

CAPITULO XII – Fuentes de Alimentación Reguladas**(A.C.R.TULIC)**

XII.1. - INTRODUCCIÓN:

Se estudiaron ya algunas fuentes de alimentación que resultan muy útiles cuando los requerimientos de la carga no son ciertamente severos, pudiéndose comprender su principio de funcionamiento, sus circuitos constitutivos típicos y los criterios para efectivizar su diseño. Pero ninguno de los circuitos estudiados emplea el principio de la realimentación negativa para lograr la reducción de las dispersiones en los valores de la tensión de salida sobre la carga.

Existen dispositivos electrónicos tales que para su correcto funcionamiento requieren ser alimentados con tensiones de alimentación esencialmente constantes con independencia de las variaciones de todo tipo que se registren en las condiciones bajo las cuales las mismas deben operar. Para estos casos resulta conveniente llevar a cabo un dispositivo autocontrolado en base a una muestra de la tensión de salida que suministra, dando lugar así a las llamadas fuentes de alimentación reguladas con realimentación.

Para expresar cuantitativamente lo precedentemente descrito consideremos cualquier fuente de alimentación no regulada como las que se estudiaron hasta aquí y estudiémosla desde su par de terminales de salida. De esta forma y de acuerdo al Teorema de Thevenin la misma, conjuntamente con su carga, puede ser representada por el esquema de la figura XII.1.

Allí, la corriente y la tensión sobre la carga puede expresarse por:

$$I_o = \frac{V_s}{R_s + R} \quad \text{y} \quad V_o = V_s - I_o \cdot R_s$$

con lo que puede comprobarse que si la carga R varía, variará la corriente I_o y por lo tanto también lo hará la tensión de salida de la fuente V_o . Resulta también que si la tensión de red se modifica ello implica la modificación en el valor de V_s arrojando como resultado un nuevo cambio en la tensión de salida de la fuente de alimentación. Asimismo, dado que en la fuente de alimentación operan componente semiconductores si se produce un cambio en el valor de la temperatura de trabajo de dichos componentes ello provoca un nuevo cambio en V_o .

Una manera de caracterizar matemáticamente este comportamiento de la fuente de alimentación no regulada consistente en admitir que debe haber alguna función a través de la cual V_o es dependiente de las condiciones de operación recientemente consideradas, es a través del diferencial total, que traducido al campo incremental permite describir que:

$$\Delta V_o = \frac{\delta V_o}{\delta I_o} \cdot \Delta I_o + \frac{\delta V_o}{\delta V_s} \cdot \Delta V_s + \frac{\delta V_o}{\delta T} \cdot \Delta T + \dots$$

pudiéndose agregar tanto términos como factores variables en el comportamiento de la fuente se deseen considerar.

Así, si la función antes aludida es tan solo de primer orden, las derivadas parciales del segundo miembro pueden considerarse constantes y se las puede definir tal como sigue:

$$\frac{\delta V_o}{\delta I_o} = R_o \quad : \quad \text{Resistencia de Salida de la Fuente de Alimentación;}$$

$$\frac{\delta V_o}{\delta V_s} = S_v \quad : \quad \text{Coeficiente de Estabilización de la Fuente de Alimentación;}$$

$$\frac{\delta V_o}{\delta T} = S_T \quad : \quad \text{Coeficiente Térmico de la Fuente de Alimentación;}$$

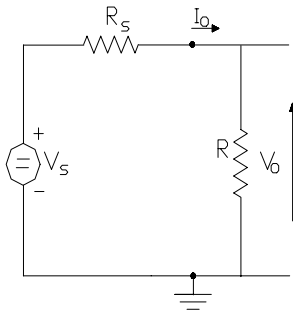


Figura XII.1.

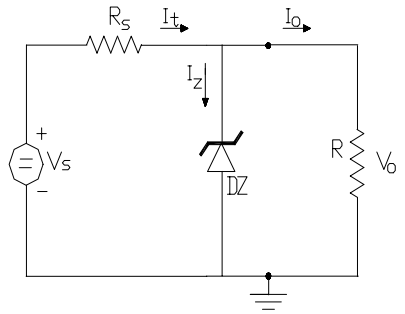


Figura XII.2.a)

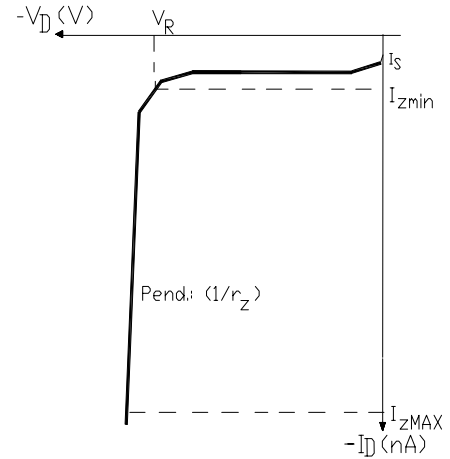


Figura XII.2.b)

con lo que dicha variación de la tensión de salida sobre la carga puede expresarse por:

$$\Delta V_o = R_o \cdot \Delta I_o + S_v \cdot \Delta V_s + S_T \cdot \Delta T + \dots$$

En el segundo término del segundo miembro como ΔV_s se pueden considerar variaciones lentas debido a las variaciones de la tensión de red o bien variaciones rápidas derivadas de un deficiente filtrado del "ripple".

Con el objeto de minimizar estas variaciones de la tensión de salida de la fuente de alimentación sobre la carga ΔV_o resulta imprescindible disminuir al mínimo posible a los coeficientes R_o , S_v y S_T .

XII.1.1.- Regulador con Diodo Zener:

La necesidad expuesta precedentemente justifica la utilización de los circuitos reguladores tal como el representado en la figura XII.2.a) que es la expresión más sencilla para este tipo de circuitos, consistente en la utilización del diodo zener DZ. Dicho componente que opera polarizado en forma inversa, posee una característica tensión corriente en dicha forma operativa, tal como la representada en la figura XII.2.b)

La tensión de referencia del diodo zener (V_R) debe ser igual al valor de la tensión de salida regulada V_o . En el circuito la corriente que circula por R_s es:

$$I_t = I_z + I_o \quad \text{y en consecuencia la tensión de salida regulada es: } V_o = V_s - R_s \cdot I_t \quad (\text{XII.1.})$$

en consecuencia si en este circuito varia la carga R y por lo tanto varía I_o la corriente por el diodo zener I_z se modifica en el sentido inverso a I_o , de modo que en la ecuación (XII.1.) la corriente I_t se mantiene constante y la tensión de salida regulada no varía.

También la ecuación (XII.1.) puede ser expresada como :

$$V_s - V_o = R_s \cdot (I_z + I_o) \quad (\text{XII.2.})$$

así si aparece una variación en la tensión de salida de la fuente sin regular ΔV_s (en esta parte del análisis I_o se considera constante), como $V_o = V_R$ debe producirse un incremento en la corriente a través del diodo zener (ΔI_z) de modo que:

$$V_s + \Delta V_s - V_o = R_s \cdot [(I_z + \Delta I_z) + I_o] \quad (\text{XII.3.})$$

y la variación ΔV_s considerada es absorbida como caída en R_s producida por la variación ΔI_z .

Como la característica inversa del diodo zener posee cierta pendiente determinada por su resistencia dinámica r_Z y su región útil de operación esta comprendida entre un valor mínimo de corriente I_{Zmin} coincidente con la corriente en el codo y un valor máximo determinado por su capacidad de disipación ($P_d = V_R \cdot I_{ZMAX}$). En realidad existe un rango de variación de la tensión de salida regulada que se hallará comprendido entre:

$$V_{oMAX} = V_R + r_Z \cdot I_{ZMAX} \quad \text{y} \quad V_{omin} = V_R + r_Z \cdot I_{Zmin}$$

de acuerdo con la ecuación (XII.3.) en la que consideramos que $I_{omin} = 0$:

$$V_{sMAX} = R_s \cdot I_{ZMAX} + V_{oMAX} \quad \text{y} \quad V_{smin} = R_s \cdot (I_{Zmin} + I_{oMAX}) + V_{omin}$$

Para realizar estas evaluaciones consideremos un ejemplo numérico real. Para tal fin consideremos que en el circuito de la figura XII.2. el diodo zener tiene las siguientes características:

$$V_R = 6,8 \text{ V} \quad - \quad I_{ZCODO} = I_{Zmin} = 5 \text{ mA} \quad - \quad r_z = 3 \text{ Ohm} \quad - \quad I_{ZMAX} = 54 \text{ mA} \quad - \quad P_{ZMAX} = 400 \text{ mW}$$

Además, en dicho circuito $R_s = 50 \text{ Ohm}$ y de acuerdo a la carga $I_{oMAX} = 30 \text{ mA}$.

Se desea determinar el rango permisible de variación de la tensión V_s (V_{sMAX} y V_{smin}) así como el valor de V_s que proporciona una corriente media en la carga de 15 mA, debiéndose verificar la disipación del diodo zener y la variación de la tensión en la carga (V_{oMAX} y V_{omin}).

1) Suponiendo que se debe considerar como condición extrema la fuente sin carga, es decir a circuito abierto y por lo tanto una I_{omin} nula, bajo dicha condición, por el diodo zener circulará la mayor corriente, es decir I_{ZMAX} y sobre la carga se producirá la mayor tensión V_{oMAX} , en donde:

$$V_{oMAX} = V_R + I_{ZMAX} \cdot r_z = 6,8 + 54 \cdot 10^{-3} \cdot 3 = 6,96 \text{ V}$$

Para tal condición se permitirá que la tensión de red o de entrada al regulador se incremente como máximo hasta un valor tal que:

$$V_{sMAX} = I_T \cdot R_s + V_R + I_{ZMAX} \cdot r_z \quad \text{y} \quad \text{como } I_{omin} = 0$$

$$V_{sMAX} = V_R + I_{ZMAX} \cdot (r_z + R_s) = 6,8 + 54 \cdot 10^{-3} \cdot (50 + 3) = 9,7 \text{ V}$$

2) En el otro extremo, cuando la carga toma el máximo de corriente especificado $I_{oMAX} = 30 \text{ mA}$ se tendrá:

$$V_{omin} = V_R = 6,8 \text{ V} \quad (\text{ya que } r_z \cdot I_{Zmin} = 15 \text{ mV}) \quad \text{e} \quad I_{Zmin} = I_{ZCodo} = 5 \text{ mA} \quad V_{smin} = V_R + (I_{Zmin} + I_{oMAX}) \cdot R_s$$

$$V_{smin} = 6,8 + (5 + 30) \cdot 10^{-3} \cdot 50 = 8,6 \text{ V}$$

3) Para un consumo medio, es decir $I_o = 15 \text{ mA}$ se tendrá sobre la carga una tensión V_{omed} y la corriente por el diodo zener resultará:

$$I_Z = I_{Zmin} + (I_{oMAX} - I_o) = 5 \text{ mA} + (30 - 15) \text{ mA} = 20 \text{ mA}$$

$$V_{omed} = V_R + I_Z \cdot r_z = 6,8 + 20 \cdot 10^{-3} \cdot 3 = 6,86 \text{ V}$$

$$V_{smed} = V_{omed} + (I_o + I_Z) \cdot R_s = 6,86 + (15 + 20) \cdot 10^{-3} \cdot 50 = 8.61 \text{ V}$$

4) La Potencia disipada máxima por el diodo zener resultará:

$$P_{disMAX} = V_{oMAX} \cdot I_{ZMAX} = 6,96 \cdot 54 \cdot 10^{-3} = 376 \text{ mW}$$

que es perfectamente tolerada por el diodo si la T_{amb} no es superior a $25 \text{ }^\circ\text{C}$.

Si se desea cuantificar el rendimiento de la regulación o estabilización se puede calcular la potencia media de continua que se desarrolla en la carga y relacionarla con la que es preciso entregarle al circuito regulador, es decir:

$$\eta = \frac{V_o \cdot I_o}{V_s \cdot I_T} = \frac{V_o \cdot I_o}{V \cdot (I_z + I_o)}$$

Tal como se vió precedentemente mediante estos circuitos si bien no se logra mejorar el coeficiente térmico (que más bien se empeora), la regulación-estabilización se mejora (disminuyéndose R_o y S_V) y es tanto mas buena cuanto mayor sea V_s con respecto a V_o y cuanto menor sea I_o lo cual nos dice que los rendimientos que se conseguirán serán muy bajos por lo que por esta razón y debido además a que existe limitación para el caso de Disipación de Potencias muy elevadas, estos circuitos solo pueden ser utilizados para bajos consumo de potencias.

XII.1.2. - Regulador Serie (Tensión-Serie) :

Una forma de ampliar la capacidad de manejo de potencia del regulador analizado precedentemente se consigue incluyendo en el mismo un transistor amplificador de la corriente por la rama del diodo zener tal como se observa en el circuito regulador indicado en la figura XII.3. llamado Regulador Serie por cuanto el transistor regulador se encuentra conectado en serie con la carga.

R_D contribuye para que la corriente por el diodo zener sea lo suficiente como para superar la tensión de codo o de referencia de su característica inversa, suponiendo que la de base del transistor no sea suficiente. Admitiendo que dicho diodo presente una tensión constante, es decir $V_R = \text{Constante}$, el circuito puede interpretarse como un seguidor de emisor excitado por la base con dicha V_R , cargado por el emisor con la carga R y alimentado por la fuente de alimentación sin regular que es la encargada de suministrar la potencia por el circuito de colector.

Interpretado de ese modo el circuito puede redibujarse como se indica en la figura XII.4. Aquí si V_s tiende a incrementarse por alguna causa, como V_R es constante tenderá a disminuir la tensión V_{BE} y por lo tanto también lo hará la corriente $I_C = I_o$. Si ello ocurre entonces tiende a disminuir el producto $I_o \cdot R$, es decir que tiende a bajar la tensión en la carga V_o . En otras palabras, como el circuito es un seguidor, V_o se ve obligada a seguir a $V_R = \text{Constante}$.

Desde otro punto de vista se puede pensar que estamos frente a un circuito realimentado con tensión serie, en donde la transferencia de la red de realimentación es unitaria. Con este tipo de realimentación se logra bajar la resistencia de salida desde el valor de la que presenta la fuente de alimentación sin regular (R_i) hasta un valor:

$$R_{of} = \frac{r_z + h_{ie}}{h_{fe}} \quad \text{y como } r_z \ll h_{ie} \quad R_{of} = \frac{h_{ie}}{h_{fe}} = \frac{1}{g_m} \quad \text{(XII.4)}$$

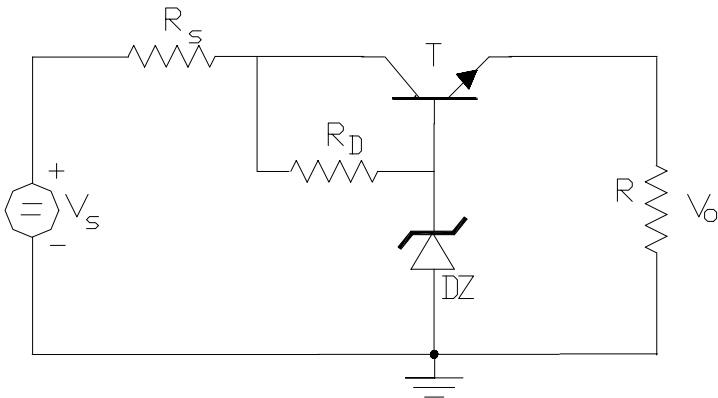


Figura XII.3.

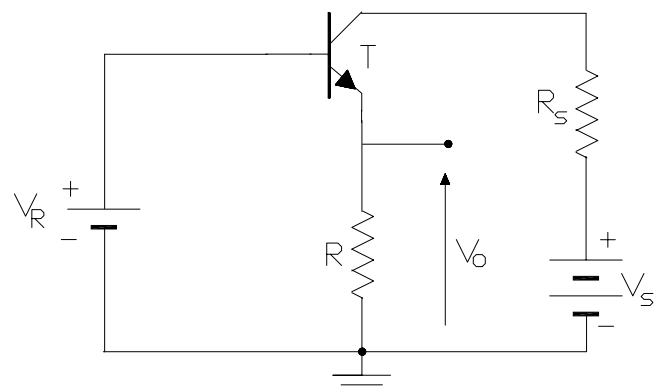


Figura XII.4.

XII.2. FUENTE DE ALIMENTACION CON SALIDA REGULADA Y REGULABLE:

La necesidad de minimizar aún más la Resistencia de Salida e introducir paralelamente notables mejoras tanto en el Coeficiente de Estabilización como en el Coeficiente Térmico a la par de contar con algún elemento que permita el ajuste del valor de la tensión de salida ha promovido la utilización del circuito regulador que se indica en la figura XII.5.

En dicho circuito las corrientes I_2 , I_D e I_1 son muy pequeñas comparadas con la corriente en la carga I_o o bien la I_i que suministra la fuente no regulada, de manera que la inserción del circuito regulador no cargue o por lo menos no cargue excesivamente al sistema. Típicamente, por ejemplo I_2 suele ser del orden de un 5 % de I_i o menor aún. Asimismo, dado que se busca que la base de T_1 no cargue sobre el colector de T_2 la corriente de base del regulador serie (I_{in}) suele no ser superior a un 10 % de I_2 .

En este circuito, tal como ocurría en el regulador serie: $V_o = V_A - V_{BEu1}$, solo que mientras en el circuito de la figura XII.3. $V_A = V_R$ ahora se tiene que $V_A = V_R + V_{CE2}$ vale decir que en el circuito de la figura XII.5.:

$$V_o = V_R + V_{CE2} - V_{BEu1} \quad (XII.5.)$$

la diferencia es entonces que ahora se hace depender a la tensión de salida V_o de la V_{CE2} que a su vez, y tal como veremos más abajo depende de V_o , configurando así el lazo de realimentación.

En dicho circuito en la base del transistor T_2 se tiene una muestra de la tensión de salida, dada por el divisor R_1 y R_2 , es decir que:

$$V_2 = V_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (XII.6.)$$

por lo que si varía V_o también variará V_2 . Pero también, dado que $V_{BE2} = V_2 - V_R$ (XII.7.)

como V_R es fija, si varía V_2 variará V_{BE2} y por lo tanto la corriente I_{C2} , tal como se muestra en las figuras XII.6.a) y XII.6.b).

Por ejemplo si V_o crece, en una medida proporcional también lo hace V_2 y por lo tanto I_{C2} crece, ya que resulta prácticamente igual a I_2 (por criterio de diseño), pasándose a operar sobre la R.C.E. desde un punto Q a un punto Q' con la consecuente disminución de la tensión de reposo V_{CE2} y de acuerdo a la ecuación (XII.5.) una disminución también de V_o . Así, se parte de considerar un incremento de V_o y recorriendo el lazo se llega a la conclusión de que V_o debe disminuir, resultando ello un indicativo de que V_o debe permanecer constante.

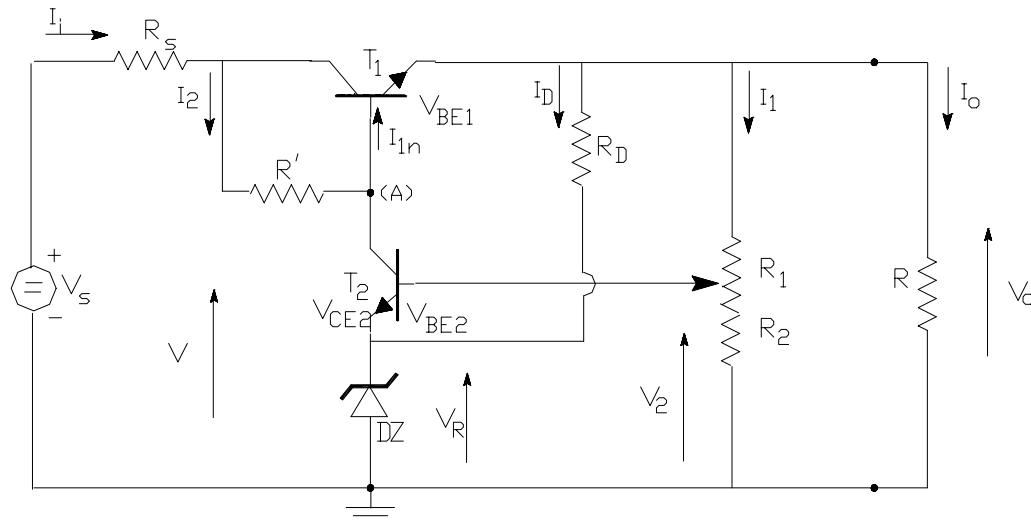


Figura XII.5.

También, si analizamos un aumento de la tensión de red y por lo tanto un incremento de la tensión de salida de la fuente no regulada (V_s) que trae aparejado un incremento de la tensión V señalizada en el circuito de la figura XII.5., sobre el gráfico de la figura XII.6.b) se pasará a trabajar con una recta de carga estática de igual pendiente a la anterior (y fijada por la resistencia R'), pero ahora con mayor ordenada al origen debido a dicho incremento en la tensión V .

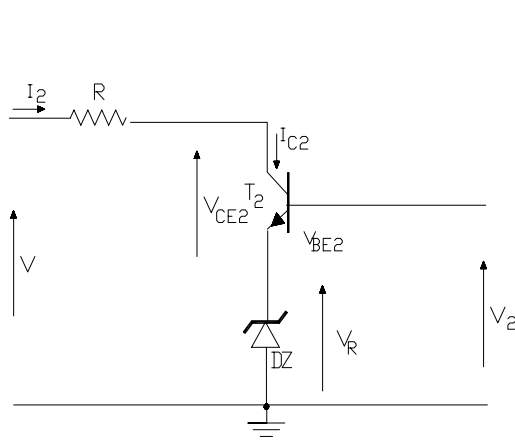


Figura VII.6.a)

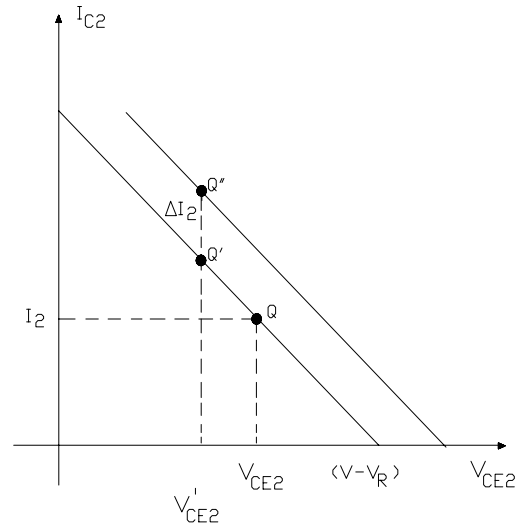


Figura XII.6.b)

En este caso V_o permanece constante ya que el aumento de I_2 y por lo tanto de I_{C2} produce un incremento en la diferencia de potencial o caída de tensión desarrollada en R' que absorbe así el incremento de V :

$$\Delta V = (I_2' - I_2) \cdot R'$$

XII.2.1.- Estudio del Coeficiente Térmico S_T :

Se vio ya que para que las variaciones de la tensión sobre la carga se reduzcan lo máximo posible los circuitos reguladores debían contribuir con la disminución, entre otros, del Coeficiente Térmico S_T . Para analizar esta característica en el circuito regulador de la figura XII.5. consideramos que en el mismo y a partir de la ecuación (XII.6.):

$$V_o = V_2 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (\text{XII.6'.})$$

asimismo, de la ecuación (XII.7.):

$$V_2 = V_{BE2} + V_R \quad (\text{XII.7'.})$$

en consecuencia, reemplazando (XII.7'.) en (XII.6'.):

$$V_o = (V_{BE2} + V_R) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (\text{XII.8.})$$

por lo tanto derivando con respecto a la temperatura y pasando al campo incremental:

$$S_T = \frac{\Delta V_o}{\Delta T} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{\Delta V_{BE2}}{\Delta T} + \frac{\Delta V_R}{\Delta T}\right) \quad (\text{XII.9.})$$

En esta última ecuación, mientras el coeficiente térmico de la tensión base-emisor de umbral varía, tal como ya se demostrara entre los valores extremos de $-1,9$ y $-2,5$ mV/°C, para cumplir con el objetivo de disminuir tal

coeficiente térmico S_T debe conseguirse que el diodo zener contribuya con un coeficiente térmico de su tensión de referencia ($\Delta V_R/\Delta T$) positivo para compensar.

XII.2.2.- Estudio de la Resistencia de Salida R_o :

Para estudiar el comportamiento dinámico del circuito reemplazamos al diodo zener D.Z. por su resistencia dinámica que llamaremos " r_z " en tanto que consideraremos como señal de excitación al amplificador de error conformado por el transistor T_2 , a las variaciones de la tensión de salida, es decir ΔV_o que llamaremos V_t . Así, en el circuito de la figura XII.7. se ha tomado como fuente de excitación:

$$V_t = \Delta V_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{y} \quad R_t = R_1 // R_2$$

Puede observarse de que se trata de un circuito realimentado tipo corriente - serie, en donde la señal de salida es ΔI_2 y la tensión realimentada V_f es la tensión sobre el diodo zener, o sea ($\Delta I_2 \cdot r_z$). En consecuencia la transferencia de la red de realimentación resulta ser:

$$\beta = \frac{V_f}{\Delta I_2} = \frac{-\Delta I_2 \cdot r_z}{\Delta I_2} = -r_z$$

y según los resultados ya obtenidos para este tipo de realimentación, la Transconductancia a lazo cerrado es:

$$G_{Mf} = \frac{\Delta I_2}{V_t} = \frac{-h_{fe2}}{R_t + h_{ie2} + (1 + h_{fe2}) \cdot r_z} \quad \text{(XII.10.)}$$

pero esta Transconductancia del circuito realimentado puede ser interpretada también como:

$$G_{Mf} = \frac{\Delta I_2}{V_t} = \frac{\Delta I_2}{\Delta V_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}}$$

Entonces definiendo una nueva transconductancia del circuito realimentado como $G'_{Mf} = \frac{\Delta I_2}{\Delta V_o}$

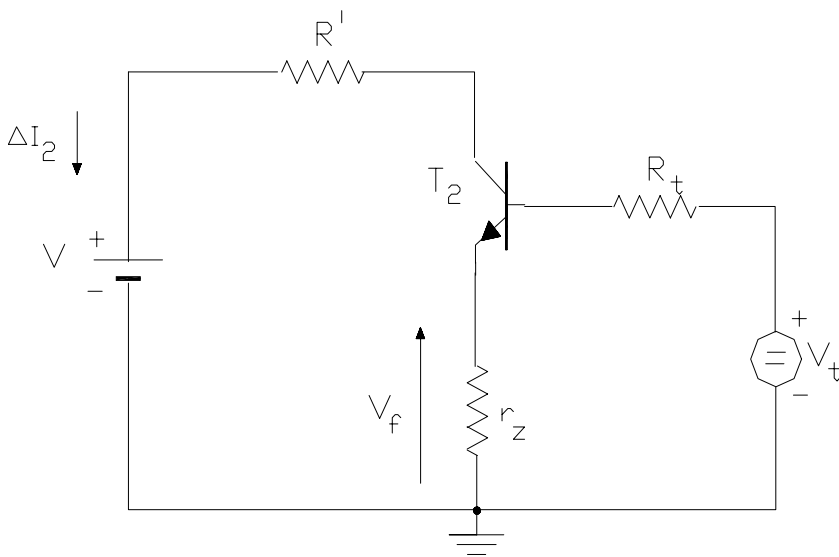


Figura XII.7.

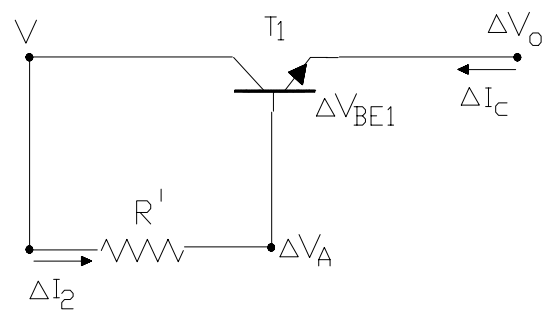


Figura XII.8.

la misma resulta ser:

$$G'_{Mf} = G_{Mf} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{y reemplazando } G_{Mf} \text{ por la ecuación (XI.10.)}$$

$$G'_{Mf} = \frac{\Delta I_2}{\Delta V_o} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{-h_{fe2}}{R_s + h_{ie2} + (1 + h_{fe2}) \cdot r_z} \quad \text{(XII.11.)}$$

la Resistencia de Salida de esta fuente es la salida por emisor de T_1 es decir $h_{ib1} = \frac{1}{g_{m1}}$ pero ahora, al estar presente la etapa T_2 se debe analizar el circuito de la figura XII.8. En dicho circuito, si se produce una modificación en la tensión de salida, es decir un ΔV_o a consecuencia del mismo aparecerán un ΔV_{BE1} y un ΔV_A de modo que:

$$\Delta V_{BE1} = \Delta V_A - \Delta V_o \quad \text{pero como} \quad \Delta V_A = \Delta I_2 \cdot R' \quad \text{reemplazando} \quad \Delta I_2 = G'_{Mf} \cdot \Delta V_o$$

$$\Delta V_{oBE1} = G'_{Mf} \cdot R' \cdot \Delta V_o - \Delta V_o = (G'_{Mf} \cdot R' - 1) \cdot \Delta V_o$$

luego en el transistor T_1 $\Delta I_c = g_{m1} \cdot \Delta V_{BE1} = g_{m1} \cdot (G'_{Mf} \cdot R' - 1) \cdot \Delta V_o$

con lo que la Resistencia de salida resulta:

$$R_o = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_c} = \frac{1}{g_{m1} \cdot (G'_{Mf} \cdot R' - 1)} \quad \text{(XI.12.)}$$

en esta última expresión, $(1/g_{m1})$ era la resistencia de salida que se tenía en el regulador serie. Ahora con la presencia de T_2 en configuración corriente – serie tal resistencia de salida disminuye aproximadamente la cantidad $G'_{Mf} \cdot R'$. Asimismo cuanto mayor sea la relación $R_2 \gg R_1$ (o sea aumentando V_2) y cuanto menos resistencia dinámica tenga el diodo zener (r_z) tanto menor será la Resistencia de salida de nuestro circuito regulador.

XII.2.3.- Análisis del Coeficiente de Estabilización:

Se definió a este coeficiente como:

$$S_v = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_s} \quad \left| \begin{array}{l} \Delta T = 0 \\ \Delta I_o = 0 \end{array} \right.$$

de modo que para estudiarlo consideramos nuevamente el regulador serie constituido por el transistor T_1 , tal como indica en la figura XII.9. En dicha etapa frente a variaciones de la tensión de entrada al regulador (ΔV_s) aparecerán variaciones ΔV y ΔV_A y como dicha etapa conformada por T_1 es del tipo seguidora $\Delta V_A = \Delta V_o$. De esta forma las variaciones de corriente por R' son:

$$\Delta I_2 = \frac{\Delta V - \Delta V_A}{R'} = \frac{\Delta V - \Delta V_o}{R'}$$

y como lo que se busca en el regulador es que $\Delta V_o \ll \Delta V$ prácticamente dicha corriente es $\Delta I_2 = \frac{\Delta V}{R'}$

asimismo, como dicho Coeficiente se define sin variaciones de corriente en la carga ($\Delta I_o = 0$) y ello implica también que en el colector del transistor T_1 $\Delta I_c = 0$, al no registrarse diferencia de potencial en R_s se tiene que $\Delta V = \Delta V_s$ con lo que: $\Delta V_s = \Delta I_2 \cdot R'$

finalmente y teniendo en cuenta la definición de la transconductancia $G'_{Mf} = \frac{\Delta I_2}{\Delta V_o}$ reemplazando ΔI_2 :

$$\Delta V_s = G'_{Mf} \cdot R' \cdot \Delta V_o \quad \text{por lo que} \quad S_v = \frac{1}{G'_{Mf} \cdot R'} \quad \text{(XII.13.)}$$

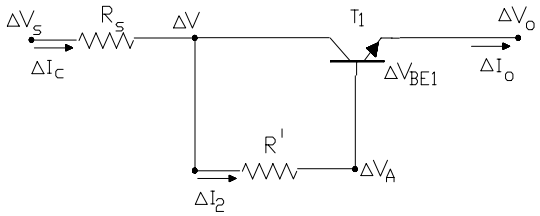


Figura XII.9.

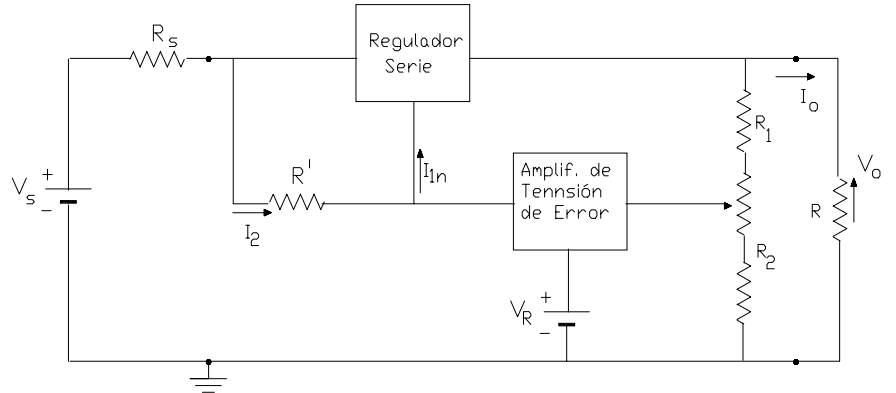


Figura XII.10

Se deduce entonces que las condiciones para conseguir un bajo Coeficiente de Estabilización son las mismas que aquellas necesarias para obtener baja resistencia de salida R_o . De igual forma ambas características de la fuente regulada pueden ser expresadas en función de la ganancia de la etapa conformada por el transistor T_2 . Con ese objeto consideramos:

$$A_{Vf2} = \frac{\Delta I_2 \cdot R'}{V_t} = \frac{\Delta I_2 \cdot R'}{\Delta V_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}} = \frac{G'_{Mf} \cdot R'}{R_2} = G_{Mf} \cdot R'$$

$$A_{Vf2} = \frac{-h_{fe2} \cdot R'}{R_s + h_{ie2} + (1 + h_{fe2}) \cdot r_z} \quad \text{(XII.14.)}$$

Luego teniendo en cuenta que de acuerdo a lo precedente

$$G'_{Mf} \cdot R' = A_{Vf2} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

la resistencia de salida y el coeficiente de estabilización que describen las ecuaciones (XII.12.) y (XII.13.) pueden ser expresadas en función de la ganancia de tensión A_{Vf2} dada por la ecuación (XII.14.), correspondiente a la etapa dispuesta para amplificar la tensión de error por medio del transistor T_2 :

$$R_o = \frac{(1/g_{m1})}{A_{Vf2} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}} \quad \text{(XII.15.)}$$

$$S_v = \frac{1}{A_{Vf2} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}} \quad \text{(XII.16.)}$$

De acuerdo a lo precedente, el esquema genérico representativo del principio de funcionamiento del regulador analizado se representa en la figura XII.10. Allí, tal como ya anticipáramos debe cumplirse que:

$$I_2 \ll I_o \quad \text{e} \quad I_{in} \ll I_2$$

vale decir que I_{in} es totalmente despreciable frente a I_o . Ahora bien, en el circuito de la figura XII.5. la relación entre I_o e I_{in} es precisamente la ganancia estática de corriente del transistor T_1 de modo que a medida que la

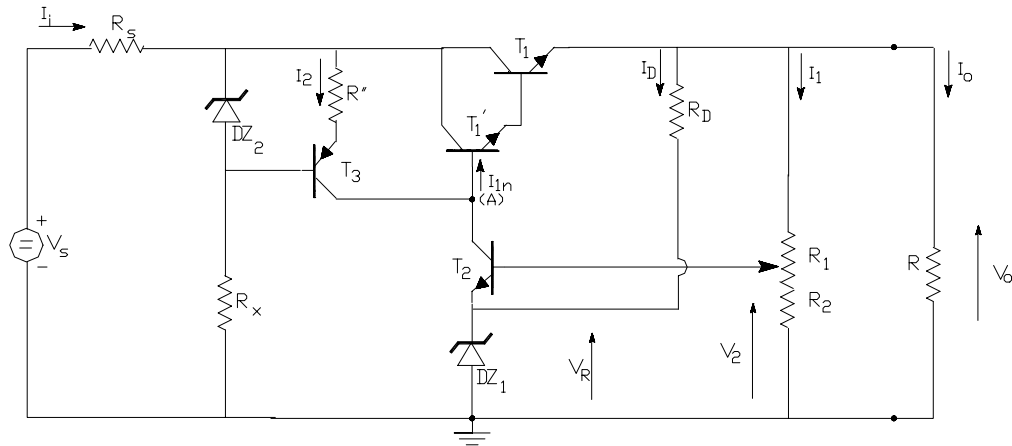


Figura XII.11.

potencia en la salida de la fuente regulada crece ello implica la necesidad de ganancias β superiores por lo que en lugar de un simple transistor regulador serie se pasan a utilizar dos o más transistores en configuración D’Arlington.

XII.2.4. Utilización de una Fuente de Corriente:

Por otra parte como para que la resistencia de salida y el coeficiente de estabilización sean pequeños una de las condiciones es lograr que R' sea grande y dado que su presencia en el circuito obedece a la necesidad de imponer dicha corriente I_2 su función puede ser reemplazada por medio de una fuente de corriente en base a alguna de las configuraciones de fuentes de corriente activas estudiadas o bien, tal como se observa en el circuito de la figura XII.11 con el agregado, al circuito regulador ya estudiado, de un nuevo transistor (T_3). En este nuevo circuito se aprecia también que el regulador serie se encuentra resuelto mediante el par D’Arlington T_1 / T_1' .

En este caso la elección del transistor D’Arlington se lleva a cabo en consideración a que en condiciones límite de funcionamiento, el mismo debe hallarse capacitado para soportar:

$$I_{C\text{MAX}} > I_o \quad ; \quad V_{CE0\text{MAX}} > V_s \quad ; \quad P_{D\text{MAX}} > (V_o \cdot I_o)$$

Luego de seleccionado el regulador serie que entonces puede ser un transistor convencional o un arreglo D’Arlington, a partir del dato suministrado por su fabricante en cuanto a la ganancia estática de corriente, se debe determinar:

$$I_{In} = \frac{I_o}{h_{FE}} \quad \text{y de acuerdo con ello adoptar} \quad I_{CQ3} = I_{CQ2} > 10 \cdot I_{In}$$

$V_{CEQ3} > V_{CE(\text{sat})}$ para que la resistencia de salida de esta fuente sea elevada.

Adoptado con esos criterios el punto de trabajo de T_3 , luego:

$$V_A = V_o - 2 \cdot V_{BEu} \quad \text{y} \quad V_{ET3} = V_{CEQ3} + V_A$$

y en consecuencia:

$$R'' = \frac{V_s - V_{ET3}}{I_{CQ2}} \quad \text{(XII.17.)} \quad \text{y} \quad V''_R = V_{BEu3} + I_{CQ2} \cdot R''$$

Veamos un ejemplo numérico, supongamos que se dispone de una fuente no regulada de $V_s = 28 \text{ V}$ y una resistencia interna de $R_s = 3 \text{ Ohm}$, deseándose obtener una tensión regulada de $V_o = 24 \text{ V}$ a un régimen de corriente en la carga de $I_o = 5 \text{ Amp}$. En este caso regulando con un par D’Arlington se podrían conseguir ganancias estáticas de corriente del orden de mil veces por lo que suponiendo:

$$h_{feD} = 1000 \quad I_{in} = I_{BD} = \frac{5 \text{ A}}{1000} = 5 \text{ mA} \quad \text{por lo que} \quad I_{CQ2} = I_{CQ3} = 50 \text{ mA}$$

Ahora por tratarse por un regulador serie realizado por un par D'Arlington:

$$V_A = V_o - 2 \cdot V_{BEu1-1'} = 24 - 1,4 = 22,6 \text{ V}$$

de modo que si adoptamos una $V_{CEQ3} = 3 \text{ V}$ resultará $V_{ET3} = 19,6 \text{ V}$ y en consecuencia la resistencia de su circuito de emisor:

$$R'' = \frac{V_s - V_{ET3}}{I_{CQ2}} = \frac{28 - 19,6}{50 \cdot 10^{-3}} = 168 \text{ Ohm} \quad \text{adoptando } R'' = 180 \text{ Ohm}$$

Así la tensión de referencia del diodo Zener DZ_2 debe ser: $V''_R = 0,7 \text{ V} + 50 \cdot 10^{-3} \cdot 0,18 \cdot 10^3 = 9,7 \text{ V}$

En cuanto a la ecuación (XII.17), la misma también puede expresarse como $I_{CQ2} = \frac{V''_R - V_{BEu3}}{R''}$

con lo que el coeficiente térmico de dicha corriente resulta:

$$\frac{\Delta I_{CQ2}}{\Delta T} = \frac{1}{R''} \cdot \left(\frac{\Delta V''_R}{\Delta T} - \frac{\Delta V_{BEu}}{\Delta T} \right) \quad \text{(XII.18.)}$$

Se desprende de estas dos últimas ecuaciones que la corriente I_{CQ2} es una corriente constante que no depende de V_s y si los coeficientes térmicos de la tensión de referencia del diodo zener es igual al coeficiente térmico de la tensión de umbral del diodo base emisor del transistor T_3 tampoco dependerá de la temperatura. Para pequeños corrientes I_o de carga I'_{B1} se hace del mismo orden de $(1 + h'_{FE1}) I'_{CB01}$ y no se puede controlar nada con T_1 . Se puede agregar una R'_x en la base de T_3 .

XII.2.5.- Circuito de Protección con sensado local:

Es posible adicionarle la regulador recién visto un circuito de protección electrónica en este caso mediante el conjunto de transistor T_4 , tal como se puede observar en el circuito representado en la figura XII.12.

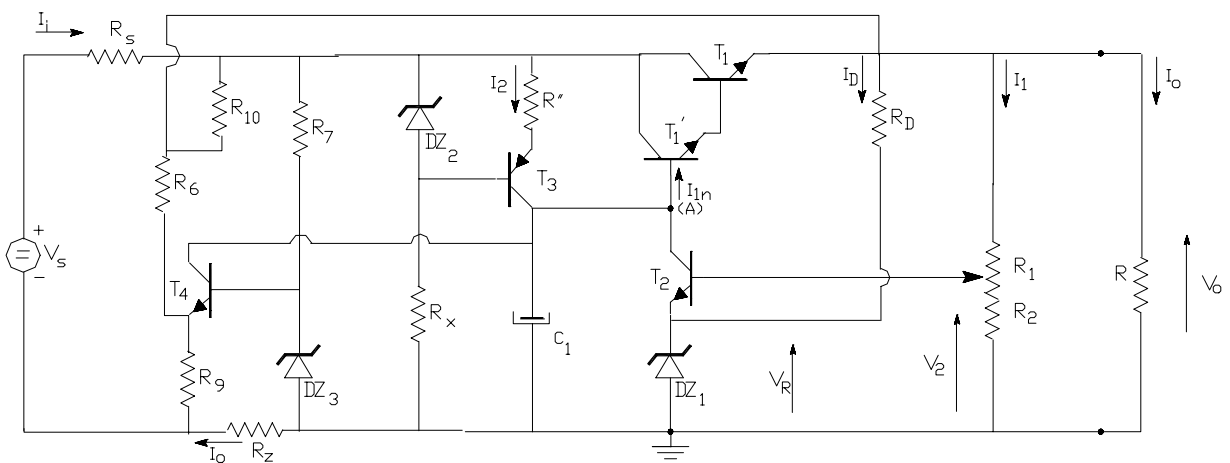


Figura XII.12.

El diodo zener DZ_3 debe seleccionarse de modo que su tensión de referencia V_{R3} se ubique entre un valor de 1,5 y 2,7 Volt y con un coeficiente térmico idéntico al de la tensión de umbral base – emisor del transistor T_4 . La resistencia del resistor R_7 determina la corriente a través de dicho diodo zener de modo que el mismo opere en

la región de codo de su característica inversa. Por ejemplo si se elige una $R_7 = 18 \text{ KOhm}$ resulta una corriente por el diodo de:

$$I_{Z3} = \frac{V_o - V_{R3}}{R_7} = \frac{24 - V_{R3}}{18 \cdot 10^3} = 1,3 \text{ mA} - \frac{V_{R3}}{18 \cdot 10^3}$$

Por debajo de una corriente $I_{Z3} = 1,3 \text{ mA}$ el diodo zener DZ_3 no alcanzará su tensión de codo o de referencia de $V_{R3} = 2,7 \text{ Volt}$ por ejemplo, o sea que dicha tensión se ubicará solamente en alrededor de 2,3 o 2,4 Volt.

Simultáneamente por la rama integrada por los resistores R_6 y R_9 se hace circular una corriente cercana a unos 10 mA por ejemplo, así si $R_8 = 2,2 \text{ KOhm}$ y $R_9 = 220 \text{ Ohm}$, dicha corriente resulta:

$$I_{8,9} = \frac{V_o}{R_6 + R_9} = \frac{24}{(2,2 + 0,22) \cdot 10^3} = 10 \text{ mA} \text{ aproximadamente}$$

y en consecuencia la diferencia de potencial en R_9 es:

$$V_{R9} = I_{R9} \cdot R_9 = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 0,22 \cdot 10^3 = 2,2 \text{ Volt}$$

Quiere decir que sobre el resistor R_9 se tiene una diferencia de potencial muy cercana a la tensión de referencia del tercer diodo zener incorporado al circuito. Así, en la malla de entrada del transistor T_4 se plantea la siguiente ecuación de malla:

$$V_{R9} + V_{BEu4} - V_{R3} - I_o \cdot R_z = 0 \quad \text{y como} \quad V_{R9} = V_{R3} \quad \text{resulta} \quad V_{BEu4} = I_o \cdot R_z$$

para una corriente de carga máxima de 5 Amp. por ejemplo, $I_{oMAX} = 5 \text{ Amp.}$ debemos hacer

$$R_z = \frac{0,6 \text{ Volt}}{I_{oMAX}} = \frac{0,6 \text{ Volt}}{5 \text{ Amp.}} = 0,1 \text{ Ohm}$$

con lo que si I_o supera dicho valor máximo, T_4 pasa a la conducción y se eleva su corriente de colector I_{C4} . Como:

$$I_2 = I_{C2} + I_{C4} + I_{In}$$

crece la corriente I_2 y por lo tanto la caída en R' haciendo bajar la tensión del nodo A (V_A) bloqueando el regulador serie y bajando la tensión de salida V_o . Así, al bajar V_o baja la corriente por R_9 y la diferencia de potencial en este resistor con lo que T_4 pasa a saturación, incrementándose I_{C4} y llegando a cortar el par D'Arlington con lo que $V_o = 0$ e $I_o = 0$.

A las condiciones normales se retorna con la regularización de la carga, quitando el cortocircuito o retirando la misma. Como consecuencia V_s y R_{10} regularizan la diferencia de potencial en R_9 , que es la responsable de controlar ya sea el corte o la saturación de T_4 y se normaliza el suministro de la tensión en la carga. El condensador C_1 agregado al circuito es un capacitor de compensación que evita las oscilaciones de T_2 y/o de T_1 .

XII.3.- PROYECTO DE UNA FUENTE REGULADA Y REGULABLE:

Supongamos desear proyectar una fuente regulada y regulable cuyas características operativas contemplen los siguientes datos:

$$\begin{aligned} V_s &= 45 \text{ V} ; & R_s &= 8 \text{ Ohm} ; & (\Delta V_s/V_s) &= +/-10 \% ; & T_{amb} &= 40 \text{ }^\circ\text{C} \\ V_o &= 28 \text{ V} ; & I_o &= 670 \text{ mA} ; & \Delta V_o &= +/- 0,1 \text{ V} ; & I_{oMAX} &= 1 \text{ Amp.} ; & I_{omin} &= 0,5 \text{ Amp.} \end{aligned}$$

y se ajuste al siguiente esquema de circuito:

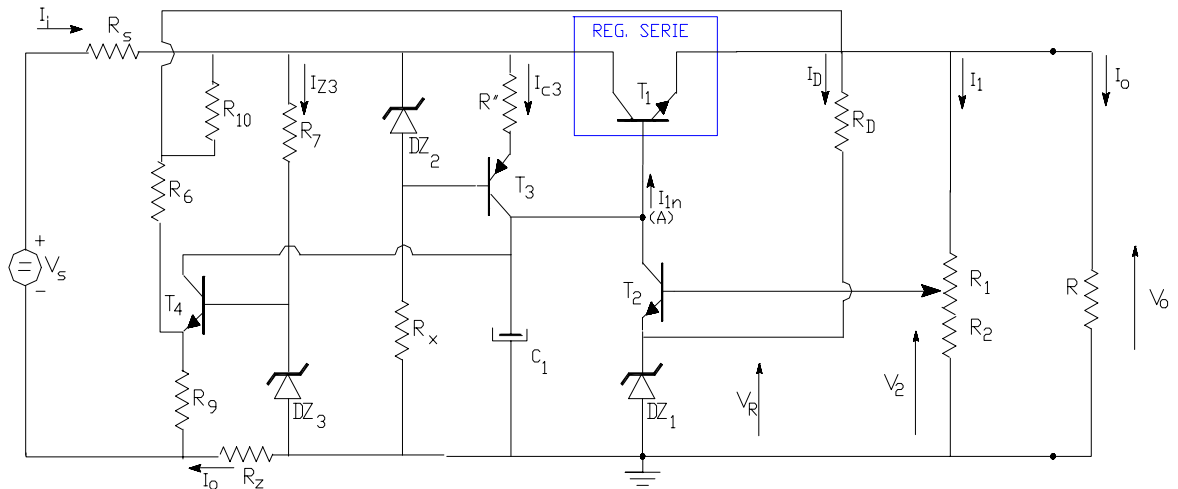


Figura XII.13.

XII.3.1.- Selección del diodo zener DZ_1 :

$$0,2 \cdot V_o < V_{R1} < 0,9 \cdot V_o$$

La adopción de un alto valor para la tensión de referencia del DZ_1 implica operar con un elevado valor de la muestra de la tensión de salida, es decir alto V_2 y ello significa también una baja relación de división que acarrea un alto valor de $[R_2 / (R_1 + R_2)]$ con la consiguiente mejora tanto en la resistencia de salida R_o como en el factor de estabilización S_V tal como lo establecen las ecuaciones XII.15. y XII.16. Suele tomarse:

$$V_{R1} = 0,5 \cdot V_o = 0,5 \cdot 28 \text{ V} = 14 \text{ V}$$

adaptándose luego a un valor conveniente, por ejemplo $V_{R1} = 12 \text{ Volt}$.

En cuanto a la corriente por este diodo debe considerarse que $I_{z1} = I_{C2} + I_D$ con $I_{C2} = I_{C3} - I_{In}$

debiendo cumplirse para un buen rendimiento del regulador que: $(I_1 + I_D + I_{C3} + I_{z3}) \ll I_{omin}$ por ello adoptaremos:

$$I_{C3} < \frac{I_{omin}}{20} = \frac{500 \text{ mA}}{20} = 25 \text{ mA} \quad \text{por ejemplo} \quad I_{C3} = 10 \text{ mA}$$

$I_{In} \ll I_{C3}$ pudiendo adoptarse $I_{In} = 0,1 \cdot I_{C3} = 0,1 \cdot 10 \text{ mA} = 1 \text{ mA}$ con lo que $I_{C2} = 9 \text{ mA}$

Luego si $I_D = I_{C2}$ entonces $I_{z1} = 2 \cdot I_{C2} = 18 \text{ mA}$ para ello debe hacerse:

$$R_D = \frac{V_o - V_{R1}}{I_D} = \frac{28 - 12}{9 \cdot 10^{-3}} = 1,8 \text{ KOhm} \quad \text{entonces} \quad R_D = 1,8 \text{ KOhm}$$

Entonces, la potencia disipada en el diodo zener DZ_1 será:

$P_{DDZ1} = I_{z1} \cdot V_{R1} = 12 \cdot 18 \cdot 10^{-3} = 216 \text{ mWatt}$. debiendo seleccionarse aquellos que cumplan:

$P_{DDZ1MAX} > 2 \cdot P_{DDZ1} = 2 \cdot 216 \cdot 10 = 500 \text{ mWatt}$ aproximadamente y entonces suponiendo un:

$T_{jMAX} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$ su resistencia térmica deberá ser:

$$R_{th_{ja}} = \frac{T_{jMAX} - T_{amb}}{P_{DDZ1MAX}} = \frac{150 - 40}{0,5} = 220 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Así el **Diodo zener** **DZ₁** a seleccionar deberá cumplir que:

$$V_{R1} = 12 \text{ Volt.}$$

$$I_{zK} < I_{z1} = 18 \text{ mA}$$

$$P_{DDZ1MAX} > 0,5 \text{ Watt a } T_{amb} = 40 \text{ } ^\circ\text{C} \text{ o bien } R_{th_{\phi\alpha}} < 220 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

XII.3.2.- Selección del Regulador Serie:

En la malla exterior del circuito de la figura XII.13. $V_s = I_s \cdot R_s + V_{CE1} + V_o$ por ello la caída de tensión en el regulador serie es:

$$V_{CE1} = V_s - I_s \cdot R_s - V_o$$

entonces el valor máximo de dicha tensión se produce cuando simultáneamente V_s se hace máxima e I_o y V_o se hacen mínimas, así en dichas peores condiciones, en que:

$$V_{sMAX} = V_s + \Delta V_s = 45 + 4,5 = 49,5 \text{ V ; } I_{omin} = 0,5 \text{ A y } V_{omin} = V_o - \Delta V_o = 28 - 0,1 = 27,9 \text{ V}$$

$$\text{con lo que: } V_{CE1MAX} = V_{sMAX} - I_{smin} \cdot R_s - V_{omin} = 49,5 - 27,9 - 0,5 \cdot 8 = 16 \text{ V}$$

en consecuencia el transistor a seleccionar debe cumplir con $BV_{CE0} > 1,4 \cdot V_{CE1MAX} = 1,4 \cdot 16 = 22,4 \text{ V}$

Por otra parte, el menor valor de V_{CE1} se produce bajo la condición en que:

$$V_{smin} = V_s - \Delta V_s = 45 - 4,5 = 40,5 \text{ V ; } I_{oMAX} = 1 \text{ A y } V_{oMAX} = V_o + \Delta V_o = 28 + 0,1 = 28,1 \text{ V}$$

$$\text{con lo que: } V_{CE1min} = V_{smin} - I_{sMAX} \cdot R_s - V_{oMAX} = 40,5 - 28,1 - 1 \cdot 8 = 4,4 \text{ V}$$

en consecuencia el transistor a seleccionar debe cumplir con $V_{CE(SAT)} < V_{CE1min} = 4,4\text{V}$ cuando $I_{C1} = I_{oMAX} = 1 \text{ A}$

En cuanto a la disipación de potencia en este transistor, la misma resulta ser:

$$P_{DT1} = I_o \cdot V_{CE1} = I_o \cdot (V_s - V_o - I_o \cdot R_s) \text{ y si se produce el } V_{sMAX} = V_s + \Delta V_s$$

$$P_{DT1} = I_o \cdot (V_s + \Delta V_s - V_o - I_o \cdot R_s) = I_o \cdot (V_s + \Delta V_s - V_o) - I_o^2 \cdot R_s$$

por cuanto es interesante conocer el valor máximo en que se produce dicha potencia derivamos una y otra vez determinando:

$$\frac{\delta P_{DT1}}{\delta I_o} = V_s + \Delta V_s - V_o - 2 \cdot I_o \cdot R_s \quad ; \quad \frac{\delta^2 P_{DT1}}{\delta I_o^2} = -2 \cdot R_s$$

ello nos dice que la función posee un máximo, por lo que igualando a cero la primer derivada y despejando:

$$V_s + \Delta V_s - V_o - 2 \cdot I_{oMAX} \cdot R_s = 0 \quad \text{e} \quad I_{oMAX} = \frac{V_s + \Delta V_s - V_o}{2 \cdot R_s} = \frac{49,5 - 28}{16} = 1,4 \text{ A}$$

si el resultado que se obtiene por este análisis arroja un valor numérico inferior al dato de I_{oMAX} se toma dicho valor de I_{oMAX} . En cambio si como en nuestro caso se obtiene un valor numérico superior debemos tomar el dato suministrado $I_{oMAX} = 1 \text{ A}$. En consecuencia:

$$P_{DT1MAX} = I_{oMAX} \cdot V_{CE1} = I_{oMAX} \cdot (V_s + \Delta V_s - V_O) - I_{oMAX}^2 \cdot R_s = 1 \cdot (49,5 - 28) - 1^2 \cdot 8 = 13,5 \text{ W}$$

y para la temperatura ambiente dada como dato:

$$R_{th_{ja}} = \frac{T_{jMAX} - T_{amb}}{P_{DT1MAX}} = \frac{150 - 40}{13,5} = 8,2 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

En resumen, el transistor que debe seleccionarse como regulador serie debe responder a las siguientes características:

$$BV_{CE0} = V_{CE0MAX} > 22,4 \text{ V} ; V_{CE(SAT)} < 4,4\text{V} ; I_{CMAX} > 1 \text{ A}$$

$$P_{DT1MAX} > 13,5 \text{ W} ; R_{th_{ja}} < 8,2 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Dado que el transistor **BD466** satisface estos requerimientos a fin de continuar con el detalle de los criterios de proyecto seleccionaremos a este transistor a título de ejemplo. Para el BD466 se observa además que:

$$h_{FEmin} \text{ a } 1 \text{ A} = 70 \text{ aproximadamente}$$

de modo que si el regulador serie se compone de un único transistor, entonces

$$I_{in} = I_{11} = I_{B1} = \frac{I_{C1}}{h_{FEmin}} = \frac{I_{oNominal}}{h_{FEmin}} = \frac{670 \text{ mA}}{70} = 10 \text{ mA.}$$

Dado que hemos tomado un $I_{C3} = 10 \text{ mA}$ y tal como ya se dijo $I_{in} = (I_{C3}/10) = 1 \text{ mA}$ se deduce que este transistor que realice las funciones de regulador serie debe disponer de una ganancia diez veces más elevada cuando su corriente de colector sea del orden de $I_{oMAX} = 1 \text{ A}$ y ello puede lograrse con un par D'Arlington a base de este mismo transistor, es decir con $n = 2$, de modo que $h_{FED'Arl} = h_{FE11} \cdot h_{FE12}$, siempre que el mínimo valor de h_{FE12} para una corriente de 10 mA no sea inferior a 10 cosa que corroboramos en la hoja de datos del fabricante. En consecuencia:

$$I_{in} = \frac{I_o}{h_{FE11} \cdot h_{FE12}} = \frac{670 \text{ mA}}{70 \cdot 40} = 0,24 \text{ mA} = I_{12}$$

$$V_{BEuD'Arl} = 2 \cdot V_{BEu} = V_{BEu11} + V_{BEu12} = 0,8 + 0,6 = 1,4 \text{ V}$$

Promediando el valor máximo y el valor mínimo, ambos ya calculados, la tensión de reposo nominal del transistor T_{11} puede estimarse en:

$$V_{CE11} = \frac{V_{CE1MAX} + V_{CE1min}}{2} = \frac{16 + 4,4}{2} = 10 \text{ V}$$

en tanto que para el transistor T_{12} :

$$V_{CE12} = V_{CE11} - V_{BEu11} = 10 - 0,8 = 9,2 \text{ V}$$

XII.3.3.- Selección del Transistor Amplificador T_2 :

Por una parte, el divisor de tensión que permite lograr el ajuste de la tensión de salida se puede determinar sabiendo que:

$$V_2 = V_{R1} + V_{BEu2} = 12 + 0,7 = 12,7 \text{ V}$$

y habiendo seleccionado ya:

$$I_1 = \frac{I_o}{20}, R_1 + R_2 = \frac{V_o}{I_1} = \frac{(20 \cdot 28) \text{ V}}{0,67 \text{ A}} = 836 \text{ Ohm} \text{ por lo que elegimos un}$$

un potenciómetro de 1,5 KOhm con el cual el ajuste de la tensión de salida requerida se logrará cuando:

$$R_2 = (R_1 + R_2) \cdot \frac{V_2}{V_o} = 1500 \cdot \frac{12,7}{28} = \mathbf{680 \text{ Ohm}} \quad \text{y por lo tanto } R_1 = \mathbf{820 \text{ Ohm}}$$

pudiéndose reemplazar dicho potenciómetro por el par de resistores $(R_1 + R_2)$ fijos con los valores precedentemente calculados si no se deseara una tensión de salida ajustable.

En segundo lugar:

$$V_{AT} = V_o - V_{BEuD'Ah} = 28 - 1,4 = 26,6 \text{ V}$$

$$V_{CE2} = V_{AT} - V_{R1} = 26,6 - 12 = 14,6 \text{ V}$$

y ahora que ya contamos con el regulador serie y conocemos su ganancia procedemos a reajustar la corriente:

$$(I_{C2} = I_{C3}) > 10 \cdot I_{12} = 10 \cdot 0,24 \text{ mA} = 2,4 \text{ mA}$$

con lo que por tratarse de un clase A la disipación máxima en T_2 será:

$$P_{DT2MAX} = I_{C2} \cdot V_{CE2} = 14,6 \cdot 2,4 \cdot 10^{-3} = 40 \text{ mW aproximadamente}$$

Como conclusión para llevar a cabo la función de amplificador de la señal error T_2 puede ser cualquier transistor de bajo nivel que permita operar con:

$$I_{CQ2} = \mathbf{2,4 \text{ mA}} \quad \text{y por lo tanto } I_{C2MAX} = \mathbf{2 \cdot I_{CQ2} = 4,8 \text{ mA}} \quad ; \quad V_{CEQ2} = \mathbf{14,6 \text{ V}} \quad \text{y } P_{DT2MAX} = \mathbf{40 \text{ mW}}$$

tal como el **BC547** por ejemplo.

XII.3.4.-Cálculo de la Fuente de Corriente; T_3 y DZ_2 :

Dado que la corriente por T_3 es la misma que por T_2 ($I_{12} \ll I_{C2}$) es decir $|I_{CQ3}| = I_{CQ2} = 2,4 \text{ mA}$ y se requiere que el mismo trabaje fuera de saturación para que su resistencia de salida sea alta, o sea $V_{CEQ3} > V_{CE(sat)3}$ por lo tanto $|V_{CEQ3}| = 3 \text{ V}$ por ejemplo, este transistor puede ser un transistor complementario de T_2 o sea el **BC557**.

Como consecuencia la tensión entre emisor y tierra de este transistor será: $V_{ET3} = V_{AT} - V_{CEQ3}$

$$V_{ET3} = 26,6 - (-3) = 29,6 \text{ V} \quad \text{por lo tanto:}$$

$$R'' = \frac{V_s - I_o \cdot R_s - V_{ET3}}{-I_{CQ3}} = \frac{45 - 0,67 \cdot 8 - 30}{2,4 \cdot 10^{-3}} = 4,02 \text{ KOhm} \quad , \quad R'' = \mathbf{3,9 \text{ KOhm}}$$

con lo que el diodo zener de la fuente de corriente debe tener una tensión de referencia de:

$$V_{R2} = V_{EBu3} - I_{CQ3} \cdot R'' = 0,7 \text{ V} + 2,4 \cdot 10^{-3} \cdot 3,9 \cdot 10^3 = 10,06 \text{ V} \quad \text{adoptando } V_{R2} = 10 \text{ Volt}$$

de modo tal que, de acuerdo a la ecuación (XII.18.) si seleccionamos un diodo zener con dicha tensión de referencia y que además tenga un coeficiente térmico en su tensión de referencia que sea idéntico al coeficiente térmico de la tensión de umbral base-emisor del transistor T_3 se conseguirá una corriente I_{CQ3} que no dependerá ni de V_s ni de ΔT .

Como la corriente en la base del transistor T_3 es despreciable la corriente en el DZ_2 , que como mínimo debe ser la corriente en el codo (I_{zk2}), debe ser asegurada por el valor de R_x . Así adoptando para esta última el mismo valor I_D que se tomara para el DZ_1 , es decir $I_{R_x} = I_D = 9 \text{ mA}$ deberá hacerse:

$$R_x = \frac{(V_s - I_o \cdot R_s) - V_{R2}}{I_{R9}} = \frac{40 - 10}{9 \cdot 10^{-3}} = 3,33 \text{ KOhm} \quad , \quad R_x = \mathbf{3,3 \text{ KOhm}}$$

La disipación de potencia en el DZ_2 resultará:

$$P_{DDZ2MAX} = I_{R9} \cdot V_{R2} = 9 \cdot 10 \cdot 10 = 100 \text{ mW}$$

por lo que para la temperatura ambiente dada como dato:

$$R_{thja} = \frac{T_{jMAX} - T_{amb}}{P_{DDZ2MAX}} = \frac{150 - 40}{100} = 1,1 \text{ } ^\circ\text{C/mW}$$

En resumen, el diodo zener que debe seleccionarse para integrar la fuente de corriente debe responder a las siguientes características:

$$V_{R2} = 10 \text{ V} \quad ; \quad I_{zk} < 10 \text{ mA} \quad P_{DDZ2MAX} > 100 \text{ mW} \quad ; \quad R_{thja} < 1,1 \text{ } ^\circ\text{C/mW}$$

XII.3.5.- Determinación del circuito de protección

El diodo zener DZ_3 debe seleccionarse de modo que su tensión de referencia V_{R3} se ubique entre un valor de 1,5 y 2,7 Volt y con un coeficiente térmico idéntico al de la tensión de umbral base – emisor del transistor T_4 . La resistencia del resistor R_7 determina la corriente a través de dicho diodo zener de modo que el mismo opere en la región de codo de su característica inversa. Por ejemplo si se elige una $R_7 = 18 \text{ KOhm}$ resulta una corriente por el diodo de:

$$I_{z3} = \frac{(V_s - I_o \cdot R_s) - V_{R3}}{R_7} = \frac{40 - V_{R3}}{18 \cdot 10^3} = 2,2 \text{ mA} - \frac{V_{R3}}{18 \cdot 10^3}$$

Por debajo de una corriente $I_{z3} = 2,2 \text{ mA}$ el diodo zener DZ_3 no alcanzará su tensión de codo o de referencia de $V_{R3} = 2,7 \text{ Volt}$ por ejemplo, o sea que dicha tensión se ubicará solamente en alrededor de 2,3 o 2,4 Volt.

Entonces el diodo zener que debe seleccionarse para integrar el circuito de protección debe responder a las siguientes características:

$$V_{R2} = 2,5 \text{ V} \quad ; \quad I_{zk} < 2 \text{ mA}$$

Simultáneamente por la rama integrada por los resistores R_6 y R_9 se hace circular una corriente cercana a unos 10 mA por ejemplo, así :

$$R_6 + R_9 = \frac{V_o}{I_{R9}} = 2,8 \text{ KOhm} \quad \text{por lo que } R_9 = \frac{V_{R3}}{I_{R9}} = 270 \text{ Ohm} \quad \text{y } R_6 = 2,7 \text{ KOhm}, \text{ de modo que dicha}$$

corriente resulta:

$$I_{R9} = \frac{V_o}{R_6 + R_9} = \frac{28}{(2,7 + 0,27) \cdot 10^3} = 9,5 \text{ mA} \quad \text{aproximadamente}$$

y en consecuencia la diferencia de potencial en R_9 es:

$$V_{R9} = I_{R9} \cdot R_9 = 9,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,27 \cdot 10^3 = 2,54 \text{ Volt}$$

Así, en la malla de entrada del transistor T_4 se plantea la siguiente ecuación de malla:

$$V_{R9} + V_{BEu4} - V_{R3} - I_o \cdot R_z = 0 \quad \text{y como } V_{R9} = V_{R3} \quad \text{resulta } V_{BEu4} = I_o \cdot R_z$$

T_4 debe permanecer cortado mientras la corriente por la carga no supera el valor $I_{oMAX} = 1 \text{ Amp}$. Para dicha corriente de carga máxima debemos hacer

$$R_z = \frac{0,6 \text{ Volt}}{I_{0\text{MAX}}} = \frac{0,6 \text{ Volt}}{1 \text{ Amp.}} = 0,56 \text{ Ohm}$$

con lo que si I_o supera dicho valor máximo, T_4 pasa a la conducción y se eleva su corriente de colector I_{C4} y como:

$$I_{12} = I_{C3} - I_{C2} - I_{C4}$$

I_{12} baja y por lo tanto comienza a limitarse la corriente por la carga.

XII.4.- CIRCUITOS REGULADORES DE TENSION CON CIRCUITOS INTEGRADOS:

Estos circuitos y sus fundamentos se basan en el principio de funcionamiento de los reguladores de lazo cerrado que se describieran precedentemente en este Capítulo, es decir que en una representación a base de bloques circuitales estos circuitos reguladores se ajustan al esquema indicado en la figura XII.14. En dicha figura, mediante el sistema potenciométrico:

$$V_f = V_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{en tanto que en el Op.Amp.} \quad V_i = V_R - V_f = \frac{V_o}{A}$$

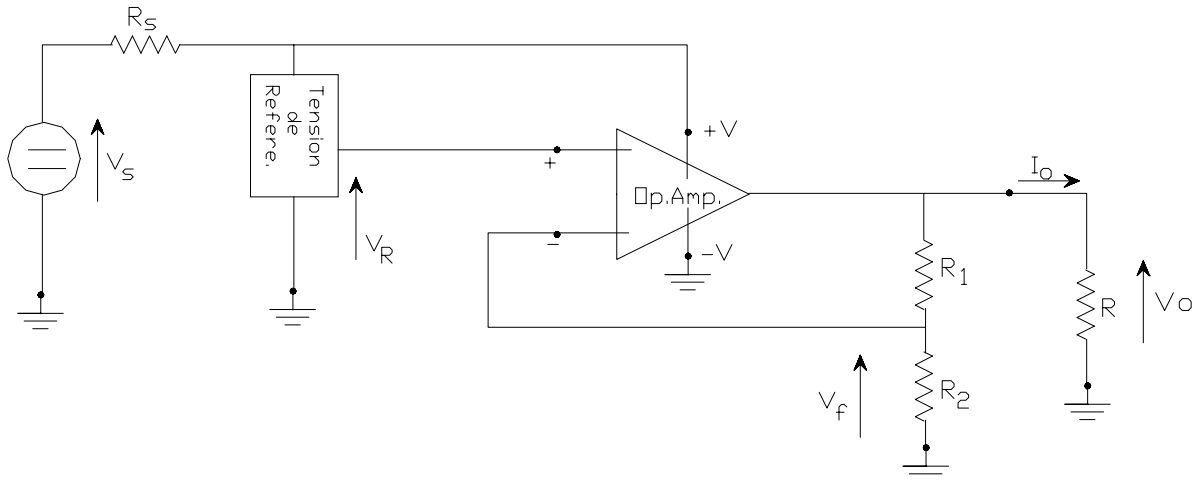


Figura XII.14.

entonces si idealizamos al Op.Amp. su ganancia a lazo abierto resulta infinito con lo cual para un V_o distinto de cero se tendrá $V_R = V_f$ y por lo tanto:

$$V_o = V_R \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad \text{(XII.19.)}$$

Se desprende de esta última ecuación que aún variando la corriente en la carga I_o la tensión de salida V_o permanece fija y dada por la ecuación (XII.19.). Como la fuente de alimentación no regulada se aplica a los terminales de alimentación del Op.Amp. las variaciones de V_s (ΔV_s) debidas ya sea a variaciones de la red (variaciones lentas) o bien debidas al "ripple" (variaciones rápidas) serán atenuadas en función de la Relación de Rechazo de la Fuente de Alimentación (PSRR o bien SVRR) del amplificador operacional.

Siendo R_o la resistencia de salida del amplificador operacional, la Resistencia de Salida de este circuito regulador, resultado del lazo de realimentación con muestreo de tensión y mezcla serie, se reducirá al valor:

$$R_{of} = \frac{R_o}{D} = \frac{R_o}{1 + \beta \cdot A} = \frac{R_o}{\beta \cdot A} = \frac{R_o}{A \cdot \frac{V_f}{V_o}} = \frac{R_o}{A \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}} \quad (\text{XII.20.})$$

Un ejemplo para este tipo de regulador lo constituye el circuito que presenta la figura XII.15. Si en él, el amplificador operacional es un tipo 741 la tensión de salida de la fuente no regulada debe mantenerse por debajo del valor máximo de la tensión de alimentación con que puede operar este Op.Amp., es decir $V_s < 20$ Volt.

El valor mínimo de la tensión de salida (V_{omin}) se producirá cuando la resistencia de carga tome el valor mínimo y la corriente de salida adquiera el valor máximo (I_{oMAX}). Dicho valor mínimo de la tensión regulada deberá ubicarse aproximadamente unos 2 Volt por debajo de la tensión del terminal 11 del amplificador operacional. Por ejemplo si:

$$V_{omin} = 15 \text{ Volt} \quad \text{y} \quad R_{min} = 3 \text{ KOhm} \quad \text{entonces} \quad I_{oMAX} = \frac{V_{omin}}{R_{min}} = \frac{15 \text{ V}}{3 \cdot 10^3} = 5 \text{ mA}$$

Si el diodo zener es un diodo tipo 1N4611 por ejemplo, el cual posee una tensión de referencia $V_R = 6,6$ V, una corriente de codo de valor $I_{zk} = 2$ mA y un coeficiente térmico en su tensión de referencia positivo e igual a 0,005 %/°C, la resistencia R que debemos incluir surgirá de considerar:

$$R_Z < \frac{V_{omin} - V_R}{I_{zk}} = \frac{(15 - 6,6) \text{ V}}{2 \cdot 10^{-3}} = 4,2 \cdot 10^3 \quad \text{adoptándose} \quad R_Z = 3,9 \text{ KOhm}$$

de modo de asegurar por el diodo zener una corriente superior a la del codo de modo que el mismo opere con la tensión de referencia en sus extremos, ya que:

$$I_Z = \frac{V_{omin} - V_R}{R_Z} = \frac{(15 - 6,6) \text{ V}}{3,9 \cdot 10^{-3}} = 2,2 \text{ mA}$$

$$\text{Si además adoptamos una corriente por el divisor} \quad I_1 = 1 \text{ mA} : \quad R_1 + R_2 = \frac{V_o}{I_1} = \frac{15 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 15 \text{ KOhm}$$

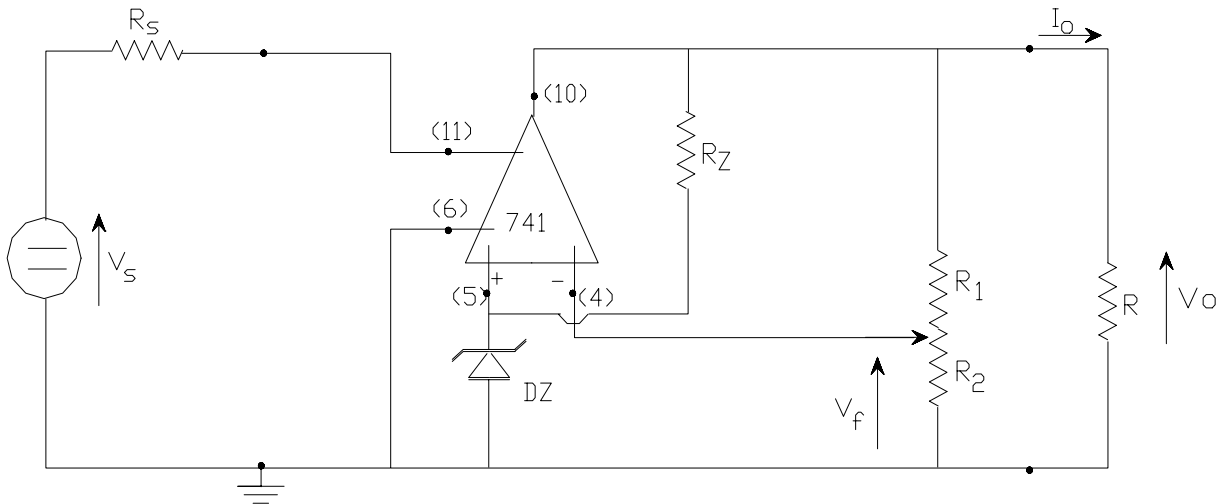


Figura XII.15.

Entonces:

$$\beta = \frac{V_R}{V_o} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{6,6}{15} \quad \text{por lo tanto } R_2 = 6,8 \text{ KOhm} \quad \text{y } R_1 = 8,2 \text{ KOhm}$$

que también puede lograrse con un potenciómetro de 10 KOhm y un par de resistores fijos de valor $R_2 = 2,2 \text{ KOhm}$ y $R_1 = 3,3 \text{ KOhm}$ conectados en sus ambos extremos.

Teniendo en cuenta los valores típicos de resistencia de salida y ganancia a lazo abierto de este amplificador operacional:

$$R_o = 75 \text{ Ohm} \quad - \quad A = 2 \cdot 10^5$$

de acuerdo con la ecuación (XII.20.) la resistencia de salida de la fuente regulada será:

$$R_{of} = \frac{R_o}{A \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}} = \frac{75 \text{ Ohm}}{2 \cdot 10^5 \cdot \frac{6,8}{15}} = 1 \cdot 10^{-3} \text{ Ohm} = 1 \text{ mOhm}$$

Con $\Delta I_o = I_{oMAX} - I_{omin}$ se obtendrá $\Delta V_o = \Delta I_o \cdot R_{of}$ (XII.21.)

y teniendo en cuenta la (XII.20.) el porcentaje de regulación resultará:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\Delta I_o \cdot R_o}{A \cdot \frac{V_R}{V_o} \cdot V_o} = \frac{\Delta I_o \cdot R_o}{A \cdot V_R} \quad \text{(XII.21'.)}$$

luego considerando que $I_{omin} = 0$ $\Delta I_o = I_{oMAX} = 5 \text{ mA}$ por lo que el factor de estabilización será:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\Delta I_o \cdot R_o}{A \cdot V_R} = \frac{5 \cdot 10^{-3} \cdot 75}{2 \cdot 10^5 \cdot 6,6} = 30 \cdot 10^{-8}$$

Obteniéndose un porcentaje de regulación de 30 ppm % que es en efecto una muy buena regulación.

Sin embargo el valor medido puede variar en más en un orden de magnitud respecto a dicho valor calculado, debiéndose ello a diferentes factores, entre los que se pueden mencionar: coeficiente de temperatura del diodo zener, ruido propio del diodo zener, tensiones residuales de desequilibrio (OFFSETS) del Op.Amp., ruido generado en el amplificador, caídas de tensión en los cables de conexión del circuito de carga, derivas térmicas de las tensiones residuales en el Op.Amp., relación de rechazo de modo común limitada y relación de rechazo de la fuente de alimentación limitada, ambas en el Op.Amp.

XII.4.1.- Influencia de la Temperatura:

En este sentido veamos algunos ejemplos típicos. Consideremos en primer lugar la influencia de la deriva térmica de la tensión residual de entrada:

- Con un Op. Amp. 741 o bien uno tipo 101A los fabricantes especifican una deriva térmica de la tensión residual de entrada de:

$$\frac{dV_R}{dT} = 3 \frac{\mu V}{^\circ C} \quad \text{(Típico)} \qquad \frac{dV_R}{dT} = 15 \frac{\mu V}{^\circ C} \quad \text{(Máximo)}$$

Además para un encapsulado tipo TO-116 (de 14 terminales) y dentro de un rango térmico de hasta 70 °C presenta una resistencia térmica de alrededor de 150 °C/W. Si suponemos una tensión aplicada sobre el terminal (11) de aproximadamente 28 Volt se tiene que la diferencia de potencial que debe absorber el Op.Amp. es de $(V_{11T} - V_o) = (28 - 15)V = 13$ Volt y en consecuencia a la corriente máxima de carga de $I_{oMAX} = 5$ mA se tendrá una disipación en el integrado de:

$$P_D = (V_{11T} - V_o) \cdot I_{oMAX} = 13 \cdot 5 \cdot 10 = 65 \text{ mW}$$

y como consecuencia de ella la temperatura del integrado aumentará en:

$$\Delta T = P_D \cdot R_{thja} = 65 \cdot 10^{-3} \cdot 150 = 10 \text{ °C aproximadamente}$$

si además suponemos que se produce un incremento en la temperatura ambiente de trabajo que la lleva a 50 °C el incremento total de la temperatura del integrado será de: $\Delta T_{TOTAL} = 25 + 10 = 35 \text{ °C}$, para el cual la deriva térmica de la tensión residual de entrada producirá una variación en esta última de:

$$\Delta V_R = 15 (\mu V/^{\circ}C) \cdot 35 (^{\circ}C) = 0,525 \text{ mV}$$

que se propagará a la salida del Op.Amp. produciendo un $\Delta V_o = (1/\beta) \cdot \Delta V_R = 2,2 \cdot 0,525 \cdot 10^{-3} = 1,16 \text{ mV}$ por lo que:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1,16 \cdot 10^{-3}}{15} = 7,7 \cdot 10^{-6} \text{ equivalentes } 7700 \text{ ppm } \%$$

comprobándose que puede resultar excesivamente alta sobre todo en comparación con 30 ppm % que se preveían obtener suponiendo un comportamiento ideal en el Op.Amp. En consecuencia si se deseara mejorar esta característica se puede elegir un Op.Amp. tipo 725A por ejemplo, que asegura una deriva térmica de la tensión residual de entrada (valor máximo) de tan solo:

$$\frac{dV_R}{dT} = 2 \frac{\mu V}{^{\circ}C} \text{ (Máximo)} \qquad \frac{dV_R}{dT} = 0,6 \frac{\mu V}{^{\circ}C} \text{ (Típico)}$$

ajustando inicialmente el OFFSET mediante el agregado del potenciómetro sugerido por el fabricante, tal como puede observarse en el esquema de la figura XII.16., entre los terminales (1) y (8). En dicha figura puede apreciarse asimismo el circuito de protección para la entrada diferencial conformado por los diodos limitadores colocados entre la entradas INV y NO INV y el circuito R-C de compensación de fase conectado entre los terminales (4), (5) y (6). Así si se reemplaza al Op.Amp. 741 del circuito regulador de la figura XII.15. por el 725 tal como se indica en la figura XII.16. se obtendrá una versión del Regulador de alta estabilidad.

En conclusión, de acuerdo a la ecuación (XII.21.) a la salida de este regulador si tiene:

$$\Delta V_o = \Delta I_o \cdot R_{of} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^{-3} = 5 \mu V$$

por lo que cualquier cambio de temperatura en el ambiente o en el integrado origina un cambio ΔV_o superior a dicho valor calculado por la expresión (XII.21.).

XII.4.2.- Influencia de un Rechazo de la Fuente de Alimentación y de un Modo Común limitados:

Para el Op.Amp. 741 se puede constatar una especificación del Rechazo de la Fuente de Alimentación en su valor típico de 30 $\mu V/V$ así como un límite máximo de 150 $\mu V/V$, en tanto que para el 101A la especificación típica es de 16 $\mu V/V$. Para ambos casos tales características son adecuadas mientras las variaciones de la tensión de alimentación proporcionada por la fuente no regulada se mantienen en valores conservados. En cambio cuando las variaciones de V_s son mucho más importantes resulta conveniente la utilización de Op.Amp. que posean una relación de rechazo de la fuente de alimentación mas apropiada, tal como el caso del Op.Amp. 725 para el cual se asegura un valor máximo de 10 $\mu V/V$.

Por otro lado, si consideramos una tensión de línea variable tal característica puede ser considerada como equivalente a una tensión de línea constante en conjunto con una componente de modo común. Sería deseable

entonces que el amplificador operacional utilizado disponga de una buena relación de rechazo a este tipo de componente de modo común. En tal sentido para el amplificador operacional 741 los fabricantes aseguran un valor

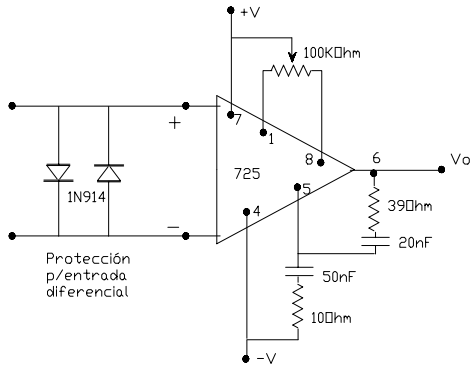


Figura XII.16.

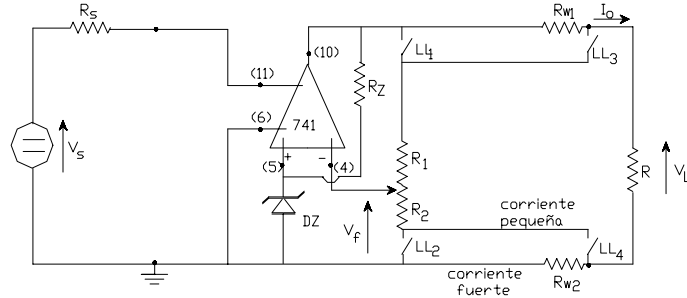


Figura XII.17.

mínimo de 70 dB, o lo que es lo mismo 310 $\mu\text{V}/\text{V}$, en consecuencia una variación de la tensión de línea ΔV_s sería equivalentes a un modo común en la entrada de:

$$V_c = 310 (\mu\text{V}/\text{V}) \cdot \Delta V_s$$

Para el Op.Amp. 101 se tienen 96 dB que equivalen a 16 $\mu\text{V}/\text{V}$ de cambio en la fuente no regulada mientras que para el 725 se aseguran 110 dB de valor mínimo equivalentes a 3,1 $\mu\text{V}/\text{V}$ de variación de la tensión de entrada al regulador. Como regla general conviene siempre utilizar amplificadores operacionales que dispongan 90 dB de relación de rechazo de modo común como mínimo.

XII.4.3.- Caídas de Tensión del Cableado:

Una de las principales fuentes de error lo constituye el cable que une los terminales del regulador con los terminales de la carga. En el circuito indicado más abajo R_{w1} y R_{w2} son las resistencias alámbricas u “Ohmicas” de los cables de conexión que vinculan la fuente de alimentación regulada y la carga. Allí se puede identificar un nuevo divisor de tensión de modo tal que la tensión real sobre la carga resulta ser:

$$V_L = \frac{R_L}{R + R_{w1} + R_{w2}} \cdot V_o \quad (\text{XII.22.})$$

Si por ejemplo se utiliza alambre calibre N° 20 (de $0,33 \cdot 10^{-3}$ Ohm/cm) y la corriente en la carga es de unos 100 mA, en el mismo se tendrá una caída de:

$$0,33 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 10^{-3} = 33 \mu\text{V}/\text{cm}.$$

es decir que se tienen 1 mV de caída de tensión por cada 30 cm. de longitud de cable de conexión y por lo tanto se enmascara la verdadera regulación. A esto contribuye también la resistencia de contacto de las conexiones.

En la misma figura XII.17. se ha agregado otro cableado paralelo entre la carga y la salida de la fuente regulada que se activa por medio de la apertura de las llaves LL_1 y LL_2 y el cierre de las correspondientes LL_3 y LL_4 conformando una fuente que utiliza la técnica de sensado remoto para evitar en buena medida el problema apuntado precedentemente.

Una vez activado el cableado paralelo que introduce el sensado remoto el regulador pasa a regular la tensión efectiva sobre la carga V_L ya que la corriente en el cable paralelo es muy inferior a la corriente I_o sobre la carga y deja de tener validez la ecuación del divisor resistivo (XII.22.). Sin embargo si consideramos la influencia de un

rechazo al modo común limitado, encontramos que mientras sin el sensado remoto se tenía un modo común en las entradas del Op.Amp. de:

$$V_{mc} = \frac{V_R + \beta \cdot V_L}{2}$$

cuando incluimos el cable paralelo las tensiones de entrada a ambos terminales de entrada del Op.Amp. serán:

$$V_1 = V_f + I_o \cdot R_{w2} = \beta \cdot V_L + I_o \cdot R_{w2} \quad ; \quad V_2 = V_R + I_o \cdot R_{w2}$$

entonces mientras la tensión de entrada de modo diferencial es $V_d = V_2 - V_1 = V_R - \beta \cdot V_L$ la del modo común resultará ahora:

$$V_{mc} = \frac{V_1 + V_2}{2} = \frac{V_R + I_o \cdot R_{w2} + \beta V_L + I_o \cdot R_{w2}}{2} = \frac{V_R + \beta \cdot V_L}{2} + I_o \cdot R_{w2}$$

Si la relación de rechazo de modo común del Op.Amp. es buena, la tensión adicional ($I_o \cdot R_{w2}$) no afectará significativamente el comportamiento del regulador. Por su parte, la resistencia R_{w1} aumenta la resistencia de salida de lazo abierto del regulador; ya que R_{w1} es de 10 o 20 mOhm ella no afecta mayormente el comportamiento de la resistencia de salida del regulador a lazo cerrado (R_{of}).

XII.4.4.- Agregado de un Transistor de Paso:

La fuente de alimentación regulada estudiada en los párrafos precedentes dispone de una capacidad de potencia fijada por el circuito de protección contra cortocircuitos presente en la salida de cualquier amplificador operacional. Si se trata del Op.Amp. 741 hemos visto ya que en su etapa de salida por ejemplo la corriente por la carga crece aproximadamente en forma lineal hasta alcanzar unos 15 a 20 mA en que las caídas en las resistencias de emisor de 22 o 27 Ohm alcanzan el valor de una tensión de umbral y a consecuencia de ello un transistor protector comienza con el proceso de limitación de la corriente en la carga de modo que la misma no puede superar más allá de los 20 ó 22 mA.

Si la demanda de corriente por la carga supera dicho límite fijado por el amplificador operacional utilizado, es posible continuar utilizando este esquema regulador agregando un transistor de modo de amplificar dicho valor de corriente de salida del Op.Amp., transistor este que en el circuito regulador de la figura XII.18. es el transistor T_1 llamado también transistor de paso. En la misma figura se observa el agregado de T_5 y R_5 que constituye ahora el nuevo circuito de protección o limitación automática de corriente.

Para dicha configuración, la resistencia de salida de la fuente regulada a lazo abierto es la resistencia de salida que presenta el transistor T_1 en su terminal de emisor, es decir:

$$R_o = \frac{h_{ie1} + R_{Op.Amp.})}{h_{fe1}}$$

mientras que a lazo cerrado:

$$R_{of} = \frac{R_o}{D} = \frac{R_o}{1 + \beta A} = \frac{R_o}{\beta A} = \frac{h_{ie1} + R_{Op.Amp.})}{h_{fe1}} \cdot \frac{V_o}{A \cdot V_R}$$

$$\Delta V_o = \Delta I_o \cdot R_{of} \quad \text{por lo tanto} \quad \% \text{ Reg} = \frac{\Delta V_o}{V_o} \cdot 100 = \Delta I_o \cdot \frac{h_{ie1} + R_{Op.Amp.})}{h_{fe1}} \cdot \frac{1}{A \cdot V_R} \cdot 100$$

Veamos un ejemplo numérico. En tal sentido supongamos que utilizando una fuente de alimentación primaria de tensión $V_s = 28$ V, tal que por variaciones de la red puede modificarse en más o en menos en alrededor de 3 V y que por variaciones de la corriente de carga disminuye su valor de tensión a 26,6 V cuando es cargada con alrededor de unos 135 mA, vale decir, resumiendo:

$$28 - 26,6$$

$$V_s = 28 \text{ V} ; \quad \Delta V_s = \pm 3 \text{ V} ; \quad R_s = \frac{\quad}{0,135} = 10 \text{ Ohm}$$

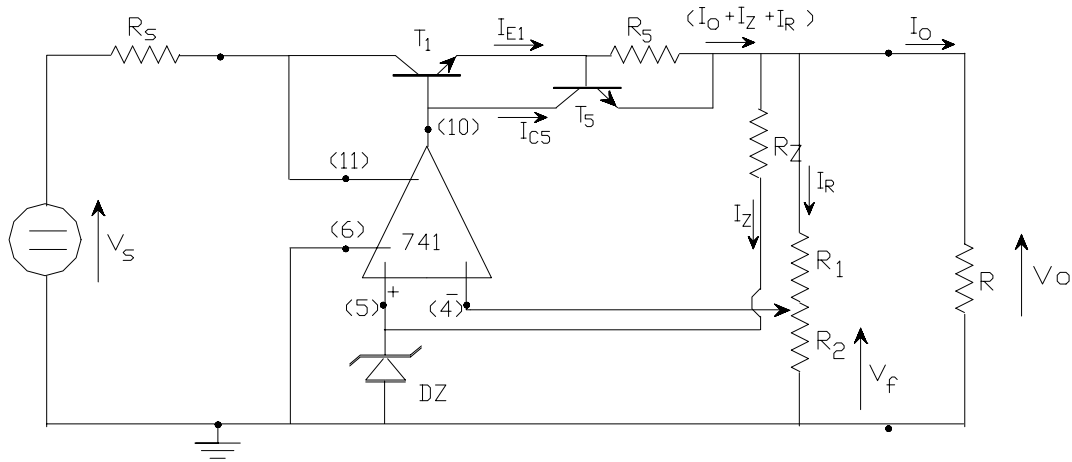


Figura XII.18

y deseamos que mediante el circuito de la figura XII.18 la tensión regulada sea de 15 V con un consumo máximo de 100 mA, es decir:

$$V_o = 15 \text{ V} \quad e \quad I_{o\max} = 100 \text{ mA}$$

a) Determinación del Diodo Zener DZ y del divisor $R_1 - R_2$:

Tal como ya hemos visto con anterioridad

$$0,2 \cdot V_o < V_R < 0,9 \cdot V_o$$

La adopción de un alto valor para la tensión de referencia del DZ implica operar con un elevado valor de la muestra de la tensión de salida, es decir alto V_f y ello significa también una baja relación de división que acarrea un alto valor de $[R_2 / (R_1 + R_2)]$ con la consiguiente mejora tanto en la resistencia de salida R_o como en el factor de estabilización S_V tal como lo establecen las ecuaciones XII.15. y XII.16. Suele tomarse:

$$V_R = 0,5 \cdot V_o = 0,5 \cdot 15 \text{ V} = 7,5 \text{ V}$$

adaptándose luego a un valor conveniente, por ejemplo $V_R = 5,8 \text{ Volt}$ por disponerse en stock por ejemplo.

En cuanto a la corriente por este diodo debe considerarse que para un buen rendimiento del regulador :

$(I_Z + I_R) \ll I_{o\min}$ por ello adoptaremos:

$$I_Z < \frac{I_{o\min}}{20} = \frac{50 \text{ mA}}{20} = 2,5 \text{ mA} \quad \text{por ejemplo} \quad I_Z = 2 \text{ mA}$$

para ello debe hacerse:

$$R_Z = \frac{V_o - V_R}{I_Z} = \frac{15 - 5,8}{2 \cdot 10^{-3}} = 4,6 \text{ KOhm} \quad \text{entonces} \quad R_Z = 4,7 \text{ KOhm}$$

Entonces, la potencia disipada en el diodo zener DZ será:

$$P_{DDZ} = I_Z \cdot V_R = 5,8 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 11,6 \text{ mWatt.} \quad \text{debiendo seleccionarse aquellos que cumplan:}$$

$P_{DDZMAX} > 2 \cdot P_{DDZ1} = 2 \cdot 11,6 = 25 \text{ mWatt}$ aproximadamente y entonces suponiendo un:

$T_{jMAX} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$ su resistencia térmica deberá ser:

$$R_{thja} = \frac{T_{jMAX} - T_{amb}}{P_{DDZMAX}} = \frac{150 - 40}{25} = 4,4 \text{ }^\circ\text{C/mW}$$

Así en **Diodo zener DZ** a seleccionar deberá cumplir que:

$$V_R = 5,8 \text{ Volt.}$$

$$I_{zK} < I_X = 2 \text{ mA}$$

$$P_{DDZ1MAX} > 0,025 \text{ Watt a } T_{amb} = 40 \text{ }^\circ\text{C} \text{ o bien } R_{th\phi\alpha} < 4,4 \text{ }^\circ\text{C/mW}$$

Por otra parte, el divisor de tensión que permite lograr el ajuste de la tensión de salida se puede determinar sabiendo que:

$$V_f = V_R = 5,8 \text{ V}$$

En tanto que la corriente por el mismo también debe ser despreciable frente a la I_{omin} por ello adoptaremos como antes lo hiciéramos para I_Z :

$$I_R < \frac{I_{omin}}{20}, \quad R_1 + R_2 = \frac{V_o}{I_R} = \frac{15 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 15 \text{ KOhm}$$

por ello seleccionamos un potenciómetro de 5 KOhm con el cual el ajuste de la tensión de salida requerida se logrará cuando la posición del cursor se encuentre aproximadamente en la mitad de resistencia si agregamos sendos resistores fijos para que en conjunto con dichos 2,5 KOhm den como resultado:

$$R_2 = (R_1 + R_2) \cdot \frac{V_2}{V_o} = 15000 \cdot \frac{5,8}{15} = 5,8 \text{ KOhm} \text{ y por lo tanto } R_2 \text{ (fija)} = 3,3 \text{ KOhm}$$

por lo que $R_1 = 15000 - 5800 = 9,2 \text{ KOhm}$ de modo que la parte fija podrá ser de $R_1 \text{ (fija)} = 6,8 \text{ KOhm}$

b) Requerimientos del transistor T_1 :

$$V_{CEMAX} = V_s + \Delta V_s - V_o = 28 + 3 - 15 = 16 \text{ V}$$

$$V_{CEmin} = V_s - \Delta V_s - I_{sMAX} \cdot R_s - V_o = 28 - 3 - 0,1 \cdot 10 - 15 = 9 \text{ V}$$

$$V_{CEd} = V_s + \Delta V_s - I_{sMAX} \cdot R_s - V_o = 28 + 3 - 0,1 \cdot 10 - 15 = 15 \text{ V}$$

$$P_{DT1} = I_{sMAX} \cdot V_{CEd} = 0,1 \cdot 15 = 1,5 \text{ Watt} \text{ con lo que puede usarse un } \mathbf{BD135} \text{ que posee un}$$

$$h_{FEmin} = 40 \text{ en cuyo caso } I_{B1MAX} = \frac{I_{sMAX}}{h_{FEmin}} = \frac{100 \text{ mA}}{40} = 2,5 \text{ mA}$$

c) Consumo del Amplificador Operacional con y sin carga:

Sin carga el amplificador operacional 741 disipa una potencia eléctrica asociada exclusivamente con las corrientes de polarización, las cuales tal como ya se determinara, son básicamente las corrientes por las ramas de T_{12} y T_{13} que se disponen en una configuración espejo y para las cuales:

$$V_s + \Delta V_s - 2 V_{BEu11-12} = 28 + 3 - 1,2$$

$$I_{C12} + I_{C13} = 2 I_{C12} = 2 \cdot \frac{\dots}{39 \text{ KOhm}} = 2 \cdot \frac{\dots}{39 \cdot 10^3} = 1,6 \text{ mA}$$

y si tomamos en cuenta las corrientes de polarización de los restantes transistores, llegamos a la conclusión que el amplificador operacional 741 sin carga estaría demandando una corriente de aproximadamente 1,8 mA, de modo tal que cuando entre sus terminales 6 y 11 se desarrolle la tensión $(V_s + \Delta V_s) = 28 + 3 = 31 \text{ V}$ esto dará lugar a una disipación de potencia de valor $1,8 \cdot 10^{-3} \cdot 31 = 56 \text{ mW}$.

Además, con carga, el amplificador operacional debe suministrar una corriente adicional, la de base del transistor T_1 , que hemos llamado I_{B1MAX} y que resultó ser de 2,5 mA. Entonces, bajo esta condición el amplificador operacional 741 debe disipar una potencia determinada por:

$$P_{DOPamp} = 56 \text{ mW} + [V_{(11)} - (V_o + V_{BEu1})] \cdot I_{B1MAX} = 56 \text{ mW} + (V_{CEmin} - 0,7 \text{ V}) \cdot I_{B1MA}$$

$$P_{DOPamp} = 56 \text{ mW} + (9 - 0,7) \cdot 2,5 \cdot 10 = 56 \text{ mW} + 21 \text{ mW} = 77 \text{ mW}$$

d) Limitación automática de la corriente:

Con esta finalidad fueron agregados el transistor T_5 y R_5 . En condiciones normales de funcionamiento T_5 trabaja al corte. Si se define un valor máximo de corriente por la carga, que podría ser en este caso $I_{oMAX} = 110 \text{ mA}$ para este valor de corriente en la carga existe un valor de corriente de emisor máximo, es decir I_{E1MAX} . Experimentalmente se halla el valor de R_5 adecuado como para que V_{R5} sea aproximadamente una tensión de umbral base-emisor, es decir unos 600 mV cuando por el emisor de T_5 circule I_{E1MAX} .

$$I_{E1MAX} = I_{oMAX} + (I_Z + I_R) + I_{B5} = (110 + 2 + 1) \text{ mA} + I_{B5} = 115 \text{ mA} \text{ aproximadamente}$$

$$R_5 = \frac{600 \text{ mV}}{115 \text{ mA}} = 5,6 \text{ Ohm}$$

En esta forma T_5 conduce y el colector de T_5 desvía gran parte de la corriente que de otro modo ingresaría en la base de T_1 y entonces, multiplicada por h_{FE1} nos daría una corriente de emisor tan grande que se excedería la disipación de T_1 .

e) Análisis de un corto circuito en la carga ($R = 0$):

Si la salida de la fuente regulada se pusiera en corto circuito $R = 0$ y por lo tanto también $V_o = 0$. El emisor de T_5 queda conectado a tierra y en este caso se puede considerar el circuito equivalente de la figura XII.19. Al no existir V_o el diodo zenner no funciona. El terminal (5) del Op.Amp. recibe la tensión residual de salida V_{Ro} . Por su parte el terminal (4) del Op.Amp. recibe una tensión equivalente a $(\beta \cdot V_{Ro})$ que es inferior a la tensión que recibe el terminal (5).

El terminal de salida del Op.Amp. o terminal (10) presenta una salida positiva por ser mayor la entrada en el terminal NO INV o (+). Entonces ante un corto circuito de la carga R, la corriente de salida del Op.Amp. (I_{op}) se autolimita a aproximadamente unos 23 mA tal como se estudiara oportunamente. En el circuito de la figura XII.19. se han señalado las corrientes que aparecerían bajo tales condiciones, las cuales para un transistor T_1 cuyo h_{FE1} medido es de 86, resultan ser:

$$I_{op} = 23 \text{ mA} ; I_{C5} = 22 \text{ mA} ; I_{B1} = 1 \text{ mA} ; I_{E1} = 87 \text{ mA} ; I_{B5} \text{ muy pequeña por lo que } I_{R5} = I_{E1} \text{ y en}$$

consecuencia:

$$R_5 = \frac{600 \text{ mV}}{87 \text{ mA}} = 6,9 \text{ Ohm}$$

debiendo prevalecer este valor por sobre el precedentemente calculado a fin de no excederse la corriente de 110 mA como corriente de cortocircuito, es decir:

$$I_{R5} + I_{E5} = 110 \text{ mA}$$

motivo por el cual se decide conectar 10 Ohm en paralelo con 22 Ohm, de modo que $R_5 = 10/22 = 6,9 \text{ Ohm}$

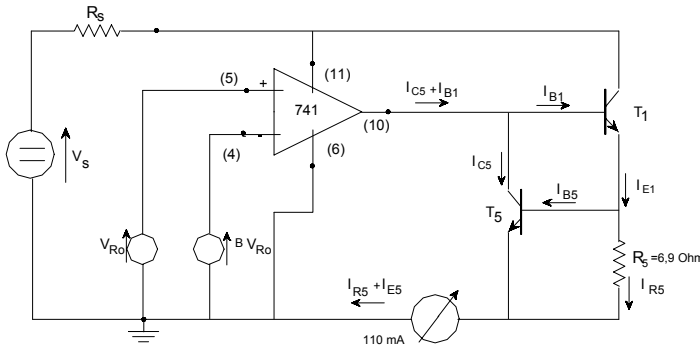


Figura XII.19.

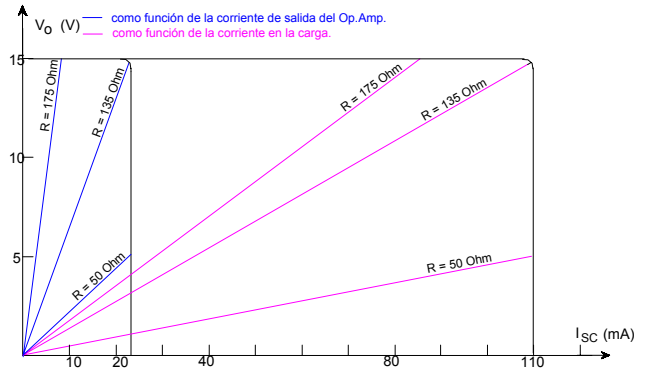


Figura XII.20

f) Acción limitadora de la corriente:

Realizado el circuito regulador precedentemente calculado, el mismo se puede someter a un ensayo en el que vamos modificando el valor de la resistencia de carga R y midiendo las corrientes I_o sobre dicha carga R así como la corriente a la salida del Op.Amp. ($I_{C5} + I_{B1}$). Luego graficamos la tensión de salida regulada V_o en función tanto de I_o como de la corriente de salida del Op.Amp. obteniéndose los resultados que muestra el gráfico de la figura XII.20.

Para un funcionamiento normal, con $V_o = 15 \text{ V}$ y una $I_o < 110 \text{ mA}$., se puede observar que por ejemplo para una $R = 175 \text{ Ohm}$, es decir un tanto superior a la nominal del proyecto, se mide una corriente a la salida del Op.Amp. ($I_{C5} + I_{B1}$) = 8,4 mA en tanto que la corriente por la carga es $I_o = 85 \text{ mA}$. Para dicha condición, la base de T_1 toma una corriente $I_{B1} = 0,9 \text{ mA}$ y los restantes 7,5 mA pasan al colector de T_5 y contribuyen a la corriente en la carga I_o . La corriente a través de R_5 es $I_{R5} = I_o - I_{C5} = 85 - 7,5 = 77,5 \text{ mA}$., es decir prácticamente $I_{E1} = h_{FE1} \cdot I_{B1} = 86 \cdot 0,9 = 77,4 \text{ mA}$.

Para $R < 135 \text{ Ohm}$ la corriente I_{B1} se estabiliza en 1 mA, I_{R5} en 87 mA, la corriente de salida del Op.Amp. en 23 mA y la corriente por la carga I_o en 110 mA, valores éstos que permanecen hasta $R = 0 \text{ Ohm}$. Por ejemplo, para $R = 50 \text{ Ohm}$ se tienen: I_{R5} en 87 mA. - ($I_{C5} + I_{B1}$) = 23 mA. - $I_o = I_{R5} + (I_{C5} + I_{B1}) = 110 \text{ mA}$. y por consecuencia $V_o = I_o \cdot R = 110 \text{ mA} \cdot 50 \text{ Ohm} = 5,5 \text{ V}$.

A partir de resistencias de carga menores a 135 Ohm el regulador actúa como regulador de corriente constante: es decir, $I_{SC} = 110 \text{ mA}$. con V_o variable desde 15 hasta 0 Volt.

g) Comprobaciones de la disipación de potencia:

Por el transistor T_1 circula I_{E1} aproximadamente igual a $I_{R5} = 87 \text{ mA}$ a partir de la condición en que el circuito de protección comienza a actuar y desde el punto de vista de la mayor tensión que debe soportar este transistor, esta ocurre bajo la condición $R = 0$ en cuyo caso $V_o = 0 \text{ V}$. De este modo $V_{ET1} = V_{BEu5} = 0,6 \text{ V}$, en consecuencia:

$$V_{CEM} = V_s + \Delta V_s - V_{ET1} = 28 + 3 - 0,6 = 30,4 \text{ V}$$

$$V_{CEm} = V_s - \Delta V_s - I_M \cdot R_s - V_{ET1} = 28 - 3 - 1 - 0,6 = 23,4 \text{ V}$$

$$V_{CEd} = V_s + \Delta V_s - I_M \cdot R_s - V_{ET1} = 28 + 3 - 1 - 0,6 = 29,4 \text{ V}$$

Entonces la potencia disipada en este transistor T_1 :

$$P_{dMT1} = V_{CEd} \cdot I_{E1} = 29,4 \cdot 87 \cdot 10^{-3} = 2,56 \text{ Watt}$$

por lo que es posible utilizar, entre otros y a título de ejemplo, el transistor tipo BD135.

Por su parte, en el transistor T₅ se tiene: I_{C5} aproximadamente igual a (I_{C5} + I_{B1}) = 23 mA a partir de la condición en que dicho circuito de protección comienza a actuar y la tensión colector – emisor que se desarrolla sobre este transistor resulta ser:

$$V_{CE5} = V_{BEu1} + V_{BEu5} = 0,7 + 0,6 = 1,3 \text{ V}$$

por lo que la potencia disipada por este transistor será:

$$P_{dT5} = I_{C5} \cdot V_{CE5} = 23 \cdot 10^{-3} \cdot 1,3 = 30 \text{ mW}$$

así cualquier transistor pnp de bajo nivel puede cumplir con su función, tal como el BC558 que dentro de la línea de componentes discretos que estamos utilizando, es posible seleccionar a título de ejemplo.

En cuanto al Op.Amp. debemos considerar que la mayor tensión de entrada aplicada sobre el terminal (11) del mismo resulta ser:

$$V_{(11)} = V_s + \Delta V_s - I_M \cdot R_s = 28 + 3 - 1 = 30 \text{ V}$$

mientras que en las peores condiciones, cuando se produce un corto circuito en la carga y V_o = 0 la tensión en el terminal de salida o terminal (10) del Op.Amp. se reduce a la V_{CE5} precedentemente calculada, es decir

$$V_{(10)} = V_{CE5} = 1,3 \text{ V}$$

en consecuencia la potencia que debe disipar el Op.Amp. es:

$$P_{d(Op.Amp.)} = (V_{(11)} - V_{(10)}) \cdot (I_{C5} + I_{B1})_{MAX} = (30 - 1,3) \cdot 23 \cdot 10^{-3} = 28,7 \cdot 0,023 = 660 \text{ mW}$$

por lo que dado que en el mejor de los casos, con encapsulados cerámicos o metálicos la mayor capacidad de disipación solo alcanza a 500 mW debe buscarse una solución a dicho inconveniente. En las figuras XII.21. y XII.22. se presentan dos alternativas.

La solución presentada en la figura XII.21. permitiría además lograr una protección contra sobre tensiones provenientes de la fuente no regulada, mientras que en la de la figura XII.22. debe considerarse que:

$$R = \frac{V_{(11)} - V_Z}{(I_{C5} + I_{B1})_{MAX} + I_Z} = \frac{30 - 20}{0,023 + 0,005} = \frac{10}{28} \cdot 10^3 = 330 \text{ Ohm}$$

con lo que variando R es posible variar el consumo del diodo zener y conseguir 200 mW sobre él.

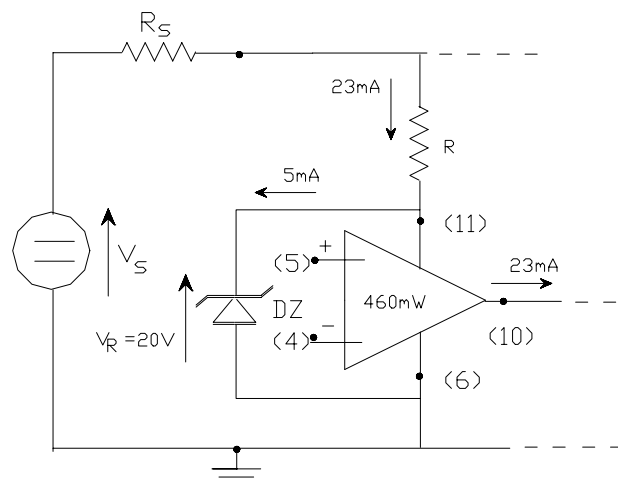
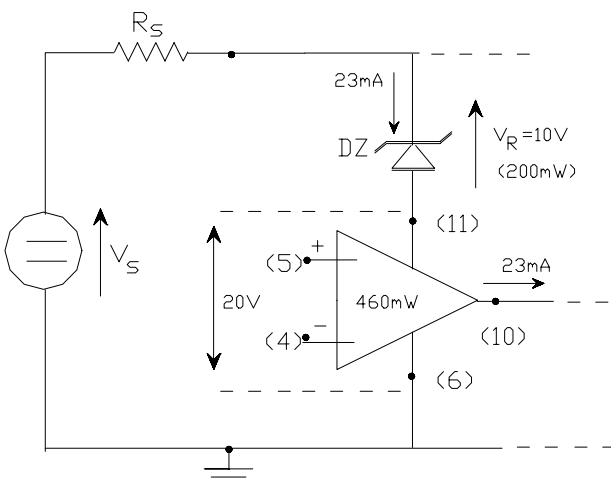


Figura XII.21.

Figura XII.22.

XII.4.5.- Fuente Regulada con operacional y transistor de paso tipo D'Arlington:

La utilización del transistor de paso tipo D'Arlington la describiremos también a través de un ejemplo numérico. A tal fin supongamos tener la misma fuente de alimentación primaria del ejemplo anterior con excepción que es capaz de suministrar una mayor corriente, es decir:

$$V_s = 28 \text{ V} ; \quad \Delta V_s = \pm 3 \text{ V} ; \quad R_s = \frac{28 - 24}{0,900} = 4,5 \text{ Ohm}$$

solo que ahora al requerirse una tensión regulada nuevamente de $V_o = 15 \text{ V}$, el requerimiento es que la misma debe operar con corrientes que en la carga pueden variar entre un mínimo $I_{o\text{min}} = 0$ y un máximo que ahora es $I_{o\text{MAX}} = 0,9 \text{ A}$.

El circuito regulador a utilizar se indica en la figura XII.23. pudiéndose observar que ahora el transistor de paso es un par D'Arlington encapsulado que típicamente pueden tener ganancias estáticas de corriente cuyos valores mínimos se ubican entre unos 750 a 1000 veces ($h_{FE\text{m}}$). En consecuencia la corriente que se le exigirá al amplificador operacional o corriente en la base del par D'Arlington será:

$$I_{\text{BM}} = \frac{I_{o\text{MAX}}}{h_{FE\text{m}}} = \frac{0,9 \text{ A}}{750} = 1,2 \text{ mA}$$

en consecuencia la potencia que debe poder disipar dicho par D'Arlington para una operación normal del regulador es:

$$P_{dT1} = (V_{(11)} - V_o) \cdot I_{o\text{MAX}} = (24 - 15) \cdot 0,9 = 8,1 \text{ Watt}$$

Pero tal como puede observarse en la figura XII.23. el circuito incluye al transistor T_5 y a R_5 que en este caso debe ser:

$$R_5 = \frac{V_{BEu5}}{I_{\text{SC}}} = \frac{0,6 \text{ V}}{1 \text{ A}} = 0,6 \text{ Ohm}$$

que conforman el circuito de protección contra corto circuitos en la carga (se ha considerado que la corriente de corto circuito es de 1 A), de modo tal que si estimamos una ganancia típica del par D'Arlington, del orden de $h_{FE\text{tip}} = 5000$, la corriente en su base es:

$$I_B = \frac{I_{o\text{MAX}}}{h_{FE\text{m}}} = \frac{1000 \text{ mA}}{5000} = 0,2 \text{ mA}$$

entonces dado dicho valor de I_B , en condiciones de corto circuito en la carga toda la corriente a la salida del Op.Amp. es prácticamente la corriente en el colector de T_5 , es decir:

$$(I_{C5} + I_B) = 23 \text{ mA} \quad \text{y dado } I_B = 0,2 \text{ mA} \quad I_{C5} = 23 \text{ mA}$$

Así, es posible interpretar que por R_5 circula toda la corriente de salida en corto circuito, es decir 1 A debido a que los 23 mA que cierran por el emisor de T_5 en este caso pueden despreciarse.

Entre colector y emisor del transistor de salida del par D'Arlington en condiciones nominales se tendrá ahora:

$$V_{\text{CED}} = V_s + \Delta V_s - I_M \cdot R_s - V_{ET1} = 28 + 3 - 1 \cdot 4,5 - 0,6 = 25,9 \text{ V}$$

con lo que bajo la condición de corto circuito en la carga ($V_o = 0$) dicho par D'Arlington debe poder disipar:

$$P_{dT1} = V_{\text{CED}} \cdot I_{\text{SC}} = 25,9 \cdot 1 = 26 \text{ Watt}$$

A título de ejemplo mencionamos que dado dicho valor de disipación de potencia puede emplearse el par de transistores en D'Arlington tipo BDX65A para el cual el fabricante asegura $T_{JMAX} = 200\text{ }^{\circ}\text{C}$; $R_{th_{jc}} = 1,5\text{ }^{\circ}\text{C/W}$

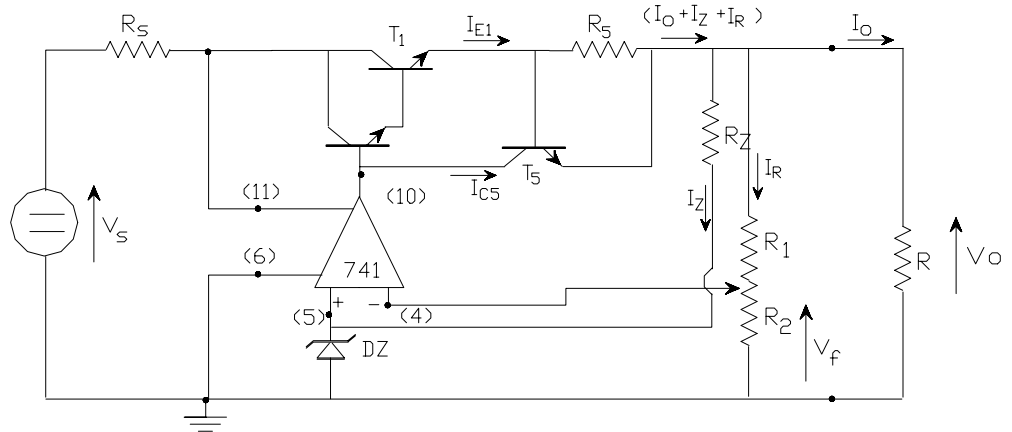


Figura XII.23.

dado que con la utilización del pertinente disipador adicional y para una temperatura ambiente de $50\text{ }^{\circ}\text{C}$, el mismo permitiría disipar:

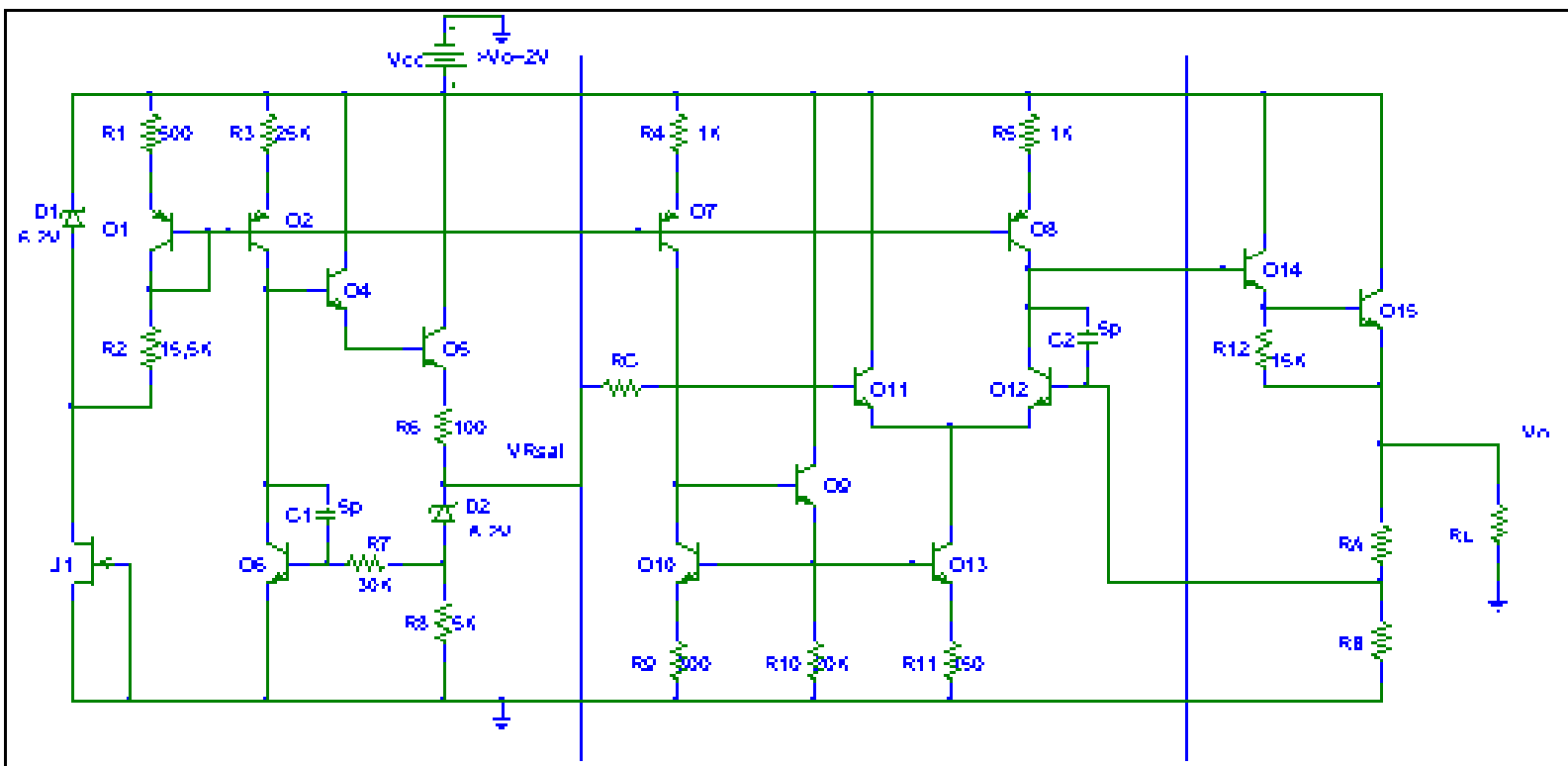
$$P_{dT1} = \frac{T_{JMAX} - T_{amb}}{R_{th_{jc}} = R_{th_{cd}} + R_{th_{da}}} = \frac{200 - 50}{1,5 + 2 + 1,5} = \frac{150}{5} = 30\text{ W} > 26\text{ W requeridos.}$$

Mientras tanto en el amplificador operacional se registrará una disipación de potencia resultado de considerar:

$$P_{dOp.Amp.} = [(V_s + \Delta V_s - I_M \cdot R_s) - (V_{VEuD'Arl} + V_{R5})] \cdot I_{C5} = 24,5 \cdot 0,023 = 560\text{ mWatt}$$

debiéndose implementar alguna de las soluciones precedentemente descriptas para bajar dicho nivel de disipación.

XII.5.- CIRCUITOS REGULADORES MONOLÍTICOS



Como ejemplo de un circuito regulador práctico se ha escogido al regulador de voltaje monolítico tipo 723 que es producido y suministrado por la mayoría de los fabricantes de componentes semiconductores y/o circuitos integrados. De esta forma, en la figura XII.24. (inserta al pié de la página anterior) se ha reproducido el diagrama circuital esquemático correspondiente a este dispositivo, en el que por razones de simplicidad no se han incluido los circuitos de protección y/o limitación de la corriente sobre la carga ni la correspondiente protección térmica que también se incluyen en este tipo de circuitos integrados.

Al igual que los circuitos reguladores que utilizan Op.Amp. y que hemos estudiado precedentemente, este regulador monolítico basa su principio de funcionamiento en el esquema generalizado del regulador tipo serie y de lazo cerrado, tal como fuera presentado oportunamente en la figura XII.14. En correspondencia con los bloques definidos en dicha figura, puede ser reconocida la porción del circuito de la figura XII.24. ubicada a la izquierda de la línea vertical (la primera de izquierda a derecha) como aquella parte encargada de generar la “Tensión de Referencia: (VRsal)”. El divisor resistivo de tensión R_1 y R_2 de la figura XII.14. esta llevado a cabo en la figura XII.24. mediante el par de resistores denominados ahora R_A y R_B que debe conectarse en forma externa al circuito integrado.

El transistor de potencia de salida, llamado Q_{15} se encuentra internamente conectado con el transistor Q_{14} en un arreglo tipo D’Arlington a los efectos de conseguir una muy alta ganancia de corriente, para lo cual también contribuye la presencia de $R_{12} = 15 \text{ KOhm}$ con el objeto de que la corriente de reposo de Q_{14} sea la más conveniente. El par diferencial Q_{11} y Q_{12} con la carga activa sustituyendo una de sus resistencias de colector y conformada por $Q_8 - R_5 = 1 \text{ KOhm}$, en conjunto con el circuito conformado por los transistores Q_7, Q_9, Q_{10} y Q_{13} , todos ellos con funciones de polarización de la etapa diferencial, se encuentran dispuestos entre las dos líneas verticales trazadas en la referida figura y vienen a desempeñar las funciones del Op.Amp. indicado en la figura XII.14.

El resistor R_C acopla la salida del circuito generador de la tensión de referencia con el amplificador comparador y tanto el capacitor C_1 como el capacitor C_2 tienen la función de compensación para ampliar el margen de fase y prevenir así el circuito contra las oscilaciones en amplificadores de alta ganancia fuertemente realimentados. Mientras C_1 se encuentra dispuesto en el interior del circuito integrado, tanto R_C como C_2 se deben conectar en forma externa, siguiendo las recomendaciones de la hoja de datos [$R_C = (R_A // R_B)$ por ejemplo para una simetría de las mallas de entrada del amplificador diferencial - $C_2 = 100 \text{ pF}$, entre otras]. Tal como se indica en la misma figura XII.24. la tensión que debe suministrar la fuente no regulada debe ser por lo menos un par de volts superior a la tensión de salida regulada deseada V_o sobre la carga R_L .

Como la mayoría de sus fabricantes lo aseguran, el circuito regulador de voltaje monolítico de silicio integrado tipo 723 (por ejemplo MC1723) es un regulador de voltaje de tensión positiva o negativa, diseñado para suministrar una corriente de carga de hasta 150 mA y dicha capacidad de manejo de corriente puede ser ampliada hasta el orden de varios amperes, mediante el agregado de uno o más transistores de paso, tal como se estudiara precedentemente. La tensión de salida regulada puede ser ajustada entre un mínimo de 2 y un máximo de 37 Volt.

XII.5.1.- Comprobación de la polarización:

Con la finalidad de verificar los puntos de trabajo estáticos de la totalidad del circuito interno de este regulador, supondremos como ejemplo, alimentarlo con una fuente no regulada de +15 Volt, es decir $V_{cc} = 15 \text{ V}$.

a) Análisis del circuito generador de la tensión de referencia:

Puede comprobarse que toda la polarización del circuito integrado es dependiente de la rama constituida por el transistor Q_1 (cuya juntura base-colector se encuentra cortocircuitada) debido a que su circuito base-emisor es compartido por los terminales base-emisor de los transistores Q_2, Q_7 y Q_8 formando diferentes fuentes de corriente destinadas, ya sea a polarizar o bien a actuar como carga activa.

Pero a su vez se observa que dicho diodo base-emisor de Q_1 , en serie con los resistores R_1 y R_2 se encuentra polarizado en forma directa a expensas de la tensión de referencia del diodo zener D_1 es decir por una tensión fija, que no depende de la tensión de alimentación V_{cc} , cuyo valor es de 6,2 V siempre que la I_{DSS} del transistor efecto de campo de juntura J_1 sea la suficiente para suplir no solo a la corriente de dicho circuito serie del diodo R_1 y R_2 sino además una corriente mayor o igual a la corriente del codo del diodo zener, de modo que el mismo trabaje a su tensión de referencia. Esta técnica constituye otra forma de independizar la polarización de un circuito integrado lineal respecto de tensiones de alimentación variables.

De este modo:

$$I_{CQ1} = \frac{V_{R1} - V_{EBu1}}{R_1 + R_2} = \frac{6,2 - 0,6}{(15,5 + 0,5) \cdot 10^3} = 348 \mu A$$

luego aceptando la simetría de los diodos base-emisor de las ramas que conforman las fuentes de corriente antes comentadas, se tiene por ejemplo:

$$V_{EBu1} = V_{EBu2} \text{ , entonces } I_{CQ1} \cdot R_1 = I_{CQ2} \cdot R_3$$

y en consecuencia:

$$I_{CQ2} = \frac{R_1}{R_3} \cdot I_{CQ1} = \frac{0,5}{25} \cdot 348 \mu A = 7 \mu A$$

El circuito formado por los transistores Q_4 , Q_5 y Q_6 , el diodo zener D_2 y los resistores R_6 , R_7 y R_8 constituye una variación de la fuente de corriente Wilson, en donde, despreciando las corrientes de base de tales transistores surge que $I_{CQ6} = I_{CQ2} = 7 \mu A$ con lo que nuevamente, su corriente de base es despreciable y por lo tanto no hay diferencia de potencial apreciable en extremos de R_7 . Esto nos permite determinar que la tensión de referencia que suministra este circuito y que hemos llamado VR_{sal} resulta ser:

$$VR_{sal} = V_{BEu6} + V_{R2} = 0,7 + 6,2 = 6,9 V$$

(en la Hoja de datos el fabricante asegura que dicha tensión es de 7 V).

Con la finalidad de ratificar que todas las corrientes de base (no solo la de Q_6) ahora las de Q_5 y Q_4 fueron acertadamente despreciadas y dado que al no registrarse diferencia de potencial en R_7 , sobre el resistor R_8 se desarrolla la tensión V_{BEu6} , por lo que:

$$I_{D2} = I_{CQ5} = \frac{V_{BEu6}}{R_8} = \frac{0,7 V}{5 \cdot 10^3 \text{ Ohm}} = 140 \mu A$$

La precedentemente calculada VR_{sal} es una tensión regulada ya que el par D'Arlington $Q_4 - Q_5$ puede considerarse un regulador serie excitado por la tensión colector-emisor de Q_6 que a su vez responde a una relación de división de la misma VR_{sal} , relación de división esta última que se establece entre la tensión de referencia del diodo zener D_2 y la caída de tensión en R_8 . De este modo si por algún motivo la tensión de referencia VR_{sal} tendiera a cambiar, estos cambios serían amplificados por Q_6 controlando al regulador serie y autoregulándose la misma VR_{sal} .

- b) Etapa amplificadora del error o diferencia entre VR_{sal} y la muestra de V_o que toma el divisor R_A y R_B :

Como ya se anticipara Q_1 en conjunto con R_1 y Q_7 con R_4 forman una nueva fuente de corriente con fines ahora de lograr la polarización de la etapa amplificadora diferencial encargada de amplificar la mencionada tensión de error. De esta forma por las mismas razones apuntadas ya con anterioridad:

$$I_{CQ1} \cdot R_1 = I_{CQ7} \cdot R_4 \text{ ; por lo que: } I_{CQ7} = \frac{R_1}{R_4} \cdot I_{CQ1} = \frac{0,5}{1} \cdot 348 = 174 \mu A$$

Por su parte el circuito formado por el conjunto Q_9 , Q_{10} y Q_{13} más R_9 , R_{10} y R_{11} guarda una topología idéntica a la que fuera observada y estudiada en el Op.Amp. 741; se trata de una nueva fuente de corriente alimentada desde el colector de Q_7 . Así, despreciando la corriente de base de Q_9 , dada la conexión directa entre colectores de Q_7 y Q_{10} :

$$I_{CQ10} = I_{CQ7} = 174 \mu A$$

y dado los diferentes valores de resistencia en los emisores de Q_{10} y Q_{13} :

$$I_{CQ10} \cdot R_9 = I_{CQ13} \cdot R_{11} \text{ ; por lo que: } I_{CQ13} = \frac{R_9}{R_{11}} \cdot I_{CQ10} = \frac{0,3}{0,15} \cdot 174 = 348 \mu A$$

corriente esta última con la que se alimenta la unión de los emisores de la etapa diferencial conformada por los transistores Q_{11} y Q_{12} de modo que las corrientes en cada una de dichas ramas del amplificador diferencial resultarán:

$$I_{CQ11} = I_{CQ12} = \frac{I_{CQ13}}{2} = 174 \mu A$$

debiendo notarse que dicho valor de corriente satisface simultáneamente la ecuación de malla base-emisor correspondiente a la fuente de corriente que conforman $Q_1 - R_1$ y $Q_8 - R_5$, es decir:

$$I_{CQ1} \cdot R_1 = I_{CQ8} \cdot R_5 \quad ; \quad \text{por lo que:} \quad I_{CQ8} = \frac{R_1}{R_5} \cdot I_{CQ1} = \frac{0,5}{1} \cdot 348 = 174 \mu A = I_{CQ12}$$

solo que en este caso $Q_8 - R_5$ cumplen las funciones de carga activa, en reemplazo de la resistencia de colector de Q_{12} que es la rama por donde se carga a este amplificador diferencial. Esta disposición contribuye a disminuir el desbalance de las corrientes de las ramas diferencial por asimetrías haciendo nula, por lo menos teóricamente a la tensión residual de entrada de esta etapa.

- c) La corriente en el transistor de salida de potencia Q_{15} depende del valor de la resistencia de carga R_L y puede alcanzar el valor de unos 150 mA a partir del cual comienza a actuar el circuito limitador de corriente que como ya se anticipó no se ha dibujado en el esquema de la figura XII.24. y esta basado en los mismos esquemas que fueron descriptos en los ejemplos precedentes.

Asimismo, y tal como ya anticipamos, el resistor $R_{12} = 15 \text{ KOhm}$ al estar sometido a la V_{BEu15} establece una corriente a su través cuyo valor es:

$$I_{R12} = \frac{V_{BEu15}}{R_{12}} = \frac{0,7 \text{ V}}{15 \cdot 10^3 \text{ Ohm}} = 47 \mu A$$

que se constituyen en la corriente de reposo de Q_{14} ya que la base de Q_{15} demandaría tan solo una corriente del orden del μA cuando Q_{15} este suministrando a la carga una corriente reducida, mecanismo este que tal como ya se viera en otras aplicaciones del par D'Arlington, hace posible obtener la mayor ganancia del conjunto, por hacer trabajar a Q_{14} dentro de su mejor régimen de ganancia.

XII.5.2.- Determinación de la Resistencia de Salida y del Porcentaje de Regulación:

Con la finalidad de determinar el porcentaje de regulación que es posible conseguir con el circuito regulador 723, tal como se ha definido en la ecuación (XII.21'.) se hace necesaria la determinación de la resistencia de salida del circuito regulador serie (R_o) así como la ganancia del amplificador de error que excita a dicho regulador serie (A), ambas características con el lazo de realimentación (divisor R_A y R_B) abierto.

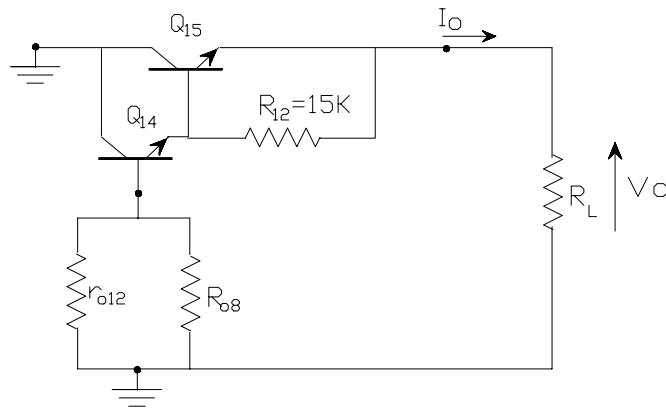


Figura XII.25.

Para tal fin en la figura XII.25. representamos el circuito regulador serie $Q_{14} - Q_{15}$ con el excitador desactivado y por lo tanto reemplazado por la resistencia de salida equivalente del circuito amplificador diferencial ($r_{o12} // R_{o8}$). En consecuencia dicha resistencia de salida R_o resulta:

$$R_o = h_{ib15} + \frac{h_{ib14}}{h_{fe15}} + \frac{(r_{o12} // R_{o8})}{h_{fe14} \cdot h_{fe15}}$$

en donde hemos considerado que $h_{ie15} \ll R_{12}$. En consecuencia si estimamos tensiones de Early de unos 200 V para los transistores NPN y 100 V para los PNP las resistencias de salida de los transistores Q_{12} y Q_8 serán:

$$r_{o12} = \frac{200}{174 \cdot 10^{-6}} = 1,15 \text{ MOhm} \qquad r_{o8} = \frac{100}{174 \cdot 10^{-6}} = 575 \text{ KOhm}$$

entonces para la rama de Q_8 : $R_{o8} = r_{o8} \cdot \left(1 + \frac{h_{fe8} \cdot R_5}{R_5 + h_{ie8} + h_{ib1} + R_1}\right)$ con lo que reemplazando valores:

$$gm_{12} = gm_8 = 40 \cdot I_{CQ12} = 40 \cdot 174 \cdot 10^{-6} = 6,96 \text{ mA/V} \quad y \quad gm_1 = 40 \cdot I_{CQ1} = 40 \cdot 348 \cdot 10^{-6} = 13,92 \text{ mA/V}$$

$$h_{ib12} = h_{ib8} = \frac{1}{gm_8} = 144 \text{ Ohm} \quad ; \quad h_{ib} = 72 \text{ Ohm} \quad y \quad \text{estimando } h_{fe} = 100 : \quad h_{ie8} = \frac{h_{fe8}}{gm_8} = 14,4 \text{ KOhm}$$

$$R_{o8} = 575 \text{ KOhm} \cdot \left(1 + \frac{100 \cdot 1 \text{ KOhm}}{(1 + 14,4 + 0,572) \text{ KOhm}}\right) = 4,2 \text{ MOhm} \quad y \quad r_{o12} // R_{o8} = 0,9 \text{ MOhm}$$

por lo que la ganancia del amplificador de error suponiendo una resistencia de carga R_L infinita resulta:

$$A = \frac{gm_{12}}{2} \cdot (r_{o12} // R_{o8}) = 3,48 \cdot 10^{-3} \cdot 0,9 \cdot 10^6 = 3146$$

Así, considerando una corriente de carga de aproximadamente $I_{C15} = I_o = 50 \text{ mA}$

$$gm_{15} = 40 \cdot I_o = 40 \cdot 50 \cdot 10^{-3} = 2 \text{ A/V} \quad \text{con lo que} \quad h_{ib15} = \frac{1}{gm_{15}} = 0,5 \text{ Ohm} \quad y \quad \text{estimando } h_{FE15} = 100$$

$$I_{B15} = \frac{I_o}{h_{FE15}} = \frac{50 \text{ mA}}{100} = 0,5 \text{ mA} \quad \text{en tanto que} \quad I_{C14} = I_{B15} + I_{R12} = 0,5 \text{ mA} + \frac{0,6 \text{ V}}{15 \text{ KOhm}} = 0,54 \text{ mA}$$

$$gm_{14} = 40 \cdot I_{C14} = 40 \cdot 0,54 \cdot 10^{-3} = 21,6 \text{ mA/V} \quad \text{con lo que} \quad h_{ib14} = \frac{1}{gm_{14}} = 46,3 \text{ Ohm} \quad \text{con otro } h_{FE14} = 100$$

$$R_o = h_{ib15} + \frac{h_{ib14}}{h_{fe15}} + \frac{(r_{o12} // R_{o8})}{h_{fe14} \cdot h_{fe15}} = 0,5 + 0,463 + \frac{0,9 \cdot 10^6}{10^4} = 91 \text{ Ohm}$$

Finalmente, de acuerdo con la expresión XII.20. y para un divisor $R_A - R_B$ que divida por 3:

$$R_{of} = \frac{R_o}{D} = \frac{R_o}{1 + \beta \cdot A} = \frac{R_o}{\beta \cdot A} = \frac{R_o}{A \cdot \frac{V_f}{V_o}} = \frac{R_o}{A \cdot \frac{R_A}{R_B + R_A}} = 0,091 \text{ Ohm}$$

mientras que por aplicación de la ecuación XII.21', para igual condición:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\Delta I_o \cdot R_o}{A \cdot \frac{V_R}{V_o} \cdot V_o} = \frac{\Delta I_o \cdot R_o}{A \cdot V_R} = \frac{91}{3146 \cdot 6,9} \cdot \Delta I_o = 4,2 \cdot 10^{-3} \cdot \Delta I_o$$

Luego si suponemos que la corriente en la carga variara entre 0 y 100 mA, es decir con un $\Delta I_o = 50$ mA entonces el porcentaje de regulación sería:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = 4,2 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \cdot 10^{-3} = 2,1 \cdot 10^{-4} = 0,02 \%$$

que es compatible con la especificación de 0,03 % que indica el fabricante en la hoja de datos, debiendo notarse que extremadamente pequeño porcentaje de cambio se observa en la tensión de salida regulada para el considerado gran cambio en la corriente en la carga.

Se puede observar una variada gama de circuitos integrados lineales para regulación de tensión, con un número de terminales que van desde un mínimo de tres (3) hasta un máximo de catorce (14). Todos ellos se pueden catalogar como reguladores serie a los fines de conseguir rendimientos de regulación aceptables. Alguno de ellos, tal como el 723 que acabamos de analizar se utilizan en aplicaciones especiales en las que se deben seleccionar e interconectar con dichos circuitos integrados, resistencias externas que establecen la tensión de salida regulada o la limitación de corriente en la carga y su presentación es por consecuencia a base de C.I. de 14 terminales

Pero los reguladores integrados usados mayoritariamente son los que tienen únicamente tres terminales de conexión: uno para la tensión de entrada sin regular, otro para la tensión de salida regulada y un tercero para la conexión a tierra. Estos últimos son los llamados reguladores de tres terminales que se encuentran disponibles en encapsulados de plástico o de metal y han llegado a ser sumamente populares debido a su bajo precio y facilidad de utilización: salvo dos condensadores de desacoplo opcionales, estos reguladores de tensión integrados de tres terminales no necesitan de componentes externos.

La casi totalidad de los reguladores integrados tiene alguno de los siguientes tipos de salida: positiva fija, negativa fija o ajustable. Aquellos con salida fija positiva o negativa están ajustados de fábrica para obtener diferentes tensiones fijas en un rango que se ubica entre unos 5 a unos 24 V, mientras los de salida ajustable pueden cambiar los valores de la tensión de salida desde menos de 2 V hasta más de 40 V.

A su vez se los subclasifica como reguladores integrados estándar, de baja potencia y de baja tensión diferencial. Los reguladores integrados tipo estándar se encuentran diseñados para aplicaciones sencillas y no críticas y pueden soportar corrientes de carga de más de 1 A, con el agregado de disipadores de calor. Por su parte los de baja potencia son los adecuados cuando las corrientes por la carga no superan unos 100 mA. Están disponibles en encapsulados del tipo T0-92 similar en tamaño a los de un transistor de baja señal y por ello no vienen preparados para ser montados en disipadores, son prácticos y sencillos de usar.

La tensión diferencial (diferencia entre la tensión de entrada y la de salida) mínima, a veces también llamado el "drop out" de un regulador integrado se define como la tensión diferencial mínima necesaria para que el regulador regule. Por ejemplo, tal como ya hemos adelantado, un regulador integrado estándar tiene una tensión marginal de 2 á 3 V. Esto quiere decir que es necesaria una tensión de entrada de 2 á 3 V superior a la tensión de salida regulada del dispositivo para funcionar según sus especificaciones. En aplicaciones en las cuales no sea posible conseguir tensiones diferenciales de entre 2 á 3 V se utilizan los reguladores de baja tensión diferencial. Estos tienen una tensión de "drop out" de 0,15 V para corrientes de carga de 100 mA y de 0,7 V para corrientes de carga del orden de 1 A.

XII.6.- CRITERIO GENERAL DE DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION REGULADA:

Para la alimentación de un determinado dispositivo o equipamiento electrónico una variante que se observa en la práctica es la utilización del esquema de "regulación en único punto" en donde se tienen una fuente de alimentación y un regulador de tensión grande que distribuye la tensión regulada por las diferentes placas o tarjetas

(circuitos integrados y/o impresos) que integran dicho dispositivo. Esto genera algunos problemas: para empezar el regulador debe proporcionar una gran corriente de carga igual a la suma de las corrientes en todas las placas. En segundo término el ruido y otras interferencias electromagnéticas pueden afectar a las conexiones entre la fuente de alimentación regulada y las placas. La tensión de salida regulada es uniforme para todas las placas.

Con el abaratamiento de los circuitos electrónicos integrados se ha hecho posible la utilización de otro esquema de alimentación para los equipos o dispositivos multiplaca, consistente en la “regulación integrada en cada placa”. Esto significa que cada placa integrante de dicho equipo o dispositivo tiene su propio regulador de tres terminales para suministrar la tensión que utiliza cada uno de los componentes de dicha tarjeta. Utilizando esta regulación integrada en cada placa, se puede repartir una tensión sin regular desde una fuente de alimentación a cada una de las placas y tener un regulador integrado local encargado de regular esta tensión en su propia placa. Esto elimina el problema de la corriente de carga alta y del ruido asociado con los reguladores en único punto y la tensión de alimentación en cada placa puede ser diferente.

XII.7.1.- LA SERIE 7800:

La serie de circuitos reguladores integrados tipo 78XX (en donde XX = 05, 06, 08, 10, 12, 15, 18 ó 24) está compuesta por reguladores de tensión típicos de tres terminales. El LM7805 por ejemplo, produce una salida de + 5 V, el MC7806 una de + 6 V, el CA7808 una de +8 V, etc., hasta el 7824 que produce una salida de +24 V. El principio de funcionamiento se basa en los conceptos ya estudiados por ejemplo para el regulador de la figura XII.22. solo que ahora tanto el circuito de generación de la tensión de referencia, como el circuito divisor $R_1 - R_2$, el transistor de paso, el circuito de limitación de la corriente y algún circuito de corte térmico similar al presentado en la Figura XI.33, se encuentran incluidos en la misma pastilla estando diseñado para una dada tensión de salida regulada (con una tolerancia de cerca de +/- 4 %) y para una corriente que alcanza 1 A siempre que cuente con el disipador de calor adecuado.

La protección térmica provoca la caída del funcionamiento del chip cuando la temperatura interna se hace demasiado alta, del orden de los 175 °C que es entonces la máxima temperatura de juntura. Por esta característica así como por el circuito de limitación de corriente, estos reguladores 78XX poseen características casi indestructibles.

La figura XII.26 muestra un LM78XX conectado como un regulador de tensión fijo. El terminal 1 es el de entrada en donde conectamos la tensión que proporciona la fuente de alimentación no regulada, en tanto que el terminal 2 es el de la salida en donde conectamos la carga y se tiene allí la tensión de salida regulada mientras que el terminal 3 es el que corresponde a la toma de tierra. Para el caso del LM7805 la tensión de salida regulada es de +5 V y la corriente máxima por la carga es de 1 A. La resistencia de salida es tal que la regulación de carga es de 10 mV para una variación de la corriente por la carga entre 5 mA y 1,5 A. Asimismo el coeficiente de estabilización de este circuito regulador hace que la regulación de red sea de 3 mV para una tensión de entrada variable entre 7 y 25 V. El circuito posee un rechazo a la ondulación o “ripple” 80 dB lo que significa que reducirá la amplitud de dicha ondulación en un factor de 10.000 veces.

Cuando el circuito integrado se conecta físicamente muy cerca de la fuente de alimentación no regulada, dicha conexión puede realizarse en forma directa con el terminal 1, tal como se observa en la figura XII.26.a) en cambio cuando su disposición física requiere la utilización de un cable o traza de circuito impreso de un largo de varios centímetros es recomendable el agregado de la conexión del capacitor $C_1 = 0,22 \mu\text{F}$ en el terminal 1 de manera que la inductancia de tales terminales de conexión no pueda producir oscilaciones dentro del integrado, en cuyo caso es recomendable el circuito de conexión se muestra en la figura XII.26.b). Esta misma figura muestra que para mejorar la respuesta transitoria de la tensión de salida regulada, se utiliza algunas veces un condensador de desacople C_2 de 0,1 a 1 μF .

Cualquier dispositivo de la citada serie LM78XX necesita una tensión diferencial, o como la hemos llamado precedentemente, una tensión de “drop out” de 2 ó 3 V, dependiendo de la tensión de salida. Esto quiere decir que la tensión de entrada que debe proveer la fuente no regulada debe ser al menos 2 o 3 V superior que la tensión de salida regulada. De otra manera, el circuito dejará de regular. Además se define una tensión máxima de entrada debido a la máxima disipación de potencia del dispositivo. Así por ejemplo el LM7805 regulará en un intervalo de entrada de entre aproximadamente 8 á 20 V. La hoja de características proporciona las tensiones de entrada mínima y máxima para las otras tensiones de salida prefijadas.

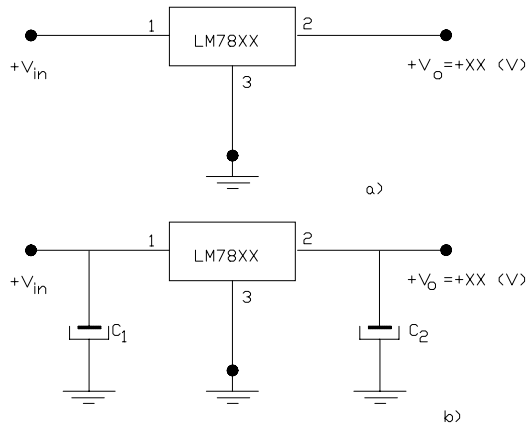


Figura XII.26.

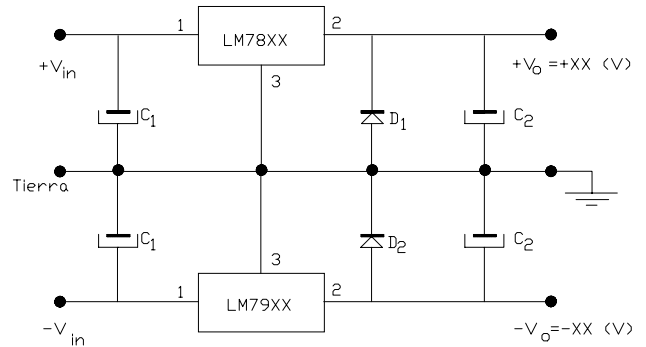


Figura XII.27.

XII.7.2.- LA SERIE 7900 – FUENTES REGULADAS SIMÉTRICAS:

Esta serie de circuitos integrados es también un grupo de reguladores de tres terminales y por lo tanto de tensión fija, en este caso de polaridad negativa, ajustadas entre -5 , -6 , -8 , -10 , -12 , -15 , -18 y -24 V. Por ejemplo, un LM7905 produce una tensión de salida regulada de -5 V. En el otro extremo, un CA7924 producirá una salida de -24 V. Con la serie MC79XX, la corriente por la carga puede alcanzar hasta 1 A cuando se lo monta con el disipador de calor adecuado. Debiendo ser alimentado también con una tensión no regulada de polaridad negativa, esta serie es similar a la 7800 descrita precedentemente, incluidos el circuito limitador de corriente, la protección térmica y el excelente rechazo de la ondulación.

Tal como muestra la figura XII.27. combinando la utilización de un regulador 78XX y otro tipo 79XX se puede regular la salida de una fuente de alimentación simétrica. En dicho circuito los condensadores de entrada evitan oscilaciones y los de salida mejoran la respuesta transitoria. Las hojas de características de los fabricantes recomiendan añadir los diodos D_1 y D_2 para asegurar que ambos reguladores entren en conducción bajo cualquier condición de funcionamiento.

XII.7.3.- REGULADORES DE TRES TERMINALES DE TENSIÓN DE SALIDA AJUSTABLE:

Existen Además disponibles en el mercado otros circuitos reguladores integrados de tres terminales pero ahora con la posibilidad de ajuste de la tensión de salida regulada. Tal el caso de los reguladores integrados tipo LM317, LM337, LM338 y LM350 que permiten conseguir corrientes de carga que se ubican entre 1,5 y 5 A. La figura XII.28 muestra un LM317 por ejemplo, conectado como un regulador de tensión en donde el terminal 1 es el de entrada para conectar la tensión que proporciona la fuente de alimentación no regulada, en tanto que el terminal 2 es el de la salida en donde conectamos la carga y se tiene allí la tensión de salida regulada mientras que el terminal 3 o ADJ es el que corresponde al ajuste del valor de la tensión de salida regulada.

Como se observa en dicha figura, para lograr tal ajuste es preciso conectar la red de realimentación o divisor $R_1 - R_2$ del esquema de la figura XII.14., en forma externa al circuito integrado. Mientras el valor del resistor R_1 esta determinado por el fabricante (para el caso del LM317 se recomienda utilizar un $R_1 = 240$ Ohm) mediante el valor de R_2 procedemos a ajustar la tensión de salida regulada que entonces puede ser ajustada entre 1,25 y 37 V, y tanto la regulación de carga como la de línea son mejores que las que se obtienen en un regulador estándar de tensión fija. El tipo de encapsulado en que se presenta el LM317 es idéntico al de un transistor convencional (tipo TO-3).

Cuando el circuito integrado se alimenta, el LM317 dispone de un circuito de generación de tensión de referencia interno que provee una tensión nominal fija de 1,25 V, llamada V_{REF} entre el terminal (2) o de salida y el terminal (3) o ADJ, es decir que la V_{REF} aparece sobre el resistor R_1 de valor programado, por lo que se establece una corriente I_1 de valor fijo por dicho resistor programado R_1 . La tensión de salida V_o esta dada entonces por:

$$V_o = V_{REF} + (I_1 + I_{ADJ}) \cdot R_2 = V_{REF} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{ADJ} \cdot R_2$$

debiéndose notar que si V_{REF} , R_1 , I_{ADJ} y R_2 son constantes entonces V_o también es una constante.

En la última ecuación, la corriente I_{ADJ} posee un valor típico de $50 \mu A$, debido a que esta corriente puede variar con la temperatura, con las variaciones de la corriente en la carga y debido a otros factores, normalmente debe diseñarse el divisor de modo que el término que depende de esta corriente sea despreciable, motivo por el cual la tensión de salida regulada resultará ser:

$$V_o = V_{REF} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 1,25 V \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

Otra forma de utilización de este circuito regulador integrado se muestra en la figura XII.29. en donde los capacitores C_1 y C_2 se colocan a los efectos de prevenir los mismos efectos que se describieron para los reguladores integrados descritos con anterioridad.

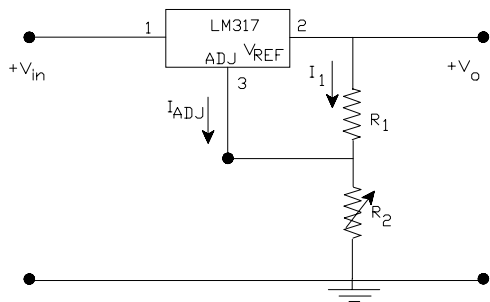


Figura XII.28.

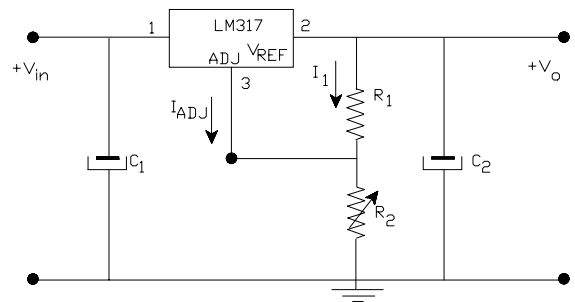


Figura XII.29

También en este caso el rechazo a la ondulación que proporciona el fabricante es de 80 dB mientras que para las regulaciones de carga y de red se especifican las siguientes características:

- Regulación de Carga: 0,3 % para variaciones de corriente de carga entre 10 mA y 1,5 A;
- Regulación de Línea: 0,2 % por cada Volt de variación de la tensión no regulada.

Como la tensión de entrada es ajustable entre 1,25 y 37 V, tiene sentido especificar la regulación de carga como un porcentaje, Por ejemplo, si la tensión regulada se ajusta a 10 V, la regulación de carga indicará que la tensión de salida permanecerá dentro del 0,3 % de 10 V (es decir dentro de 30 mV alrededor de la tensión regulada nominal de 10 V).

Por su parte la regulación de red, que es del 0,02 % por cada volt de variación de la tensión de entrada no regulada, indica que la tensión de salida regulada cambiará solamente un 0,02 % de su valor por cada volt de variación de la tensión de entrada, es decir que si la tensión de salida regulada es por ejemplo de 10 V, y la fuente no regulada modifica su valor de tensión en 3 V, la tensión regulada podrá modificarse tan solo en 6 mV.