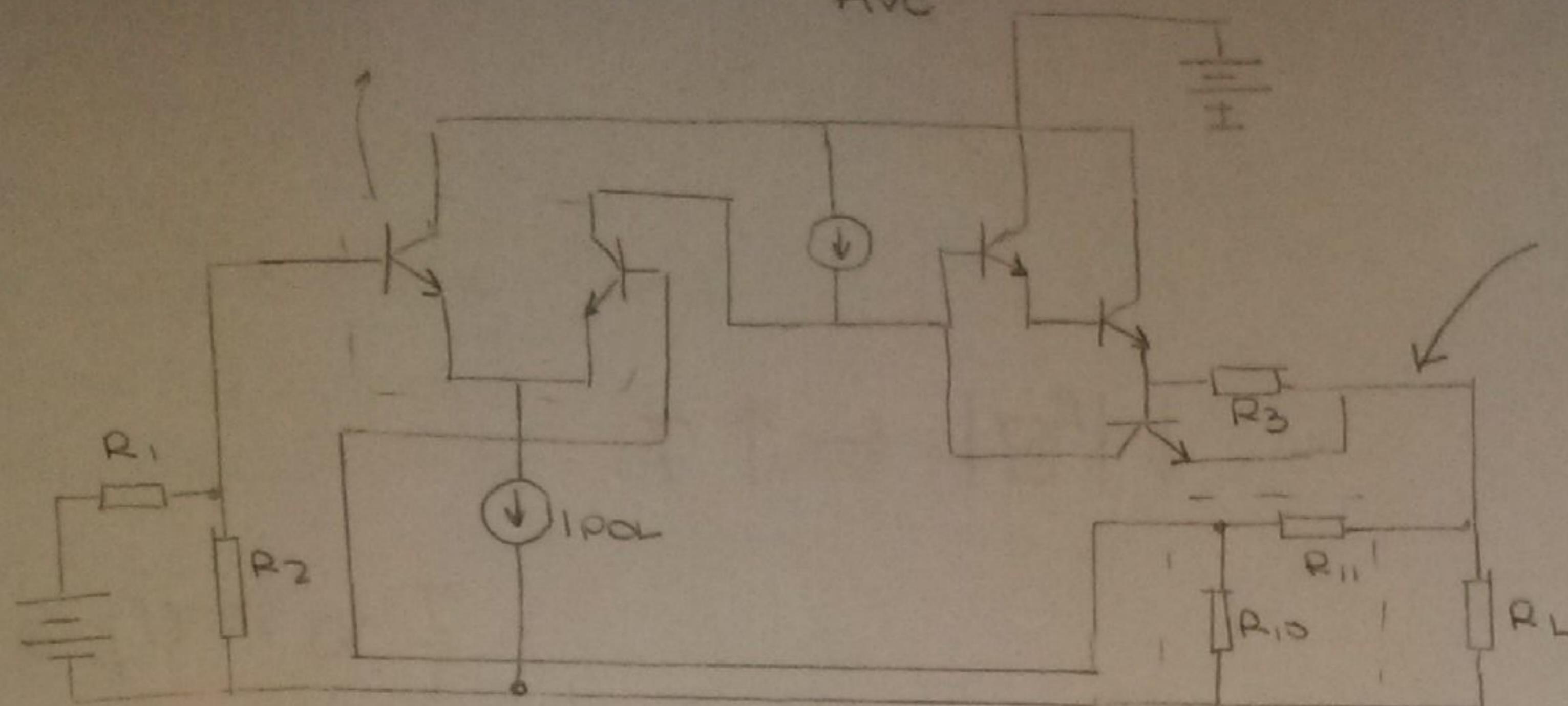


FUENTES DE ALIMENTACIÓN

Regulador serie difencial } REGULADOR LINEAL → Eficiencia: $\eta = \frac{V_S}{V_E}$

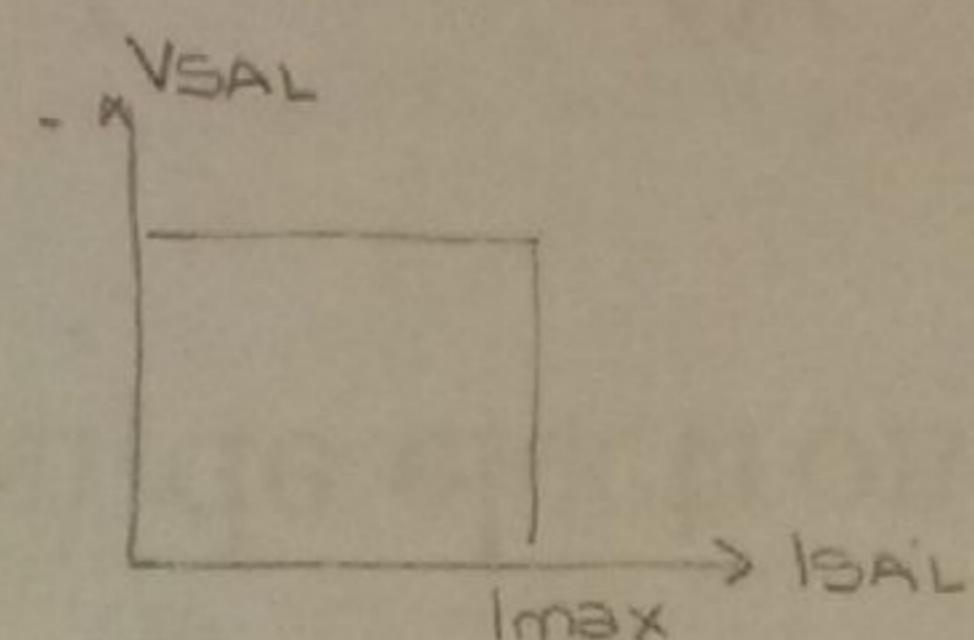
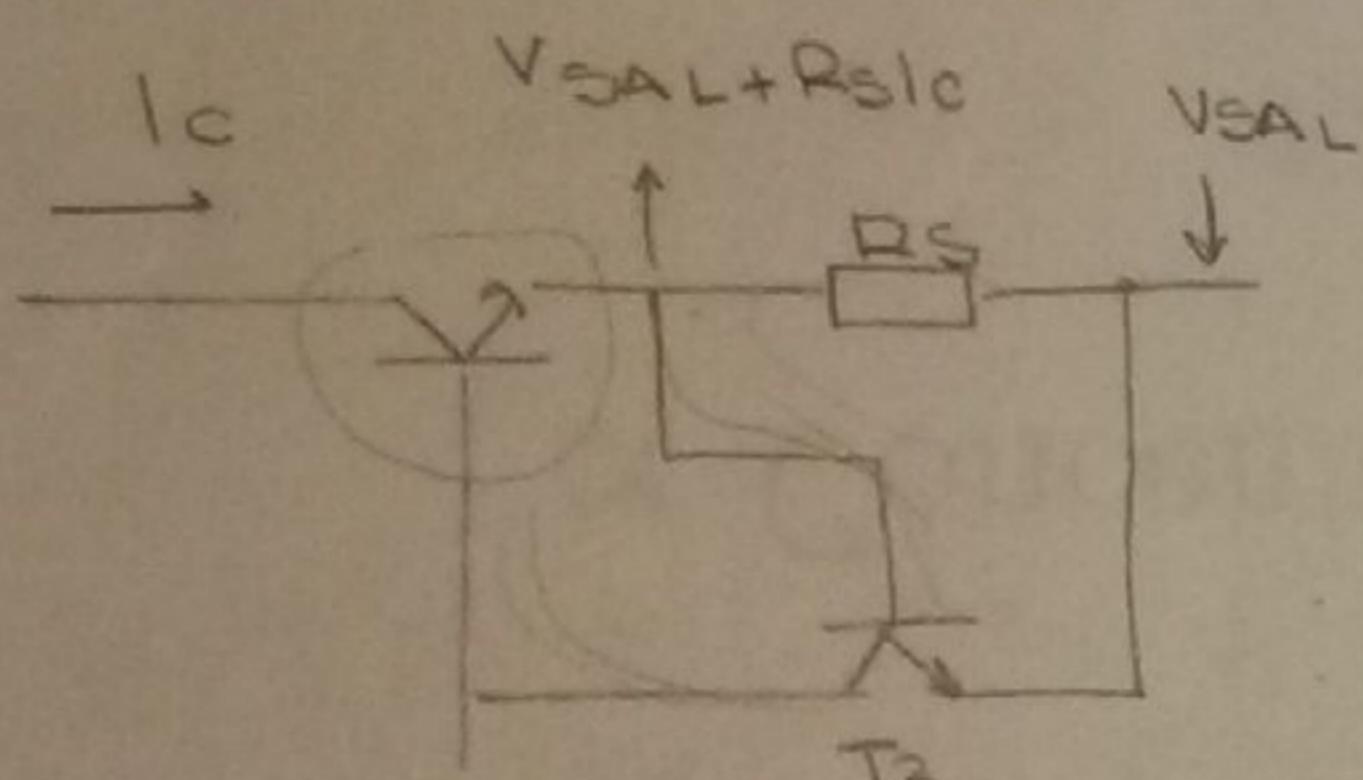
$$\text{Mejor el RRMC} = \frac{A_{vd}}{A_{vc}}$$



$$V_{SAL} = \left(\frac{R_{11} + R_{10}}{R_{10}} \right) \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{ref}$$

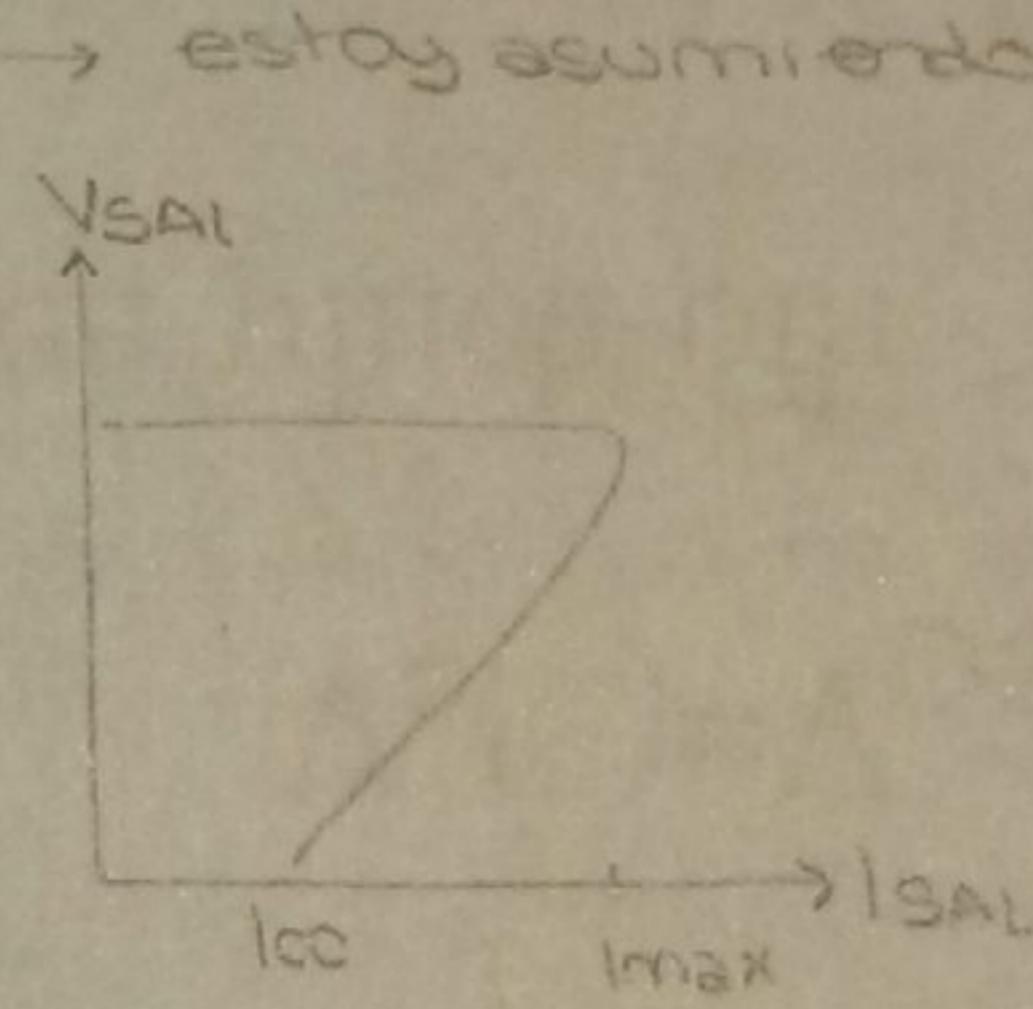
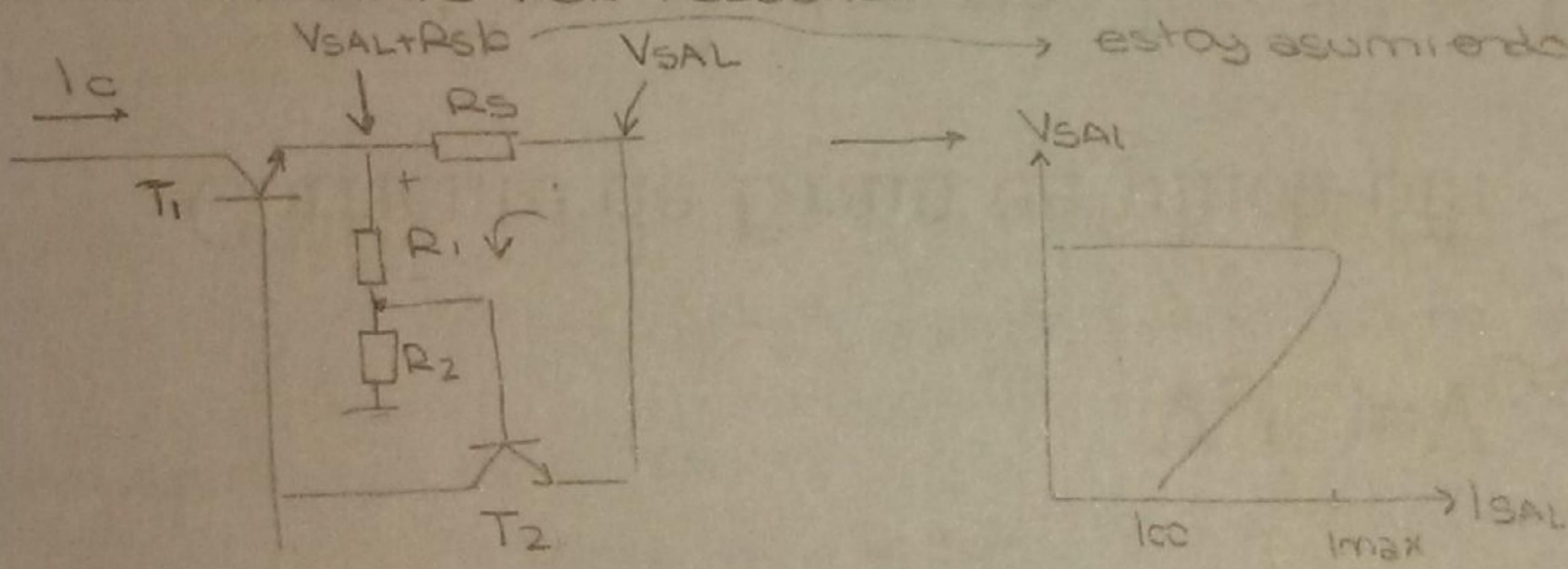
Pedim serie //

CIRCUITO LIMITADOR DE CORRIENTE



$$I_{MAX} = \frac{V_{BE}}{R_S}$$

LIMITADOR DE CORRIENTE POR FOLDBACK



estoy asumiendo que casi toda la IC se va a ir por RS

Resolución

Recorro la malla 1

① Si desprecio i_{b2} , tengo una caída de tensión sobre R_1 :

$$V_{R1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot (V_{SAL} + i_C R_S)$$

$$\Rightarrow V_{BE} - i_C R_S + \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_{SAL} + i_C R_S) = 0 \rightarrow V_{BE} + V_{SAL} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - i_C R_S + \frac{i_C R_S \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

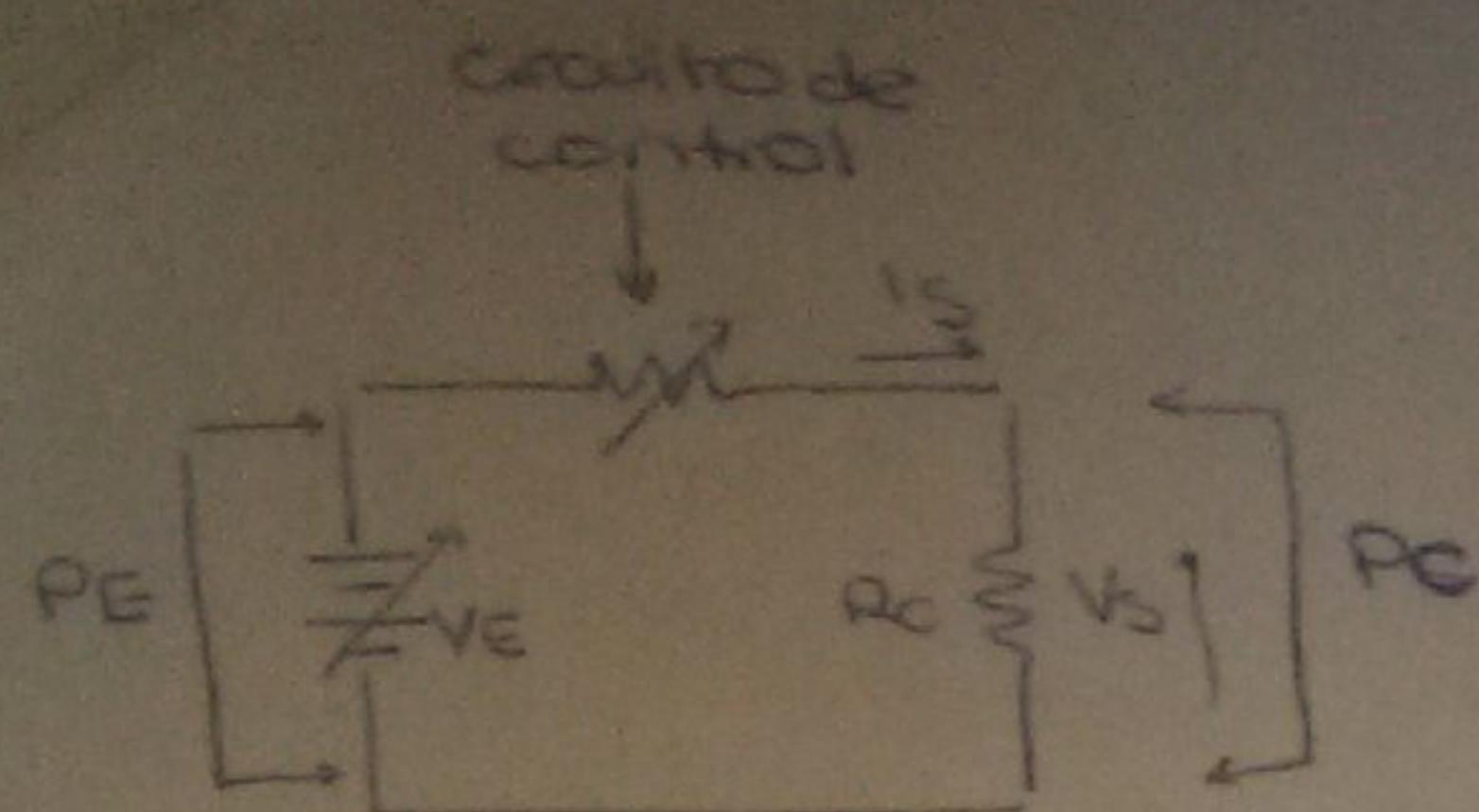
$$\Rightarrow i_C = \frac{V_{BE} (R_1 + R_2) + V_{SAL} R_1}{R_S (R_1 + R_2)}$$

La situación que me interesa es cuando hay un cortocircuito y la corriente aumenta mucho

$$\Rightarrow \text{Si } V_{SAL} = 0$$

$$i_{CO} = \frac{V_{BE}}{R_S} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right)$$

UNA EN EL REG LINEAL



$$\eta = \frac{P_C}{P_E} = \frac{V_S \cdot I_S}{V_E \cdot I_S} = \frac{V_S}{V_E} \rightarrow \text{Puede verse que si } V_S < V_E \Rightarrow \eta < 1$$

PRO: no tiene ruido de conmutación en HF

Problemas de una puente lineal

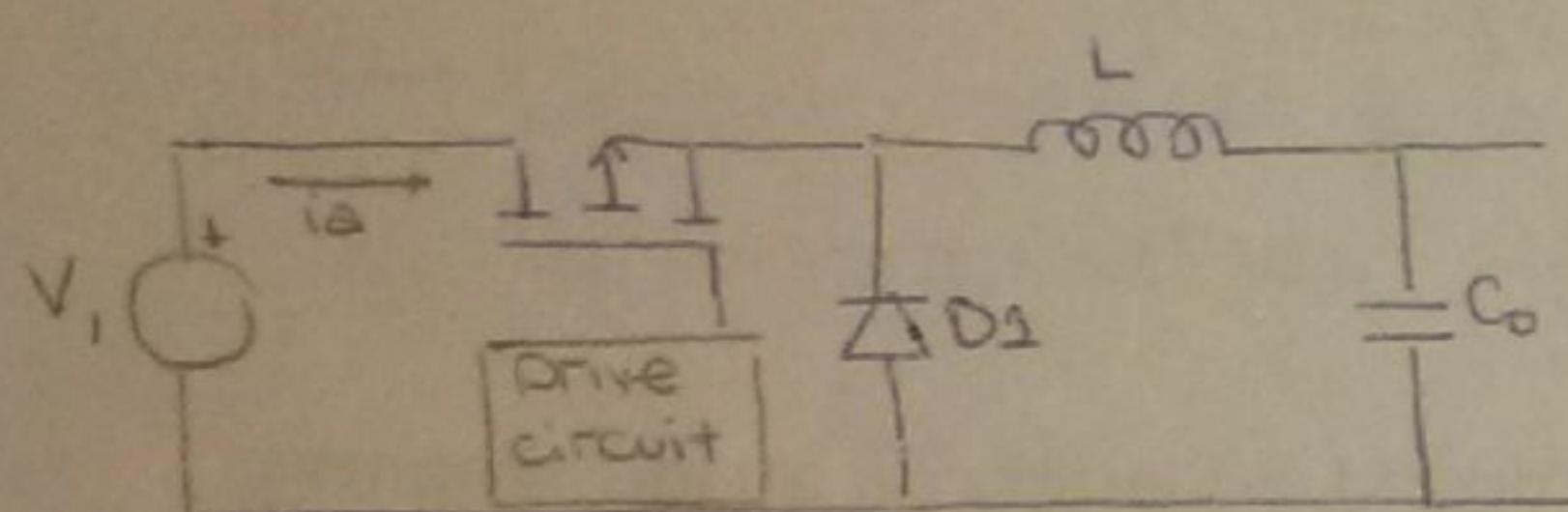
- ↳ Menor eficiencia
- ↳ Solo pueden hacer un "step down"

FUENTES SWITCHING

FORWARD-MODE converter

Buck → step down

↳ Non-isolated → la entrada y la salida comparten una tierra común.



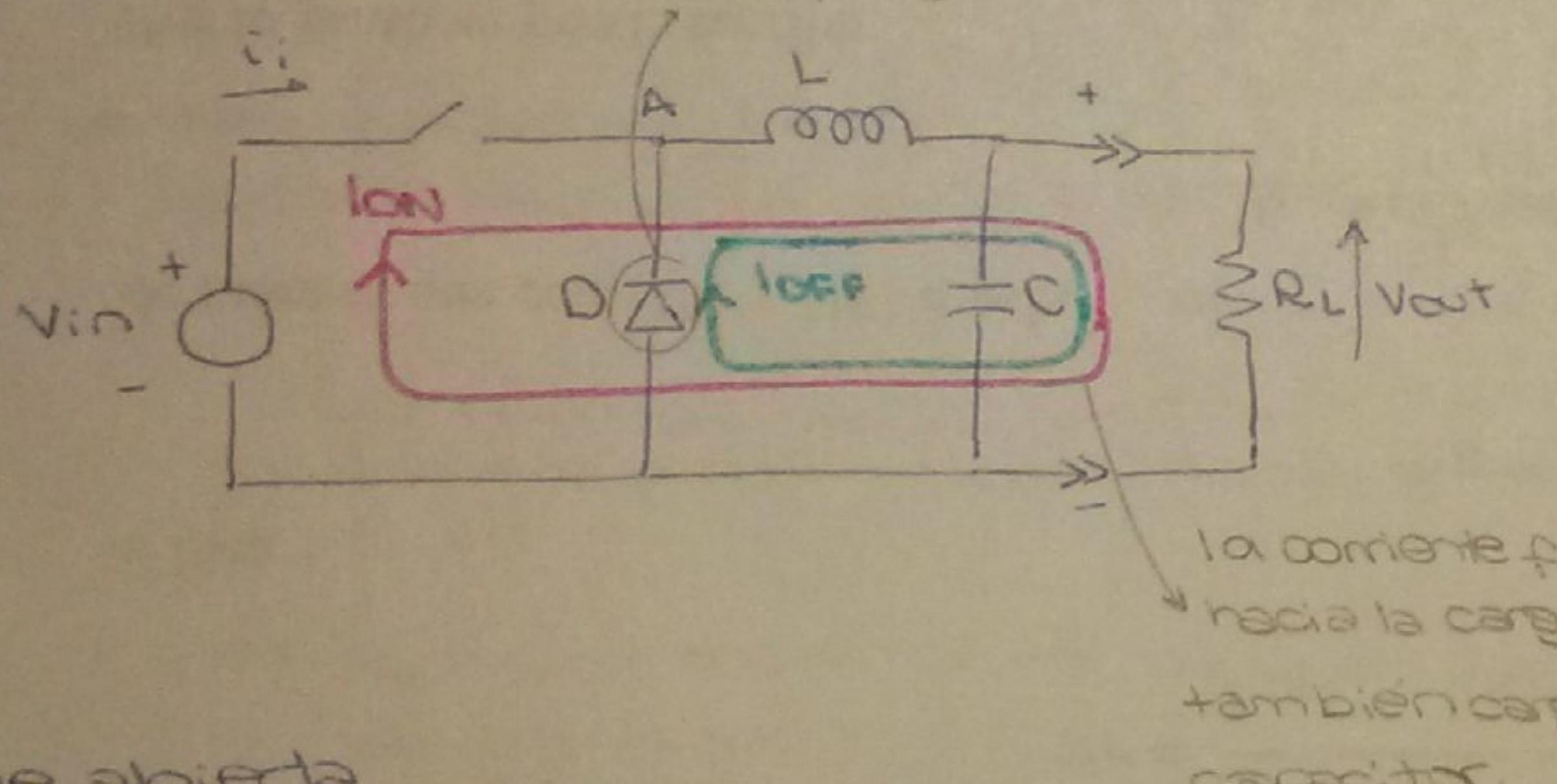
Q1 opera en conmutación, controlado por el circuito de control.

⇒ se genera un trío de pulsos PWM que es filtrado por el filtro LC para producir una tensión continua de salida V_o

Ventajas de usar un NMOS → Tiene menor $R_{DS(on)}$ ⇒ menores pérdidas por conducción
↳ contraria: requiere un circuito de control complejo (flotante)

• FUNCIONAMIENTO DEL CIRCUITO

Debe ser unido rápidamente



Llave cerrada.

⇒ La tensión de entrada se conecta directamente al filtro LC (Nodo A)

Se tiene para el inductor

$$V = L \frac{di}{dt}$$

$$i_{L\text{on}} = \frac{(V_i - V_o)}{L} \cdot t + i_{\text{on}} \quad 0 \leq t \leq t_{\text{on}}$$

Llave abierta

(cuando la llave se abre, el inductor contiene suficiente energía almacenada como para entregársela a la carga)

→ si la llave se abre ⇒ $i_L = 0$ → el inductor trata de mantener la corriente.

como i_L bajó a 0 ⇒ se produjo un escalón negativo de corriente en A ⇒ la tensión de ese nodo va a bajar mucho, por debajo de 0V

↓ El diodo impide esto, poniéndose en directa.

La energía almacenada en el inductor fluye a la carga por medio del diodo y el inductor.

$$i_{L\text{off}} = i_{L\text{pk}} - \frac{V_{\text{out}}}{L} \cdot t \quad 0 \leq t \leq t_{\text{off}} \quad (2)$$

entonces, viendo que la corriente ($I_{ON}(t=t_{on}) = I_{MAX} \Rightarrow$ que $I_{OFF}(t=t_{off}) = I_{MIN}$), se tiene.

$$\frac{V_i - V_o}{L} \cdot t_{on} = \frac{V_o}{L} t_{off}$$

$$V_i \cdot t_{on} = V_o \cdot (t_{on} + t_{off})$$

$$\Rightarrow V_o = V_i \cdot \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}$$

DUTY CYCLE

De (2).

$$I_{MIN} = I_{MAX} - \frac{V_o}{L} \cdot t_{off} \rightarrow \text{De acá despejo } L:$$

$$L = \frac{1}{2f} \frac{(1-D) V_s}{I_{MAX} - I_o} \frac{I_{MAX} + I_{MIN}}{2}$$

• Criterio de selección de componentes

C: → Se debe elegir buscando minimizar el ripple de tensión a la salida.

↳ Deben tenerse en cuenta la Resistencia e Inductancia del modelo del componente.

↳ R del modelo → la corriente de ripple que fluye por ésta, causa una disipación que debe evitarse.

↳ ELEGIR C con baja Req. (tantalio)

↳ L del modelo → ringing → ↓ L, acortar los terminales.

D → Diodo schottky → conmutación rápida, baja terceraida de tensión enducta (se minimiza la disipación), tensión de ruptura de al menos el doble de Vin.

✓ Ferrites o polvo de hierro

↳ corriente de ripple → \propto a la tensión aplicada y al tiempo que ésta es aplicada \propto a la inductancia.

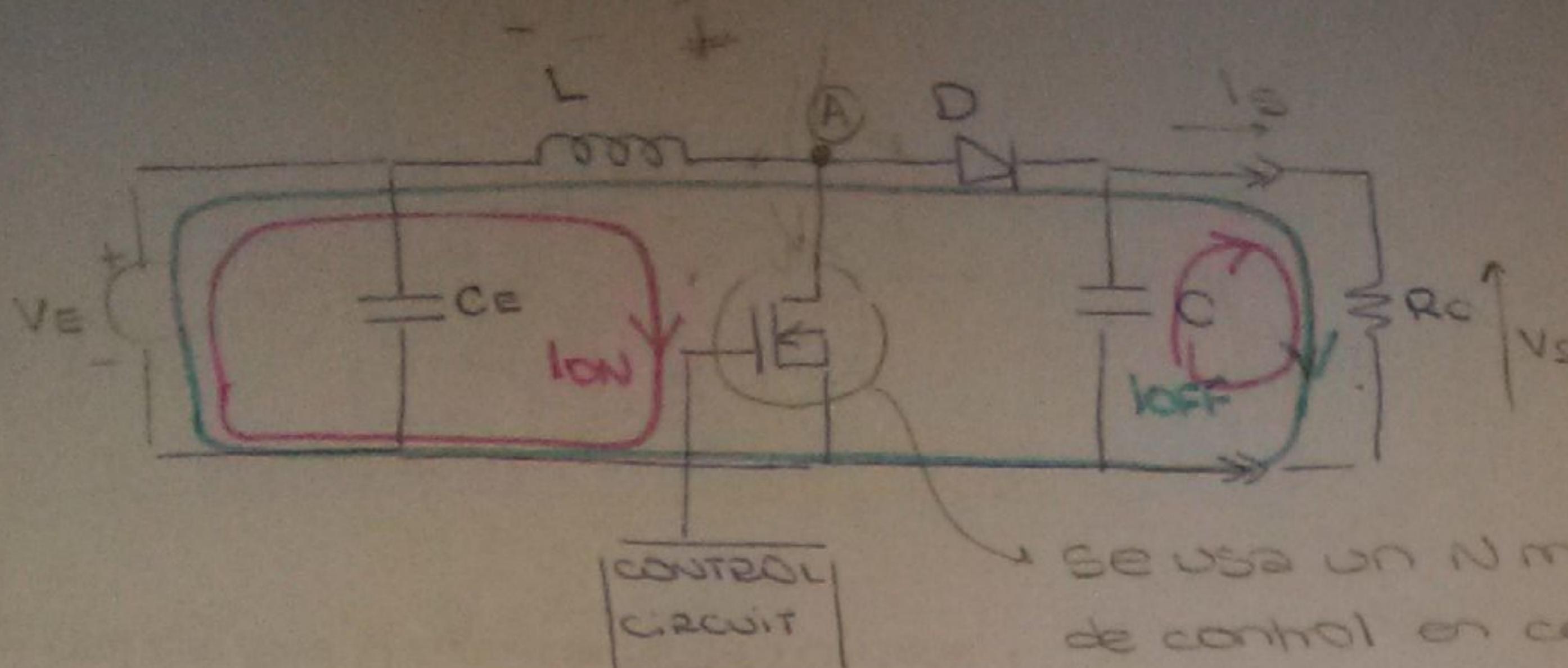
↳ Rampa de IL

- 1) Corriente pico → importante a tener en cuenta para no saturar al inductor.
- 2) Corriente máxima → se busca disminuir las pérdidas del núcleo.

Q → Mosfet de canal P → su circuito de control es más sencillo.

$$P_{D(MOSFET)} = I_o^2 \times R_{DS(on)} * D + \frac{1}{2} V_i \cdot I_o \cdot (t_f + t_r) \times f_s + Q_G \times V_{GS} \times f_s$$

→ Step-up: la tensión de salida es mayor que la de entrada.



Se usa un N mos por su baja RDS ON y su facilidad de control en configuración boost

MODO CONTINUO → La corriente fluye continuamente en el inductor durante todo el ciclo

✓ DISCONTINO → la corriente del inductor escena para una parte del ciclo

Q₁ encendido (llave cerrada)

↪ El diodo está en inversa y no conduce, $V_L \approx V_E$ y la corriente fluye desde la fuente, atraviesa el inductor y va por Q₁ a tierra.

$$\forall t, I_L = I_{MIN} + \frac{V_i}{L} \cdot t$$

→ La corriente a la carga es proporcionada por el capacitor

$$con \quad I_{MAX} = I_{MIN} + \frac{V_i}{L} \cdot t_{on}$$

Q₁ apagado (llave abierta) → C secazo.

↪ Q₁ presenta alta impedancia ⇒ la corriente disminuye.

⇒ L intenta mantener el flujo de corriente ⇒ la tensión en el nodo A se eleva mucho, por encima de V_i.

⇒ el diodo se pone endirecta, conduciendo la corriente a la carga

$$I_L = I_{LMAX} - \frac{V_o - V_i}{L} \cdot t$$

$$\rightarrow I_{LMIN} = I_{LMAX} - \frac{V_o - V_i}{L} \cdot t_{off}$$

$$\Rightarrow \frac{V_i}{V} \cdot t_{on} = \frac{V_o - V_i}{V} \cdot t_{off}$$

$$V_i \cdot (t_{on} + t_{off}) = V_o \cdot t_{off}$$

$$V_o = \frac{V_i}{\frac{t_{off}}{t_{on} + t_{off}}} = \frac{V_i}{(1-D)}$$

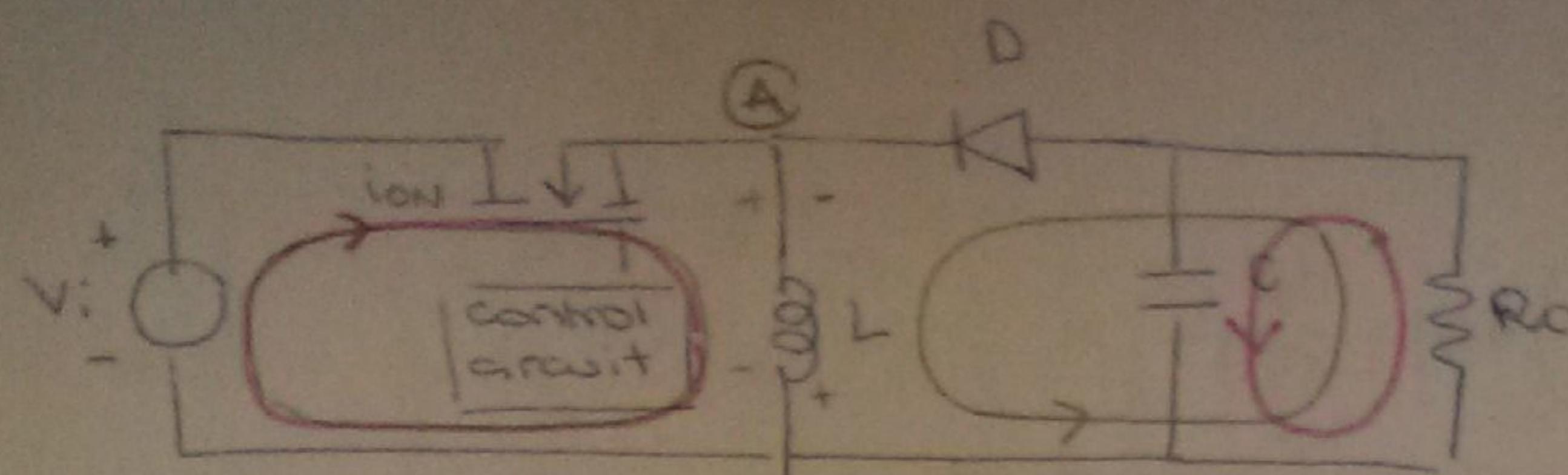
Cuando Q₁ está encendido, el inductor "chupa" energía. Cuando Q₁ está apagado, el inductor y la fuente V_i le entregan energía a C y a la carga.

Si aumenta t_{off} ⇒ el inductor tiene más tiempo para acumular energía ⇒ se le entrega más energía a la carga durante el tiempo en que Q₁ está apagado ⇒ $\uparrow V_o$

Se puede calcular, al igual que para el caso de la fuente Buck, el valor de L.

$$L = \frac{1}{2f} \cdot \frac{(1-D)(V_s - V_E)}{(I_{LMAX} - I_{LPROM})}$$

-BOOST INVERSORA → La salida tiene polaridad inversa a la entrada



Q_1 encendido (llave cerrada)

→ La tensión sobre L es: $V_L \approx V_{in}$

D está en inversa

→ C se descarga sobre R_C

$$\frac{t_{on}}{t_{on}+t_{off}} = D$$

$$t_{on}(1-D) = t_{off} \cdot D$$

$$I_{L_{on}} = I_{min} + \frac{V_i}{L} t_{on} \quad 0 \leq t \leq t_{on}$$

$$\Rightarrow I_{L_{max}} = I_{min} + \frac{V_i}{L} t_{on}$$

Q_1 apagado (llave abierta)

el nodo A se hace muy negativo

→ Q_1 presenta alta impedancia y el inductor debe revertir su polaridad ⇒ el diodo se pone anti en directa y conduce la corriente del inductor.

(Por el sentido de circulación de la corriente, puede verse que $V_o < 0$)

$$I_{L_{off}} = I_{min} + \frac{V_o}{L} t_{off} \Rightarrow V_i t_{on} = -V_o t_{off}$$

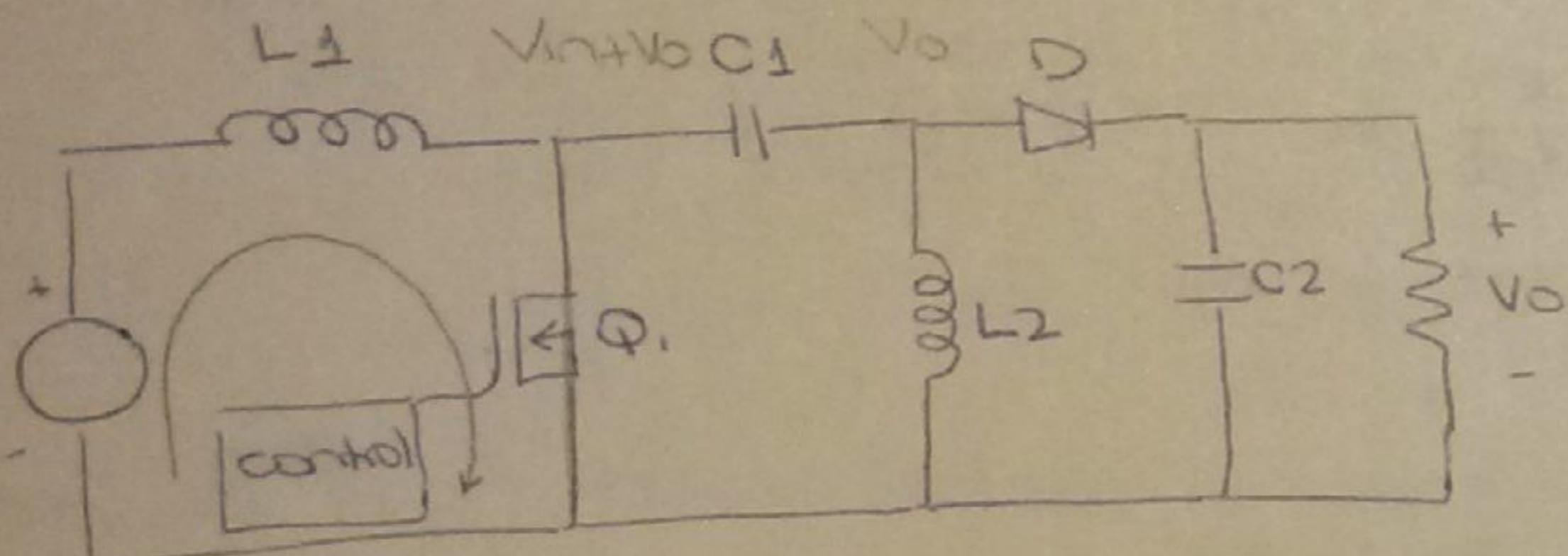
$$V_o = -V_i \cdot \frac{t_{on}}{t_{off}} = -\frac{D}{1-D} \cdot V_i$$

$$\rightarrow V_o = -\frac{D}{1-D} V_i$$

Puede elegirse D tal que la tensión de salida sea mayor o menor que la tensión de entrada.

SEPIC

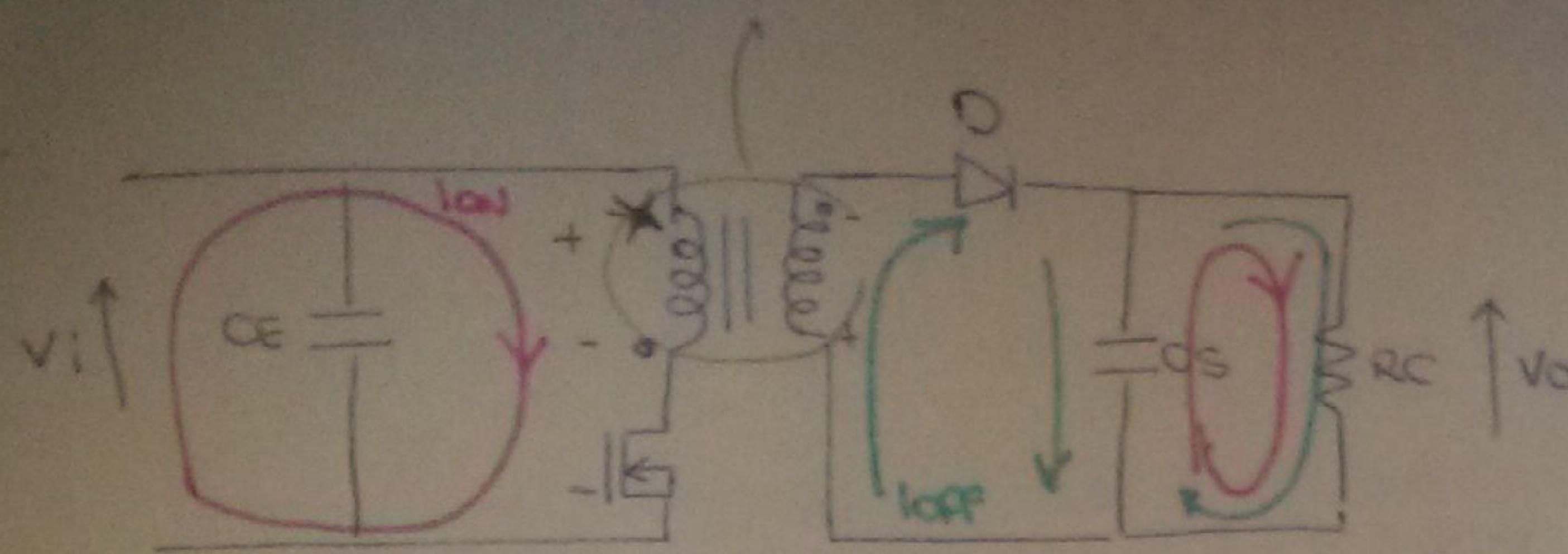
→ Buck-Boost No inversora



C1 está cargado con V_{in}

Q_1 apagado → $V_{L2} = V_o$

Inductores apagados



Se asume que en $t=0$ $V_{CS} = V_0$

Cuando la llave se cierra (Q_1 encendido), la corriente fluye por el primario e induce una tensión sobre el secundario. Como el diodo está en inversa, no va a fluir corriente por el secundario

corriente en el primario

tensión inducida en el sec

$$\rightarrow I = \frac{L_2}{L_1} \cdot t$$

$$V_{SEC} = N \cdot V_{IN}$$

Cuando la llave se abre (Q_1 apagado), el trago busca mantener el flujo magnético como el primario está abierto, lo que puede hacer es forzar en el secundario una tensión

mayor a V_{OUT} , para poner el diodo en inversa. \Rightarrow The dot voltage of the primary goes more +, making the dot voltage of

$$\rightarrow I_{inicial} = \frac{I_{pico}}{N}$$

corriente en el primario antes de abrir la llave

+ the secondary positive too.

Puede verse que la tensión en el primario es $\frac{V_{OUT}}{N}$

$$\rightarrow V_0 = \frac{N_S}{N_P} \left(\frac{D}{1-D} \right) V_{IN}$$

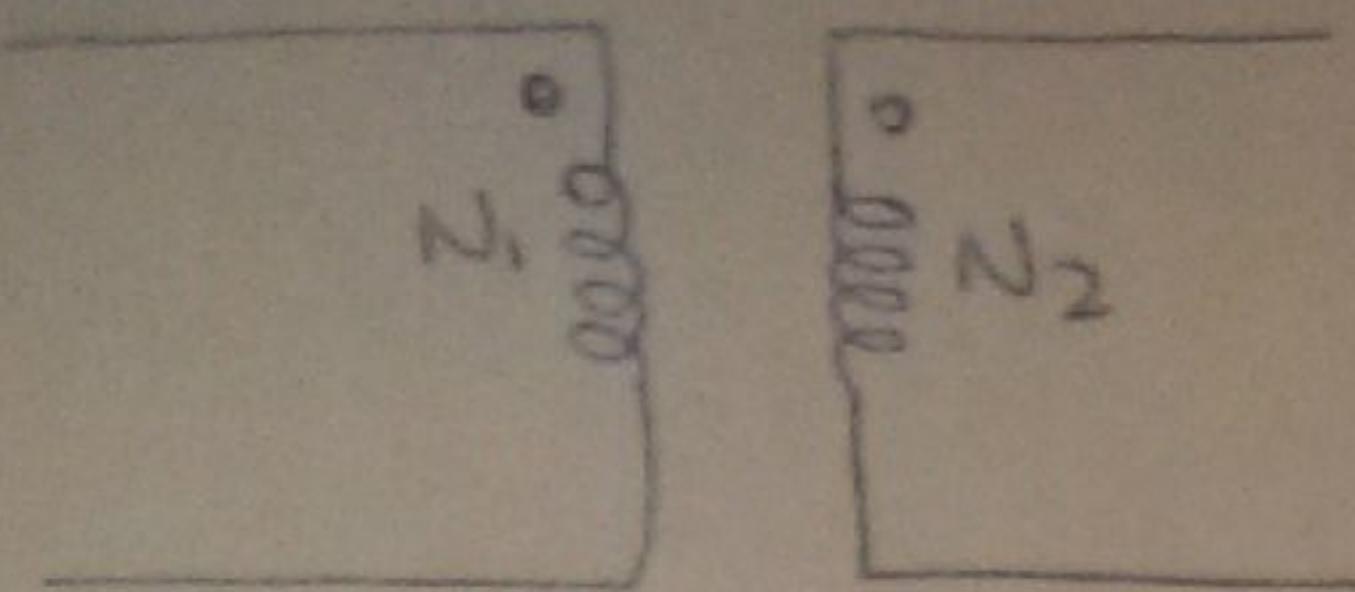
Ventajas de la Flyback sobre la buck boost

\rightarrow en la boost, el MOSFET tiene que entregar una corriente alta durante t_{on} y bancarse una tensión alta durante t_{off} .

Flyback \rightarrow la tensión que se banca el mos está dividida por N ($\frac{V_{OUT}}{N}$)

\rightarrow boost, el diodo tiene que soportar una corriente alta y tensión inversa alta.

Flyback \rightarrow el diodo se banca una tensión alta pero con poca corriente ($\frac{I_{pico}}{N}$)



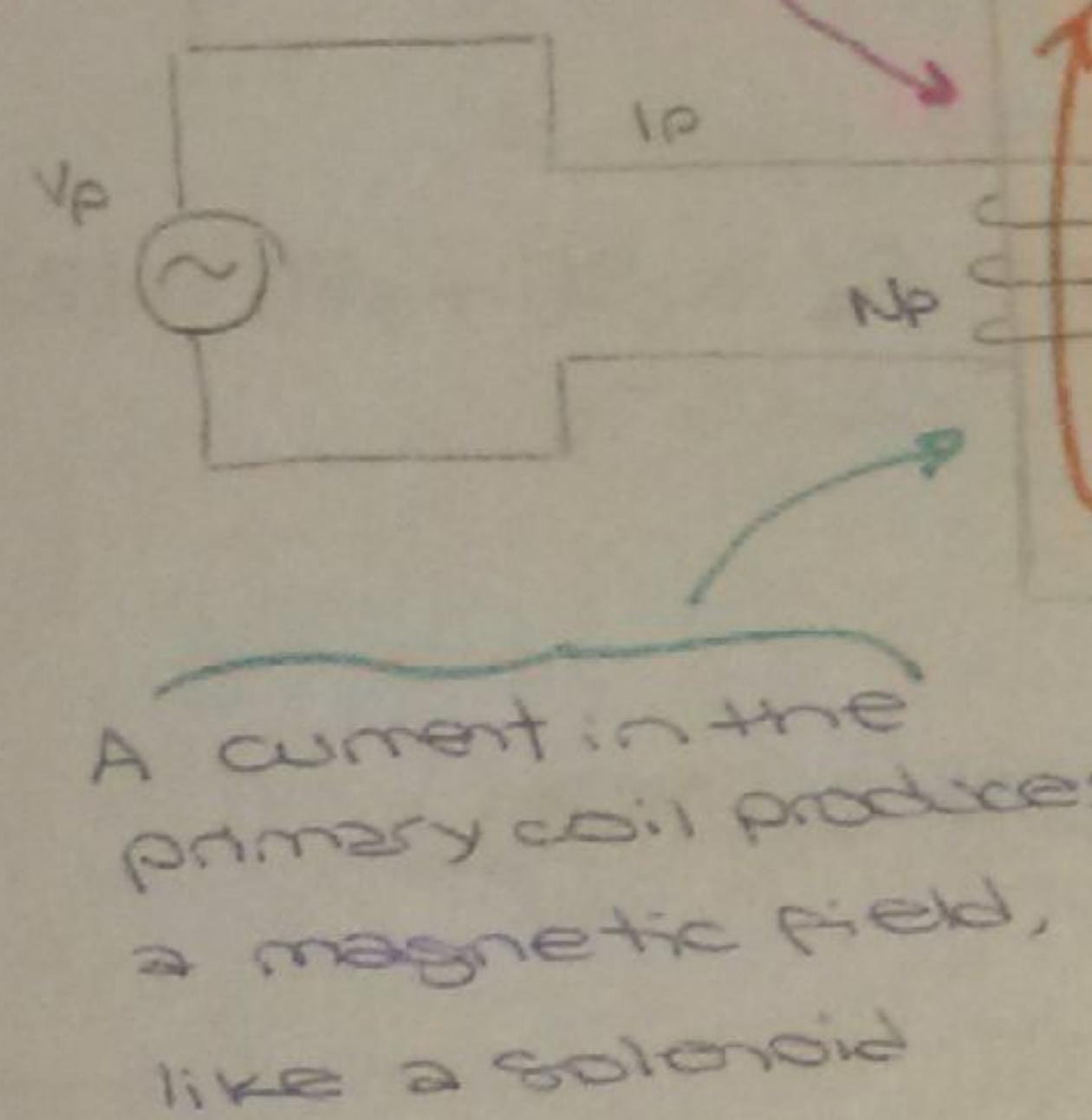
Relación de transformación

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2} = a$$

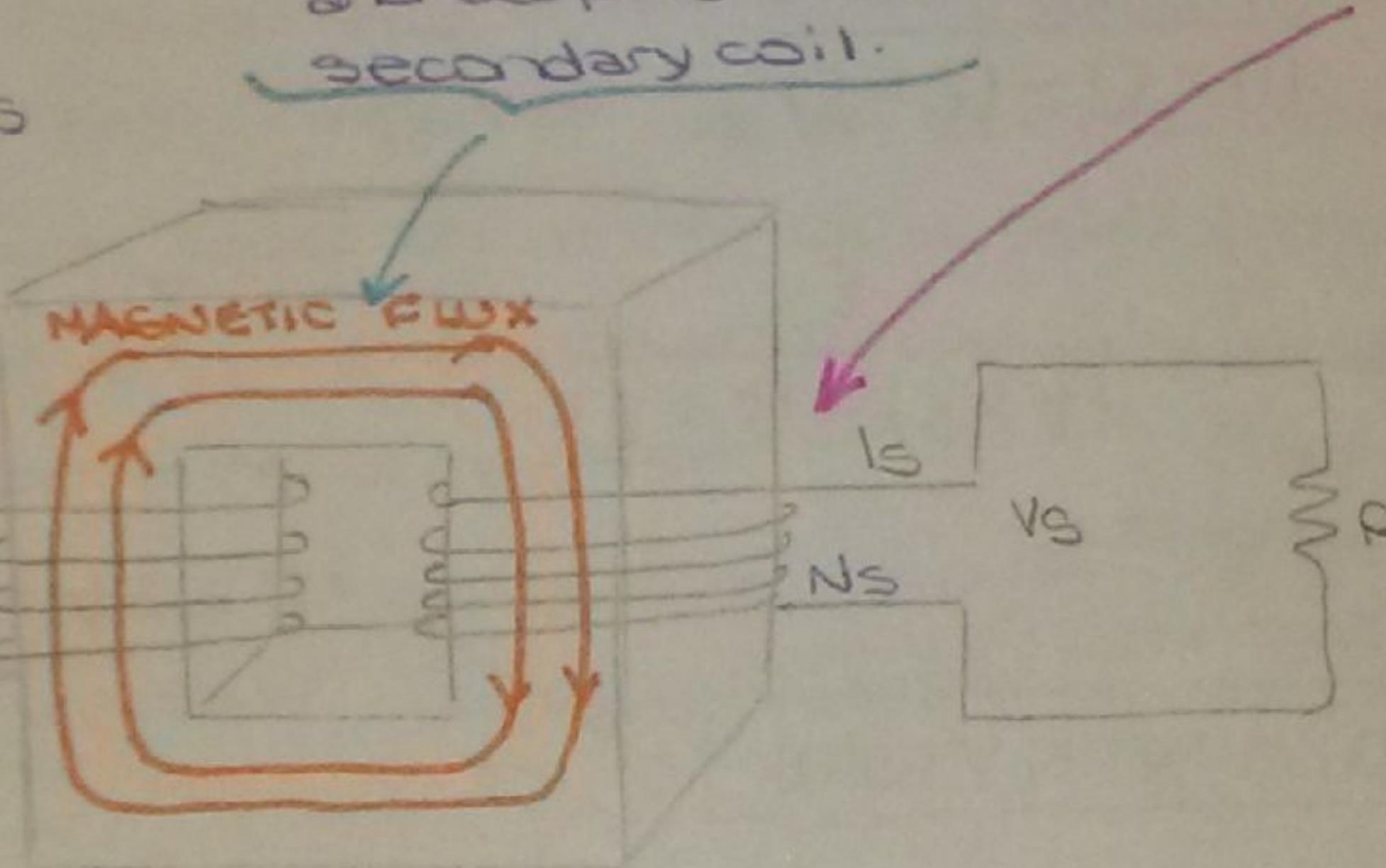
Bornes homólogos: son aquellas por los cuales corrientes simultáneamente entrantes (o salientes) producen flujos magnéticos aditivos en el interior de cada bobina. Si ocurre lo contrario los flujos resultan sustractivos.

When a changing voltage is applied to the primary coil, the back emf generated by the primary is given by Faraday's law:

$$V_p = E_{mp} = -N_p A \frac{dB}{dt}$$



Though there is a slight loss to fringe fields, the magnetic field is almost totally contained in the iron, and couples around the secondary coil.



The induced voltage in the secondary coil is also given by Faraday's law:

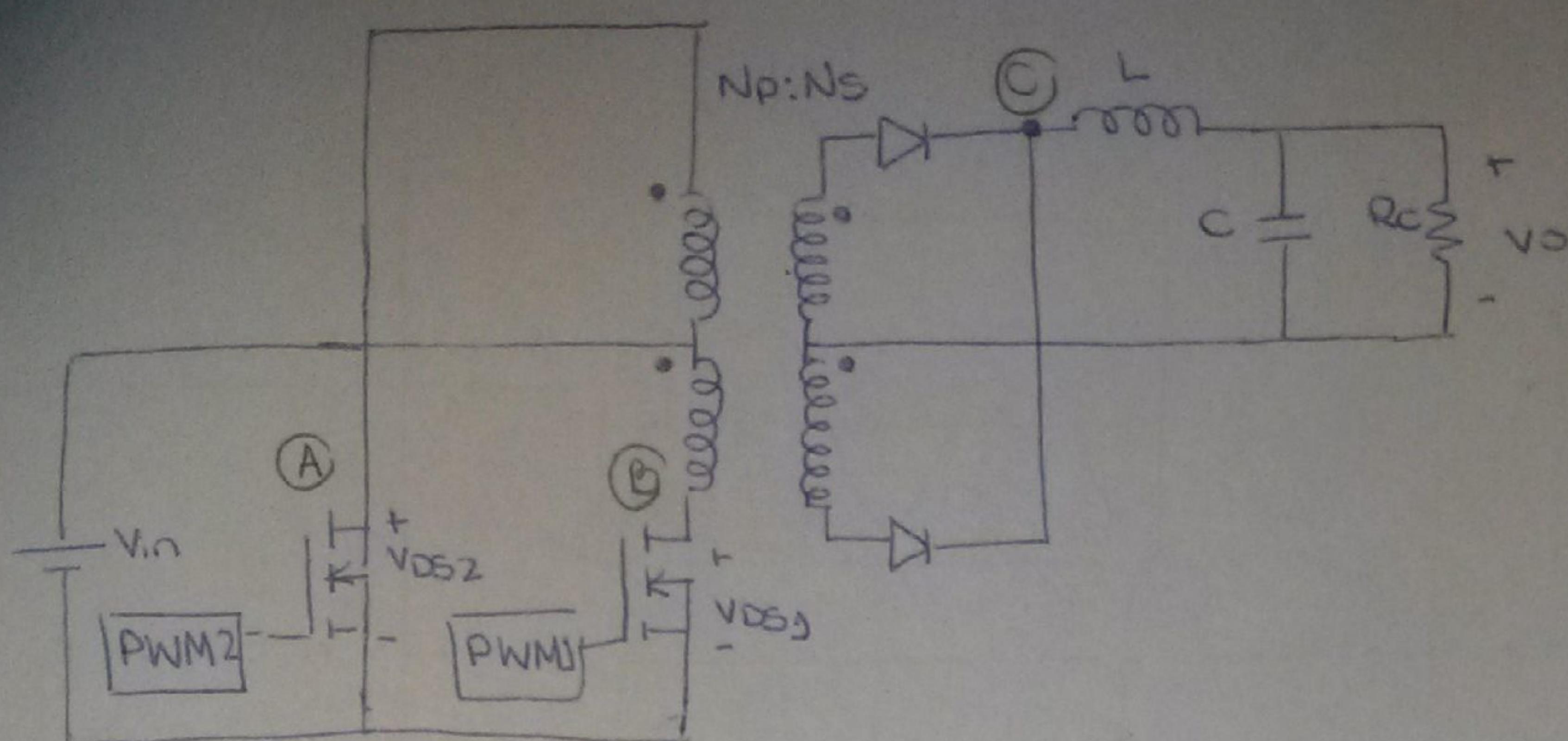
$$V_s = -N_s A \frac{dB}{dt}$$

The rate of change of flux is essentially the same as that in the primary coil - so the number of turns determines V_s .

$$L_2 = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot L_1$$

Un transformador no "suma" potencia, por lo cual la potencia ($V \times I$) en cada lado del trago debe ser = . \Rightarrow El bobinado con más vueltas tiene una mayor tensión pero menor corriente, mientras que el bobinado con menos vueltas tiene menor tensión y mayor corriente.

PUSH-PULL



El conversor activa encendiendo a cada transistor durante ciclos alternados.

TRANSISTOR A ENCENDIDO: se fuerza una tensión V_{in} sobre el primario superior, con un transistor a encendido, se fuerza una tensión V_{in} sobre el primario superior, con una polaridad "dot negative" \Rightarrow en el secundario se induce una tensión dot-negative, que enciende el diodo inferior.
 \Rightarrow La corriente fluye al inductor, y éste carga el capacitor y le entrega corriente a la carga.

TRANSISTOR B ENCENDIDO: En el primario inferior se tiene V_{in} , dot-positivo \rightarrow se enciende el diodo superior del secundario, y la corriente fluye a C y RC

$$V_o = 2 \left(\frac{N_s}{N_p} \right) D \cdot V_{in}$$

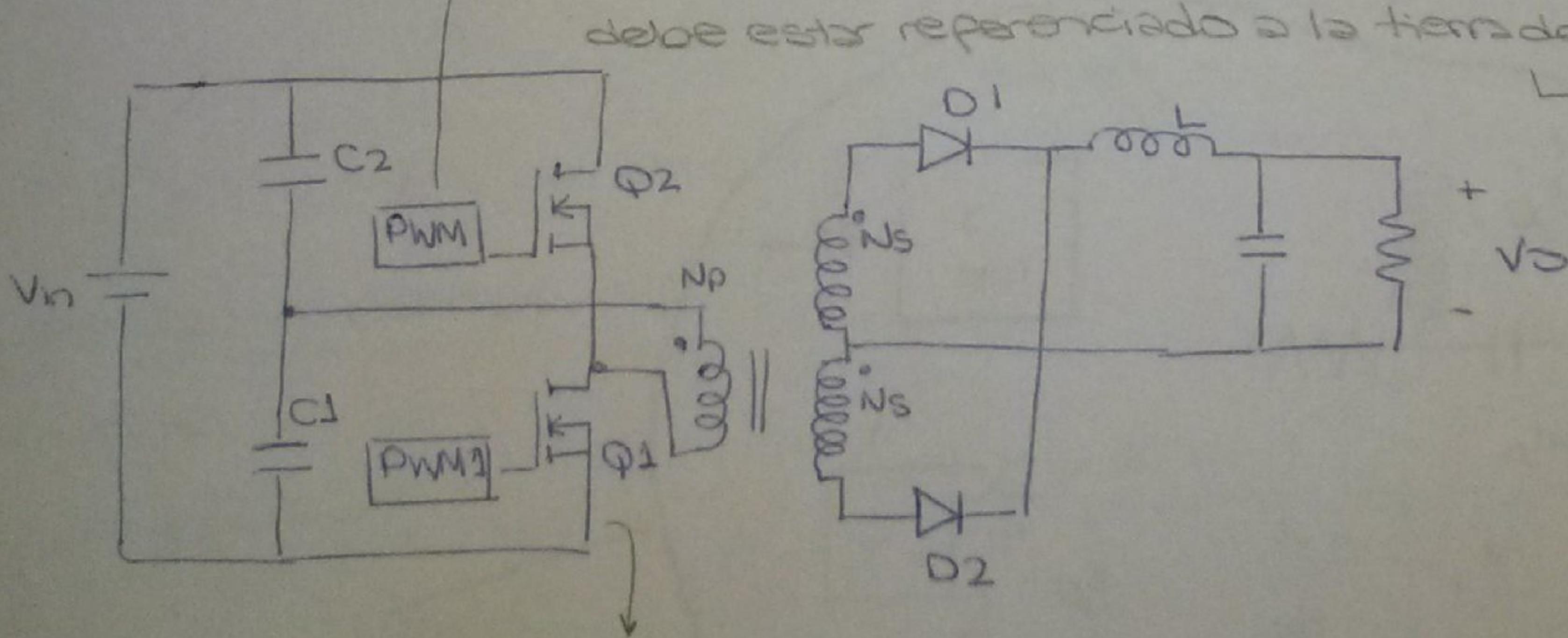
DESVENTAJA \rightarrow cuando uno de los transistores está encendido, el otro tiene que bancarse 2 veces la tensión V_{in}

Los transistores deben ser lo más parecidos posibles para tener un ton idéntico \rightarrow si no se satura el núcleo

HALF BRIDGE

Step down \rightarrow 500W A 1500W

Dado que se trata de una topología aislada, el circuito de control debe estar referenciado a la tierra de la salida.



\hookrightarrow hay que usar los drivers de los transistores \rightarrow base drive transformer

$$V_o = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) D \cdot \left(\frac{V_{in}}{2} \right)$$

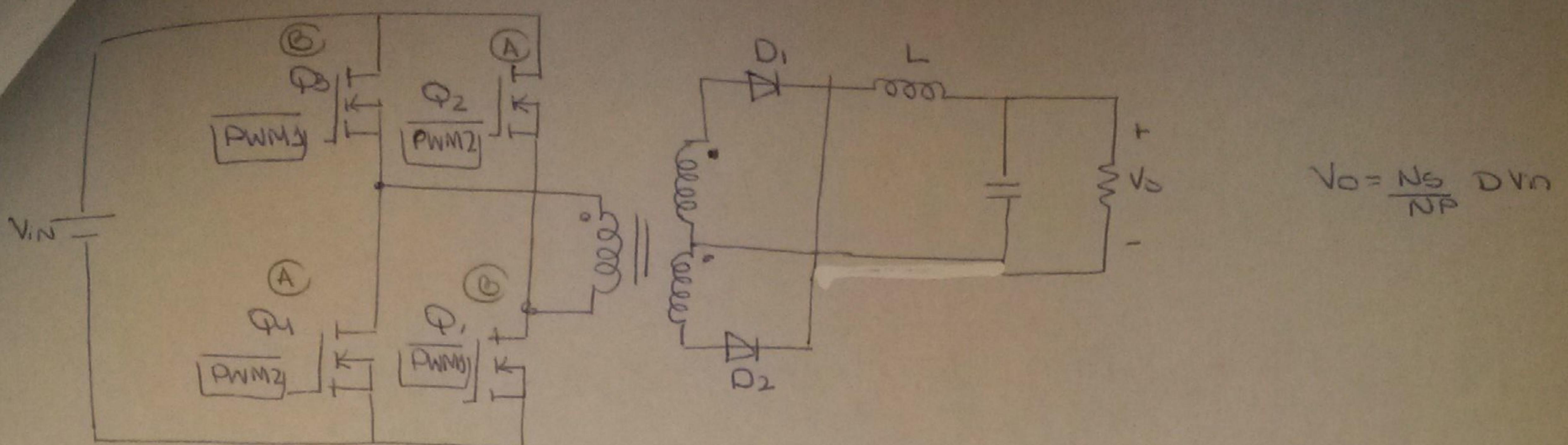
Cuidado con el deadtime

Q_1 encendido \rightarrow dot-positive voltage en el primario \rightarrow se refleja en el secundario y se prende D_1 \rightarrow se carga el capa y le va corriente a la carga

Q_2 encendido \rightarrow dot G voltage en el prim \rightarrow se prende D_2 en el secundario

CUANDO Q1 y Q2 están apagados \rightarrow o la entrega corriente a la carga

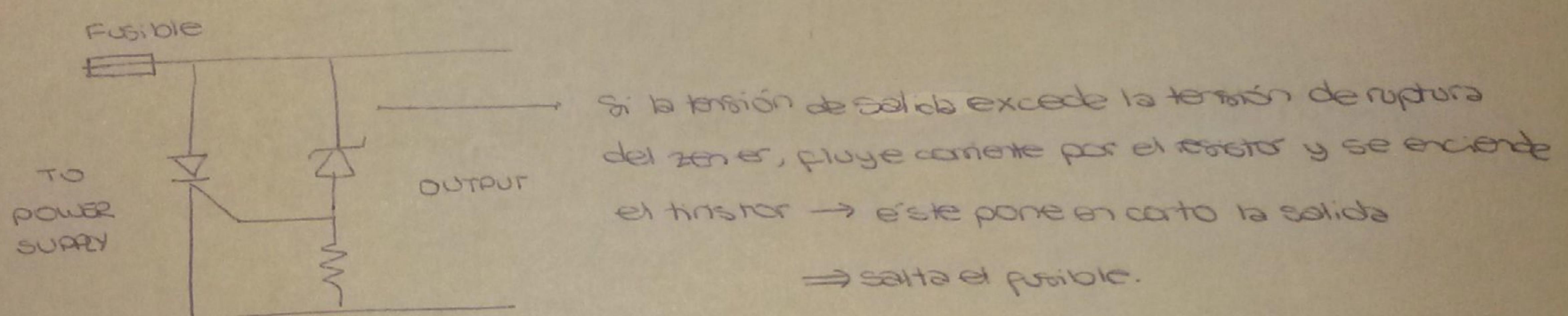
Verifica: Q_1 y Q_2 no deben soportar más que $V_{in}/2$



→ El primario tiene una tensión V_{IN} cuando cualquiera de los sets de transistores se encienden. (A o B).
 ↓
 Puede entregar la mayor potencia ala carga.

CIRCUITOS DE PROTECCIÓN para fuentes comutadas.

CROWBAR



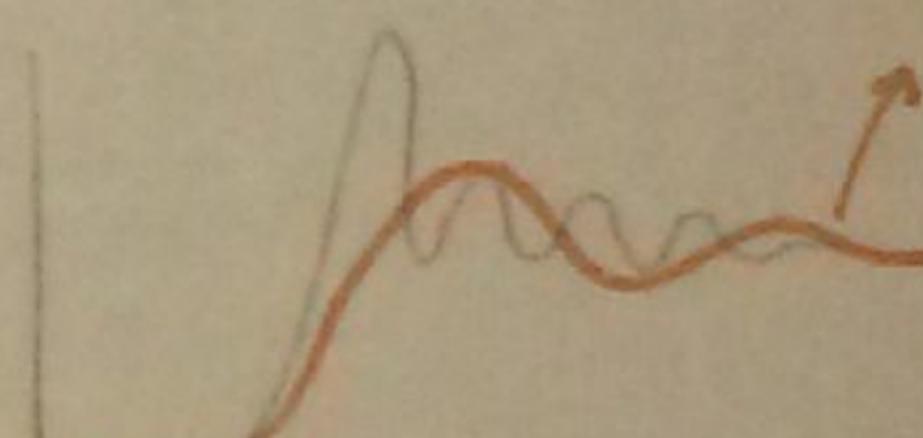
SNUBBER → en la buck va // el diodo
 en la boost va // el transistor

con SNUBB

→ reduce el pico de tensión, disminuyendo las perdidas.

RC // al diodo al transistor.
 inductor

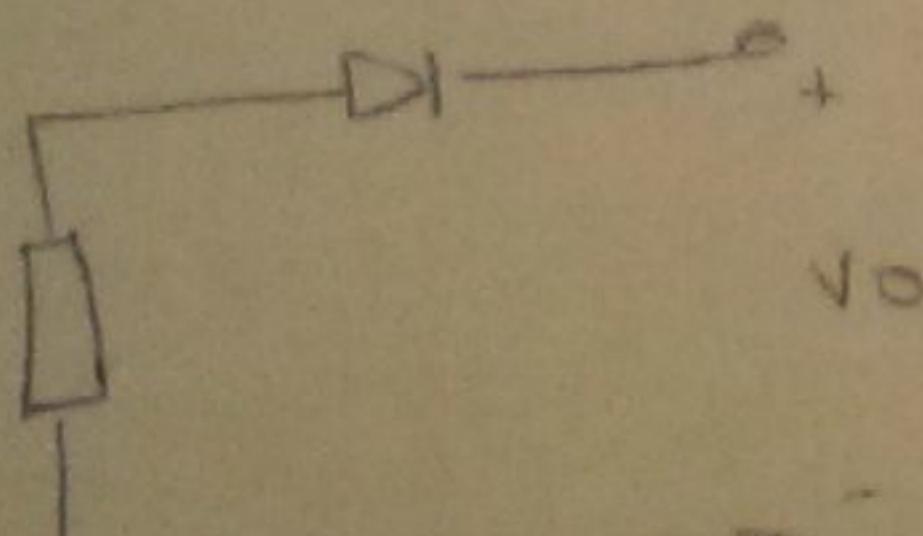
El snubber le da un camino alternativo para que circule la corriente del inductor cuando el transistor se apaga.



CLAMP → en vez de amortiguar el pico, lo recorta (diodo en // al transistor)

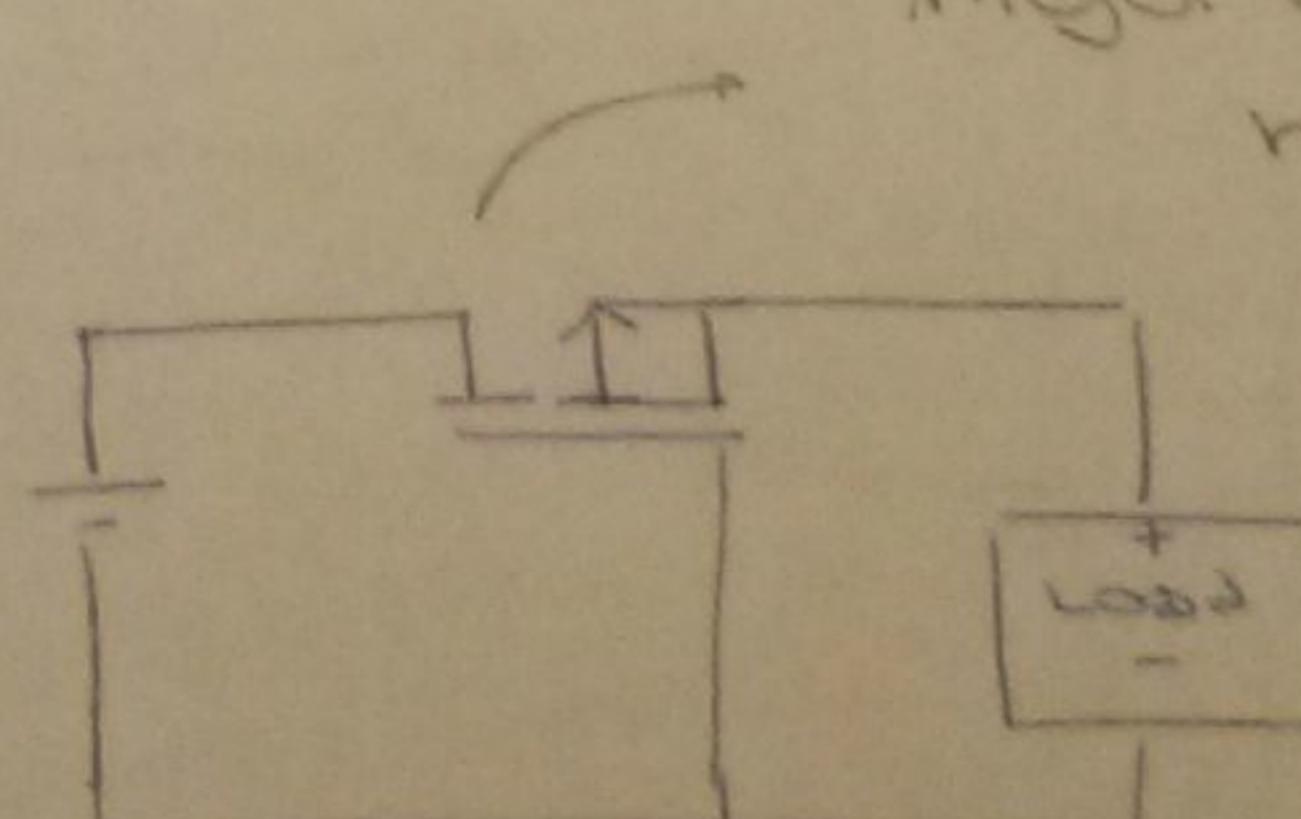
POLARIDAD INVERTIDA

2 opciones:



cuando la bat se conecta correctamente, la corriente circula por el diodo → problema;
 se pierde tensión que debes aplicar a la carga.

Bat al revés → diodo en inversa, no circula corriente.



Mejor opción → se aprovecha el hecho que la Rds on es pequeña
 ⇒ se aplican menos tensiones a la carga
 con la bat. invertida, el transistor no se prende