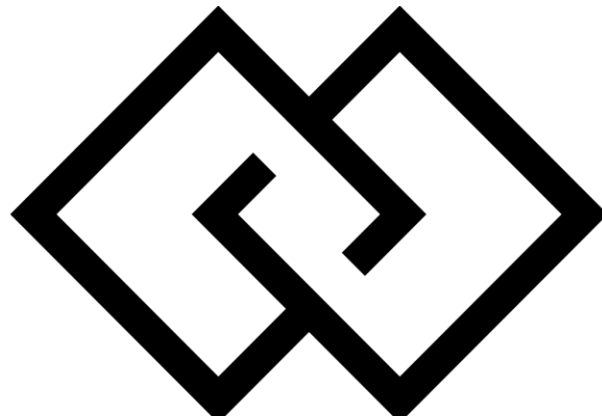


Instituto Tecnológico y de Estudios
Superiores de Monterrey

Campus Querétaro



Equipo “GG’s”

Mini – Proyecto

Control Computarizado

Integrantes:

Gerardo Alcántara Landeros – A01206304

Arturo Serrano Pérez– A01700986

Roberto Figueroa Saavedra – A01209689

Gerardo Daniel Naranjo Gallegos – A01209499

Índice:

Capítulo 1: Introducción a los Convertidores de Potencia Conmutados

1.1 Introducción	4
1.2 Convertidores de Potencia Conmutados	4
1.3 Familias y Sub-Familias de Convertidores.....	6
1.3.1 Convertidor Dc/Dc	6
1.3.2 Convertidor Buck	6
1.3.3 Convertidor Boost	7
1.3.4 Convertidor Buck-Boost	7
1.3.5 Convertidor Flyback	8
1.3.6 Convertidor Cuk	9
1.3.7 Convertidor Ac/Ac	9
1.3.8 Convertidor Ac/Dc	10
1.3.9 Convertidor Dc/Ac	11
1.3.10 Convertidor Dc/Ac Medio Puente.....	11
1.3.11 Convertidor Dc/Ac Puente Completo	11
1.3.12 Convertidor Dc/Ac Push-Pull	12
1.4 Aplicaciones de los Convertidores de Potencia Conmutados en Energías Renovables	12
1.4.1 Celdas fotovoltaicas	12
1.4.2 Coches eléctricos	13
1.4.3 Generador eólico	14
1.5 Conclusiones	14

Capítulo 2: Construcción del proceso del convertidor

2.1 Introducción.....	14
2.2 Dimensionamiento del convertidor.....	15
2.2.1 Herramienta computacional Webench.....	15
2.2.2 Forma analítica.....	21
2.2.3 Simulaciones y comparaciones.....	23
2.3 Diseño del actuador y sensor.....	27

2.3.1 Diseño del actuador.....	27
2.3.2 Diseño del sensor.....	28
2.4 Integración del proceso.....	29
2.5 Conclusiones.....	31
Capítulo 3: Identificación del proceso del convertidor	
3.1 Introducción.....	32
3.2 Marco teórico.....	32
3.3 Identificación del convertidor.....	42
3.3.1 Banda Nominal U.....	43
3.3.2 Banda Nominal U (-20%).....	47
3.3.3 Banda Nominal U (+20%).....	51
3.4 Validación del modelo obtenido.....	52
3.5 Conclusiones.....	54
3.6 Referencias.....	54
Anexos.....	55

Capítulo 1: Introducción a los Convertidores de Potencia Conmutados

1.1 Introducción

En este capítulo se podrá encontrar una definición completa sobre qué son los convertidores de potencia conmutados, cómo funcionan, los diferentes tipos que existen y una breve explicación sobre la aplicación que pueden llegar a tener, con un enfoque en las crecientes energías renovables. Se incluirán diagramas para lograr obtener una explicación más didáctica y fácil de comprender. Cabe destacar que de igual manera se presentarán algunas ventajas y desventajas para dar un mejor panorama de cuándo pueden llegar a ser de utilidad y cuándo no.

1.2 Convertidores de Potencia Conmutados

Actualmente, el campo de la electrónica de potencia es muy dependiente de un elemento clave que sirve para procesar la potencia eléctrica por medio de circuitos electrónicos. Éste elemento clave son los convertidores de potencia conmutados. A gran escala, los convertidores conmutados están formados por una etapa de potencia de entrada, una entrada de control y una etapa de potencia de salida. A continuación, se presenta el diseño de un regulador conmutado:

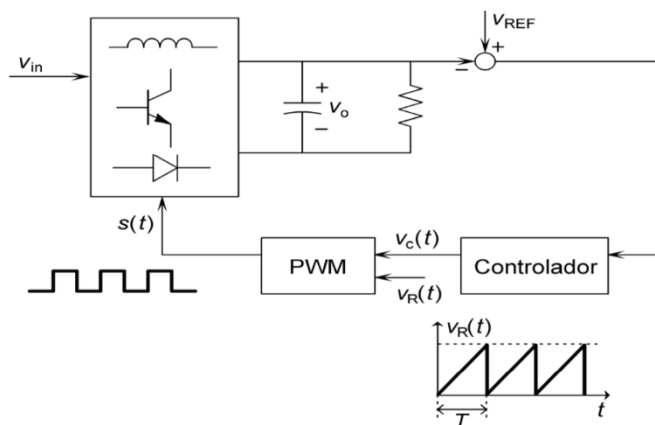


Figura 1.1 Diagrama de bloques de un Convertidor Conmutado

El objetivo del circuito presentado en la Figura 1.1 es el de obtener la transformación de la energía de entrada en forma de tensión no regulada (V_{in}) en energía de tensión regulada a la salida (V_o). Para poder conseguir esta regulación se utilizará la ayuda de un controlador para procesar el error de tensión de la salida, a esto se le denomina como V_c en el diagrama.

Esta última tensión será la señal de entrada de un modulador de anchura de pulsos (PWM). El objetivo de éste modulador es comparar nuestra señal V_c con una señal periódica (V_r). Para el caso en el que V_c es menor que V_r , se obtiene una señal de salida del modulador ($S(t)$) en un nivel alto y el convertidor se encontrará en una fase de almacenamiento de la energía de entrada en el campo magnético de los inductores. En el segundo caso, cuando V_c es igual que V_r , la señal de salida del modulador pasa a un estado bajo y el convertidor conmutado comienza a transferir la energía almacenada. A continuación, se presenta la gráfica de la señal PWM para una comprensión mejor:

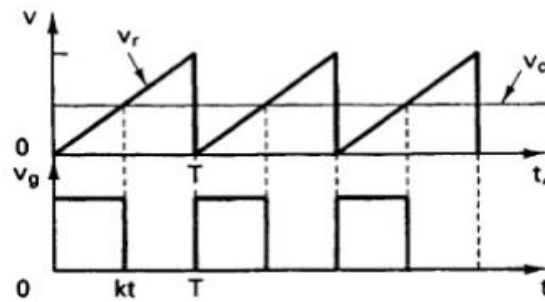


Figura 1.2 Señal PWM de salida $S(t)$

Es importante recalcar que los convertidores conmutados son una clase especial de sistemas no lineales de tiempo discreto y variantes con el tiempo. En general, se podría decir que son herramientas que únicamente trabajan en las regiones de corte y saturación, se podría decir que tienen un funcionamiento algo parecido al de un *switch*.

Una vez descrito, se pueden concluir algunas ventajas y desventajas para la implementación de un convertidor de potencia conmutado. A continuación, se presentan:

Ventajas:

- La eficiencia de conversión de energía que ofrecen estos convertidores es muy grande.
- La energía almacenada por un inductor puede transformarse en voltajes de salida menores, mayores a los de la entrada, o con una polaridad inversa.
- Los componentes pasivos son más pequeños y la administración térmica se ve simplificada por pérdidas menores.
- Los componentes tienen una mayor duración.

Desventajas:

- Pueden llegar a ser más complejos.
- Se necesita un alto nivel de conocimiento técnico.
- Más costosos.

1.3 Familias y Sub-Familias de Convertidores Conmutados

1.3.1 Convertidor DC-DC

Un convertidor DC-DC transforma niveles de tensión continua de entrada, no controlada, a niveles de tensión continua controlada de salida. Al procesar el error de la salida con respecto a un voltaje de referencia establecido, se puede regular el voltaje de salida. Este tipo de convertidores normalmente se clasifican en tres grupos: los que disminuyen la tensión a su salida, los que aumentan la tensión a su salida y los que pueden realizar ambas funciones.

1.3.2 Convertidor Buck

El convertidor Buck es un convertidor de potencia que obtiene a su salida una tensión menor que a su entrada. Mediante una ley de control es posible mantener un voltaje de salida constante frente a las variaciones del voltaje de entrada o las producidas por la carga. A diferencia de un divisor de voltaje, el convertidor Buck es autorregulable y no gasta mucha energía en forma de calor, por tanto, es más eficiente.

Para reducir el voltaje de salida se utiliza una frecuencia de conmutación en el elemento conmutador, y un ciclo de trabajo que determinará el porcentaje de señal de entrada que se obtendrá en la salida. Este convertidor está compuesto por un inductor y un capacitor en su salida necesario para mantener la tensión y minimizar el voltaje de rizo presente en la salida del convertidor.

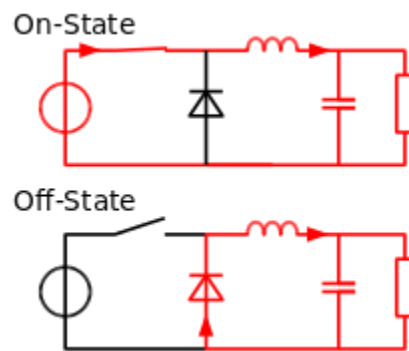


Figura 1.3 Diagrama de un convertidor Buck en estado encendido y apagado.

El inductor se conecta a la fuente de alimentación o a la carga, dependiendo de los dispositivos semiconductores que alternan su conexión, es decir, el inductor se carga y descarga en función de los tiempos de apertura y conducción de los semiconductores.

1.3.3 Convertidor Boost

El convertidor Boost es un convertidor de potencia que obtiene a su salida una tensión mayor que a su entrada. Por medio de una ley de control es posible mantener una tensión constante de salida frente a las variaciones en la fuente de alimentación o de la carga.

Al igual que el convertidor Buck, este convertidor consta de un inductor y un capacitor a la salida para mantener la tensión y minimizar el voltaje de rizo presente en la salida del convertidor. El convertidor consta de dos estados distintos dependiendo del estado del interruptor.

- Cuando el interruptor está cerrado, la bobina almacena energía de la fuente y la carga es alimentada por el condensador.
- Cuando el interruptor está abierto la corriente circula por el diodo, por el capacitor y por la carga.

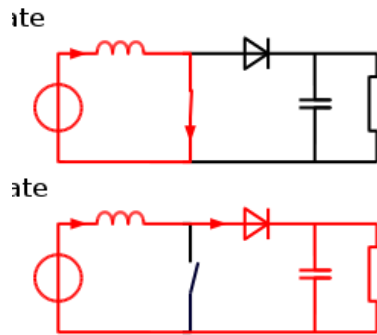


Figura 1.4 Diagrama de un convertidor Boost en estado encendido y apagado.

1.3.4 Convertidor Buck-Boost

El convertidor Buck-Boost es un convertidor que puede suministrar un voltaje de salida mayor o menor al de la entrada. Este convertidor es una conexión en cascada de un convertidor Buck y otro Boost. Para este tipo de convertidor la polaridad del voltaje de salida es opuesta al voltaje de entrada. Para este caso también existen dos modos de funcionamiento dependiendo de la continuidad o no de la corriente que circula por la bobina.

- Cuando el interruptor está cerrado, la fuente de entrada de voltaje está directamente conectada al inductor y el capacitor proporciona corriente a la carga de salida.

- Cuando el interruptor se abre, el inductor está conectado a la carga de salida y al capacitor, por lo que la energía es transferida del inductor al capacitor y la carga.

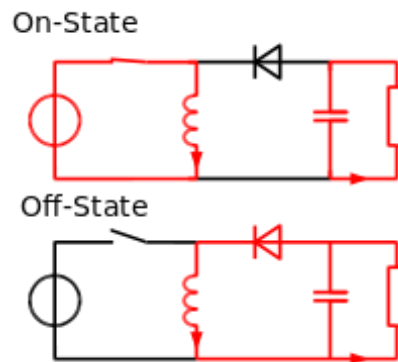


Figura 1.5 Diagrama de un convertidor Buck-Boost en estado encendido y apagado.

1.3.5 Convertidor Flyback

El convertidor Flyback tiene la misma estructura que un convertidor Buck-Boost con dos bobinas acopladas en lugar de una única bobina. Debido a que el elemento inductivo de este convertidor almacena toda la energía en el núcleo magnético, este elemento es más voluminoso y sólo se usa en aplicaciones de baja potencia. Los dos casos de operación se explican a continuación.

- Cuando el interruptor está activado hay un incremento en el flujo magnético del núcleo. Al estar el diodo en inversa, el capacitor es el único que proporciona energía en la carga.
- Cuando el interruptor está abierto la energía almacenada en el núcleo magnético es transferida a la carga y al condensador de salida.

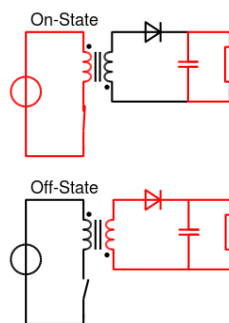


Figura 1.6 Diagrama de un convertidor *Flyback* en estado encendido y apagado.

1.3.6 Convertidor Cuk

El convertidor Cuk ofrece un voltaje de salida inferior o superior al de su entrada. Este convertidor utiliza un condensador como su principal componente de almacenamiento de energía. Este convertidor se compone de dos inductores, dos condensadores, un interruptor y un diodo. Al tratarse de un convertidor inversor, el voltaje de salida es negativo con respecto al voltaje de entrada.

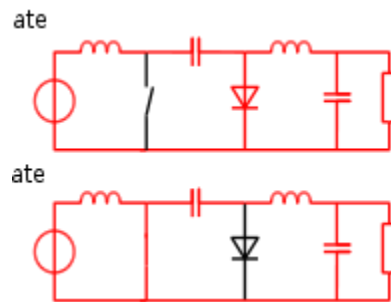


Figura 1.7 Diagrama de un convertidor Cuk en sus dos estados.

1.3.7 Convertidor AC-AC

Los convertidores AC-AC, son reguladores que aceptan la energía eléctrica de un sistema y la convierte para poderla entregar a otro sistema de corriente alterna con formas de onda de amplitud diferente, frecuencias y fase. A continuación, se presentará un circuito de potencia de corriente alterna monofásico.

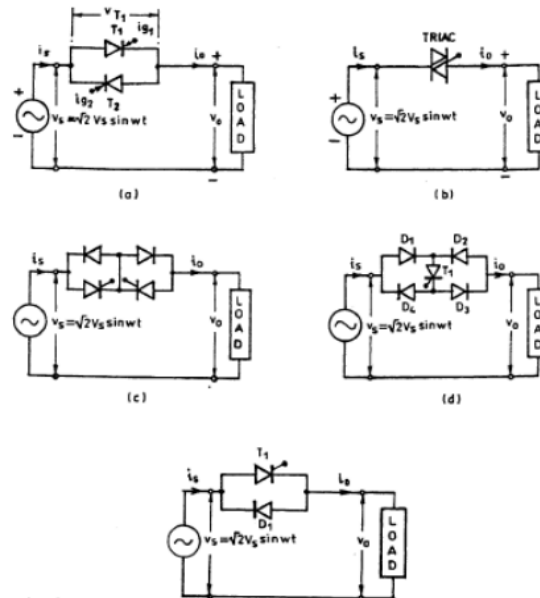


Figura 1.8 Circuito de Potencia de Corriente Alterna Monofásico

En la figura 1.8 podemos observar cinco diferentes circuitos empleados para la realización de un convertidor AC-AC. En el circuito (a) podemos observar un convertidor de onda completa que emplea dos rectificadores controladores de silicio (SCR) en paralelo inverso. En el circuito (b) se puede apreciar un convertidor de onda completa, pero ahora se utiliza un TRIAC. En el circuito (c) nos encontramos con otro convertidor de onda completa con dos SCR y dos diodos. En el circuito (d) observamos otro de onda completa con cuatro diodos y un SCR. Por último, en el circuito (e) encontramos un convertidor de media onda con un SCR y un diodo en antiparalelo. [...] No existen subfamilias para este tipo de convertidores.

Los Convertidores AC-AC se utilizan ampliamente en el diseño de arrancadores suaves para lograr reducir la intensidad demandada durante el arranque de los motores de inducción.

1.3.8 Convertidor AC-DC

Los convertidores AC-DC más comunes son los puentes de diodos y se utilizan para obtener tensión de corriente directa a partir de un sistema de distribución en corriente alterna. Para regular la tensión en la salida, se utiliza un condensador que mantiene la tensión en un valor promedio constante, no permitiendo que la tensión cambie bruscamente, es decir que tenga un rizado de tensión bajo.

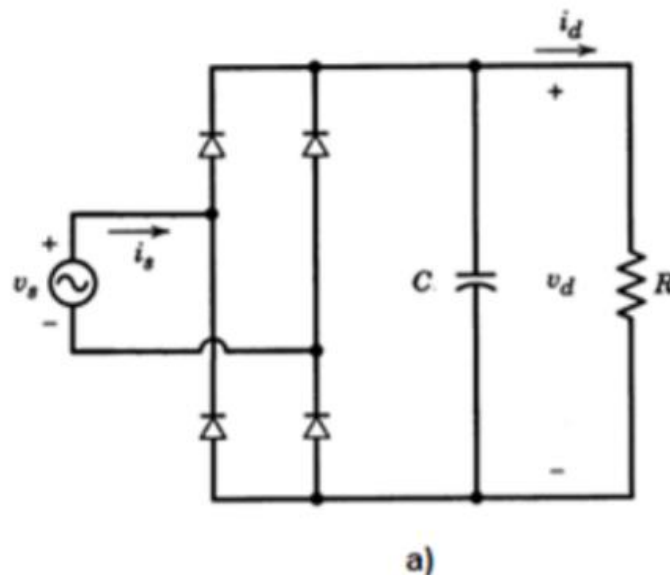


Figura 1.9 Convertidor AC-DC

1.3.9 Convertidor DC-AC

Conocidos también como inversores, este tipo de convertidores realizan una conversión de corriente directa a corriente alterna, agregando la posibilidad de controlar la frecuencia y el valor eficaz del voltaje de salida, esto los hace unas buenas herramientas para el diseño de accionamientos basados en máquinas asíncronas y síncronas. De igual manera, si hablamos de un enfoque más relacionado a energías renovables, este tipo de convertidores son utilizados para acoplar al sistema eléctrico la energía producida por los generadores eólicos.

1.3.10 Convertidor DC-AC Medio Punte

En la topología de convertidores de medio puente dos capacitores del mismo valor están conectados en serie con la entrada de tensión, esto causa que la unión quede a la mitad del voltaje de entrada. A continuación, se presenta un circuito más específico para la representación de los convertidores DC-AC de medio puente.

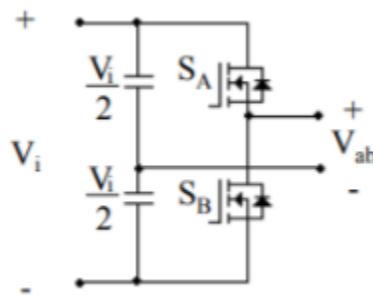
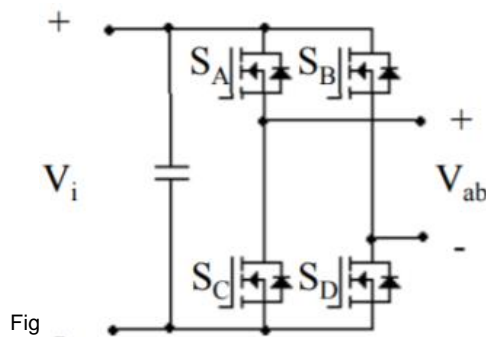


Figura 1.10 Convertidor DC-CA en medio puente

El voltaje máximo que ven ambos transistores es el voltaje V_i . Por otro lado, el voltaje máximo que se puede generar a la salida es la mitad de la tensión de entrada.

1.3.11 Convertidor DC-AC Puente Completo

Este tipo de convertidores cuenta con dos ramas de transistores, con el mismo voltaje de entra que el convertidor de medio puente. El voltaje máximo obtenible a la



salida es V_i , como se puede observar en la figura 1.11. La corriente se divide en dos por lo que es posible manejar una mayor potencia. Para obtener una tensión positiva en V_{ab} , es imperativo que activemos SA y SD , para obtener una negativa se necesita activar SB y SC . Por último, para generar un cero se debe activar SA y SB o SC y SD .

1.3.12 Convertidor DC-AC Push-Pull

Este convertidor es un tanto diferente ya que cuenta con un transformador con toma media en el primario. Una ventaja que tiene es que contiene únicamente un transistor en la trayectoria de la corriente de entrada. Esto se vuelve importante cuando se trabaja con voltajes de entrada bajos, como son los paneles solares, baterías o celdas de combustible.

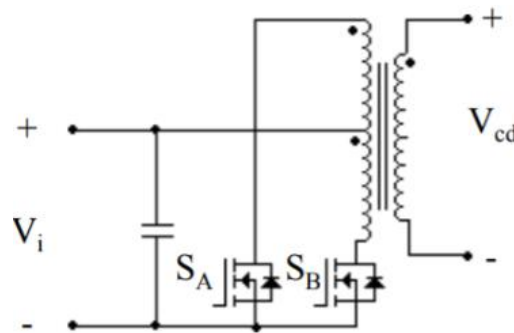
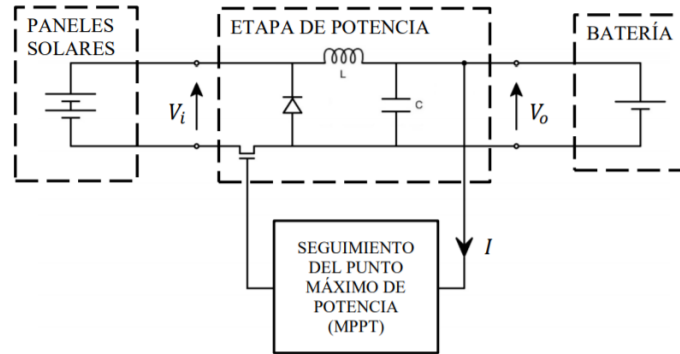


Figura 1.12 Convertidor DC-CA en push-pull

1.4 Aplicaciones de los Convertidores de Potencia Conmutados en Energías Renovables

1.4.1 Celdas fotovoltaicas

Dentro de las celdas fotovoltaicas se utilizan los convertidores DC-DC ya que este tipo de convertidor transforma el voltaje de entrada no regulado a un voltaje de salida regulado y siempre inferior a la entrada, su método de control está basado en frecuencia de trabajo fija y con una modulación de anchura de pulso (PWM). (Sobrino, s.f.) (Ugena, 2014)



1.4.2 Coches eléctricos

En el caso de los coches eléctricos, también se utilizan los convertidores DC-DC, el uso de estos permite adecuar la tensión que aporta la batería a la tensión de funcionamiento de los posibles inversores o los motores DC empleados. Solo se pueden emplear convertidores que permitan un manejo bidireccional de la corriente, de modo que nos permita la devolución de parte de la energía hacia la fuente de alimentación. En varios casos se usan los convertidores de conmutación forzada, de los cuales el *buck boost* es el que nos permite tener dos tensiones diferentes (un alta y una baja) en los extremos, permitiendo el intercambio de energía en ambos sentidos. (Fidel, 2014)

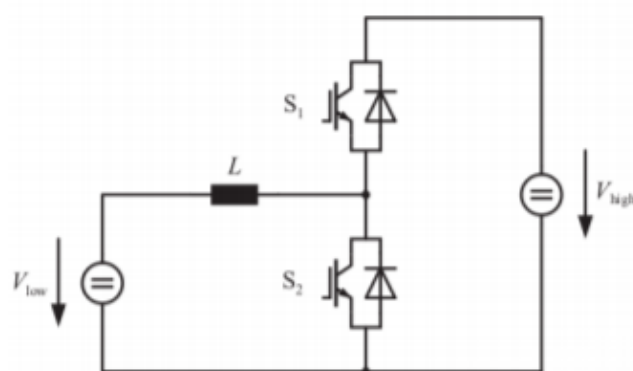


Figura 1.14 Convertidor de corriente bidireccional.

1.4.3 Generador eólico

En los generadores eólicos tienen un convertidor de cuatro cuadrantes, los cuales son de alterna-continua-alterna, está basado en transistores bipolares de puerta aislada (IGBT) conectados a los bobinados del rotor. (GIMENEZ, 2011)

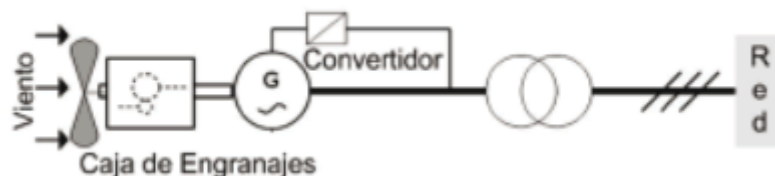


Figura 1.15 Esquema de un generador eólico.

1.5 Conclusiones:

Este trabajo nos ayudó a entender un poco más acerca de los convertidores conmutados, conociendo las diferentes familias y subfamilias existentes, las cuales nos va a servir un poco más para la hora de diseñar nuestro propio convertidor y tener un análisis más crítico con esta información, también aprendimos acerca de su principal funcionamiento y la importancia que tiene en sistemas eléctricos en áreas relacionadas de energías renovables y sostenibilidad, en las cuales nosotros nos centramos en coches eléctricos, generadores eólicos y celdas fotovoltaicas, las cuales creemos que son las de mayor impacto que existen actualmente, por ultimo creemos que es un tema muy interesante y que podría ser un gran proyecto retador que podemos enfrentar sin dificultad.

Capítulo 2: Construcción del proceso del convertidor

2.1 Introducción

Los convertidores DC-DC son herramientas que permiten transformar y controlar un nivel de voltaje en otro deseado. Este proceso se logra mediante la implementación de inductores y capacitores, que retienen el voltaje durante un periodo de tiempo para conseguir el voltaje deseado.

Es decir, la inductancia o capacitor almacena energía para, después, se cambie la polaridad del elemento para descargar la energía que almacenaba. Este proceso se realiza siempre y gracias a ello recibe el nombre de fuente conmutada. Teniendo en consideración el proceso, se puede deducir que en base al voltaje de entrada y al voltaje de salida deseado dependerán los valores del capacitor e inductor.

La eficiencia es muy importante en un convertidor DC-DC. Para incrementar, se puede utilizar un filtro LC (para las armónicas). Específicamente, los convertidores DC-DC cuentan con ventajas en la conversión de potencia, debido a su eficiencia y tamaño reducido, en comparación de otro tipo de convertidores.

A lo largo de este Capítulo 2, se emprenderán las consideraciones necesarias para elaborar un convertidor DC-DC. Particularmente, se realizará un convertidor DC-DC con los siguientes valores a tomar en cuenta:

- $V_g = 12V_{cd}$.
- $V_o = 9V_{cd}$.
- $I_o = 5A$.
- $F_{sw} \geq 100kHz$.

2.2 Dimensionamiento del convertidor

2.2.1 Herramienta computacional Webench

Webench es un software disponible gratuitamente, desarrollado por Texas Instruments, enfocado principalmente al auto diseño de circuitos de potencia. Al ingresar en la página de TI nos aparece una interfaz en la cual el usuario puede ingresar diferentes datos para el diseño del circuito, tales como el voltaje de entrada mínimo y máximo, el voltaje de salida, la corriente de salida y la temperatura ambiente.

A continuación, se presenta la pequeña interfaz que se puede encontrar en la página oficial para poder introducir los requisitos de la fuente de alimentación:

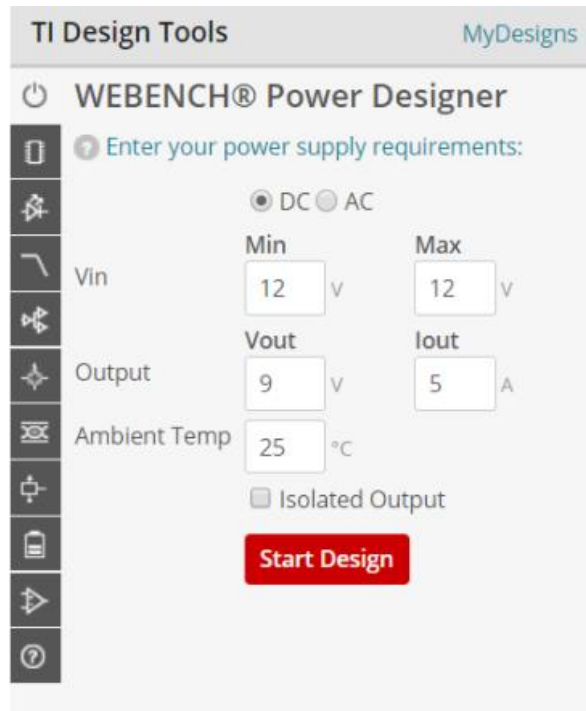


Figura 2.1 Interfaz de requisitos

Para poder continuar, debemos hacer clic en “*Start Design*”. Después de esto, la página abrirá un *pop-up* en el cual se nos presentarán diversas formas en las cuales podemos desarrollar el circuito con los requisitos deseados. Además de los diferentes circuitos y sus respectivas características especiales, podemos editar estos para que se acerquen más a lo que queremos, así como el tipo de regulador, el porcentaje de eficiencia, el costo y área del BOM, la frecuencia de operación del *switch*, etc.

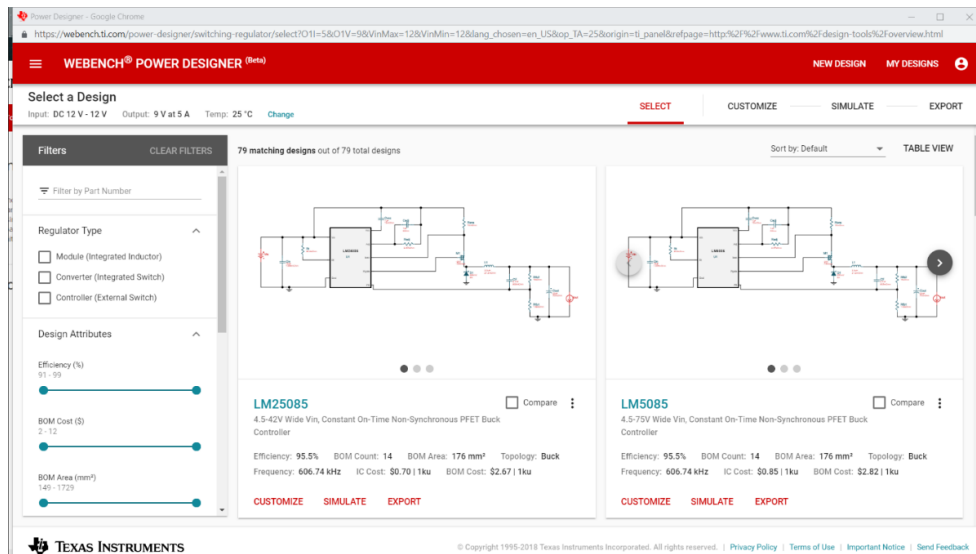


Figura 2.2 Pantalla de selección de circuito

Una vez analizados todos los diferentes circuitos presentados, procederemos a escoger el que mejor se apegue a las características que busquemos. Como en nuestro caso, teníamos las siguientes características:

- $V_g = 12V_{cd}$.
- $V_o = 9V_{cd}$.
- $I_o = 5A$.
- $F_{sw} \geq 100kHz$.

A partir de estos requisitos pudimos concluir que el mejor diseño de circuito era aquel con el componente LM25085. Una vez que seleccionamos este diseño, el mismo software nos calcula automáticamente los valores de capacitancia, inductancia y el valor de la frecuencia del *switch*.

Un dato interesante e importante es que la frecuencia no se pregunta en el interfaz, una vez realizado el diagrama, es Webench quien decide poner una frecuencia que considere adecuada. Para este ejemplo, el primer valor proporcionado fue de aproximadamente 606.74 KHz. Para facilitar la comprensión, habíamos decidido que la frecuencia fuera de 100KHz cerrados, por lo que necesitaríamos que Webench trabajara con una frecuencia cercana a esta. El software cuenta con una opción denominada “*User Preferred Frequency*”, la cual le deja al usuario poner la frecuencia deseada. Como queríamos que fuese de 100KHz, fue este el valor que ingresamos, pero Webench lo cambió y rediseñó para que quedase en 110.54 KHz.

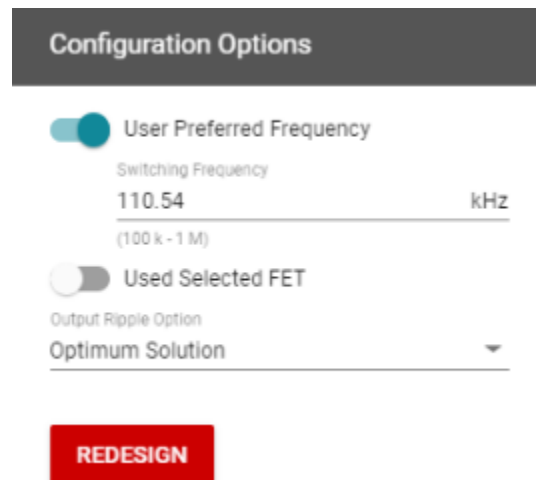


Figura 2.3 Pantalla de configuración de opciones (frecuencia)

Como se puede observar a continuación, con el diseño ya presentado por Webench podemos conocer el valor de cada componente. A continuación, se explicará más a detalle algunos componentes importantes.

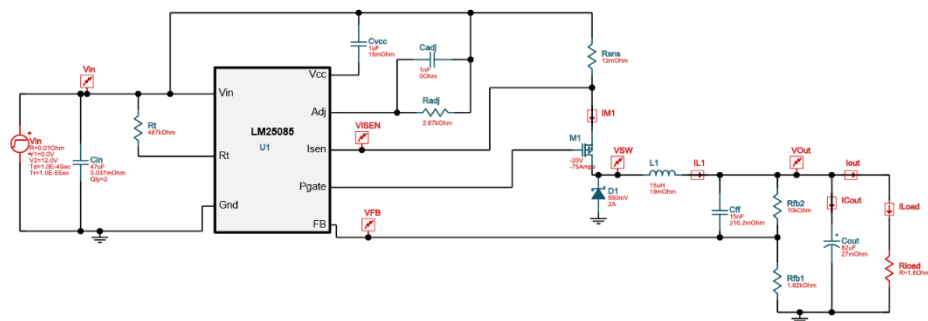


Figura 2.4 Esquema propuesto por Webench con un LM2585

Cin	
C3216X5R1E476M160AC	
Manufacturer:	TDK
Price:	\$0.44
Footprint:	10.92 mm ²
Quantity:	2
Cap:	47 µF
Total Derated Cap:	12 µF
ESR:	2.08 mΩ
A:	46.86943062
B:	8.683053623
C:	0.144523557
D:	0.169273708
Mount:	SMT
TaMin:	-55.0 ° C
Default Disty:	Digikey
VDC:	25.0 V
Derated Cap:	6.0E-6 F
Technology:	Ceramic
Dimension X:	3.2 mm
Dimension Y:	1.6 mm
Cap_Case:	1206
Dimension Z:	1.35 mm
TaMax:	85.0 ° C
Component Type:	Capacitor
Tolerance:	20.0%
Quantity In stock:	985
IRMS:	5.02786 A
Series:	X5R
Simulation SPICE model:	Link
Hide more details	

Figura 2.5 Capacitor de entrada

M1	
CSD25402Q3A	
Manufacturer:	Texas Instruments
Price:	\$0.29
Footprint:	18.49 mm ²
VdsMax:	-20 V
IdsMax:	-75 Amps
RdsOn:	8.9 mΩ
Cj0:	1.0240000000000002 nF
Default Disty:	Digikey
Vth:	-0.8999999999999999 V
QgTyp:	7.5 nC
Qrr:	10.3 nC
Dimension X:	3.3 mm
Dimension Y:	3.3 mm
Dimension Z:	0.9 mm
Component Type:	MOSFET
Cgd:	0.098 nF
VgsMax:	-12.0 Ω
CrssMax:	0.216 nF
CissMax:	1.51 nF
VthMax:	-1.15 V
Quantity In stock:	367500
RdsOn4S:	0.0089 Ω
CossMax:	1.54 nF
Cgs:	1.3175000000000001 nF
Rgate:	3.7 Ω
RdsOn2S:	0.0159 Ω
CrssMin:	0.039 nF
Type:	P
CossMin:	0.763 nF
RdsOn10:	0.006229999999999999 Ω
CissMin:	1.38 nF
Simulation SPICE model:	

Figura 2.6 Mosfet

D1

SS24FL

Manufacturer:	Fairchild Semiconductor
Price:	\$0.07
Footprint:	11.7 mm ²
I _o :	2 A
VRRM:	40 V
VFatlo:	550 mV
RJA:	60.0 °ree C/W
Mount:	SMT
RJC:	0.0 °ree C/W
Default Disty:	Digikey
Trr:	9.495 nsec
Tj:	125.0 ° C
Dimension X:	3.5 mm
Dimension Y:	1.6 mm
Dimension Z:	1.1 mm
Component Type:	Diode
Quantity In stock:	75518
Type:	Schottky
Simulation SPICE model:	
Package:	375



[Hide more details](#)

CLOSE

CHOOSE ALTERNATE

Figura 2.7 Diodo

L1

MSS1210-153MEB

Manufacturer:	Coilcraft
Price:	\$0.81
Footprint:	204.49 mm ²
IDC:	8.7 A
L:	15 µH
DCR:	19 mΩ
IDC_Max:	0.0 A
Mount:	SMT
Default Disty:	Coilcraft
Technology:	Drum Core
Dimension X:	12.3 mm
Dimension Y:	12.3 mm
Dimension Z:	10.0 mm
Component Type:	Inductor
Tolerance:	20.0%
Material:	Drum Core
Quantity In stock:	520
Simulation SPICE model:	0



[Hide more details](#)

CLOSE

CHOOSE ALTERNATE

Figura 2.8 Inductor

Cout

12TPG33M

Manufacturer:	Panasonic
Price:	\$0.50
Footprint:	17.1 mm ²
Quantity:	1
Cap:	33 µF
Total Derated Cap:	33 µF
ESR:	70 mΩ
A:	0.0
B:	0.0
C:	0.0
D:	0.0
Mount:	SMT
TaMin:	-55.0 ° C
Default Disty:	Digikey
VDC:	12.5 V
Derated Cap:	3.3E-5 F
Technology:	Tantalum Polymer
Dimension X:	3.5 mm
Dimension Y:	2.8 mm
Cap_Case:	3528-12
Dimension Z:	1.1 mm
TaMax:	105.0 ° C
Component Type:	Capacitor
Tolerance:	20.0%
Quantity In stock:	6270
IRMS:	1.0 A
Series:	TPG
Simulation SPICE model:	Link

CLOSE

CHOOSE ALTERNATE

Figura 2.9 Capacitor de Salida

2.2.2 Forma analítica

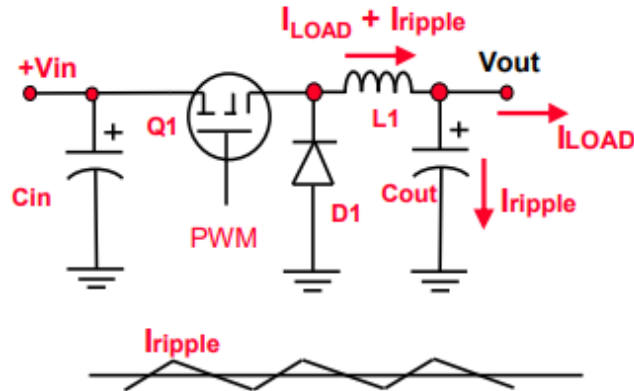


Figura 2.10 Convertidor Buck

Basándose en el Web Seminar: *Buck Converter Design Example* de Microchip se realizan los cálculos analíticos para las especificaciones de nuestro convertidor.

$$V_{in} = 12V$$

$$V_{out} = 9V$$

$$I_{LOAD} = 5A$$

$$F_{SW} = 110.54kHz$$

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{9}{12} = 0.75$$

$$I_{ripple} = 0.3I_{LOAD} = 1.5A$$

Cálculo del inductor:

$$L = (V_{in} - V_{out})(D/F_{SW})/I_{ripple}$$

$$L = (12 - 9)(0.75/110.54kHz)/1.5$$

$$L = 13.5697\mu H$$

Se escoge un inductor con valor comercial de $15\mu H$, fabricado por CoilCraft, con una resistencia de $19m\Omega$ y una tolerancia del 20%.

Cálculo del capacitor de salida:

$$C_{out} = \frac{(\Delta I * \Delta T)}{(\Delta V - (\Delta I * ESR))} = \frac{(1.5)(\frac{0.75}{110.54kHz})}{((0.09) - (1.5)(0.027))}$$
$$C_{out} = 205.6022 \mu F$$

Para realizar el cálculo del capacitor de salida, se definió un voltaje rizo del 1% del voltaje de salida que es equivalente a 9 mV. Para el valor ESR se seleccionó un capacitor, a partir de la corriente de rizo de 1.5A y los voltajes de salida esperados, se eligió un valor ESR de 20 mΩ y se encontró el valor del capacitor.

De acuerdo con el valor encontrado, se escoge un capacitor de 270 μF modelo RPS1C271MCN1GS del fabricante NICHICON, el cual se especifica que tiene una resistencia interna de 14 mΩ. En la sección de anexos se observan las especificaciones del capacitor.

Cálculo del capacitor de entrada:

$$C_{in} = \frac{\Delta T}{((\frac{V_{ripple}}{I_{ripple}}) - ESR)} = \frac{(\frac{0.75}{110.54kHz})}{((\frac{0.2}{1.5}) - 0.024)}$$
$$C_{in} = 62.0569 \mu F$$

Para el caso del capacitor de entrada, se propuso un ESR de 0.024, basándose en las condiciones de operación del diseño. Para este caso se propone un voltaje de rizo de 0.2V y se encuentra el valor del capacitor.

Buscando en un catálogo se propone el capacitor electrolítico de aluminio HZA686M035X16T-F de 68μF, un voltaje de 35Vcd, un ESR de 35mΩ y del fabricante Cornell Dubilier. Véase en la sección de anexos las especificaciones del capacitor.

Cálculo de la corriente del diodo:

$$I_d = (1 - D) * I_{LOAD}$$

$$I_d = (1 - 0.75) * 5$$

$$I_d = 1.25 A$$

$$Voltaje inverso máximo = 12V$$

Se selecciona un rectificador Schottky: 1N5820, 20V, 3 A, ya que cumple los requerimientos.

Eficiencia

$$\text{Perdidas en el inductor} = (5)^2(0.019) = 0.475 \text{ W}$$

$$\text{Perdidas del capacitor de salida} = (1.5)^2(0.014) = 0.0315 \text{ W}$$

$$\text{Perdidas del capacitor de entrada} = (1.5)^2(0.035) = 0.07875 \text{ W}$$

$$\text{Perdidas en el diodo} = (1.25)(0.4) = 0.5 \text{ W}$$

$$\text{Perdidas en el MOSFET(tabla)} = 0.4 \text{ W}$$

$$\text{Perdidas totales} = 1.48525 \text{ W}$$

$$\text{Potencia de salida} = (9)(5) = 45 \text{ watts}$$

$$\text{Eficiencia} = \frac{45}{45 + 1.48525} \times 100 = 96.8\%$$

2.2.3 Simulaciones y comparaciones

Para poder realizar las simulaciones nos dimos a la tarea de armar los circuitos, tanto del que nos arrojaba Webench, como la versión con los valores analíticos.

A continuación, se presenta el circuito utilizado para la realización de la simulación con valores de Webench. En la entrada se colocó un generador de señales PWM con amplitud de 12V y un periodo de $10\mu\text{s}$ con un ancho de pulso del 75% del periodo.

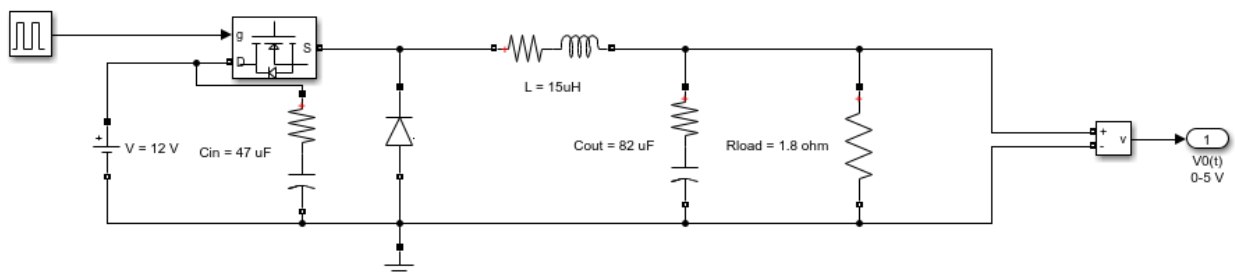


Figura 2.11 Circuito Webench

Lo que esperamos a la salida serían los 9Vcd, aunque debido a diferentes factores como las resistencias que podemos encontrar en los diversos componentes causan que se pierda potencia a lo largo del circuito.

A continuación, se presenta la gráfica obtenida por Simulink al simular el circuito Webench con un ciclo de trabajo del 75%. Como se puede observar la gráfica comienza a estabilizarse a los 8.7Vcd, por lo que se puede concluir que la simulación es muy acertada y los valores de Webench logran arrojarlos la salida deseada.

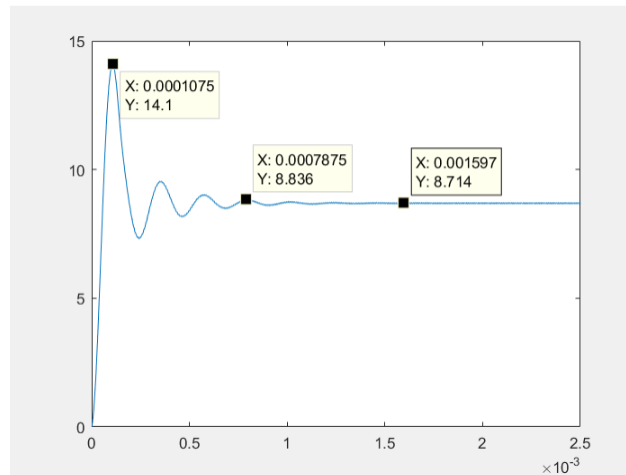


Figura 2.12 Gráfica Vo Webench

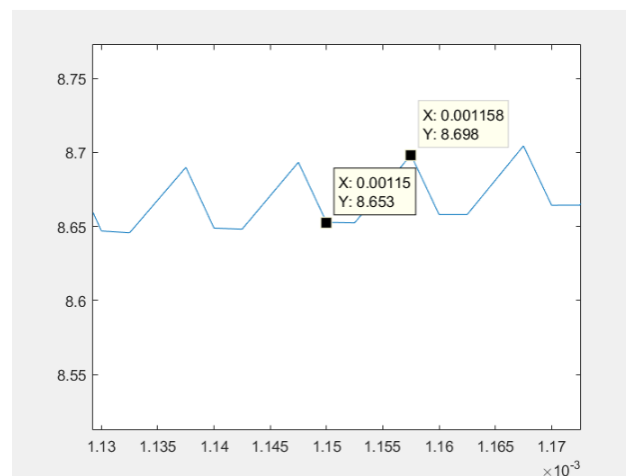
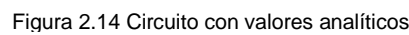


Figura 2.13 Oscilaciones de voltaje en señal estabilizada

Como se puede observar en la figura 2.2.13 existen pequeñas oscilaciones dentro de la señal estabilizada que van desde 8.6Vdc a 8.7Vdc, dando un promedio de estabilización de 8.667Vdc. La eficiencia arrojada por Webench es de un 96.1%. Esta

A continuación, se presenta el circuito utilizado para la realización de la simulación con los valores analíticos. En la entrada se colocó un generador de señales PWM con amplitud de 12V y un periodo de 10 μ s con un ancho de pulso del 75% del periodo.



Graph showing the relationship between X and Y. The X-axis is labeled with a multiplier of $\times 10^{-3}$.

Key points identified on the curve:

- Point 1: X: 0.0001925, Y: 13.95
- Point 2: X: 0.0007175, Y: 9.145
- Point 3: X: 0.001858, Y: 8.713

Figura 2.15 Voltaje de Salida con valores analíticos

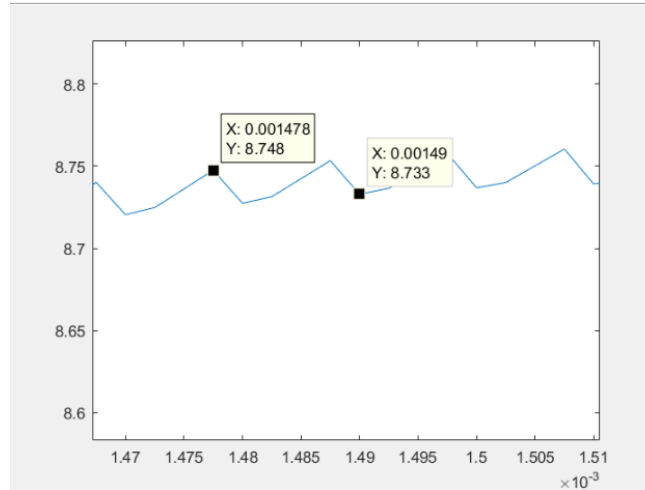


Figura 2.16 Oscilación en recta estabilizada

Como se puede observar en la figura 2.2. el voltaje de salida tiene una estabilización muy parecida a la simulación con los valores arrojados por Webench, ya que de igual manera se estabiliza en los 8.7Vcd. De igual manera podemos observar que las oscilaciones son un poco diferentes, ya que en Webench se quedaba constante por un momento, mientras que aquí es diferente. Las oscilaciones se dan entre 8.8 y 8.7Vcd, con un promedio de 8.764Vcd.

A continuación, se presentan ambas señales obtenidas, Webench y analíticas, graficadas en el mismo archivo para facilitar la comparación:

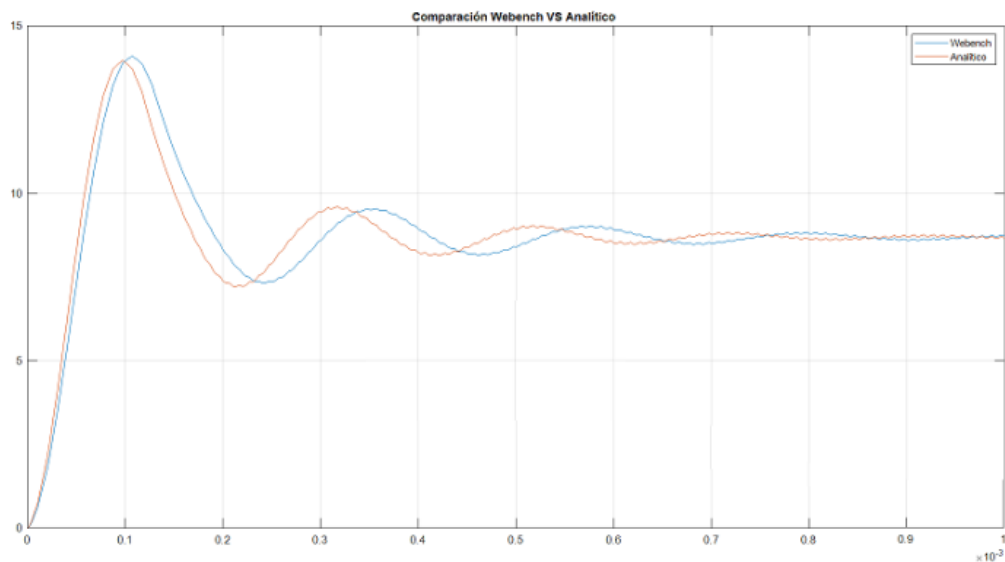


Figura 2.17 Señales de salida comparadas. Webench (Roja). Analítica (Azul)

Al observar la figura, es posible concluir que ambos convertidores se comportan de manera muy similar. A partir del diseño analítico se puede deducir que este tiene un comportamiento típico de segundo orden, al igual que la creada por los valores de Webench. A partir la eficiencia obtenida por Webench (96.1%) y la calculada para los valores analíticos (96.8%), podemos concluir que, aunque la diferencia sea mínima, la versión analítica es un poco mejor, pero realmente las dos son buenas opciones.

2.3 Diseño del actuador y sensor

2.3.1 Diseño del actuador

El actuador que necesitamos es un generador de PWM's el cual se encargará de regular la entrada de nuestro proceso analógico con el fin de compensar la fuente conmutada, razón por la cual proponemos el uso de un comparador analógico para cumplir esta función. Proponemos el uso del LM339 el cual es un Opamp de bajas frecuencias, las cuales cumple con nuestros requisitos, se propone la configuración mostrada en la imagen que se presenta a continuación.

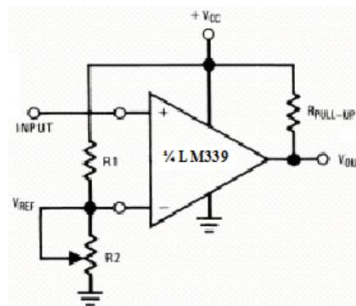


Figura 2.18 Oscilaciones de voltaje en señal estabilizada

Dependiendo del valor de las entradas, se obtendrá dos tipos de resultados, si tenemos un $V+$ mayor que $V-$ se tendrá una alta impedancia a la salida, mientras que por lo contrario tendremos un cero lógico. Para evitar la alta impedancia se recomienda utilizar una resistencia de Pull-up, para que pueda utilizarse el VCC.

Por último, es importante limitar nuestra entrada, porque normalmente tenemos valores típicos entre 0 y 5 Vcd, por lo cual tenemos que atenuar la señal de entrada a 1V para evitar la saturación, por lo que utilizando un pequeño bloque de ganancia de 1/5 para tener la salida deseada.

En la siguiente figura podemos observar cómo se acopla el actuador al proceso.

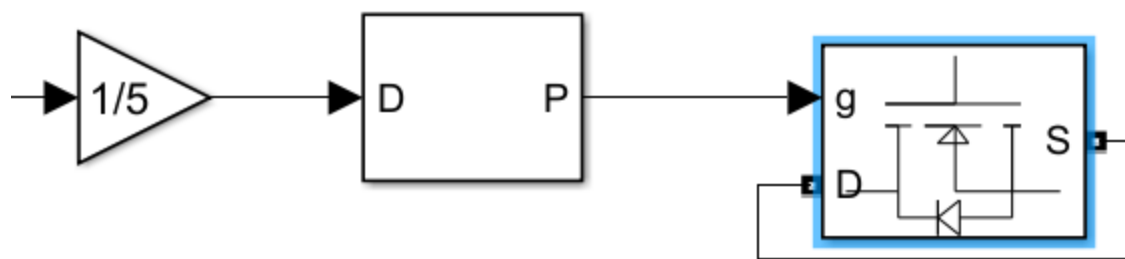


Figura 2.19 Acoplamiento del actuador al proceso

2.3.2 Diseño del sensor

Para una adquisición de datos con un sensor, se propone un divisor de voltaje que tenga un rango de valores de 0 a 5V, puesto que son valores típicos utilizados para este tipo de tareas.

Después de simular nuestro convertidor de potencia, en la herramienta Webench, se observa que los voltajes en la fase de estabilización del sistema llegan a valores mayores a 12V. Por esta razón se propone un divisor de voltaje en el que 13Vcd son el equivalente a un valor de 5vcd en el puerto de lectura del sensor. Se propone este voltaje por el sobre impulso que se obtiene en la estabilización del proceso y, así, evitar algún daño al sensor de entrada.

Dado que a la salida se busca obtener un voltaje de entre 0 y 5 Vcd porque son los valores típicos que se utilizan en la adquisición de datos; por ello, se realiza el diseño e implementación de un divisor de voltaje que nos permita tener el voltaje deseado a la salida.

Como debemos recordar, utilizamos un voltaje de 12Vcd. Para realizar el divisor de voltaje, utilizamos su fórmula, para posteriormente poder despejar y sustituir los valores que estamos utilizando:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{5V_{cd}}{12V_{cd}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{1 + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)} \div \frac{1}{1 + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)} = \frac{5V_{cd}}{12V_{cd}} \div \frac{1}{1 + \left(\frac{R_1}{R_2}\right)} = \frac{12V_{cd}}{5V_{cd}}$$

$$\div \left(\frac{R_1}{R_2}\right) = \frac{14V_{cd}}{5V_{cd}} - 1 = 1.4$$

De esa forma, se propone una $R_2 = 3.3K\Omega$. Para obtener: $R_1 = 1.4 * 3.3K\Omega = 4.62K\Omega$

$$R_1 \approx 4.7K\Omega$$

Por lo tanto, ahora podemos sustituir en la siguiente ecuación y despejar para R2:

$$(12V_{cd}) * \left(\frac{4.7K\Omega}{R2 + 4.7K\Omega} \right) = 5V_{cd} \therefore R2 = 6.58$$

$$R2 \approx 6.8K\Omega$$

Finalmente, acoplamos el siguiente sensor divisor al sistema, de la siguiente forma:

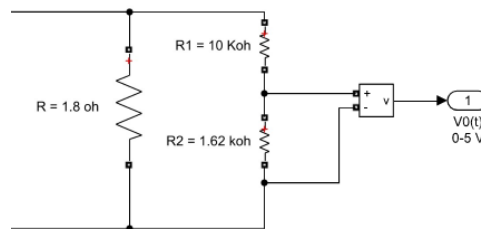


Figura 2.20 Acoplamiento del sensor al proceso

2.4 Integración del proceso

Una vez que se han obtenido los diseños del actuador y sensor, el siguiente paso es acoplarlos al circuito previamente diseñado. Por lo tanto, contaremos con el siguiente diseño:

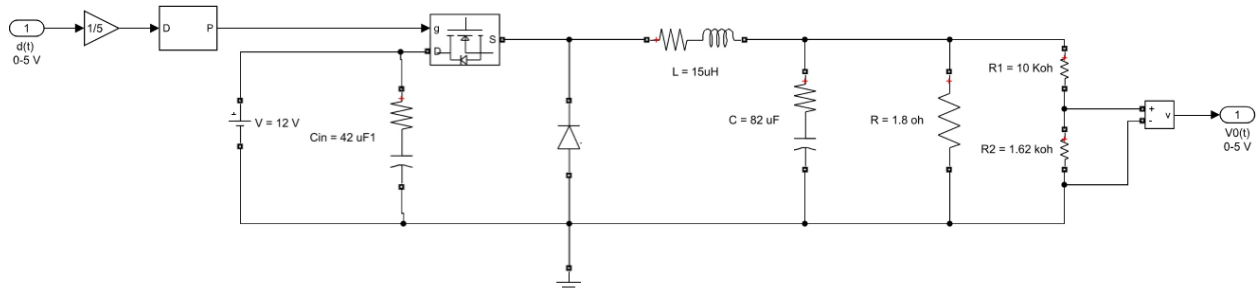


Figura 2.21 Acoplamiento del actuador y el sensor al proceso

Finalmente, para terminar, se encapsula todo el proceso de la siguiente manera, en donde también se agrega un osciloscopio para poder obtener la señal de salida. También, se agregó otro bloque, en donde el valor se guarda en la variable V0.

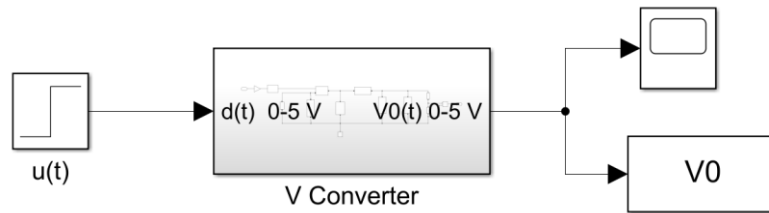


Figura 2.22 Encapsulamiento del proceso

La señal obtenida es la siguiente:

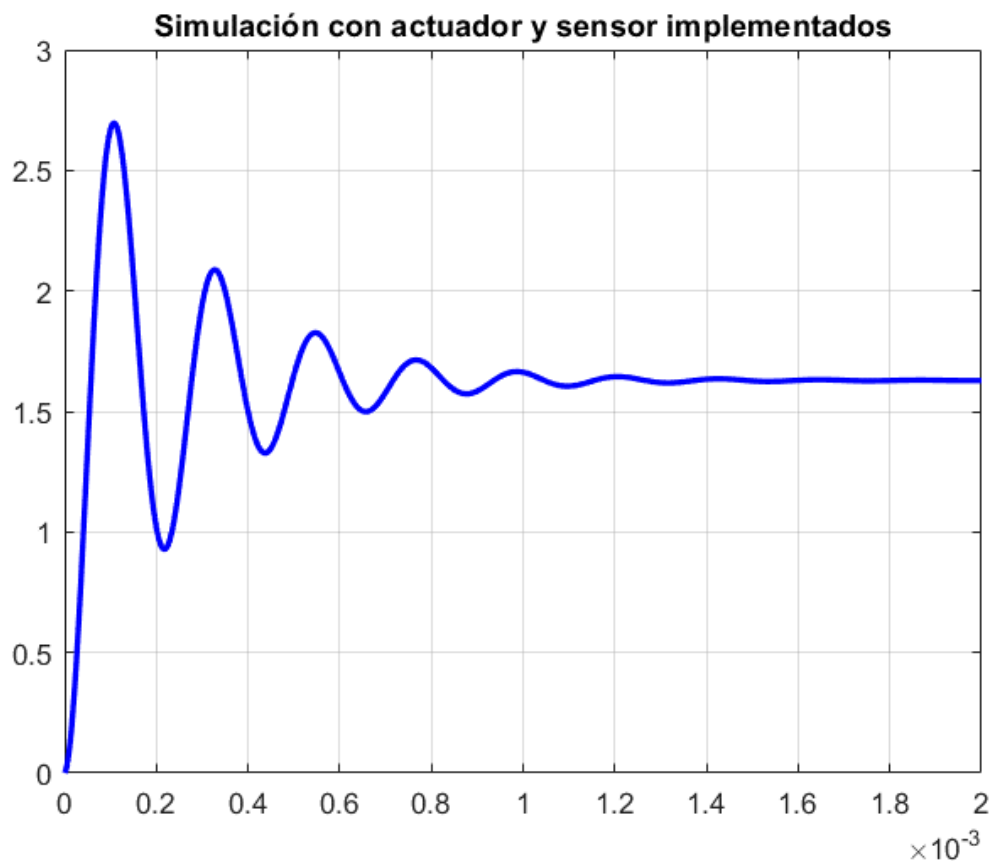


Figura 2.23 Señal de salida del proceso con actuador y sensor acoplados

Señal de salida al utilizar 5V de entrada, por lo que, dada la ecuación de nuestro diseño: $\frac{V_{in}}{5} * \frac{9}{5} = V_{out} \therefore$ con un $V_{in} = 5V$ tendremos un voltaje de salida de 1.8V.

2.5 Conclusiones

A lo largo de este segundo capítulo tuvimos la oportunidad de analizar los convertidores DC-DC y llevar a cabo su análisis e implementación.

Como aprendizaje nos llevamos que, en base a los resultados obtenidos y a las simulaciones realizadas, notamos que en algunas ocasiones las respuestas iniciales pueden verse afectadas por un sobre impulso. Para proteger al circuito de esto, debimos tomar medidas como considerar un porcentaje de error en el voltaje, por ejemplo, un 15% y tener un voltaje de $12V(1.15) = 13.8V \approx 14V$.

Debemos destacar que el uso de las herramientas como MATLAB, Simulink y Webench resultaron de gran ayuda en toda etapa de elaboración, simulación, obtención y procesar los datos... y en general para todo lo realizado en el capítulo dos.

Capítulo 3: Identificación del proceso del convertidor

3.1 Introducción

Es muy posible que, en la actualidad, si deseáramos comenzar con el desarrollo de un sistema de control, nunca terminaríamos de conocer los diversos métodos existentes y lo que habrá por existir, pero hay algo en lo que todos estos métodos pueden coincidir: la comprensión de un sistema de segundo orden es muy importante para el diseño de controladores; esto se debe gracias a que la mayor parte de los sistemas cuentan con la posibilidad de ser aproximados a un sistema de segundo orden. En este capítulo se mostrará un método viable que se podrá utilizar si lo que se desea es identificar un sistema de segundo orden y, de igual manera, se dará introducción a los diferentes tipos de reacciones que pueden llegar a tener los sistemas de control dependiendo de diferentes valores, tales como la frecuencia natural y el coeficiente de amortiguamiento.

3.2 Marco Teórico

Antes de poder comenzar el proceso de identificación del proceso de nuestro sistema, es necesario comprender y determinar la función de transferencia que obtendremos como resultado a las mediciones experimentales. Para poder facilitar esto, aproximaremos nuestro sistema a uno de segundo orden. La forma estándar de la función de transferencia de un sistema de segundo orden es la siguiente:

$$Y(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.1)$$

Donde:

- ω_n = Frecuencia natural
- ζ = Factor de Amortiguamiento
- K = Ganancia del Sistema

Los factores más importantes en este caso son la frecuencia natural y el factor de amortiguamiento, los cuales determinan la forma y velocidad de la respuesta arrojada por el sistema de segundo orden. En la figura 3.1 podemos observar cómo se comporta el sistema de segundo orden en el plano complejo.

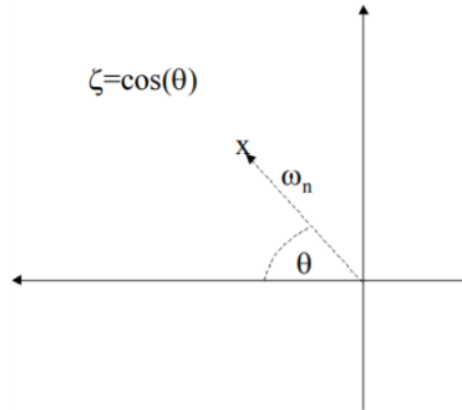


Figura 3.1 Representación en plano complejo del sistema de segundo orden.

Como podemos observar, la frecuencia natural es la distancia que existe entre el origen y el polo. Por otra parte, el coeficiente de amortiguamiento es el coseno del ángulo. Cuando el coeficiente de amortiguamiento es cero, no existirá parte real en los polos; en cambio, cuando el coeficiente de amortiguamiento es uno o mayor, los polos son puramente reales. A partir de estos dos factores, podemos rescatar cuatro posibles resultados: Sub-Amortiguado, Amortiguado, Críticamente Amortiguado y Sobre-Amortiguado.

- Sub-Amortiguado ($0 < \zeta < 1$).
- Críticamente amortiguado ($\zeta = 1$).
- Sobre-Amortiguado ($\zeta > 1$).
- No Amortiguado ($\zeta = 0$).

Una característica que vale la pena comentar sobre la importancia que tiene el coeficiente de amortiguamiento es que, si este es cero o cercano a cero, el sistema se volverá altamente oscilatorio, lo cual significa que la respuesta se vuelve poco adecuada para utilizar en nuestro sistema de control. Por otra parte, cuando el coeficiente de amortiguamiento es cercano a uno, la respuesta se vuelve sobre amortiguada y lenta, esto significa que de igual manera la respuesta es poco viable. La importancia del factor de amortiguamiento se verá con más detalle a continuación, ya que se demostrará, con ayuda de simulaciones realizadas en Matlab y Simulink, el comportamiento que tiene cada posible respuesta.

Para la realización de las simulaciones es importante recalcar que el valor de la frecuencia natural (ω_n) y la ganancia del sistema (K) se tomaron con un valor igual a 1, esto para que el factor de amortiguamiento (ζ) sea la única variable que tenga repercusión en la respuesta.

Respuesta Sub-Amortiguada ($0 < \zeta < 1$)

Las respuestas sub-amortiguadas son señales que pueden llegar a tener un comportamiento altamente oscilatorio o todo lo contrario, dependiendo del valor que vaya tomando el factor de amortiguamiento, aunque para cualquier caso del valor dado al factor, la señal siempre tenderá a la estabilización.

Debido a que en estas respuestas las oscilaciones son algo común, nos podemos ayudar de algunas fórmulas que son de grande ayuda al momento de calcular la frecuencia natural del sistema como tal, así como también la frecuencia que se ve afectada gracias al mismo factor de amortiguamiento. A continuación, se presenta la ecuación que relaciona las dos frecuencias ya mencionadas:

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (3.2)$$

Donde:

- ω_n = Frecuencia natural
- ω_d = Frecuencia natural amortiguada
- ζ = Factor de Amortiguamiento

En cuanto a la simulación, se utilizaron diversos valores del factor de amortiguamiento (ζ) para que se pueda apreciar mejor el comportamiento cuando se va acercando a cero y a uno. El circuito implementado para la simulación fue el siguiente:

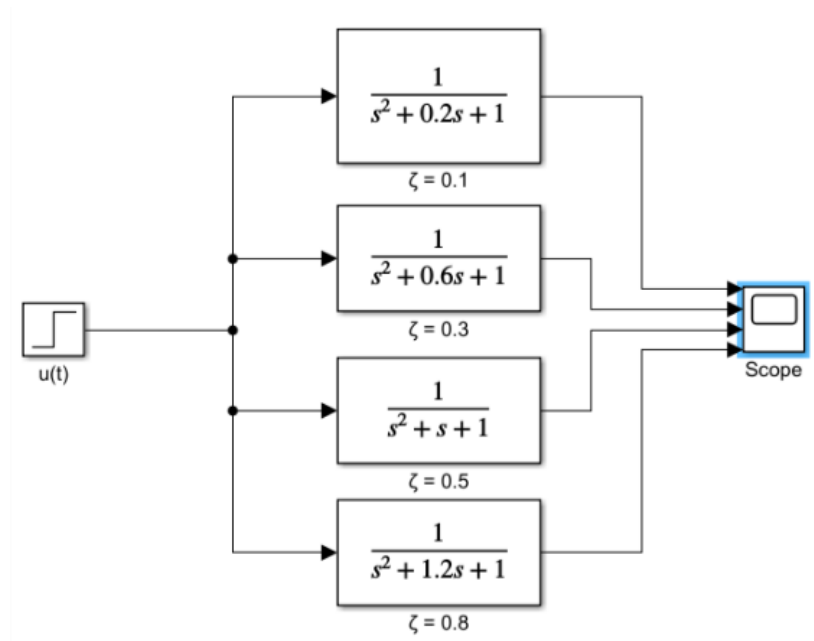


Figura 3.2 Circuito de respuesta sub-amortiguada con diferentes valores del factor de amortiguamiento

Los resultados obtenidos se presentan en la figura 3.3. Como se puede observar, la respuesta obtiene un comportamiento oscilatorio cuando el factor de amortiguamiento se va acercando a cero, mientras que cuando se acerca a uno, se aprecia un comportamiento menos oscilatorio con una estabilización más rápida.

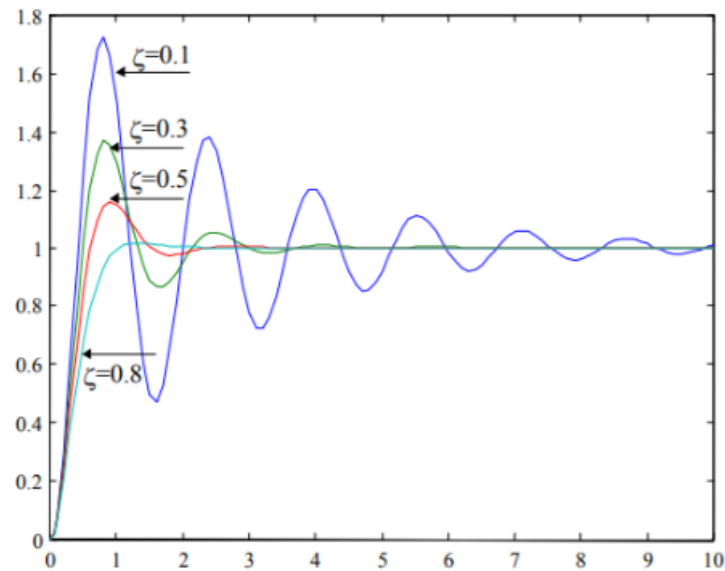


Figura 3.3 Respuesta sub-amortiguada con varios casos para el factor de amortiguamiento.

Críticamente amortiguado ($\zeta = 1$)

Debido a que, en estos casos, el factor de amortiguamiento es igual a 1, el comportamiento esperado será uno muy parecido a una respuesta de primer orden en la cual no existe oscilación alguna y la estabilización es relativamente rápida.

A continuación, se presenta el circuito desarrollado en Simulink para la correcta simulación de la respuesta críticamente amortiguada:

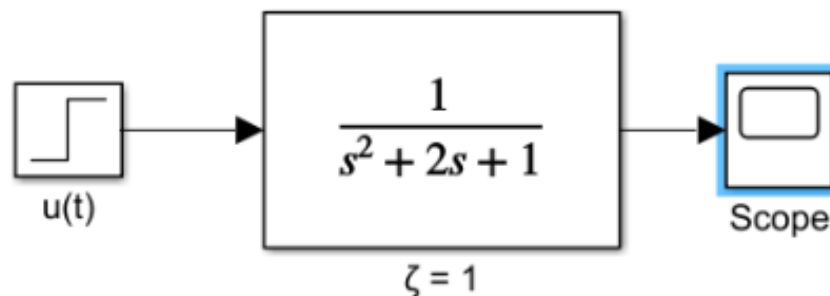


Figura 3.4 Circuito de respuesta críticamente-amortiguada

Los resultados obtenidos se presentan a continuación. Como se puede observar, el comportamiento es el esperado.

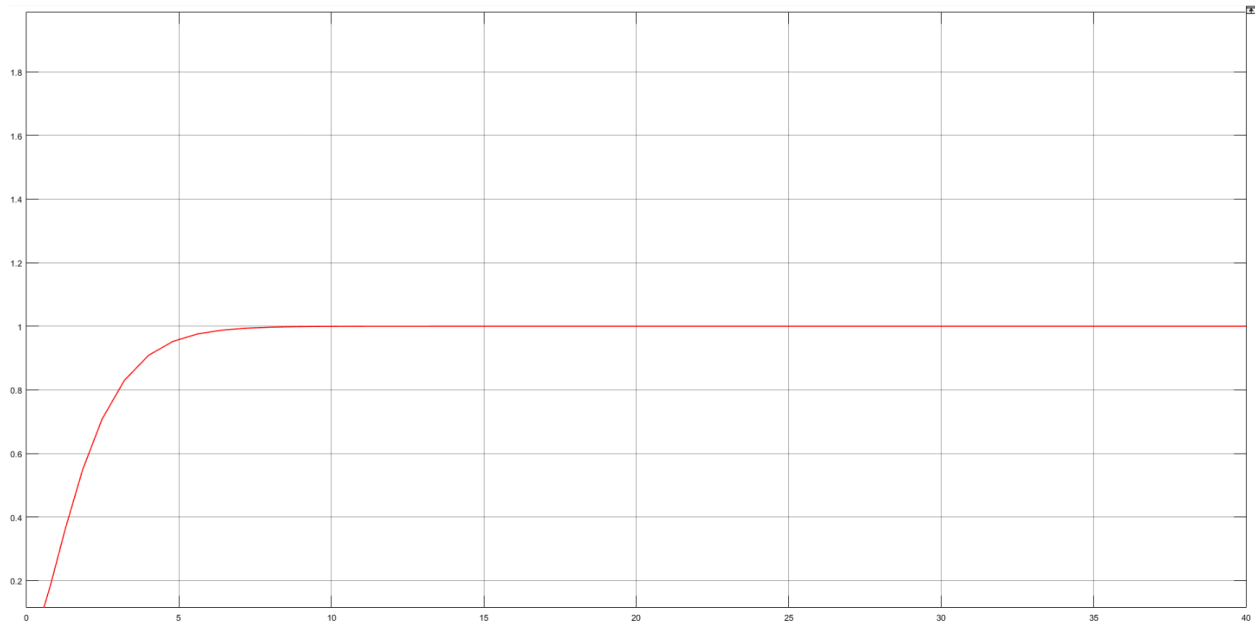


Figura 3.5 Respuesta críticamente-amortiguada

Sobre-Amortiguado ($\zeta > 1$)

Al igual que con la respuesta sub-amortiguada, se consideraron diversos valores para el factor de amortiguamiento y así tener un mejor acercamiento a el comportamiento cuando éste factor se va alejando de 1.

A continuación, se presenta el circuito desarrollado en Simulink para la correcta simulación de la respuesta sobre-amortiguada:

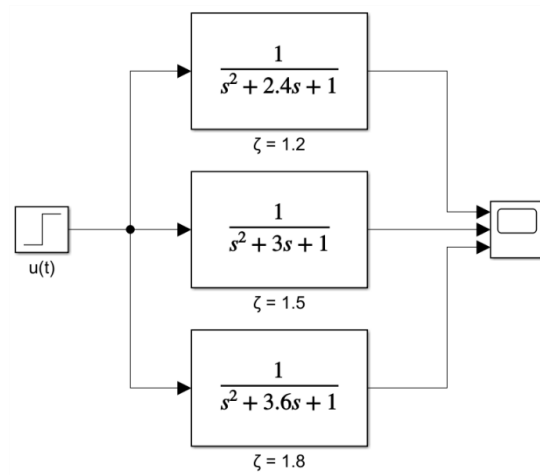


Figura 3.6 Circuito de respuesta sub-amortiguada con diferentes valores del factor de amortiguamiento

Los resultados se presentan en la figura 3.7, en ella se puede observar que conforme aumentamos el valor del factor de amortiguamiento, más tiempo tardará el sistema en lograr la estabilización deseada.

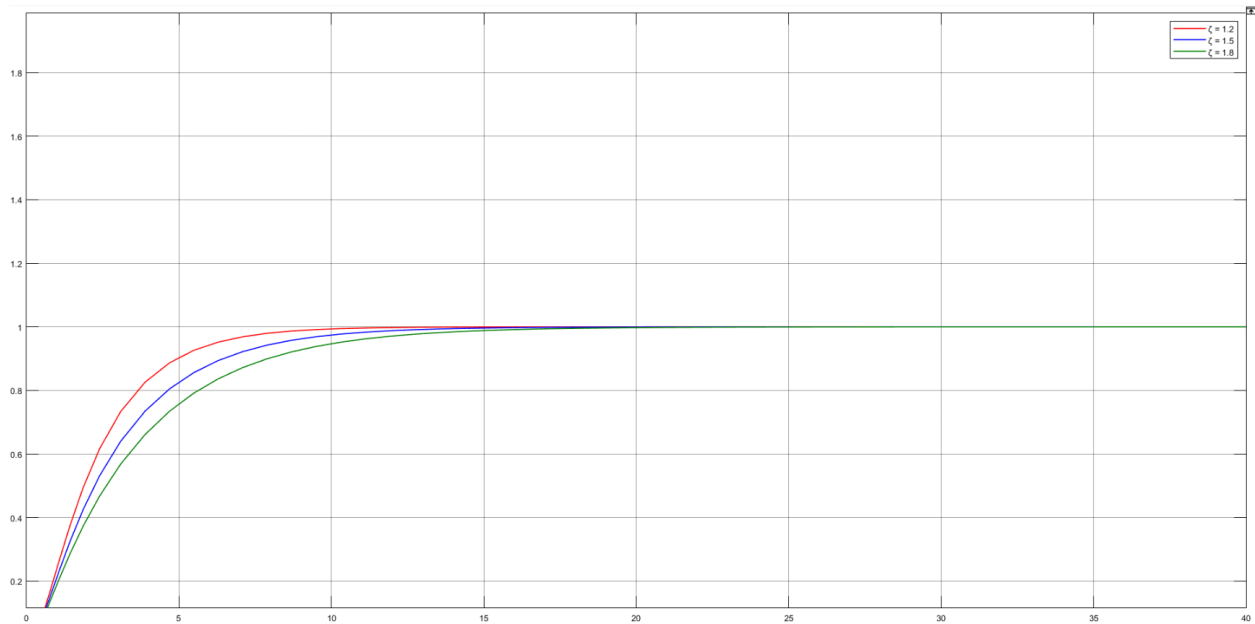


Figura 3.7 Respuesta sobre-amortiguada con diferentes valores para el factor de amortiguamiento. Rojo = 1.2, Azul = 1.5 y Verde = 1.8

No Amortiguado ($\zeta = 0$)

Este tipo de respuestas son representadas por señales sinodales, ya que como su nombre lo dice, son señales que no tienen amortiguamiento, en otras palabras, son completamente inestables, nunca tenderán a un valor estable.

A continuación, se presenta el circuito desarrollado en Simulink para la correcta simulación de la respuesta sobre-amortiguada:

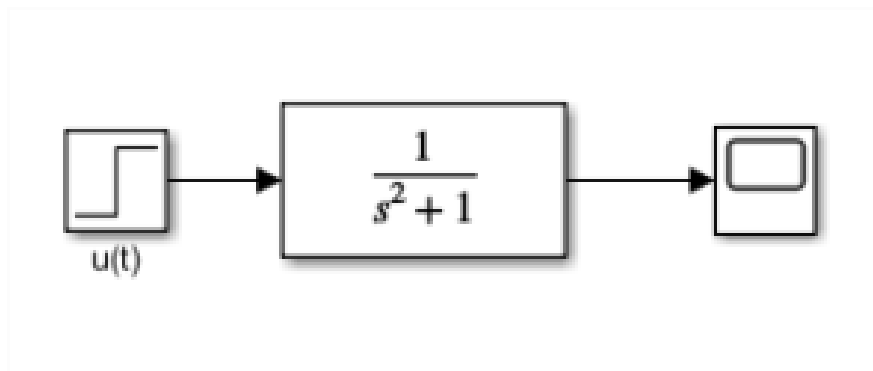


Figura 3.8 Circuito de respuesta no amortiguada

Los resultados obtenidos se presentan a continuación. Como se puede observar, el comportamiento es el esperado ya que se puede observar una señal sinodal.

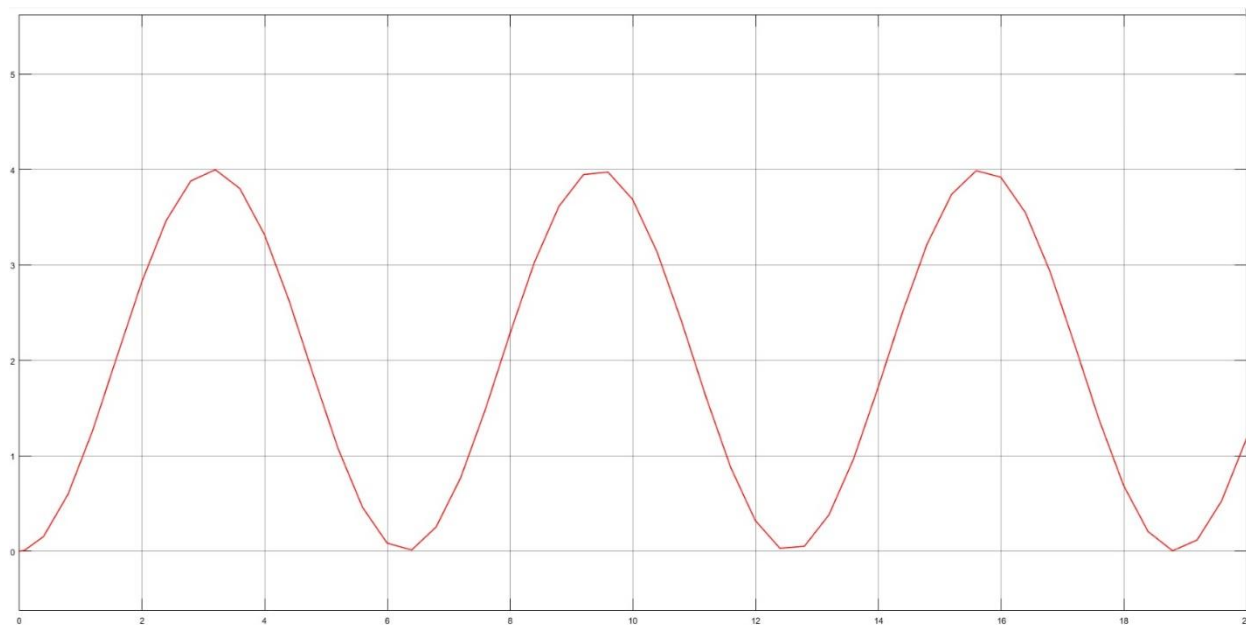


Figura 3.9 Respuesta no amortiguada

Respuesta de Circuito Webench

Una vez demostradas las diversas respuestas que se pueden obtener para un sistema de segundo orden, podemos concluir que, como se observa en la figura 3.10, nuestra respuesta del circuito obtenido por Webench es muy parecido a una respuesta del tipo sub-amortiguado.

Si comparamos nuestro resultado de la figura 3.10, a aquellos obtenidos en la figura 3.3, podemos deducir que el valor de nuestro factor de amortiguamiento es igual o menor a $\zeta = 0.5$. La razón por la cual podemos deducir esto, es porque se puede observar un poco el comportamiento oscilatorio al principio de la respuesta, para finalizar estabilizándose a un punto definido, siendo este alrededor de 8.7Vdc.

De igual manera, a continuación, se presentará el método que emplearemos para el reconocimiento de la función de transferencia de nuestro convertidor.

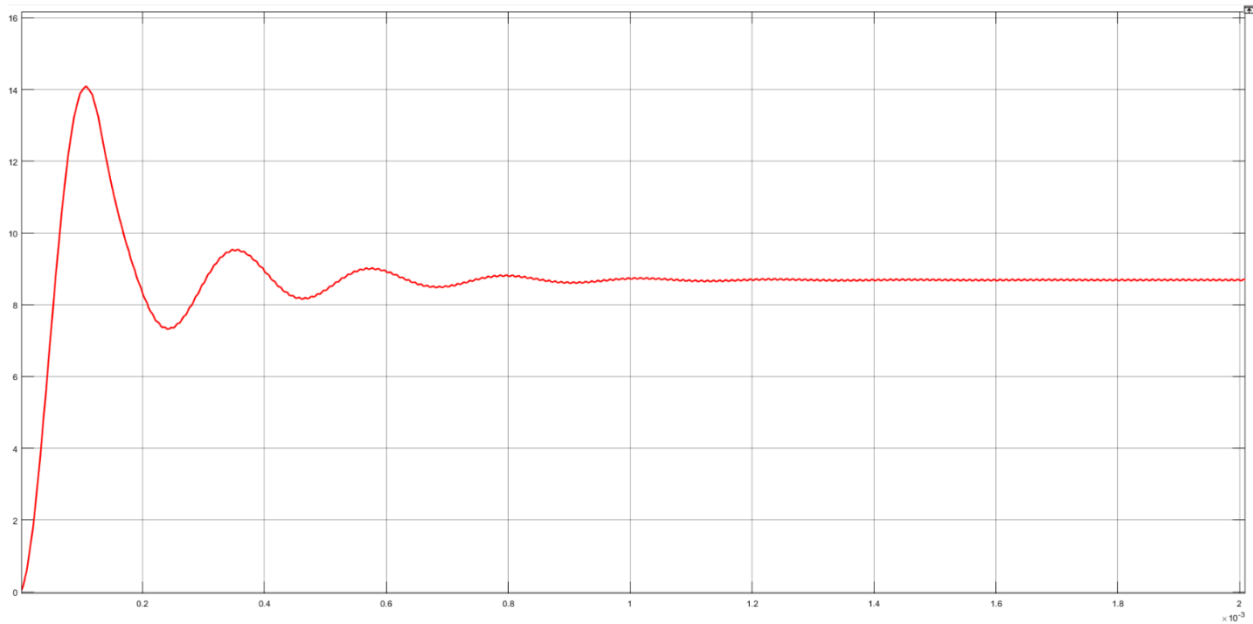


Figura 3.10 Respuesta del proceso diseñado por Webench

Respuesta oscilante para ζ igual o menor a 0.5

Las respuestas sub-amortiguadas con un factor de amortiguamiento menor o igual a 0.5 comienzan a presentar un comportamiento oscilatorio más visible que en los casos cuando nuestro factor de amortiguamiento es mayor acercándose a uno. A partir de este comportamiento oscilatorio, es posible determinar con un método matemático que lo describa. Para poder lograr esto nos podemos ayudar de un concepto conocido como el porcentaje de *overshoot*. Antes de explicar la ecuación para el cálculo de este concepto, se presentará una imagen que ayudará a entenderlo mejor.

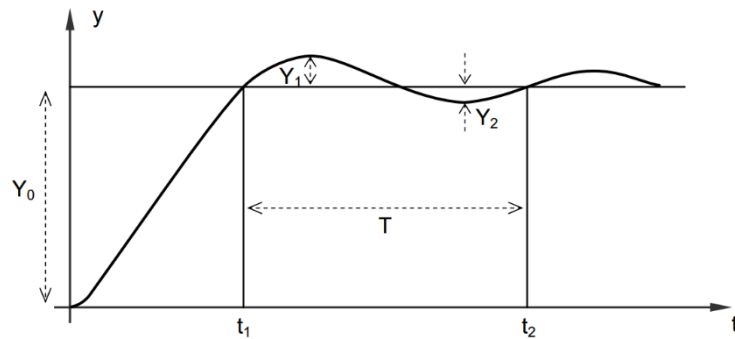


Figura 3.11 Respuesta sub-amortiguada a un escalón de amplitud Y_0

El *overshoot* en otras palabras es la diferencia entre el punto máximo y mínimo de la respuesta, y el valor en el cual se estabiliza. Para el caso de la figura 3.11 se puede observar que el *overshoot* vendría siendo los valores de Y_1 y Y_2 . La ecuación que mejor describe este concepto es la siguiente:

$$\%OS = \frac{y_{max} - y_{ss}}{y_{ss}} \quad (3.3)$$

ó

$$\%OS = e^{\frac{-\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad (3.4)$$

Donde:

- $\%OS$ = Porcentaje de *overshoot*.
- y_{max} = Punto máximo de la respuesta.
- y_{ss} = Punto de estabilidad de la respuesta.
- ζ = Factor de Amortiguamiento.

Algunos pasos importantes que se deben de considerar para poder identificar la función de nuestro convertidor son las siguientes:

- Obtener el valor del porcentaje de *overshoot*.
- Obtener factor de amortiguamiento.
- Medir tiempo entre picos de 2 oscilaciones continuas, obtener el periodo y la frecuencia natural amortiguada.
- Obtener frecuencia natural.
- Obtener el valor de K.
- Sustituir los valores en el modelo del sistema de segundo orden.

Para el cálculo del factor de amortiguamiento y la frecuencia natural utilizaremos los valores del escalón Y_0 , el punto máximo Y_1 , el punto mínimo Y_2 y el periodo (T) que podemos encontrar en la figura 3.11.

Con estos valores podemos concluir que la respuesta en el tiempo $y(t)$ se puede presentar en la siguiente ecuación [2]:

$$y(t) = Y_0 - Y_0 \times e^{-\zeta\omega_n t} \left[\cos(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t) + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t) \right] \quad (3.5)$$

A partir de la ecuación se puede demostrar que:

$$\frac{Y_1}{Y_0} = e^{-\zeta\pi/\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (3.6)$$

$$\frac{Y_2}{Y_0} = e^{-2\zeta\pi/\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (3.7)$$

Despejando podemos obtener las ecuaciones para el factor de amortiguamiento:

$$\zeta = \frac{\ln\left(\frac{Y_1}{Y_0}\right)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2\left(\frac{Y_1}{Y_0}\right)}} \quad (3.8)$$

$$\zeta = \frac{\ln\left(\frac{Y_2}{Y_0}\right)}{\sqrt{4\pi^2 + \ln^2\left(\frac{Y_2}{Y_0}\right)}} \quad (3.9)$$

Estas dos ecuaciones se pueden simplificar utilizando el resultado del porcentaje del *overshoot* con la ecuación 3.3 de la siguiente manera:

$$\zeta = \frac{\left|\ln\left(\frac{\%OS}{100}\right)\right|}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2\left(\frac{\%OS}{100}\right)}} \quad (3.10)$$

Por otra parte, para el cálculo de la frecuencia natural amortiguada se utilizará la siguiente ecuación:

$$\omega_d = \frac{2\pi}{T} \quad (3.11)$$

Para después utilizar la siguiente ecuación y obtener la frecuencia natural:

$$\omega_n = \frac{\omega_d}{\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (3.12)$$

3.3 Identificación del Convertidor

En esta sección nos daremos a la tarea de obtener los cálculos de las funciones de transferencia que mejor describan nuestro convertidor con respecto a escalones nominales de entrada y una banda de un $\pm 20\%$, además se presentarán simulaciones creadas en Simulink para comparar la respuesta de las ecuaciones calculadas y la respuesta del circuito arrojado por Webench.

Se decidió que el voltaje nominal de entrada sería de $5V_{dc}$. Como ya se mencionó, utilizaríamos una banda en la cual le agregaremos y restaremos 20% al momento de realizar pruebas, por lo que terminaremos con tres funciones de transferencia. Al obtener estas tres funciones nos facilitaremos la comprensión de nuestro sistema para así poder obtener una ecuación de transferencia que englobe todas las obtenidas para una mayor estabilidad.

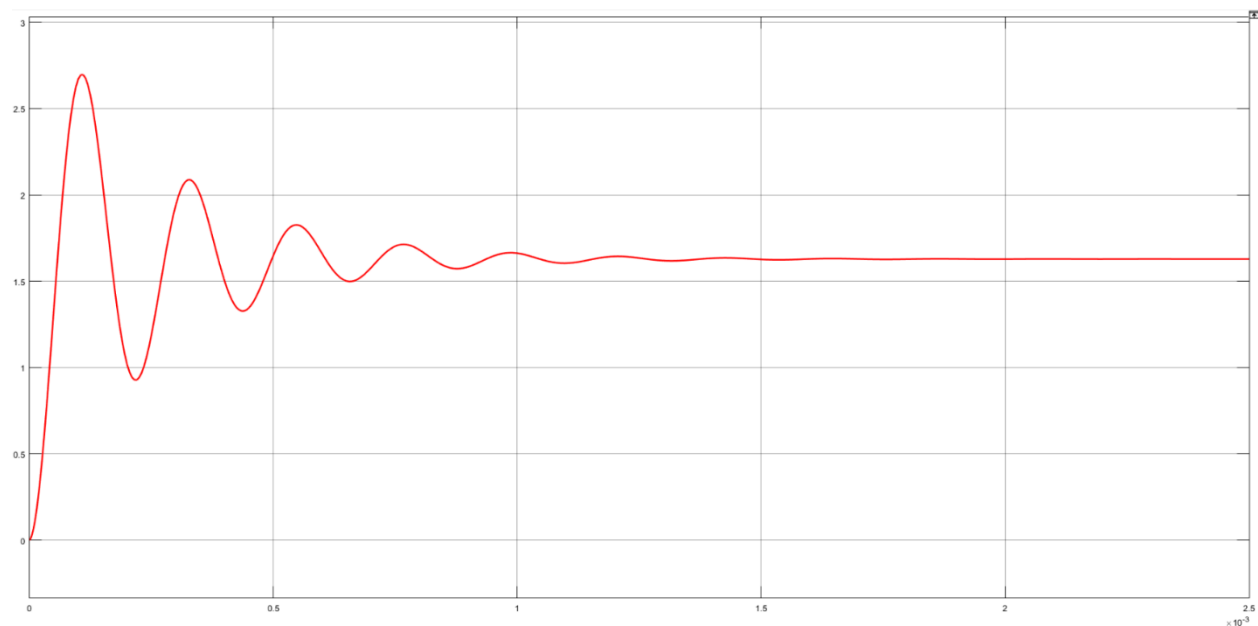


Figura 3.12 Respuesta del circuito Webench a un escalón de $5V_{dc}$

A partir de la respuesta presentada en la figura 3.12, procederemos a obtener ciertos valores que, como ya se presentó en el marco teórico, nos ayudarán a realizar los cálculos del factor de amortiguamiento, el periodo, la frecuencia natural amortiguada y la frecuencia natural. Para poder conseguir estos valores, transportamos los valores arrojados por Simulink a Matlab para poder conseguir con mayor exactitud los puntos necesarios.

3.3.1 Banda nominal U

A continuación, se presenta la gráfica con los puntos necesarios.

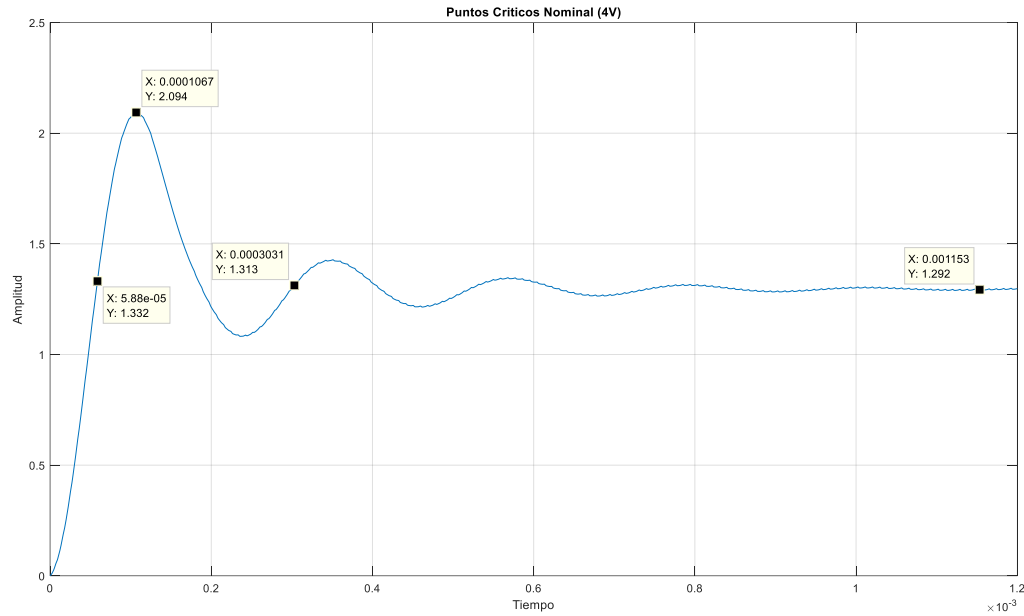


Figura 3.13 Respuesta del circuito Webench a un escalón de 4Vdc con puntos esenciales

A partir de la gráfica presentada en la figura 3.13 y de los puntos obtenidos en ella, podemos calcular el porcentaje de *overshoot*, ya que contamos con el punto máximo y el punto de estabilización, por lo que con la siguiente ecuación podemos obtener nuestro *overshoot*:

$$\%OS = \frac{y_{max} - y_{ss}}{y_{ss}} \quad (3.13)$$

$$\%OS = \frac{2.094 - 1.292}{1.292} * 100$$

$$\%OS = 62.07\%$$

Una vez calculado el porcentaje de *overshoot* podemos proceder al cálculo del factor de amortiguamiento, el cual se describe por la siguiente ecuación:

$$\zeta = \frac{\left| \ln\left(\frac{\%OS}{100}\right) \right|}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2\left(\frac{\%OS}{100}\right)}} \quad (3.14)$$

$$\zeta = \frac{\left| \ln \left(\frac{62.07}{100} \right) \right|}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2 \left(\frac{62.07}{100} \right)}}$$

$$\zeta = 0.1501$$

Si seguimos los pasos presentados en el marco teórico, sabremos que aún nos falta un valor muy importante el cual es la frecuencia natural. Para poder conseguir éste valor debemos de calcular el periodo (T).

$$T = (303.1e - 6) - (58.8e - 6) \quad (3.15)$$

$$T = 244.3 \mu s$$

Procedemos a realizar los cálculos de la frecuencia natural amortiguada con la siguiente fórmula:

$$\omega_d = \frac{2\pi}{T} \quad (3.16)$$

$$\omega_d = \frac{2\pi}{244.3 \mu s}$$

$$\omega_d = 25,719.13757 \text{ rad/s}$$

Una vez que ya contamos con el valor de la frecuencia natural amortiguada, podemos calcular la frecuencia natural con la fórmula que se presenta a continuación:

$$\omega_n = \frac{\omega_d}{\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (3.17)$$

$$\omega_n = \frac{25,719.13757}{\sqrt{1-0.1501^2}}$$

$$\omega_n = 26,013.85319 \text{ rad/s}$$

Procedemos a calcular el valor de la constante K. Para lograr esto, utilizaremos la siguiente ecuación (Recordemos que M es el valor del escalón):

$$K = \frac{y_{ss}}{M} \quad (3.18)$$

$$K = \frac{1.292}{4}$$

$$K = 0.323$$

Una vez reunidas todas las variables necesarias, podemos sustituirlas en la ecuación de los sistemas de segundo orden para obtener la representación de transferencia del circuito arrojado por Webench con un escalón nominal de 5Vcd.

$$G_p(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.19)$$

$$G_p(s) = \frac{(0.323)(26,013.85319)^2}{s^2 + 2(0.1501)(26,013.85319)s + (26,013.85319)^2}$$

$$G_p(s) = \frac{218,580,686.6}{s^2 + (7,809.36 * s) + 676720391.8}$$

Ahora que ya tenemos nuestra ecuación de transferencia procedemos a simularla en Simulink. Para la mejor comprensión de esta, decidimos incluir dentro de la gráfica la respuesta arrojada por el circuito de Webench y comparar ambas.

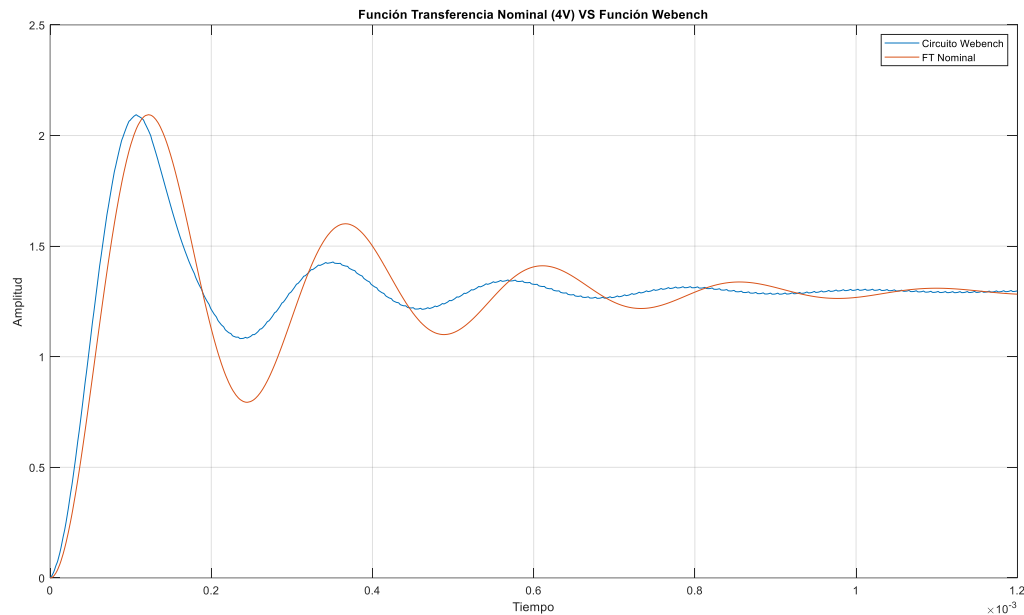


Figura 3.14 Comparación de respuesta del circuito de Webench y de la función de transferencia calculada

3.3.2 Banda nominal U (-20%)

A continuación, se presenta la gráfica con los puntos necesarios.

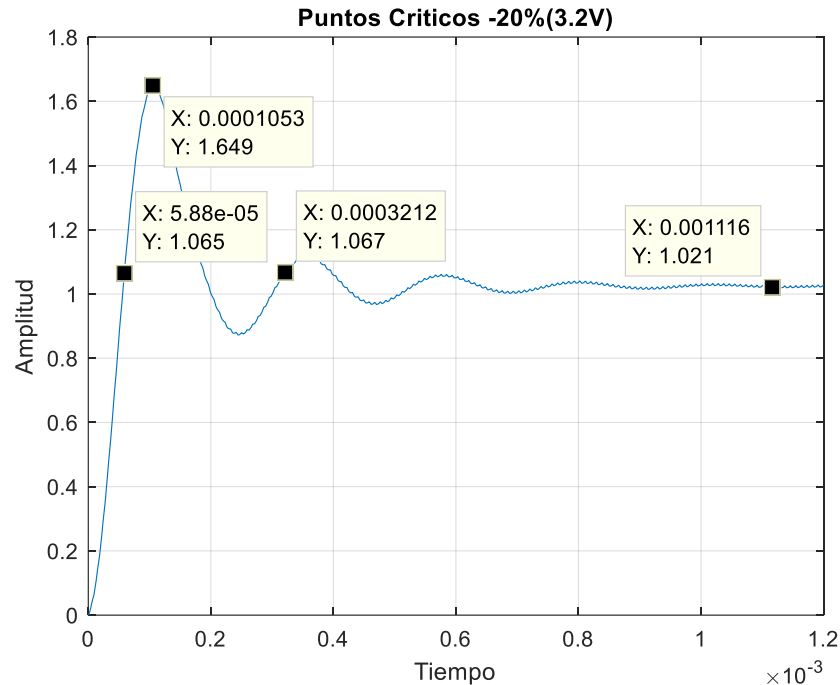


Figura 3.15 Respuesta del circuito Webench a un escalón de 3.8Vdc con puntos esenciales

A partir de la gráfica presentada en la figura 3.15 y de los puntos obtenidos en ella, podemos calcular el porcentaje de *overshoot*, ya que contamos con el punto máximo y el punto de estabilización, por lo que con la siguiente ecuación podemos obtener nuestro *overshoot*:

$$\%OS = \frac{y_{max} - y_{ss}}{y_{ss}} \quad (3.20)$$

$$\%OS = \frac{1.649 - 1.021}{1.021} * 100$$

$$\%OS = 61.50832517\% \approx 61.51\%$$

Una vez calculado el porcentaje de *overshoot* podemos proceder al cálculo del factor de amortiguamiento, el cual se describe por la siguiente ecuación:

$$\zeta = \frac{\left| \ln\left(\frac{\%OS}{100}\right) \right|}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2\left(\frac{\%OS}{100}\right)}} \quad (3.21)$$

$$\zeta = \frac{\left| \ln\left(\frac{61.5}{100}\right) \right|}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2\left(\frac{61.5}{100}\right)}}$$

$$\zeta = 0.152879362 \approx 0.1529$$

Si seguimos los pasos presentados en el marco teórico, sabremos que aún nos falta un valor muy importante el cual es la frecuencia natural. Para poder conseguir éste valor debemos de calcular el periodo (T).

$$T = (321.2^{-6}) - (58.8e^{-6}) \quad (3.22)$$

$$T = 262.4\mu s$$

Procedemos a realizar los cálculos de la frecuencia natural amortiguada con la siguiente fórmula:

$$\omega_d = \frac{2\pi}{T} \quad (3.23)$$

$$\omega_d = \frac{2\pi}{262.4\mu s}$$

$$\omega_d = 23,945.06596 \text{ rad/s}$$

Una vez que ya contamos con el valor de la frecuencia natural amortiguada, podemos calcular la frecuencia natural con la fórmula que se presenta a continuación:

$$\omega_n = \frac{\omega_d}{\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (3.24)$$

$$\omega_n = \frac{23,945.06596}{\sqrt{1-0.1529^2}}$$

$$\omega_n = 24,229.97004 \approx 24,229.97 \text{ rad/s}$$

Procedemos a calcular el valor de la constante K. Para lograr esto, utilizaremos la siguiente ecuación (Recordemos que M es el valor del escalón):

$$K = \frac{y_{ss}}{M} \quad (3.25)$$

$$K = \frac{1.021}{3.2}$$

$$K = 0.3191$$

Una vez reunidas todas las variables necesarias, podemos sustituirlas en la ecuación de los sistemas de segundo orden para obtener la representación de transferencia del circuito arrojado por Webench con un escalón nominal de 4Vcd.

$$G_p(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.26)$$

$$G_p(s) = \frac{(0.3191)(24,229.97)^2}{s^2 + 2(0.1529)(24,229.97)s + 24,229.97^2}$$

$$G_p(s) = \frac{187,317,654.8207617}{s^2 + 7,408.500788055894 * s + 587,087,654.6781955}$$

Ahora que ya tenemos nuestra ecuación de transferencia procedemos a simularla en Simulink. Para la mejor comprensión de esta, decidimos incluir dentro de la gráfica la respuesta arrojada por el circuito de Webench y comparar ambas.

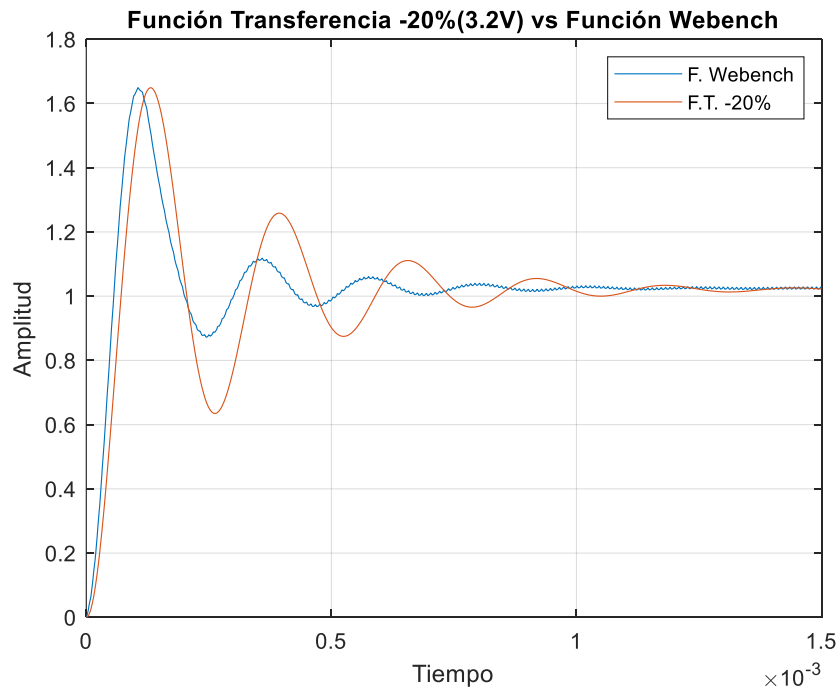


Figura 3.16 Comparación de respuesta del circuito de Webench y de la función de transferencia calculada

3.3.3 Banda nominal U (+20%)

A continuación, se presenta la gráfica con los puntos necesarios.

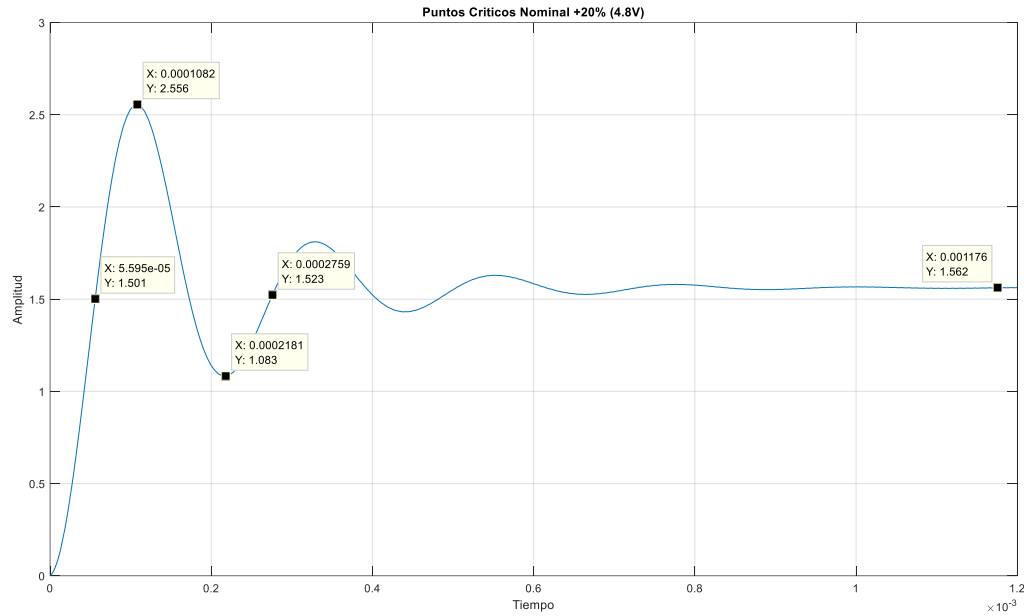


Figura 3.17 Respuesta del circuito Webench a un escalón de 4.8Vdc con puntos esenciales

A partir de la gráfica presentada en la figura 3.17 y de los puntos obtenidos en ella, podemos calcular el porcentaje de *overshoot*, ya que contamos con el punto máximo y el punto de estabilización, por lo que con la siguiente ecuación podemos obtener nuestro *overshoot*:

$$\%OS = \frac{y_{max} - y_{ss}}{y_{ss}} \quad (3.27)$$

$$\%OS = \frac{2.556 - 1.562}{1.562} * 100$$

$$\%OS = 63.63\%$$

Una vez calculado el porcentaje de *overshoot* podemos proceder al cálculo del factor de amortiguamiento, el cual se describe por la siguiente ecuación:

$$\zeta = \frac{\left| \ln\left(\frac{\%OS}{100}\right) \right|}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2\left(\frac{\%OS}{100}\right)}} \quad (3.28)$$

$$\zeta = \frac{\left| \ln\left(\frac{63.63}{100}\right) \right|}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2\left(\frac{63.63}{100}\right)}}$$

$$\zeta = 0.1424$$

Si seguimos los pasos presentados en el marco teórico, sabremos que aún nos falta un valor muy importante el cual es la frecuencia natural. Para poder conseguir éste valor debemos de calcular el periodo (T).

$$T = (275.9e^{-6}) - (55.95e^{-6}) \quad (3.29)$$

$$T = 219.95\mu s$$

Procedemos a realizar los cálculos de la frecuencia natural amortiguada con la siguiente fórmula:

$$\omega_d = \frac{2\pi}{T} \quad (3.30)$$

$$\omega_d = \frac{2\pi}{219.95\mu s}$$

$$\omega_d = 28566.42 \text{ rad/s}$$

Una vez que ya contamos con el valor de la frecuencia natural amortiguada, podemos calcular la frecuencia natural con la fórmula que se presenta a continuación:

$$\omega_n = \frac{\omega_d}{\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (3.31)$$

$$\omega_n = \frac{28566.42}{\sqrt{1-0.1424^2}}$$

$$\omega_n = 28860.53 \text{ rad/s}$$

Procedemos a calcular el valor de la constante K. Para lograr esto, utilizaremos la siguiente ecuación (Recordemos que M es el valor del escalón):

$$K = \frac{y_{ss}}{M} \quad (3.32)$$

$$K = \frac{1.562}{4.8}$$

$$K = 0.325$$

Una vez reunidas todas las variables necesarias, podemos sustituirlas en la ecuación de los sistemas de segundo orden para obtener la representación de transferencia del circuito arrojado por Webench con un escalón nominal de 6Vcd.

$$G_p(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.33)$$

$$G_p(s) = \frac{(0.325)(28860.53)^2}{s^2 + 2(0.1424)(28860.53)s + 28860.53^2}$$

$$G_p(s) = \frac{270,702,312.4}{s^2 + 8,219.47s + 832,930,191.9}$$

Ahora que ya tenemos nuestra ecuación de transferencia procedemos a simularla en Simulink. Para la mejor comprensión de esta, decidimos incluir dentro de la gráfica la respuesta arrojada por el circuito de Webench y comparar ambas.

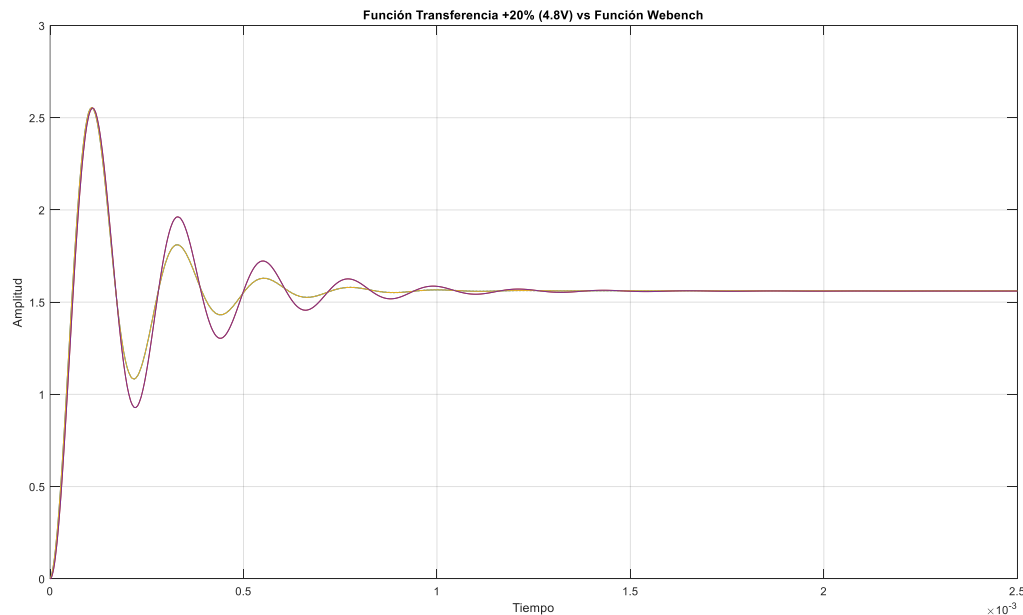


Figura 3.18 Comparación de respuesta del circuito de Webench y de la función de transferencia calculada

A diferencia del caso de la banda nominal del -20%, aquí se requiere hacer un ajuste en el valor de ω_n . Esto con la finalidad de ajustar el desfase en la amplitud entre la respuesta obtenida por la función de transferencia y la de Webench.

3.4 Validación del Modelo Obtenido

Una vez obtenido los tres modelos del proceso, tanto el nominal como su banda de operación, necesitamos comparar la manera en la que se acerca más al proceso real del circuito dado por Webench.

A continuación, se muestra los componentes de cada modelo.

Proceso	K	ζ	ω_n
+20%	0.325	0.1424	28,860.53
Nominal	0.323	0.1501	26,013.85
-20%	0.319	0.1529	24,229.97

Tabla 3.1 Valores de los componentes obtenidos

Podemos observar en la tabla que parece tener un comportamiento lineal con respecto a los componentes seleccionados.

Realizamos la comparativa del circuito Webench contra las tres funciones de transferencia (-20%, nominal, +20%), en los tres diferentes escalones de referencia (3.2V, 4V, 4.8V), con el objetivo de identificar cuál de las tres funciones de transferencia resulta más aproximado a la respuesta deseada.

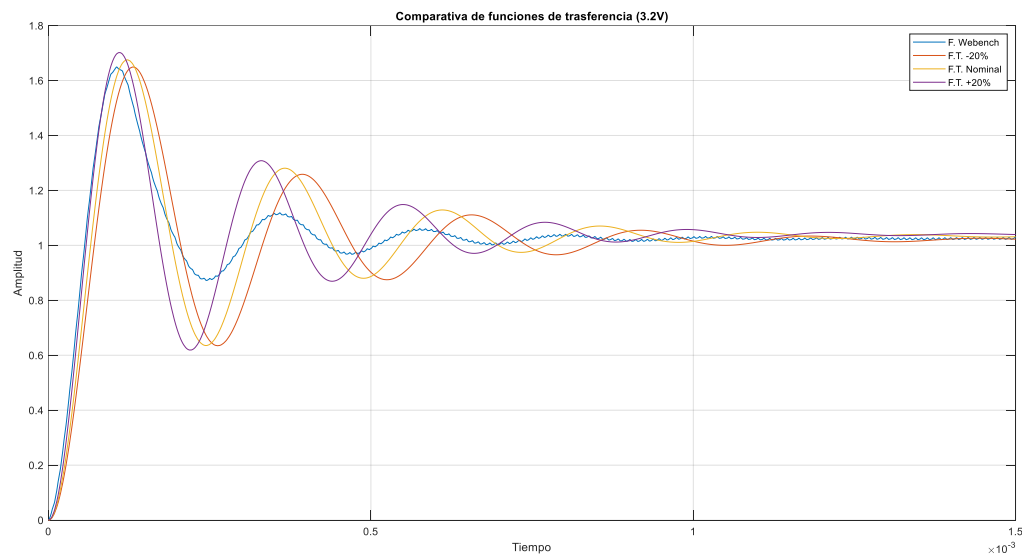


Figura 3.19 Comparativa funciones de transferencia y Webench con un escalón de 3.2 V

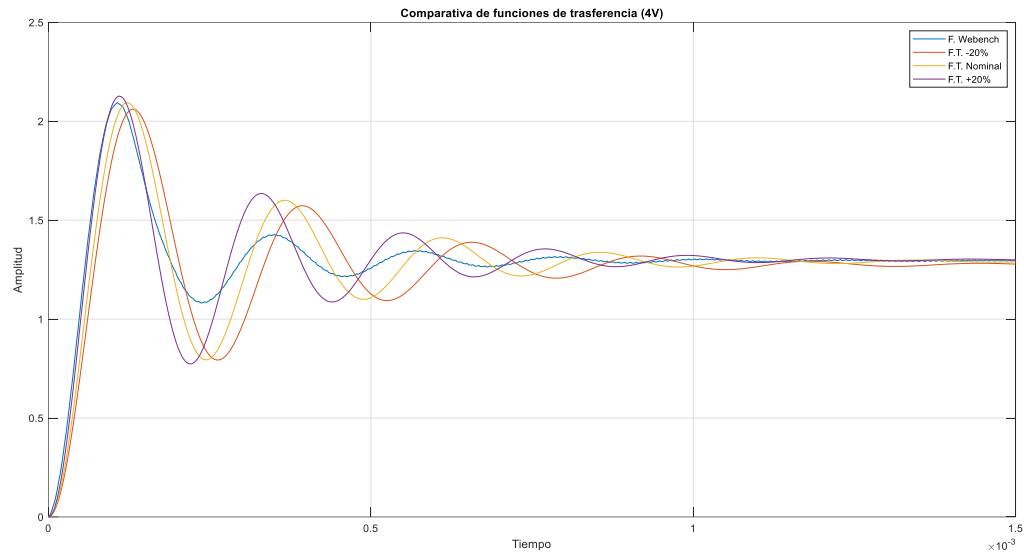


Figura 3.20 Comparativa funciones de transferencia y Webench con un escalón de 4 V

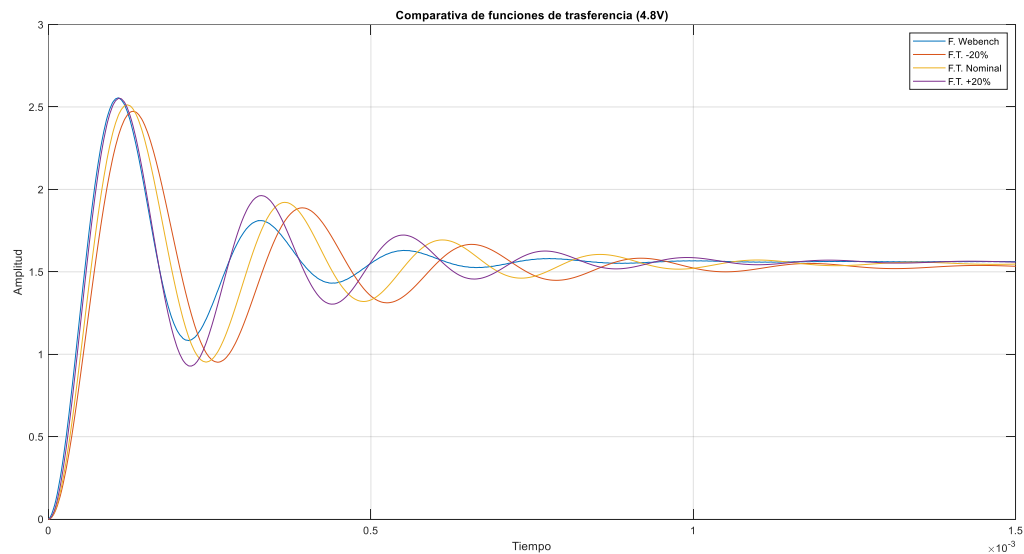


Figura 3.21 Comparativa funciones de transferencia y Webench con un escalón de 4.8 V

Tomando en cuenta las figuras anteriores (3.19, 3.20 y 3.21), podemos observar que la función de transferencia que más se adecua al comportamiento deseado (Webench) es la correspondiente a la función de transferencia de +20% (que corresponde a la señal morada).

Por lo tanto, en los próximos capítulos estaremos trabajando con dicha función de transferencia de este proceso:

$$G_p(s) = \frac{270,702,312.4}{s^2 + 8,219.47s + 832,930,191.9} \quad (3.27)$$

3.5 Conclusiones

A lo largo de este capítulo se detalló la identificación del proceso, este es un paso con demasiada importancia en el diseño del sistema de control, debido a que se depende totalmente del proceso para poder diseñar de manera más óptima el controlador en un futuro.

Gracias a la implementación de tres diferentes bandas de operación (nominal, +20% y -20%) y compararla contra la respuesta del circuito en diferentes escalones, pudimos identificar que la función de transferencia que rige a nuestro proceso es la equivalente al +20%.

Cabe resaltar en este capítulo la importancia del factor de amortiguamiento y la frecuencia natural, conceptos aprendidos en el curso de Control Analógico.

3.6 Referencias

- Condori, O. (s.f.). *CONVERTIDORES AC-AC*. Obtenido de FACULTAD NACIONAL DE INGENIERIA: http://docentes.uto.edu.bo/ocondoric/wp-content/uploads/TEMA_6.pdf
- Fidel, G. d. (Noviembre de 2014). *ANÁLISIS DE LAS CONFIGURACIONES DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA EMPLEADAS EN LOS SISTEMAS DE TRACCIÓN DE VEHÍCULOS ELÉCTRICOS*. Obtenido de UNIVERSIDAD DE VALLADOLID: <https://uvadoc.uva.es/bitstream/10324/12967/1/TFG-P-241.pdf>
- GIMENEZ, J. (11 de marzo de 2011). *GENERACIÓN EÓLICA EMPLEANDO DISTINTOS TIPOS DE GENERADORES CONSIDERANDO SU IMPACTO EN EL SISTEMA DE POTENCIA*. Obtenido de Universidad Nacional de Colombia: <https://revistas.unal.edu.co/index.php/dyna/article/view/20070/48734>
- Gudino, M. (12 de julio de 2017). *Home Articles and Videos Types of Switching DC to DC Converters*. Obtenido de Arrow: <https://www.arrow.com/en/research-and-events/articles/types-of-switching-dc-dc-converters>
- Mañana, M. (s.f.). *REGULACIÓN, CONTROL Y PROTECCIÓN DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS*. Obtenido de Universidad de Cantabria : <https://ocw.unican.es/pluginfile.php/1986/course/section/2310/convertidores.pdf>
- Metodología para el análisis y síntesis de inversores bidireccionales con aislamiento en alta frecuencia de tipo directo*. (s.f.). Obtenido de Universitat Politècnica de Catalunya: <https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2117/93648/04Jabj04de10.pdf?sequence=4&isAllowed=y>

Power Designers USA. (22 de febrero de 2011). *DC-DC Converter Basics*. Obtenido de Power Designers USA:
https://web.archive.org/web/20110222001750/http://www.powerdesignersusa.com/InfoWeb/design_center/articles/DC-DC/converter.shtm

Sobrino, E. (s.f.). *SISTEMA FOTOVOLTAICO AUTONOMO*. Obtenido de Universitat Politècnica de Catalunya:
<https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/5493/Memòria.pdf?sequence=2&isAllowed=y>

Ugena, A. (17 de diciembre de 2014). *DISEÑO DE UN CIRCUITO CARGADOR DE BATERÍAS PARA PANEL SOLAR CON SEGUIMIENTO DEL PUNTO ÓPTIMO DE CARGA*. Obtenido de Universidad Carlos III de Madrid:
https://e-archivo.uc3m.es/bitstream/handle/10016/22551/PFC_alejandro_ugena_ortiz_2014.pdf

Rivero, R. (s.f.). *IDENTIFICACION DE SISTEMAS DE SEGUNDO ORDEN*. Editorial de la Universidad Tecnológica Nacional. Obtenido de:
<http://www.edutecne.utn.edu.ar/tutoriales/identificacion-sistemas-segundo-orden.pdf>

Cárdenas, R. (s.f.). *Sistemas de Segundo Orden*. Obtenido de Departamento de Ingeniería Eléctrica Universidad de Magallanes:
https://www.u-cursos.cl/ingenieria/2014/2/EL4004/1/material_docente/bajar?id_material=962199

Anexos

Capacitor de salida

Panasonic Conductive Polymer Aluminum Solid Capacitors

Surface Mount Type **OS-CON**
Series : **SVPF**



Features

- High voltage (50 V.DC max.)
- Large capacitance (1000 μ F max.)
- 105 °C 5000 h
- RoHS compliance, Halogen free

Specifications

Size code	B6	C6	E7	E12	F12
Category temperature range	-55 °C to +105 °C				
Rated voltage range	16 V.DC to 25 V.DC	16 V.DC to 50 V.DC			
Rated capacitance range	27 μF to 82 μF	10 μF to 180 μF	18 μF to 270 μF	39 μF to 560 μF	68 μF to 1000 μF
Capacitance tolerance	±20 % (120 Hz / + 20 °C)				
Leakage current	Please see the attached characteristics list				
Dissipation factor (tan δ)	Please see the attached characteristics list				
Endurance	+105 °C, 5000 h, rated voltage applied				
	Capacitance change	Within ±20 % of the initial value			
	tan δ	≤ 150 % of the initial limit			
	DC leakage current	Within the initial limit			
Damp heat (Steady State)	+60 °C, 90 % to 95 %, 1000 h, No-applied voltage				
	Capacitance change	Within ±20 % of the initial value			
	tan δ	≤ 150 % of the initial limit			
	DC leakage current	Within the initial limit (after voltage processing)			

Characteristics list

Series	Rated voltage (VDC)	Rated capacitance (μF)	Case size (mm)		Size code	Specifications				Standard (Reel size : φ380)	
			φD	L		Ripple current (mA r.m.s.)	ESR **2 (mΩ max.)	tan δ **3	LC **4 (μA)	Part number	Mn Packaging Qty (pcs)
SVPF	16	82	5.0	5.9	B6	3000	27	0.12	262	16SVPF82M	1500
		180	6.3	5.9	C6	3300	22	0.12	576	16SVPF180M	1000
		270	8.0	6.9	E7	3300	22	0.12	864	16SVPF270M	1000
		560	8.0	11.9	E12	4950	14	0.12	1792	16SVPF560M	400
		1000	10.0	12.6	F12	5400	12	0.12	3200	16SVPF1000M	400
	20	56	5.0	5.9	B6	2800	30	0.12	224	20SVPF56MX	1500
		120	6.3	5.9	C6	3200	25	0.12	480	20SVPF120M	1000
		180	8.0	6.9	E7	3200	25	0.12	720	20SVPF180M	1000
		390	8.0	11.9	E12	4950	14	0.12	1560	20SVPF390M	400
		560	10.0	12.6	F12	5400	12	0.12	2240	20SVPF560M	400
	25	27	5.0	5.9	B6	2450	40	0.12	135	25SVPF27MX	1500
		47	6.3	5.9	C6	2800	30	0.12	235	25SVPF47M	1000
		56	6.3	5.9		2800	30	0.12	280	25SVPF56M	1000
		82	8.0	6.9	E7	3000	28	0.12	410	25SVPF82M	1000
		100	8.0	6.9		3200	24	0.12	500	25SVPF100M	1000
		180	8.0	11.9	E12	4650	16	0.12	900	25SVPF180M	400
		330	10.0	12.6	F12	5000	14	0.12	1650	25SVPF330M	400

Capacitor de entrada

muRata

Chip Monolithic Ceramic Capacitor for General
GRM32ER61C476ME15_ (1210, X5R:EIA, 47uF, DC16V)
_: packaging code

Reference Sheet

1.Scope

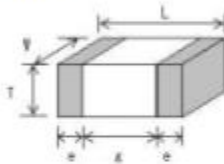
This product specification is applied to Chip Monolithic Ceramic Capacitor used for General Electronic equipment.

2.MURATA Part NO. System

(Ex.)

GRM	32	E	R6	1C	476	M	E15	L
(1)JW Dimensions	(2)T Dimensions	(3)Temperature Characteristics	(4)Rated Voltage	(5)Nominal Capacitance	(6)Capacitance Tolerance	(7)Murata's Control Code	(8)Packaging Code	

3. Type & Dimensions



(Unit:mm)

(1)-1 L	(1)-2 W	(2) T	e	g
3.2±0.3	2.5±0.2	2.5±0.2	0.3 min.	1.0 min.

4.Rated value

(3) Temperature Characteristics (Public STD Code):X5R(EIA)		(4) Rated Voltage	(5) Nominal Capacitance	(6) Capacitance Tolerance	Specifications and Test Methods (Operating Temp. Range)
Temp. coeff or Cap. Change	Temp. Range (Ref.Temp.)				
-15 to 15 %	-55 to 85 °C (25 °C)	DC 16 V	47 uF	±20 %	-55 to 85 °C

5.Package

mark	(8) Packaging	Packaging Unit
L	φ180mm Reel EMBOSSED W8P4	1000 pcs./Reel
K	φ330mm Reel EMBOSSED W8P4	4000 pcs./Reel

Product specifications in this catalog are as of Mar.7,2016,and are subject to change or obsolescence without notice.
Please consult the approval sheet before ordering.
Please read rating and !Cautions first.



Shielded Power Inductors—MSS1210



- 12.3 x 12.3 mm footprint; 10 mm high shielded inductors
- 27 inductance values from 10 μ H to 10 mH
- Low DCR and excellent current handling

Core material Ferrite

Core and winding loss See www.coilcraft.com/coreloss

Environment RoHS compliant, halogen free

Terminations RoHS compliant matte tin over nickel over phos bronze. Other terminations available at additional cost.

Weight: 5.1–6.2 g

Ambient temperature –40°C to +85°C with (40°C rise) Irms current.

Maximum part temperature +125°C (ambient + temp rise). Derating.

Storage temperature Component: –40°C to +125°C.

Tape and reel packaging: –40°C to +80°C

Resistance to soldering heat Max three 40 second reflows at +260°C, parts cooled to room temperature between cycles

Moisture Sensitivity Level (MSL) 1 (unlimited floor life at <30°C / 85% relative humidity)

Failures in Time (FIT) / Mean Time Between Failures (MTBF)

38 per billion hours / 26,315,789 hours, calculated per Telcordia SR-332

Packaging 300/13" reel; Plastic tape: 24 mm wide, 0.5 mm thick, 20 mm pocket spacing, 10.3 mm pocket depth

PCB washing Tested to MIL-STD-202 Method 215 plus an additional aqueous wash. See [Doc787_PCB_Washing.pdf](#)

Part number ¹	Inductance ² (μ H)	DCR (Ohms) ³		SRF typ ⁴ (MHz)	Isat (A) ⁵			Irms (A) ⁶	
		typ	max		10% drop	20% drop	30% drop	20°C rise	40°C rise
MSS1210-103ME	10 \pm 20%	0.014	0.016	15.0	9.6	11.5	12.5	4.70	6.50
MSS1210-153ME	15 \pm 20%	0.019	0.022	12.0	8.3	9.9	10.7	4.20	5.70
MSS1210-223ME	22 \pm 20%	0.026	0.030	9.5	6.8	8.1	8.8	3.20	4.40
MSS1210-333ME	33 \pm 20%	0.033	0.039	7.5	5.4	6.4	6.9	2.90	3.80
MSS1210-473ME	47 \pm 20%	0.048	0.056	6.0	4.5	5.4	5.8	2.20	3.00
MSS1210-683ME	68 \pm 20%	0.068	0.080	4.5	3.8	4.5	4.9	2.10	2.80
MSS1210-104KE	100 \pm 10%	0.106	0.125	3.6	3.1	3.7	4.0	1.80	2.40
MSS1210-124KE	120 \pm 10%	0.115	0.135	3.3	2.9	3.4	3.7	1.70	2.30
MSS1210-154KE	150 \pm 10%	0.157	0.185	2.9	2.6	3.1	3.4	1.26	1.75
MSS1210-184KE	180 \pm 10%	0.173	0.203	2.8	2.3	2.8	3.0	1.20	1.70
MSS1210-224KE	220 \pm 10%	0.191	0.225	2.7	2.1	2.5	2.8	1.10	1.50
MSS1210-334KE	330 \pm 10%	0.289	0.340	1.8	1.7	2.1	2.2	0.85	1.20
MSS1210-474KE	470 \pm 10%	0.434	0.510	1.6	1.4	1.7	1.8	0.70	0.98
MSS1210-684KE	680 \pm 10%	0.536	0.630	1.4	1.2	1.4	1.6	0.69	0.91
MSS1210-105KE	1000 \pm 10%	0.816	0.960	1.1	0.98	1.2	1.3	0.60	0.83
MSS1210-125KE	1200 \pm 10%	1.07	1.26	1.0	0.91	1.1	1.2	0.49	0.67
MSS1210-155KE	1500 \pm 10%	1.23	1.45	0.85	0.81	0.96	1.0	0.46	0.65
MSS1210-185KE	1800 \pm 10%	1.39	1.63	0.85	0.73	0.87	0.95	0.45	0.63
MSS1210-225KE	2200 \pm 10%	1.82	2.14	0.70	0.66	0.79	0.86	0.38	0.52
MSS1210-275KE	2700 \pm 10%	2.02	2.38	0.65	0.59	0.71	0.77	0.36	0.50
MSS1210-335KE	3300 \pm 10%	2.69	3.17	0.56	0.54	0.64	0.70	0.31	0.43
MSS1210-395KE	3900 \pm 10%	2.98	3.50	0.54	0.50	0.60	0.64	0.30	0.41
MSS1210-475KE	4700 \pm 10%	3.34	3.93	0.51	0.45	0.54	0.58	0.28	0.39
MSS1210-565KE	5600 \pm 10%	3.71	4.37	0.45	0.41	0.49	0.54	0.27	0.38
MSS1210-685KE	6800 \pm 10%	4.97	5.85	0.40	0.38	0.45	0.49	0.22	0.31
MSS1210-825KE	8200 \pm 10%	5.51	6.48	0.38	0.35	0.41	0.45	0.21	0.28
MSS1210-106KE	10000 \pm 10%	7.39	8.69	0.31	0.31	0.37	0.40	0.18	0.24

1. Specify termination and packaging codes:

MSS1210-105KED

Termination: E = RoHS compliant matte tin over nickel over phos bronze.

Special order:

Q = RoHS tin-silver-copper (95.5/4/0.5) or
P = non-RoHS tin-lead (63/37).

Packaging: D = 13" machine-ready reel, EIA-481 embossed plastic tape (300 parts per full reel).

B = Less than full reel, in tape, but not machine ready. To have a leader and trailer added (\$25 charge), use code letter D instead.

2. Inductance tested at 100 kHz, 0.1 Vrms, 0 Adc using an Agilent/HP 4263B LCR meter or equivalent.

3. DCR measured on a micro-ohmmeter and a Coilcraft CCF858 test fixture.

4. SRF measured using Agilent/HP 4191A or equivalent.

5. DC current at 25°C that causes the specified inductance drop from its value without current.

Click for temperature derating information.

6. Current that causes the specified temperature rise from 25°C ambient. This information is for reference only and does not represent absolute maximum ratings.

Click for temperature derating information.

7. Electrical specifications at 25°C.

Refer to Doc 362 "Soldering Surface Mount Components" before soldering.

Document 902-1 Revised 07/11/16

© Coilcraft Inc. 2016

This product may not be used in medical or high risk applications without prior Coilcraft approval. Specification subject to change without notice. Please check web site for latest information.

Coilcraft
www.coilcraft.com

US +1-847-639-6400 sales@coilcraft.com
UK +44-1236-730595 sales@coilcraft-europe.com
Taiwan +886-2-2264 3646 sales@coilcraft.com.tw
China +86-21-6218 8074 sales@coilcraft.com.cn
Singapore +65-6484 8412 sales@coilcraft.com.sg



CSD25402Q3A

SLPS454B – DECEMBER 2013 – REVISED JANUARY 2016

CSD25402Q3A –20 V P-Channel NexFET™ Power MOSFET

1 Features

- Ultra-Low Q_g and Q_{gd}
- Low Thermal Resistance
- Low $R_{DS(on)}$
- Pb and Halogen Free
- RoHS Compliant
- SON 3.3 mm × 3.3 mm Plastic Package

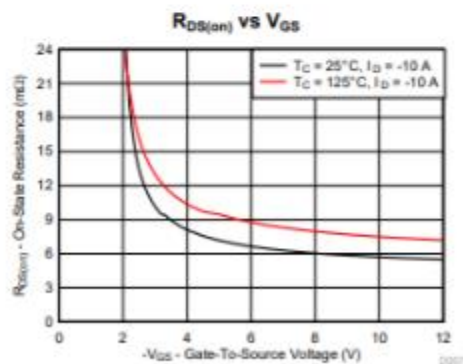
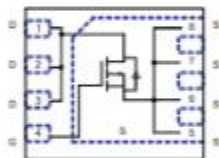
2 Applications

- DC-DC Converters
- Battery Management
- Load Switch
- Battery Protection

3 Description

This –20-V, 7.7-mΩ NexFET™ power MOSFET is designed to minimize losses in power conversion load management applications with a SON 3.3 mm × 3.3 mm package that offers an excellent thermal performance for the size of the device.

Top View



Product Summary

$T_A = 25^\circ\text{C}$		TYPICAL VALUE	UNIT
V_{DS}	Drain-to-source voltage	–20	V
Q_g	Gate charge total (–4.5 V)	7.5	nC
Q_{gd}	Gate charge gate to drain	1.1	nC
$R_{DS(on)}$	Drain-to-source on resistance	$V_{GS} = -1.8\text{ V}$	74 mΩ
		$V_{GS} = -2.5\text{ V}$	13.3 mΩ
		$V_{GS} = -4.5\text{ V}$	7.7 mΩ
V_{th}	Threshold voltage	–0.9	V

Ordering Information⁽¹⁾

DEVICE	QTY	MEDIA	PACKAGE	SHIP
CSD25402Q3A	2500	13-Inch Reel	SON 3.3 mm × 3.3 mm Plastic Package	Tape and Reel
CSD25402Q3AT	250	7-Inch Reel	SON 3.3 mm × 3.3 mm Plastic Package	Tape and Reel

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

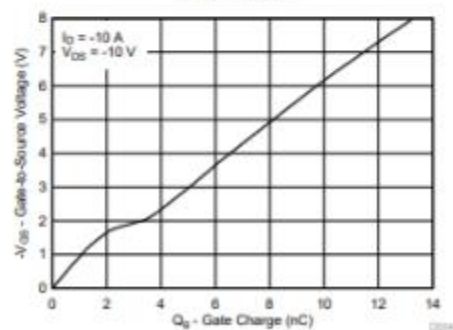
Absolute Maximum Ratings

$T_A = 25^\circ\text{C}$		VALUE	UNIT
V_{DS}	Drain-to-source voltage	–20	V
V_{GS}	Gate-to-source voltage	+12 or –12	V
I_D	Continuous drain current, $T_C = 25^\circ\text{C}$	–76	A
	Continuous drain current (package limit)	–35	A
	Continuous drain current ⁽¹⁾	–15	A
I_{DS}	Pulsed drain current ⁽²⁾	–148	A
P_D	Power dissipation ⁽¹⁾	2.8	W
	Power dissipation, $T_C = 25^\circ\text{C}$	69	W
T_J	Operating junction temperature	–55 to 150	$^\circ\text{C}$
T_{stg}	Storage temperature	–55 to 150	$^\circ\text{C}$

(1) Typical $R_{\theta JA} = 45^\circ\text{C/W}$ on 1 inch² Cu (2 oz.) on 0.060 inch thick FR4 PCB.

(2) Max $R_{\theta JC} = 2.3^\circ\text{C/W}$, pulse duration $\leq 100\text{ }\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 1\%$

Gate Charge




An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.



5.1 Electrical Characteristics

(T_A = 25°C unless otherwise stated)

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
STATIC CHARACTERISTICS							
V_{DS}	Drain-to-source voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}$, $I_D = -250\text{ }\mu\text{A}$		-20			V
I_{DSS}	Drain-to-source leakage current	$V_{GS} = 0\text{ V}$, $V_{DS} = -16\text{ V}$				-1	μA
I_{GSS}	Gate-to-source leakage current	$V_{GS} = 0\text{ V}$, $V_{DS} = \pm 12\text{ V}$				-100	nA
$V_{GS(th)}$	Gate-to-source threshold voltage	$V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = -250\text{ }\mu\text{A}$		-0.65	-0.90	-1.15	V
$R_{DS(on)}$	Drain-to-source on resistance	$V_{GS} = -1.8\text{ V}$, $I_D = -1\text{ A}$			74	300	m Ω
		$V_{GS} = -2.5\text{ V}$, $I_D = -10\text{ A}$			13.3	15.9	m Ω
		$V_{GS} = -4.5\text{ V}$, $I_D = -10\text{ A}$			7.7	8.9	m Ω
g_m	Transconductance	$V_{DS} = -10\text{ V}$, $I_D = -10\text{ A}$			59		S

Specifications

Product Attribute	Attribute Value	Search Similar
Manufacturer:	Cornell Dubilier	<input type="checkbox"/>
Product Category:	Aluminum Electrolytic Capacitors - SMD	<input checked="" type="checkbox"/>
RoHS:	 Details	
Capacitance:	68 µF	<input type="checkbox"/>
Voltage Rating DC:	35 VDC	<input type="checkbox"/>
Tolerance:	20 %	<input type="checkbox"/>
ESR:	35 mOhms	<input type="checkbox"/>
Minimum Operating Temperature:	- 55 C	<input type="checkbox"/>
Maximum Operating Temperature:	+ 105 C	<input type="checkbox"/>
Diameter:	6.3 mm	<input type="checkbox"/>
Length:	7.7 mm	<input type="checkbox"/>
Life:	10000 Hour	<input type="checkbox"/>
Ripple Current:	2 A	<input type="checkbox"/>
Qualification:	AEC-Q200	<input type="checkbox"/>
Series:	HZA	<input type="checkbox"/>
Packaging:	Cut Tape	<input type="checkbox"/>
Packaging:	MouseReel	<input type="checkbox"/>
Packaging:	Reel	<input type="checkbox"/>
Termination Style:	SMD/SMT	
Brand:	Cornell Dubilier - CDE	
Leakage Current:	23.8 µA	
Dissipation Factor DF:	0.12	
Product Type:	Electrolytic Capacitors	
Factory Pack Quantity:	900	
Subcategory:	Capacitors	

Atributos del producto		Seleccionar todos <input type="checkbox"/>
Categorías	Capacitores Aluminio - capacitores de polímero	<input checked="" type="radio"/> <input type="radio"/>
Fabricante	Nichicon	<input type="checkbox"/>
Serie	FPCAP_RPS	<input type="checkbox"/>
Empaquetado 	Cinta cortada (CT) 	<input type="checkbox"/>
Estado de la pieza	Activo	<input type="checkbox"/>
Tipo	Polímero	<input type="checkbox"/>
Capacitancia	270µF	<input type="checkbox"/>
Tolerancia	±20%	<input type="checkbox"/>
Voltaje nominal	16V	<input type="checkbox"/>
ESR (resistencia de serie equivalente)	14 mOhm	<input type="checkbox"/>
Vida útil según temperatura	2000 h a 105 °C	<input type="checkbox"/>
Temperatura de operación	-55 °C ~ 105 °C	<input type="checkbox"/>
Normas	-	<input type="checkbox"/>
Aplicaciones	Propósito general	<input type="checkbox"/>
Corriente de ondulación a una frecuencia baja	440mA @ 120Hz	<input type="checkbox"/>
Corriente de ondulación a una frecuencia alta	4.4A @ 100kHz	<input type="checkbox"/>
Separación de terminales	-	<input type="checkbox"/>
Tamaño / Medidas	0.315" D (8.00 mm)	<input type="checkbox"/>
Altura - Asiento (Máx.)	0.472" (12.00 mm)	<input type="checkbox"/>
Tamaño de montaje en superficie	0.327" L x 0.327" A (8.30 mm x 8.30 mm)	<input type="checkbox"/>
Tipo de montaje	Montaje en superficie	<input type="checkbox"/>
Paquete / Caja (carcasa)	Radial, encapsulado - terminales SMD	<input type="checkbox"/>