

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE BUENOS AIRES

22.28 ELECTRÓNICA DE POTENCIA

TRABAJO PRÁCTICO DE LABORATORIO N°2

Convertidores DC/DC Realimentados

Grupo 2:

Marcos MIKKELSEN-LÖTH
Leg. 56645

Tomás Agustín GONZÁLEZ ORLANDO
Leg. 57090

Tomás VIGÓN
Leg. 57327

Lucero Guadalupe FERNANDEZ
Leg. 57485

Profesores:

Miguel Pablo AGUIRRE
Pablo Martín COSUTTA
Matías SALVATI
María Alejandra WEILL

Entregado: 8 de Mayo de 2020

1. Amplificador de Error

1.1. Valores de R2 y R3

El convertidor es un Boost realimentado.

Si queremos que la salida sea de 25 VDC, buscamos que las entradas al amplificador de error sean iguales, es decir $V_{fb} = V_{ref} = 2.5V$. Queremos entonces que:

$$V_{output} \frac{R3}{R2 + R3} = V_{fb} = V_{ref}$$

$$25V \frac{R3}{R2 + R3} = V_{ref} = 2.5V$$

$$\frac{R3}{R2 + R3} = \frac{1}{10}$$

Esto se puede conseguir eligiendo $R3 = 10k\Omega$ y $R2 = 90k\Omega$.

1.2. Función transferencia $\frac{V_{control}}{V_{output}}$

Al momento de calcular la transferencia de $V_{control}$ respecto de V_{output} , es decir, la salida del convertidor para pequeñas variaciones, notamos que podemos pasivar V_{ref} ya que no tiene efectos en el asunto. Pasivando V_{ref} , el nodo V_{fb} se convierte en tierra virtual y se pasiva $R3$. Con esto, el circuito se convierte en un simple inversor.

Sabemos que la transferencia de un inversor es $H(s) = -\frac{z2}{z1}$, con $z1 = R2$ y $z2 = \frac{1+sC2R6}{sC2}$. Con lo que se obtiene:

$$\frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{v}_o(s)} = -\frac{1 + sC2R6}{sC2R2}$$

$$\frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{v}_o(s)} = -\frac{R6}{R2} \frac{(s + \frac{1}{C2R6})}{s} \quad (1)$$

1.3. Sistema LTI

Si reemplazamos en la ecuación 1 con los valores que corresponden ($R2 = 10k\Omega$, $R6 = 90k\Omega$, $C2 = 100pF$), se obtiene la siguiente transferencia:

$$\frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{v}_o(s)} = -\frac{1}{9} \frac{(s + 1000)}{s}$$

Representado como un bloque LTI:

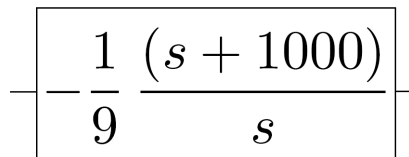


Figure 1: Transferencia $\frac{V_{control}}{V_{output}}$ como bloque LTI.

Tiene un polo en el origen, un cero en $s = -1000$ y una ganancia de $G = \frac{1}{9}$.

1.4. Fuente de corriente I1 y R7

En el caso de considerar opamps reales, el conjunto fuente de corriente y resistencia genera una caída de tensión. Dado que $I1 = 1mA$ y $R7 = 10k\Omega$ la caída es de $10V$. Esta tensión marca el punto de trabajo de $V_{control}$, para que el duty cycle esté en el punto de operación que se desea; pudiéndose regular variando la resistencia $R7$.

En el caso de este trabajo, en el que se considera al opamp ideal de tensión, la fuente de corriente y la resistencia en paralelo no tienen incidencia.

2. Modulador PWM

2.1. Introducción

Durante esta sección se hará el análisis de cómo la tensión CompOut afecta el Duty. Esto se logrará comparando la tensión dada por el amplificador de error con una señal triangular. De esta manera el circuito pasará de un nivel de tensión a un valor porcentual de Duty.

2.2. Señal triangular

La señal triangular usada para comparar, presenta una frecuencia de $50KHz$ que esto corresponderá con la frecuencia de switching de circuito. La señal se asemeja mucho a una diente de sierras donde la rampa de bajada tiene una gran pendiente. esto facilitará el cálculo del Duty. La señal arranca en $0V$ y llega hasta $19V$ con una pendiente de $0,95 \frac{V}{\mu s}$.

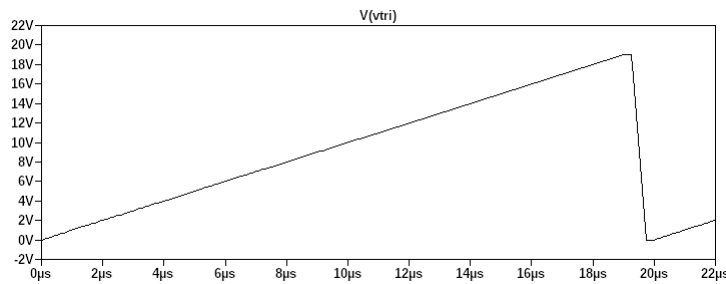


Figure 2: Señal triangular

2.3. Valores posibles de Duty

El valor de duty dependerá directamente del comparador, con que antes la rampa alcance el valor de $V_{control}$ la salida cambiará antes a su estado bajo, teniendo un valor de duty menor. Haciendo un análisis rápido, si el valor de $V_{control}$ es menor en todo momento a la rampa, es decir menor a $0V$, nunca se pasará al estado activo del transistor. Por otro lado si el valor de $V_{control}$ es mayor a la rampa, es decir mayor a $19V$, el transistor siempre estará activo.

Continuando, se debe tener en cuenta los valores posibles de $V_{control}$, se observa que este depende directamente de la tensión que pueda entregar el operacional de amplificador de error, y en su saturación, entregará $15V$.

Por lo tanto, el mayor duty posible por el circuito es $\frac{15V}{19V} \cdot 100\% \simeq 80\%$.

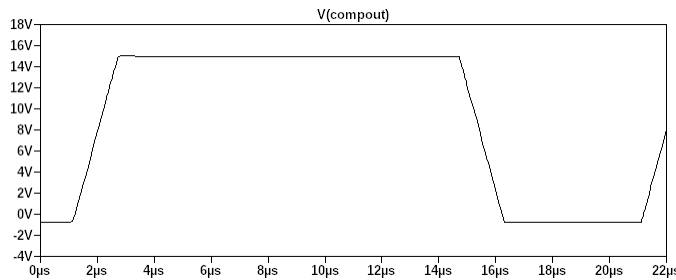


Figure 3: Duty máximo

Para verificar este valor máximo, se utilizó una carga de 1Ω y así saturar el operacional del amplificador de error.

2.4. Transferencia del bloque PWM

Esta transferencia tiene la particularidad de no tratarse de una transferencia de tensión a tensión, si no de tensión a Duty (un valor porcentual). De lo visto anteriormente, podemos llegar a:

$$\frac{V_{control}}{19V} 100\% = Duty(\%)$$

$$H_{PWM} = \frac{Duty(\%)}{V_{control}} = \frac{100\%}{19V}$$

Finalmente el bloque sería el siguiente:

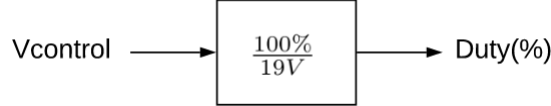


Figure 4: Bloque transferencia PWM

2.5. Análisis de la transferencia

Se observa un bloque de transferencia muy simple, ya que se trata básicamente de un conversor lineal de tensión a duty. Esta simpleza es muy útil ya que esta transferencia será la última del bloque de realimentación, por lo tanto se busca no agregar singularidades innecesarios que dificulten tanto el cálculo como la estabilidad del circuito total. Se trata de un pulso de ancho modulado por tensión, aprovechando que el ancho de este pulso afecta la tensión de salida y que esta tensión se puede acondicionar y realimentar al PWM.

3. Convertidor DC/DC

3.1. Función de transferencia

Como se sabe de la teoría de sistemas de control, se puede hallar la transferencia de un sistema lineal de la forma (donde u es la entrada, y y es la salida):

$$\dot{x} = A \cdot x + C \cdot u$$

$$y = B \cdot x$$

En este caso el sistema tiene dos estados diferentes (llave cerrada y llave abierta), durante los cuales se puede representarlo. La transición entre esos estados será alineal, por lo que se utiliza como modelo simplificador el valor esperado de las matrices A , B , y C para representar el comportamiento esperado del conjunto de los dos estados del sistema.

Tomamos como las variables de estado del circuito a la corriente por la bobina i_L y la tensión en el capacitor V_C .

De esta forma, para el circuito indicado, se obtienen las expresiones de las matrices con la llave cerrada:

$$A_{on} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C \cdot R_L} \end{bmatrix}, B_{on} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, C_{on} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Se obtienen luego las expresiones de las matrices con la llave abierta:

$$A_{off} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix}, B_{off} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, C_{off} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Las matrices promedio ($M_m = M_{on} + M_{off} \cdot (1 - D)$) serán entonces:

$$A_m = \begin{bmatrix} 0 & \frac{D-1}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix}, B_m = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, C_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Resolviendo luego el sistema para estas matrices promedio se obtiene la función de transferencia del circuito total, y de ella la transferencia $\frac{V_o(s)}{D(s)}$ como se indicó en la clase teórica. Llegamos entonces a la transferencia a lazo abierto:

$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{V_s}{(1-D)^2} \frac{1 - \frac{L}{R \cdot (1-D)^2} \cdot S}{\frac{L \cdot C}{(1-D)^2} \cdot S^2 + \frac{L}{R(1-D)^2} \cdot S + 1}$$

Obtenemos los polos y ceros de esta transferencia:

$$Z = \frac{R(1-D)^2}{L} \text{ y } P_1 = P_2^* = -\psi \cdot \omega + \omega \cdot \sqrt{1 - \psi^2}$$

$$\text{Donde } \psi = \frac{1}{R \cdot C} \cdot \sqrt{\frac{L}{C \cdot (1-D)^2}} \text{ y } \omega = \sqrt{\frac{(1-D)^2}{L \cdot C}}$$

Teniendo en cuenta el duty ideal de 0.6 (el cual se demuestra en el próximo ítem), una $R=10(\Omega)$, un $C = 47(\mu F)$ y una $L = 220(\mu H)$, obtenemos los valores:

$$Z = \frac{R(1-D)^2}{L} = 7272, P_1 = P_2^* = -45269352 + 45269352j$$

Por otro lado, cuando la carga vale $R=(10//20)(\Omega)$, en el otro posible estado del sistema:

$$Z = \frac{R(1-D)^2}{L} = 4848, P_1 = P_2^* = -67904028 + 67904028j$$

3.2. Duty Cycle

Tomando la relación entre entrada y salida para un conversor boost podemos encontrar el duty cycle ideal que necesitaríamos para estabilizar la señal de salida en 20(V):

$$V_i = V_o \cdot (1 - D_{ideal})$$

$$D_{ideal} = 1 - \frac{V_i}{V_o}$$

$$D_{ideal} = 0.5$$

De la simulación del circuito podemos realizar una medición del duty cycle cuando la salida se estabiliza. Para esto tomamos un intervalo en que la salida se haya estabilizado(alrededor de los 29ms), como se muestra en la siguiente figura:

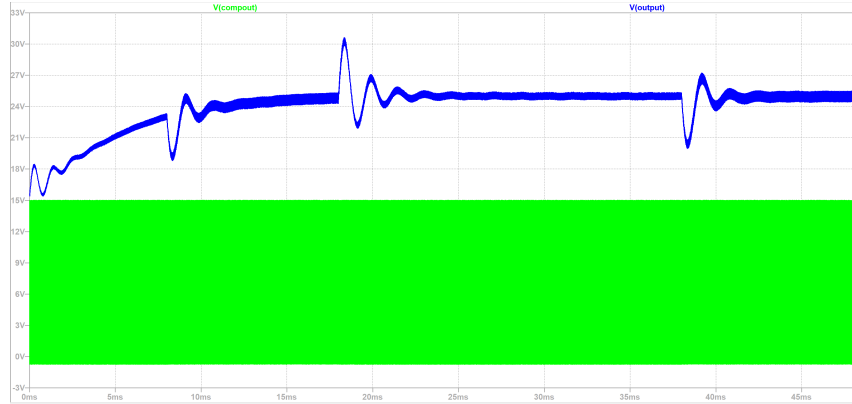


Figure 5: Señal de salida superpuesta con la señal de preñado y apagado del MOS

Se elige de aquí un período de la señal y se miden los tiempos de encendido (t_{on1}), de apagado (t_{off}), y de vuelta a encender (t_{on2}).

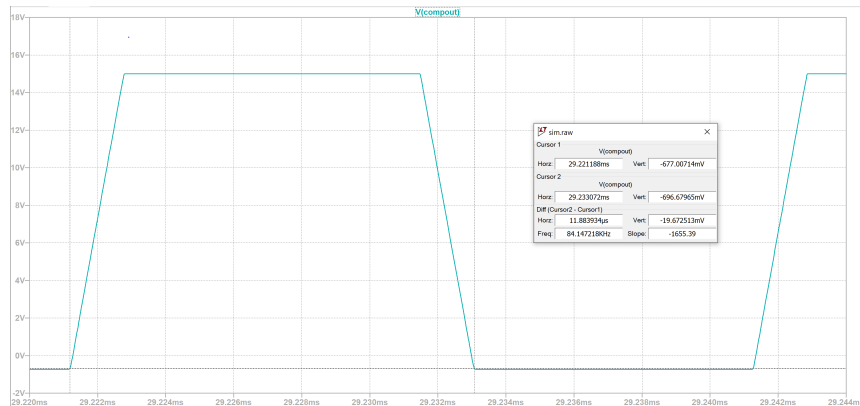


Figure 6: Un período de la señal de preñado y apagado del MOS

Notamos del gráfico anterior que $t_{on1} = 29.221188(ms)$, $t_{off} = 29.233072(ms)$ y $t_{on2} = 29.241267(ms)$. A partir de estos datos, calculamos en duty cycle medido:

$$D_{real}(\%) = \frac{t_{off} - t_{on1}}{t_{on2} - t_{on1}} \cdot 100 = 59.2\%$$

Notamos que $D_{real} > D_{ideal}$. De aquí, nos preguntamos cuál es la razón de que el circuito no se comporte como el ideal.

En este circuito de potencia, asumimos diodos ideales. Notamos que la caída real en el diodo no es cero volts, por lo que esto podría traer diferencias con lo esperado.

3.2.1. Análisis de la diferencia de Duty

Observando el Duty real y el ideal, vemos una diferencia de 9% aproximadamente. Esto se debe que al tomar los componentes de manera ideal se ignoran pérdidas energéticas en el circuito. Estas pérdidas vienen de la transición del transistor, en el momento en que pasa de corte a saturación o de saturación a corte, que vemos una disipación de potencia y por lo tanto una pérdida de energía.

Por otro lado, el diodo usado tiene una caída de 1V, que es un 10% de la V_i , si tenemos en cuenta esta caída de tensión el duty nos dará $D_{DiodoReal} = 1 - \frac{V_i - V_D}{V_o} = 0,55$ que se acerca al valor real simulado.

Sumando estos inconvenientes, se puede entender una diferencia de 9% entre los Duty calculados.

3.3. Tiempos de establecimiento al 5%

A continuación se muestran los transitorios cuando se modifica el valor de la carga a la salida.

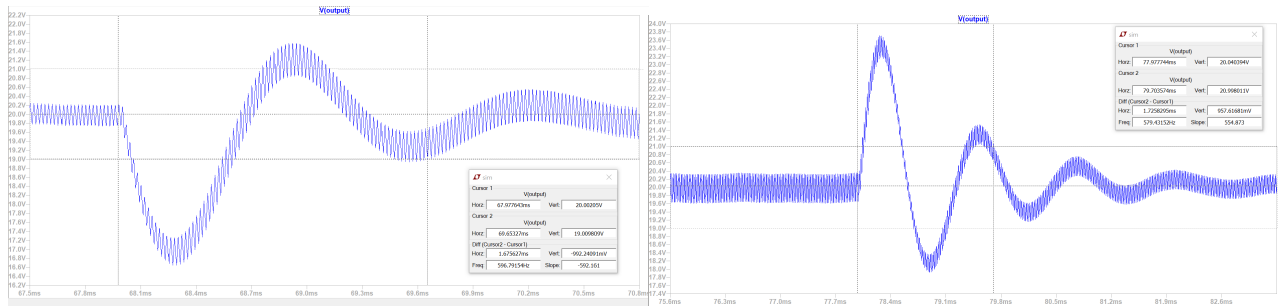


Figure 7: Tiempos de establecimiento al 5% $R_6=10k\Omega$

La primer imagen describe como responde el circuito cuando disminuye la carga. Como consecuencia en primera instancia la tensión de salida se hace negativa tal como se vio en la teoría de estabilidad de convertidores DC/DC. Por otro lado cuando se aumenta la carga el transitorio toma valores positivos de tensión. Los valores para los tiempos de establecimiento(t_e) son $t_e = 1.68ms$ y $t_e = 1.73ms$ respectivamente, la diferencia radica en que el pico máximo para el aumento de carga es mayor por lo tanto demora más en establecerse.

Se hizo lo mismo con dos valores distintos de R_6 .

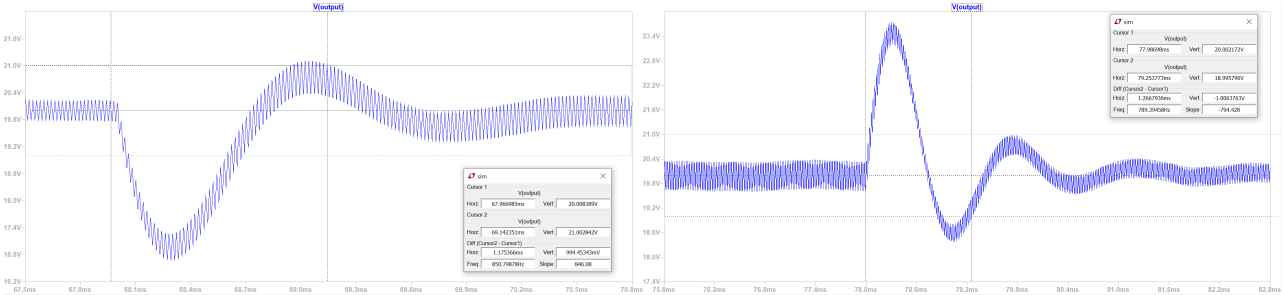


Figure 8: Tiempos de establecimiento al 5% $R_6=1k\Omega$

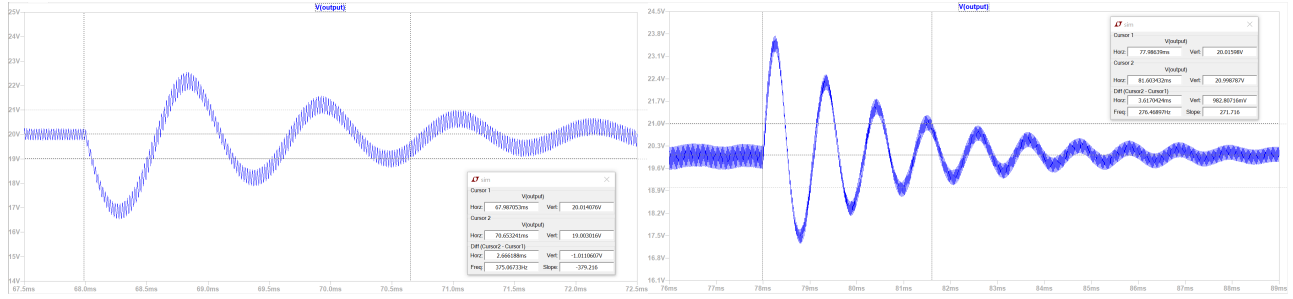


Figure 9: Tiempos de establecimiento al 5% $R6=22k\Omega$

Donde los tiempos son $t_e = 1.18ms$ y $t_e = 1.27ms$ para llave cerrada y llave abierta respectivamente con $R6 = 1k$ y $t_e = 2.67ms$ y $t_e = 3.62ms$ con $R6 = 22k$. La resistencia $R6$ modifica el valor del cero puesto por el amplificador de error que esta dado por $\frac{1}{2\pi RC}$ en el SPD, a medida que el cero se acerca al origen aparecen más oscilaciones en el transitorio y el tiempo de establecimiento es mayor.

3.4. Diagramas de Bode

Se realizaron los diagramas de bode para los mismos valores propuestos de $R6$.

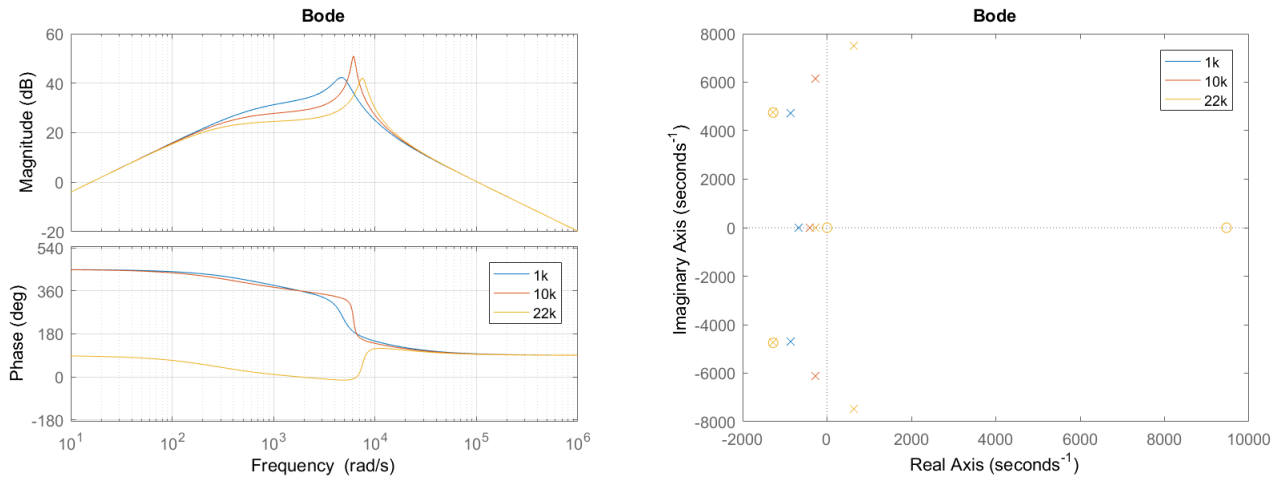


Figure 10: Diagramas de Bode y singularidades

Como el sistema tenía un par de polos complejos conjugados y un cero en el eje real, el lugar de raíces podía hacer inestable al sistema a partir de determinada ganancia. La resistencia $R6$ es un parametro para controlar la ganancia del sistema.

En los gráficos se observa como a medida que aumenta la resistencia los polos estan cada vez mas cerca del eje jw y que para el caso de $22k\Omega$ el sistema se vuelve inestable. Esta es la razón por la cual los tiempos de establecimiento y picos de tensión eran mayores en el transitorio.

4. Conclusiones

Durante este trabajo se estudió el circuito convertidor Boost y en particular su funcionamiento con una realimentación incluida. Se analizó esta realimentación, como el comparador de error busca mantener una tensión proporcional a la diferencia entre la salida real y el valor esperado de esta salida. También como el PWM se encarga en traducir este valor de tensión a un valor de duty porcentual.

Al igual que el trabajo anterior, se encontró una diferencia entre los Duty calculados reales y Duty ideales, sin embargo gracias a la compensación del lazo de realimentación negativo, esta diferencia entre el funcionamiento real e ideal no se

vio reflejado en la tensión de salida, que se mantuvo estable en el valor deseado (esto no sucedió en el trabajo práctico anterior que no disponía de realimentación).

También se verificó la estabilidad frente a cambios grandes de cargas, se pudo medir el tiempo de establecimiento y como distintas configuración de la realimentación cambian este tiempo.