

Diseño y construcción de fuente conmutada tipo Buck de 75W

Análisis en detalle del diseño y desarrollo de una fuente conmutada para
presentarse como trabajo final en la Universidad Tecnológica Nacional
de la ciudad de San Francisco, Córdoba

Torti Andrés - Anchino Leonardo

04 de Agosto de 2017

Índice general

1. Introducción	4
1.1. Objetivos	4
1.2. Sistema de control PID	5
2. Convertidores Buck	6
2.1. Principio de funcionamiento	6
2.2. Cálculo del inductor	9
2.3. Selección de los MOSFET de conmutación	10
2.4. Capacitor de salida	10
2.5. Medición de corriente de salida	11
3. Controlador PID	12
3.1. Introducción	12
3.2. Circuito equivalente de conmutación promediado	13
3.3. Circuito equivalente de conmutación linealizado	15
3.4. Determinación de la función de transferencia $H(S)$	17
3.5. Cálculo de los parámetros PID en MATLAB®	19
3.5.1. Análisis en el plano continuo s	22
3.5.2. Análisis en el plano discreto z	29
4. Circuito de control	36
4.1. Introducción	36
4.2. Microcontrolador DSP	36
4.3. Metodología de muestreo	39
4.4. Leading-Edge Blanking	39
4.5. Acondicionamiento de las tensiones de salida	40
4.6. Acondicionamiento de las corrientes de salida	42
5. Software	44
5.1. PID	44
6. Mediciones	47
6.1. Regulación de línea	47
6.2. Regulación de carga	47
6.3. Ripple	48
6.4. Tiempo de respuesta	48

7. Conclusión	50
8. Bibliografía y Contacto	51

Índice de figuras

1.1. Diagrama en bloques del sistema	5
1.2. Sistema de lazo cerrado	5
2.1. Esquema simplificado de un convertidor tipo Buck	6
2.2. Diagrama de corrientes del convertidor Buck	7
2.3. Esquema del Convertidor Buck Sincrónico	8
3.1. Diagrama de un convertidor tipo Buck	12
3.2. Estados ON y OFF del convertidor Buck	13
3.3. Formas de onda del convertidor Buck	14
3.4. Circuito equivalente promediado durante un período T_s	15
3.5. Circuito equivalente en DC	16
3.6. Circuito equivalente lineal y completo	17
3.7. Convertidor buck linealizado	17
3.8. Respuesta transitoria de lazo cerrado	21
3.9. Estado estacionario	25
3.10. Respuesta en frecuencia - Diagrama de Bode	26
3.11. Diagrama de polos y ceros	27
3.12. Diagrama de Nyquist	28
3.13. Respuesta transitoria con baja frecuencia de muestreo	31
3.14. Respuesta transitoria - Sistema Discreto	32
3.15. Respuesta en frecuencia - Diagrama de Bode - Sistema Discreto	33
3.16. Diagrama de polos y ceros - Sistema Discreto	34
3.17. Diagrama de Nyquist - Sistema Discreto	35
4.1. Esquema principal del circuito de control	37
4.2. Circuito de acondicionamiento de señal	38
4.3. Ilustración del concepto de Dead-Time o tiempo muerto	39
4.4. Leading-Edge Blanking	40
4.5. Circuito de realimentación de tensión	40
4.6. Circuito de realimentación de corriente	42
6.1. Tiempo de subida de 2V a 20V de $330\mu s$	49
6.2. Tiempo de bajada de 20V a 2V de $610\mu s$	49

Capítulo 1

Introducción

1.1. Objetivos

El objetivo de este proyecto fue construir una fuente conmutada de 75W que provea diversidad de tensiones de salida reguladas y controladas por medio de un sistema PID. Se hará uso de un convertidor tipo Buck para la salida principal y regulable de potencia, así como otros reguladores existentes en el mercado para proveer tensiones fijas y auxiliares. Todo el sistema será controlado por medio de un DSP que implementará el sistema de control PID. El proyecto tiene un fin meramente de investigación y representa un reto ya que el tema fuentes conmutadas no se desarrolla durante la carrera.

Se plantearon las siguientes especificaciones para la fuente:

Parámetro	Descripción	Min	Tip	Max	Unidad
V_{in}	Tensión de entrada	200	220	240	VAC
$V_{buck(1)}$	Tensión Buck	0	-	25	V
$I_{buck(1)}$	Corriente salida Buck	0	-	3	A
$V_{ripple(1)}$	Tensión ripple Buck	-	-	10	mV
$V_{out(3)}$	Tensión salida auxiliar 1	3.2	3.3	3.4	V
$I_{out(3)}$	Corriente salida auxiliar 1	0	-	300	mA
$V_{out(4)}$	Tensión salida auxiliar 2	4.9	5	5.1	V
$I_{out(4)}$	Corriente salida auxiliar 2	0	-	1	A
η	Eficiencia estimada		80		%

Tabla 1.1: Parámetros de la fuente

Es importante aclarar que los 75W de salida son compartidos entre todas las salidas, tanto la variable como las auxiliares

El siguiente diagrama en bloques representa la estructura general de la fuente, cada bloque será analizado en detalle en los capítulos posteriores:

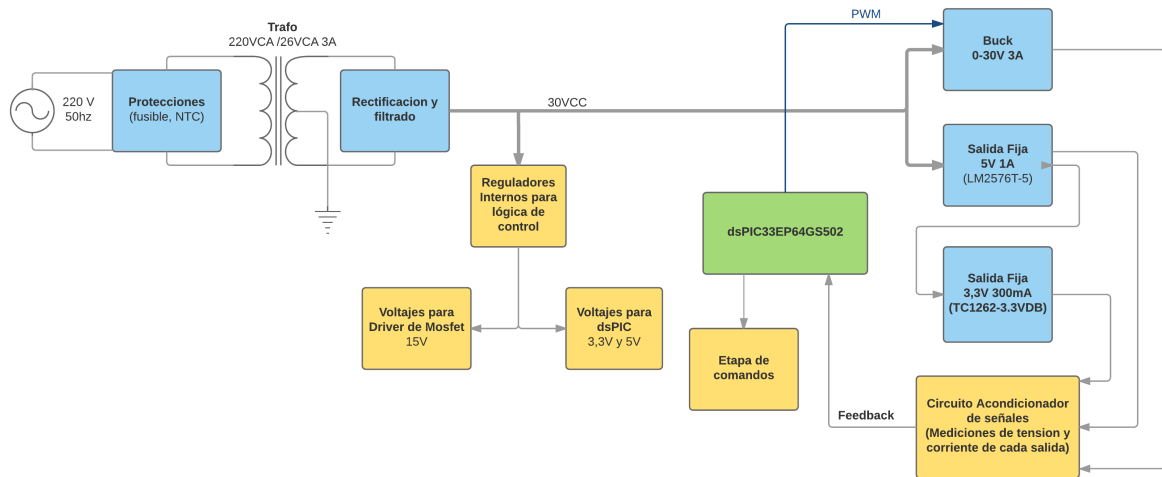


Figura 1.1: Diagrama en bloques del sistema

1.2. Sistema de control PID

Para poder lograr una tensión estable y regulada en la salida se debe implementar un lazo de realimentación, en nuestro caso, un sistema PID fue elegido debido a que el mismo nos permitirá no solo controlar de forma precisa la tensión de salida sino que también evitará transitorios que puedan ocurrir por ejemplo durante la conexión y desconexión de dispositivos a la fuente o cambios bruscos de corriente.

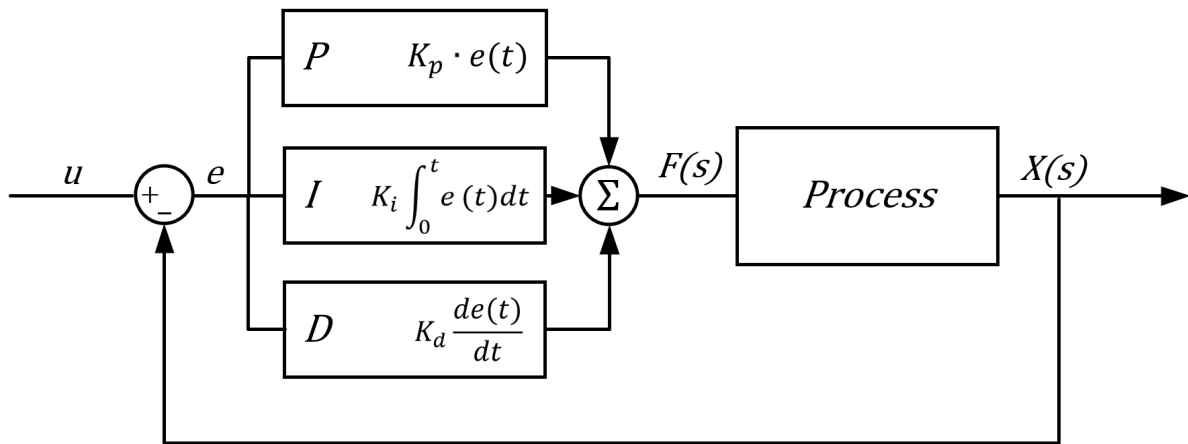


Figura 1.2: Sistema de lazo cerrado

En el capítulo *Controlador PID* desarrollaremos y explicaremos la función de transferencia del sistema de forma detallada y calcularemos los coeficientes del controlador PID con ayuda del software MATLAB® para así simular su comportamiento y compararlo con el circuito real implementado.

Capítulo 2

Convertidores Buck

2.1. Principio de funcionamiento

La fuente posee una salida regulable e independiente de potencia implementada con un convertidor Buck. El mismo tiene su entrada conectada a los +30V DC que provienen de la salida rectificada y filtrada del transformador y es el encargado de reducir la tensión que se le suministra para proveer un rango que varia entre 0V y 30V aproximadamente.

A continuación se presenta un diagrama simplificado de la topología Buck:

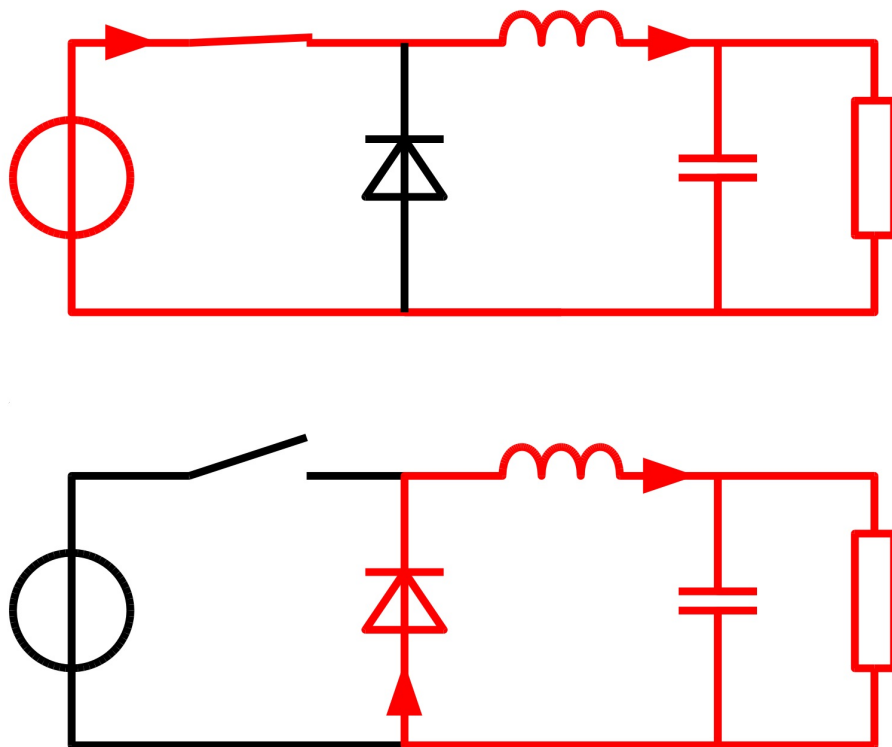


Figura 2.1: Esquema simplificado de un convertidor tipo Buck

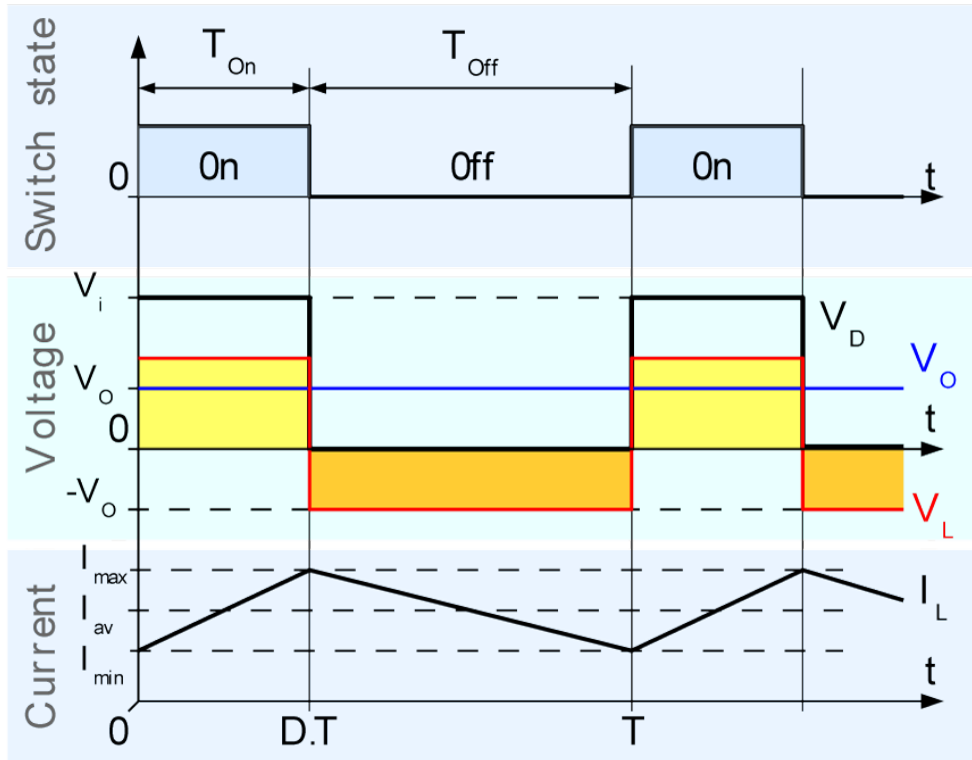
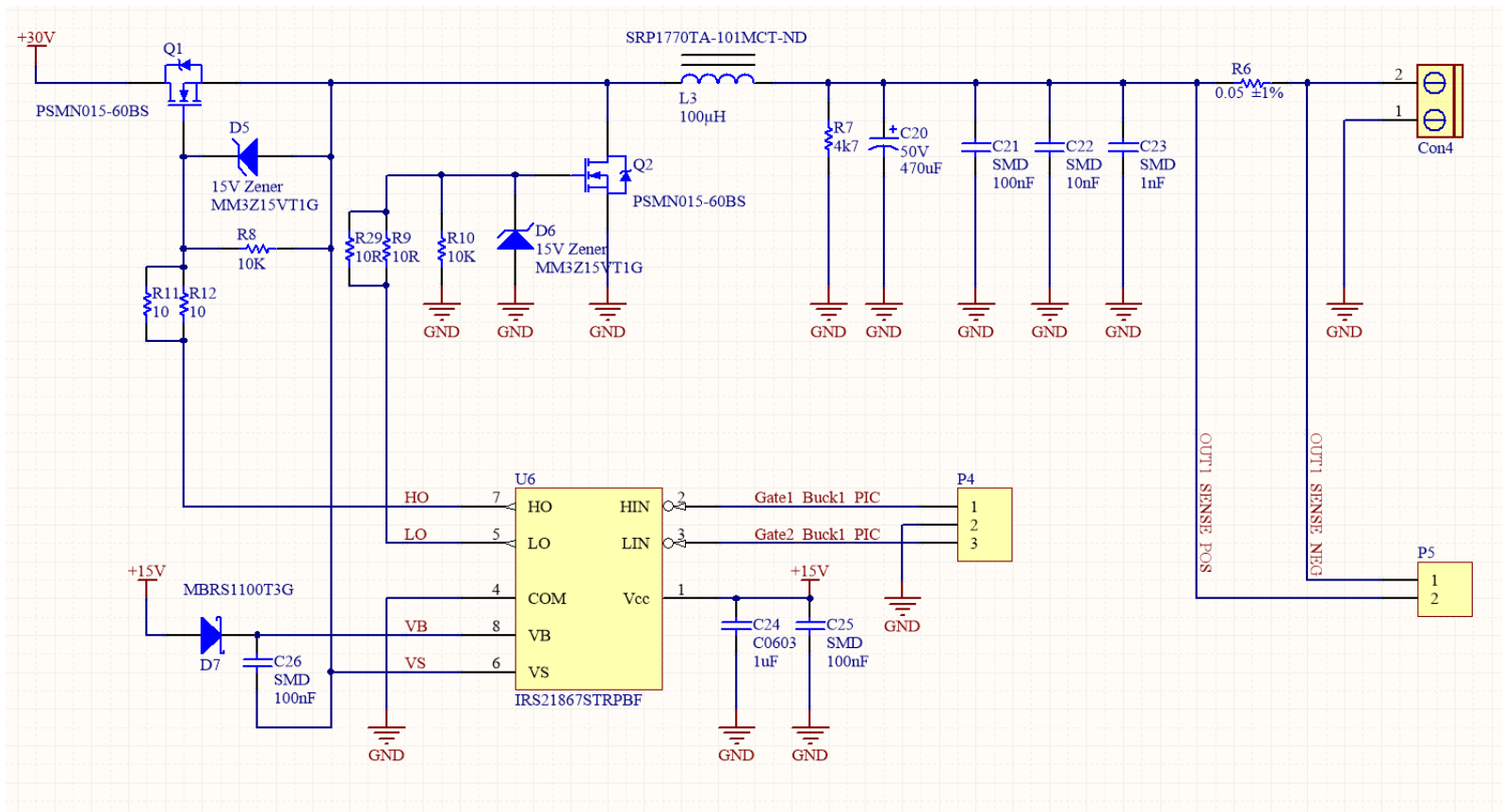


Figura 2.2: Diagrama de corrientes del convertidor Buck

Como podemos observar existen dos estados durante la operación del Buck. El primero de ellos es cuando el interruptor se encuentra cerrado durante un tiempo T_{on} como se observa en la figura 2.2, en este instante una tensión constante $\approx V_{in}$ es aplicada sobre el inductor por lo que la corriente comienza a aumentar de forma lineal y por consiguiente producirá una tensión inversa en respuesta al incremento de la corriente que es a su vez opuesta a la fuente, por lo tanto la tensión vista por la carga es menor a V_{in} .

En el segundo estado cuando abrimos el interruptor durante el tiempo T_{off} , la energía almacenada en el inductor es la que produce la circulación de corriente que alimenta al circuito a través del diodo en paralelo.

En la práctica, el interruptor es reemplazado en general por un MOSFET de baja $R_{ds(on)}$ y el tipo de diodo es en general de tipo Schottky debido a su alta velocidad de conmutación, baja caída de tensión y baja capacidad parásita. En nuestro caso se optó por un circuito ligeramente distinto en donde el diodo es reemplazado por otro transistor MOSFET. El principio de funcionamiento es muy similar pero se reducen las pérdidas producidas por el diodo. A este tipo de Buck se lo conoce como *Convertidor Buck Sincrónico* o *Synchronous Buck Converter*. El esquema del convertidor Buck final se muestra a continuación:



Para los cálculos de la mayor parte de los componentes del convertidor se utilizó la nota de aplicación "Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage" de Texas Instruments.

Antes de realizar el cálculo de los componentes del convertidor presentamos los parámetros elegidos para su diseño:

Parámetro	Descripción	Min	Tip	Max	Unidad
V_{out}	Tensión de salida	0	-	30	V
I_{out}	Corriente de salida	0	-	3	A
V_{ripple}	Tensión de ripple pico a pico	-	-	10	mV
I_{ripple}	Corriente de ripple del inductor		300		mA
F_{sw}	Frecuencia de conmutación		300		KHz

Tabla 2.1: Parámetros de la fuente

2.2. Cálculo del inductor

El valor del inductor viene dado por la ecuación:

$$\begin{aligned}
 L_{min}[\mu H] &= \frac{V_{out} \cdot (V_{in} - V_{out})}{\Delta I \cdot f_{sw} \cdot V_{in}} \cdot 10 \times 10^6 \\
 &= \frac{15 \cdot (30 - 15)}{300 \times 10^{-3} \cdot 300 \times 10^3 \cdot 30} \cdot 10 \times 10^6 \\
 &= 83 \mu H
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Significa que necesitaremos un inductor de al menos $83 \mu H$, se utilizará uno de $100 \mu H$. Se puede ver que se eligió una tensión de salida de 15V para el cálculo cuando las especificaciones dicen que la misma varía entre 0 y 30V; esto es debido a que cuando la tensión de salida es variable se debe considerar el peor caso que es cuando $V_{out} = V_{in}/2$, en ese punto es donde se requiere el mayor valor de inductancia para mantener la corriente de ripple dentro de los límites establecidos.

La elección de la corriente de ripple es una solución de compromiso, aumentar la misma nos permite utilizar valores de inductancia más pequeños pero degradando la regulación y produciendo un mayor estrés sobre el capacitor de salida que debe ser seleccionado para soportar la misma, así como un mayor ripple provocado por el ESR del capacitor, además, la corriente de salida mínima para no entrar en operación de modo discontinuo está directamente relacionada con la corriente de ripple siendo la relación $I_{out(min)} = I_{ripple}/2$ aunque cabe destacar que dicho efecto no se produce en los convertidor Buck Sincrónicos como en nuestro caso ya que al reemplazar el diodo por un MOSFET la corriente puede circular en ambos sentidos evitando que el convertidor entre en modo discontinuo. Este tema no se explicará en detalle aquí ya que no es el foco del análisis, para más información puede consultarse la siguiente nota de aplicación: "Efficiency of synchronous versus nonsynchronous buck converters"

2.3. Selección de los MOSFET de conmutación

Los transistores MOSFET son de gran importancia para lograr un buen rendimiento del convertidor. El MOSFET elegido fue un PSMN015-60BS que ocupará el lugar de Q1 y Q2 siendo manejados por el driver IRS21867S de Infineon. El transistor Q1 al ser del tipo N requiere una tensión de por lo menos 12V superior a la de entrada, es por ello que el driver elegido implementa una etapa de bootstrap para elevar la tensión y poder saturar al MOSFET Q1.

Se calcula a continuación la disipación de potencia sobre estos MOSFET ya que su encapsulado es SMD y no es posible montarlos en disipadores, las pérdidas por conducción vienen dadas por:

$$P_{CON} = I_D^2 \cdot R_{ds(typ)} \cdot Duty_{max} = 3,15A^2 \cdot 12,6 \times 10^{-3}\Omega \cdot 0,95 = 0,12W \quad (2.2)$$

Siendo la corriente máxima que circula por el MOSFET $I_{out} + I_{ripple}/2 = 3A + 0,15A$ y asumiendo un Duty Cycle máximo del 95 %.

Las pérdidas por conmutación son un factor importante en las fuentes conmutadas y pueden ser iguales o superiores a las pérdidas por conducción, entonces:

$$\begin{aligned} P_{SW} &= V_{max} \cdot \frac{I_D}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot f_{sw} + (0,5 \cdot C_{oss} \cdot V_{max}^2 \cdot f_{sw}) \\ &= 30V \cdot \frac{3,15A}{2} \cdot (13 \times 10^{-9}s + 7 \times 10^{-9}s) \cdot 300 \times 10^3Hz \\ &\quad + (0,5 \cdot 169 \times 10^{-12}F \cdot 30V^2 \cdot 300 \times 10^3Hz) \\ &= 0,28W + 0,023W = 0,30W \end{aligned} \quad (2.3)$$

Las pérdidas totales son entonces de $P_{total} = P_{CON} + P_{SW} = 0,42W$. Siendo la resistencia juntura-ambiente de $60^\circ C/W$ con una disipación de $0,42W$ la temperatura de juntura se elevaría a $0,42W \cdot 60^\circ C/W = 25,2^\circ C$ por encima de la temperatura ambiente y siendo $T_{J(max)} = 175^\circ C$ estamos dentro de los parámetros admisibles.

2.4. Capacitor de salida

La capacidad de salida viene dada por:

$$\begin{aligned} C_{out(min)} &= \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f_{sw} \cdot \Delta V_{out}} \\ &= \frac{0,15A}{8 \cdot 300 \times 10^3Hz \cdot 10 \times 10^{-3}V} \\ &= 60,25\mu F \end{aligned} \quad (2.4)$$

Sin embargo, a estas frecuencia el valor del ESR del capacitor entra en juego por lo que existe una fuente de ripple más que debemos considerar, es por ello que es recomendado el uso de capacitores para alta frecuencia con un bajo ESR. Se utilizó un capacitor de $470\mu F$ con un ESR de $(350m\Omega)$:

$$ESR_{ripple} = ESR \cdot \Delta I_L = 350 \times 10^{-3} \Omega \cdot 0,15 A = 52 mV \quad (2.5)$$

Vemos como solo el ESR del capacitor produce un ripple varias veces superior al ripple causado por la rectificación. La única forma de reducir el mismo es utilizando inductores más grandes para atenuar la corriente de ripple o el uso de capacitor de bajo ESR.

2.5. Medición de corriente de salida

Para la medición de la corriente de salida se utiliza una resistencia de sensado en serie. Se utilizó una resistencia de $0,05 \Omega$ al 1 % con una estabilidad térmica de $\pm 50 ppm/^{\circ}C$. Esta señal diferencial es luego llevada al circuito de control donde se encuentra el acondicionamiento necesario para ser luego procesado por el DSP.

Capítulo 3

Controlador PID

3.1. Introducción

El convertidor Buck tiene aplicado un lazo de control PID para el control de la tensión y corriente de salida. Para poder simular y obtener los parámetros del controlador PID debemos desarrollar en primer lugar la función de transferencia de nuestro sistema, para ello vamos a suponer que:

- Consideraremos el análisis de un Buck convencional y no uno síncrono, la única diferencia radica en la caída de tensión producida por el semiconductor que se coloque en la posición del diodo
- El convertidor Buck siempre opera en modo continuo
- Se desprecian las inductancias y capacidades parásitas

Podemos entonces diagramar un circuito equivalente a nuestro convertidor Buck como el siguiente:

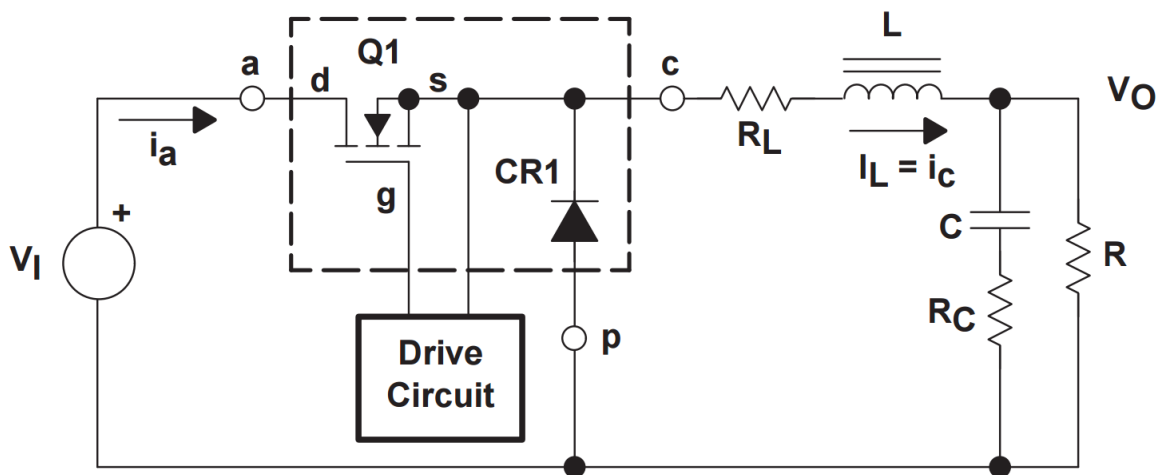


Figura 3.1: Diagrama de un convertidor tipo Buck

Podemos simplificar aún más el diagrama analizándolo en los dos estados del convertidor, cuando Q1 conduce y mientras no lo hace, los que llamaremos estados ON y OFF:

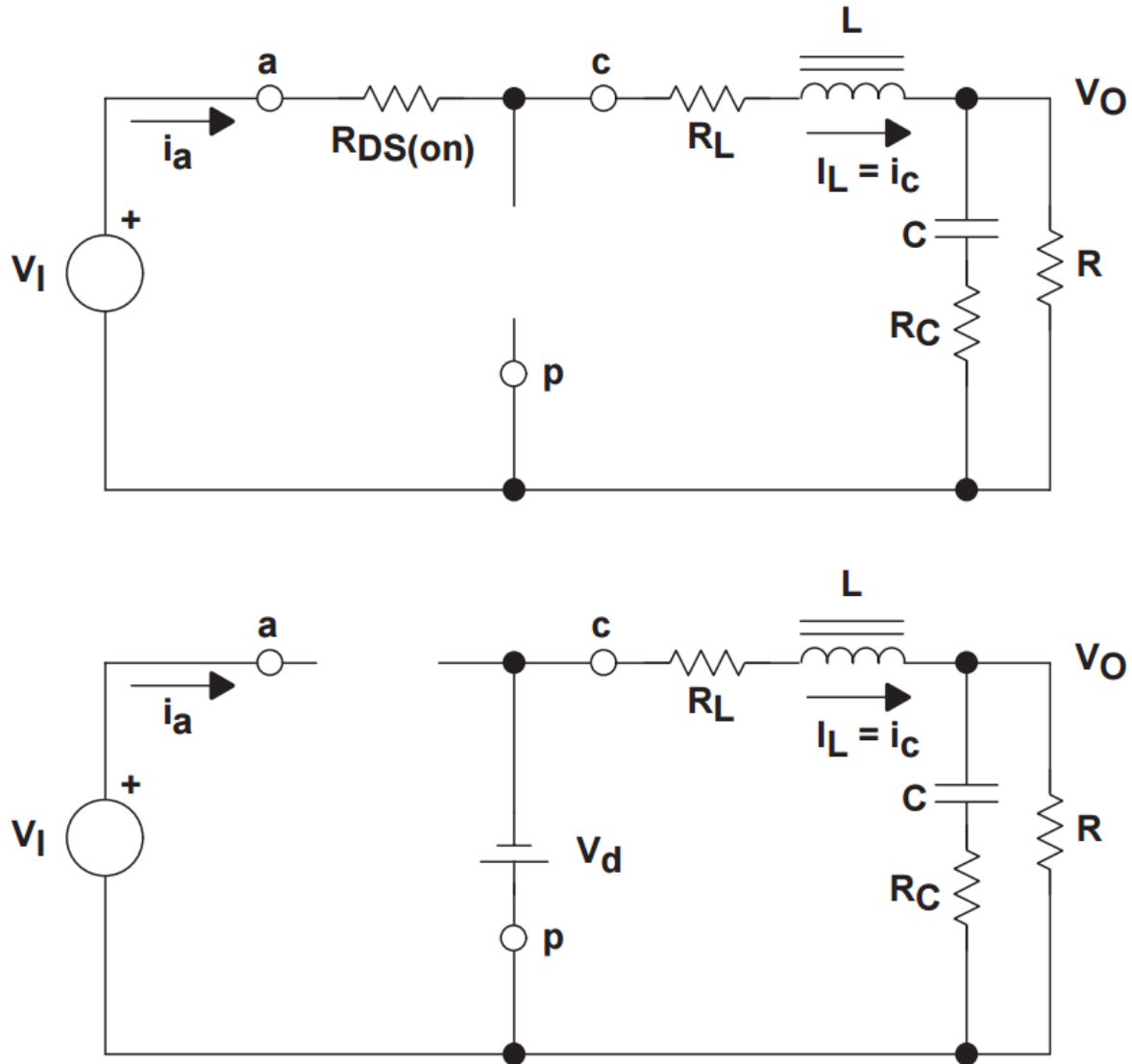


Figura 3.2: Estados ON y OFF del convertidor Buck

3.2. Circuito equivalente de conmutación promediado

Para comenzar a modelar el convertidor Buck primero debemos linealizar los componentes cuyo comportamiento no es lineal, es decir, aquellos que en este caso son elementos de conmutación como el MOSFET y el diodo aquí llamado CR1 para no confundirlo con el duty cycle que será representado con la letra D. Vamos a reemplazar entonces lo que se encuentra dentro del cuadro con líneas intermitentes en la figura 3.1, que es el circuito de conmutación, por un sistema equivalente linealizado. Si observamos la siguiente figura

mostrando las formas de onda de corriente y tensión del convertidor:

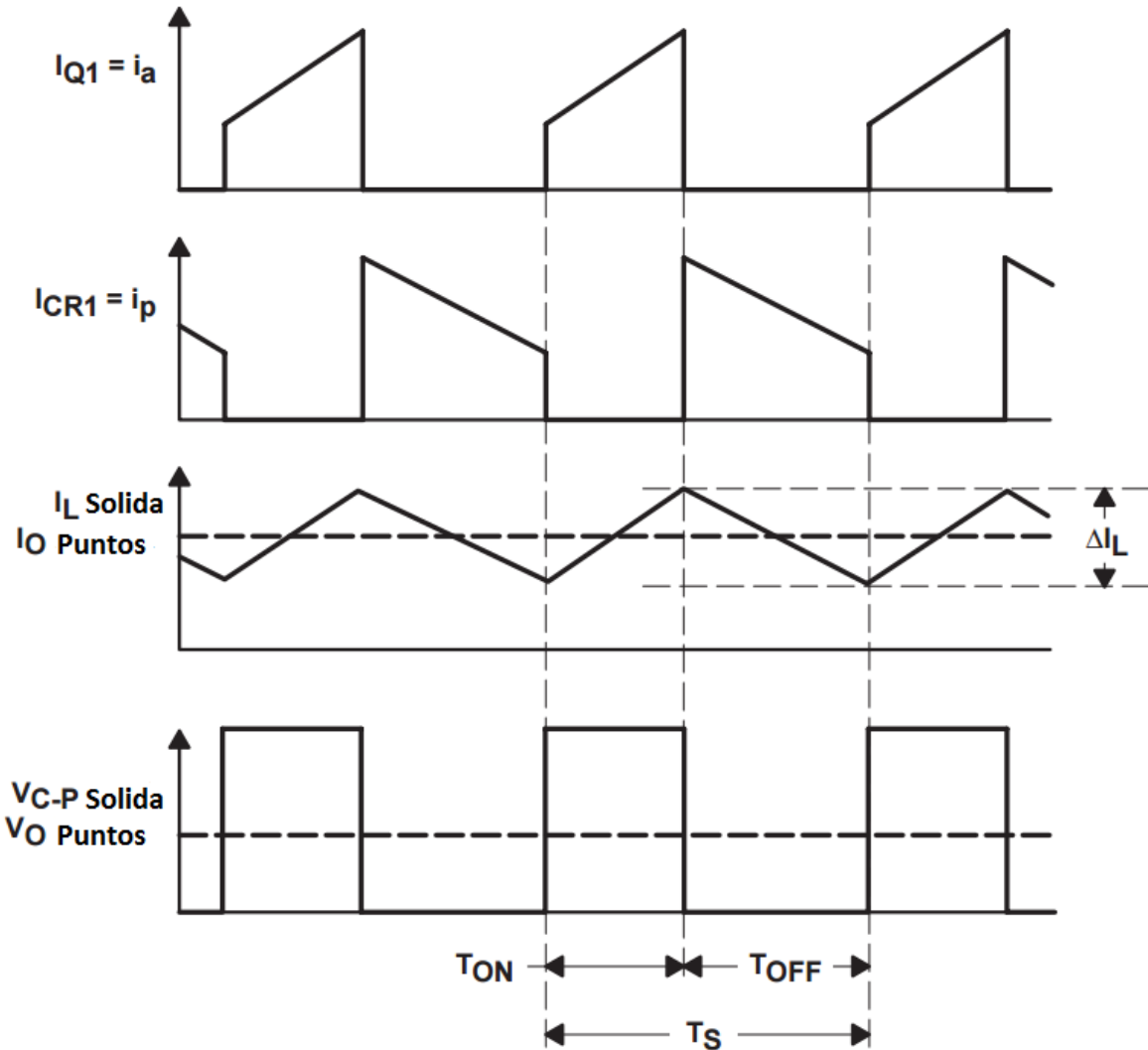


Figura 3.3: Formas de onda del convertidor Buck

Podemos entonces formular las siguientes dos ecuaciones considerando que d representa el duty cycle que varía entre 0 y 1:

$$i_{a(t)} = \begin{cases} i_{c(t)} & \text{durante } d \cdot T_s \\ 0 & \text{durante } d' \cdot T_s \end{cases} \quad (3.1)$$

$$v_{cp(t)} = \begin{cases} v_{ap(t)} & \text{durante } d \cdot T_s \\ 0 & \text{durante } d' \cdot T_s \end{cases} \quad (3.2)$$

Donde $i_{a(t)}$ e $i_{c(t)}$ son las corrientes instantáneas durante un período T_s y $v_{cp(t)}$ y $v_{ap(t)}$ son las tensiones instantáneas entre los puntos CP y AP respectivamente. Si tomamos entonces el promedio de cada una de estas ecuaciones podemos escribir que:

$$I_a = d \cdot I_c \quad (3.3)$$

$$V_{cp} = d \cdot V_{ap} \quad (3.4)$$

Tomando como notación que las letras mayúsculas indican valores promedios o DC y las minúsculas aquellas que varían como el Duty Cycle d . Con estas expresiones podemos entonces reemplazar el bloque en línea de puntos que se mencionó antes de la siguiente forma:

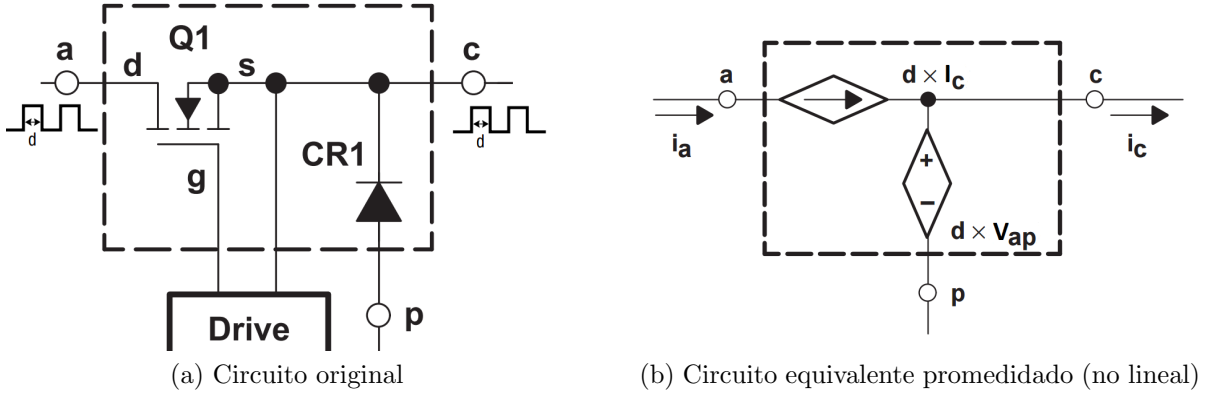


Figura 3.4: Circuito equivalente promediado durante un período T_s

Donde se reemplaza el MOSFET y el diodo por una fuente de corriente y de tensión respectivamente.

3.3. Circuito equivalente de conmutación linealizado

El siguiente paso es realizar un proceso perturbación y linealización. La idea detrás del mismo es asumir un punto de operación e introducir pequeñas variaciones alrededor de ese punto para linealizar el sistema, es decir, decimos que el Duty se encuentra en un valor fijo D en estado estable y se le agrega al mismo una variación $\hat{d}(t)$, entonces:

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (3.5)$$

Aplicamos así este proceso a las ecuaciones 3.3 y 3.4:

$$\begin{aligned} I_a + \hat{i}_a(t) &= (D + \hat{d}(t)) \cdot (I_c + \hat{i}_c(t)) \\ &= D \cdot I_c + D \cdot \hat{i}_c(t) + \hat{d}(t) \cdot I_c + \hat{d}(t) \cdot \hat{i}_c(t) \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned} V_{cp} + \hat{v}_{cp}(t) &= (D + \hat{d}(t)) \cdot (V_{ap} + \hat{v}_{ap}(t)) \\ &= D \cdot V_{ap} + D \cdot \hat{v}_{ap}(t) + \hat{d}(t) \cdot V_{ap} + \hat{d}(t) \cdot \hat{v}_{ap}(t) \end{aligned} \quad (3.7)$$

Como las variaciones son pequeñas, el producto de dos variaciones pequeñas es aún más pequeño por lo que podemos eliminarlas:

$$I_a + \hat{i}_a(t) = D \cdot I_c + D \cdot \hat{i}_c(t) + \hat{d}(t) \cdot I_c \quad (3.8)$$

$$V_{cp} + \hat{v}_{cp}(t) = D \cdot V_{ap} + D \cdot \hat{v}_{ap}(t) + \hat{d}(t) \cdot V_{ap} \quad (3.9)$$

Separamos entonces los términos constantes de los que presentan variación:

1. Términos constantes en el tiempo

$$I_a = D \cdot I_c$$

$$V_{cp} = D \cdot V_{ap}$$

2. Términos variables en el tiempo

$$\hat{i}_a(t) = D \cdot \hat{i}_c(t) + \hat{d}(t) \cdot I_c$$

$$\hat{v}_{cp}(t) = D \cdot \hat{v}_{ap}(t) + \hat{d}(t) \cdot V_{ap}$$

Si analizamos los términos constantes podemos realizar el siguiente circuito equivalente considerando un transformador ideal (independiente de la frecuencia) con una relación de transformación D :

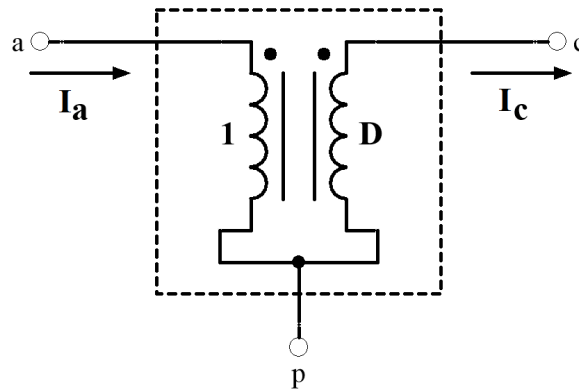


Figura 3.5: Circuito equivalente en DC

Podemos ver que el circuito cumple con las dos ecuaciones constantes en el tiempo. Incorporamos ahora los términos variables y reflejando las fuentes al lado primario del transformador ideal tenemos:

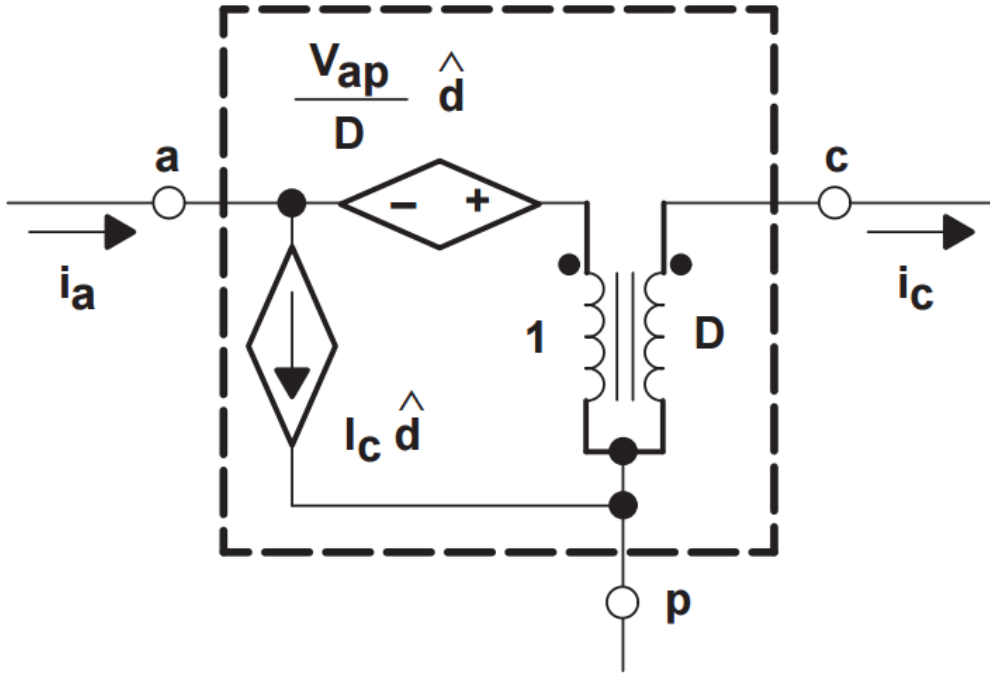


Figura 3.6: Circuito equivalente lineal y completo

De este modo el circuito cumple con las 4 ecuaciones y podemos finalmente reemplazar el bloque en el circuito de la figura 3.1 obteniendo un sistema lineal para el análisis:

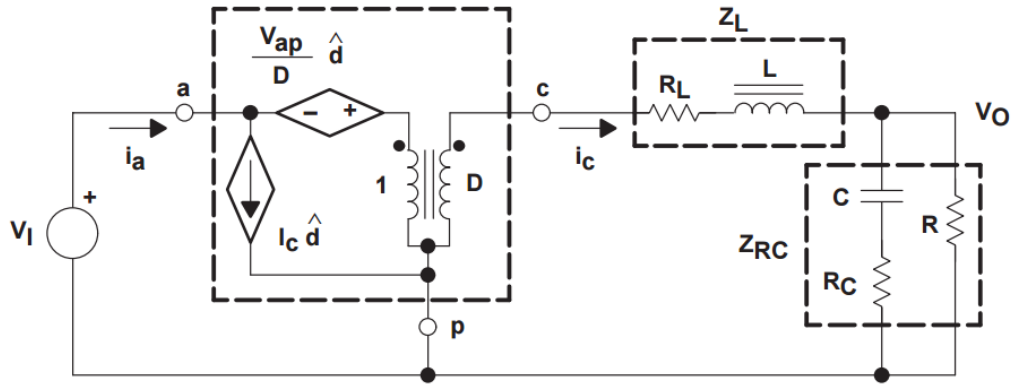


Figura 3.7: Convertidor buck linealizado

3.4. Determinación de la función de transferencia $H(S)$

Entonces para determinar ahora la función de transferencia del sistema cuya relación será $H(s) = v_o(s)/\hat{d}(s)$, hacemos primero el análisis en DC para determinar el punto de operación D haciendo $\hat{d}(t) = 0$ y viendo de este modo que $V_{ap} = V_I$.

Luego hacemos $V_I = 0$ para tener únicamente la componente AC de la función de transferencia y escribimos la ecuación de malla del primario:

$$-\frac{V_{ap}}{D} \cdot \hat{d}(t) + \frac{\hat{v}_{cp}(t)}{D} = 0 \quad \therefore \quad \hat{v}_{cp}(t) = V_{ap} \cdot \hat{d}(t) \quad \therefore \quad \boxed{\hat{v}_{cp}(t) = V_I \cdot \hat{d}(t)} \quad (3.10)$$

O de otra forma:

$$\frac{\hat{v}_{cp}(s)}{\hat{d}(s)} = V_I \quad (3.11)$$

Y sabiendo que la función de transferencia entre la tensión de salida y v_{cp} es (tratándolo como un divisor de tensión de impedancias):

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{cp}(s)} = \frac{Z_{RC}(s)}{Z_{RC}(s) + Z_L(s)} \quad (3.12)$$

En donde $Z_L(t)$ es:

$$Z_L(t) = R_L + j\omega \cdot L \quad \therefore \quad \boxed{Z_L(s) = R_L + s \cdot L} \quad (3.13)$$

Y donde Z_{RC} es:

$$\begin{aligned} Z_{RC} &= \left(\frac{1}{j\omega C} + R_C \right) \parallel R \\ &= \frac{\left(\frac{1}{j\omega C} + R_C \right) \cdot R}{\frac{1}{j\omega C} + R_C + R} \\ &= \frac{\frac{R}{sC} + R_C \cdot R}{\frac{1}{sC} + R_C + R} \\ &= \frac{\frac{R + s \cdot C \cdot R_C \cdot R}{\cancel{s \cdot C}}}{\frac{1 + s \cdot C \cdot R_C + s \cdot C \cdot R}{\cancel{s \cdot C}}} \\ &= \frac{R + s \cdot C \cdot R_C \cdot R}{1 + s \cdot C \cdot R_C + s \cdot C \cdot R} = \boxed{\frac{R \cdot (1 + s \cdot C \cdot R_C)}{1 + s \cdot C \cdot (R_C + R)}} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Por lo tanto:

$$\begin{aligned}
\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{cp}(s)} &= \frac{\frac{R \cdot (1 + s \cdot C \cdot R_C)}{1 + s \cdot C \cdot (R_C + R)}}{\frac{R \cdot (1 + s \cdot C \cdot R_C)}{1 + s \cdot C \cdot (R_C + R)} + R_L + s \cdot L} \\
&= \frac{\frac{A}{B}}{\frac{A}{B} + R_L + s \cdot L} \\
&= \frac{\frac{A}{B}}{\frac{A + R_L \cdot B + s \cdot L \cdot B}{B}} \\
&= \frac{A}{A + R_L \cdot B + s \cdot L \cdot \underbrace{(1 + s \cdot C \cdot (R_C + R))}_B} \tag{3.15} \\
&= \frac{A}{A + R_L \cdot B + s \cdot L + s^2 \cdot L \cdot C \cdot (R + R_C)} \\
&= \frac{R + s \cdot R \cdot R_C \cdot C}{(R + s \cdot R \cdot R_C \cdot C) + (R_L + R_L \cdot s \cdot C \cdot (R + R_C)) + s \cdot L + s^2 \cdot L \cdot C \cdot (R + R_C)} \\
&= \boxed{\frac{R + s \cdot R \cdot R_C \cdot C}{s^2 \cdot [L \cdot C \cdot (R + R_C)] + s \cdot [R \cdot R_C \cdot C + R_L \cdot C \cdot (R + R_C) + L] + (R + R_L)}}
\end{aligned}$$

Finalmente podemos reemplazar y escribir la función de transferencia $\hat{v}_o(s)/\hat{d}(s)$:

$$\begin{aligned}
H(S) &= \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\hat{v}_{cp}(s)}{\hat{d}(s)} \cdot \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{cp}(s)} \\
&= \boxed{V_I \cdot \frac{R + s \cdot R \cdot R_C \cdot C}{s^2 \cdot [L \cdot C \cdot (R + R_C)] + s \cdot [R \cdot R_C \cdot C + R_L \cdot C \cdot (R + R_C) + L] + (R + R_L)}} \tag{3.16}
\end{aligned}$$

3.5. Cálculo de los parámetros PID en MATLAB®

Insertamos ahora nuestra función de transferencia $H(s)$ en MATLAB® utilizando el siguiente programa:

```
1 s = tf('s');
2
3 R = 10;           % Resistencia de carga [Ohm]
4 Rc = 0.35;        % ESR del capacitor de salida [Ohm]
5 C = 470e-6;       % Capacidad de salida
6 Rl = 118e-3;      % Resistencia del inductor
7 L = 100e-6;       % Inductancia
8 Vi = 30;          % Tensin de entrada al buck
9
10 % Funcin de transferencia del Convertidor Buck
11 H = Vi * ( (R + (s*R*Rc*C)) / ((s^2) * (L*C*(R+Rc)) + s*(R*Rc*C +
    Rl*C*(R+Rc) + L) + R + Rl) )
12
13 % Iniciamos el asistente para calcular los parametros del PID
14 pidTuner(H, 'PID')
```

Usamos entonces la herramienta *PID Tuner* de MATLAB®, seleccionamos un control del tipo PID y ajustamos los controles *Tiempo de respuesta* y *Respuesta a transitorios* hasta obtener una curva que nos convenza, en nuestro caso se priorizó la eliminación de sobre-elongaciones antes que el tiempo de establecimiento del sistema como se muestra en la figura 3.8

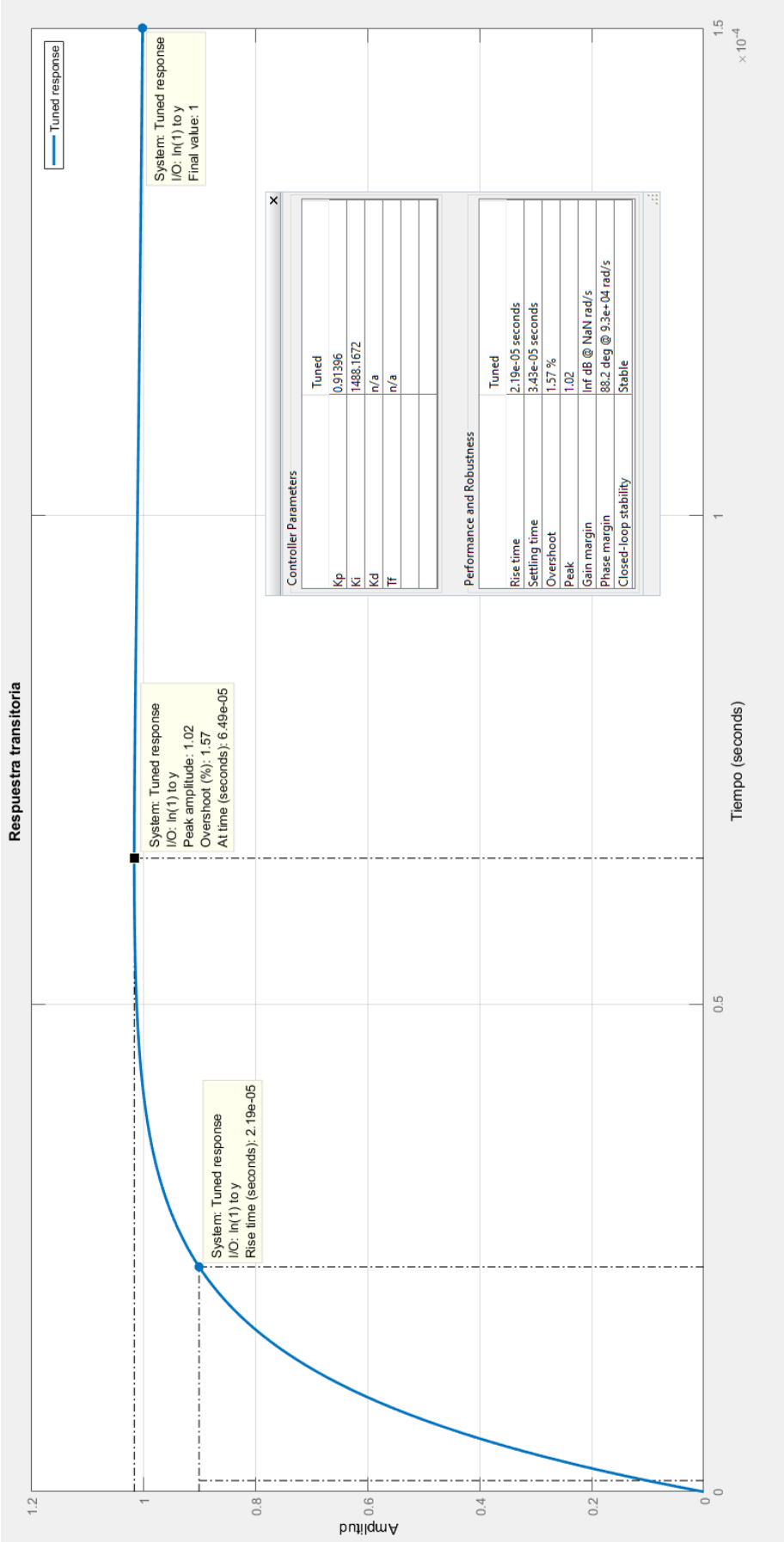


Figura 3.8: Respuesta transitoria de lazo cerrado

Ya habiendo entonces obtenido los valores de K_p , K_i y K_d podemos obtener las distintas repuestas de nuestro sistema tanto en el plano continuo como en el discreto.

3.5.1. Análisis en el plano continuo s

El siguiente programa de MATLAB® fue usado para los análisis de respuesta transitoria, estado estable, Bode, Nyquist y diagrama de polos y ceros teniendo ya los valores de K_p , K_i y K_d . Este programa utiliza además la función de la planta $G(s)$ del programa anterior:

```
1 %Parametros calculados del PID
2 Kp = 0.9139
3 Ki = 1488
4 Kd = 0
5
6 %Creamos PID
7 G = pid(Kp,Ki,Kd)
8
9 %Creamos el sistema de lazo cerrado siendo G la planta
10 T_pid = feedback(G*H, 1)
11 Fc = bandwidth(T_pid)/(2*pi)
12
13 %Graficamos la respuesta del sistema con lazo cerrado
14 figure(1);
15 step(T_pid)
16 grid on
17 title('Respuesta transitoria en lazo cerrado (plano continuo)')
18 xlabel('Tiempo')
19 ylabel('Amplitud')
20
21 %Graficamos la respuesta del sistema con lazo cerrado
    observando un
22 % tiempo mayor para ver la respuesta en estado estacionario
23 figure(2);
24 step(T_pid, 0:10e-6:10e-3)
25 grid on
26 title('Estado estacionario en lazo cerrado (plano continuo)')
27 xlabel('Tiempo')
28 ylabel('Amplitud')
29
30 %Graficamos la respuesta en frecuencia con lazo cerrado
31 optsV = bodeoptions('cstprefs');
32 optsV.FreqUnits = 'Hz';
33 optsV.Grid = 'on';
34
35 figure(3);
36 bode(T_pid, optsV)
```

```
37 grid on
38
39 %Diagrama de polos y ceros con lazo cerrado
40 [p, z] = pzmap(T_pid) %Obtenemos los valores de los polos y
    ceros
41 figure(4);
42 pzmap(T_pid)
43 grid on
44 title('Diagrama de polos y ceros en lazo cerrado (plano
    continuo)')
45 axis equal
46
47 %Diagrama de Nyquist
48 figure(5)
49 nyquist(T_pid)
50 grid on
51 title('Diagrama de Nyquist en lazo cerrado (plano continuo)')
52 axis equal
```

Respuesta transitoria

En la figura 3.8 se observa la respuesta al escalón unitario del sistema de lazo cerrado. Podemos ver que el tiempo de crecimiento es de $22\mu s$ y el tiempo de establecimiento de $65\mu s$ con una sobre-elongación del 1.57%.

El margen de fase es de 88 grados lo que significa que podemos introducir un defasaje de hasta dicho ángulo en el lazo de control sin perder la estabilidad del sistema.

Estado Estacionario

En la figura 3.9 podemos observar que no tenemos error de estado estable, es decir, el controlador alcanza el setpoint y no presenta ningún comportamiento oscilatorio.

Respuesta en frecuencia

En la figura 3.10 se puede apreciar como el ancho de banda de nuestro sistema se encuentra alrededor de los 15 kHz donde tenemos una caída de -3dB.

El margen de fase es de -180 grados lo que indica que podemos agregar hasta 180 grados de fase a nuestro sistema sin volverlo inestable.

Diagrama de polos y ceros

En la figura 3.11 se presenta el diagrama de polos y ceros. Debido a que las distancias entre los distintos polos y ceros son variadas y no están concentrados en un punto resulta quizás más útil observar el resultado proveniente de la función *pzmap()* de MATLAB® donde muestra los valores numéricos de los distintos polos y ceros:

- Polos:

$-89\,368$

-6545

-1569

■ Ceros:

-6079

-1628

Podemos ver que tanto los polos como ceros se encuentran en el eje real y del lado negativo por lo que el sistema es estable y dado a que los polos se encuentran todos distribuidos a lo largo del eje horizontal el sistema es sobre-amortiguado.

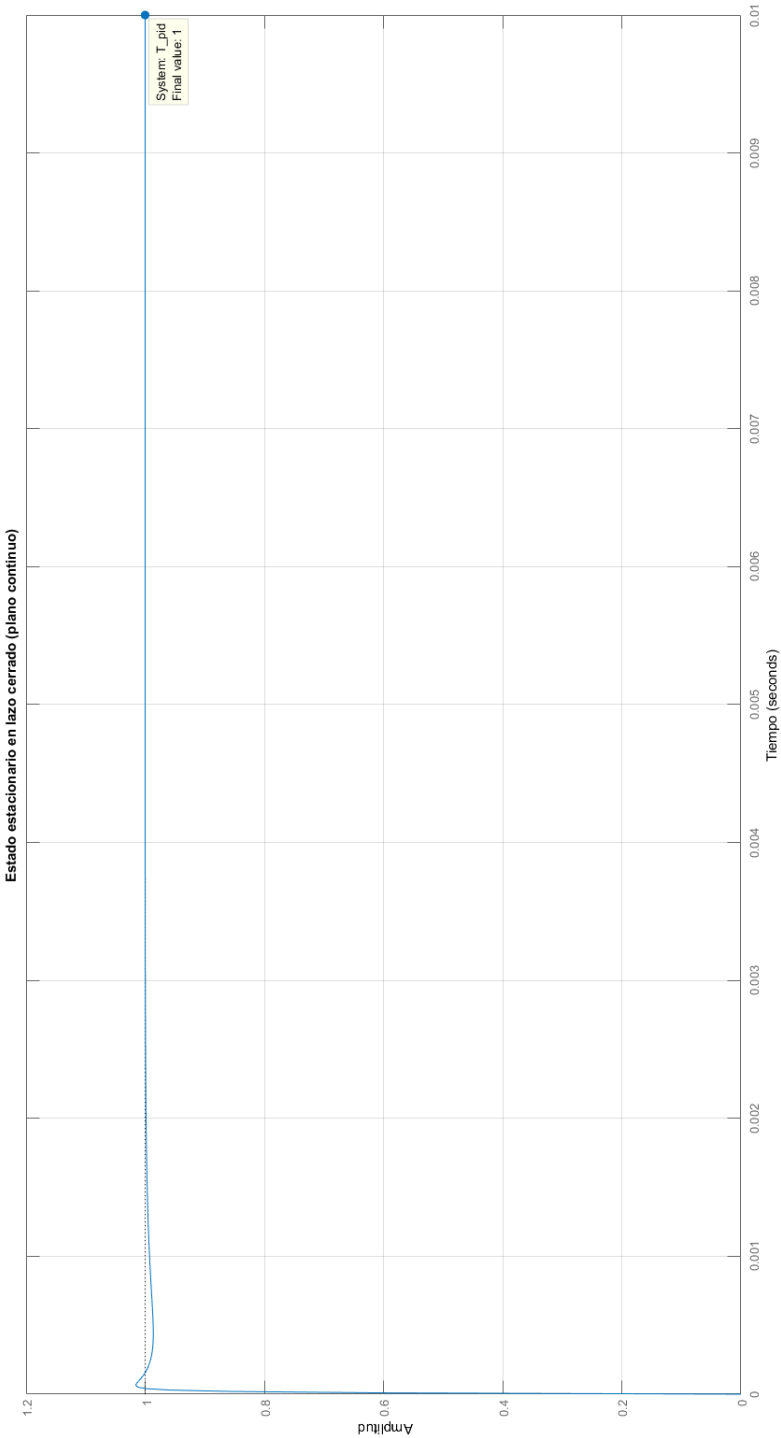


Figura 3.9: Estado estacionario

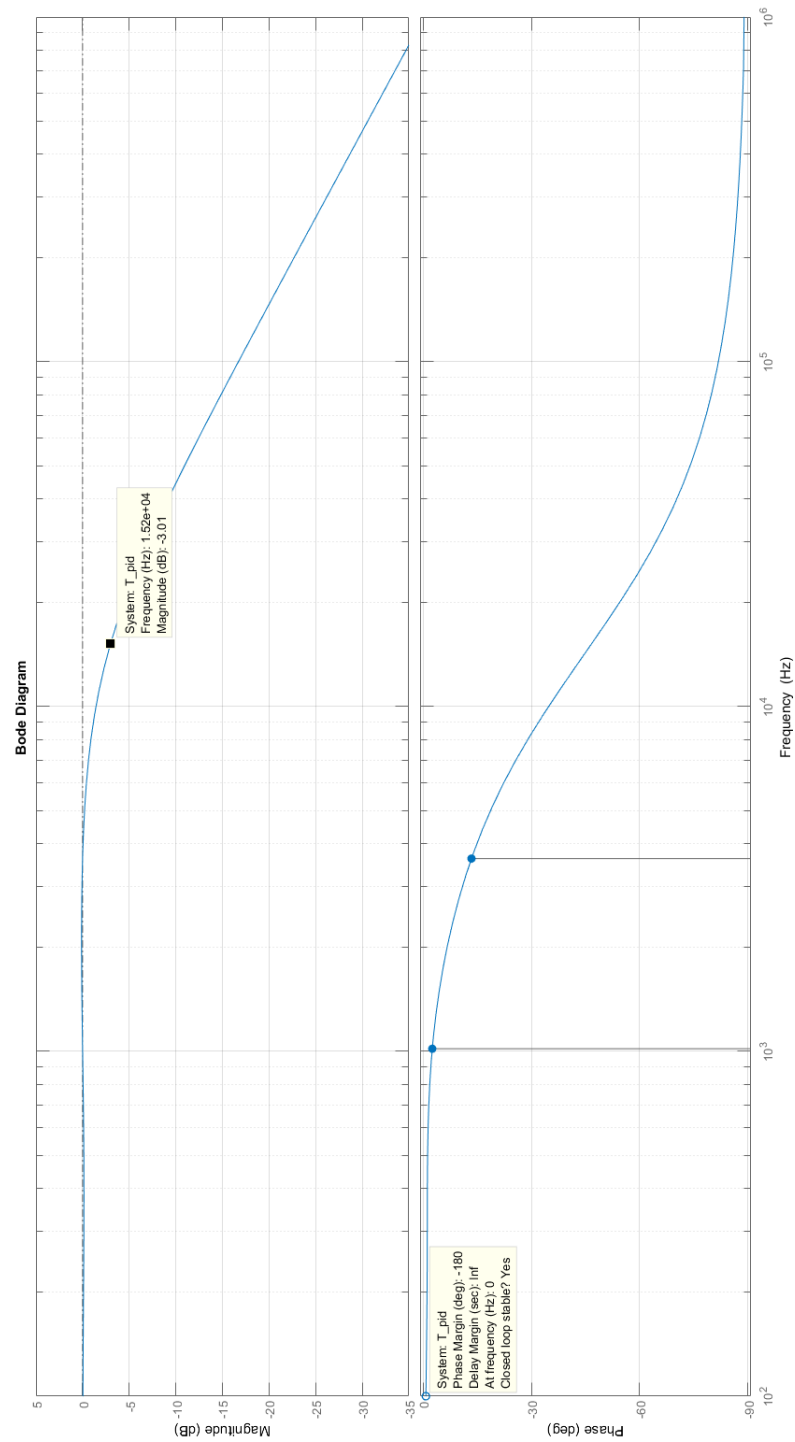


Figura 3.10: Respuesta en frecuencia - Diagrama de Bode

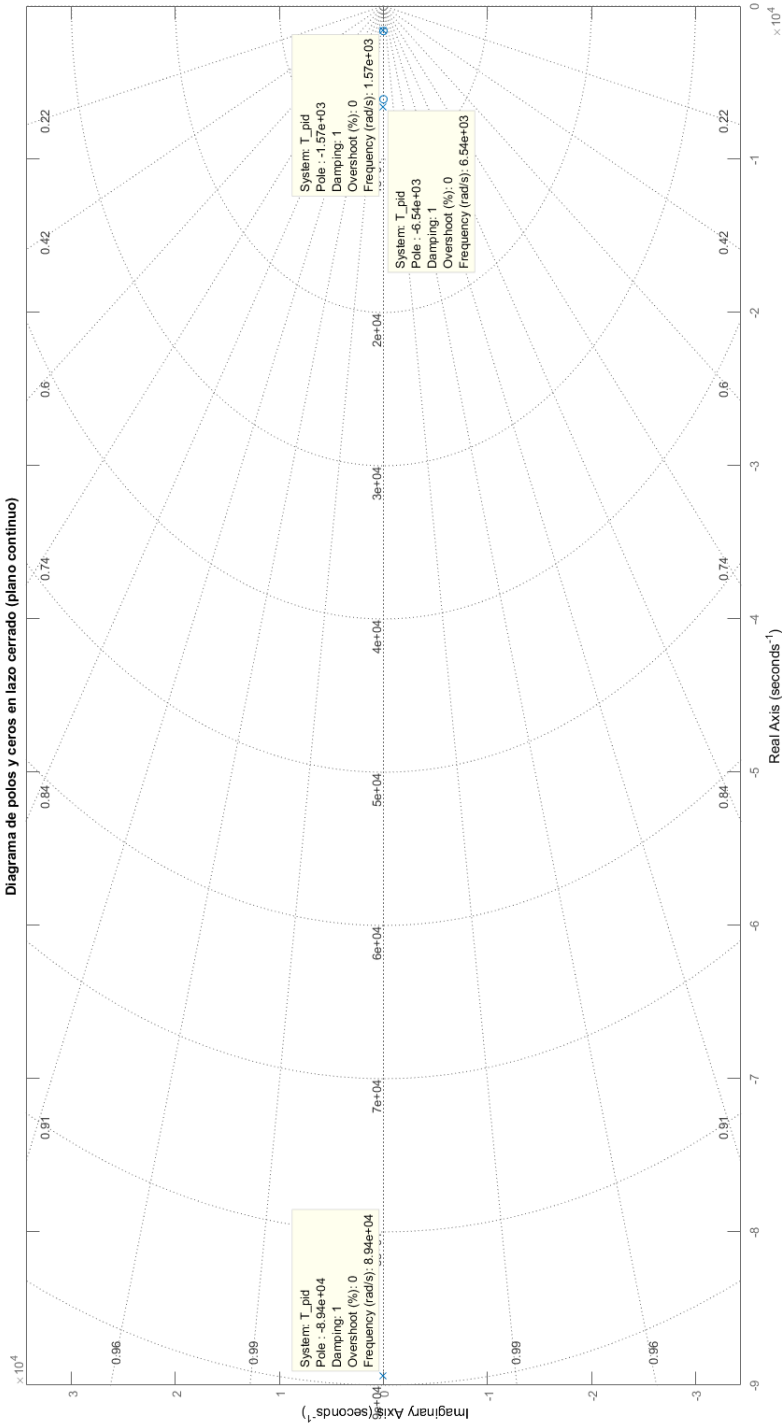


Figura 3.11: Diagrama de polos y ceros

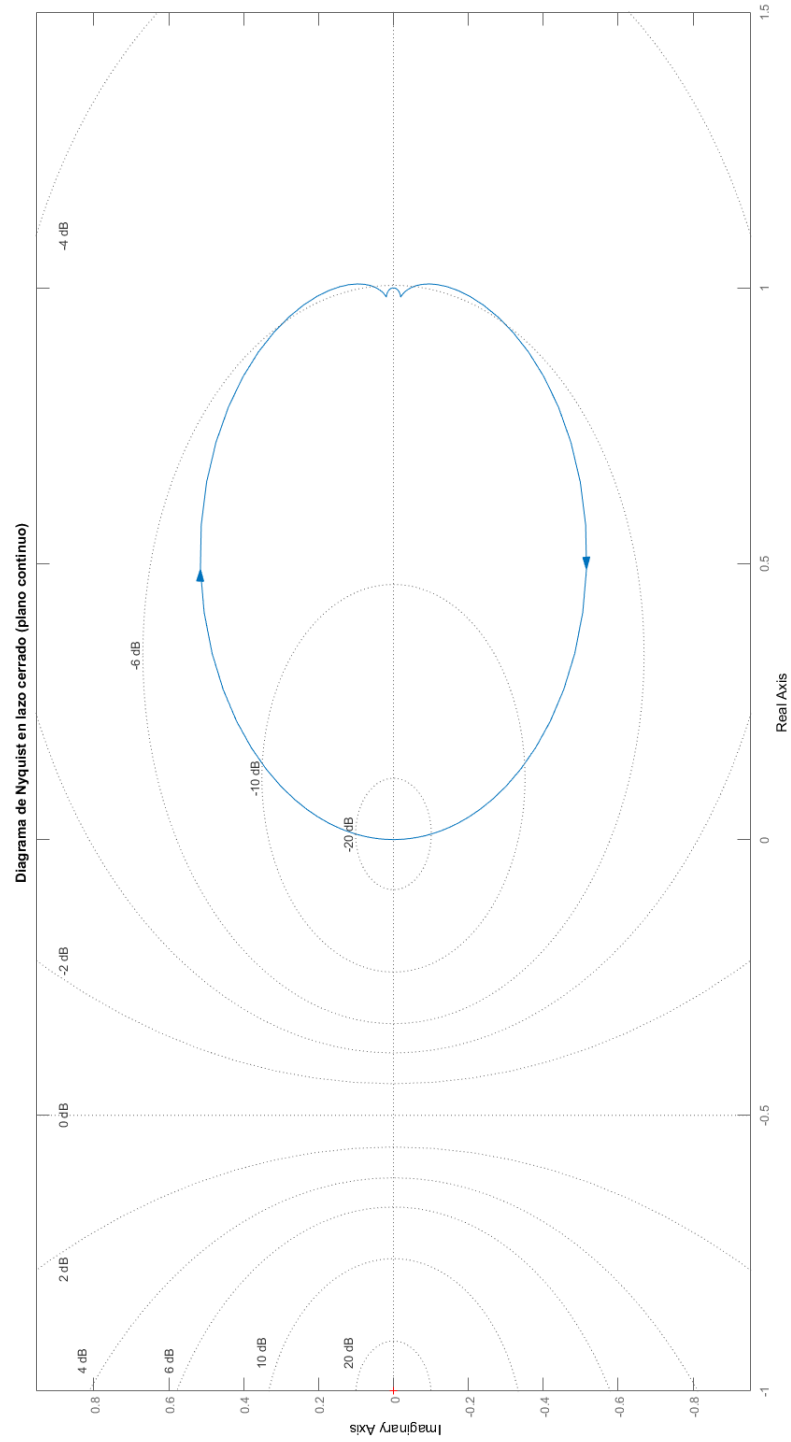


Figura 3.12: Diagrama de Nyquist

3.5.2. Análisis en el plano discreto z

Para el análisis en el plano discreto, se discretizó el sistema con la frecuencia de muestreo de 178kHz. El siguiente programa de MATLAB® fue el utilizado para el análisis:

```

1  % Parametros calculados del PID
2  Kp = 0.9139
3  Ki = 1488
4  Kd = 0
5
6  % Frecuencia de muestreo del ADC del PIC
7  Fs = 150e3      % 150 KSPS
8
9  % Creamos PID
10 G_discrete = pid(Kp,Ki,Kd,0,1/Fs);
11
12 % Discretizamos el sistema y el PID
13 H_discrete = c2d(H, 1/Fs, 'zoh')
14
15 % Creamos el sistema de lazo cerrado siendo G la planta
16 T_pid = feedback(G_discrete*H_discrete, 1)
17 Fc = bandwidth(T_pid)/(2*pi)
18
19 % Graficamos la respuesta del sistema con lazo cerrado
20 figure(1);
21 step(T_pid)
22 grid on
23 title('Respuesta transitoria en lazo cerrado (plano discreto)')
24 xlabel('Tiempo')
25 ylabel('Amplitud')
26
27 % Graficamos la respuesta del sistema con lazo cerrado
    observando un
28 % tiempo mayor para ver la respuesta en estado estacionario
29 figure(2);
30 step(T_pid, 0:1/Fs:1e-3)
31 grid on
32 title('Estado estacionario en lazo cerrado (plano discreto)')
33 xlabel('Tiempo')
34 ylabel('Amplitud')
35
36 % Graficamos la respuesta en frecuencia con lazo cerrado
37 optsV = bodeoptions('cstprefs');
38 optsV.FreqUnits = 'Hz';
39 optsV.Grid = 'on';
40

```

```
41 figure(3);
42 bode(T_pid, optsV)
43 grid on
44 title('Respuesta en frecuencia en lazo cerrado (plano discreto)')
45 xlabel('Frecuencia')
46 ylabel('Amplitud')
47
48 %Diagrama de polos y ceros con lazo cerrado
49 figure(4);
50 zplane(zero(H*G), pole(H*G))
51 grid on
52 title('Diagrama de polos y ceros en lazo cerrado (plano discreto)')
53 axis equal
54
55 %Diagrama de Nyquist
56 figure(5)
57 nyquist(T_pid)
58 grid on
59 title('Diagrama de Nyquist en lazo cerrado (plano discreto)')
60 axis equal
```

En nuestro caso las observaciones del sistema tienen más sentido sobre el plano z ya que nuestro sistema es discreto y no continuo, debido a que se muestrea la señal de realimentación.

Respuesta transitoria

En la figura 3.14 se observa la respuesta al escalón unitario del sistema de lazo cerrado. Podemos ver que la respuesta es muy similar o idéntica a la obtenida en el plano continuo. Esto es un buen indicador ya que significa que la frecuencia de muestreo es lo suficientemente alta como para controlar el sistema de manera adecuada. Por ejemplo, si utilizamos una frecuencia baja como 50 kHz la respuesta que tenemos es la siguiente:

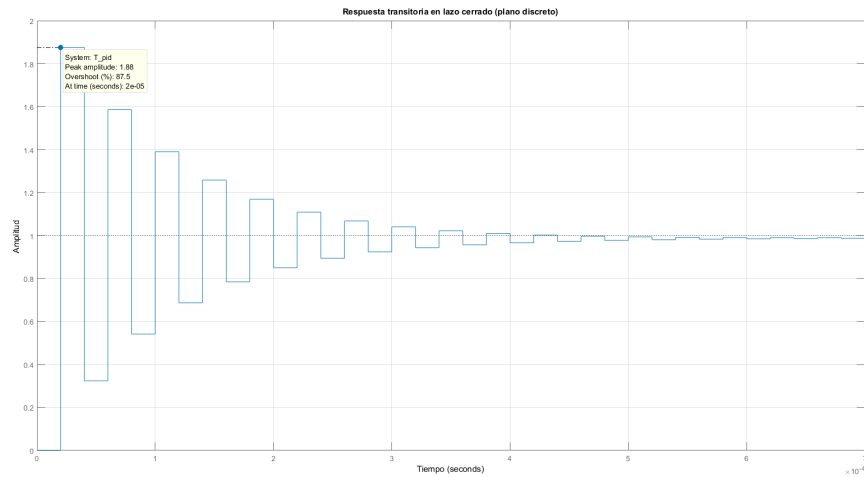


Figura 3.13: Respuesta transitoria con baja frecuencia de muestreo

En donde a pesar que el sistema llega a su estado final existe una sobre-elongación sumamente elevada.

Estado Estacionario

En la figura 3.14 vemos que el sistema se comporta de la misma manera que lo hacía en el plano continuo s.

Respuesta en frecuencia

Observando la figura 3.15 vemos como el ancho de banda del sistema subió a 25kHz. El margen de fase se mantuvo en -180 grados y el de ganancia es de 7.06 dB que es la ganancia máxima que podemos agregar al lazo sin volverlo inestable.

Diagrama de polos y ceros

En la figura 3.16 vemos los polos y ceros ubicado del lado izquierdo del eje vertical por lo que el sistema es estable .

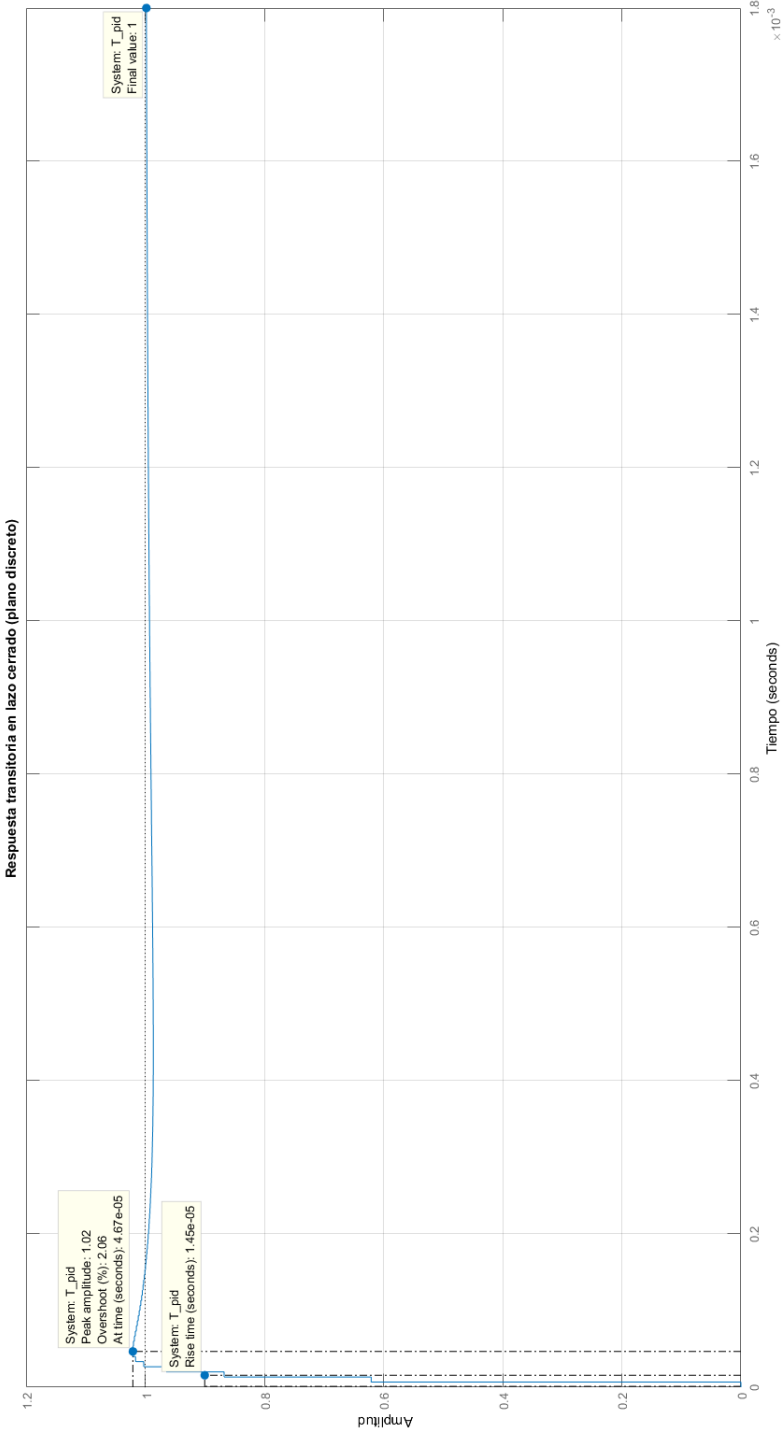


Figura 3.14: Respuesta transitoria - Sistema Discreto

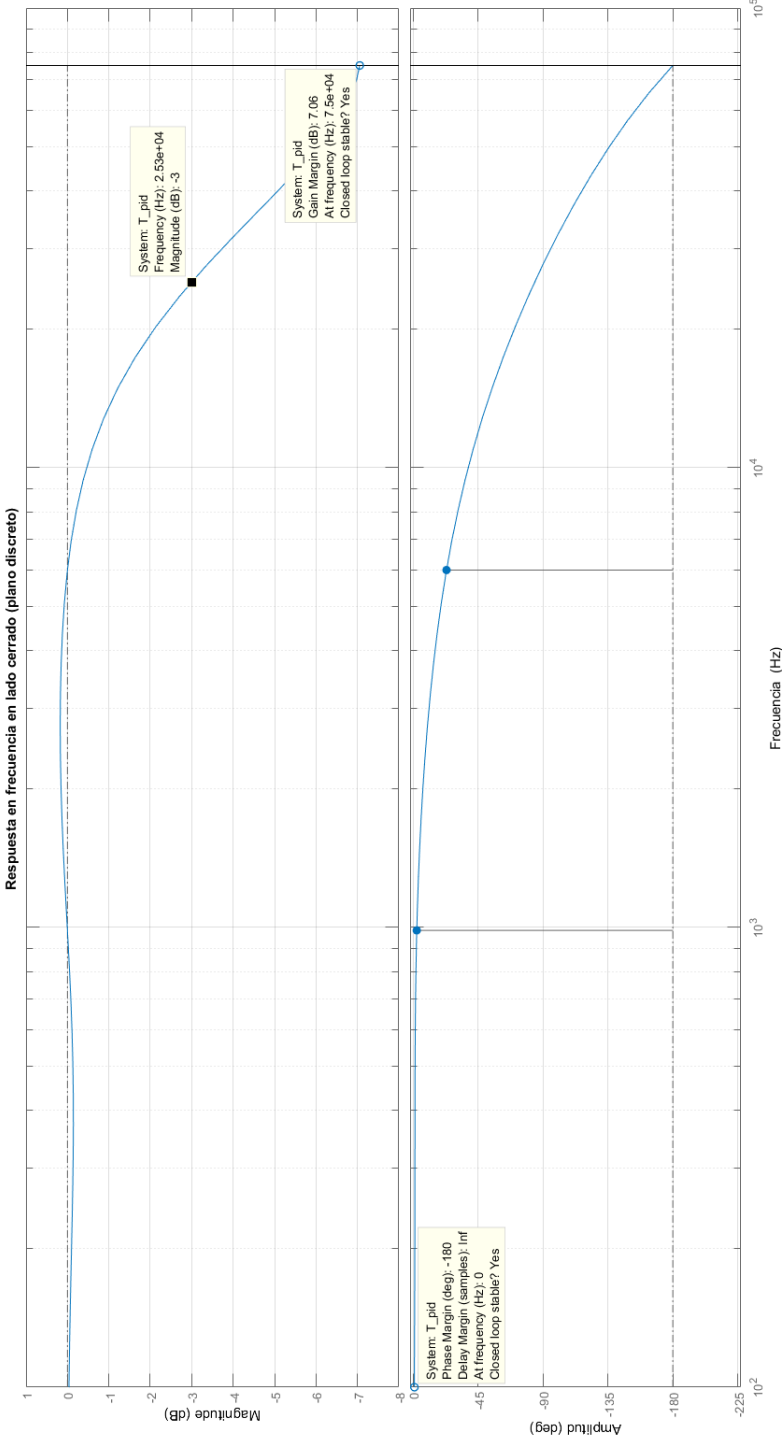


Figura 3.15: Respuesta en frecuencia - Diagrama de Bode - Sistema Discreto

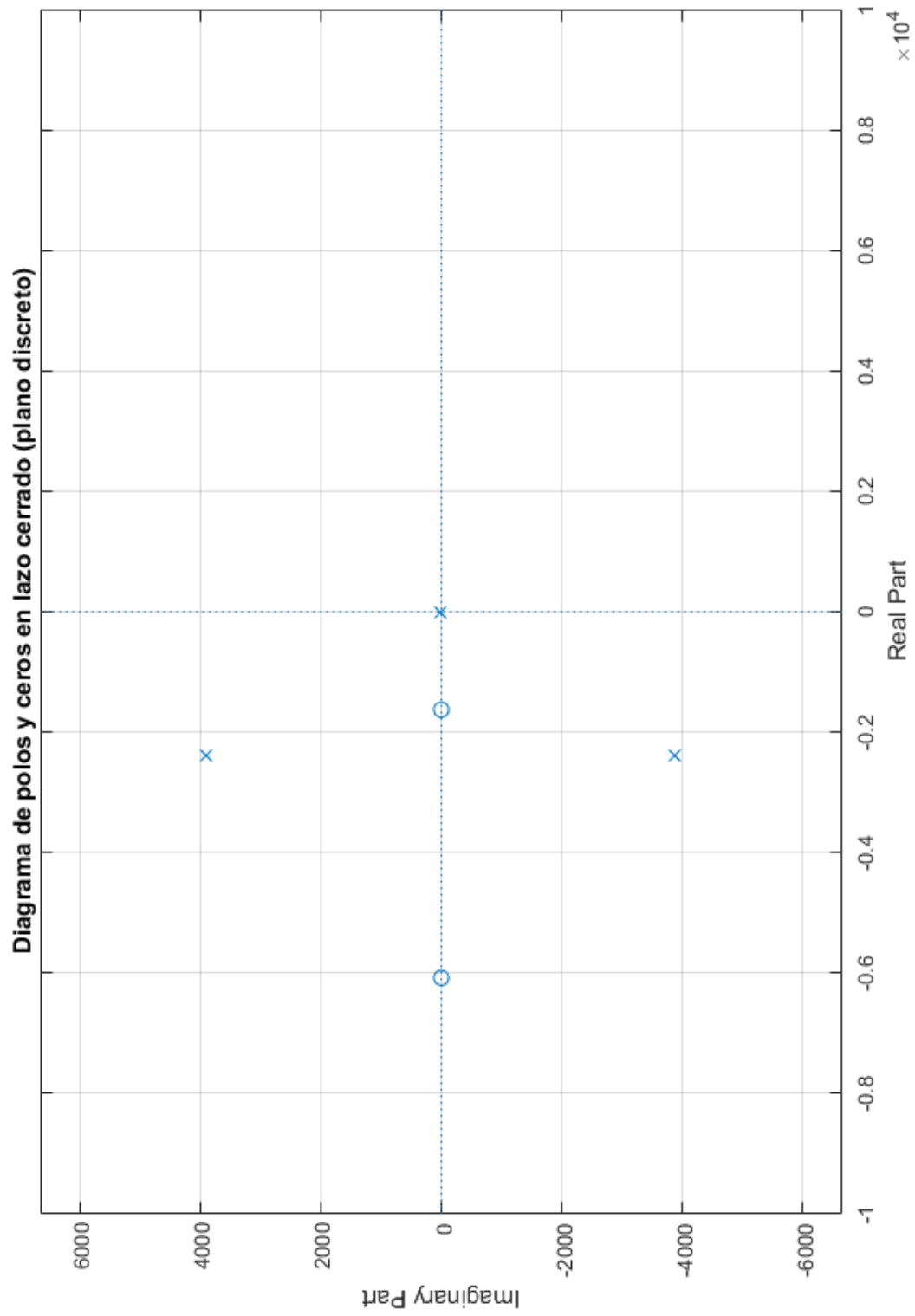


Figura 3.16: Diagrama de polos y ceros - Sistema Discreto

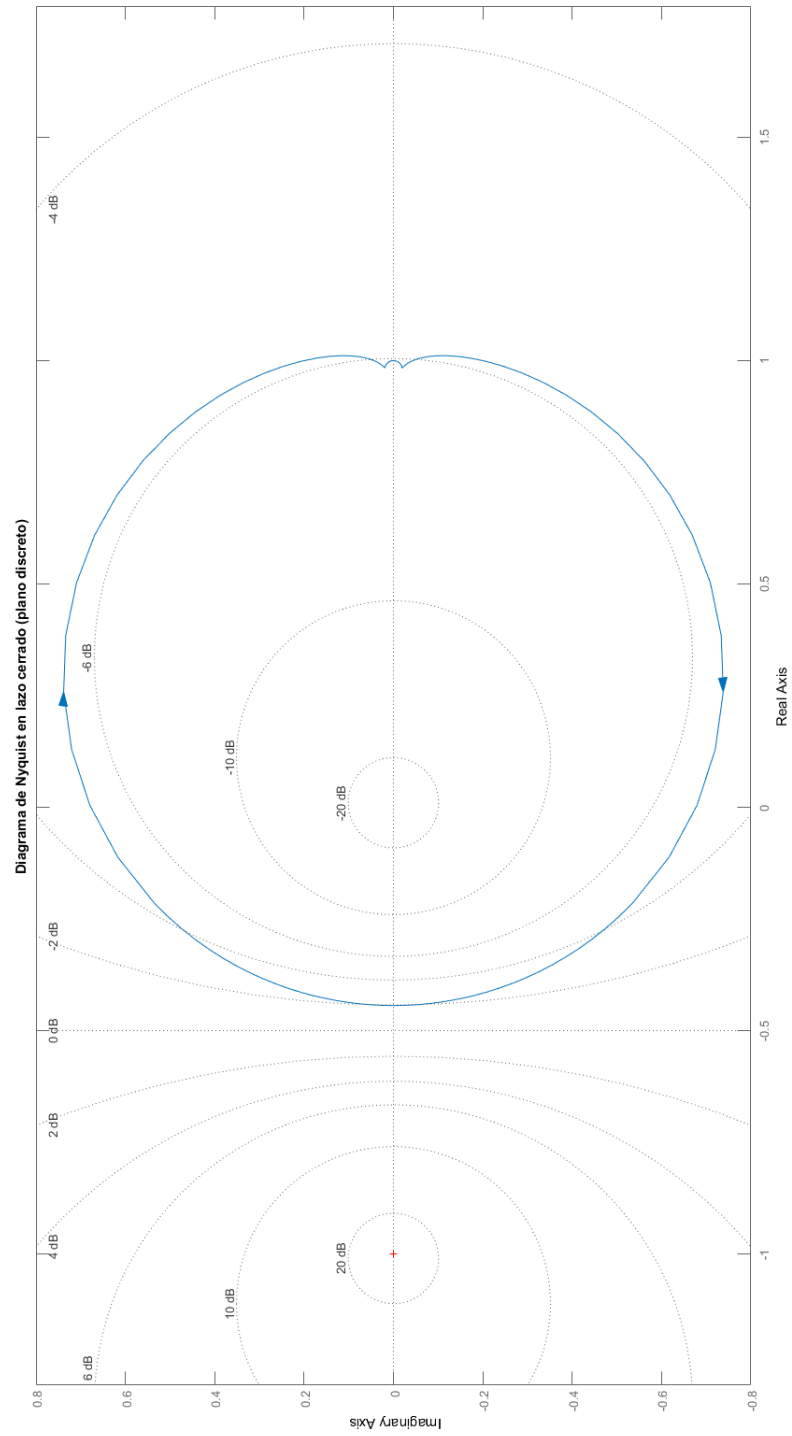


Figura 3.17: Diagrama de Nyquist - Sistema Discreto

Capítulo 4

Circuito de control

4.1. Introducción

El circuito de control es el encargado de controlar el convertidor Buck y aplicar el controlador PID, además de monitorear las tensiones y corrientes de cada una de las salidas. Las figuras 4.1 y 4.2 muestran los esquemáticos correspondientes al circuito de control y el de adaptación de señal. A continuación, vamos a analizar en detalle cada una de las partes que integran al circuito.

4.2. Microcontrolador DSP

El microcontrolador elegido es un dsPIC33EP64GS502 de la empresa Microchip® capaz de trabajar a una velocidad de hasta 70 MIPS con 64KB de memoria FLASH y 8KB de RAM. Las principales características por las que fue elegido son:

- 70 MIPS
- Módulo PWM de alta velocidad que permite un control preciso del Duty Cycle respecto a los convencionales
- Control de dead-time o tiempo muerto
- ADC de alta velocidad de 12 bits capaz de capturar y convertir hasta 4 entradas analógicas de forma simultánea lo que permite muestrear los niveles de tensión y corriente en el mismo instante para tener un cálculo certero de la potencia
- Núcleo DSP con instrucciones MAC (multiply-accumulate) de ciclo único lo que permite la ejecución de algoritmos PID de forma rápida

Como se explica arriba, este microcontrolador tiene la posibilidad de generar tiempos muertos o Dead-Time en las señales PWM. Como recordamos, el Buck implementado es del tipo sincrónico por lo que mientras un MOSFET se enciende el otro permanece apagado. Debido a que el tiempo de transición entre encendido y apagado no es instantáneo se introduce un tiempo muerto entre las conmutaciones en donde ambos MOSFET se encuentran apagados. En la imagen 4.3 se ilustra el comportamiento descrito.



Figura 4.1: Esquema principal del circuito de control

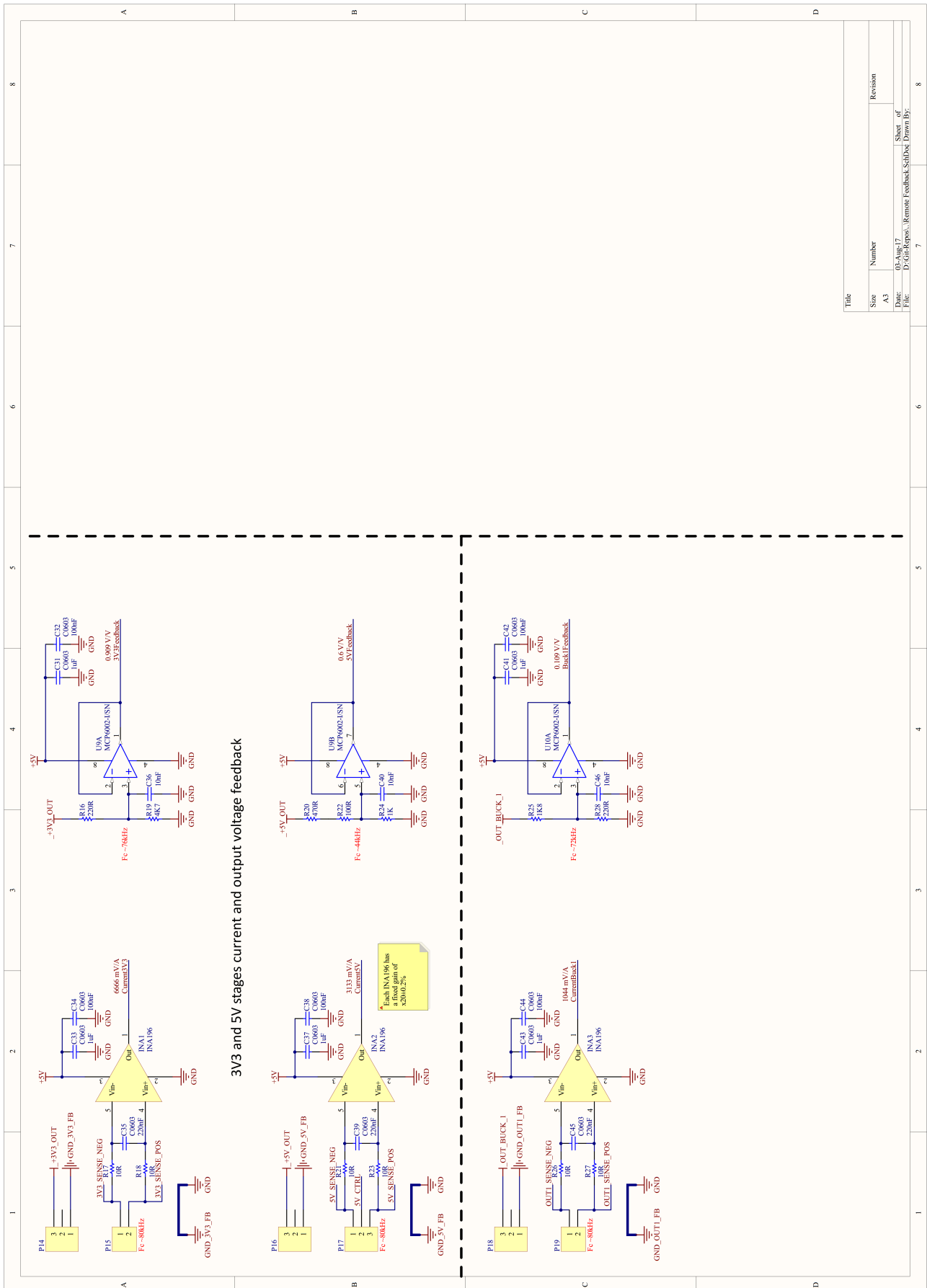


Figura 4.2: Circuito de acondicionamiento de señal

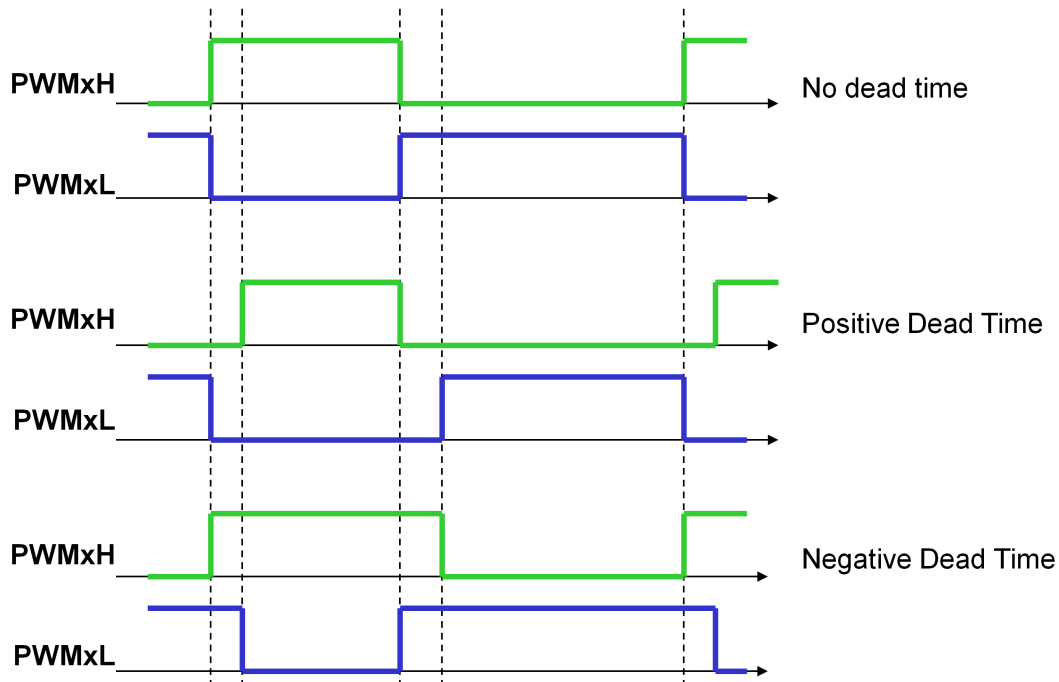


Figura 4.3: Ilustración del concepto de Dead-Time o tiempo muerto

4.3. Metodología de muestreo

El DSP cuenta con 4 cores ADC que permiten convertir de forma simultánea hasta 4 entradas analógicas. Además, incorpora un filtro digital el cual es capaz de realizar oversampling de forma automática.

Se aprovechan estas funciones para muestrear de forma simultánea la tensión y corriente del buck con un oversampling de 16x lo que añade 2 bits de resolución a los 12 bits del ADC. Al mismo tiempo se muestrea la corriente y tensión de la línea de 5V. Una vez terminadas todas estas conversiones se pasa a la línea de 3.3V donde se mide también de manera simultánea la tensión y la corriente.

Todo este ciclo se repite cada $6,67\mu s$ que equivalen a 3 períodos del PWM.

La corriente no solo se mide a través de la lectura de los ADC sino que también es continuamente comparada con una tensión de referencia en los comparadores internos del DSP lo que permite reaccionar de manera instantánea a cualquier sobre-corriente sin necesidad de esperar al muestreo y conversión de las entradas analógicas.

4.4. Leading-Edge Blanking

Para la correcta lectura de la tensión de salida se utiliza una funcionalidad llamada Leading-Edge Blanking que provee el módulo PWM del DSP. Básicamente permite que la captura del ADC se realice un determinado tiempo después de los flancos de PWM para de este modo no capturar el ruido de conmutación y obtener una lectura correcta de la señal:

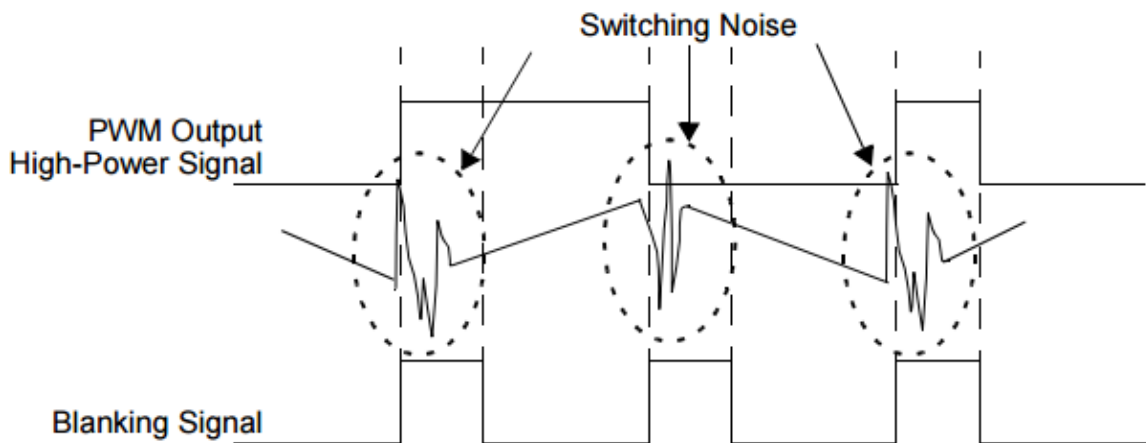


Figura 4.4: Leading-Edge Blanking

4.5. Acondicionamiento de las tensiones de salida

El siguiente es el circuito de realimentación de tensión usado para poder tomar las tensiones del convertidor Buck y las salidas auxiliares de +5V y +3.3V.

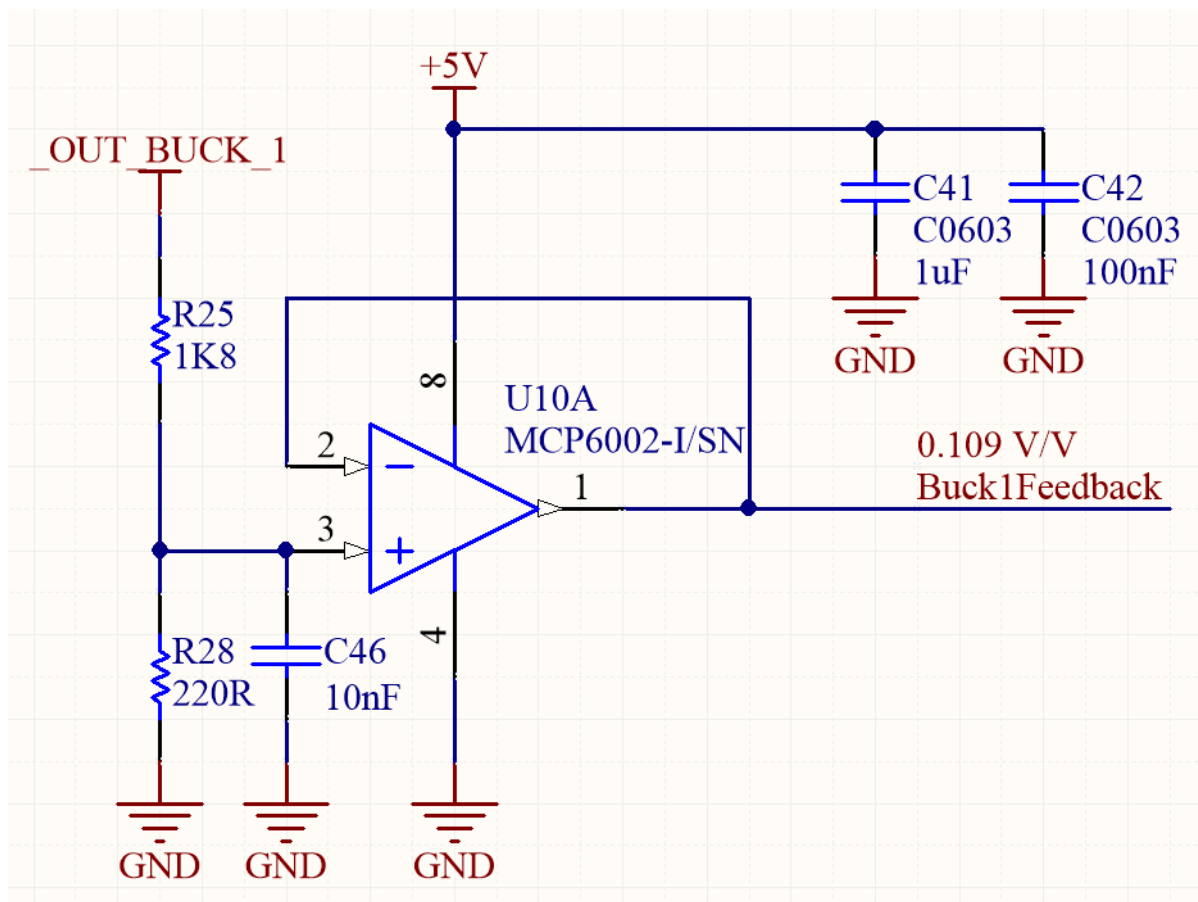


Figura 4.5: Circuito de realimentación de tensión

El circuito es el mismo para todas las salidas variando únicamente el divisor resistivo de entrada al seguidor de tensión. Se debe tener en cuenta el offset introducido por el seguidor de tensión que se encuentra en el rango de $\pm 4,5mV$ lo que por ejemplo, en la tensión de salida del Buck representaría un error de $\pm 41mV$ de no ser compensado.

La resolución del ADC del DSP es de 12 bits e implementamos la técnica de oversampling para la corriente y tensión de salida del buck que nos otorgan 14 bit de resolución. Teniendo una tensión de referencia para el ADC de 3.3V con una variación máxima de $\pm 0,08\%$, podemos calcular la resolución de tensión que tenemos al medir cada una de las salidas de la fuente y el error asociado.

La resolución en tensión del ADC puede ser calculada como:

$$Res_{buck} = 3,3V/2^{14} = 201,42\mu V \quad (4.1)$$

$$Res_{aux} = 3,3V/2^{12} = 805,65\mu V \quad (4.2)$$

Vamos a calcular el factor de atenuación de cada salida que viene dado por el valor de las resistencias en el divisor de tensión, tomando como ejemplo el circuito de la figura 4.5 el factor de atenuación esta dado como:

$$Vo/Vi = \frac{220}{220 + 1800} = 0,109 \quad (4.3)$$

Con la resolución del ADC y el factor de atenuación podemos calcular entonces la resolución que tenemos al medir la tensión de salida del Buck, en este caso:

$$Resolucion\ salida = \frac{Res}{Vo/Vi} = \frac{201,42 \times 10^{-6}\mu V}{0,109} = 1,85mV \quad (4.4)$$

Como la tensión de referencia tiene una variación de $\pm 0,08\%$, la lectura del ADC se ve directamente afectada por esta referencia, por lo que la resolución de la tensión de salida también tendrá un error del $\pm 0,08\%$ que se traduce en una variación de $\pm 1,48\mu V$. En la siguiente tabla se muestran los resultados del mismo procedimiento aplicado a las demás salidas:

Parámetro	Factor de atenuación Vo/Vi	Resolución	Error
V_{buck}	0.109	1.85mV	$\pm 1,48\mu V$
V_{5V}	0.637	1.25mV	$\pm 1\mu V$
$V_{3,3V}$	0.954	0.83mV	$\pm 0,66\mu V$

Tabla 4.1: Resolución de las tensiones de salida

4.6. Acondicionamiento de las corrientes de salida

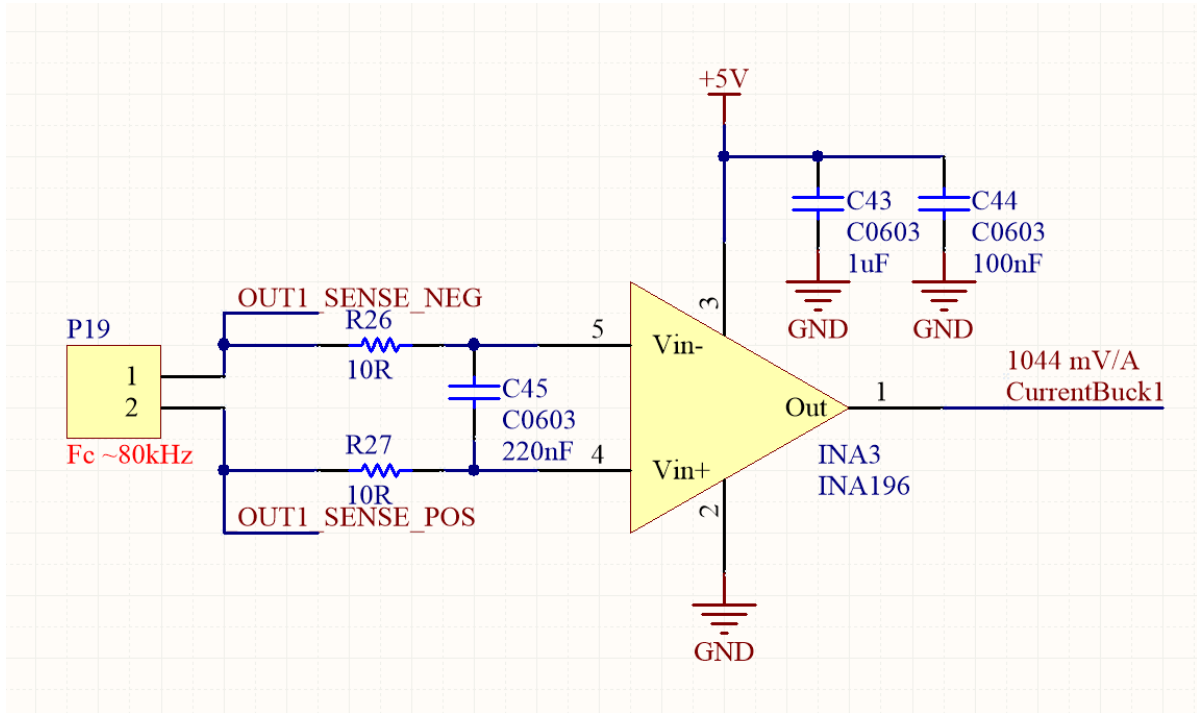


Figura 4.6: Circuito de realimentación de corriente

Para medir la corriente de salida se toma la señal diferencial proveniente de las resistencias ubicadas en cada salida y se conectan a un amplificador para sensado de corriente INA196 pasando primero por un filtro pasa-bajos en la entrada. El amplificador tiene una ganancia fija de 20 por lo que las resistencias de sensado se calcularon en base a esta ganancia para obtener una tensión máxima de 3.3V a la salida. El circuito es el mismo para todas las salidas.

Utilizando la resolución del ADC obtenida en la sección anterior podemos calcular la resolución de corriente que tenemos en cada salida. Como se tiene una ganancia de 20, la resolución de tensión del ADC pasa a ser de:

$$Res_{buck} = 201,42\mu V / 20 = 10\mu V \quad (4.5)$$

$$Res_{aux} = 805,65\mu V / 20 = 40,28\mu V \quad (4.6)$$

Tomemos como ejemplo la salida del buck cuya resistencia de sensado es de 50mΩ:

$$Resolucion\ Corriente = Res / 50m\Omega = 200\mu A \quad (4.7)$$

Aplicando el mismo proceso a todas las demás salidas:

Parámetro	Resistencia de sensado	Resolución	Error
I_{buck}	$50m\Omega$	$200\mu A$	$\pm 160nA$
I_{5V}	$100m\Omega$	$408,2\mu A$	$\pm 326nA$
$I_{3,3V}$	$150m\Omega$	$272,13\mu A$	$\pm 218nA$

Tabla 4.2: Resolución de las corrientes de salida

Donde el error de la medición como en el caso anterior está dado por la variación máxima de la tensión de referencia del ADC, despreciando los efectos térmicos sobre las resistencias de sensado.

Capítulo 5

Software

5.1. PID

El programa del DSP fue escrito en C utilizando el compilador XC16 v1.31 de Microchip® excepto por el algoritmo del PID que fue diseñado e implementado en lenguaje ensamblador.

Debido a que el término diferencial de nuestro PID es 0 se trata en realidad de un controlador PI el cual se implementó de la siguiente manera aprovechando los acumuladores con saturación de 40 bits del DSP y las multiplicaciones de un solo ciclo:

```
1  .global _myPI
2
3  ; w0 = Puntero a la estructura del controlador PI
4
5  _myPI:
6      push    w8
7      push    w9
8      push    w10
9      push    w11
10     push    w12
11     push    w13
12     push    w14
13     push    CORCON
14
15     mov #0x00EB, w8      ; Configuramos registro CORCON en modo
                           ; integer y con saturación
16     mov w8, CORCON      ; normal en los acumuladores y memoria
                           ; de datos
17
18     mov [w0 + 0], w6     ; Kp
19     mov [w0 + 2], w4     ; Ki
20     mov [w0 + 4], w1     ; Salida obtenida del sistema (por
                           ; ejemplo, valor leído del ADC)
21     mov [w0 + 6], w2     ; Setpoint
22     add w0, #8, w9      ; Direccion de acumulacion integral de
```

```

32 bit
23   mov [w0 + 12], w5    ; Factor de escala N
24
25 ; Calculo del error con saturacion
26   lac    w2, a         ; A = Setpoint
27   lac    w1, b         ; B = Salida Medida
28   sub    a           ; A = Setpoint - Salida Medida
29   sac    a, w7         ; Guardamos el error saturado a 16 bit
                          en w7
30
31 ; Cargamos los 32 bit de la acumulacion integral al acumulador
   B
32   mov    [w9++], w0    ; Guardamos la parte baja
33   mov    w0, ACCBL
34   mov    [w9], w0      ; Guardamos la parte alta
35   mov    w0, ACCBH
36
37 ; Calculamos el termino integral:
38 ; integral = integral + Ki*e ——— Ki ya está multiplicado por
   el período de muestreo
39 ; b      = b      + w4*w7
40   mac    w4*w7, b
41
42 ; Calculamos el termino proporcional:
43 ; proporcional = Kp*e
44 ; a      = w6*w7
45   mpy    w6*w7, a
46
47 ; Guardamos el termino integral
48   mov    ACCBH, w0     ; Guardamos la parte alta
49   mov    w0, [w9--]
50   mov    ACCBL, w0     ; Guardamos la parte baja
51   mov    w0, [w9]
52
53 ; Calculo de la salida del PID
54   sftac  a, w5         ; Desplazamos el termino proporcional N
                          veces a la derecha
55   sftac  b, #16        ; Desplazamos el termino integral 16
                          veces a la derecha
56   add    a           ; Sumamos los dos acumuladores
57
58   sftac  a, #-16       ; Desplazamos el proporcional 16 veces
                          a la izquierda
59
60 ; porque la instrucción 'sac' toma los
   bits ACCxH del
   acumulador

```

```

61      sac.r    a, w0      ; Como la función definida en C
        devuelve un int16_t el
62                                ; compilador retorna el contenido de
                                w0
63
64      pop      CORCON
65      pop      w14
66      pop      w13
67      pop      w12
68      pop      w11
69      pop      w10
70      pop      w9
71      pop      w8
72      return
73 .end

```

Esta rutina se ejecuta cada $6,67\mu s$ por lo que es importante que se ejecute rápidamente, para ello el algoritmo solo utiliza números enteros de 16 bit por lo que deben convertirse todos los valores en coma flotante de las constantes del PID a enteros para ser utilizados.

Como se vio durante el desarrollo de la función de transferencia del convertidor Buck la relación es $\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)}$ siendo $\hat{v}_o(s)$ la tensión de salida del Buck que varía entre 0 y 30V, si convertimos estos valores de tensión a las lecturas correspondientes del ADC tendríamos una variación entre 0 y 16384 (2^{14}) por lo que podríamos designar un factor de escala de la siguiente manera:

$$y = 16384/30V = 546,13 \quad (5.1)$$

Este es el factor por el cual afectaremos a Kp y Ki. Además, Ki lo vamos a multiplicar por el período de muestreo de modo que quede previamente computado y no deba calcularse en cada ciclo que corre el PID reduciendo así el tiempo de cálculo. Entonces los valores de Kp y Ki redondeados a enteros quedan:

$$Kp = 0,9139 * 546,13 = 499 \quad (5.2)$$

$$Ki = 1488 * 546,13 * (1/178000) = 5 \quad (5.3)$$

Capítulo 6

Mediciones

A continuación se presentan las distintas mediciones realizadas a la fuente para verificar su estabilidad y tiempos de respuesta.

6.1. Regulación de línea

Para esta medición se utilizó un autotransformador para variar la tensión de entrada de la fuente y verificar la regulación de la tensión de salida. Se coloca la tensión de salida a su máximo valor (20V) y se coloca una carga de modo tal de consumir la corriente nominal de la fuente. En nuestro caso la máxima corriente que pudo ser usada en el ensayo fue de 2.22A en lugar de 3A.

V_{in}	Vacío		Carga	
	I_{out}	V_{out}	I_{out}	V_{out}
200V	0A	19.75V	2.22A	19.72V
220V	0A	19.75V	2.22A	19.72V
240V	0A	19.75V	2.22A	19.72V

Tabla 6.1: Regulación de línea

Con el multímetro utilizado (UNI-T IT61E) no pudo apreciarse ningún cambio significativo en la tensión de salida de la fuente debido al cambio de la tensión de entrada.

6.2. Regulación de carga

El objetivo de este ensayo es el de medir la variación de la tensión de salida frente a distintas condiciones de carga. Los resultados obtenidos fueron los siguientes:

Parámetro	Carga Nominal	Carga Media	Sin Carga
V_{in}	220V	220V	220V
V_{out}	19.71V	19.73V	19.75V
I_{out}	2.21A	0.94A	0A

Tabla 6.2: Regulación de carga

La regulación de carga está entonces dada por:

$$Regulacion\ De\ Carga = \frac{\Delta V_{out}}{V_{out_{nom}}} \times 100 = \frac{0,04}{19,75} \times 100 = 0,2\% \quad (6.1)$$

Lo cual indica que con una variación de carga de casi el 75 % (ya que las pruebas se hicieron en 2.21A en lugar de los 3A máximos de la fuente) tenemos una variación del 0.2 % en la tensión de salida.

6.3. Ripple

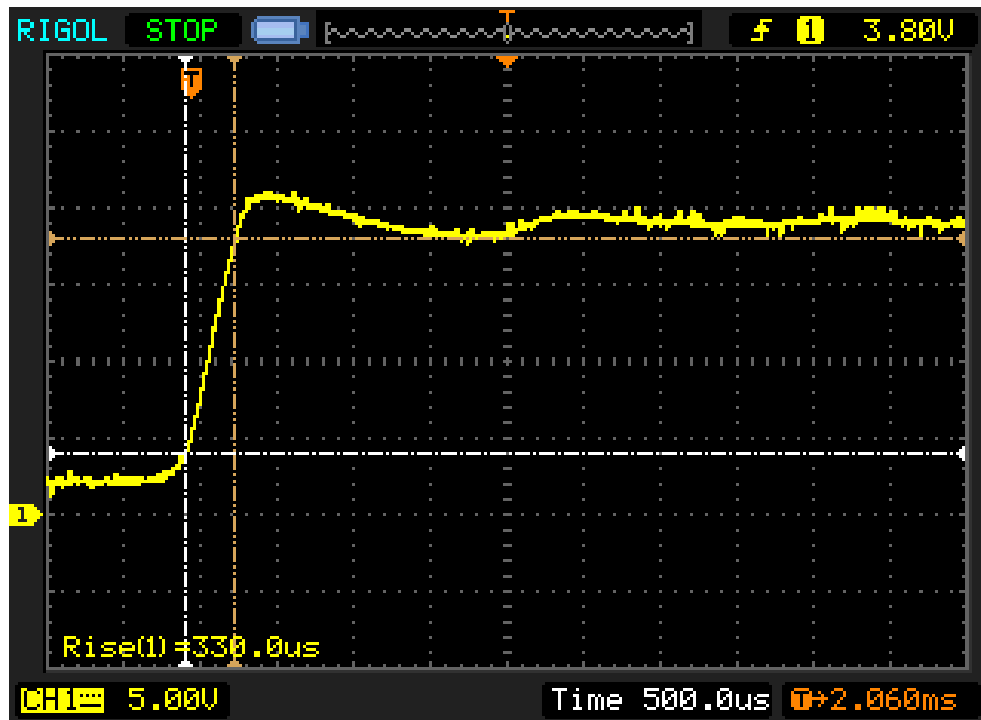
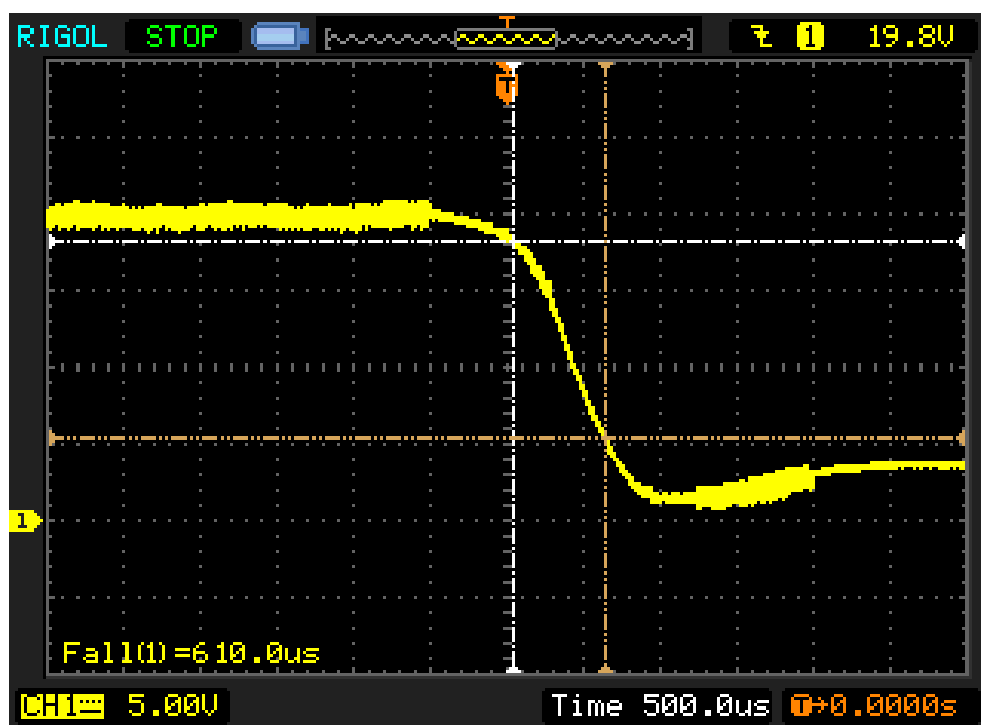
Se realizó la medición de ripple bajo dos condiciones de carga aplicando un filtro pasabajos para eliminar los ruidos de conmutación de los convertidores:

Parámetro	Carga Media	Carga Nominal
V_{out}	20V	20V
V_{pp}	20mVpp	20mVpp
I_{out}	0.94A	2.21A

Tabla 6.3: Regulación de carga

6.4. Tiempo de respuesta

Para la medición de los tiempos de respuesta de la fuente se aplicó una carga de 9Ω y se incrementó la tensión de salida de 2V a 20V para medir el tiempo de subida y viceversa para medir el tiempo de bajada. Los resultados obtenidos usando un osciloscopio Rigol DS1052E fueron:

Figura 6.1: Tiempo de subida de 2V a 20V de $330\mu s$ Figura 6.2: Tiempo de bajada de 20V a 2V de $610\mu s$

Capítulo 7

Conclusión

El sistema es estable y funciona perfectamente con los parámetros del PID calculados en MATLAB tal como lo indicaba el modelo en la teoría. El ripple es ligeramente superior al calculado debido al ESR de los capacitores. La regulación de carga y de línea es excelente manteniendo la tensión prácticamente sin variación.

Algunas mejoras posibles son el reemplazo del transformador de 50Hz por una fuente conmutada para poder sacar más potencia (la cual se encuentra limitada actualmente por el transformador) y reducir el peso.

Capítulo 8

Bibliografía y Contacto

- dsPIC33FJ16GS402 Datasheet - <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70000318g.pdf>
- Marty Brown. (2001). Power Supply Cookbook 2nd Edition. USA: Newnes.
- Keith H. Billings. (1989). Switchmode Power Supply Handbook. USA: McGraw-Hill.
- Abraham I. Pressman. (2009). Switching Power Supply Design, Third Edition. USA: McGraw-Hill.
- Microchip WebSeminar - http://www.microchip.com/stellent/groups/SiteComm_sg/documents/Training_Tutorials/en528035.pdf
- Typical gate drive waveforms - <http://www.richieburnett.co.uk/temp/gdt/gdt2.html####.html>
- A Current Sensing Tutorial - Part II: Devices - http://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1279415
- SMPS AC/DC Reference Design User's Guide - http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/dsPICSMPS%20AC_DC%20Users%20Guide.pdf
- Amidon Iron Powder Toroidal Cores - <http://www.qrz.lt/ly1gp/amidon.html>
- Iron Powder Toroids - <http://www.catzco.com/toroids.htm>
- TI - Input and Output Capacitor Selection - <http://www.ti.com/lit/an/slta055/slta055.pdf>
- TI - Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage - <http://www.ti.com/lit/an/slva477b/slva477b.pdf>
- TI - Understanding Buck Power Stages in Switchmode Power Supply - <http://www.ti.com/lit/an/slva057/slva057.pdf>
- Linear Devices - Modeling and Loop Compensation Design of Switching Mode Power Supplies - <http://cds.linear.com/docs/en/application-note/AN149fa.pdf>

- Modeling of PID controller based SMPS using FPGA - <https://www.ijirset.com/upload/december/5-Modeling%20of%20PID%20controller.pdf>
- Mathworks - Design a PID Controller Using Simulated I/O Data - <https://www.mathworks.com/help/slcontrol/examples/design-a-pid-controller-using-simulated-i.html>
- Mathworks - Plotting System Responses - <https://www.mathworks.com/help/control/examples/plotting-system-responses.html>
- Toroids Info - <http://toroids.info/>
- Foro diyAudio - www.diyaudio.com
- Foro diySMPS - www.diysmps.com
- Sitio Q&A - Electronics StackExchange - <http://electronics.stackexchange.com/>

Para cualquier duda o mayor información pueden escribirnos a torti.max@gmail.com (Torti Andrés) o anchinoleonardo@gmail.com (Anchino Leonardo).