

# REGULADOR DE ALTA TENSION PARA DETECTORES PROPORCIONALES

N. Martínez, A L Veiga, y E.M. Spinelli

Dto. de Física, Universidad Nacional de La Plata. CICpBA.

C.C 67 1900 La Plata Argentina.

e-mail: [electro@venus.fisica.unlp.edu.ar](mailto:electro@venus.fisica.unlp.edu.ar)

Se desarrolló un regulador de alta Tensión apto para aplicaciones que requieran corrientes de salida bajas, por ejemplo para ser utilizado en detectores proporcionales.

El circuito consiste en un regulador lineal de tipo serie y utiliza un optoacoplador para vincular el elemento de paso con la etapa de control; de esta manera se elimina la necesidad de alimentar al circuito de control con una fuente flotante referida a la salida. Esta característica permite además utilizar varios reguladores referidos a una tierra común.

A partir de una única fuente de alta tensión, no necesariamente regulada, pueden obtenerse distintas tensiones de salida independientes utilizando varios reguladores. Es posible construir fuentes con salidas múltiples a muy bajo costo; siendo el costo determinado principalmente por la fuente de tensión primaria; que de esta manera es mejor aprovechada.

Se presenta un análisis general del regulador propuesto; se obtuvieron ecuaciones generales de diseño y se describe el diseño de regulador de 1000 a 2000V.

## I. DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO

El circuito es básicamente un regulador serie. El elemento de paso consiste en  $n$  transistores (a fin de poder soportar tensiones  $U_i-U_o$  elevadas) y  $n$  resistencias  $R_a$  (ver figura 1), que determinan un reparto uniforme de la diferencia de tensión entre la entrada y la salida de estos  $n$  transistores.

El elemento de paso es manejado por un fototransistor que forma parte de un dispositivo optoacoplador. La corriente de colector del fototransistor está controlada por la corriente en el LED, ésta última manejada por el circuito de control.

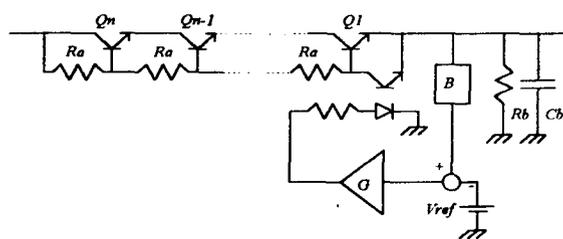


Figura 1

Si  $h_{fe} \gg n^2$  y  $R_a$  es del orden de  $R_b$ , la tensión de salida está dada aproximadamente por la ec. 1, (ver Sec. IV).

$$U_o = \frac{U_r \cdot n \cdot R_a \cdot G}{1 + n \cdot R_a \cdot G \cdot \beta} \quad (1)$$

Si la ganancia de lazo  $n \cdot R_a \cdot \beta \cdot G \gg 1$ , la tensión de salida es igual a  $V_r/\beta$ . Independientemente de  $V_{in}$ , puede decirse que el circuito funciona como un regulador de tensión y entonces:

$$U_o = \frac{U_r}{\beta} \quad (2)$$

## II. RANGO DE VARIACIÓN DE LA TENSÓN DE SALIDA

El límite para la mínima tensión de salida se obtiene cuando los transistores  $Q_1$  a  $Q_n$  se encuentran cortados; para esta condición el circuito equivalente queda como se muestra en la figura 2.

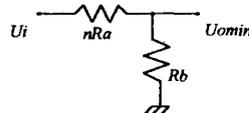


Figura 2

$$U_{omin} = U_i \cdot \frac{R_b}{R_b + n \cdot R_a} \quad (3)$$

Para obtener tensiones de salida bajas, es necesario que los valores de las resistencias  $R_a$  sean grandes respecto de los de  $R_b$ . Existen ciertos compromisos a tener en cuenta al elegir  $R_a$  y  $R_b$ . La resistencia  $R_b$  no puede tomarse demasiado baja dado que aumentarían la potencia disipada por los transistores y el ripple de la fuente primaria.

La corriente de polarización de los transistores ( $i_p$ ), debe ser bastante mayor que las corrientes de base. Esto limita el máximo valor que puede tomar  $R_a$ .

$$i_p = \frac{U_i - U_o}{n R_a} \quad (4)$$

El límite para la máxima tensión de salida se obtiene con el fototransistor cortado; para esta condición

el circuito equivalente queda como se muestra en la figura 3.

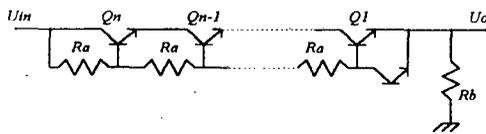


Figura 3

La tensión  $U_o$  tiene una expresión como se ve en la ec. 5.

$$U_{o_{max}} = U_{in} \cdot \frac{(1+hfe) \cdot 2 \cdot Rb}{n \cdot (n+1) \cdot Ra + (1+hfe) \cdot 2 \cdot Rb} \quad (5)$$

Para conseguir  $U_{o_{max}}$  cercano a  $U_i$ , son necesarias resistencias  $R_a$  bajas comparadas con  $R_b$  y transistores con  $hfe$  elevados. Las dos primeras condiciones se contraponen con las necesarias para conseguir  $U_{o_{min}}$  bajos, expuestas anteriormente. La solución es entonces utilizar transistores con  $hfe \gg 1$ .  $U_{o_{max}}$  es muy aproximadamente igual a  $U_i$ . Dadas las bajas corrientes de operación y las tensiones que deben soportar es necesario utilizar transistores en configuración Darlington. Otro aspecto a considerar es que dadas las bajas corrientes de operación, deben utilizarse transistores con bajos valores de  $I_{CB0}$ .

### III. TENSION DE SALIDA

#### Relación entre Tensión de salida y corriente de colector del fototransistor

Para hallar un modelo del elemento de paso se utilizó un modelo muy simple para los transistores y luego se validó el resultado obtenido utilizando SPICE.

El modelo equivalente del elemento de paso, se muestra en la siguiente figura:

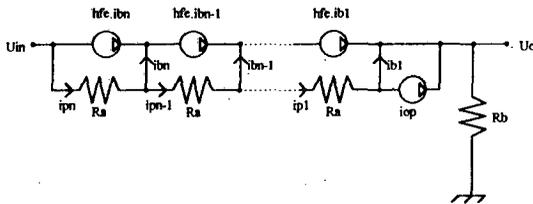


Figura 4

Si todos los transistores son similares, y sus  $hfe \gg 1$ , todas sus corrientes de emisor son similares, por consiguiente también lo son sus corrientes de base

$$i_{bn} = i_{bn-1} = \dots = i_{b1} = i_b \quad (6)$$

que se hallan controladas por la corriente en el fototransistor  $i_{op}$ :

$$i_b = i_{p1} - i_{op} \quad (7)$$

Además la tensión de salida  $U_o$  esta dada por la ec. 7 y la diferencia de tensión  $U_{in} - U_o$  puede escribirse como en la ec. 8.

$$U_o = [(hfe + 1) \cdot i_b + i_{op}] \cdot R_b \quad (8)$$

$$(U_{in} - U_o) = i_{p1} \cdot Ra + (i_{p1} + i_b) \cdot Ra + (i_{p1} + 2 \cdot i_b) \cdot Ra + \dots + (i_{p1} + (n-1) \cdot i_b) \cdot Ra \quad (9)$$

$$(U_{in} - U_o) / Ra = i_{p1} \cdot n + \sum_{j=1}^{n-1} j \cdot i_b \cdot Ra \quad (10)$$

Utilizando

$$\sum_{j=1}^N j = \frac{N \cdot (N+1)}{2} \quad (11)$$

Se obtiene:

$$i_{p1} = -i_b \cdot (n-1) / 2 + (U_{in} - U_o) / (n \cdot Ra) \quad (12)$$

Reemplazando (12) en (7) y finalmente en (8) se obtiene:

$$U_o \cdot \left\{ 1 + \frac{(1+hfe) \cdot 2 \cdot Rb}{n \cdot (n+1) \cdot Ra} \right\} = U_{in} \cdot \left\{ \frac{(1+hfe) \cdot 2 \cdot Rb}{n \cdot (n+1) \cdot Ra} \right\} - i_{op} \cdot \left\{ \frac{(2 \cdot hfe + 1 - n) \cdot Rb}{(n+1)} \right\} \quad (13)$$

Si suponemos  $U_{in}$  constante la relación incremental entre  $U_o$  y  $i_{op}$  está dada por:

$$\frac{U_o}{i_{op}} = \frac{(2 \cdot hfe + 1 - n) \cdot Rb}{(n+1) \cdot \left[ 1 + \frac{(1+hfe) \cdot 2 \cdot Rb}{n \cdot (n+1) \cdot Ra} \right]} \quad (14)$$

Si  $hfe \gg n^2$  y  $R_b$  es del orden de  $R_a$ , queda:

$$U_o \cong n \cdot Ra \cdot i_{op} \quad (15)$$

Cerrando el lazo:

$$i_{op} = -(U_r - U_o) \cdot \beta \cdot G \quad (16)$$

Se obtiene:

$$U_o = U_r \cdot \frac{n \cdot Ra \cdot G}{1 + n \cdot Ra \cdot \beta \cdot G} \quad (17)$$

Si  $n \cdot Ra \cdot \beta \cdot G \gg 1$ :

$$U_o = U_r / \beta \quad (18)$$

#### Máxima tensión de salida.

La máxima tensión de salida se obtiene con  $i_{op}=0$ , con esta condición la ecuación (4) queda:

$$U_o \cdot \left\{ 1 + \frac{(1+hfe) \cdot 2 \cdot Rb}{n \cdot (n+1) \cdot Ra} \right\} = U_{in} \cdot \left\{ \frac{(1+hfe) \cdot 2 \cdot Rb}{n \cdot (n+1) \cdot Ra} \right\} \quad (19)$$

Se obtiene así:

$$U_{o_{max}} = U_{in} \cdot \frac{(1+hfe) \cdot 2 \cdot Rb}{n \cdot (n+1) \cdot Ra + (1+hfe) \cdot 2 \cdot Rb} \quad (20)$$

#### IV. EJEMPLO DE DISEÑO

Utilizaremos como ejemplo un regulador construido con las siguientes características:  $U_{o_{max}} = 2000V$  y  $U_{o_{min}} = 800V$ .

Si suponemos que  $hfe \gg 1$ , entonces  $U_{o_{max}}$  es aproximadamente igual a  $U_i$  (ver ec. (5)). Podemos tomar como tensión de entrada  $U_{i_{max}} = 2300V$ , a fin de dejar un margen para el ripple para la fuente primaria de alta tensión.

Con  $U_{i_{max}} = 2300V$ , la diferencia de tensión sobre el elemento de paso puede llegar a 1500 V; se utilizaron siete ( $n=7$ ) conjuntos de transistores 2A299, que soportan tensiones  $U_{CB} = 300V$  en configuración Darlington.

Como  $hfe \gg 1$ ,  $U_{o_{max}}$  no es sensible a  $R_a$ . Se elige entonces una  $R_a$  tal que las corrientes de base de los transistores no sean comparables con la de polarización (ver ec. (4)) a fin de asegurar en todo el rango de funcionamiento un reparto uniforme de la tensión entre los transistores. Un valor razonable es  $R_a = 1M\Omega$ .

Elegido el valor de  $R_a$  y utilizando la ec. 1, se obtiene el valor de  $R_b$  necesario para  $U_{o_{min}} = 800V$ :  $R_b = 5,6M\Omega$ ; tomemos  $R_b = 5M\Omega$ .

En la figura 5 se muestra el circuito completo construido, donde se incluye la red de compensación para la estabilidad del lazo.

#### V. CONCLUSIONES:

Se diseñó y construyó una fuente de alta tensión de muy bajo costo, apta para ser utilizada en aplicaciones que requieran muy baja corriente de salida, como por ejemplo detectores proporcionales.

Se construyeron varios equipos que actualmente son utilizados satisfactoriamente en experiencias Mössbauer.

El costo del equipo está determinado fundamentalmente por la fuente de alta tensión primaria: transformador, rectificador y capacitores de alta tensión. Para conseguir un mejor aprovechamiento de este bloque se construyó una fuente de alta tensión doble, compuesta de una única fuente de alta tensión primaria y dos reguladores.

#### REFERENCIAS:

- 1 - Motorola Inc. Optoelectronic Device Data. (1995).
- 2 - MicroSim Corporation. Pspice Circuit Analysis Reference Manual (1995).
- 3 - Horowitz, P., Hill, W., The Art of Electronics. Cambridge University Press (1984).

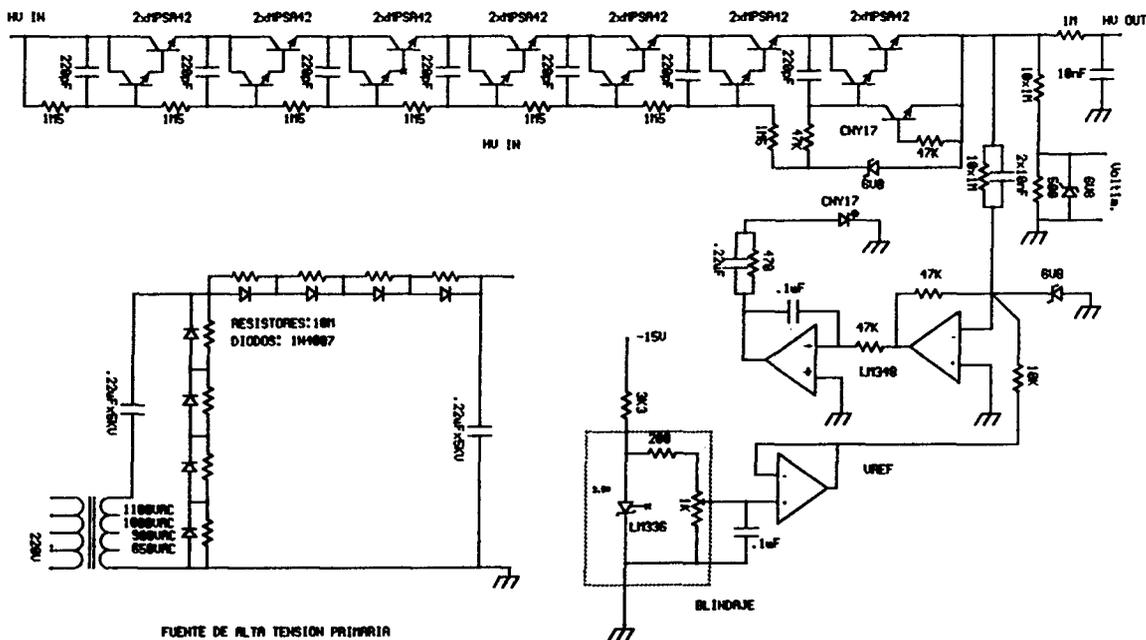


Figura 5