R_I N} v_{AD1}[i] \quad \text{y} \quad \frac{\partial Pp}{\partial v_{AD1}[i]} = \frac{1}{A_v R_I N} v_{AD0}[i]$$

La desviación típica de las medidas de la potencia de pérdidas resulta,

$$\begin{aligned}
U_{Pp}^2 &= \frac{U_{AD0}^2}{A_v^2 R_I^2} \sum_{i=0}^{N-1} \left[\frac{v_{AD1}[i]}{N} \right]^2 + \frac{U_{AD1}^2}{A_v^2 R_I^2} \sum_{i=0}^{N-1} \left[\frac{v_{AD0}[i]}{N} \right]^2 = \frac{U_{AD0}^2 v_{AD1rms}^2}{A_v^2 R_I^2} + \frac{U_{AD1}^2 v_{AD1rms}^2}{A_v^2 R_I^2} = \\
&= \frac{U_{AD0}^2 i_{1rms}^2}{A_v^2} + \frac{U_{AD1}^2 v_{1rms}^2}{R_I^2} \approx 1.02E - 5 W^2
\end{aligned}$$

La incertidumbre de la potencia de pérdidas del transformador que resulta para un 95% de nivel de confianza es

$$U_{Pp} = 0.0032 W \quad \Rightarrow I_{Pp}(95\%) = 2 * UPp = 0.0064 W$$

2. Error máximo en la medida de la potencia de pérdidas del transformador debida a los offsets de los amplificadores operacionales.

De las hojas características de los amplificadores operacionales

$$V_{offset TL081} = 3 \text{ mV}$$

$$V_{offset LM4700} = 2 \text{ mV}$$

No se considera las intensidad de offset del LM4700, ya que las resistencias son muy bajas.

De acuerdo con el circuito de medida

$$V_{AD0Offset} = V_{offset TL081} + V_{offset LM4700} = 5 \text{ mV}$$

$$V_{AD1Offset} = V_{offset LM4700} = 2 \text{ mV}$$

El efecto sobre la medida de la potencia de pérdidas

$$\begin{aligned}
P_p + \Delta P_p &= \frac{1}{A_v R_I N} \sum_{i=0}^N (v_{AD0i}[i] + V_{AD0Offset}) (v_{AD1}[i] + V_{AD1Offset}) \approx \\
&\frac{1}{A_v R_I N} \left(\sum_{i=0}^N v_{AD0i}[i] v_{AD1}[i] + V_{AD1Offset} \sum_{i=0}^N v_{AD0i}[i] + V_{AD0Offset} \sum_{i=0}^N v_{AD1}[i] + N V_{AD0Offset} V_{AD1Offset} \right)
\end{aligned}$$

Dado que el valor medio de las señales sinusoidales es nulo, el error en la medida de la potencia de pérdidas es

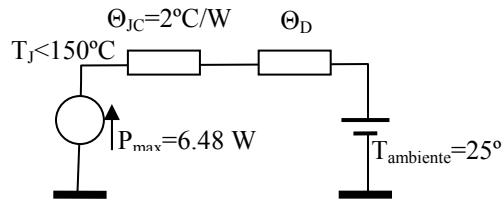
$$\Delta P_p = \frac{V_{AD1Offset} V_{AD0Offset}}{A_v R_I} = 3.2E - 6 W$$

3. Análisis térmico del convertor I/V

La máxima potencia que puede tener que eliminar el amplificador LM4700 es

$$P_{disipadaAO} = 0.2 \frac{V_{CC}^2}{R_L} = 0.2 \frac{9^2}{2.5} = 6.48 W$$

Se necesita disipador, ya que $TJ = T_{ambiente} + P_{max} * \Theta_{JA} = 25 + 6.48 * 43 = 303^\circ C > 150^\circ C$



La resistencia térmica del disipador que se requiere es:

$$\Theta_D < \frac{T_{J \max} - T_{\text{ambiente}}}{P_{\max}} - \Theta_{JC} = \frac{150 - 25}{6.48} - 2 = 17.3^\circ \text{C/W}$$

4. Efecto de la resistencia R_i

La precisión de la resistencia implica un valor desconocido, pero permanente, por lo que produce un error sistemático, y no genera incertidumbre.

El error sistemático máximo que introduce es:

$$\Delta P_p = \left| \frac{\partial P_p}{\partial R_i} \right| \Delta R_i = \frac{1}{A_v R_i^2 N} \sum v_{AD0}[i] v_{AD1}[i] \Delta R_i = P_p \frac{\Delta R_i}{R_i} = 0.01 P_p = 0.05 \text{ W}$$