

Índice

0.1. Diseño Propuesto	2
0.1.1. Análisis de realimentación negativa	2
0.1.2. Bloques del Regulador	4
0.1.3. Elemento de Referencia	4
0.1.4. Amplificador de Error y Pre-regulador	4
0.1.5. Circuito de Detección	4
0.1.6. Transistor de Paso	4
0.2. Protección por Corto-circuito	4
0.2.1. Protección lineal	5
0.2.2. Protección foldback	5
0.3. Análisis de Componentes	6
0.3.1. Amplificador Operacional	6
0.3.2. Transistores de Paso	6
0.3.3. Componentes de Protección	6
0.3.4. Diodo de Referencia	7
0.3.5. Fuentes de Alimentación	7
0.4. Análisis de Potencia	7
0.4.1. Amplificador Operacional	7
0.4.2. Transistores	7
0.4.3. Diodos y Resistencias	7
0.5. Simulaciones	7
0.5.1. Análisis Transitorio en Regulación	7
0.5.2. Respuesta en Frecuencia	7
0.5.3. Curva de Foldback	7
0.5.4. Potencias	7
0.6. Conclusiones	7

0.1. Diseño Propuesto

En la siguiente instancia se realiza una fuente de tensión regulada, la cual se ajusta a las especificaciones de:

$$0V \leq V_o \leq 9V \quad \wedge \quad I_{o-Max} = 2.5A \quad (1)$$

Se optó por un diseño que muestre tensión y sume corriente, siendo el diseño elegido para la fuente el presentado a continuación.

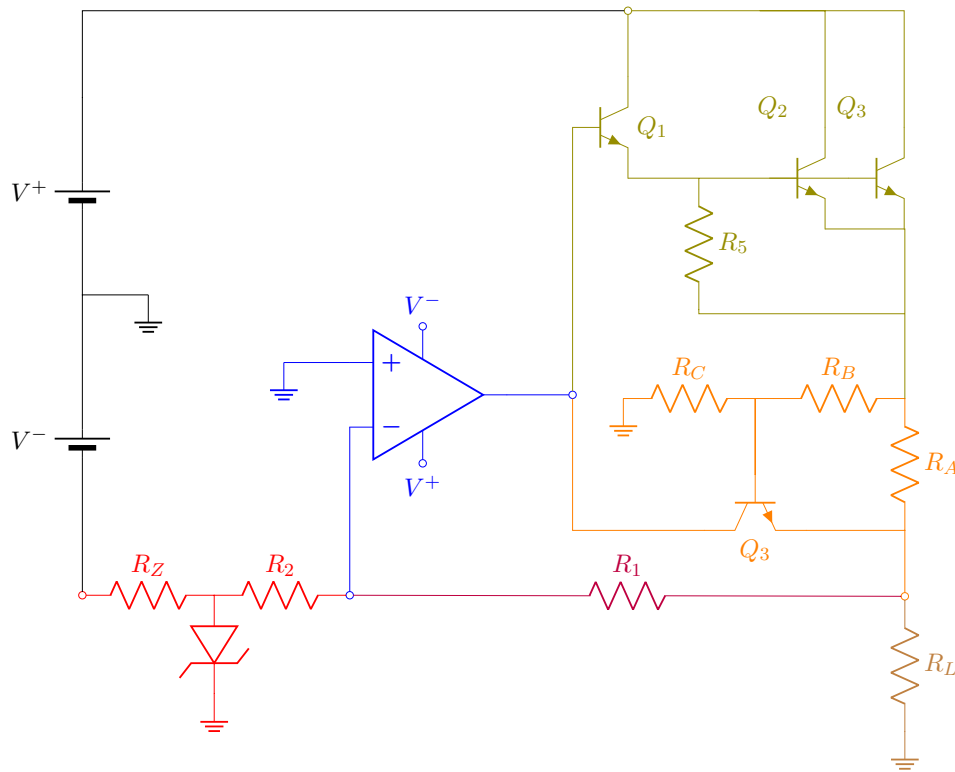


Figura 1: Circuito regulador de tensión propuesto.

Dicho circuito puede ser separado en 5 bloques fundamentales:

- Amplificador error
- Transistor de paso
- Elemento de referencia
- Circuito de detección
- Circuito de protección

0.1.1. Análisis de realimentación negativa

La teoría de la realimentación negativa plantea que dado un sistema a lazo cerrado ideal, con un número impar de inversiones de fase, la ganancia de este puede aproximarse como la inversa del factor de realimentación si la ganancia de lazo en módulo es mucho mayor a la unidad, es decir

$$P.E. = \frac{A}{1+f \cdot A} = \frac{1}{f} \cdot \frac{|T|}{1+|T|} \quad (2)$$

donde A es la respuesta a lazo abierto, f el factor de realimentación y T es la ganancia de lazo. Se puede observar que bajo las condiciones descritas anteriormente, se tiene entonces que

$$P.E. \approx \frac{1}{f} \quad (3)$$

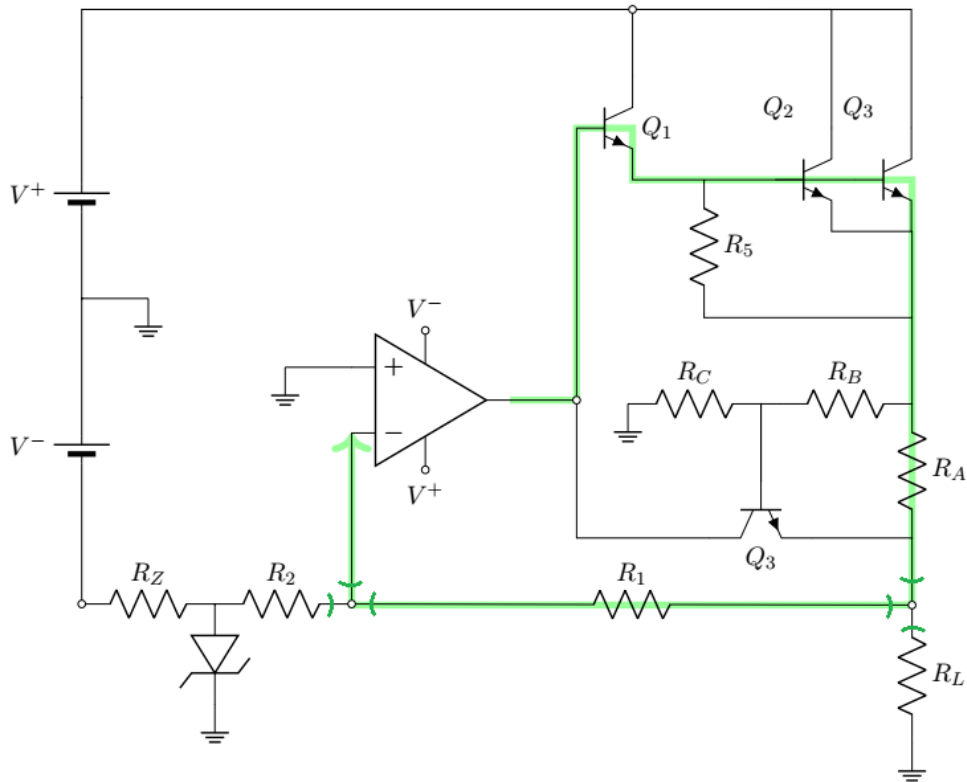


Figura 2: Lazo de realimentación negativa.

En el circuito realizado puede observarse un lazo de realimentación negativa el cual posee una inversión de fase producida por el amplificador operacional detallado en la Figura (2). También es de interés observar los siguientes puntos:

- Por tierra virtual, el opamp trabaja para mantener la tensión nula en su terminal negativo.
- El diodo zener consume la corriente necesaria para mantener la caída de tensión sobre este fija.
- El lazo de realimentación trata de fijar una tensión a la salida de la fuente regulada.

Teniendo en cuenta dichos aspectos, es de notar que la fuente realiza un muestreo de tensión a la salida mediante la resistencia R_1 , la cual inyecta una corriente proporcional a la dicha, realizándose una suma de corrientes en el nodo del terminal negativo del amplificador operacional, siendo la referencia la corriente fija proporcionada por la resistencia R_2 .

En resumidas cuentas, el parámetro estabilizado del sistema es

$$P.E. = \frac{V_o}{I_N} = -\frac{V_o \cdot R_2}{|V_z|} = \frac{1}{f} \cdot \frac{|T|}{1 + |T|} \quad (4)$$

Luego, se puede demostrar que la ganancia f se puede aproximar como la razón entre el parámetro que se suma en el lazo y el parámetro que se muestrea, cuando la tensión en el nodo del terminal negativo del opamp es cero, obteniendo así

$$f \approx -\frac{1}{R_1} \quad (5)$$

Si se considera que la ganancia de lazo en módulo es mucho mayor que la unidad dado que se utiliza un opamp como amplificador, se obtiene finalmente que

$$V_o = |V_z| \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (6)$$

0.1.2. Bloques del Regulador

0.1.3. Elemento de Referencia

El elemento de referencia (o también llamado entrada o generador en un circuito de realimentación negativa) proporciona la tensión de entrada al sistema, la cual comparte nodo con el amplificador error y el circuito de detección, como se mencionó anteriormente.

En cuanto al funcionamiento, el zener está polarizado por V^- y R_Z . Esta etapa del sistema es prácticamente independiente del resto del circuito, y además debe ser altamente estable, es por ello que se utiliza $R_Z > Z_{rZ}$ para evitar variaciones de V_Z , es decir, de la tensión de referencia, con respecto a V^- .

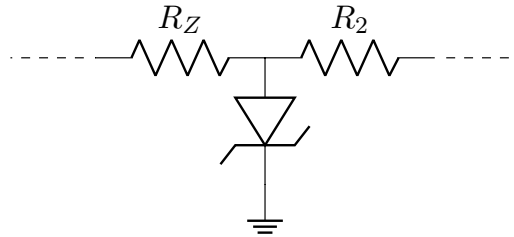


Figura 3: Circuito de transistor de paso.

0.1.4. Amplificador de Error y Pre-regulador

0.1.5. Circuito de Detección

0.1.6. Transistor de Paso

El transistor de paso se encarga de llevar a cabo las correcciones detectadas por el circuito de detección y amplificadas por el amplificador de error, así proveyendo de la corriente necesaria para mantener la diferencia de potencial fija a la salida. Este bloque se puede implementar con un par Darlington integrado, el cual tiene una gran ganancia de corriente, pero en este caso se implementa con un Darlington discreto, el cual debe soportar una corriente y potencia elevada, lo cual se profundiza más adelante en el informe. Por estas razones, se optó por utilizar dos transistores en paralelo para el segundo transistor del par, con la idea de dividir la carga de la siguiente manera:

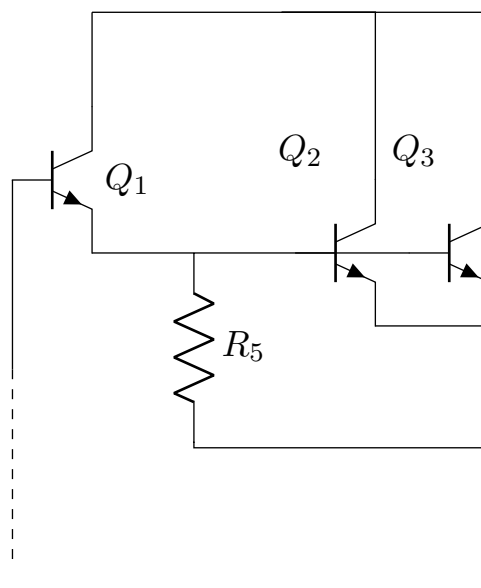


Figura 4: Circuito de transistor de paso.

siendo Q_2 y Q_3 transistores de potencia. Por otro lado, la función de R_5 es obtener una corriente de colector de Q_1 razonable.

0.2. Protección por Corto-circuito

Implementar una protección de cortocircuito es una sección fundamental en el diseño de una fuente de tensión debido que uno desconoce con que cargas va a ser utilizado el circuito, en caso de que el usuario en contra-indicación de las especificaciones del equipo utilice una carga menor a la mínima, el circuito no explote. (escribi eso en no mono tomi por favor c:) Para la protección de cortocircuito se evaluaron 2 alternativas:

0.2.1. Protección lineal

La implementación de una protección lineal resulta ser la mas sencilla debido a la facilidad de cálculo y que utiliza pocos componentes, como se ve a continuación:

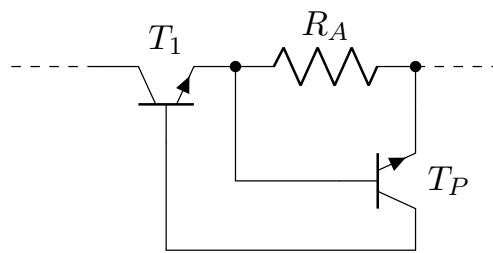


Figura 5: Circuito de Protección lineal.

El cálculo para la resistencia $R_a = \frac{V_{be}}{I_{o-Max}}$. Esta protección limita la corriente de salida del regulador haciendola constante. Esto es así debido a que el transistor de protección sensa la tensión sobre la resistencia R_a y al superar cierto valor $V_a = R_a \cdot I_{o-Max}$ el transistor pasa a modo activo directo, quitandole corriente de la base al transistor de paso. Si bien la protección lineal es de sencilla implementación cuenta con la siguiente característica:

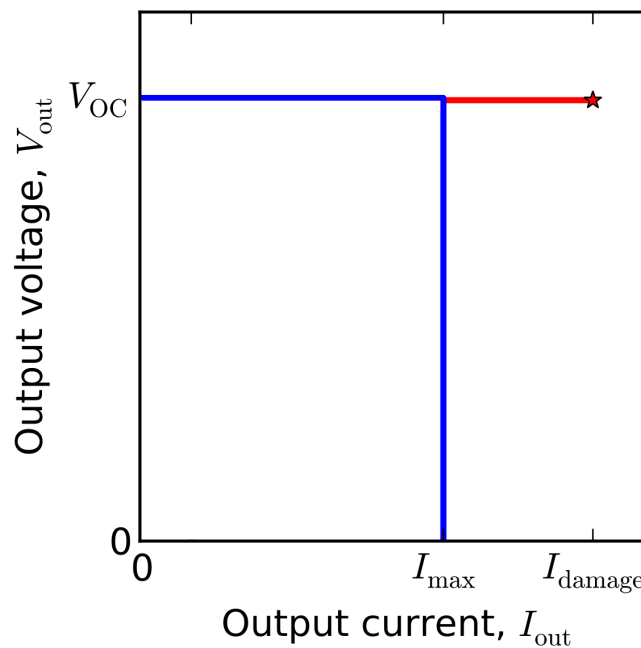


Figura 6: Característica de la Protección lineal.

Se puede notar que en el peor caso ($V_o = 0$) sería máxima tanto la corriente de salida como la caída de potencia

sobre el transistor de paso, haciendo que por consecuente sea máxima la disipación de potencia sobre este, lo cual es un problema.

0.2.2. Protección foldback

La protección de Foldback es una variación de la lineal, la cual cuenta con 2 resistencias adicionales conectadas de la siguiente manera:

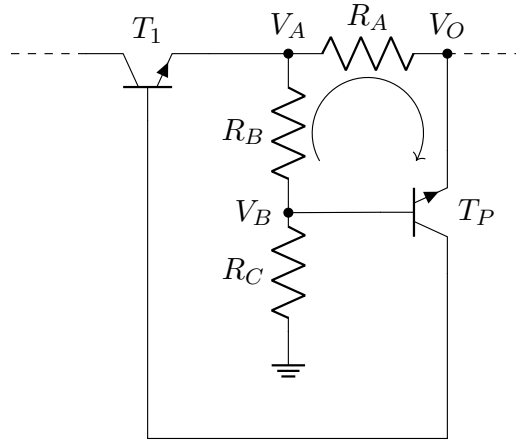


Figura 7: Circuito de Protección Foldback.

Si se desea resolver para I_{o-Max} bastará con recorrer la malla:

$$-I_{o-Max} \cdot R_a + V_{be} + V_a - V_b \quad (7)$$

0.3. Análisis de Componentes

0.3.1. Amplificador Operacional

En la elección del amplificador operacional, se tuvieron en cuenta diversos componentes, como se ve a continuación en el siguiente cuadro comparativo:

Amplificador Operacional	GBP [Mhz]	SR [$\frac{V}{\mu s}$]	$Z_{in} [\Omega]$	$Z_{out} [\Omega]$	$I_{bias} [A]$	$I_{off} [A]$	$V_{off} [mV]$	THD
TL082	3	13	1T	-	30p	5p	3	0.003 %
LM324	1	0.3	-	-	45n	5n	2	-
LM833	10	5	-	37	300n	10n	0.3	0.002 %
LF356	2.5	12	1T	-	20p	50p	3	-
OP284	4.25	4	-	210	60n	2n	125m	$\leq 0.005 \%$
LM741	1.5	0.5	2M	75	80n	20n	2	-
NE5534	10	13	100k	0.3	500n	20n	0.5	-

Tabla 1: Comparación de operacionales.

También es notable que de todos los integrados el **OP284** es rail to rail, lo cual es de gran utilidad, si se desea obtener un valor de V_1 inferior, luego teniendo en cuenta el GBP, las corrientes de bias, la tension de offset, se optó por utilizar el OP284.

0.3.2. Transistores de Paso

0.3.3. Componentes de Protección

Para la elección de estos

0.3.4. Diodo de Referencia

0.3.5. Fuentes de Alimentación

0.4. Análisis de Potencia

0.4.1. Amplificador Operacional

0.4.2. Transistores

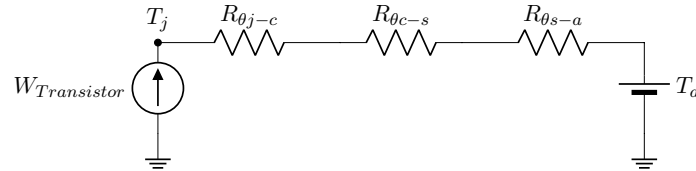


Figura 8: Circuito térmico para el cálculo de disipador del transistor.

$$\frac{T_j - T_a}{R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa}} = P \quad (8)$$

Asumiendo una temperatura ambiente de 40°C ; una temperatura máxima de juntura en funcionamiento de 140°C , 20°C menor a la especificada por el fabricante; la $R_{\theta jc}$ también especificada, de $3.125 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$; el uso de una grasa siliconada de 0.002 pulgadas de espesor con una resistencia térmica de $204 \frac{^\circ\text{C}\cdot\text{inch}}{\text{W}}$, y área estándar de un empaquetado de TO-220 de $0.41 \cdot 0.59 \text{ inch}^2$, obteniendo una $R_{\theta cs}$ de $1.6866 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$; y finalmente una potencia disipada de 9.6W , levemente mayor a la máxima disipada; se obtiene

$$R_{\theta sa} = 4.57 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad (9)$$

0.4.3. Diodos y Resistencias

0.5. Simulaciones

0.5.1. Análisis Transitorio en Regulación

0.5.2. Respuesta en Frecuencia

0.5.3. Curva de Foldback

0.5.4. Potencias

0.6. Conclusiones

En la siguiente sección, se busca elaborar una fuente regulada de tensión que cumpla con una salida que varíe entre 0 V y 9 V , con una corriente de salida máxima de 2.5 A . Dado que la tensión mínima debe ser nula, se implementó un regulador serie que utiliza un lazo de realimentación negativa que muestrea tensión y suma corriente, siendo así el circuito resultante el presentado a continuación.

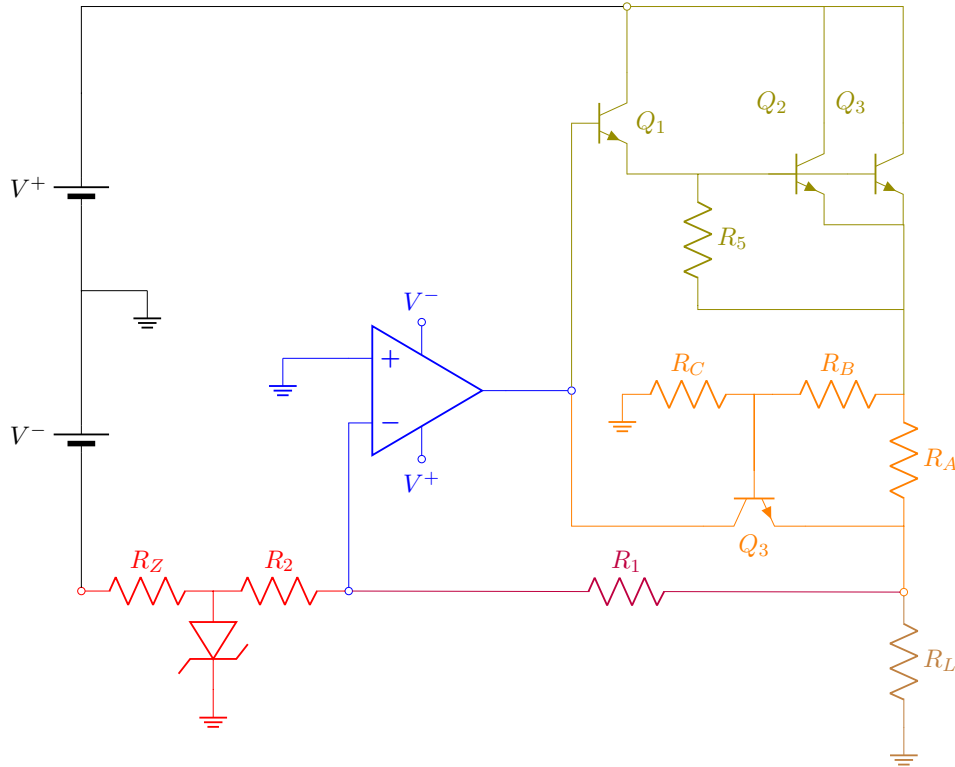


Figura 9: Circuito regulador de tensión.

En la Figura (8) se puede observar en distintos colores las diferentes etapas del sistema, siendo en azul el amplificador error, en verde el transistor de paso, en rojo el elemento de referencia, en violeta el circuito de detección y en naranja el circuito de protección.

$$\frac{V^- - V_Z}{R_Z} + I_Z = \frac{V_Z}{R_9} \quad (10)$$

$$V_{B1max} = V_{Oreg} + V_{Ra} + 1.4 \text{ V} = 9 \text{ V} + 1.25 \text{ V} + 1.4 \text{ V} = 11.65 \quad (11)$$

$$V_{2min} = 11.65 \text{ V} + 1.5 \text{ V} = 13.15 \text{ V} \quad (12)$$

$$R_{Lmin} = \frac{V_{Omax}}{I_{Omax}} = 3.6 \text{ } \Omega \quad (13)$$

$$R_{Lmax} = \infty \quad (14)$$

$$V_{Lmin} = R_Z \cdot \left(\frac{V_Z}{R_2} + I_z \right) + V_Z \quad (15)$$

El pre-regulador cumple la función de brindar corriente (**habría que desarrollar un poco más**). Para el caso presente, se observa que el amplificador operacional puede llegar hasta temperaturas de $125 \text{ } ^\circ\text{C}$ son problema. Asumiendo una temperatura ambiente de $40 \text{ } ^\circ\text{C}$, la potencia máxima disipada por operacional es de 0.7 W .

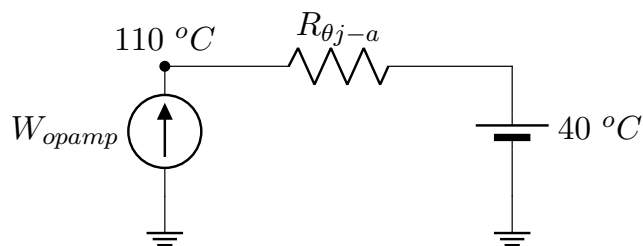


Figura 10: Circuito equivalente de potencias con $R_{\theta a-j} = 103 \frac{^{\circ}C}{W}$.

Es por ello que se analiza la potencia tanto en regulación como fuera de esta. Durante la primer etapa, la tensión de salida V_O es estable pero la corriente es cada vez mayor. A pesar de esto, la potencia disipada por el opamp se mantiene menor a la máxima. Por otro lado, con el circuito fodbk activado, la tensión decae, haciendo que también decaiga la potencia del amplificador, manteniendola por debajo del máximo.

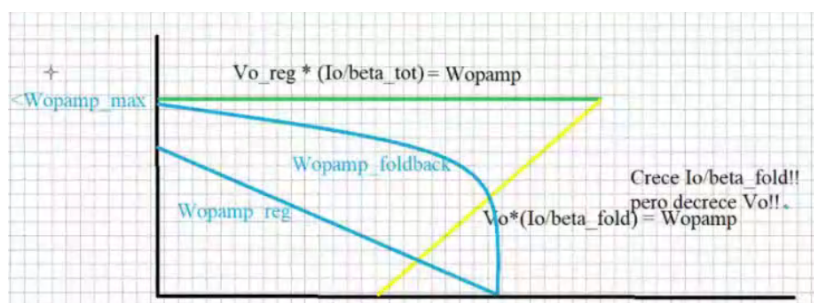


Figura 11: Curvas de potencia consumida.