Introducción

El presente trabajo tiene como meta poner al alcance del estudiante una bibliografía que sirva como manual de estudio para la unidad de introductoria a fuentes de alimentación de baja potencia que forma parte del programa de la materia "Electrónica Aplicada II". Cabe aclarar que se entiende por fuente de alimentación de baja potencia: a aquellas en las cuales la potencia de salida no superan los 100 watts aproximadamente, su configuración sea lineal o conmutada es básica y su fuente primaria de energía es monofásica rectificada o baterías.

Si bien este material puede ser utilizado como documento de consulta por profesionales y técnicos en el tema, se aclara que su contenido fue seleccionado teniendo en cuenta la formación académica de alumnos del cuarto nivel de la carrera de Ingeniería Electrónica.

Por esta razón sólo se desarrollan contenidos básicos sobre el tema, dado que, en la asignatura de "Electrónica de Potencia" en el quinto nivel, de la carrera, se aborda un estudio mucho más profundo y exhaustivo sobre el tema de fuentes de alimentación y otros tópicos de la electrónica de potencia.

Otro aspecto que se tuvo en cuenta en la realización del texto, es la rápida obsolescencia causada por el vertiginoso desarrollo en el campo de la electrónica. Por tal razón se procuro, mas haya de la tecnología utilizada, poner énfasis en los conceptos básicos sobre fuentes reguladas los cuales se sabe son mas perdurables y por lo tanto favorecería prolongar la vida útil del presente trabajo.

Se puede ver que en algunos casos se tratan circuitos que pueden resultar un tanto anticuados frente a la electrónica integrada analógica o digital pero, si se lee atentamente el plan de estudio, se nota que estos circuitos resultan ser una aplicación directa de conocimientos de materias anteriores en el desarrollo de la carrera y por tanto no se pueden omitir.

Por otra parte, la estrategia de estudio aplicada en estos temas tiene mucho que ver con el análisis funcional del circuito de modo que si se puede identificar el dispositivo con una o mas funciones resulta en una herramienta didáctica de gran utilidad.

El trabajo esta organizado siguiendo el desarrollo del diagrama en bloque de una fuente regulada genérica o sea: a) la fuente primaria de energía (la red, baterías rectificadores y filtros) b) Reguladores lineales discretos e integrados c) Reguladores conmutados discretos e integrados.

Se procuró mantener un justo equilibrio entre el desarrollo de los conceptos teóricos complementándolo con algunos ejercicios resueltos. Todo esto se complementó con casos de análisis de circuitos en funcionamiento, sobre los cuales se planteo obtener analíticamente los valores de sus parámetros eléctricos. También se realizaron diseños básicos desde los mas elementales a los mas complejos tratando de encadenar su desarrollo entre las distintas partes de trabajo.

Se estudiaron las hojas de datos de los componentes utilizados en las distintas aplicaciones con el objeto no solo de conocer sus parámetros sino de adquirir criterios de selección de los mismos.

Como complemento de los ejercicios, análisis y diseños realizados a lo largo del texto se desarrollaron simulaciones de algunos de los circuitos lo cual permite visualizar y conceptualizar con mayor profundidad el funcionamiento del circuito.

Introducción a las Fuentes de Alimentación de Baja Potencia (Parte I)

Objetivos del trabajo

- 1-Describir los circuitos rectificadores de baja potencia más usuales y desarrollar criterios de selección y diseño de los mismos.
- 2-Describir los parámetros de calidad de una fuente de alimentación e identificar la relación de estos con la aplicación particular de la fuente.
- 3-Analizar las configuraciones básicas de las fuentes de alimentación de tensión reguladas lineales y adquirir criterios básicos de diseño.
- 4-Analizar las configuraciones básicas de las fuentes de alimentación de tensión reguladas conmutadas y adquirir criterios básicos de diseño.
- 5-Describir las diferencias entre los reguladores lineales y conmutados especificando las ventajas y desventajas de cada uno.
- 6-Realizar prácticas de diseño con reguladores integrados lineales y conmutados

Definición de símbolos, términos y siglas utilizados en la parte I

Símbolo	Definición	Unidad
$\frac{\Delta}{C}$	Incremento de una variable eléctrica	Earnd [E]
f	Capacidad Frecuencia	Farad [F]
_		Hertz [Hz]
ic	Corriente de carga o descarga en un capacitor	Amper [A]
id	Corriente a través de un diodo	Amper [A]
ie	Corriente de enterada a un filtro inductivo	Amper [A]
ifus	Corriente media de calculo de un fusible	Amper [A]
Il	Corriente de carga	Amper [A]
Imax	Corriente máxima	Amper [A]
Ip	Corriente pico para la selección de fusible	Amper [A]
j	Unidad imaginaria, que se indica con la letra j o i.	
L	Inductancia eléctrica	Henry [H]
M.O	Rectificador de media onda	
n		
	Relación de transformación en transformadores	
O.C	Rectificador de onda completa	
Pd	Potencia disipada en un dispositivo	Watt [W]
Pi	Potencia de entrada a un dispositivo, circuito o sistema	Watt [W]
Pl	Potencia disipada en la carga de un circuito o sistema	Watt [W]
q	Carga eléctrica	Culombio[C).
R	Resistencia eléctrica	$Ohm[\Omega]$
rd	Resistencia directa del diodo rectificador	$Ohm[\Omega]$
R1	Resistencia de carga	$Ohm[\Omega]$
rL	Resistencia de una inductancia	$Ohm[\Omega]$
t	Tiempo	Segundo [s]
T	Periodo de onda periódica.	Segundo [s]
Vcc	Tensión continua o componente de tensión continua en una forma de onda	Volt [V]
V_D	Tensión directa o de conducción en un diodo semiconductor	Volt [V]
Vi	Tensión de entrada a un dispositivo, circuito o sistema	Volt [V]
Vl	Tensión sobre la resistencia de carga de un circuito o sistema	Volt [V]
Vmax	Tensión máxima	Volt [V]
Vp	Tensión del primario de un transformador	Volt [V]
Vr	Tensión de zumbido o de ripple	Volt [V]
Vs	Tensión del bobinado secundario de un transformador	Volt [V]
W	Frecuencia o velocidad angular en Radian/segundo	[rad/s]
Xc	Reactancia capacitiva	$Ohm[\Omega]$
Xl	Reactancia inductiva	$Ohm[\Omega]$
η	Rendimiento energético	
'1	ronamiento energotico	_

Parte I: Circuitos de rectificación y filtrado

Objetivo específico de la Parte I

Describir los circuitos rectificadores de baja potencia más usuales y desarrollar criterios de selección y diseño de los mismos.

Item	Pag.
6-1 Introducción	5
6-2 Introducción al análisis y diseño del bloque de rectificación y filtrado.	6
6-2-1 Circuitos rectificadores.	6
6-2-1a Rectificador de media onda.	6
6-2-1b Análisis del zumbido en el rectificador de media onda.	7
6-2-1c Rectificador de onda completa (con transformador de punto medio).	8
6-2-1d Análisis del zumbido en el rectificador de onda completa.	9
6-2-1e Rectificador de onda completa (tipo puente).	10
6-2-2 Ejemplo N°1: Circuito rectificador de onda completa tipo puente.	11
6-3 Circuitos de filtrado.	12
6-3-1a Filtro de entrada capacitiva.	13
6-3-1b Ejemplo N°2: Filtro con entrada capacitiva.	16
6-3-2a Filtro de entrada inductiva LC.	17
6-3-2b Ejemplo N°3: Filtro con entrada inductiva.	19
6-4 Características técnicas de diodos rectificadores de baja potencia.	20
6-5 Ejemplo Nº4. Diseño de un circuito rectificador con filtro de zumbido.	22
6-5-1 Procedimiento de diseño.	22
6-5-2 Simulación y ensayo de laboratorio del rectificador con filtro capacitivo.	25_

6

FUENTES DE ALIMENTACIÓN

6-1 Introducción

La fuente de alimentación es el bloque o módulo de un sistema electrónico que se encarga de suministrar la energía necesaria para el funcionamiento del mismo. Este bloque a su vez puede estar compuesto por partes de distintas índoles: electrónicas, eléctricas, electromecánicas etc.

Normalmente en la mayoría de los casos la energía con la cual se provee a la fuente de alimentación para su funcionamiento proviene de la red de distribución eléctrica domiciliaria o bien de algún sistema de baterías. Estas fuentes (la red o baterías) son a menudo llamadas fuentes primarias de energía.

Se puede definir el rendimiento de una fuente de alimentación como la relación entre la energía suministrada al sistema que se alimenta (PL) y la energía tomada de la fuente primaria (Pi). Si toda la energía tomada de la fuente primaria es enviada al sistema que se alimenta(al cual llamaremos en adelante carga) se dice que el rendimiento es máximo y vale 1. Como se ve en la figura 6-1, se aclara que esto en la práctica no sucede y que normalmente parte de la energía en juego se disipa en la fuente (Pd) por lo que el rendimiento nunca llega a la unidad.

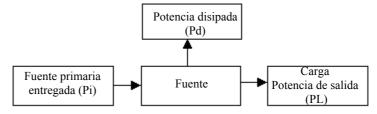


Figura. N°6-1 Distribución de la potencia en una fuente de alimentación

La expresión matemática está definida por la Ec. 6-1

$$\eta = \frac{Pl}{P_i} \le 1$$
 Ec 6-1

Si se permite de alguna manera regular el flujo de energía de la fuente primaria al sistema alimentado este tipo de fuentes se denominan reguladas. Existen dos modos de realizar esta regulación, en el caso en que la energía fluye en forma continua hacia la carga, el regulador es del tipo lineal y en el caso en que fluye por paquetes habilitados por el bloque de control, se llama conmutado.

- Reguladores lineales.
- Reguladores conmutados.

En este trabajo se pretende estudiar el funcionamiento de los reguladores lineales y conmutados básicos y los principios de diseño de los mismos.

En la figura 6-2 se ve el diagrama en bloque general de una fuente de alimentación regulada.

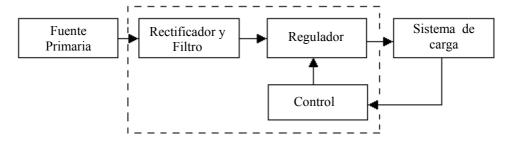


Figura. N°6-2 Diagrama en bloque de una fuente de alimentación regulada

Resulta evidente que muchos de los parámetros de la fuente estarán vinculados con las características de la fuente primaria y el sistema alimentado. Estas relaciones serán estudiadas con detenimiento en las partes sucesivas, en particular aquellas que intervienen en las condiciones de diseño de la fuente.

6-2 Introducción al análisis y diseño del bloque de rectificación y filtrado.

En general los circuitos electrónicos requieren de fuentes de tensión continua para fijar su punto de trabajo, es por ello que si la fuente primaria es la red de alimentación trifásica o monofásica será necesario un paso de rectificación y filtrado para convertir la tensión alterna de la red a tensión continua.

El proceso de rectificación se realiza a través de algún dispositivo de conducción unidireccional que sea capaz de soportar las condiciones de tensión, corriente y potencia impuestas; se usan para este fin; diodos rectificadores o rectificadores controlados de silicio SCR. En nuestro caso trataremos el tema con diodos rectificadores de silicio por ser los de uso mas difundido en fuentes de baja y mediana potencia como las que estudiaremos.

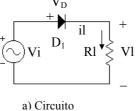
La corriente pulsante suministrada por el circuito rectificador está formada por una componente de continua Vcc y armónicas de la frecuencia de red Vr llamadas zumbido o ripple. Estas armónicas suelen ocasionar ruidos indeseables en la carga, por lo que, se debe implementar el filtrado mediante algún tipo de dispositivo tales como capacitores, inductancias o una combinación de estos. En general en este proceso el dispositivo almacena energía durante el periodo de conducción de los diodos y la suministra al sistema durante el período de noconducción de los mismos, disminuyendo la amplitud de estas componentes. De esta manera se logra atenuar las componentes del zumbido.

6-2-1 Circuitos rectificadores.

Existen una gran variedad de circuitos rectificadores pero hay algunos de ellos de uso muy difundido los cuales consideraremos en este estudio. Estos se suelen clasificar teniendo en cuenta la fuente de corriente alterna de la cual toman la energía para funcionar, en nuestro caso podrán ser circuitos rectificadores monofásicos, trifásicos y polifásicos. En este estudio solo nos referiremos a rectificadores monofásicos.

6-2-1a Rectificador de media onda.

Es el circuito más sencillo, tal como se ve en la figura Nº6-3 a. Supondremos para el análisis que la fuente de energía primaria es la red de distribución domiciliaria. Por lo que la forma de onda de entrada



Vi es la vista en la fig N°6-3 b y se expresa por:

$$Vi = V \max senwt$$
 Ec. 6-2

En este rectificador el diodo D1 solo permite el paso del semiciclo positivo o negativo (según la disposición del diodo) esto se debe a la característica del diodo de conducir o no de acuerdo a la polarización que tenga aplicada en el momento. La expresión de la corriente por el diodo en el momento de la conducción será Ec. 6-3 (considerando despreciable la resistencia interna de la fuente primaria Vi). Para $0 \le \omega t \le \pi$

$$Il = \frac{V \max}{rd + Rl} sen\omega t = \operatorname{Im} ax sen\omega t$$
 Ec. 6-3

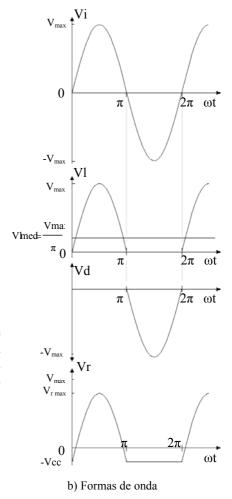


Figura. N°6-3 a y b Rectificador de media onda

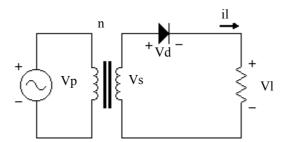
Donde RI representa la resistencia de la carga y rd es la resistencia directa del diodo en estado de conducción, por el momento consideraremos el diodo como ideal y por lo tanto rd = 0.

El nivel de tensión continua suministrado a la carga se puede determinar mediante la integral del valor medio de la senoidal rectificada y se puede calcular con la siguiente integral.

$$Vlmed = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} V \max sen\omega t \ d\omega t = \frac{V \max}{\pi} = 0.318 \ V \max$$
 Ec. 6-4

En el momento de la conducción del diodo D1 la tensión a sus bornes Vd se considera igual a cero (ideal) por lo tanto la corriente está limitada por la carga, dado que se a supuesto que la impedancia de la fuente Vi es prácticamente nula. En el momento de no conducción el diodo actúa como una llave abierta y por lo tanto debe ser capaz de soportar la tensión pico Vmax tal como se ve en la figura Nº6-3 b.

Examinando la forma de onda de la tensión sobre la carga VI en la figura Nº 6-3 b se llega a la conclusión de que existe además del valor de tensión continua VI med=Vmax/ π otras componentes del tipo senoidal cuya suma total se llaman tensión de zumbido VIr. Esta gráfica esta constituida solo por las componentes senoidales, sin considerar la componente de continua, de modo que el valor indicado como máximo es VIr max = Vmax – Vcc. En la practica se utiliza en la entrada del circuito un transformador figura. N°6-3 c diseñado de modo que permita obtener la tensión alterna Vs de la línea de la red de distribución eléctrica y la mínima impedancia de salida con el fin que su resistencia interna sea despreciable comparada con la resistencia de la carga. De esta manera se busca suministrar a la carga la corriente fijada como dato para el diseño de la fuente.



Np: número de espiras del primario.

Ns: número de espiras del secundario.

$$Donden = \frac{Np}{Ns} = \frac{Vp}{Vs}$$

Figura. N°6-3 c Rectificador de media onda

6-2-1b Análisis del zumbido en el rectificador de media onda.

Es conveniente realizar un análisis mas profundo sobre la relación de las componentes de la forma de onda resultante del proceso de rectificación. Fundamentalmente se desea comparar y mejorar la relación entre el nivel de continua respecto a las componentes que conforman el zumbido como elemento perturbador en el funcionamiento del sistema a alimentar.

La herramienta matemática para este análisis es la serie de Fourier aplicada a la forma de onda resultante VI. Esta función se define para.

$$Vl = V \max sen\omega t \quad para \quad 0 \le \omega t \le \pi$$
 Ec. 6-5

Sus componentes se pueden expresar mediante la serie de Fourier como:

$$VI(\omega t) = Vcc + \sum_{n=1,2...}^{\infty} (an \ sen \ nt + bn \cos nt)$$
 Ec. 6-6

Donde

$$an = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} V \max sen wt sen nwt dwt \quad y \quad bn = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} V \max sen wt \cos nwt dwt$$
 Ec. 6-7

Cuando se reemplazan los valores de an y bn, la expresión final de la tensión sobre Rl estará definida por

$$Vl(\omega t) = \frac{V \max}{\pi} + \frac{V \max}{2} sen \omega t - \frac{2V \max}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{2V \max}{15\pi} \cos 4\omega t - \frac{2V \max}{35\pi} \cos 6\omega t - \dots$$
 Ec. 6-8

Analizando la ecuación final Ec 6-8 se pude concluir que el primer termino es el valor de continua Vcc y las demás componentes (también llamados armónicos) son una senoide con la frecuencia fundamental ωt y el resto de las componentes son cosenoides de un número de frecuencia par de la fundamental Un aspecto importante es que la amplitud de los armónicos disminuye con el aumento de la frecuencia. Esta característica será de vital importancia a la hora de trabajar en la eliminación del zumbido presente a la salida de la fuente de alimentación puesto que si se garantiza, mediante un filtro pasa bajos, la eliminación del ruido de la frecuencia fundamental, las otras componentes de alta frecuencia también serán eliminadas.

6-2-1c Rectificador de onda completa (con transformador de punto medio).

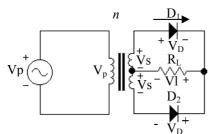


Figura Nº 6-4 a Circuito onda completa

Este circuito rectificador esta basado en dos circuitos rectificadores de media onda que conducen en forma alternada durante los dos semicíclos de la onda senoidal de entrada .El diodo D1 solo permite el paso del semiciclo positivo estando bloqueado el D2 (según la polaridad indicada en la figura 6-4 a. En el próximo semiciclo, con el cambio de polaridad será el D2 el que conducirá estando bloqueado el D1. La expresión de la corriente por el diodo en el momento de la conducción será (considerando despreciable la resistencia interna de la fuente primaria Vi). Para $0 \le \omega t \le \pi$

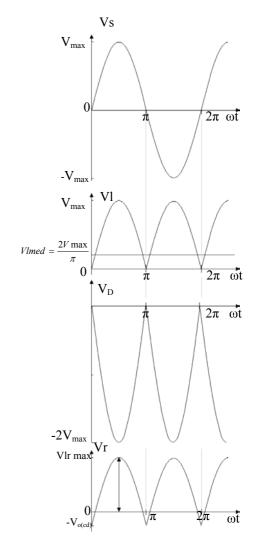
$$Il = \frac{V \max}{rd + Rl} sen\omega t = \operatorname{Im} ax sen\omega t$$
 Ec. 6-9

Aplicando nuevamente la integral del valor medio sobre la senoidal rectificada en onda completa Ec. 6-10 se obtiene el nivel de tensión continua suministrado a la carga.

Vlmed =
$$\frac{2}{2\pi} \int_{0}^{\pi} V \max senwt d(wt) = \frac{2V \max}{\pi} \approx 0,636V \max$$

Ec. 6-10

Si se observa la figura N°6-4 b, en el momento de la conducción del diodo D1 la tensión a sus bornes Vd se considera igual a cero (ideal) por lo cual la corriente está limitada por la carga, dado que se a supuesto que la impedancia de la fuente Vs es prácticamente nula. En el momento de no conducción del diodo D1 este se encuentra abierto y por lo tanto debe ser capaz de soportar dos veces la tensión Vmax . por simetría se puede afirmar que



b)Formas de onda

Figura. N°6-4 b Rectificador de onda completa

ocurrirá lo mismo con el diodo D2 durante los periodos de conducción y noconducción del mismo. Examinando la figura Nº6-4 b (última gráfica) se llega a la conclusión de que existe, al igual que en el caso anterior, además

del valor de tensión continua $Vcc=2Vmax/\pi$ otras componentes que conforman la tensión de zumbido Vr. Esta gráfica esta constituida solo por las componentes senoidales sin considerar la componente de continua, de modo que el valor máximo es Vlr max = Vmax - Vcc.

6-2-1d Análisis del zumbido en el rectificador de onda completa.

Resulta interesante realizar un análisis de las componentes armónicas presentes en la salida del rectificador de onda completa, con el fin evaluar y mejorar la relación entre el nivel de continua respecto a las componentes que conforman el zumbido. Posteriormente se podrán efectuar comparaciones con las componentes de Vcc y de zumbido obtenidas del análisis del circuito de media onda. Para ello recurrimos, al igual que en el caso anterior al análisis de Fourier

La función a analizar en este caso se define como

$$V \max sen \omega t \qquad 0 \le \omega t \le \pi$$

$$Vl = \begin{cases} Vl = \begin{cases} -V \max sen \omega t & \pi \le \omega t \le 2\pi \end{cases}$$
Ec. 6-11

Esta función puede expresarse por serie de Fourier Ec. 6-12 como

$$Vl(\omega t) = Vcc + \sum_{n=1,2...}^{\infty} (a_n sen nwt + b_n \cos n\omega t)$$
 Ec. 6-12

Donde

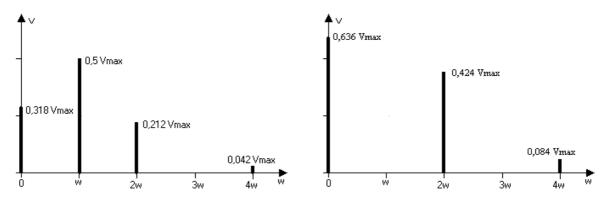
$$an = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} V \max sen\omega t senn\omega t d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} -V \max sen wt sen nwt dwt$$

$$y bn = \frac{2}{\pi} \int_{0}^{\pi} V max \operatorname{sen} \omega t \cos n\omega t \, d\omega t$$

Cuando se reemplazan los valores de an y bn, la expresión final de la tensión sobre Rl estará definida por

$$Vl(\omega t) = \frac{2V \max}{\pi} - \frac{4V \max}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{4V \max}{15\pi} \cos 4\omega t - \frac{4V \max}{35\pi} \cos 6\omega t \dots$$
 Ec. 6-13

Analizando la ecuación final Ec. 6-13 se pude concluir que el termino constante es el valor de continua Vcc y los restantes son armónicos cosenoides de un número de frecuencia par de la fundamental comenzando en cos 2wt. En esta serie se destaca, como en el caso anterior, Ec. 6-8 que la amplitud de los armónicos disminuye con el aumento de la frecuencia y a diferencia del anterior, no aparece la frecuencia de linea como componente.



a)Rectificador de media onda

b) Rectificador de onda completa

Figura. N°6-5 Composición espectral de la onda sobre la carga

En la figura N°6-5 se representa la composición espectral de la forma de onda presente sobre la carga de los dos tipos de rectificadores. Los Valores numéricos se calcularon de las respectivas series de Fouriere.

La figura N° 6-5 muestran el valor de la componente continua para w=0 que es el primer termino de la serie. También se puede ver el peso de la fundamental y algunas armónicas. En el caso de (MO) la fundamental es la frecuencia de linea w y su valor es 50% de la Vmax mientras que en el circuito de (OC) la fundamental esta en el doble de la frecuencia de linea y su amplitud ronda el 40% de Vmax . Como es obvio se desea obtener exclusivamente la componente de continua por lo cual se hace necesario para tal fin utilizar filtros pasa bajos a la salida del circuito rectificador.

Se puede notar que a la hora de trabajar en la eliminación del zumbido presente a la salida de la fuente de alimentación, el circuito de (OC) tiene ventaja sobre el de (MO), puesto que el zumbido de menor frecuencia es del doble de la de linea mientras que en el circuito de media onda existe entre las componentes parte de la frecuencia de linea lo que plantea mas exigencias para el diseño del filtro pasa bajo.

6-2-1e Rectificador de onda completa (tipo puente).

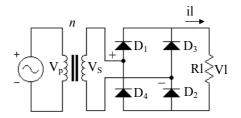


Figura. N°6-6 a Rectificador de onda

En este circuito la circulación de corriente continua pulsante por la carga se da durante los dos semiciclos de la tensión de entrada Vs. El efecto sobre la carga es el mismo que en el rectificador de onda completa fig. Nº 6-3a.

Cuando la polaridad de Vs es la indicada en la figura N°6-6a los diodos D1 y D2 quedan polarizados en forma directa, mientras que D3 y D4 quedan polarizado en forma inversa, por lo tanto la corriente circula tal como lo indica la figura N°6-6a. En el momento que cambia la polaridad de Vs se invierte la polarización de los diodos, conduciendo D3 y D4 y no conduciendo D1 y D2, en esta condición la corriente circula nuevamente por la carga en el mismo sentido. Analizando el efecto de la circulación de corriente por la carga se llega a la conclusión que es el mismo que en el rectificador de onda completa con transformador de punto medio visto en el apartado anterior.

En primera instancia se puede observar que este circuito se puede implementar de ser necesario sin trasformado en la entrada dado que no necesita punto medio. No obstante en la mayoría de las aplicaciones se utiliza el transformador con el fin de obtener el valor de tensión requerido. Cuando se usa con transformador este debe suministrar la tensión de un extremo al punto medio del transformador del circuito de onda completa.

Además los diodos que se encuentra polarizados en forma inversa solo soportan la Vmax como se ve en la fig. N°6-6b comparado con el de onda completa (OC) con punto medio de la figura N°6-3b en el cual el diodo soporta 2Vmax.

Realizando una comparación entre los dos circuitos de (OC) y el de media onda (MO) se concluye que en el caso de (OC) presentan una ventaja importante respecto al de (MO) y es que en (OC) el flujo neto a través del núcleo del transformador es cero dado que la corriente continua neta que circula a través del secundario es nula, por lo tanto, no se tiende a saturar el núcleo.

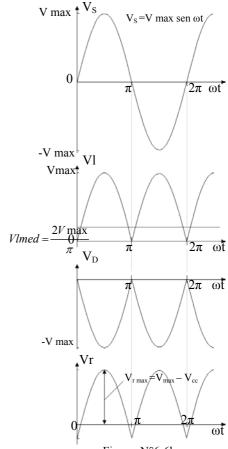


Figura. N°6-6b Rectificador de onda completa puente Formas de onda

En tal caso para emplear el circuito de (MO) se deberá disponer de un transformador más grande para prever la posibilidad de saturación.

En el circuito rectificador de onda completa puente, las ecuaciones desarrolladas anteriormente para el circuito de (OC) con transformador de punto medio son las mismas, esto es el valor medio, la expresión de la corriente y el análisis de Fouriere.

6-2-2 Ejemplo Nº1: Circuito rectificador de onda completa tipo puente.

Se plantea analizar un circuito rectificador puente de onda completa como el de la figura N° 6-5 del apartado anterior. La tensión de alimentación se toma de la línea de energía domiciliaria de Vp = 220[V] a f = 50[Hz]. El nivel de tensión adecuado se obtiene mediante el transformador cuya relación de transformación es n =24,44 El uso del trasformador provee la necesaria aislación de la fuente respecto a la red. Además se tiene que la carga que ve la fuente es resistiva pura y su valor es de $Rl = 8[\Omega]$ Se solicita determinar a) tensión de salida media Vl med b) corriente de carga media ll med c) tensión

Se solicita determinar a) tensión de salida media VI med, b) corriente de carga media II med. c) tensión eficaz en la carga VI ef. d) corriente eficaz en la carga II ef. e) corriente media del diodo Id med o *IFAV* (Mean forward current) f) corriente eficaz del diodo Id ef. g) tensión de pico inversa del diodo o *VRRM* (Repetitive peak reverse voltage).h) potencia de corriente alterna en la carga PI ef. i) potencia media de salida PI med. j) La frecuencia de la componente de ripple de máximo valor fr.

Solución: A partir de la tensión eficaz de línea y de la relación de transformación se puede calcular la tensión de salida Vs del transformador de la figura Nº 6-5.

$$Vs = \frac{Vp}{n} = \frac{220V}{24.44} = 9V$$

Y su valor máximo será:

$$Vs \max = Vs \times \sqrt{2} = 9V \times \sqrt{2} = 12,7V$$

Luego a partir de estos valores se pueden determinar cada uno de los puntos solicitados.

a) De la Ec.6-10 la VI med será.

$$Vl\ med = 0.636 \times Vs\ max = 0.636 \times 12.7V = 8.08V$$

b) La corriente de carga media Il med será.

Il
$$med = \frac{Vlmed}{Rl} = \frac{8,08V}{8\Omega} = 1,01A$$

c) La tensión eficaz de carga VI ef será.

$$Vl\ ef = 0.707 \times Vl\ max = 0.707 \times 12.7V = 8.9789V$$

d) Utilizando VI ef la corriente eficaz en la carga II ef. será.

Il ef =
$$\frac{Vlef}{Rl} = \frac{8,9789V}{8\Omega} = 1,1223A$$

e) Debido a que los pares de diodos en serie D1- D2 y D3 – D4 conducen cada par la mitad de la corriente, la corriente media del diodo Id med será la mitad de la que circula por la carga

$$Id \ med = \frac{Il \ med}{2} = \frac{1,01}{2} = 0,505A$$

f) La corriente eficaz de carga tendrá dos componentes aportada por cada par de diodos.

$$Il\ ef^2 = Id1\ ef^2 + Id2\ ef^2 = 2Id\ ef^2$$

Luego la corriente eficaz del diodo Id ef. será.

$$Id\ ef = \frac{Il\ ef}{\sqrt{2}} = \frac{1{,}1223A}{\sqrt{2}} = 0{,}7959A$$

g) La tensión de pico inversa del diodo tal como se expresa en el apartado 6-2-1e será.

$$Vp inv = Vs \max = 12,7V$$

h) La potencia de corriente alterna en la carga Pl ef será.

Pl
$$ef = Il \ ef^2 \times Rl = 1,1223^2 \times 8\Omega = 10,07W$$

i) La potencia media de salida Pl med será.

$$Pl \ med = V \ lmed \times Il \ med = 8,08V \times 1,01A = 8,16W$$

j) De acuerdo al análisis de la forma de onda VI por el método de Fourier del apartado 6-2-1d de la Ec 6-14 se tiene que la componente de más nivel es la de minima frecuencia que es el doble de la frecuencia de línea.

$$Vr(2w) = \frac{4V \max}{3\pi} \cos 2\omega t$$

O sea

$$fr = 2 \times fl = 2 \times 50 = 100 Hz$$

6-3 Circuitos de filtrado.

En general la cantidad de zumbido presente en la salida de los circuitos rectificadores es demasiado elevada para casi todas las aplicaciones prácticas. La función del filtro pasa bajo es la de eliminar estas componentes estudiadas en los apartados 6-2-1b y d.

Se debe tener en cuenta que el filtro no atenuara la componente de continua y si las de alterna. Por lo tanto los elementos del filtro en serie con la salida del rectificador serán en inductancias dimensionadas de modo que presenten una reactancia muy alta a la frecuencia más baja del zumbido y los elementos en paralelo serán capacitores dimensionadas de modo que presenten una reactancia muy baja a la frecuencia más baja. Para sustentar esto recordemos la ley de variación Ec. 6-14 con la frecuencia de ambas reactancias.

$$Xc = \frac{1}{2\pi fC} \qquad Xl = 2\pi fL$$
 Ec. 6-14

En función de las condiciones arriba mencionadas se puede plantear una configuración general figura N°6-7 que cumpla con estas características.

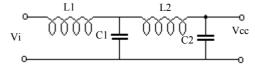
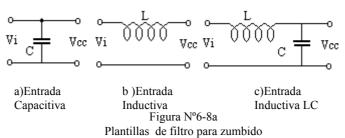


Figura. N°6-7 Plantilla general de filtro pasa bajo

En la práctica se usan configuraciones más sencillas derivadas de la plantilla general como en figura $N^{\circ}6-8$ a y b.



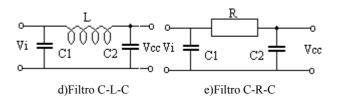


Figura. N°6-8b Plantillas de filtro para zumbido

A continuación se analizarán los filtros de entrada capacitiva y el de entrada inductiva LC, por ser estos los mas utilizados en la actualidad tanto en fuentes reguladas lineales como conmutadas.

6-3-1a Filtro de entrada capacitiva.

Es uno de los filtros más sencillos y más utilizado en las fuentes de alimentación regulada. Consiste en un capacitor de capacidad y tensión de aislación adecuadas conectado en paralelo con la carga. En la figura N°6-9 se puede ver el circuito rectificador de (MO) con el filtro pasa bajo planteado.

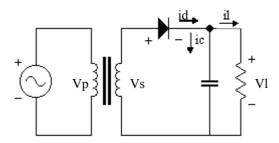


Figura. Nº6-9 Rectificador de (MO) con filtro de entrada capacitiva

Si se analiza el circuito para estado de régimen y se tienen en cuenta la figura N° 6-9 y 6-10 se ve que el capacitor tomará carga solo en el momento de conducción del diodo (desde wt1 a wt2), tiempo durante el cual la corriente de la carga es suministrada también por el diodo.

Durante este proceso de carga del capacitor su tensión va en aumento siguiendo a la senoidal hasta que esta comienza a caer en el ánodo del diodo, manteniendo el capacitor la tensión del cátodo, por lo cual cesa la conducción del diodo y el capacitor comienza a descargarse solo a través de la carga (desde wt2 a 2π+wt2) dado que el diodo permanece abierto. El tiempo de descarga dependerá de la constante de tiempo Rl C y se tratará que sea mucho mayor que 20[ms] el período de la tensión de línea para que el capacitor tienda a mantener constante la tensión sobre Rl y próximo a Vmax. Lo ideal seria utilizar un capacitor de capacidad infinita pero veremos que hay limitaciones en el tamaño máximo de este.

Como producto de la descarga del capacitor su tensión cae lo que provoca (en el próximo semiciclo positivo de Vs) el inicio de la conducción del diodo y por lo tanto la recarga del capacitor.

Tal como se puede apreciar en la figura N°6-9 la corriente suministrada por el diodo durante la conducción es:

$$id = ic + il$$
 Ec. 6-15

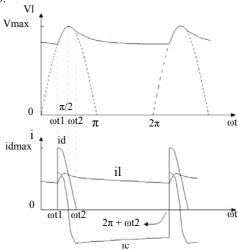


Figura. N°6-10 Curvas del rectificador de (MO) con filtro de entrada capacitiva

El pico de máximo valor de la corriente del diodo se da para wt = wt1. En este punto la corriente de carga del capacitor y la de carga serán las expresadas en las ecuaciones Ec. 6-16 y Ec. 6-17.

$$il = \frac{V \max sen \omega t1}{Rl}$$
 Ec. 6-16

$$ic = W C V \max \cos \omega t 1$$
 Ec. 6-17

Introduciendo las Ec 6-16 y Ec. 6-17, en la Ec. 6-15 se obtiene la Ec. 6-18 que da el valor pico de la corriente que suministra el diodo.

$$Id \max = V \max \left(\omega c \cos \omega t 1 + \frac{sen \omega t 1}{Rl} \right)$$
 Ec. 6-18

Para determinar el valor numérico de esta corriente (en el caso de seleccionar el diodo) es necesario determinar el ángulo wt1 y el valor del capacitor. La resistencia de carga es siempre un dato del diseño y la tensión máxima del secundario Vmax se puede determinar con cierta facilidad para fuentes de alimentación de baja potencia.

Para el caso de diseño la máxima tensión admisible de zumbido pico a pico Vrp-p es también un datos que se expresa en volt o en un porcentaje de Vcc. De la figura N°6-11 se pude deducir el valor de Vmax como se ve en la Ec. 6-19

$$Vmax = Vcc + \frac{Vr \ p - p}{2}$$
 Ec. 6-19

Luego de la misma figura N° 6-11 para el ángulo wt1 la tensión sobre la carga será:

$$V \max sen\omega t = V \max -Vr p - p$$
 Ec. 6-20

De la que se puede obtener wt1

$$\omega t 1 = arc sen \frac{V \max - Vr p - p}{V \max}$$
 Ec. 6-21

Por otra parte en la Ec. 6-18 se puede observar que el termino más importante es el de cos wt1 por lo tanto a medida que aumenta el valor de la capacidad la corriente que el diodo debe ser capaz de entregar aumentara. Esto entra en contradicción con lo dicho mas arriba sobre la capacidad infinita para mantener constante la tensión sobre la carga, puesto que si así fuera la corriente pulsante por el diodo sería infinita y repetitiva.

A partir de este punto conviene linealizar la forma de onda del zumbido con el fin de poder analizar la respuesta del filtro y de establecer algunas pautas prácticas de diseño del conjunto rectificador y filtro.

Si se supone que la tensión de la carga varia linealmente con el tiempo como se puede ver en la figura N°6-11, se llega a la conclusión que la carga almacenada en el

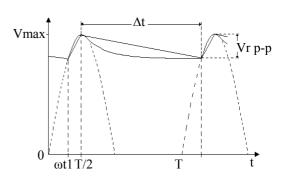


Figura. N°6-11 Rectificador de (MO) con zumbido linealizado

capacitor disminuirá con velocidad constante. Esto significa que la corriente de descarga del capacitor es constante e igual a la de carga. De lo antes dicho y del examen de la figura N°6-11 se puede plantear que la tensión a los bornes del capacitor durante el período de descarga Ec. 6-22 es el valor del zumbido Vz p-p y

esta relacionada con el valor de la capacidad y la carga perdida durante el tiempo que dura el período de descarga Δt.

$$Vr \ p - p = \frac{\Delta q}{c}$$
 Ec. 6-22

Como la corriente Il es constante la variación de la carga se podra poner en función de esta y del tiempo de descarga $\Delta q = Il \operatorname{cc} x \Delta t$ y reemplazando en la Ec. 6-22 queda:

$$Vr \ p - p = \frac{Ilcc \ \Delta t}{c}$$
 Ec. 6-23

A partir de la Ec. 6-23 es posible despejar la capacidad y utilizar la ecuación resultante para una estimación del valor de la capacidad. Para ello es necesario determinar el tiempo de descarga Δt . De la figura N°6-11 el tiempo de descarga sera Ec. 6-24

$$\Delta t = \frac{3T}{4} + t1$$
 Ec. 6-24

Por otra parte de la Ec. 6-21 se puede despejar el valor de t1 como.

$$t1 = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{V \max - Vr p - p}{V \max}$$
 Ec. 6-25

Introduciendo el valor de t1 en la Ec. 6-24 se tiene.

$$\Delta t = \frac{3T}{4} + \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{V \max - Vr \ p - p}{V \max}$$
 Ec. 6-26

De la Ec. 6-23 se puede despejar la capacidad.

$$c = \frac{Il}{Vr \ p - p} \Delta t$$
 Ec. 6-27

Combinando las Ec. 6-26 y Ec. 6-27 y considerando que $T/4 = \pi/2$ se obtiene una expresión de la capacidad Ec. 6-28 que permite estimar su valor para el caso de diseño.

$$c = \frac{Il}{\omega Vr \ p - p} \left[\frac{3\pi}{2} + arc \ sen \left(1 - \frac{Vr \ p - p}{V \ max} \right) \right]$$
 Ec. 6-28

Para el caso de onda completa se tendrá.

$$\Delta t = \frac{T}{4} + t1$$
 Ec. 6-29

Por lo que la expresión de C sera.

$$c = \frac{Il}{\omega Vr \ p - p} \left[\frac{\pi}{2} + arc \ sen \left(1 - \frac{Vr \ p - p}{V \ max} \right) \right]$$
 Ec. 6-30

Si bien las expresiones vistas en este apartado permite determinar el valor de la capacidad para los circuitos media onda y onda completa, se debe tener presente que estos calculos son aproximados dado que fue necesario realizar una linealización de su respuesta. En general, esta aproximación es suficiente, pero es recomendable tener en cuenta esta situación al momento de implementar el circuito con el objeto de realizar la comprobación y corrección de ser necesaria.

Existen otros métodos de cálculo numérico o gráfico de los componentes de los circuitos rectificadores todos ellos aproximados. Uno de los mas difundido del cual hay abundante bibliografía son las curvas de "Shade" las cuales permiten determinar las características del transformador, diodos y capacitores también en forma aproximada. Esto es por que se deben suponer algunos parámetros desconocidos antes del diseño. En general cuando se utilice como fuente primaria con el fin de suministrar energía a un regulador lineal se deberá tener en cuenta la resistencia interna de la fuente (básicamente la del transformador y diodos), la mínima tensión necesaria para el funcionamiento del regulador, la máxima tensión admisible en la entrada por el regulador y el máximo zumbido admisible.

6-3-1b Ejemplo N°2: Filtro con entrada capacitiva.

En el circuito de la figura 6-9 se sabe que el transformador está conectado a la línea de 220V posee una relación de transformación de n = 18,33. Además el ripple sobre la carga Rl = $10[\Omega]$ es de Vr p-p = 3[V]. Se desea conocer:

a) La tensión continúa sobre la carga Vcc. b) La corriente continua por la carga Ilcc. c) La capacidad necesaria para obtener el ripple deseado. d) El valor del pico de corriente que circula por el diodo en cada ciclo de recuperación de carga del capacitor. e) Tensión inversa máxima que soporta el diodo y f) Máxima tensión de trabajo del capacitor.

Solución: A partir de la tensión eficaz de línea y de la relación de transformación se puede calcular la tensión de

$$Vs = \frac{Vp}{n} = \frac{220V}{18,33} = 12V$$
 luego $Vs \max = Vs \times \sqrt{2} = 16,92V$

salida máxima Vs max del transformador de la figura Nº 6-5.

a) De la Ec 6-19 se tiene que el vapor aproximado de la Vcc (la tensión de la barrera del diodo VD = 0,7V) será:

$$Vcc = Vs \max - \frac{Vr \ p - p}{2} - VD = 16,92V - 1,5V - 0,7V = 14,72V$$

b) La corriente continua por la carga es

$$Ilcc = \frac{Vcc}{Rl} = \frac{14,72V}{10\Omega} \approx 1,5A$$

c) La capacidad se determina de la Ec 6-28

$$c = \frac{Il}{\omega Vr p - p} \left[\frac{3\pi}{2} + arc \operatorname{sen} \left(1 - \frac{Vr p - p}{V \operatorname{max}} \right) \right] = \frac{1,5A}{2\pi \times 50 Hz \times 3V} \left[\frac{3\pi}{2} + arc \operatorname{sen} \left(1 - \frac{3V}{16,92V} \right) \right] = 9040 \,\mu\text{F}$$

d) El valor del pico de corriente que circula por el diodo estará dado por la Ec 6-18 pero previamente se debe calcular el valor del ángulo de conducción del diodo mediante la Ec 6-21.

$$\omega t1 = arc sen \frac{V \max - Vr p - p}{V \max} = arc sen \frac{16,92V - 3V}{16.92} = 0,9661 rad$$

$$Id \max = V \max \left(\omega c \cos \omega t 1 + \frac{sen \omega t 1}{Rl} \right) = 16,92V \left(2\pi \times 50 \times 0,009 \cos 0,9661 + \frac{sen0,9661}{10\Omega} \right) = 28,58A$$

- e) Si se supone que el capacitor esta prácticamente cargado a la tensión máxima entonces cuando el diodo este en estado de no conducción la tensión a sus bornes será 2 Vsmax = 2 x 16,92= 33,84V.
- f) Por lo dicho en el punto anterior se desprende que será Vsmax = 16,92V

6-3-2a Filtro de entrada inductiva LC.

Si se desea disminuir el valor del zumbido en el filtro de entrada capacitiva será necesario aumentar el valor de la capacidad. Existe un límite práctico para esta estrategia puesto que al aumentar la capacidad se incrementa su volumen y costo. Ademas como ya se mencionó en el apartado anterior al aumentar la capacidad se incrementan los pulsos de corriente a través del diodo y por lo tanto los requerimientos del diodo y del transformador.

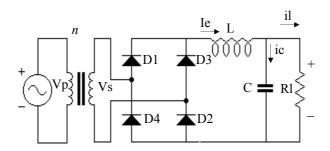


Figura. N°6-12 Rectificador de (OC) con filtro LC

En este filtro, el conjunto LC se opone a las variaciones de la tensión y la corriente, por lo tanto puede actuar como un eficaz atenuador de las armónicas presentes en el zumbido. Por esta razón debe diseñarse de modo que se garantice una buena atenuación de la primera componente de alterna (del doble de la frecuencia de red en OC ver figura N°6-4 y Ec. 6-14). De este modo la reactancia inductiva deberá ser alta a la frecuencia 2w y la reactancia capacitiva sera baja a la misma frecuencia. Las componentes de mayor frecuencia son de menor valor y serán atenuadas con mayor eficiencia por el filtro.

Por el momento supondremos que la corriente de entrada al filtro ie en ningún instante es cero dado que si así fuera el comportamiento de la inductancia obligaría a plantear otras condiciones de funcionamiento, sobre esta posibilidad se volverá mas adelante.

A continuación se analizara el efecto de este filtro sobre la componente alterna 2w. De la Ec. 6-13 se extrae el primer término y el segundo

$$Vcc = \frac{2V \max}{\pi}$$
 $Vl(2w) = \frac{4V \max}{3\pi} \cos 2\omega t$ Ec. 6-31

Para un filtrado efectivo se debe procurar que toda la corriente producida por VI (2w) se derive a través del capacitor, por lo que este deberá cumplir la condición.

$$\frac{1}{2\omega c}\langle\langle Rl \rangle\rangle$$
 Ec. 6-32

De este modo se puede despreciar Rl y la componente de Vl (2w) será.

$$VI(2\omega) = -\frac{4V \max}{3\pi} \cos 2\omega t \frac{-\frac{j}{2\omega c}}{j2\omega L - \frac{j}{2\omega c}}$$
 Ec. 6-33

O sea.

$$VI(2\omega) = -\frac{4V \max}{3\pi \left(1 - 4\omega^2 LC\right)} \cos 2\omega t$$
 Ec. 6-34

En general se procura que.

$$\omega L \rangle \rangle \frac{1}{\omega C}$$
 de mod o que $4\omega^2 LC \rangle \rangle 1$ Ec. 6-35

Entonces finalmente.

$$Vl(2\omega)\max = \frac{V\max}{3\pi\omega^2 LC}$$
 Ec. 6-36

Si se supone que esta componente por su valor es la única que se considera como zumbido, de la Ec 6-36, se tiene que el zumbido pico a pico sera Ec. 6-37 y su forma aproximadamente senoidal. Como antes se mencionó, este planteo es bastante lógico puesto que de la figura N° 6-4 se puede verificar que la amplitud de la componente 4w es 20 veces menor que la de 2w.

$$Vr \ p - p = 2Vl(2\omega) \max = 2\frac{V \max}{3\pi\omega^2 LC}$$
 Ec. 6-37

A continuación se podrá analizar el caso para el cual la corriente por el inductor sea cero. Previamente se deberá tener en cuenta que los diodos evitan que la corriente a través de la inductancia sea negativa por lo que esta posibilidad no existe. Pero como se ve en la figura Nº 6-13 la corriente puede llegar a cero durante un instante si la corriente de carga Ilcc disminuye demasiado como para que la corriente de zumbido en oposición a la Il cc haga nula la corriente total.

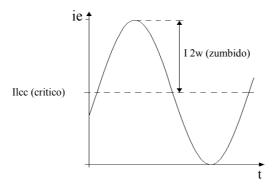


Figura. N°6-13 Corriente critica por la inductancia

Para esta condición de funcionamiento la mínima corriente de carga se llama crítica y se debe procurar que no disminuya de este valor para evitar el corte de la circulación a través de la inductancia.

De la figura Nº6-14 y considerando como zumbido solo la componente 2w de la serie de Fourier para OC se puede plantear la Ec. 6-38

$$ie = \frac{2V \max}{\pi Rl} - \frac{4V \max}{3\pi} \frac{1}{2\omega L} \left(\cos 2\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$
 Ec. 6-38

Se debe evitar que el valor pico de la componente de alterna de la corriente supere el valor de la componente de continua o sea que.

Il
$$dc \ge I2\omega(zumbido)$$
 o $\frac{2V \max}{\pi Rl} \ge \frac{2V \max}{3\pi\omega L}$ Ec. 6-39

De donde la mínima inductancia (llamada inductancia crítica) que cumplirá esta condición será :

$$L(critica) \ge \frac{Rl}{3\omega}$$
 Ec. 6-40

Se debe procurar que la corriente de carga no disminuya del valor crítico puesto que si esto sucede la tensión de

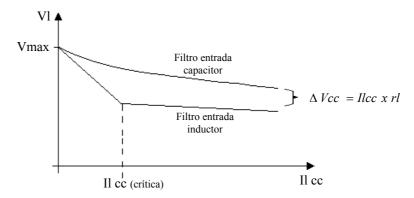


Figura. N°6-14 Regulación de los filtros con entrada C y L

salida aumentará bruscamente tendiendo al valor máximo. En la figura N°6-14 se representa la abrupta variación de la tensión de salida para corrientes por debajo de Ilcc crítica. Por tal circunstancia en algunos casos se coloca a la salida del filtro una carga extra llamada sangría que garantiza un consumo mínimo igual al valor de la corriente crítica.

Con el objeto de realizar una comparación, en la misma figura, se puede ver que para el mismo rectificador la respuesta con el filtro de entrada capacitiva presenta una variación más suave debido a la poca variación de la resistencia interna de este filtro.

Por otra parte se advierte que la regulación en el filtro inductivo es mejor que en el capacitivo por debajo de Ilcc crítica.

Además debido a la resistencia óhmica de la inductancia (rl) habrá una diferencia de potencial entre una salida y la otra indicada en la figura $N^{\circ}6-14$ como $\Delta Vcc = Ilcc x rl$.

En la práctica es necesario diseñar la inductancia de modo que admita la circulación de corriente continua. Esto ultimo plantea una complicación adicional a este filtro puesto que se deberá agregar un paso mas al procedimiento de diseño del filtro, mientras que comercialmente se consigue una gran variedad de capacitores para casi todos los requerimientos de filtros capacitivos. Existen varios métodos prácticos de diseño, incluso softwares aptos para el diseño de estos inductores.

Mas haya de estas diferencia el desempaño de ambos filtros es aceptable para la mayoría de las aplicaciones, por lo cual la elección de uno de ellos para un uso determinado se basa en cuestiones económicas, peso o tamaño. En general para bajas o medias potencias se utiliza el de entrada capacitiva y para altas potencia el de entrada inductiva.

6-3-2b Ejemplo N°3: Filtro con entrada inductiva.

Se solicita analizar el circuito de la figura 6-12 si se sabe que la tensión eficaz del secundario del transfromador Vs = 6V a 50Hz. Además el ripple sobre la carga $Rl = 20[\Omega]$ es de Vr p-p = 0,5[V].

Se desea conocer: a) La tensión continúa sobre la carga Vcc. b) La capacidad necesaria si se supone que su

reactancia es 20 veces menar que Rl. c) La inductancia necesaria para el valor de ripple deseado. d) El valor de la inductancia crítica (minima) que garantiza que la corriente por el inductor no sea cero

Solución: A partir de la tensión eficaz del secundario del transformación se puede calcular la tensión de salida máxima Vs max en la figura Nº 6-12.

$$Vs \max = Vs \times \sqrt{2} = 6V \times \sqrt{2} = 8.5V$$

a) Con el valor de Vsmax se puede calcular el valor de Vcc suponiendo que a causa del filtrado solo queda como ripple la componente de Fourier de minima frecuencia 100Hz y de amplitud Vr p-p = 0,5 V.

Por lo tanto

$$Vcc = Vs \max - \frac{Vr \ p - p}{2} - 2VD = 8,5V - 0,25V - 1,4V = 6,9V$$

b) De la Ec 6-32.

$$\frac{1}{2\omega c} \langle \langle Rl \rangle$$

En la que se supone un factor de diferencia entre Xc y Rl de 20. Luego

$$c = \frac{1}{2w Rl} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 20\Omega} = 80 \,\mu F$$

c) A partir de la Ec 6-37 se puede despejar el valor de la inductancia necesaria

$$Vr \ p - p = 2 \frac{V \text{ max}}{3\pi\omega^2 LC} \Rightarrow L = 2 \frac{Vs \text{ max} - 2VD}{3\pi\omega^2 Vrp - pC}$$

$$L = 2 \frac{6.9V - 1.4V}{3\pi (2 \times \pi \times 50)^2 \times 0.5V \times 0.000080F} = 150 \,\text{mHy}$$

d) La Ec 6-37 expresa el valor mínimo que podrá tener el valor de la inductancia crítica

$$L(critica) = \frac{Rl}{3\omega} = \frac{20}{3 \times 2\pi \times 50} = 22 \, mHy$$

6-4 Características técnicas de diodos rectificadores de baja potencia.

(*) Para más información consultar el apéndice Nº 1

A continuación se presentan algunos de los parámetros mas usuales en la elección de diodos rectificadores para fuentes de alimentación de baja potencia.

Esta información representa los parámetros típicos de los diodos de la familia 1N4000, 1N5400 y serie 6(F)R.

Tensión de pico inversa no repetitiva VRSM (Non-repetitive peak reverse voltage).

Máximo valor permitido de tensión inversa para pico no repetitivo. Estos picos deben ser transitorios ocasionales

Tensión de pico inversa repetitiva VRRM (Repetitive peak reverse voltage).

Máximo valor permitido de tensión inversa para pico repetitivo.

Tensión continua de bloqueo VR (Direct blocking voltages).

Máxima tensión continua inversa permitida que garantiza un funcionamiento satisfactorio del diodo. Este valor puede estimarse como $V_R = 0.7 V_{RRM}$.

Corriente media directa IFAV (Mean forward current)

Este parámetro se usa para referirse en general al valor de la corriente media y al valor máximo de esta corriente. Estos son valores límites máximo absolutos continuos para el diodo cargado con una forma de onda de corriente y condición de disipación determinada. (por ejemplo temperatura de carcasa).

A este valor de corriente, la temperatura máxima de juntura permitida se alcanza sin ningún margen de error o sobrecarga.

La corriente continua máxima recomendada es aproximadamente 0,8 IFAV, para una frecuencia comprendida entre 40[Hz] y 200 [Hz]

Si se utiliza un rectificador estándar a frecuencias entre 200 [Hz] y 500 [Hz] se deberá considerar una reducción adicional a la corriente de salida para compensar las perdidas por conmutación las que no son despreciables a estas frecuencias para este tipo de dispositivo.

Corriente directa de pico no-repetitivo IFSM (Non-repetitive Peak Forward Surge Current)

Es el valor de cresta de un pico de corriente con forma de onda senoidal de medio ciclo que dura 10[ms] u 8[ms] según se especifique.

Corriente directa de pico repetitivo IFRM (Repetitive Peak Forward Surge Current). Es el valor de cresta de un pico de corriente repetitivo cuya duración esta comprendido entre 1[ms] y 10[ms]

Corriente eficaz directa IFRMS. (Max. RMS forward Current)

Al igual que en el caso de la corriente media este parámetro se usa para referirse al valor de la corriente eficaz y al valor máximo de esta. También estos valores limites son máximos absolutos para conducción continua y alguna alternativa de forma de onda de corriente y condiciones de disipación.

Parámetro para calculo de fusible i^2t (Rating for fusing) Este valor se suministra como ayuda para el diseño y selección del fusible mas conveniente para proveer protección contra daños por cortocircuitos. Se especifica en función de la temperatura normalmente entre 25°C y 125°C

El valor de este parámetro en el fusible deseado para la tensión de entrada y la probable corriente de cortocircuito del equipo debe ser menor que el del diodo para t = 10[ms]

Cuando se incrementa la temperatura de operación, el valor de i²t del fusible cae mas rápidamente que el valor i²t del diodo, generalmente esto se corrige compensando los valores i²t de ambos para 25°C.

Corriente continua inversa IRD. (Maximum leakage current) leakage: fuga

Es la máxima corriente continua inversa para una temperatura dada y para la máxima tensión inversa aplicada. Este valor depende exponencialmente de la temperatura.

Tensión continua directa VF (Forward voltaje o Max. Forward voltaje)

Es la máxima tensión directa entre los terminales para una corriente dada y a 25°C.

Tensión umbral V(TO) y *Pendiente de resistencia directa rT*. (Value of threshold voltage. Value of forward slope resistance)

Estos valores definen las características directas de limite superior y son usados para calcular el valor instantáneo de la potencia disipada del diodo en conducción directa PF o la potencia media disipada en conducción directa

PFAV.
$$PF = V(TO)$$
 $IF + rT$ IF^2

$$PFAV = V(TO) \ IFAV + rT \ IFRMS^2$$

$$\frac{IFRMS^2}{IFAV^2} = \frac{360^\circ}{\theta} \ (para \ onda \ cuadrada)$$

$$\frac{IFRMS^2}{IFAV^2} = 2,5 \cdots o \left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \frac{180^\circ}{\theta} \ (para \ media \ onda \ senoidal)$$

Donde

θ : Es el ángulo de conducción de la corriente a través del diodo

IF: Valor instantáneo de la corriente directa.

IFRMS: Valor eficaz de la corriente directa.

IFAV: Corriente directa media

Resistencia térmica R th(x-y) (Max. Thermal Resistance x-y) [°k/W]

Impedancia Térmica Z th(x-y) (Maximum Transient Thermal Impedance x-y) [°k/W]

La resistencia o impedancia térmica que existe entre los puntos x e y que se opone a la circulación del calor entre dichos puntos.

Los subíndices mas usados son los siguientes

- j : Juntura
- c: Carcasa / placa metálica.
- s: Disipador.
- r: Punto de referencia.
- a: Ambiente.

De acuerdo a esto la resistencia térmica juntura a carcasa se escribiría R th(j-c)

Los parámetros arriba mencionados son algunos de los que normalmente son consultados a la hora de seleccionar diodos rectificadores para fuentes de baja potencia.

Algunas características extractas de la hoja de datos de la familia de rectificadores 1N400X de Semikron.

Туре	Repetitive peak reverse voltage V _{RRM} V	Surge peak reverse voltage V _{RSM} V	Max. reverse recovery time $I_F = -A$ $I_R = -A$ $I_{RR} = -A$ t_{rr} ns	Max. forward voltage V _F ²⁾
1N 4001	50	50	-	1,1
1N 4002	100	100	-	1,1

Absolute	Maximum Ratings Tc = 25 °C	C unless otherwise sp	ecified
Symbol	Conditions	Values	Units
I _{FAV}	Max. averaged fwd. current, R-load, T_A = 75 °C $^{1)}$	1	Α
I _{FRM}	Repetitive peak forward current f > 15 Hz ¹⁾	10	Α
I _{FSM}	Peak forward surge current 50 Hz half sinus-wave ³⁾	50	Α
i²t	Rating for fusing, t < 10 ms ³⁾	12,5	A²s
R _{thA}	Max. thermal resistance junction to ambient ¹⁾	45	K/W
R _{thT}	Max. thermal resistance junction to terminals ¹⁾	-	K/W

Figura. N°6-15 Extracto de la hoja de datos del rectificador 1N400X

6-5 Ejemplo Nº 4 Diseño de un circuito rectificador con filtro de zumbido.

En el proceso de diseño de un circuito rectificador y su filtro normalmente se calcula primero el capacitor en función del zumbido y la corriente continua requerida a la salida del filtro. Luego se dimensionan los valores del transformador según el circuito rectificador seleccionado y por ultimo con estos valores se procede a la selección del diodo y la protección que sea capaz de cumplir con las condiciones planteadas.

En el siguiente ejemplo se plantea el diseño de un rectificador de onda completa con punto medio dado que en la practica junto al circuito puente son los mas utilizados respecto al de media onda, esto es debido a que este último requiere de capacitares y diodos comparativamente mas grandes para lograr los mismos resultados.

6-5-1 Procedimiento de diseño.

Diseñar una fuente primaria sobre la base de un rectificador de onda completa con transformador de punto medio figura Nº6-16 utilizando filtro con entrada capacit

Los requisitos para el diseño son Vcc = 12[V], Ilcc = 0,45[A], Vr p-p = 1,2[V] y temperatura de trabajo 70°C. Se pide especificar los parámetros necesarios para seleccionar el transformador, los diodos rectificadores y el

Calculo del valor de la capacidad necesaria:

capacitor de filtro.

Para ello se puede usar la Ec6-30 que permita obtener el zumbido deseado en función de la capacidad.

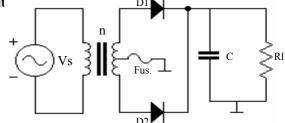


Figura. Nº 6-16 Circuito propuesto para el diseño

Previamente mediante la Ec 6-19 se deberá determinar el valor de Vmax sobre la capacidad.

$$V \max = Vcc + \frac{Vr \ p - p}{2}$$

$$V \max = 12 + \frac{1,2}{2} = 12,6 [V]$$

Con el valor calculado de Vmax se puede dimensionar el capacitor según la Ec6-30.

$$c = \frac{Ilcc}{\omega Vz \ p - p} \left[\frac{\pi}{2} + arc \ sen \left(1 - \frac{Vz \ p - p}{V \ max} \right) \right]$$

$$c = \frac{0,45}{2\pi501,2} \left[\frac{\pi}{2} + arc \, sen \left(1 - \frac{1,2}{12,6} \right) \right] = 0,003224817 \left[F \right] = 3224,817 \left[\mu F \right]$$

El valor comercial mas cercano superior es 3300 [μ F] pero la tolerancia suele ser de-10 % al +50%. por lo que puede suceder que tenga un valor levemente inferior al necesario. Ante esta cuestión quizás convenga pasar al valor superior siguiente 4700[μ F] para tolerancia -10 % al +50%. La alternativa queda a criterio del diseñador dado que puede considerar que el sistema a alimentar tolere más ripple que el planteado inicialmente en las condiciones de diseño.

La *tensión de trabajo del capacitor WVDC* (Working Voltage Direct Current) se elegirá entre los valores comerciales por enzima del nivel de continua de trabajo del capacitor tomando un margen de seguridad del 25% aproximadamente.

$$WVDC = Vcc \times 1,25 = 15[V] \approx 16[V]$$

Para este caso el valor elegido puede ser 3300µF x 16 [V] o mejor aun 3300µF x 25 [V].

Parámetros necesarios para el diseño del transformador:

Si se considera que la tensión en conducción directa de los diodos rectificadores es Vd = 1[V], la tensión máxima suministrada por el transformador será.

$$V \max t = V \max + 1 [V] = 13.6 [V] \approx 14 [V]$$

Y la corriente eficaz que debe ser capaz de suministrar el secundario se puede suponer como igual a la mitad valor medio de la corriente Ilcc especificado en los datos mas un coeficiente de tolerancia de 0,80 (dado que cada diodo aporta la mitad.

$$Ief trafo \approx \frac{Ilcc}{2 \times 0.80}$$

Ief trafo
$$\approx \frac{0.45}{2 \times 0.80} = 0.3 [A]$$

Se debe diseñar un transformador de 220 [V] a 10[V] + 10[V] aproximadamente y capaz de suministrar 0,3 [A] o mas por rama.

Selección de Diodos:

En el caso del diodo rectificador se puede estimar el valor de los pulsos de corriente repetitiva y no repetitiva de la siguiente manera.

Para los pulsos repetitivos previamente se debe calcular de la Ec. 6-21 el valor del ángulo wt1.

$$\omega t 1 = arc sen \frac{V \max t - Vz p - p}{V \max t}$$

$$\omega t1 = arc sen \frac{13,3 - 1,20}{13,3} = 1.1427 \, rd$$

La corriente directa de pico repetitivo IFRM que deberá soportar cada diodo se obtendrá de la Ec. 6-18.

$$Id \max = V \max t \left(\omega c \cos \omega t 1 + \frac{sen \omega t 1}{Rl} \right)$$

Id max = 13,6
$$\left(2\pi 50.0,0033.\cos 1,1427 + \frac{sen 1,1427}{26,6666}\right) = 6,25 \left[A\right]$$

Mientras que la *corriente directa de pico no-repetitivo IFSM* que deberá suministra cada uno de los diodos se puede estimar como 30 veces la corriente media directa para onda completa (60 para MO). Osea

Id pico-no-rep. = 30 x corriente media directa IFAV

Id pico-no-rep. =
$$30 \times 0.45[A] = 13.5[A]$$

La tensión de pico inversa repetitiva VRRM será dos veces la tensión pico suministrada por el transformador.

$$V_{RRM} = 2$$
. Vmax t o sea VRRM = 2.14[V] = 28 [V].

Por ultimo la corriente continua máxima que deberá suministrar el diodo según recomienda el fabricante será

$$IFAV = \frac{Ildcc}{0.8}$$

O sea

$$IFAV = \frac{0.45[A]}{2 \times 0.8} = 0.3[A]$$

A continuación conocidos los parámetros IFRM, IFSM, IFAV y VRRM se pueden seleccionar los diodos rectificadores, en este caso de la observación de las hojas de datos resulta que cualquier diodo de la familia de la 1N400X resulta adecuado para este circuito. Por tratarse de un ejemplo de un circuito básico el resto de los parámetros (salvo el I^2t para el calculo del fusible) no se consideran en la selección de los diodos.

6-5-2 Simulación y ensayo de laboratorio del rectificador con filtro capacitivo.

El circuito resultante del diseño se representa con el valor de sus componentes en la figura Nº6-17 y se trata del esquemático a utilizar para la simulación del mismo.

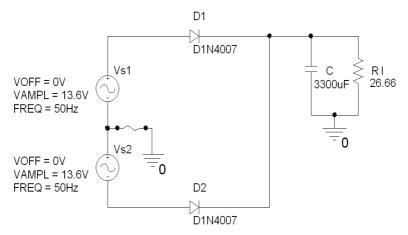


Figura. Nº 6-17 Diagrama esquemático para la simulación del diseña

Las condiciones de simulación se eligieron [Por ejemplo para Spice como : Análisis type → Time Domain (transient), Run to time = 30ms y Start saving data alter = 0ms] de manera que se permita visualizar los pulsos de corriente a través de cada uno de los diodos incluyendo el momento de encendido de la fuente en el cual se produce un pulso de corriente no repetitivo. El objetivo es compara los resultados de la simulación con los obtenido del diseño en el apartado anterior (6-5-1).

En la figura 6-18 se pueden observar las formas de onda resultante de las que se puede concluir que las formas son bastante aproximadas a las supuestas pero existen algunas diferencias en los valores esperados.

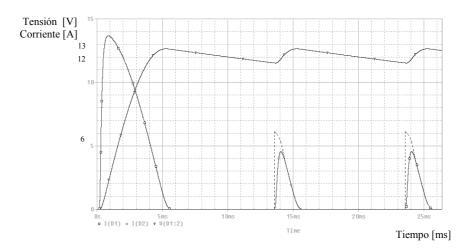


Figura. Nº 6-18 Formas de onda de la tensión de salida y corriente por los diodos

En el caso del pulso no repetitivo se obtiene un valor muy similar al esperado, pero se debe aclarar que en otros casos la diferencia puede ser mayor por que se trata de un valor estimado en forma empírica. Los pulsos de corriente repetitiva a través de los diodos parecen ser de menor valor al calculado, pero si se proyecto mediante una línea de trazos para lograr la forma ideal se puede notar que el valor del pico del pulso alcanza aproximadamente el valor teórico calculado. Esta diferencia se debe a que el valor calculado supone que los diodos reaccionan instantáneamente para cambiar su estado de no conducción a conducción y viceversa. Además (como se verá en el apartado siguiente) estos pulsos de corriente sufrirán modificaciones en su valor debido a

otros factores no considerados en la primera simulación como por ejemplo la resistencia de perdida del transformador.

Los valores medidos con el cursor del simulador son : Tensión continua de salida Vcc = 12,07[V], tensión pico a pico del ripple Vzp-p = 1,13[V], corriente de pico repetitiva a través de los diodos Idmax = 4,43[A] y corriente de pico no repetitiva Iplico no-rep = 13,65[A].

En la figura Nº 6-19 se muestra la forma de onda de la corriente en la carga y la de carga y descarga del capacitor del filtro.

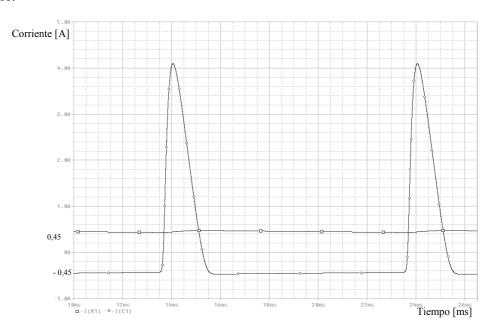


Figura. Nº 6-19 Formas de onda de la corriente de carga y corriente por el capacitor

Se puede notar que la corriente a través de la carga tiene la forma de onda de la tensión sobre la misma dado que RL es una resistencia pura. Esta situación sería muy distinta si la carga tuviera alguna componente reactiva, dado que en ese caso el análisis sería un poco más complicado. También se pueden ver los pulsos de corriente que cargan el capacitor y la corriente de descarga del mismo que mantiene la circulación de corriente por la carga en los tiempo de no conducción de los diodos.

Ensayo de laboratorio:

Para el ensayo se utilizaron los mismos componentes que en el caso de la simulación con pequeños ajustes en sus valores de acuerdo a los elementos disponibles. En la figura Nº 6-20 se pude observar el circuito final montado para el ensayo.

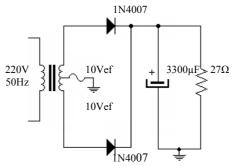


Figura. Nº 6-20 Circuito final para el ensayo de laboratorio

Para las mediciones y visualización de las formas de onda de los pulsos de corriente se emplearon un osciloscopio digital RIGOL modelos DS1052E de dos canales de 50 MHz y 1GSa/s. Como punta de prueba de corriente se utilizo una tipo pinza FLUKE 80i-110s AC/DC.

En uno de los canales se visualizó la tensión de salida (CH1) sobre la resistencia de carga y en el restante (CH2) el puso de encendido no repetitivo y los pulsos repetitivos a través de los diodos.

En la figura Nº 6-21 se muestra la captura de las dos formas de onda simultáneamente.

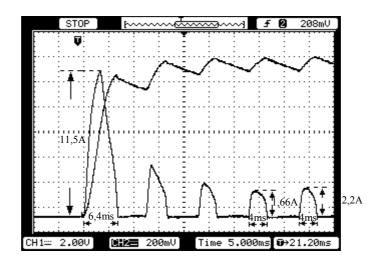


Figura. Nº 6-21 Captura del ensayo de laboratorio

Se notan diferencias en el valor pico de los pulsos respecto al valor calculado y simulado esto se puede deber al la resistencia interna del transformador utilizado (de aproximadamente $0,4~\Omega$ por rama). Por otra parte se puede observar que los pulsos repetitivos no tiene la misma amplitud interpretándose esto como asimetrías entre las dos ramas del transformador.

Finalmente con estos datos se construyó la tabla N° 6-1 en la cual se ve una comparación entre alguno de los parámetros de selección de los diodos y los de la familia 1N400X, quedando pendiente para cuando se calcule el fusible la determinación del parámetro I^2t .

Parámetros básicos de selección	IFAV	IFRM	IFSM	Vrrm
Diseño	0,3A	2,2A	10A(5,4ms)	28V
simulación o	Diseño	Simulación y	a	Diseño
ensayo		ensayo	22A(3,2ms)	
			Ensayo	
Familia	1A	10A	50A	50V a 1000V
1N400X				

Tabla. Nº 6-1 Comparativa para la selección del diodo.

De los datos del cálculo, simulación y el ensayo del circuito se puede concluir que cualquier diodo de la familia de la 1N400X resulta adecuado para este diseño.

Calculo del fusible necesario:

Finalmente como elemento de protección contra sobrecargas se debe calcular el fusible necesario.

Para el caso de las características técnicas para la selección de fusible existen básicamente dos estándar con amplia difusión comercial e industrial, ellos son el UL(Underwriters (asegurador) Laboratories. Inc) y el IEC (International Electrotechnical Commission).

En nuestro caso no se hará un estudio profundo del tema puesto que no es el objeto principar de este diseño pero se recomienda, llegado el momento, acudir a las normas.

Se supondrá que el tamaño adecuado es el de 20mm de largo por 5mm de diámetro en catucho de vidrio aceptado por los dos estándares.

Los requerimientos de corriente en el fusible son dos, el de estado estable o de régimen continuo y la condición de pulso de corriente no repetitivo. El valor final de corriente para el fusible usado en una aplicación determinada será una combinación de cada uno de ambos efectos. Se debe aclarar que para algunas aplicaciones pueden no ser necesaria consideraciones de pulso de corriente.

Lo aconsejable es determinar por separado el efecto de cada una de las condiciones y definir en función de la peor condición.

Para este caso se propone un fusible de **corte lento** dado que uno de **acción rápida** no seria recomendable debido a la presencia de los pulsos de corrientes que lo harían actuar sin necesidad. Es aconsejable disponer del retardo de los de corte lento.

Para el estado de trabajo con Ilcc se recomienda que el fusible no opere a corrientes de estado estables mayor que 75% del valor de la corriente nominal a 25^aC.

$$Ifus = \frac{Ilcc}{0.75}$$

Por otra parte un fusible es en última instancia un elemento sensible a la temperatura. Por lo tanto operando con temperatura tendrá un efecto sobre el desempeño del mismo y su tiempo de vida, así este modo de trabajo debe ser tenido en consideración cuando se selecciona el valor de la corriente del fusible. El valor de la constante de compensación por temperatura *Ktemp* se obtiene de la hoja de datos del fusible y se aplica como un factor de seguridad para determinar el porcentaje de reducción de la corriente continua del fusible. En este caso se puede tomar la Ktemp ≈ 0.96 a 70°C en el apéndice N°2 se puede ver la hoja de datos con más detalles sobre el calculo de fusibles.

Si el cálculo es aproximado o no se dispone de la hoja de datos, con el siguiente paso se obtiene una aproximación aceptable pero se deberán realizar ensayos de laboratorio respecto al comportamiento del fusible frente a los pulsos de corriente.

Si se aplica la guía de cálculo del apéndice Nº2

If
$$us final = \frac{Ilcc}{0.75 Ktemp}$$

If
$$us final = \frac{0.45 [A]}{0.75 0.96} = 0.625 [A]$$

Para la condición de régimen del apéndice N°2 se puede seleccionar el fusible de la serie 218 de actuación lenta de la empresa Littelfuse. En este caso se elige la corriente de régimen inmediatamente superior a la *I fus final*. El fusible elegido será por el momento el código .800 que posee una corriente de régimen de 0,80 A.

En cuanto al comportamiento del fusible respecto a los pulsos de corriente se obtiene del parámetro I^2t , el cual es una medida de la habilidad del fusible (y por tanto del diodo) para soportar la energía de un pulso de encendido (en este caso).

La energía contenida en un pulso de corriente depende de la forma de onda, el pico de corriente Ip y la duración tp y se puede estimar utilizando la forma de onda mas próxima al pulso visualizado en el ensayo del circuito. En nuestro caso si se examina la información del apéndice N°2 se puede asumir que de la grafica N°2 la forma de onda (c) y su ecuación asociada para el calculo de la energía del pulso a través del fusible y por ende del diodo correspondiente.

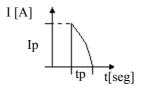


Figura. N° 6-22 Forma aproximada del pulso $I^2t = \frac{1}{3} Ip^2tp$

La Ip = IFSM se supondrá la medida durante el ensayo para la peor condición IFSM = 22[A] y el tiempo será tp = 3,2[ms]

$$I^2t = \frac{1}{3}(22)^2.0,0032 = 0,516 \left[A^2.seg\right]$$

Por otra parte si se prevé que el evento se repetirá por aproximadamente 100.000 veces durante la vida útil del equipo se debe considerar (de acuerdo a la guía de selección) un coeficiente de seguridad de 0,22. Por lo que el valor de la energía a soportar por el fusible será.

$$I^{2}t \ final = \frac{0.516 \left[A^{2} . seg \right]}{0.22} = 2.346 \left[A^{2} . seg \right]$$

Luego algunos fabricantes sugieren que se realice sobre este factor el ajuste por corrimiento térmico Ktemp \approx 0,96 a 70°C y un coeficiente de seguridad por variaciones de los componentes del circuito de 0,70.

$$I^{2}t \ final = \frac{3,522,346 \left[A^{2}.seg\right]}{0.70 \times 0.96} = 3,49 \left[A^{2}.seg\right]$$

Se deberá seleccionar del apéndice N°2 de la hoja de datos un fusible en función de *Ifus final* (0,8A) y que sea capaz de soportar la energía a disipar I^2t *final* y una tensión máxima de trabajo superior a Vmax t = 14[V].

Amp Code	Amp Rating (A)	Voltage Rating (V)	Interrupting Rating	Nominal Cold Resistance (Ohms)	Nominal Melting I²t (A² sec)
.800	0.8	250		0.0813	3.370

Figura. Nº 6-23 Datos principales del fusible seleccionado en primera instancia

Como se pude ver en la hoja de datos el fusible de la serie 218 DE .800 no cumple con la capacidad de soportar la energía del pulso de corriente y se fundirá en poco tiempo. El límite superior estará dado por el valor máximo de energía del pulso que soporta el diodo que de acuerdo a su hoja de dato es de I^2 t = 12,5 A^2 s. Esto significa que el fusible deberá fundirse a una energía menor que la del diodo pero mayor a la calculada. O sea que el fusible seleccionado debe cumplir que 5,23 A^2 s < I^2 t del fusible < 12,5 A^2 s. Por lo tanto de la figura N° 6-23 se confirma que el .800 de la serie 218 no es apto. Como se ve en la figura N° 2-24 se puede optar por la serie 213 Time-lag código .800 que se funde para una energía de pulso de I^2 t = 9,42 A^2 s.

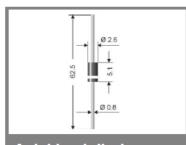
Amp Code	Ampere Rating	Voltage Rating (V)	Interrupting Rating	Nominal Cold Resistance (Ohms)	Mominal	Nominal Voltage Drop (mV)
.800	0.8	250	35A@250Vac	0.1635	9.42000	250

Figura. Nº 6-24 Datos principales del fusible finalmente seleccionado

Por último cabe aclarar que se podría optar por el fusible de la serie 218 si se admite con criterio práctico que la forma de onda se asemeja a la de la ecuación $I^2t = \frac{1}{5} (Ip)^2 t \implies su \ valor \ final \ sera \implies 2,10 \ A^2 .seg$. Esta cuestión podrá seguramente saldarse haciendo los correspondientes ensayos de laboratorios.

APÉNDICE Nº1 (Fuentes de alimentación parte Nº 1)

1N 4001...1N 4007. 1N 4007-1300



Axial lead diode

Standard silicon rectifier diodes

1N 4001...1N 4007, 1N 4007-1300

Forward Current: 1 A

Reverse Voltage: 50 to 1300 V

Features

- Max. solder temperature: 260°C
- · Plastic material has UL classification 94V-0

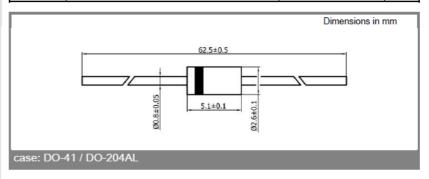
Mechanical Data

- Plastic case DO-41 / DO-204AL
- Weight approx.: 0.4 g
- Terminals: plated terminals solderable per MIL-STD-750
- Mounting position: anyStandard packaging: 5000 pieces per ammo
- 1) Valid, if leads are kept at ambient temperature at a distance of 10 mm from
- 2) I_F=1A, T_i=25°C
- 3) T_A = 25 °C

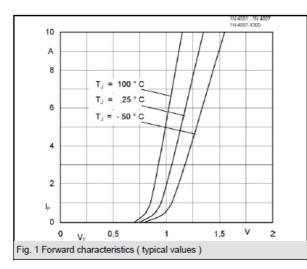
Туре	Repetitive peak reverse voltage	Surge peak reverse voltage	Max. reverse recovery time I _F = - A I _R = - A I _{RR} = - A	Max. forward voltage
	V _{RRM} V	V _{RSM} V	t _{rr}	V _F ²⁾
1N 4001	50	50	-	1,1
1N 4002	100	100	-	1,1
1N 4003	200	200	-	1,1
1N 4004	400	400	-	1,1
1N 4005	600	600	-	1,1
1N 4006	800	800	-	1,1
1N 4007	1000	1000	-	1,1
1N 4007-1300	1300	1300	-	1,1

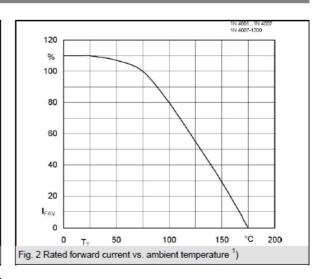
Absolute	Absolute Maximum Ratings Tc = 25 °C unless otherwise specified				
Symbol	Conditions	Values	Units		
I _{FAV}	Max. averaged fwd. current, R-load, T _A = 75 °C ¹⁾	1	Α		
I _{FRM}	Repetitive peak forward current f > 15 Hz ¹⁾	10	Α		
I _{FSM}	Peak forward surge current 50 Hz half sinus-wave 3)	50	Α		
i²t	Rating for fusing, t < 10 ms ³⁾	12,5	A²s		
R _{thA}	Max. thermal resistance junction to ambient 1)	45	K/W		
R _{thT}	Max. thermal resistance junction to terminals 1)	-	K/W		
T _j	Operating junction temperature	-50+175	°C		
T _s	Storage temperature	-50+175	°C		

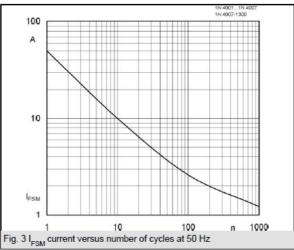
Characte	ristics Tc = 25 °C	, unless otherwise sp	ecified
Symbol	Conditions	Values	Units
I _R	Maximum leakage current, T _j = 25 °C; V _R = V _{RRM}	<5	μA
	T _j = 100 °C; V _R = V _{RRM}	<50	μA
С	Typical junction capacitance (at MHz and applied reverse voltage of V)	-	pF
Q _{rr}	Reverse recovery charge (U _R = V; I _F = A; dI _F /dt = A/ms)	-	μC
E _{RSM}	Non repetitive peak reverse avalanche energy (I _R = mA; T _j = °C; inductive load switched off)	-	mJ



1N 4001...1N 4007, 1N 4007-1300







2 10-04-2006 SCT © by SEMIKRON

APÉNDICE Nº2 (Fuentes de alimentación parte Nº 1)



Fuse Selection Guide

The application guidelines and product data in this guide are intended to provide technical information that will help with application design. Since these are only a few of the contributing parameters, application testing is strongly recommended and should be used to verify performance in the circuit/application.

Many of the factors involved with fuse selection are listed below. For additional assistance with choosing fuses appropriate to you requirements, contact your Littelfuse products reprentative.:

Selection Factors

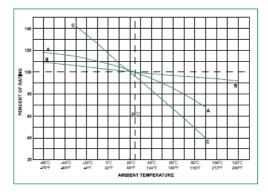
- 1. Normal operating current
- 2. Application voltage (AC or DC)
- 3. Ambient temperature
- Overload current and length of time in which the fuse must open
- 5. Maximum available fault current
- 6. Pulses, Surge Currents, Inrush Currents, Start-up Currents, and Circuit Transients
- Physical size limitations, such as length, diameter, or height
- Agency Approvals required, such as UL, CSA, VDE, METI, MITI or Military
- Fuse features (mounting type/form factor, ease of removal, axial leads, visual indication, etc.)
- Fuseholder features, if applicable and associated rerating (clips, mounting block, panel mount, PC board mount, R.F.I. shielded, etc.)
- 11. Application testing and verification prior to production

- 1. NORMAL OPERATING CURRENT: The current rating of a fuse is typically derated 25% for operation at 25°C to avoid nuisance blowing. For example, a fuse with a current rating of 10A is not usually recommended for operation at more than 7.5A in a 25°C ambient. For additional details, see RERATING in the previous section and AMBIENT TEMPERATURE below.
- 2. APPLICATION VOLTAGE: The voltage rating of the fuse must be equal to, or greater than, the available circuit voltage. For exceptions, see VOLTAGE RATING.
- 3. AMBIENT TEMPERATURE: The current carrying capacity tests of fuses are performed at 25°C and will be affected by changes in ambient temperature. The higher the ambient temperature, the hotter the fuse will operate, and the shorter its life. Conversely, operating at a lower temperature will prolong fuse life. A fuse also runs hotter as the normal operating current approaches or exceeds the rating of the selected fuse. Practical experience indicates fuses at **room temperature** should last indefinitely, if operated at no more than 75% of catalog fuse rating.

Ambient temperature effects are in addition to the normal re-rating, see example. Example: Given a normal operating current of 2.25 amperes in an application using a 229 series fuse at room temperature, then:

Catalog Fuse Rating =
$$\frac{\text{Normal Operating Current}}{0.75}$$
$$\frac{\text{2.25 Amperes}}{0.75} = 3 \text{ Amp Fuse (at 25°C)}$$

This charts shows typical ambient temperature effects on current carrying capacity of Littelfuse products. For specific re-rating information, please consult the product data sheet (www.littelfuse.com) or contact a Littelfuse representative.



Curve A: Thin-Film Fuses and 313 Series (.010 to .150A)

Curve B: FLAT-PAK®, TeleLink®, Nano^{2®}, PICO®, Blade Terminal and other leaded and catridge fuses

: Steven Engineering, Inc.-230 Ryan Way, South San Francisco, CA 94080-6370-Main Office: (650) 588-9200-Outside Local Area: (800) 258-9200-www.stevenengineering.com

Specifications are subject to change without notice

Revised: Jan 12, 2009



- 4. OVERLOAD CURRENT CONDITION: The current level for which protection is required. Fault conditions may be specified, either in terms of current or, in terms of both current and maximum time the fault can be tolerated before damage occurs. Time-current curves should be consulted to try to match the fuse characteristic to the circuit needs, while keeping in mind that the curves are based on average data.
- MAXIMUM FAULT CURRENT: The Interrupting Rating of a fuse must meet or exceed the Maximum Fault Current of the circuit.
- 6. PULSES: The general term "pulses" is used in this context to describe the broad category of wave shapes referred to as "surge currents", "start-up currents", "inrush currents", and "transients". Electrical pulse conditions can vary considerably from one application to another. Different fuse constructions may not react the same to a given pulse condition. Electrical pulses produce thermal cycling and possible mechanical fatigue that could affect the life of the fuse. Initial or start-up pulses are normal for some applications and require the characteristic of a Slo-Blo fuse. Slo-Blo® fuses incorporate a thermal delay design to enable them to survive normal start-up pulses and still provide protection against prolonged overloads. The startup pulse should be defined and then compared to the timecurrent curve and I2t rating for the fuse. Application testing is recommended to establish the ability of the fuse design to withstand the pulse conditions.

Nominal melting I2t is a measure of the energy required to melt the fusing element and is expressed as "Ampere Squared Seconds" (A2 Sec.). This nominal melting I2t, and the energy it represents (within a time duration of 8 milliseconds [0.008 second] or less and 1 millisecond [0.001 second]or less for thin film fuses), is a value that is constant for each different fusing element. Because every fuse type and rating, as well as its corresponding part number, has a different fusing element, it is necessary to determine the I2t for each. This I2t value is a parameter of the fuse itself and is controlled by the element material and the configuration of the fuse element. In addition to selecting fuses on the basis of "Normal Operating Currents", "Rerating", and "Ambient Temperature" as discussed earlier, it is also necessary to apply the I2t design approach. This nominal melting I2t is not only a constant value for each fuse element design, but it is also independent of temperature and voltage. Most often, the nominal melting I2t method of fuse selection is applied to those applications in which the fuse must sustain large current pulses of a short duration. These high-energy currents are common in many applications and are critical to the design analysis.

The following example should assist in providing a better understanding of the application of $\mbox{\rm I}^2 t.$

EXAMPLE: Select a 125V, very fast-acting PICO®II fuse that is capable of withstanding 100,000 pulses of current (I) of the pulse waveform shown in Figure 1.

The normal operating current is 0.75 ampere at an ambient temperature of 25°C.

Step 1 — Refer to Chart 1 and select the appropriate pulsewaveform, which is waveform (E) in this example. Place the applicable value for peak pulse current (i_p) and time (t) into the corresponding formula for waveshape (E), and calculate the result, as shown:

$$|^{2}t = \frac{1}{5} (i_{p}) = |^{2}t = \frac{1}{5} (i_{p})^{2}t$$
$$\frac{1}{5} \times 8^{2} \times .004 = 0.0512 \text{ A}^{2} \text{ Sec.}$$

This value is referred to as the "Pulse I2t".

Step 2 — Determine the required value of Nominal Melting I^2t by referring to Chart 2. A figure of 22% is shown in Chart II for 100,000 occurrences of the Pulse I^2t calculated in Step 1. This Pulse I^2t is converted to its required value of Nominal Melting I^2t as follows:

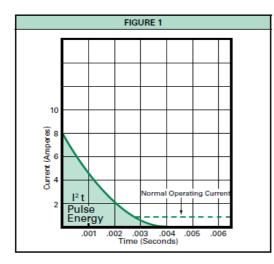
Nom. Melt $|^2$ t = Pulse $|^2$ t/.22 0.0512/.22 = 0.2327 A² Sec.

- Step 3 Examine the I²t rating data for the PICO® II, 125V, very fast-acting fuse. The part number 251001, 1 ampere design is rated at 0.256 A² Sec., which is the minimum fuse rating that will accommodate the 0.2327 A² Sec. value calculated in Step 2. This 1 ampere fuse will also accommodate the specified 0.75 ampere normal operating current, when a 25% derating factor is applied to the 1 ampere rating, as previously described.
- 7. PHYSICAL SIZE LIMITATIONS: Please refer to the product dimensions presented in current Littelfuse product data sheets for specific information.
- 8. AGENCY APPROVALS: For background information about common standards, please consult the STANDARDS section of this guide or visit our Design Support web site (http://www.littelfuse.com/design-support.html). For specific agency approval information for each Littelfuse product, please refer to the data sheets within this catalog and information presented on www.littelfuse.com. As agency approvals and standards may change, please rely on the information presented on www.littelfuse.com as current information.
- FUSE FEATURES: Please consult the specific product features presented within this catalog and on our web site (http://www.littelfuse.com). For additional information and support contact your Littelfuse product representative.

f Steven Engineering, Inc.-230 Ryan Way, South San Francisco, CA 94080-6370-Main Office: (650) 588-9200-Outside Local Area: (800) 258-9200-www.stevenengineering.com

10 Revised: Jan 12, 2009 Specifications are subject to change without notice.





10. FUSEHOLDER FEATURES AND RERATING: For information about the range of Littelfuse fuseholders and specific features and characteristics, please consult with a Littelfuse products representative or visit our web site (http://www.littelfuse.com).

For 25°C ambient temperatures, it is recommended that fuseholders be operated at no more than 60% of the nominal current rating established using the controlled test conditions specified by Underwriters Laboratories. The primary objective of these UL test conditions is to specify common test standards necessary for the continued control of manufactured items intended for protection against fire, etc. A copper dummy fuse is inserted in the fuseholder by Underwriters Laboratories, and then the current is increased until a certain temperature rise occurs. The majority of the heat is produced by the contact resistance of the fuseholder clips. This value of current is considered to be the rated current of the fuseholder, expressed as 100% of rating. Some of the more common, everyday applications may differ from these UL test conditions as follows: fully enclosed fuseholders, high contact resistance, air movement, transient spikes, and changes in connecting cable size (diameter and length). Even small variations from the controlled test conditions can greatly affect the ratings of the fuse-holder. For this reason, it is recommended that fuseholders be derated by 40% (operated at no more than 60% of the nominal current rating established using the Underwriter Laboratories test conditions, as previously stated).

11. TESTING: The factors presented here should be considered in selecting a fuse for a given application. The next step is to verify the selection by requesting samples for testing in the actual circuit. Before evaluating the samples, make sure the fuse is properly mounted with good electrical connections, using adequately sized wires or traces. The testing should include life tests under normal conditions and overload tests Under fault conditions, to

CHA	RT 1
WAVESHAPES	FORMULAS
A <u>ti.</u> ←t→	$i = k$ $l^2t = i_p^2 t$
B <u>ti,</u>	$i = i_p - kt$ $I^2 t = (1/3)(i_p^2 + i_p i_b + i_b^2) t$
$c \xrightarrow{\overline{t i_p}}$	$i = i_p \sin t$ $i^2t = (1/2) i_p^2 t$
$D \xrightarrow{\overline{ti_b}}$	$I^{2}t = (1/3) i_{p}^{2} t$
E tip OR	$i = kt^2 OR i = i_p (1-kt)^2$ $I^2t = (1/5) i_p^2 t$
F ti-	$i = i_p e^{-kt}$) $I^2 t \cong (1/2) i_p^2 t^1$

	CHART 2		
PULSE	CYCLE WITHSTAND CAPABILITY		
100,000 Pulses	Pulse I²t = 22% of Nominal Melting I²t		
10,000 Pulses	Pulse I²t = 29% of Nominal Melting I²t		
1,000 Pulses	Pulse I²t = 38% of Nominal Melting I²t		
100 Pulses	Pulse I²t = 48% of Nominal Melting I²t		
Note: Adequate time (10 seconds) must exist between pulse events to allow heat from the previous event to dissipate.			

ensure that the fuse will operate properly in the circuit of Steven Engineering, Inc.-233 Ryan Way, South Sarf Francisco, CA 94080-6370-Main Office: (650) 588-9200-Outside Local Area: (800) 258-9200-www.stevenengineering.com

Specifications are subject to change without notice

Revised: Jan 12, 2009











Agency Approvals

Agency	Agency File Number	Ampere Range
⟨PS⟩	Cartridge Certificates: NBK120802-E10480 A&C Leaded Certificates: NBK120802-E10480 B&D	1A – 5A 6.3A – 15A
(W)	Certificates: 2002010207007596	32mA – 6.3A
©	Certificates: SU05001-3005 SU05001-2008 SU05001-2009	32mA – 40mA 50mA – 800mA 1A – 10A
9 1	Recognised File: E10480 Guide: JDYX2	32mA – 16A
(File: 029862 Acc. Class: LR1422-30	32mA – 15A
\Diamond	License: KM41462	80mA – 6.3A
\bigcirc	File: 9850004, 9843043, 811742, 304650, 416270	32mA – 6.3A
Ø ^V E	License: 40013496	32mA – 10A
VDE	License: 40016604	15A*
Œ		32mA – 16A

^{*} Approval for Cartridge versions only

5x20mm time-Lag glass body cartridge fuse designed to IEC specification.

Features

- Designed to International (IEC) Standards for use globally
- Meets the IEC 60127-2, Sheet 3
- specification for time-Lag fuses
- Available in cartridge and axial lead form
- RoHS compliant and lead-free

Applications

Used as supplementary protection in appliance or utilization equipment to provide individual protection for components or internal circuits.

Electrical Characteristics

% of Ampere Rating	Ampere Rating	Opening Time				
	32mA-100mA	60 minutes, Minimum				
150%	125mA-6.3A	60 minutes, Minimum				
	8A-15A	30 minutes, Minimum				
	32mA-100mA	120 sec., Maximum				
210%	125mA-6.3A	120 sec., Maximum				
	8A-15A	120 sec., Maximum				
	32mA-100mA	200 ms., Min.; 10 sec. Max.				
275%	125mA-6.3A	600 ms., Min.; 10 sec. Max.				
	8A-15A	600 ms., Min.; 10 sec. Max.				
	32mA-100mA	40 ms., Min.; 3 sec. Max.				
400%	125mA-6.3A	150 ms., Min.; 3 sec. Max.				
	8A-15A	150 ms., Min.; 3 sec. Max.				
	32mA-100mA	10 ms., Min.; 300 ms. Max.				
1000%	125mA-6.3A	20 ms., Min.; 300 ms. Max.				
	8A-15A	20 ms., Min.; 300 ms. Max.				

f Steven Engineering, Inc.-230 Ryan Way, South San Francisco, CA 94080-6370-Main Office: (650) 588-9200-Outside Local Area: (800) 258-9200-www.stever ngineering.com 269

Specifications are subject to change without notice. Please refer to www.littelfuse.com/series/218.html for current information.

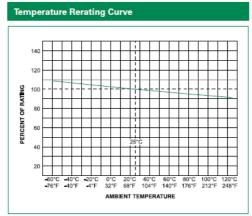
Revised: Feb 19, 2009

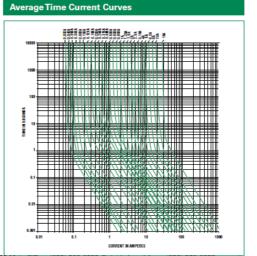
Axial Lead & Cartridge Fuses 5×20 mm > Time-Lag > 218 Series



				Name to the		Nominal	Nominal	Agency Approvals								
Amp Code	Amp Rating (A)	Voltage Rating (V)	Interrupting Rating	Nominal Cold Resistance (Ohms)	Nominal Melting I ² t (A ² sec)	Voltage Drop at Rated Current (mV)	Power Dissipation At Rated Current (W)	Ð	@	❖	9 1	((Œ	<u>&</u>	₩
.032	0.032	250		58.4500	0.00297	5000	1.6	х	х		x	×	x	х	×	
.040	0.04	250		35.7000	0.00536	4000	1.6	x	x		×	x	x	x	x	
.050	0.05	250		23.3000	0.00692	3500	1.6	x	x		×	×	x	x	x	
.063	0.063	250		17.6500	0.0117	3000	1.6	x	x		×	×	x	x	x	
.080	0.08	250		12.6000	0.0258	2500	1.6	x	x		×	×	x	x	x	x
.100	0.1	250		8.9050	0.0482	2000	1.6	x	x		x	x	x	x	×	x
.125	0.125	250		4.2000	0.1465	1900	1.6	x	x		x	x	x	х	х	x
.160	0.16	250		2.5500	0.2190	1500	1.6	x	x		x	x	x	х	х	x
.200	0.2	250		1.6000	0.3410	1300	1.6	х	x		x	×	x	х	х	х
.250	0.25	250		1.0495	0.5405	1100	1.6	x	x		x	x	x	х	х	x
.315	0.315	250	35A@250Vac	0.8475	1.1100	1000	1.6	x	x		x	x	x	х	х	x
.400	0.4	250		0.5350	1.3250	900	1.6	x	x		x	x	x	x	x	x
.500	0.5	250		0.3700	2.8250	300	1.6	x	x		x	x	x	x	x	x
.630	0.63	250		0.2750	4.6750	250	1.6	x	x		x	x	x	x	x	x
.800	0.8	250		0.0813	3.370	150	1.6	x	x		x	x	x	x	x	x
001.	1	250		0.0613	6.730	150	1.6	x	x	x	x	x	x	x	x	х
1.25	1.25	250		0.0446	12.650	150	1.6	x	х	x	x	x	x	x	×	х
01.6	1.6	250		0.0336	23.350	150	1.6	x	x	x	x	x	x	x	×	х
002.	2	250		0.0293	14.450	150	1.6	x	х	x	x	x	x	x	×	х
02.5	2.5	250		0.0219	23.250	120	1.6	x	x	x	x	x	x	x	×	х
3.15	3.15	250		0.0173	38.150	100	1.6	x	x	x	x	x	x	х	x	x
004.	4	250	40A @ 250Vac	0.0129	69.10	100	1.6	x	х	x	x	×	x	x	×	х
005.	5	250	50A @ 250Vac	0.0104	111.00	100	1.6	х	х	x	x	×	х	х	x	х
06.3	6.3	250	63A @ 250Vac	0.0076	198.50	100	1.6	x	x	х	×	x	x	х	x	x
008.	8	250	80A @ 250Vac	0.0059	341.50	100	4	x		х	x	x		х	x	
010.	10	250	100A @ 250Vac	0.0045	568.00	100	4	×		х	×	x		х	x	
12.5	12.5	250	63A @ 250Vac	0.0034	889.00	100	4			х	x					
015.	15	250	100A @ 250Vac	0.0028	1405.00	100	4			х	х	x			x*	
016.	16	250	63A @ 250Vac	0.0021	1955.00	100	4				х			х		

^{*} Approval for cartidge versions only.



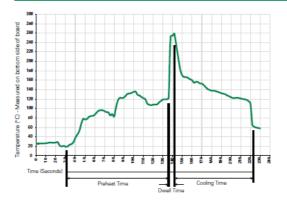


Courtesy of Steven Engineering, Inc.-230 Ryan Way, South San Francisco, CA 94080-6370-Main Office: (650) 588-9200-Outside Local Area: (800) 258-9200-www.stevenengineering.com © 2009 Littlefluse, Inc.

Specifications are subject to change without notice. Please refer to www.littelfuse.com/series/218.html for current information.

Axial Lead & Cartridge Fuses 5×20 mm > Time-Lag > 218 Series

Soldering Parameters - Wave Soldering



Recommended Process Parameters:

Wave Parameter	Lead-Free Recommendation
Preheat:	
(Depends on Flux Activation Temperature)	(Typical Industry Recommendation)
Temperature Minimum:	100° C
Temperature Maximum:	150° C
Preheat Time:	60-180 seconds
Solder Pot Temperature:	260° C Maximum
Solder DwellTime:	2-5 seconds

Recommended Hand-Solder Parameters:

Solder Iron Temperature: 350° C +/- 5°C Heating Time: 5 seconds max.

Note: These devices are not recommended for IR or Convection Reflow process.

Product Characteristics

Material	Body: Glass Cap: Nickel-plated brass Leads: Tin-plated Copper				
Terminal Strength	MIL-STD-202G, Method 211A, Test Condition A				
Solderability	Reference IEC 60127 Second Edition 2003-01 Annex A				
Product Marking	Cap1: Brand logo, current and voltage ratings Cap2: Agency approval marks				
Packaging	Available in Bulk (M=1000 pcs/pkg) or on Tape/Reel (MRET1=1000 pcs/reel)				

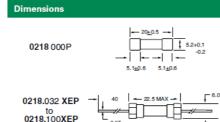
Operating Temperature	-55°C to +125°C
Thermal Shock	MIL-STD-202G, Method 107G, Test Condition B: (5 cycles –65°C to +125°C)
Vibration	MIL-STD-202G, Method 201A
Humidity	MILSTD-202G, Method 103B, Test Condition A. high RH (95%) and elevated temperature (40°C) for 240 hours.
Salt Spray	MIL-STD-202G, Method 101D, Test Condition B

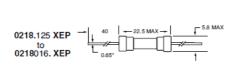
f Steven Engineering, Inc.-230 Ryan Way, South San Francisco, CA 94080-6370-Main Office: (650) 588-9200-Outside Local Area: (800) 258-9200-www.stevenengineering.com
© 2009 Littlefluse, Inc.
218 Series
219 Series

Specifications are subject to change without notice.
Please refer to www.littelfuse.com/series/218.html for current information.

Axial Lead & Cartridge Fuses 5×20 mm > Time-Lag > 218 Series







Notes: * Ratings above 6.3A have 0.8 mm dia lead

to 0218.100XEP

Part Numbering System 0218 xxxx M X E P Amp Code -Refer to Amp Code column of Electrical Characteristics Table Quantity Code _ Packaging Code _ X = Filler

Option Codes

Blank: Cartidge Type Fuse
E: Axial Leaded Fuse Lead-free -

Packaging

<u> </u>				
Packaging Option	Packaging Specification	Quantity	Quantity & Packaging Code	Taping Width
Bulk	N/A	1000	MX	N/A
Bulk	N/A	1000	MXE	N/A
Reel and Tape	EIA 296-E	1000	MRET1	T1=52mm (2.062")

Courtesy of Steven Engineering, Inc.-230 Ryan Way, South San Francisco, CA 94080-6370-Main Office: (650) 588-9200-Outside Local Area: (800) 258-9200-www.stevenengineering.com 218 Series

Specifications are subject to change without notice.
Please refer to www.littelfuse.com/series/218.html for current information.

RoHS **9 213 Series,** 5 x 20 mm, Time-Lag (Slo-Blo®) Fuse













Agency Approvals

Agency	Agency File Number	Ampere Range
⟨PS⟩ E	Cartridge Certificates: NBK120802-E10480 A&C Leaded Certificates: NBK120802-E10480 B&D	1A – 5A 6.3A
@	Certificates: 2002010207007597 2003010207045592	200mA – 6.3A 5A
7/2	Recognised File: E10480 Guide: JDYX2	
(File: 029862 Acc. Class: LR1422-30	200mA – 6.3A
\Diamond	License: KM41462	
\bigcirc	File: 9905092, 9923025, 304515, 811747	
€E	License: 40015638	200mA – 4A, 6.3A
€		200mA – 6.3A

Description

5x20mm time-Lag surge withstand glass body cartridge fuse designed to IEC specification.

- Designed to International (IEC) Standards for use globally
- Available in cartridge and axial lead form
- Meets the IEC 60127-2, Sheet 3 specification for time-Lag fuses
- RoHS compliant and lead-free.

Applications

Used as supplementary protection in appliance or utilization equipment to provide individual protection for components or internal circuits.

Electrical Characteristic for Series

% of Ampere Rating	Ampere Rating	Opening Time
150%		60 minutes, Minimum
210%		2 minutes, Maximum
275%	All Ratings	0.6 sec., Min.; 10 sec. Max.
400%		.15 sec., Min.; 3 sec. Max.
1000%		0.02 sec., Min.; 0.3 sec. Max.

Electrical Characteristic Specifications by Item

				Nominal		Nominal	Nominal			Ag	ency A	Approv	/als		
Amp Code	Ampere Rating	Voltage Rating (V)	Interrupting Rating	Cold Resistance (Ohms)	Nominal Melting I ² t (A ² sec)	Voltage Drop (mV)	Power	(1)	₹	<i>91</i>	(0	Œ	<u></u>	₩
.200	0.2	250		1.6000	0.22500	1500	1.6	X		Х	Х	X	Х	Х	X
.250	0.25	250		1.0495	0.55500	1300	1.6	X		X	Х	X	Х	X	X
.315	0.315	250		0.8475	1.14000	1100	1.6	X		X	Х	X	Х	X	X
.400	0.4	250		0.5350	1.36000	1000	1.6	X		Х	Х	X	Х	Х	X
.500	0.5	250		0.3700	2.90500	900	1.6	X		Х	Х	Х	Х	X	X
.630	0.63	250		0.2750	4.80000	300	1.6	X		Х	X	X	Х	Х	X
.800	0.8	250	35A@250Vac	0.1635	9.42000	250	1.6	X		X	Х	X	Х	X	X
001.	1	250		0.1165	19.20000	150	1.6	X	X	X	X	X	X	Х	X
1.25	1.25	250		0.0817	27.15000	150	1.6	X	X	X	Х	X	X	X	X
01.6	1.6	250		0.0551	44.20000	150	1.6	X	X	X	X	X	X	X	X
002.	2	250		0.0452	92.70500	150	1.6	X	X	X	Х	X	Х	X	X
02.5	2.5	250		0.0305	138.00000	120	1.6	X	X	X	Х	X	X	X	X
3.15	3.15	250		0.0231	202.00000	100	1.6	X	X	X	Х	X	X	X	X
004.	4	250	40A@250Vac	0.0170	226.50500	100	1.6	X	Х	Х	Х	X	Х	X	X
005.	5	250	50A@250Vac	0.0116	314.00000	100	1.6	X	X	X	Х	X	X	X	X
06.3	6.3	250	63A@250Vac	0.0095	600.00000	100	1.6	X	X	X	X	X	X	X	X

f Steven Engineering, Inc.-230 Ryan Way, South San Francisco, CA 94080-6370-Main Office: (650) 588-9200-Outside Local Area: (800) 258-9200-www.stevenengineering.com 273

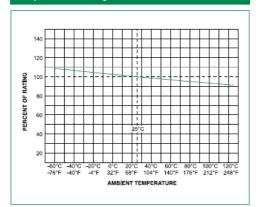
Specifications are subject to change without notice.
Please refer to www.littelfuse.com/series/213.html for current information.

Revised: Jan 12, 2009

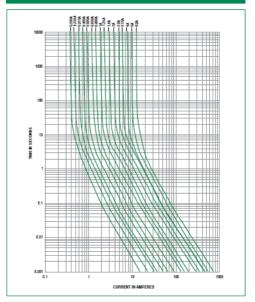
Axial Lead & Cartridge Fuses 5×20 mm > Time-Lag > 213 Series



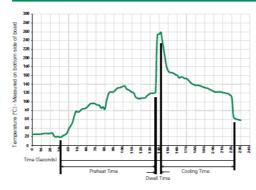




Average Time Current Curves



Soldering Parameters - Wave Soldering



Recommended Process Parameters:

Wave Parameter	Lead-Free Recommendation						
Preheat:							
(Depends on Flux Activation Temperature)	(Typical Industry Recommendation)						
Temperature Minimum:	100° C						
Temperature Maximum:	150° C						
Preheat Time:	60-180 seconds						
Solder PotTemperature:	260° C Maximum						
Solder DwellTime:	2-5 seconds						

Recommended Hand-Solder Parameters:

Solder Iron Temperature: 350° C +/- 5° C Heating Time: 5 seconds max.

Note: These devices are not recommended for IR or Convection Reflow process.

Courtesy of Steven Engineering, Inc.-230 Ryan Way, South San Francisco, CA 94080-6370-Main Office: (650) 588-9200-Outside Local Area: (800) 258-9200-www.stevenengineering.com 274

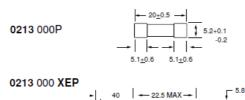
Specifications are subject to change without notice. Please refer to www.littelfuse.com/series/213.html for current information.

Product Characteristics

Material	Body: Glass Cap: Nickel-plated brass Leads: Tin-plated Copper
Terminal Strength	MIL-STD-202G, Method 211A, Test Condition A
Solderability	Reference IEC 60127, Second Edition 2003-01, Annex A
Product Marking	Cap1: Brand logo, current and voltage Cap2: Agency approval marks Series
Packaging	Available in Bulk (M=1000 pcs/pkg) or on Tape/Reel (MRET1=1000 pcs/reel)

Operating Temperature	-55°C to +125°C		
Thermal Shock	MIL-STD-202G, Method 107G, Test Condition B: (5 cycles –65°C to +125°C)		
Vibration	MIL-STD-202G, Method 201A		
Humidity	MIL-STD-202G, Method 103B, Test Condition A. High RH (95%) and elevated temperature (40°C) for 240 hours.		
Salt Spray	MIL-STD-202G, Method 101D, Test Condition B		

Dimensions

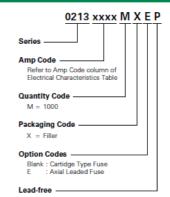


All dimensions in mr

Notes: * Ratings above 6.3A

have 0.8 mm dia lead

Part Numbering System



Packaging

Packaging Option	Packaging Specification	Quantity	Quantity & Packaging Code	Taping Width	
213 Series					
Bulk	N/A	1000	MX	N/A	
Bulk	N/A	1000	MXE	N/A	
Reel and Tape	EIA 296-E	1000	MRET1	T1=52mm (2.062")	

f Steven Engineering, Inc.-230 Ryan Way, South San Francisco, CA 94080-6370-Main Office: (650) 588-9200-Outside Local Area: (800) 258-9200-www.stevenengineering.com © 2009 Littelfuse, Inc.

Specifications are subject to change without notice.

Please refer to www.littelfuse.com/series/213.html for current information.

Falta Bibliografía