

NOTAS DE CLASE

Convertidores Tensión - Frecuencia y Frecuencia - Tensión

OBJETIVOS - CONOCIMIENTOS PARA EL COLOQUIO:

Se pretende que el alumno pueda reconocer los parámetros más importantes de cada circuito integrado específico y poder individualizarlos en las hojas de datos correspondientes.

Deberá, también, poder identificar en el circuito interno las principales etapas de los circuitos integrados estudiados en clase.

Autores:

Ing. Sergio Eberlein (Profesor Asociado)
Ing. Osvaldo Vázquez (Profesor Adjunto)

Edición 2012.1

Índice

1.	Introducción:	3
2.	Conversores Tensión – Frecuencia y Frecuencia – Tensión.	3
3.	El conversor LM331.	3
3.1	Diagrama interno LM331:	4
3.2	El LM331 como conversor frecuencia a tensión.	5
3.3	El LM331 como conversor tensión a frecuencia.	8
3.4	Características principales del LM331:	9
4.	El conversor LM2907	11
4.1	Características principales del LM2907	15
5.	Bibliografía:	15

1. Introducción:

Hoy en día, el hecho de conseguir un microcontrolador de 8 pines por aproximadamente 1 dólar hace que el uso de gran variedad de circuitos con funciones específicas sean ya de poca utilización para nuevos diseños. No obstante algunos de ellos pueden encontrarse con mucha frecuencia en gran cantidad de equipos.

Además el estudio de estos integrados nos permitirá familiarizarnos con la forma de presentación de sus prestaciones por parte de los fabricantes.

2. Conversores Tensión – Frecuencia y Frecuencia – Tensión.

La función de un **conversor tensión – frecuencia** es la de convertir una señal analógica a una serie de pulsos. La principal aplicación de este dispositivo es la implementación en una manera muy sencilla de una conversión analógica a digital. La razón para realizar este tipo de conversión es que es mucho mas fácil transmitir y decodificar con precisión una serie de pulsos que una señal analógica, sobre todo, si la distancia a la que se debe transmitir la señal es larga y ruidosa. En estos casos se colocará al final de la línea de transmisión, un **conversor frecuencia – tensión** para obtener nuevamente una señal analógica.

La aplicación mas común de los **conversores frecuencia – tensión** esta dada en la medición de velocidad de motores donde una serie de pulsos, proporcional a la velocidad del motor, es transformada en una señal analógica para ser medida y quizás también utilizada para realizar un control de la velocidad.

Usualmente los conversores tensión – frecuencia tiene especificaciones mas estrictas que un **VCO (oscilador controlado por tensión)**, circuito sobre el cual ya dimos algún ejemplo práctico en el tema de A.O.

Las especificaciones necesarias para una buena conversión son:

- a) Un rango dinámico amplio (cuatro décadas o más).
- b) Bajo error de linealidad (desviación de la recta de proporcionalidad $V = k F$), en general menor al 0.1 %.
- c) Precisión y estabilidad (con la temperatura y variaciones de la tensión de alimentación) en el factor de escala k de la conversión.

Existen dos formas de construir un **conversor tensión – frecuencia**, una es a partir de un VCO al que se le ajustan lo más posible las especificaciones de diseño y la otra es a través de configuraciones circuitales de balanceo de carga.

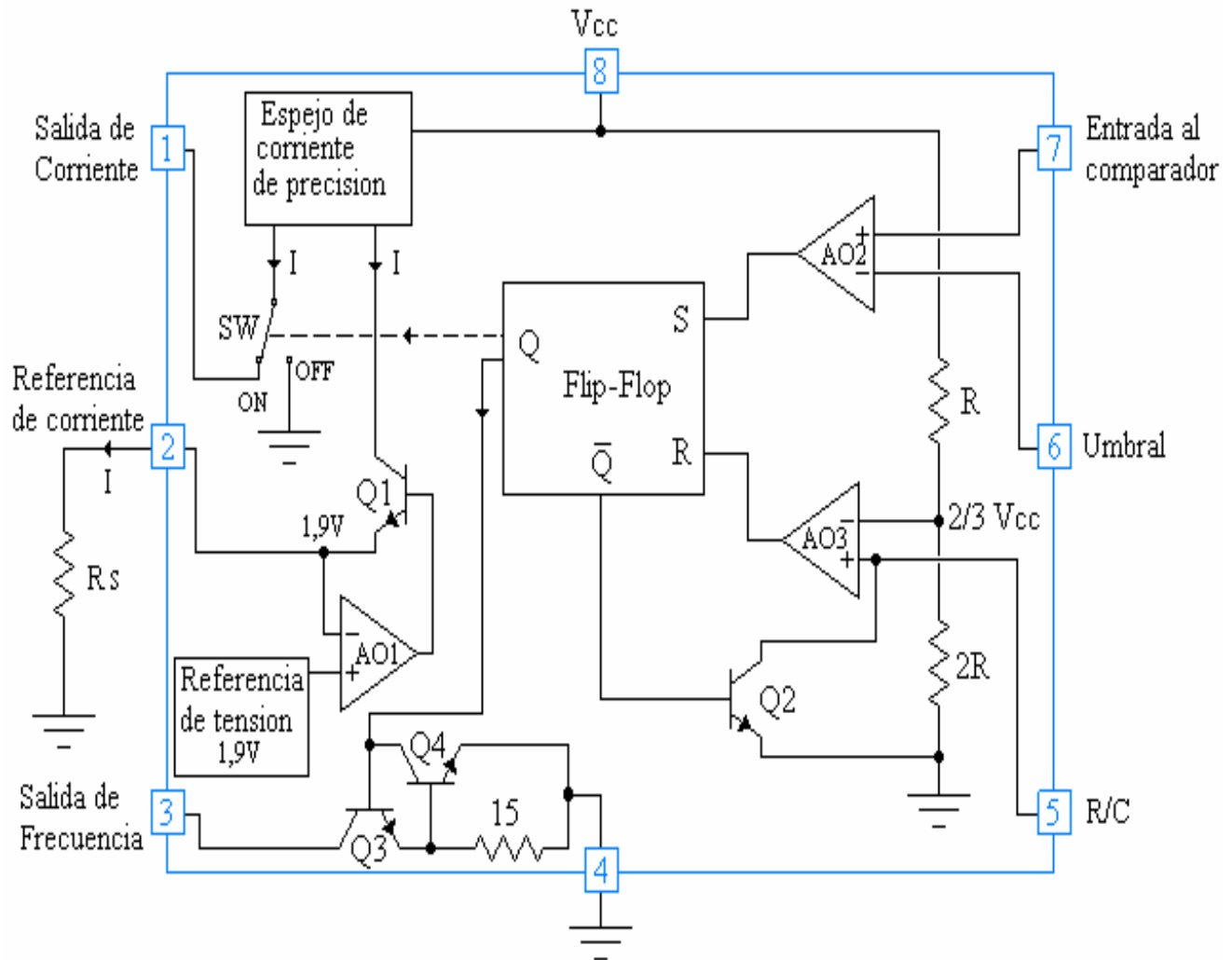
Nosotros estudiaremos dos circuitos integrados que se basan en el principio de **balanceo de cargas**.

3. El conversor LM331.

El conversor LM331 es un integrado de gran versatilidad que puede operar con fuente simple y con errores aceptables en el rango de 1 Hz a 10 KHz.

Esta pensado para realizar tanto la conversión tensión – frecuencia, como para la conversión frecuencia–tensión.

3.1 Diagrama interno LM331:



El dispositivo consta de una referencia de tensión (Band-gap) de 1,9V muy estable térmicamente y que trabaja bien en un amplio rango de tensiones de alimentación que va desde 4V a 40V.

La tensión de referencia se copia en el pin 2 mediante un AO que se encuentra realimentado negativamente a través de la juntura B-E de Q1. De esta forma, la corriente de referencia que sale por el pin 2 viene dada por $I = 1,9V / R_s$, siendo R_s la resistencia externa conectada en este pin.

Esta corriente I se copia mediante un espejo de corriente de precisión y se envía a una llave (SW) que se conectará con la salida (pin 1) o se derivará a masa dependiendo del estado en la salida Q del F-F. Este último es un F-F RS asincrónico y está comandado por dos comparadores formados por AO2 y AO3; el primero seteará el F-F cuando la tensión en el pin 7 sea mayor o igual a la del pin 6 y el segundo reseteará el F-F cuando la tensión en el pin 5 alcance $2/3$ de V_{cc} .

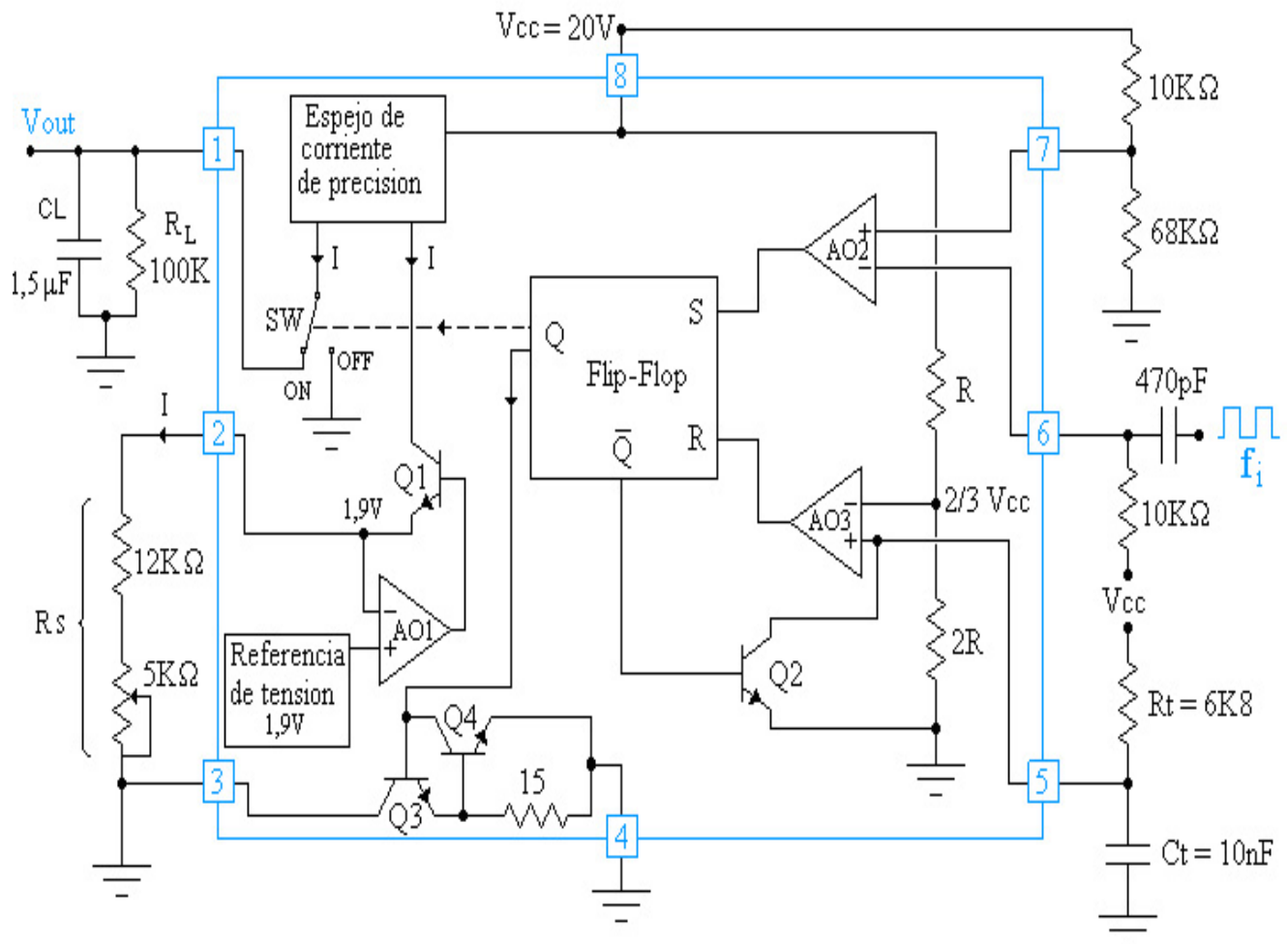
A la vez que se resetea el F-F, al estar Q negado en estado alto, se satura Q2 y se conecta el pin 5 a masa, con lo que el AO3 conmuta nuevamente y R vuelve a cero.

En el caso que S siga en estado alto ($V_7 > V_6$) cuando la tensión en el pin 5 alcanza los $2/3$ de V_{cc} , entonces el F-F no se reseteará y la salida de corriente seguirá conectada.

Por último, el F-F también comanda la salida de frecuencia (pin 3) mediante el transistor Q3 y mediante Q4 se protege la salida por sobrecarga de corriente.

3.2 El LM331 como conversor frecuencia a tensión.

En la siguiente figura vemos un circuito típico de aplicación sugerido por el fabricante en las hojas de datos del circuito integrado para la conversión frecuencia - tensión.



La entrada está formada por un filtro pasa altos con una frecuencia de corte mucho mayor que la máxima de entrada, lo que hace que el pin 6 vea solo los saltos de la onda de entrada y de esta forma se obtiene una serie de pulsos positivos y negativos montados sobre la continua V_{cc} . Por otro lado, la tensión en el pin 7 está fijada por el divisor resistivo y es aproximadamente $(0,87 \times V_{cc})$. Cuando el pulso negativo hace que V_6 baje sobre el nivel de V_7 , el comparador (AO2) conmuta su salida a un estado alto y setea el F-F llevando a la llave SW a ON y conectando la corriente I con la salida (pin 1).

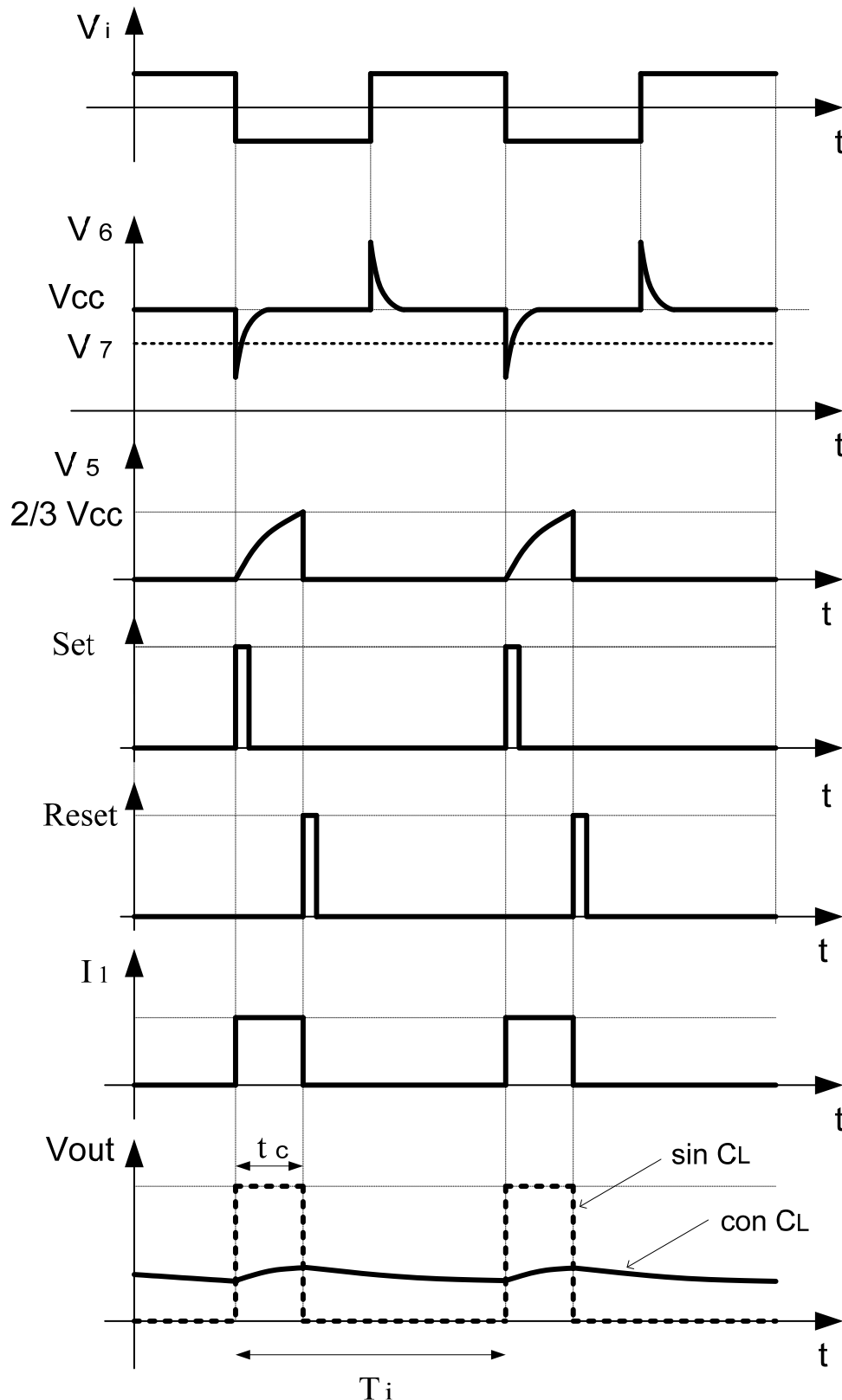
Cuando el nivel de V_6 vuelve a superar a V_7 , el set se hace cero nuevamente pero el F-F mantiene su estado anterior.

A la vez que se produce el seteo del F-F, el transistor Q2 entra en corte y comienza a cargarse C_t a través de R_t . Esta condición se mantiene (durante t_c) hasta que la tensión en el pin 5 alcanza $2/3$ de V_{cc} ; un instante después el comparador (AO3) resetea el F-F llevando a la llave SW a OFF; al mismo tiempo, Q negado hace que el transistor Q2 conduzca y el capacitor se descarga rápidamente. Esto hace que el comparador vuelva a conmutar llevando el reset a cero. Este estado se mantiene hasta que el F-F se setea con el inicio de un nuevo período de la frecuencia de entrada y el ciclo se repite.

Es importante notar que el tiempo de carga t_c del capacitor debe ser menor al período T_i de la frecuencia de entrada, para que el F-F pueda resetearse antes que comience un nuevo ciclo.

La corriente de salida en el pin 1 tendrá entonces un valor I durante un tiempo t_c (independiente de la frecuencia de entrada) y será cero durante el resto del período ($T_i - t_c$), o sea que a mayor frecuencia, este tiempo es menor, y en promedio se obtiene un mayor nivel de voltaje en V_{out} .

Un filtro pasa bajos en la salida da como resultado un nivel de continua V_{out} que es proporcional a la frecuencia de entrada f_{in} .



El tiempo t_c se calcula resolviendo la ecuación exponencial de carga de un capacitor a través de una resistencia, resultando

$$t_c = 1,1 (Rt.Ct)$$

De esta forma integrando la tensión de salida V_{out} (valor medio de la señal):

$$V_{out} = \frac{1}{T_i} \int |V_{out}(t)| dt = \frac{1}{T_i} \int R_L \cdot i_1(t) \cdot dt = \frac{1}{T_i} \int R_L \cdot \frac{1,9 V}{R_s} \cdot dt$$

Luego integrando en el tiempo t_c que la corriente es distinta de cero, resulta:

$$V_{out} = \frac{1}{T_i} R_L \frac{1,9 V}{R_s} t_c = \frac{1}{T_i} R_L \frac{1,9 V}{R_s} 1,1 R t C t$$

Generalizando la ecuación teórica, agregando el factor G (factor de conversión de escala, dado por el fabricante, que contempla las no idealidades y dispersiones internas del circuito integrado) resulta:

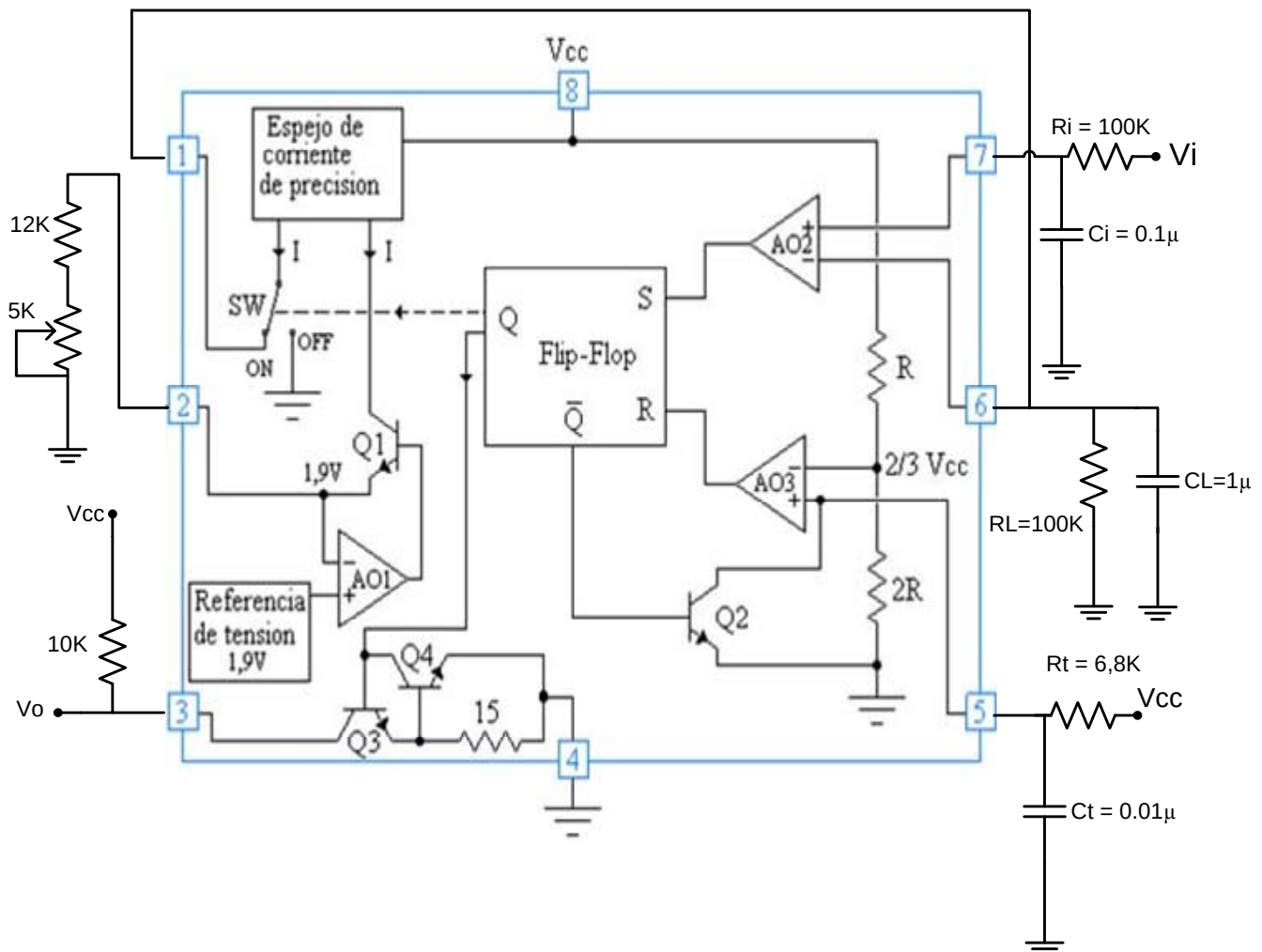
$$V_{out} = \frac{1}{G} \cdot f_{in} \cdot 2,09 \cdot \frac{R_L}{R_s} \cdot (Rt.Ct)$$

Observar que las limitaciones de frecuencia máxima se dan cuando el periodo de entrada se aproxima al tiempo de carga t_c . Y las limitaciones de frecuencia mínima se darán cuando el periodo de entrada se haga comparable con la constante de tiempo elegida para el filtro de salida.

Observación conceptual: En resumen la función transferencia $V_{out} = K \cdot f_{in}$ (lineal) se logra integrando la salida I_i en el tiempo T_i . Por ello el tiempo mínimo T_i ($f_{i \max}$) debe ser menor que T_c (el cual es un tiempo fijo).

3.3 El LM331 como conversor tensión a frecuencia.

En la siguiente figura vemos un circuito típico de aplicación sugerido por el fabricante en las hojas de datos del circuito integrado para la conversión tensión - frecuencia.



Podemos ver en la figura, que en el comparador (AO2) tendremos, en una de sus entradas (pin 7), la tensión de entrada V_i , la cual será una referencia de tensión con la que se comparará la tensión (V_6) del capacitor C_L , colocado externamente en la otra entrada del comparador (pin 6). La salida del comparador AO2 controla el SET del F-F, poniendo el SET en 1 cuando la tensión de entrada es mayor que V_6 y en 0 cuando es menor.

El RESET del F-F está controlado por otro comparador (AO1). Éste se pone en 1 cuando la tensión en el capacitor externo C_t es menor que $2/3 V_{cc}$ y en 0 cuando es mayor.

Cuando la salida (Q) del F-F está en 1, se cierra el interruptor permitiendo que la fuente de corriente cargue al capacitor C_L . De esta forma el capacitor C_L se cargará hasta que se active el RESET del F-F, es decir cuando C_t se cargue a $2/3 V_{cc}$. Este tiempo, como vimos, se calcula resolviendo la ecuación de carga de un capacitor a través de una resistencia y da un $t_c = 1,1 (R_t C_t)$. Entonces, cuando actúa el RESET, la carga en el capacitor C_t vuelve a cero a través de Q2 que se satura debido a que la salida negativa $\bar{Q}$ del F-F se pone en 1 provocando además que el RESET vuelva a 0.

Si V_6 supera en t_c a la tensión de entrada V_i la salida del AO2 está en 0 y la tensión en el capacitor C_L comienza a descargarse a través de R_L .

Cuando V_6 sea menor a la señal de entrada V_i , la salida del AO2 se pone en alto disparando la entrada SET del F-F, comenzando de esta forma un nuevo ciclo.

Así el régimen permanente se establecerá cuando la señal de entrada sea igual a la tensión V_6 , por su puesto con un cierto ripple, el cual es responsable del funcionamiento del circuito, manteniendo el equilibrio dinámico del sistema.

En otras palabras el equilibrio se da cuando la carga ganada por el capacitor C_L durante el tiempo t_c sea igual a la carga perdida durante el resto del ciclo ($T_o - t_c$) en el cual se descarga a través de R_L .

La salida Q del F-F controlará el transistor de salida Q_3 que proporcionará una señal de salida de frecuencia proporcional a la tensión de entrada.

De esta forma el balance de carga da origen a la ecuación del sistema:

$$f_o = G \cdot \frac{V_{in}}{2.09V} \cdot \frac{R_S}{R_L} \cdot \frac{1}{R_t \cdot C_t}$$

Como antes la fuente de corriente puede ser elegida a través de una resistencia R_s conectada al pin 2 del CI. En este pin se asegura una tensión estable de 1.9V gracias a la referencia Band-gap. Así la corriente puede calcularse como $i = 1.9 \text{ V} / R_s$.

A la entrada del circuito, en el pin 7, se coloca una resistencia de 100K para eliminar el error en la frecuencia de salida debido a las corrientes de polarización (típicamente 80nA). Observar que es de igual valor que la resistencia R_L conectada al pin 6.

Luego puede observarse en el diagrama un capacitor C_i para filtrar la señal de entrada en caso de que esté acoplada con un ruido de alta frecuencia que pueda afectar la salida.

Finalmente, a través del potenciómetro conectado al pin 2, se intenta compensar la dispersión de R_t , R_L y C_t para igualar la ganancia práctica a la ganancia teórica dada por la ecuación de escala del sistema.

3.4 Características principales del LM331:

En las hojas de datos del fabricante encontramos los siguientes datos que consideramos los más relevantes a la hora de elegir un conversor:

Error de no linealidad de la escala ($T_{min} < T < T_{max}$): $\pm 0,02 \%$ de fondo de escala

Error de no linealidad de la escala (circuito típico de aplicación): $\pm 0,14 \%$ de fondo de escala

Factor de conversión de la escala (ganancia):

$G_{min} = 0,90$

$G_{tip} = 1,00$

$G_{max} = 1,10$

Cambio de la ganancia con V_{cc} (de 4,5 V a 10 V): $\pm 0,1 \%$ / V

Estabilidad en temperatura de la ganancia: $\pm 50 \text{ ppm} / ^\circ\text{C}$

Estabilidad de la ganancia en el tiempo (sobre 1000 hs): $\pm 0,02 \%$ de fondo de escala

Referencia de voltaje (pin 2):

$V_{min} = 1,70 \text{ V}$

$V_{tip} = 1,89 \text{ V}$

$V_{max} = 2,08$

Estabilidad en temperatura: $\pm 60 \text{ ppm} / ^\circ\text{C}$

Estabilidad en el tiempo (sobre 1000 hs): $\pm 0,1 \%$

Fuente de corriente (pin 1):

$I_{\min} = 116 \mu\text{A}$

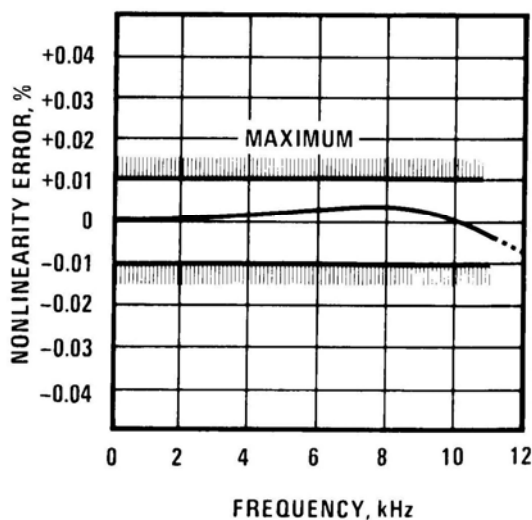
$I_{\text{tip}} = 136 \mu\text{A}$

$I_{\max} = 156 \mu\text{A}$

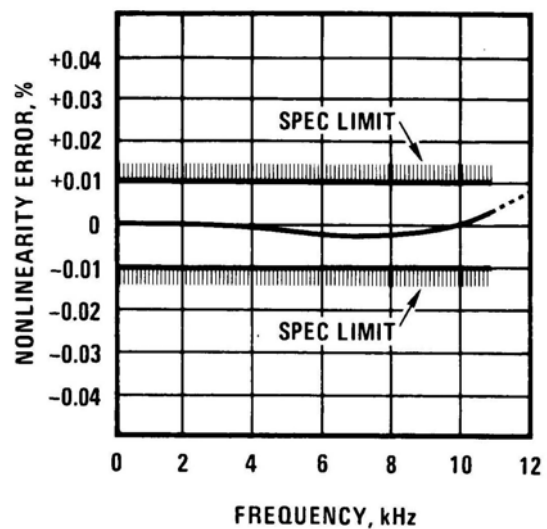
En las hojas de datos del fabricante encontramos también curvas donde de manera mas grafica vemos como evolucionan las datos de nuestro interés en función de alguna de las variables del sistema (temperatura, tensión de alimentación, etc.)

Particularmente quiero recalcar que en los integrados que utilizan una referencia interna para su funcionamiento es útil siempre observar con cuidado este dato y las curvas que el fabricante me suministre ya que es posible que gran parte de la precisión del dispositivo tenga que ver con estas referencias.

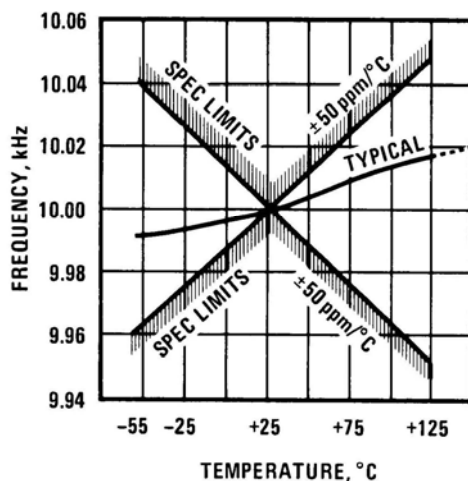
Nonlinearity Error, Precision F-to-V Converter



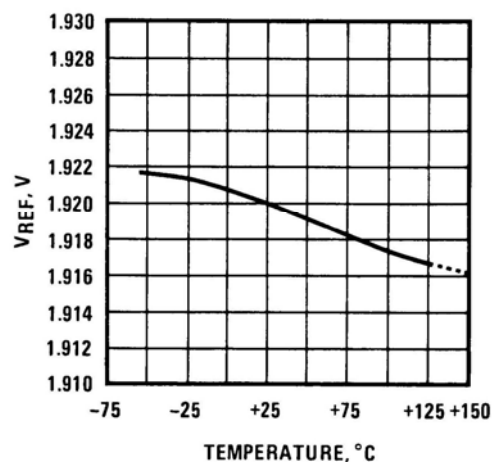
Nonlinearity Error as Precision V-to-F Converter



Frequency vs. Temperature



V_{REF} vs. Temperature

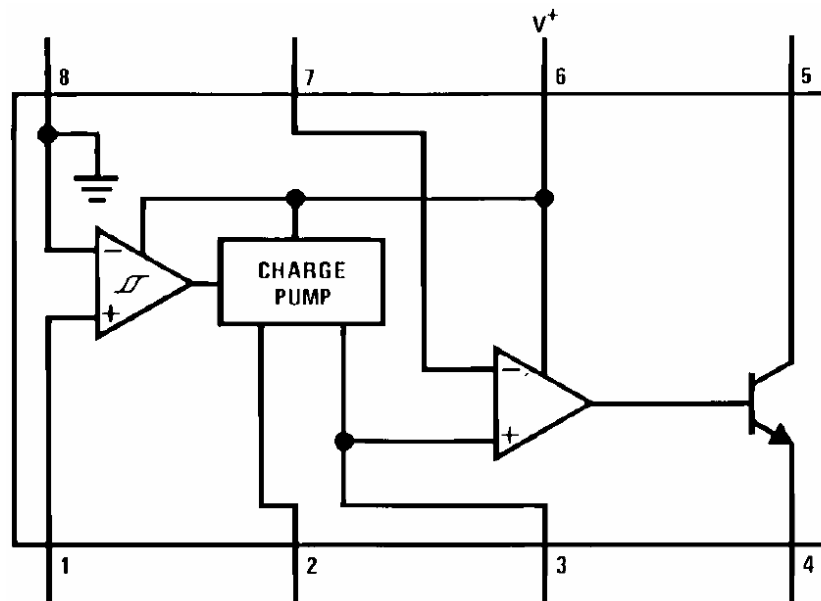


4. El conversor LM2907

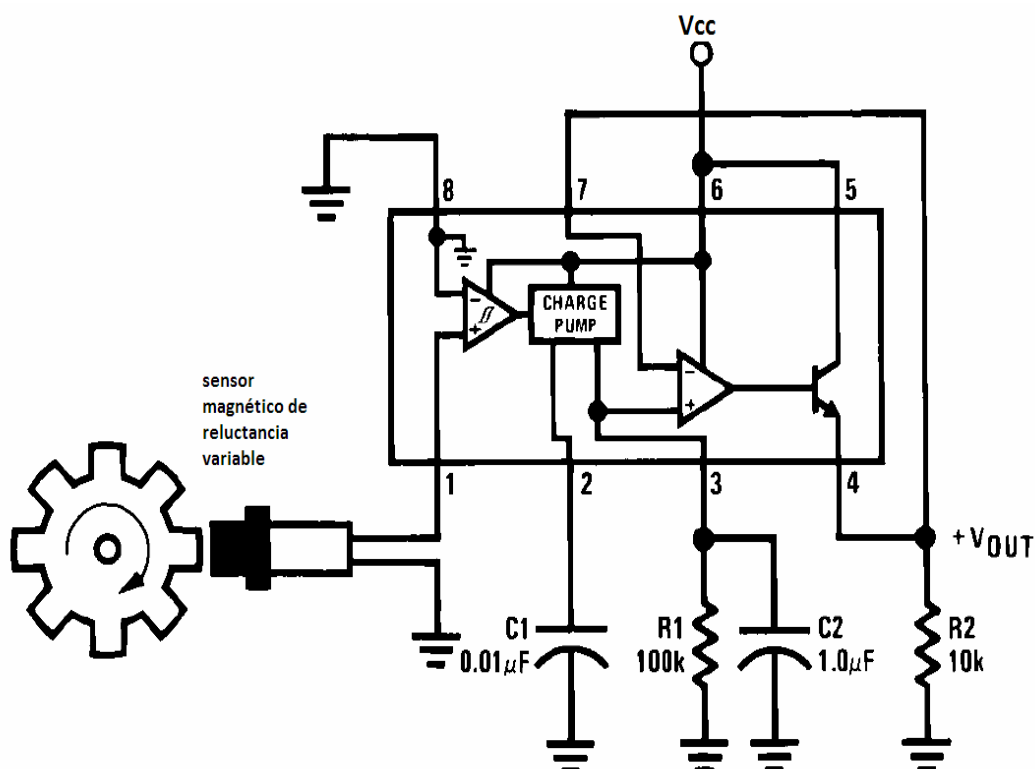
El LM2907 es un conversor de menor precisión y menos versátil que el LM331, ya que solo realiza la conversión de frecuencia en tensión.

En su circuito interno incluye: un comparador de tensión en la entrada con una función de histéresis, una bomba de carga como convertidor frecuencia en tensión y un amplificador operacional con un transistor de salida.

El diagrama en bloques del circuito interno lo observamos en el siguiente diagrama:



En la figura siguiente vemos un circuito típico de aplicación sugerido por el fabricante en las hojas de datos para la conversión (frecuencia – tensión).



Analicemos el funcionamiento del circuito:

La señal de entrada ingresa al terminal no – inversor del AO de entrada produciendo el disparo de la bomba de carga cada vez que la señal supera los 0 V (observen que el terminal inversor del AO esta a masa). En este caso la señal de entrada es la proveniente de un sensor magnetico.

Para analizar en detalle el funcionamiento de la boma de carga deberiamos recurrir al circuito completo (suministrado por el fabricante en las hojas de datos), pero no es nuestra intencion describir en detalle los circuitos internos, sino que tengamos los conocimientos necesarios para utilizar adecuadamente el circuito integrado. Así que solo daremos una explicacion funcional del bloque.

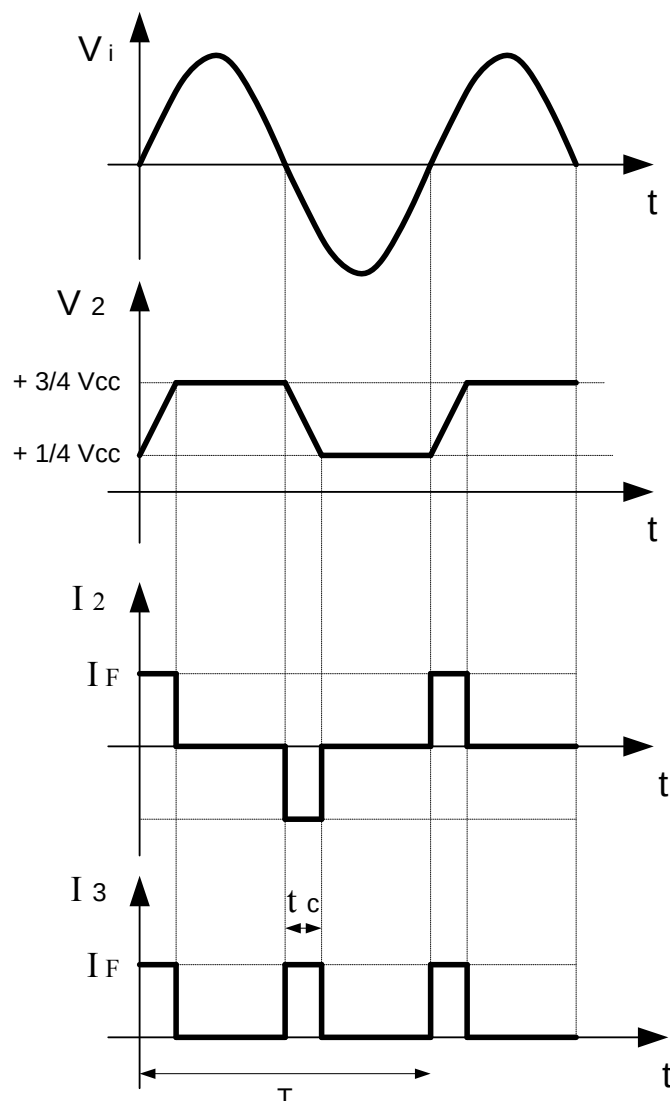
La bomba de carga trabaja de la siguiente forma:

Cada vez que se dispara la bomba se activara una fuente de corriente que proveerá una corriente saliente del pin 2 y alternante como se muestra en la figura siguiente. De esta forma la tensión en el pin 2 evolucionará entre dos valores que son aproximadamente $(\frac{1}{4}) V_{cc}$ y $(\frac{3}{4}) V_{cc}$ (en realidad entre $(\frac{1}{4}) V_{cc} - V_{be}$ y $(\frac{3}{4}) V_{cc} - V_{be}$ pero veremos que solo nos interesa la diferencia entre estas dos tensiones).

Es decir la diferencia de tensión en un ciclo de carga y descarga en el pin 2 es de $\Delta V = V_{cc} / 2$.

Conjuntamente la bomba de carga copia esta misma fuente de corriente del pin 2 en el pin 3 pero siempre en el mismo sentido (siempre saliente del circuito integrado).

Veamos las siguientes curvas para aclarar gráficamente el funcionamiento:



T será el periodo de la frecuencia de la señal de entrada que dispara la bomba de carga.

De donde resulta que

$$I_{3med} = I_{2med} = \frac{1}{T} \int |i_2(t)| dt = \frac{1}{T} 2 I_F t_C$$

Utilizando la ecuación de carga de un capacitor:

$$i_2(t) = C_1 \frac{dV_2}{dt}$$

Donde al cargarse a corriente constante resulta:

$$i_2(t) = I_F = C_1 \frac{\Delta V_2}{\Delta t} = C_1 \frac{\frac{V_{CC}}{2}}{t_C} = C_1 \frac{V_{CC}}{2 t_C}$$

Reemplazando I_F en la ecuación de I_{3med} resulta:

$$I_{3med} = I_{2med} = \frac{1}{T} \cdot C_1 \frac{V_{CC}}{2 t_C} \cdot T = C_1 \frac{V_{CC}}{2} f$$

Luego la tensión en

$$V_{3med} = I_{3med} R_1 = C_1 R_1 V_{CC} f$$

La configuración del AO de salida es una etapa seguidora, entonces resulta

$$V_0 = C_1 R_1 V_{CC} f$$

El fabricante, en las hojas de datos, generaliza la ecuación teórica que nosotros obtuvimos y nos da la siguiente ecuación de escala:

$$V_0 = K C_1 R_1 V_{CC} f$$

Donde de las hojas de datos K_{TIP} es una constante de la ganancia del circuito y típicamente es 1.0

La linealidad de este voltaje es típicamente 0.3% del fondo de escala.

El capacitor C2, que esta en paralelo con la resistencia R1 configura el pasa bajos que realiza la integración de la corriente para obtener su valor medio. Por esta razón no interviene en la ecuación de escala de la conversión. Si interviene de manera fundamental en la ecuación del ripple que podemos observar en V3 y en la salida Vo.

El fabricante nos da la siguiente ecuación de cálculo para el ripple de salida:

$$V_{PPR} = \frac{V_{CC}}{2} \frac{C_1}{C_2} \left(1 - \frac{V_{CC} f C_1}{I_2} \right)$$

Criterios para la elección de R1, C1 y C2 para un mejor funcionamiento:

Nos dice el fabricante que C1 también tiene la función de mantener cierta compensación interna en la bomba de carga y debe mantenerse mayor de 100 pF. Y que valores más pequeños pueden causar un error de corriente en R1, sobre todo a bajas temperaturas.

Deben reunirse tres consideraciones al escoger R1.

1) La salida de corriente del pin 3 es fija y $V_{3\max}$, dividido por R1, debe ser menor o igual a este valor.

$$R_1 \leq \frac{V_{3\max}}{I_{3\min}}$$

Donde $V_{3\max}$ es el voltaje de salida a máxima escala requerido. Y la $I_{3\min}$ la encontramos en las hojas de datos y es 180 μA .

2) Si R1 es demasiado grande, puede volverse una fracción significativa de la impedancia de salida en el pin 3 degradando la linealidad del sistema.

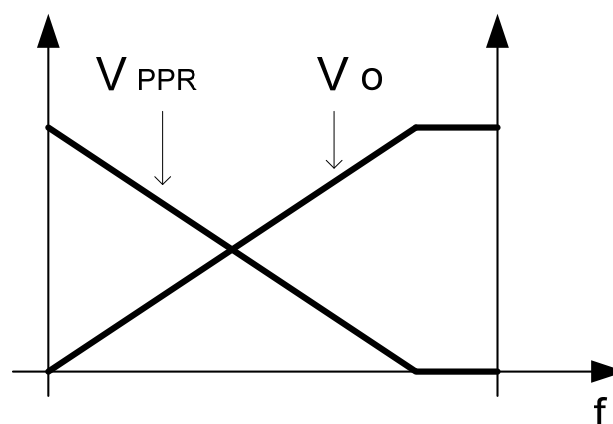
3) Debe considerarse el voltaje de ripple a la salida, si bien R1 no interviene en dicha ecuación, el tamaño de C2 es afectado por R1, al diseñar la constante de tiempo de la integración. Es decir que R1 puede escogerse independiente del ripple, sin embargo el tiempo de respuesta, o sea el tiempo que tarda V_o para estabilizarse a un aumento de frecuencia esta determinado por ella y por C2.

Luego C2 resulta una elección de compromiso entre el ripple y el tiempo de respuesta y la linealidad del circuito.

Es simple ver en las graficas anteriores que la máxima frecuencia de entrada admisible estará dada cuando el periodo T de la señal de entrada sea igual a 2 t_c .

$$f_{\max} = \frac{I_F}{C_1 V_{CC}}$$

Una curva interesante dada por el fabricante muestra de manera muy clara la relación entre V_o el V_{ppr} en función de la frecuencia:



4.1 Características principales del LM2907

En las hojas de datos del fabricante encontramos los siguientes datos que consideramos los más relevantes a la hora de elegir un conversor:

Error de no linealidad de la escala típica: 0,3 %

Error de no linealidad de la escala máximo: ± 1 %

Factor de ganancia de la escala:

K min = 0,9

K tip = 1,0

K max = 1,1

Fuentes de corriente (pin 2 y pin 3) I₂ e I₃:

I min = 140 μ A

I tip = 180 μ A

I max = 240 μ A

Comparador de tensión de entrada:

Histéresis (tip): 30 mV

Corriente de polarización:

I_b(tip) = 0,1 μ A

I_b(max) = 1 μ A

AO de salida:

Offset de tensión:

V_{os} (tip) = 3 mV

V_{os} (max) = 10 mV

Corriente de polarización:

I_b(tip) = 50 nA

I_b(max) = 500 nA

Otra característica importante del LM2907 es el transistor de salida integrado que puede absorber una corriente de hasta 50 mA, lo que le da la posibilidad al diseñador de excitar directamente leds o reles sin componentes adicionales.

5. Bibliografía:

-) Diseño con Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Analógicos, Sergio Franco – Mc Graw Hill 3ª Edición - ISBN 9701045955

-) Hojas de datos del LM311, LM392, LM393 y LM339 de National Semiconductor, Motorola y Fairchild.