



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

Programa de Maestría y Doctorado en Ingeniería

Instituto de Ingeniería

Diseño e implementación de un circuito de disparo
aplicado al bombeo óptico para el desarrollo de un láser
de estado sólido de baja potencia

T E S I S

Que para obtener el grado de:

MAESTRO EN INGENIERÍA

ELÉCTRICA - SISTEMAS ELECTRÓNICOS
PRESENTA:

JOSÉ FRANCISCO HERNÁNDEZ VALLE

Tutora:

Dra. Margarita Navarrete Montesinos



2006



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Agradecimientos

La realización del presente trabajo ha sido posible gracias a la participación de varias instituciones y personas, que de manera directa o indirecta colaboraron para llevarlo a buen término. A todas les agradezco su gentil apoyo.

Agradezco especialmente:

A mi madre, Silvia Valle Ramírez, y a mi hermano, Carlos Eduardo Hernández Valle, por el apoyo brindado durante todo este tiempo.

A José Alfredo Valle Ramírez, por TODA su ayuda.

A mi directora de tesis, la Dra. Margarita Navarrete Montesinos, por su apoyo y asesoría.

Al M. en C. Tonatiuh Echegoyen Arellano (CIO, León), por sus consejos invaluable, por compartir sus conocimientos conmigo y por conseguir que se lograra el préstamo de la lámpara de Xe.

Al Dr. Mayo Villagrán por las facilidades otorgadas en el uso de las instalaciones y equipo del Laboratorio de Fotofísica, en el Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico (CCADET).

Al M. en I. Miguel Ángel Bañuelos Saucedo por permitirme utilizar equipo del Laboratorio de Electrónica (CCADET).

Al Dr. Tupak García (CCADET), Dr. Miguel Arronte y Dr. Luis Ponce (CICATA, Altamira), por brindarme su amistad y ayudarme a realizar una estancia de investigación en Altamira.

A mis sinodales: Dr. Enrique Camarillo García, Dr. Hugo Martín Sobral, Dra. Rosalba Castañeda Guzmán y M. en I. Luis Arturo Haro Ruíz, por enriquecer mi trabajo con sus observaciones y correcciones.

Al CONACYT por la beca otorgada durante mi periodo de estudios de maestría.

Al Instituto de Ingeniería y a DGAPA-PAPIIT con el proyecto IN-103706.

ÍNDICE

JURADO ASIGNADO:.....	1
Agradecimientos.....	2
RESUMEN	3
ÍNDICE	4
Objetivo General	6
Objetivos Particulares	6
Descripción de secciones.....	7
Capítulo 1: El láser	9
1.1 Principios básicos de operación del láser.....	9
1.2 Inversión de poblaciones	11
1.3 Ganancia	12
1.4 Láseres de tres y cuatro niveles de energía	14
Láseres de 4 niveles	14
Láseres de 3 niveles	18
1.5 Láseres pulsados.....	19
1.6 Componentes esenciales de un láser.....	20
Amplificación de luz + retroalimentación óptica positiva	20
1.7 Propiedades de la luz Láser	22
Monocromática.....	22
Coherencia.....	23
Direccionalidad.....	23
Brillantez espectral.....	24
1.8 Cavidades y Modos láser.....	24
Modos transversales	24
Modo longitudinal	26
Capítulo 2: Láser de Nd:YAG	28
2.1 Nd:YAG.....	29
Propiedades físicas del Nd:YAG	29
Propiedades láser del Nd:YAG	31
Barras de Nd:YAG	33
Capítulo 3: Lámpara de destello.....	34
3.1 Material envolvente.....	36
3.2 Gas y su espectro de emisión.....	37
3.3 Procesos que ocurren durante la aplicación de alto voltaje en las lámparas.....	40
3.4 Relación V-I de las lámparas de Xe.....	41
3.5 Tiempo de vida de la lámpara de destello	43
Capítulo 4: Unidad de disparo	45
4.1 Disparo Externo	45
4.2 Disparo en serie.....	46
4.3 Pseudo-serie.....	47
4.4 Modo Simmer	48
4.5 Sobrevoltaje.....	48

Capítulo 5: Topologías para el cargado de condensadores	50
Capítulo 6: Desarrollo de diseño del circuito de bombeo	58
6.1 Concepto general de diseño	58
6.2 Selección de los componentes	59
Fuente de alimentación para cargar el condensador de almacenamiento	59
Condensador de almacenamiento	59
Topología de disparo	60
Transformador-elevador	61
Lámpara de Xe y del tipo de enfriamiento	62
Red que da forma al pulso de corriente (PFN)	63
6.3 Descripción del circuito diseñado	66
Circuito de alimentación	66
Circuito de disparo	69
Red que da forma al pulso de corriente (PFN)	71
6.4 Implementación y pruebas del prototipo	72
Capítulo 7: Conclusiones y trabajo a futuro	79
7.1 Conclusiones	79
7.2 Trabajo a futuro	80
Apéndice A. Hitos en la historia del láser	82
Apéndice B. Hojas de especificaciones	84
Lista de figuras	100
Lista de tablas	102
Lista de tablas	102
Bibliografía	103

RESUMEN

El uso de sistemas láser pulsados de Nd:YAG (Neodimio: Itrio-Aluminio-Granate), se ha ido incrementado con el paso del tiempo debido a su flexibilidad para utilizarlos en diversas aplicaciones. Esta clase de láseres requieren de un circuito eléctrico de disparo para el bombeo óptico de su medio activo. En este trabajo se presentan el diseño y la implementación de uno de estos circuitos, para ser utilizado en láseres en régimen de generación libre y de baja potencia. Para tal efecto se realizó el análisis de las alternativas viables, partiendo de los principios básicos de operación del láser en general y de los sistemas láser de estado sólido (Nd:YAG) que utilizan lámparas de destello de Xe, en particular. Una vez realizado esto se diseñaron e implementaron: una fuente de alimentación, una red (LC) óptima que asegura la máxima transferencia de energía a la lámpara y una unidad de disparo que utiliza una de las topologías tradicionales, a saber: disparo externo. Por último, en este trabajo se exponen los resultados experimentales alcanzados con los circuitos implementados.

Objetivo General

- Diseñar e implementar un circuito de disparo para el bombeo óptico de un láser de estado sólido de baja potencia (longitud de onda de 1064 nm, frecuencia de operación de 5 Hz, energía por pulso de 3.5 mJ y ancho de pulso de 300 μ s).

Objetivos Particulares

- El circuito implementado deberá ser robusto y flexible para su mejora continua.
- El circuito implementado deberá ser económicamente viable y sus componentes podrán conseguirse en nuestro país.

Descripción de secciones

Capítulo 1: El láser

Se presenta el principio de operación de un láser utilizando tres conceptos básicos: Absorción, Emisión espontánea y Emisión estimulada. Se abordan temas tales como: ganancia, inversión de población, láseres de 3 y 4 niveles de energía, propiedades de la luz láser, modos y cavidades láser.

Capítulo 2: El láser de Nd:YAG

Se describen los elementos que integran un láser de estado sólido (Nd:YAG), a saber: una lámpara de destello como sistema de bombeo óptico, una barra monocristalina de YAG dopado con Nd^{3+} (Nd:YAG) como medio activo, y los espejos parcial y totalmente reflejantes como resonador óptico. Se exponen también las propiedades físicas y láser del material mencionado.

Capítulo 3: Lámparas de destello

Se aborda información concerniente a las lámparas de destello, por ejemplo: principios de operación, diferentes materiales para su construcción, posibles gases de llenado, su espectro de emisión y su tiempo de vida. Además, se establece el modelo matemático que relaciona el voltaje y la corriente en forma no lineal en el estado estacionario de la lámpara.

Capítulo 4: Unidad de disparo

Se explica, a partir de un circuito básico, la generación de un pulso de alto voltaje que ioniza el gas de una lámpara de destello. Asimismo, se describen las topologías existentes para aplicar dicho pulso: Externo, Serie, Pseudo-serie, Modo simmer y Sobrevoltaje; mencionando sus ventajas y desventajas.

Capítulo 5: Topologías de cargado de condensadores

Se analiza el cargado de un condensador con fuente de voltaje. Se muestran seis topologías para cargar el condensador de almacenamiento hasta un valor energético determinado: a) con resistor limitador, b) con inductor limitador, c) con

transformador con primario saturable, d) con cargado resonante, e) con transformador ferro-resonante y f) con doblador de voltaje.

Capítulo 6: Desarrollo del diseño

Se definen el concepto general de diseño del circuito de disparo para el bombeo óptico de un láser de estado sólido. Se puntualiza sobre el proceso de selección de sus componentes. Se describe el funcionamiento de los diseñados y se presentan los oscilogramas obtenidos con estos.

Capítulo 7: Conclusiones y trabajo a futuro

Se presentan las características esenciales y las aportaciones del circuito diseñado e implementado. Se expone una pequeña reflexión sobre la importancia del desarrollo de circuitos electrónicos para láseres de estado sólido. Asimismo, se señala *grosso modo* el trabajo que se tiene pendiente para llevar a buen término el diseño de la parte óptica (cavidad reflectora y resonador) de un sistema láser de Nd:YAG.

1.1 Principios básicos de operación del láser

Para entender la operación de un láser se necesita conocer algunos principios de la interacción de la radiación con la materia. Los sistemas constituidos por átomos, iones y moléculas presentan estados discretos de energía. Al cambio de un estado de energía a otro, ya sea de un nivel inferior (Nivel 1) a uno superior (Nivel 2) o viceversa, se le conoce como transición y se presenta en forma espontánea o estimulada. Además de las transiciones espontáneas, habrá también:

- Absorción de fotones que causan transiciones del Nivel 1 al Nivel 2, y
- Emisión estimulada en la cual los átomos en el Nivel 2 caen al Nivel 1 inducidos por radiación incidente.

En la emisión estimulada, los fotones emitidos están en fase con los fotones que indujeron la transición; ésta es la base fundamental de operación del láser, como lo indica su acrónimo: luz amplificada por emisión estimulada de la radiación.

Ahora bien, si se considera que un sistema atómico es irradiado con luz blanca, con N_2 átomos en el Nivel 2 y N_1 en el Nivel 1, la parte del espectro que esté a una frecuencia ν , en donde se cumpla la relación de frecuencia de Bohr,

$$E_2 - E_1 = h\nu_{21} \quad (1)$$

(siendo h la constante de Planck), inducirá absorción y transiciones por emisión estimulada. Una representación gráfica de las diferentes transiciones se muestra en la figura 1, en donde la densidad de energía espectral de la luz u a una frecuencia ν es $u(\nu)$.

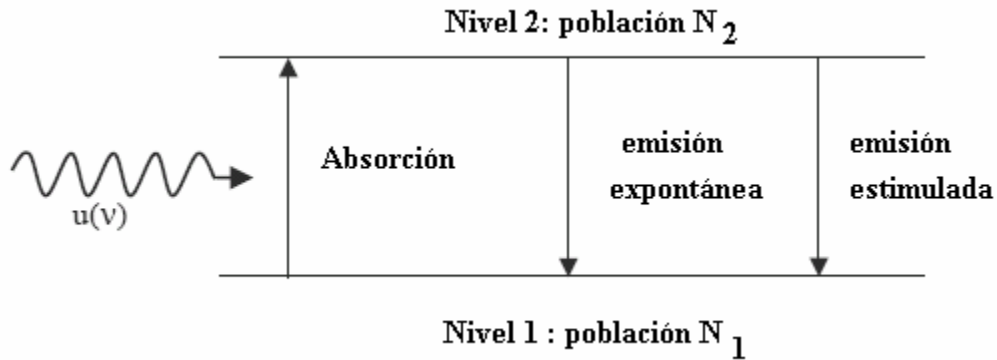


Fig. 1. Transiciones que ocurren entre dos niveles de energía.

Para explicar estas transiciones, Einstein (1917) introdujo sus coeficientes A y B . Partiendo de un sistema que se encuentra aislado dentro de una caja negra a temperatura T y en condiciones de estado estacionario, estableció que:

Absorción = Emisión espontánea + Emisión estimulada,

La rapidez de transición para cada uno de los tres procesos es:

$$\text{Emisión espontánea (2} \rightarrow \text{1)} \quad dN_2 / dt = -dN_1 / dt = -A_{21}N_2 \quad (2)$$

$$\text{Emisión estimulada (2} \rightarrow \text{1)} \quad dN_2 / dt = -dN_1 / dt = -B_{21}N_2u(\nu) \quad (3)$$

$$\text{Absorción (1} \rightarrow \text{2)} \quad dN_1 / dt = -dN_2 / dt = -B_{12}N_1u(\nu) \quad (4)$$

Se podría pensar que los tres coeficientes (A_{21} , B_{21} y B_{12}) son parámetros independientes. Sin embargo, partiendo de que en estado estacionario las transiciones ascendentes deben ser iguales a las descendentes, como se establece en la siguiente ecuación,

$$B_{12}N_1u(\nu) = A_{21}N_2 + B_{21}N_2u(\nu) \quad (5)$$

y recordando que en la condición de equilibrio térmico la relación entre N_2 y N_1 está dada por la ley de Boltzmann, tenemos que:

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{g_2}{g_1} \exp\left(-\frac{h\nu}{kT}\right) \quad (6)$$

donde g_2 y g_1 son las degeneraciones de los niveles 2 y 1.

Ahora bien, considerando la densidad de energía espectral de un cuerpo negro dada por la fórmula de Planck

$$u(\nu) = \frac{8\pi h \nu^3}{c^3} \frac{1}{\exp(h\nu/kT)^{-1}} \quad (7)$$

La única forma de que las ecuaciones anteriores sean consistentes entre sí para todas las temperaturas es que se cumpla que:

$$g_1 B_{12} = g_2 B_{21}$$

$$\frac{A_{21}}{B_{21}} = \frac{8\pi h \nu^3}{c^3} \quad (8)$$

Estas ecuaciones muestran que la probabilidad de absorción y de emisión son las mismas (sin considerar los factores de degeneración), y que la relación de la probabilidad de la emisión espontánea a la emisión estimulada se incrementa en una proporción de ν^3 . En un láser lo que se busca es precisamente alentar la emisión estimulada y suprimir la emisión espontánea.

1.2 Inversión de poblaciones

En un gas de átomos en equilibrio térmico, la población en el nivel de energía inferior siempre será mayor que la población en el nivel superior (véase la ecuación 6). Por lo tanto, si un haz de luz incide sobre el medio, siempre habrá más transiciones ascendentes debido a la absorción que transiciones descendentes debido a la emisión estimulada. Por lo tanto, habrá una absorción neta y la intensidad del haz disminuirá progresivamente a través del medio.

Para amplificar el haz se requiere que la rapidez de las transiciones de la emisión estimulada exceda la rapidez de la absorción, esto implica que N_2 debe exceder N_1 . Esta es una situación que está fuera de equilibrio y es llamada inversión de poblaciones.

La inversión de poblaciones es un mecanismo para generar ganancia óptica en un medio láser. De hecho, el arte de hacer funcionar un láser está en conseguir la inversión de poblaciones en la transición en donde se quiere conseguir la emisión láser.

1.3 Ganancia

Como la inversión de poblaciones nos da un mecanismo de ganancia óptica, ahora, se necesita encontrar la relación entre la ganancia y la densidad de población invertida para un sistema real en donde los sistemas atómicos presentan líneas de emisión estrechas.

La densidad de energía $u(\nu)$ es la densidad de energía espectral, con unidades $\text{Jm}^{-3}/\text{Hz} \equiv \text{Jsm}^{-3}$. Si se considera la interacción entre un átomo con una función de forma de línea normalizada $g(\nu)$ (Hz^{-1}) y un haz de luz cuyo espectro de emisión es mucho más angosto que el ancho de la línea espectral de la transición atómica; entonces, la *rapidez de absorción* y la *de emisión estimulada* se escriben, respectivamente, de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} W_{12} &= B_{12} N_1 u_\nu g(\nu) \\ W_{21} &= B_{21} N_2 u_\nu g(\nu) \end{aligned} \quad (9)$$

Considerando que la fuente de luz es una función delta a una frecuencia ν y una densidad de energía total u_ν por unidad de volumen (Jm^{-3}).

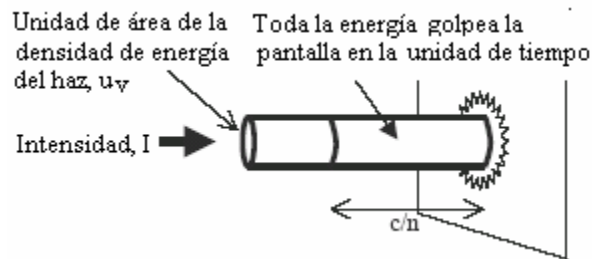


Fig. 2. Fuente de luz considerada.

Entonces, u_ν se relaciona con la intensidad (I) del haz por medio de

$$I = u_\nu \frac{c}{n} \quad (10)$$

donde n es el índice de refracción del medio. Esto significa que la rapidez neta de emisión estimulada del nivel 2 al 1 esta dada por:

$$W_{21}^{net} = (N_2 - N_1)B_{21}g(\nu)\frac{n}{c}I \quad (11)$$

en donde se asume que los niveles son no degenerados, es decir $B_{12} = B_{21}$.

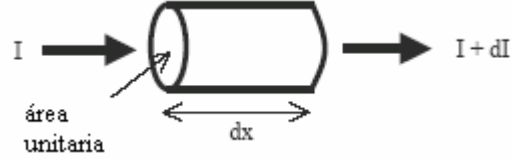


Fig. 3. Intensidad del haz por unidad de volumen

Por cada transición neta un fotón de energía $h\nu$ se agrega al haz. La energía agregada al volumen unitario del haz por unidad de tiempo es entonces, $W_{21}^{net} h\nu$. Ahora bien, la energía agregada por unidad de tiempo en la longitud dx es $W_{21}^{net} h\nu dx \cdot (\text{areadelhaz})$. Recordando que la intensidad es igual a la energía por unidad de tiempo por unidad de área, se tiene que:

$$dI = W_{21}^{net} h\nu dx = (N_2 - N_1)B_{21}g(\nu)\frac{n}{c}h\nu dx \quad (12)$$

Comparando esta ecuación con la (23), encontramos que el coeficiente de ganancia γ está dada por:

$$\gamma(\nu) = (N_2 - N_1)B_{21}g(\nu)\frac{n}{c}h\nu \quad (13)$$

Este resultado muestra que la ganancia es directamente proporcional a la inversión de poblaciones. Usando la ecuación (8) para expresar B_{21} en términos de A_{21} , se puede describir el coeficiente de ganancia en términos del tiempo de vida natural $\tau (=A_{21}^{-1})$ como:

$$\gamma(\nu) = (N_2 - N_1)\frac{\lambda^2}{8\pi n^2 \tau} g(\nu) \quad (14)$$

donde λ es la longitud de onda de la línea de emisión. Esta ecuación nos dice cómo relacionar la ganancia en el medio con la inversión de poblaciones usando parámetros experimentales: λ , τ , n y $g(\nu)$.

1.4 Láseres de tres y cuatro niveles de energía

En la sección anterior se mostró que la ganancia de un medio láser es directamente proporcional a la inversión de poblaciones (véase la ecuación 14). La emisión láser ocurrirá cuando haya una ganancia que sobrepase las pérdidas en la cavidad. Esto implica que debe obtenerse una inversión de poblaciones mínima antes que el láser empiece a oscilar. La inversión de poblaciones se alcanza mediante el “bombeo” de átomos hacia niveles superiores de energía. Dicho “bombeo” puede realizarse por una variedad de técnicas dependiendo del láser que se quiera diseñar.

Los láseres son clasificados en sistemas de tres o cuatro niveles de energía, y sus características se muestran en las siguientes 2 secciones.

Láseres de 4 niveles

Los láseres de 4 niveles son los más comunes; ejemplos de estos son los láseres de He-Ne o los de Nd:YAG.

Los cuatro niveles son: el estado basal (0), dos niveles entre los que hay emisión láser (1 y 2) y un cuarto nivel (3), el cual es usado como parte del mecanismo de bombeo. (Ver figura 4).

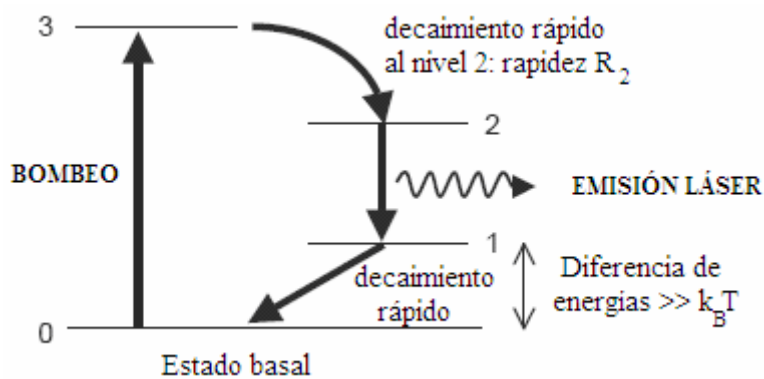


Fig. 4. Sistema láser de 4 niveles.

La característica principal que hace que el sistema de 4 niveles sea distinto al de 3, es que el nivel láser más bajo está a una energía $k_B T$ arriba del estado basal.

Esto significa que la población activada térmicamente del nivel 1 es despreciable, de tal forma que el nivel 1 está vacío antes de que se encienda el mecanismo de bombeo.

Se asume que los átomos están dentro de una cavidad y son bombeados a un nivel superior (nivel 2) a una rapidez constante de R_2 . Esto se realiza normalmente excitando átomos hacia el nivel 3 con una lámpara de destello o con una descarga eléctrica, y entonces hay un decaimiento rápido al nivel 2.

Las ecuaciones para la rapidez de decaimiento de las poblaciones de los niveles 1 y 2 son:

$$\begin{aligned} \frac{dN_2}{dt} &= -\frac{N_2}{\tau_2} - W_{21}^{net} + R_2 \\ \frac{dN_1}{dt} &= +\frac{N_2}{\tau_2} + W_{21}^{net} - \frac{N_1}{t_1} \end{aligned} \tag{15}$$

En donde los diferentes términos expresan:

- emisión espontánea del nivel 2 al nivel 1 ($\pm N_2/\tau_2$),
- transiciones estimuladas del nivel 2 al nivel 1 ($\pm W_{21}^{net}$),
- bombeo hacia el nivel 2 (R_2), y
- decaimiento del nivel 1 al estado basal por transiciones radiativas y/o colisiones (N_1/t_1)

Cabe señalar que W_{12}^{net} es la rapidez de transición neta estimulada del nivel 2 al 1. Esto es igual a la rapidez de transiciones descendentes de emisión estimulada menos la rapidez de transiciones ascendentes de la absorción estimulada.

Hay dos consideraciones importantes contenidas implícitamente en las últimas ecuaciones:

- 1) No hay bombeo hacia el nivel 1.
- 2) La única ruta de decaimiento del nivel 2 es por transiciones radiativas al nivel 1, (no hay transiciones no-radiativas entre los niveles 2 el nivel 1, y las transiciones a otros niveles no son posibles).

No siempre es posible fijar estas condiciones, pero ayuda si se alcanzan. Es por ello que lo descrito arriba se considera un sistema ideal de 4 niveles.

Rescribiendo la ecuación (11):

$$W_{21}^{net} = B_{21}g(\nu)\frac{n}{c}I(N_2 - N_1) = W(N_2 - N_1) \quad (16)$$

donde $W=B_{12}\cdot g(\nu)\cdot I\cdot n/c$, e I es la intensidad en la cavidad láser. En condiciones de estado estacionario las derivadas en el tiempo en la ecuación (15) deben ser cero. Entonces, dicha ecuación queda resuelta para N_1 y N_2 utilizando la ecuación (16) como:

$$\begin{aligned} N_1 &= R_2\tau_1 \\ N_2 - N_1 &= \frac{R_2}{W + 1/\tau_2} \end{aligned} \quad (17)$$

Por consiguiente la inversión de poblaciones está dada por:

$$\Delta N = N_2 - N_1 = \frac{R_2}{W + 1/\tau_2} \left(1 - \frac{\tau_1}{\tau_2} \right) \quad (18)$$

Esto muestra que no es posible alcanzar la inversión de poblaciones a menos que se cumpla que $\tau_2 > \tau_1$. Esto tiene sentido, ya que si el nivel láser más bajo no se vaciara rápidamente, los átomos se apilarían en este nivel y se destruiría la inversión de poblaciones.

Rescribiendo la ecuación (18):

$$\Delta N = \frac{R}{W + 1/\tau_2} \quad (19)$$

donde, $R = R_2(1-\tau_1/\tau_2)$. Esto es la rapidez neta de bombeo ya que la acumulación de átomos en el nivel inferior debido a τ_1 no es cero. Si el láser está cerca del umbral de emisión, habrá muy pocos fotones en la cavidad. Entonces, W será muy pequeño porque I es muy pequeña, véase ecuación (16). La inversión de poblaciones es simplemente $R\tau_2$, y se incrementa linealmente con la rapidez de bombeo. La ecuación (14) implica que la ganancia también se incrementa linealmente con la rapidez de bombeo abajo del umbral.

Eventualmente se tendrá la suficiente ganancia para balancear las pérdidas por viaje (ida y vuelta). Esto determina el umbral del coeficiente de ganancia ($\gamma^{\text{threshold}}$)

para la oscilación del láser, como se verá más adelante en la ecuación (25). De la ecuación (14), se tiene que:

$$\Delta N^{threshold} = \frac{8\pi n^2 \tau_2}{\lambda^2 g(\nu)} \gamma^{threshold} \quad (20)$$

Combinando de las ecuaciones (19) y (20) con $W=0$, se puede encontrar la rapidez de bombeo requerido para obtener emisión láser, y está dada por

$$R^{threshold} = \Delta N^{threshold} / \tau_2.$$

Sin embargo, ¿qué pasaría si se incrementara la rapidez de bombeo más allá del valor umbral? En condiciones de estado estacionario la ganancia no puede incrementarse más, esto se conoce como saturación de ganancia, e implica que la inversión de poblaciones está sujeta a un valor dado por la ecuación (20) aún cuando R exceda $R^{threshold}$. Ver figura 5(a).

Ahora bien, ¿qué pasa con la potencia de salida? Si se fijara W a cero en la ecuación (19) abajo del umbral debido a que hay poca luz en la cavidad, esto no se cumple una vez que el láser empieza a oscilar. Sin embargo, si se estuviera arriba del umbral, ΔN estaría sujeta a un valor fijado por la ecuación (20) y, por lo tanto, la ecuación (19) establece que:

$$W = \frac{R}{\Delta N^{threshold}} - \frac{1}{\tau_2} = \frac{1}{\tau_2} \left(\frac{R}{R^{threshold}} - 1 \right) \quad (21)$$

Aquí, W es proporcional a la intensidad I dentro de la cavidad [véase ecuación (16)], que a su vez es proporcional a la potencia de salida (P_{out}) emitida por el láser. Así, P_{out} es proporcional a W , entonces:

$$P^{out} \propto \frac{R}{R^{threshold}} - 1 \quad (22)$$

Esto muestra que la potencia de salida se incrementa linealmente con la rapidez de bombeo una vez que el umbral ha sido logrado. Ver figura 5(b).

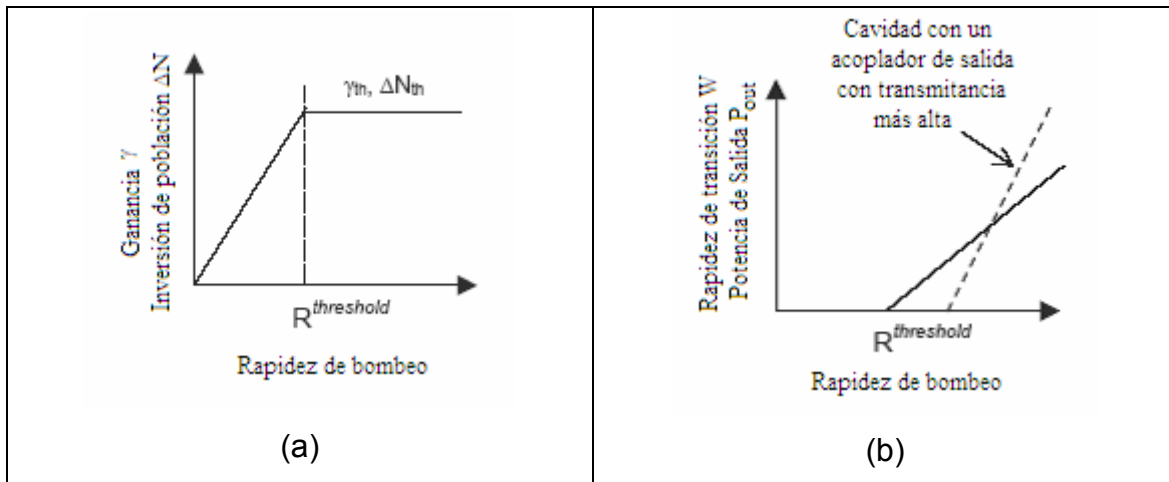


Fig. 5. (a) Ganancia (γ) vs. Rapidez de bombeo.
 (b) Rapidez de transición vs. Rapidez de bombeo.

La selección de la reflectividad del acoplador de salida afecta el umbral porque éste determina las condiciones de oscilación [veáse ecuación (25)]. Si la transmisión ($1-R_{oc}$) es pequeña, se tendrá un umbral bajo, pero la potencia de salida una vez que se tenga emisión láser será baja. Incrementando la transmisión el umbral se desplaza hacia arriba, pero se consigue más potencia de salida una vez que estemos arriba del umbral. Esto se ilustra en el diagrama anterior. La selección final de la R_{oc} depende de la energía de bombeo disponible.

Láseres de 3 niveles

Algunos láseres son clasificados como sistemas de tres niveles, un ejemplo de ellos es el láser de Rubí. La diferencia entre un láser de 3 niveles y uno de 4 niveles es que el nivel de emisión láser inferior es el estado basal.

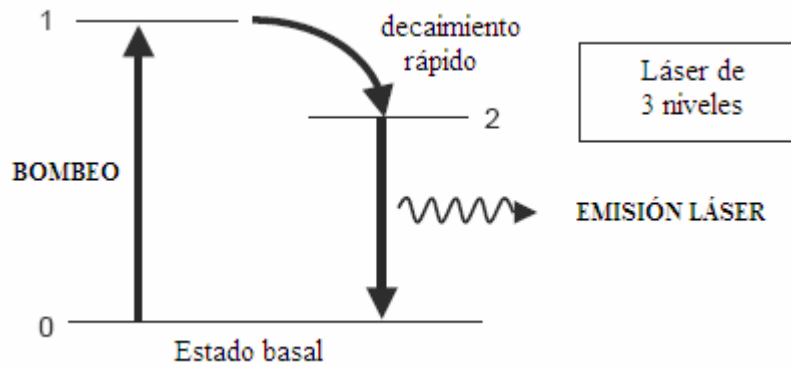


Fig. 6. Sistema láser de 3 niveles de energía.

Es mucho más difícil obtener inversión de poblaciones para un láser de este tipo, porque el nivel inicial tiene una población alta. Bombeando esta población (N_0), se excitan dN átomos al nivel 1, los cuales después decaen al nivel 2, donde la población en este nivel será dN , y la población en el estado basal será $(N_0 - dN)$; la inversión de poblaciones requiere que: $dN > (N_0 - dN)$, esto significa que $dN > N_0/2$, para lograrlo se tiene que bombear más de la mitad de los átomos del estado basal hacia el nivel láser superior. Esto obviamente requiere una gran cantidad de energía, lo cual contrasta con los sistemas láser de cuatro niveles en los que el nivel inferior láser está vacío antes de que empiece el proceso de bombeo y, por lo tanto, se requiera menos energía para alcanzar el umbral.

A pesar de que el umbral para inversión de poblaciones es muy alto en sistemas láser de tres niveles, estos pueden alcanzar mayor eficiencia una vez que superan el umbral. Los láseres de Rubí bombeados por lámparas de destello dan pulsos de energía de salida altos y sólo trabajan en el modo pulsado. Los láseres continuos tienden a usar sistemas de 4 niveles.

1.5 Láseres pulsados

Hasta aquí solamente se han considerado láseres continuos. Sin embargo, muchos láseres operan de modo pulsado. Las lámparas de destello pulsadas

pueden ser muy brillantes y dan lugar a una rapidez de bombeo y pulsos de energía de salida altos.

Es más, se puede usar un artificio para obtener pulsos con mayor potencia usando la conmutación Q (Q-switching). En donde las pérdidas en la cavidad se mantienen artificialmente altas por algún método externo (por ejemplo, colocando un obturador dentro de la cavidad). Esto previene la emisión láser y permite el establecimiento de una densidad de inversión de poblaciones grande, con su correspondiente coeficiente de ganancia grande. Si las pérdidas son repentinamente reducidas (por ejemplo, por apertura del obturador), un pulso de alta potencia se forma debido a la ganancia alta en la cavidad. Esta técnica es muy usada en láseres de estado sólido ya que tienen tiempos de vida en los estados superiores de energía largos, lo cual permite el almacenamiento de una gran cantidad de energía en el cristal. La conmutación Q es raramente usada en láseres de gas debido a que sus tiempos de vida son cortos, lo cual hace difícil almacenar energía en el medio de ganancia.

1.6 Componentes esenciales de un láser

Amplificación de luz + retroalimentación óptica positiva

La amplificación de la luz, como se mencionó anteriormente, se logra por emisión estimulada. Generalmente los materiales no amplifican luz, éstos tienden a absorberla o dispersarla, tal que la intensidad de luz que sale del medio sea menor que la intensidad que entró. Para conseguir la amplificación se lleva al material a un estado de no equilibrio, bombeando energía en él. La amplificación del medio está definida por el coeficiente de ganancia γ a partir de:

$$I(x + dx) = I(x) + \gamma I(x) dx = I(x) + dI \quad (23)$$

en donde $I(x)$ representa la intensidad en un punto x dentro del medio de ganancia. La ecuación diferencial se resuelve como sigue:

$$dI = \gamma \cdot I dx \Rightarrow \frac{dI}{I} = \gamma \cdot dx \therefore I(x) = I(0)e^{\gamma \cdot x} \quad (24)$$

Así, la intensidad crece exponencialmente dentro del medio de ganancia. La retroalimentación óptica positiva se logra insertando el medio amplificador dentro una cavidad resonante:

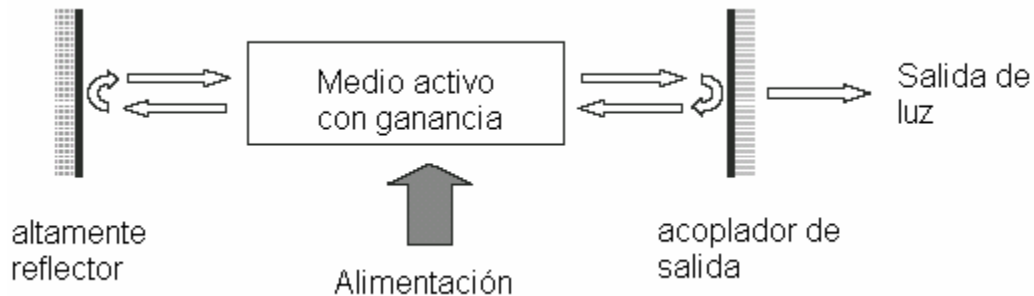


Fig. 7. Cavidad resonante.

La luz pasa a través de medio activo y es amplificada, entonces las reflexiones entre los espejos hacen que ésta pase una y otra vez por el medio, ganando mayor amplificación. Este proceso se repite hasta que alcanza la condición de equilibrio estable que se logra cuando la ganancia acumulada durante las reflexiones equilibra las pérdidas en la cavidad, bajo estas condiciones el láser oscilará.

Las pérdidas dentro de la cavidad son de dos categorías: útil e inútil. La pérdida útil viene del acoplador de salida. Uno de los espejos (llamado acoplador de salida) tiene una reflectividad menor que la unidad, y permite que parte de la luz oscilante en la cavidad sea transmitida como salida del láser. El valor de la transmisión se escoge para maximizar la potencia de salida. Si la transmisión es muy baja, muy poca de la luz dentro de la cavidad puede escapar y, por lo tanto, se consigue muy poca potencia de salida. Por otro lado, si la transmisión es muy alta, puede no haber ganancia suficiente para sostener la oscilación, y no habría potencia de salida. El valor óptimo está entre estos dos extremos. Las pérdidas inútiles surgen de la absorción en los componentes ópticos (incluyendo el medio activo), dispersión, y reflectividad imperfecta del otro espejo (el altamente reflectivo) Tomando en cuenta el hecho que la luz pasa dos veces a través del

medio activo durante un viaje de ida y vuelta, la condición para la oscilación puede escribirse como:

$$2 \cdot \gamma \cdot l = (1 - R_{OC}) + (1 - R_{HR}) + \text{Pérdidas}(\text{dispersión}) + \text{Pérdidas}(\text{absorción}) \quad (25)$$

donde l es la longitud del medio activo, R_{OC} es la reflectividad del acoplador de salida y R_{HR} es la reflectividad del espejo altamente reflectivo. Otra forma de escribir esto es:

$$e^{2\gamma l} \cdot R_{OC} \cdot R_{HR} \cdot e^{-2\alpha l} = 1 \quad (26)$$

en donde las pérdidas debido a la dispersión y absorción son incluidas en el coeficiente de pérdidas distribuidas α .

En general, se espera que la ganancia se incremente al bombear más energía dentro del medio activo. A baja potencia de bombeo, la ganancia será pequeña y habrá ganancia insuficiente para alcanzar la condición de oscilación. El láser no empezará a oscilar hasta que alcance la ganancia suficiente para superar todas las pérdidas. Esto implica que el láser tiene un “umbral” en términos de la potencia de bombeo.

1.7 Propiedades de la luz Láser

Monocromática

La emisión láser generalmente corresponde justamente a una de las transiciones atómicas del medio activo, en contraste con las lámparas de descarga, las cuales emiten luz blanca. El ancho de la línea espectral puede ser mucho más pequeño que la transición atómica. Esto es porque la emisión es afectada por la cavidad óptica. En ciertos casos, el láser puede ser construido para operar en uno de los modos de la cavidad. Cuando la Q de la cavidad es muy grande, el modo es más estrecho que la transición atómica. Esto es particularmente útil para la espectroscopía de alta resolución y aplicaciones como interferometría y holografía, en donde se requiere alta coherencia.

Coherencia

Se distinguen dos tipos de coherencia en un haz óptico: la espacial y la temporal. La primera se refiere a las irregularidades en la fase óptica en la sección transversal del haz, y la segunda al tiempo de duración sobre el cual la fase del haz está bien definida. En general, el tiempo de coherencia temporal (t_c) está dado por el recíproco del ancho de la línea espectral $\Delta\nu$. Así, la longitud de coherencia l_c está dada por:

$$l_c = c \cdot t_c = c \cdot \frac{1}{\Delta\nu} \quad (27)$$

A continuación, se presentan valores típicos de la longitud de coherencia de diversas fuentes de luz, dichos valores muestran por qué es más fácil hacer experimentos de interferencia con un láser que con una lámpara de descarga. La gran longitud de coherencia de la luz láser es útil también en holografía e interferometría.

Fuente	Ancho de línea espectral $\Delta\nu$ (Hz)	Tiempo de coherencia t_c (s)	Longitud de coherencia l_c
Descarga de lámpara de Na, 589 nm	5×10^{11}	2×10^{-12}	0.5 mm
Láser multi-modo HeNe, 632.8 nm	1.5×10^9	6×10^{-10}	20 cm
Láser mono-modo HeNe, 632.8 nm	1×10^6	1×10^{-6}	300 m

Tabla 1. Valores típicos de longitud de coherencia de distintas fuentes de luz.

Direccionalidad

Esto quizás es el aspecto más obvio de un haz láser, la luz sale como un haz altamente direccional. En contraste con los bulbos de luz y lámparas de descarga, en los cuales la luz es emitida en un amplio ángulo sólido. La direccionalidad es una consecuencia de la cavidad.

Brillantez espectral

La brillantez del láser surge de dos factores. El primero de todos, es el hecho de que la luz emitida en un haz bien definido significa que la potencia por unidad de área es muy alta, aunque la cantidad total de potencia sea bastante baja. Entonces, toda la energía se concentra dentro de un espectro estrecho de la transición atómica activa. Esto significa que la brillantez espectral (la intensidad del haz dividida entre el ancho de la línea de emisión) es bastante alta en comparación con una fuente de luz blanca como lo es un bulbo. Por ejemplo, la brillantez espectral de un haz láser de 1 mW puede ser millones de veces mayor que el de una bombilla de 100 W.

1.8 Cavidades y Modos láser

La cavidad es una parte esencial de un láser. Proporciona la retroalimentación positiva que convierte un amplificador en un oscilador. El diseño de la cavidad es muy importante para la operación óptima del láser. La cavidad determina las propiedades del haz de luz que es emitido por el láser. Este haz se caracteriza por sus modos: el transversal y el longitudinal.

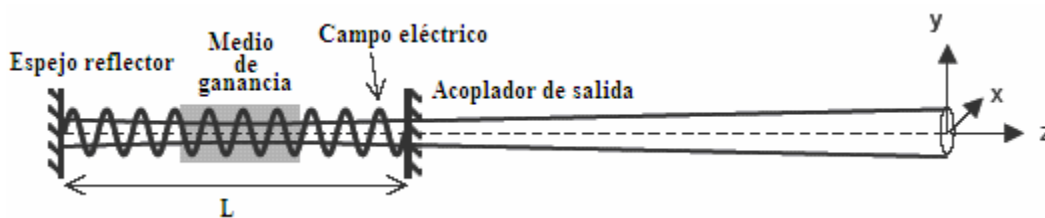


Fig. 8. Cavidad láser y haz de salida.

Modos transversales

Este modo describe la variación del campo eléctrico en la sección transversal del haz. A los distintos modos se les designa con TEM_{mn} donde m y n son números

enteros. “TEM” significa “electromagnético transverso”. Si el campo se propaga en la dirección z, la dependencia (x, y) del campo está dado por:

$$E_{mn}(x, y) = E_0 H_m \left(\frac{\sqrt{2}x}{w} \right) \cdot H_n \left(\frac{\sqrt{2}y}{w} \right) \exp \left(- \frac{x^2 + y^2}{w^2} \right) \quad (28)$$

donde H_m y H_n son funciones matemáticas llamada polinomios de Hermite. De los cuales los primeros polinomios son: $H_0(u) = 1$; $H_1(u) = 2u$; $H_2(u) = 2(2u^2 - 1)$.

El modo más importante es el TEM_{00} . Éste tiene una distribución radial Gaussiana (ver figura 9),

$$E_{00}(x, y) = E_0 \exp \left(- \frac{x^2 + y^2}{w^2} \right) = E_0 \exp \left(- \frac{r^2}{w^2} \right) \quad (29)$$

donde r es la distancia del centro del haz. El parámetro w que aparece en estas ecuaciones determina el tamaño del haz. El modo TEM_{00} es la forma más cercana a un rayo de luz encontrado en la naturaleza. Tiene la divergencia más pequeña de todos los modos y puede ser enfocado al tamaño más pequeño. Por consiguiente, normalmente se prefieren otros modos de oscilación. Esto se logra insertando aperturas en la cavidad las cuales significan pérdidas para los modos altos pero no para el modo más pequeño: TEM_{00} .

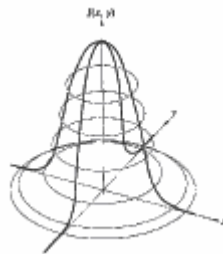


Fig. 9. Distribución radial del modo TEM₀₀.

En la figura 10 se muestran secciones transversales de diferentes modos láser, empezando por el modo TEM_{00} hasta el modo TEM_{53} . De la notación TEM_{mn} , m son los nodos (o ceros) en la dirección x y n nodos en la dirección y .

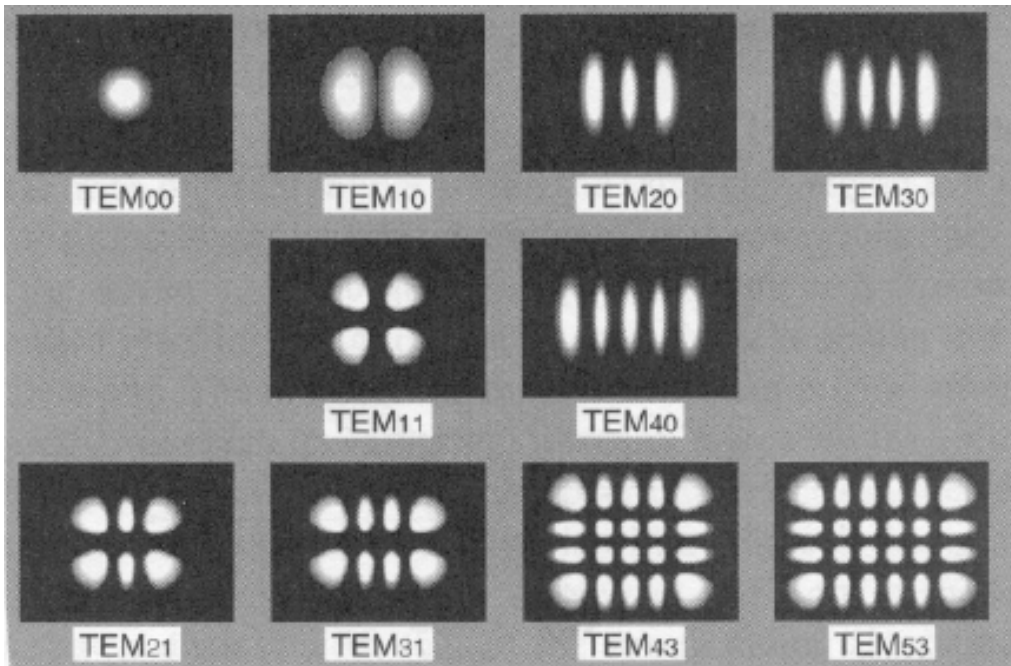


Fig. 10. Perfiles de haz producidos por varios modos láser.

Modo longitudinal

Este modo determina el espectro de emisión del láser. La luz se refleja repetidamente entre los espejos formando ondas estacionarias dentro de la cavidad. Hay nodos (campo de ceros) en los espejos debido a que ellos tienen alta reflectividad. Entonces debe haber un número entero de la mitad de longitudes de onda dentro de la cavidad. Si la longitud de la cavidad es L , esta condición se escribe como:

$$L = \text{Entero} \times \frac{\lambda}{2} = \text{Entero} \times \frac{c}{2\nu} \quad (30)$$

Se asume aquí, que el índice de refracción dentro de la cavidad está cerca de la unidad. Esto es razonable para láseres de gas y muchos láseres de estado sólido. La ecuación (30) implica que solamente ciertas frecuencias que satisfacen la siguiente ecuación oscilarán.

$$\nu = \text{Entero} \times \frac{c}{2L} \quad (31)$$

Muchas cavidades son más grandes que la longitud de onda óptica y así el valor del *Entero* en las ecuaciones (30) y (31) es muy grande¹. El parámetro más importante es el espaciado del modo, el cual es igual a $\frac{c}{2L}$.

En la siguiente tabla se enlistan este espaciado para varios láseres.

	Diodo Láser	Láser de HeNe	Láser de ion Ar
L	1 mm	30 cm	2 m
Espaciado del modo (Hz)	1.5×10^{11}	5×10^8	7.5×10^7

Tabla 2. Espaciado del modo longitudinal para tres láseres típicos.

¹ Esto no se cumple para microláseres.

Capítulo 2: Láser de Nd:YAG

Este láser está constituido por: una lámpara de destello como sistema de bombeo óptico, un monocristal de YAG dopado con Nd^{3+} (Nd:YAG) como medio activo, y los espejos parcial y totalmente reflejantes como resonador óptico; estos elementos se configuran como se muestra en la figura 11.

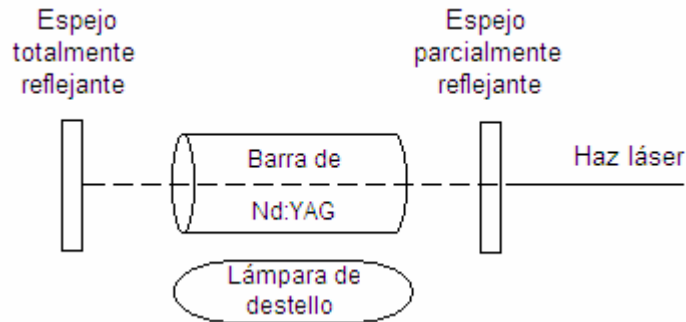


Fig. 11. Láser de estado sólido a base de Nd:YAG.

La primera emisión láser utilizando Nd:YAG como medio activo fue reportada por J.E.Geusic [1], y desde entonces se han realizado grandes avances tecnológicos para: mejorar la calidad de los materiales que se emplean como medios activos, las técnicas de bombeo, su emisión láser y diversificar sus aplicaciones. De hecho, hoy, a 42 años de su primera operación, el láser de Nd:YAG se ha convertido en el sistema de estado sólido más versátil que existe, pues lo mismo es usado en la industria (soldadura, perforación, corte, micro-maquinado, tratamiento térmico, deposición de materiales), en cirugía y tratamientos médicos (oftalmología, dermatología, odontología), que en restauración y limpieza de obras de arte.

Las características del haz láser son establecidas por el medio activo, es por ello que se aborda en las siguientes dos secciones sus propiedades tanto físicas como láser.

2.1 Nd:YAG

Propiedades físicas del Nd:YAG

El monocristal de YAG que se emplea como matriz tiene características favorables para la emisión láser, su estructura cristalina es estable desde temperaturas bajas hasta arcanas al punto de fusión.

La fórmula química de la matriz es $Y_3Al_5O_{12}$ y en su forma pura no tiene color. Es un cristal con estructura cúbica, característica de los granates. Sus propiedades físicas más importantes se enlistan la tabla siguiente.

Fórmula química	Nd:Y ₃ Al ₅ O ₁₂
Nd (% peso)	0.725
Nd (% atómico)	1.0
Nd (átomos/cm ³)	1.38 x 10 ²⁰
Punto de fusión	1970 °C
Densidad	4.56 x 10 ³ kg/m ³
Duración de Fluorescencia	230 μs
Índice de refracción	1.82 (a 1.0 μm)

Tabla 3. Propiedades físicas y ópticas del Nd:YAG.

Los picos de absorción de este material dopado con iones de Nd³⁺ están en el intervalo de 300 a 900 nm, como se puede observar en la siguiente figura.

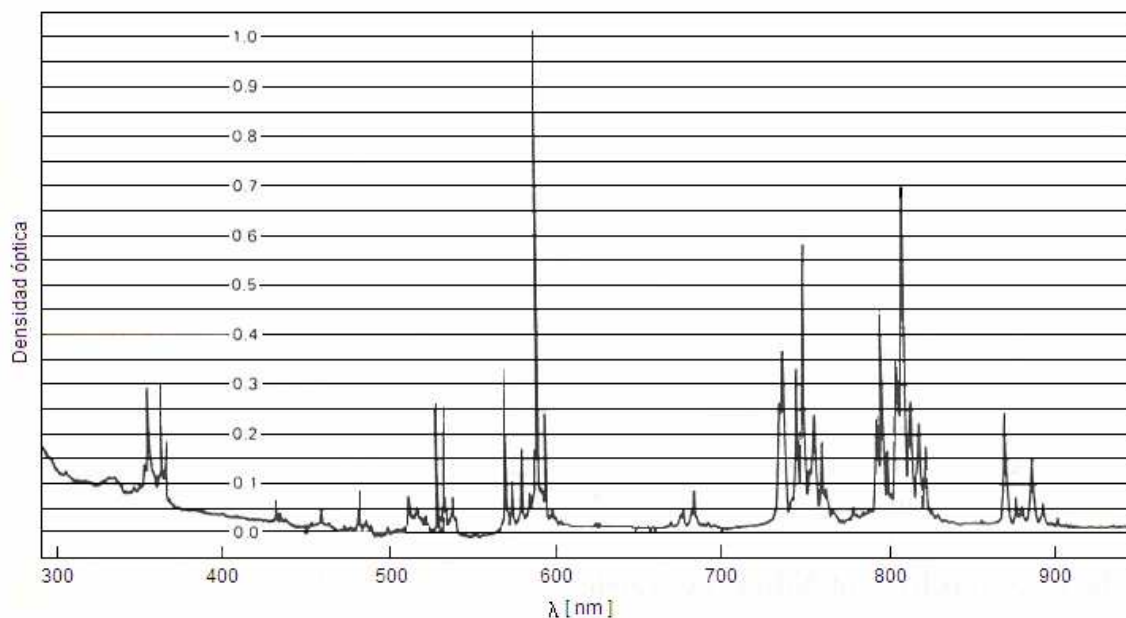


Fig. 12. Espectro de absorción del Nd:YAG a 300K.

Su espectro de de interés en la emisión láser se grafica en la figura 13, y como puede observarse en dicha figura el pico máximo de emisión del Nd:YAG se encuentra alrededor de $\lambda = 1064 \text{ nm}$.

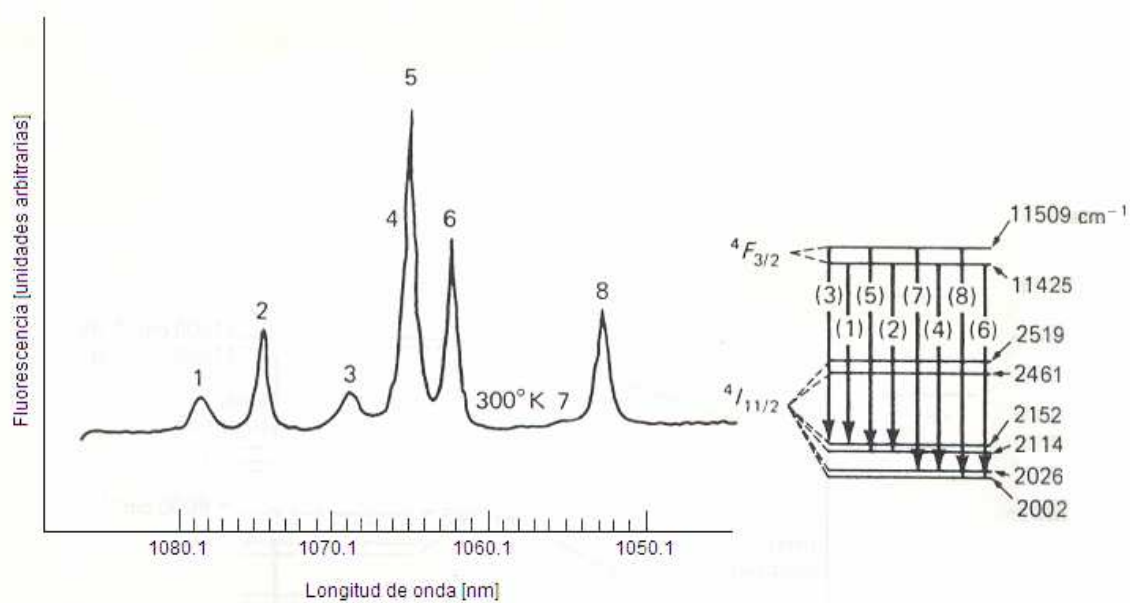


Fig. 13: Espectro de Fluorescencia del Nd^{3+} en matriz de YAG a 300K.

Propiedades láser del Nd:YAG

El láser de Nd:YAG es un sistema de cuatro niveles de energía, como el que se esquematiza en la figura 14.

En este caso, la transición entre niveles de energía se efectúa desde el nivel de energía fundamental (E_0) a una banda de absorción más amplia (E_3), posteriormente las partículas excitadas decaen rápidamente a una banda (E_2). La radiación láser se obtiene en la transición al cuarto nivel de energía (E_1). Finalmente, las partículas experimentan una transición rápida no radiativa hacia E_0 .

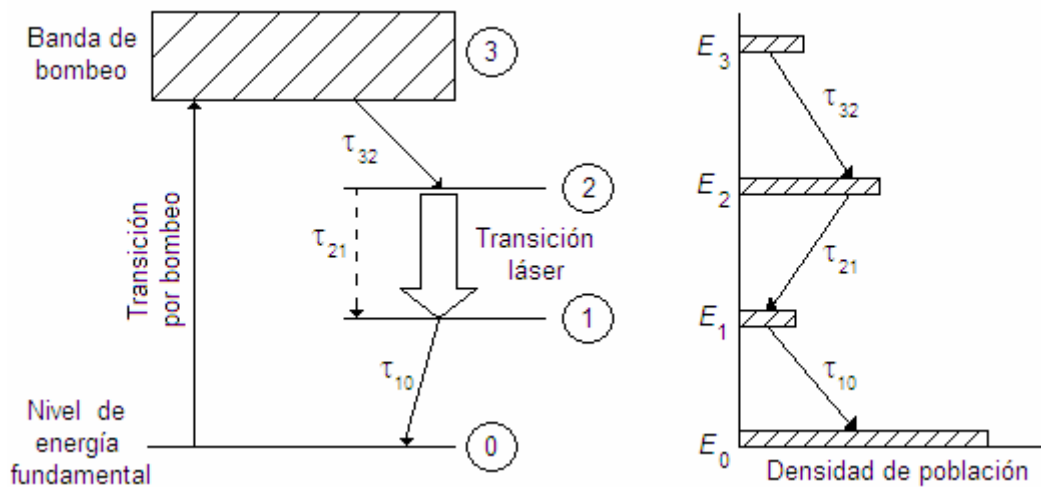


Fig. 14. Sistema de cuatro niveles de energía.

Un sistema de cuatro niveles de energía posee un tiempo de relajación (τ_{21}) entre el nivel E_1 y E_0 relativamente más corto que el tiempo de fluorescencia. El diagrama de energía del Nd:YAG se despliega en la figura 15.

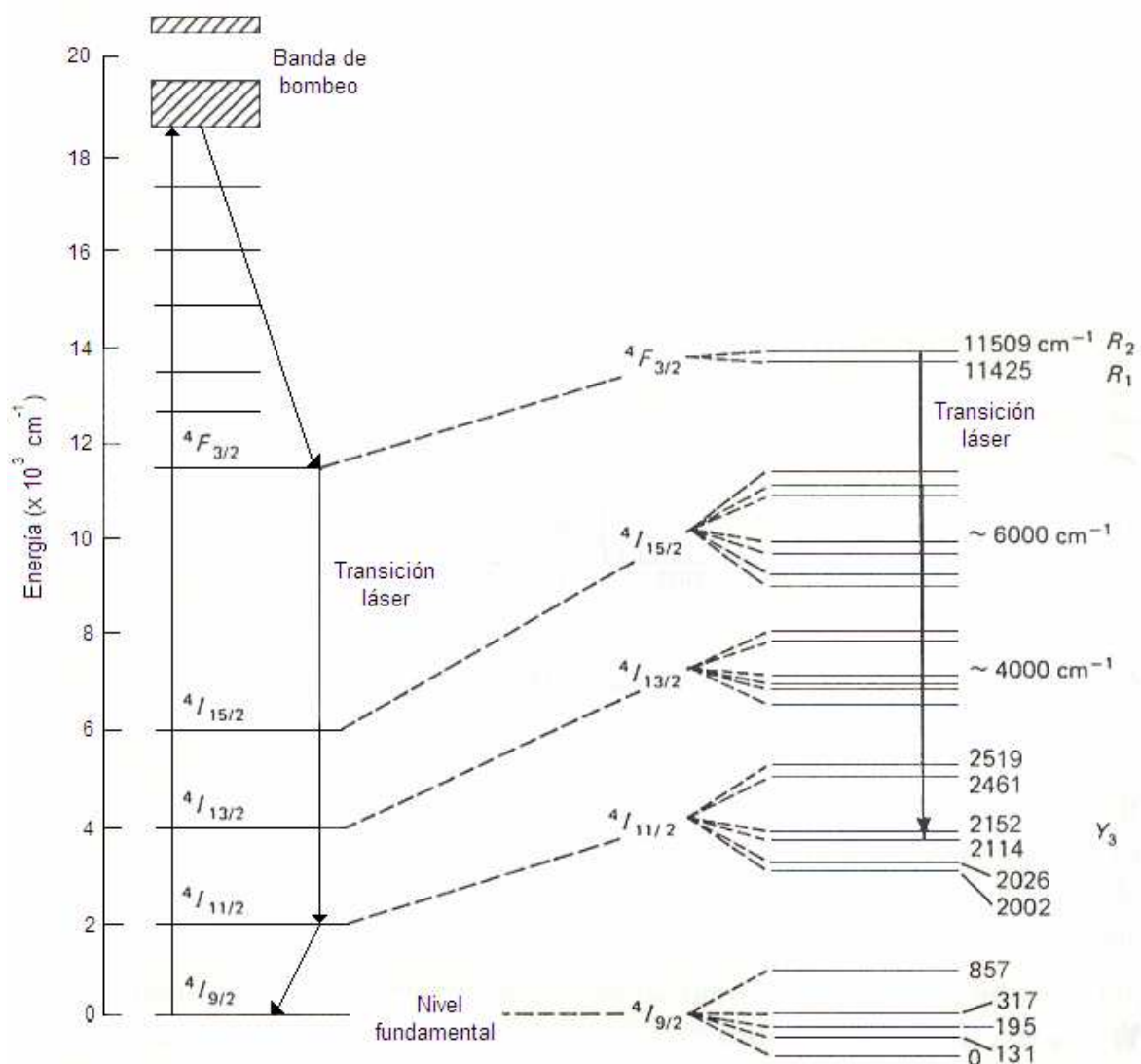


Fig. 15. Diagrama de los niveles de energía del Nd:YAG [2].

En el caso del Nd:YAG la transición láser se origina en el componente R_2 del nivel de energía ${}^4F_{3/2}$ y termina en el componente Y_3 del nivel de energía ${}^4I_{11/2}$. El nivel de energía más alto, ${}^4F_{3/2}$, tiene una eficiencia fluorescente de 99.5% y un tiempo de relajación τ_{21} de 230 μs . El nivel de energía fundamental es el ${}^4I_{9/2}$, y está 2111 cm^{-1} por abajo del componente Y_3 (nivel terminal de la transición láser).

Barras de Nd:YAG

Comercialmente este material se vende en barras, las cuales están disponibles con diámetros máximos de 15 mm y longitudes de hasta 150 mm. En el mercado también se encuentran barras con diferente porcentaje de dopaje, el cual está limitado a valores que van del 1 al 1.5% de Nd^{3+} , un valor mayor a este porcentaje acorta el tiempo de fluorescencia y causa esfuerzos en la barra.

Capítulo 3: Lámpara de destello

Las lámparas de destello son fuentes de luz que para utilizarlas en el bombeo óptico de un medio activo, deben emitir en una región espectral que abarque el espectro de absorción de éste. Dichas lámparas son activadas con energía eléctrica, ya sea continua o pulsada. Tienen una configuración con sección circular (las formas geométricas más comunes son: rectas, helicoidales o en forma de “u”, ver figura 16), son llenadas con algún gas noble y tienen dos electrodos sellados dentro del cuerpo de la lámpara.

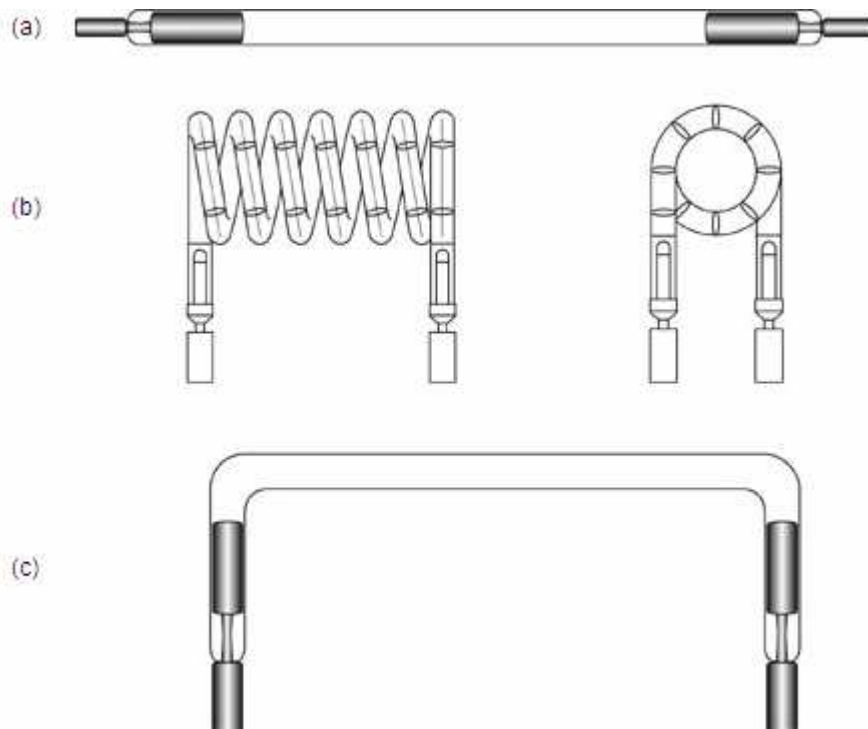


Fig. 16. Tipos de lámparas de destello. [(a) Recta; (b) Helicoidal; (c) En U].

El espectro radiante emitido por una lámpara de este tipo está determinado por las propiedades intrínsecas del gas de llenado (ver tabla 4)

UV	Visible	IR (Infrarrojo)	Longitud de onda (nm)				
100	200	400	600	1000	1500	2000	
Lámp. de Deuterio			115 to 400				
Lámp. de Xenón			185 to 2000				
Lámp. de destello de Xenón			185 to 2000				
Lámp. de Mercurio-Xenón			185 to 2000				
Lámp. Halogenuro Metálico			300 to 2000				
Lámp. de cátodo hueco			193.7 to 852.11				

Tabla 4. Espectros radiantes de distintas lámparas.

La salida luminosa de las lámparas se evalúa con dos términos: “nivel de luz” y “brillantez”. El nivel de luz de lámparas del mismo tipo es aproximadamente proporcional a su potencia de entrada [3]. Sin embargo, en muchos casos la brillantez no se incrementa en proporción a la potencia de entrada. De hecho, para cada aplicación es necesario determinar qué es más importante, el nivel de luz o la brillantez.

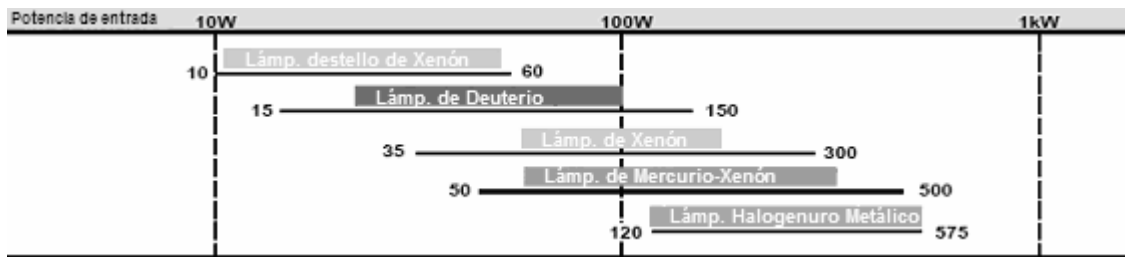


Tabla 5. Intensidad de luz emitida por distintas lámparas.

Por último, la estabilidad de salida de una lámpara se expresa como sigue:

$$Estabilidad(\%) = \frac{\Delta I}{I} \quad (32)$$

donde,

ΔI = variaciones de la luz de salida,

I = intensidad promedio

Dicha estabilidad se clasifica en:

a) *Fluctuante* (estabilidad de corto alcance), es causada por las fluctuaciones en la fuente y las variaciones en la temperatura de la lámpara causada por corrientes de

aire alrededor del cuerpo de la lámpara. Cuando la lámpara se acerca al fin de su vida de servicio hay un desplazamiento en el punto de descarga causado por una fatiga del cátodo.

b) De *deriva* o “*drift*” (estabilidad de largo alcance), es causada principalmente por cambios en la emisión termo-electrónica característica del cátodo, por cambios en la presión del gas y por desaparición del cuerpo de la lámpara. La gráfica siguiente muestra la inestabilidad de deriva medida después de que una lámpara ha estado operando durante una hora.



Fig. 17. Intensidad de deriva en una lámpara.

En la siguiente tabla se exhibe la estabilidad de salida de algunos tipos de lámpara:

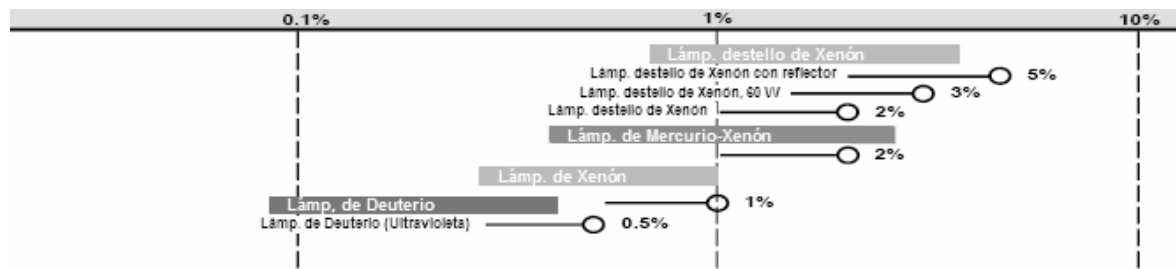


Tabla 6. Estabilidad de salida de algunos tipos de lámparas.

3.1 Material envolvente

El término “material envolvente” se usa para hacer referencia al material del cuerpo de la lámpara. Los materiales utilizados tienen características espectrales propias y son usados como filtros para obtener la irradiación de la lámpara en la longitud de onda adecuada para excitar el medio activo del láser y soportar temperaturas altas.

El material más usado es el silicio fundido, tiene transmisión en el intervalo de 200 nm a 4000 nm. Además, puede ser dopado con óxido de Titanio u óxido de Cerio para absorber el ultravioleta (UV), previendo así la formación de ozono (agente oxidante dañino para la salud).

Otro material usado es el Pirex, que tiene algunas limitaciones que permiten su uso únicamente para aplicaciones en fotografía. Cuando son utilizadas en sistemas láser su temperatura no debe exceder los 100 °C.

En la figura 18 se muestran las longitudes de onda de transmisión en las que operan diferentes materiales.

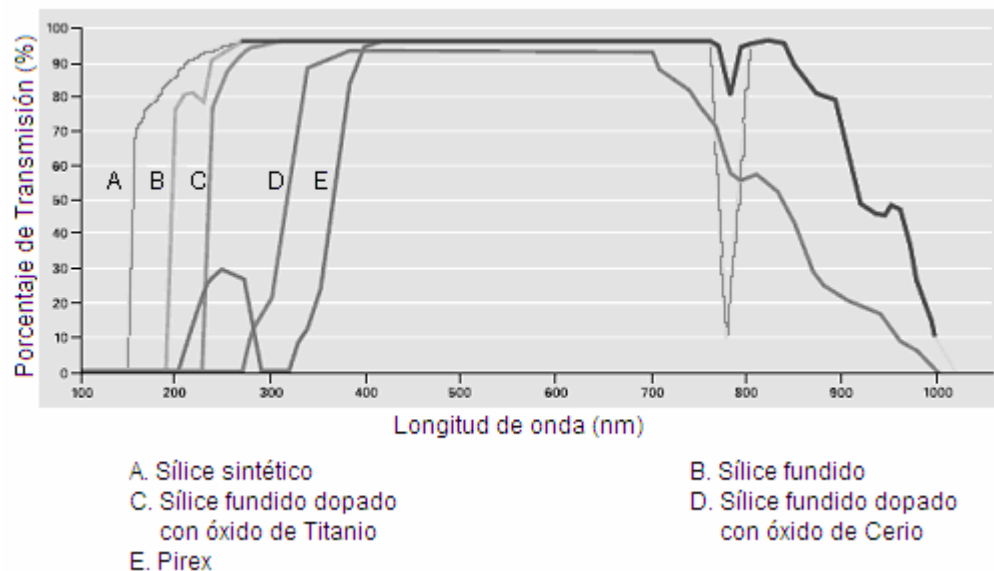


Fig. 18. Espectros de transmisión óptica de distintos materiales envolventes.

El sílice sintético se utiliza para impresión láser y reacciones fotoquímicas, cuando se requiere transmitir a partir de los 160 nm. El sílice dopado con óxido de Cerio se aplica para bombeo óptico en sistemas láser, ya que el porcentaje de radiación a partir de los 380 nm, asegura que todos los componentes dañinos de UV sean eliminados.

3.2 Gas y su espectro de emisión

Para bombear el medio activo de los láseres de Nd:YAG se utilizan lámparas con gases de llenado de Xenón (Xe) o Criptón (Kr), debido a que su espectro de emisión abarca el espectro de absorción del Nd^{3+} [4 y 5].

Los factores que determinan el espectro de emisión de una lámpara son: la presión del gas (P) y la densidad de corriente (J).

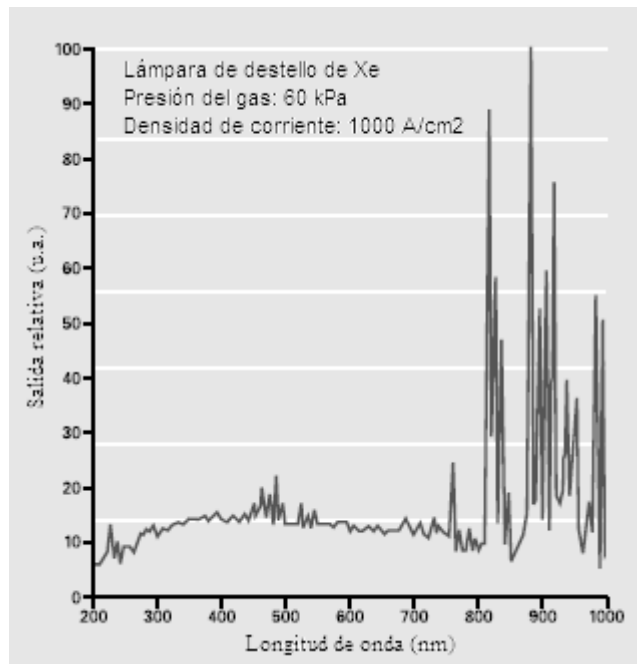
Cabe señalar que para asegurar múltiples disparos confiables en lámparas utilizadas de forma pulsada, la presión del gas en su interior no debe alcanzar los 400 kPa[6].

Con respecto a la J , ésta tiene una relación directa con la resistividad del plasma (γ) de Xe, y fue determinada por Goncz [7]. Dicha relación se representa mediante la siguiente ecuación:

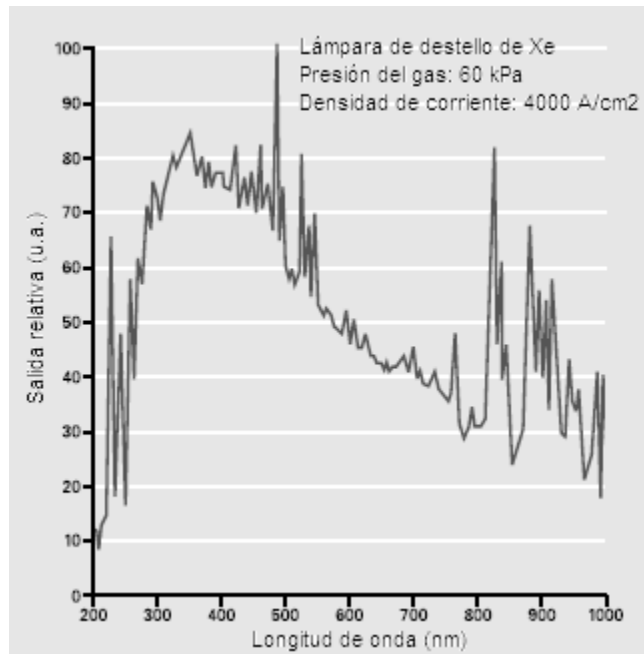
$$\gamma = \frac{1.13}{J^{1/2}} [\Omega \cdot \text{cm}] \quad (33)$$

donde J está en $[\text{A}/\text{cm}^2]$.

Asimismo, la J determina la región del espectro de emisión de la lámpara, para $J < 1000 [\text{A}/\text{cm}^2]$ el espectro se caracteriza por sus líneas espectrales definidas en el IR, en cambio para $J > 3500 [\text{A}/\text{cm}^2]$ el espectro se asemeja a uno continuo, como se observa en las figuras 19 (a) y (b).



(a)



(b)

Fig. 19. Espectro de emisión de una lámpara de Xe
 (a) con presión de gas de 60 kPa y densidad de corriente de 1000 A/cm²; y
 (b) con presión de gas de 60 kPa y densidad de corriente 4000 A/cm².

3.3 Procesos que ocurren durante la aplicación de alto voltaje en las lámparas

Las descargas eléctricas que se forman en medios gaseosos confinados mediante la aplicación de alto voltaje presentan las siguientes etapas [8, 9 y 10]:

- *Disparo y formación de plasma.* El disparo es el principio de una descarga eléctrica en el gas contenido en la lámpara. Éste se inicia formando un plasma delgado que establece un camino conductor entre los electrodos. La caída de voltaje en dicho camino debe ser menor al voltaje que inició la descarga, para que la corriente empiece a fluir en la lámpara.
- *Descarga no desarrollada completamente.* Una corriente incipiente no continua fluye entre los electrodos, ya que la resistencia del gas es alta todavía y la descarga está en expansión. El tiempo en el que ocurre la expansión de la descarga está entre 5 y 50 microsegundos. La resistencia del gas va disminuyendo (ver figura 20) debido al incremento en la ionización del gas, formándose finalmente un arco continuo entre los electrodos.

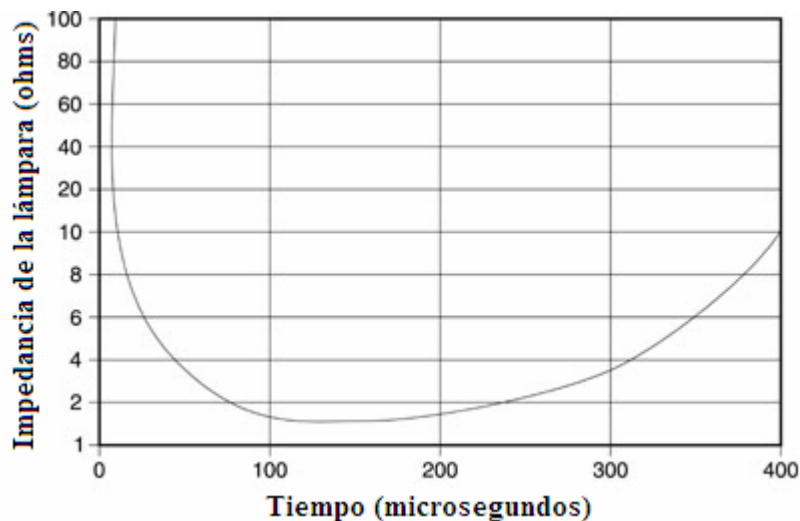


Fig. 20. Comportamiento de la impedancia de una lámpara de destello con pulso de corriente con duración de cientos de microsegundos.

- *Descarga estabilizada.* Esta etapa comprende la mayor parte de la duración del pulso y es el periodo donde se emite luz. Se caracteriza por el flujo de

una gran cantidad de corriente, por lo cual sólo se encuentra en forma pulsada. De esta forma, el plasma llena completamente la lámpara y se estabiliza por la proximidad de las paredes de ésta.

La relación entre el voltaje y la corriente en esta última etapa establece los requerimientos para la selección correcta de la lámpara y, además, influye en el diseño del circuito de disparo. Es por ello que se aborda específicamente en la siguiente sección.

3.4 Relación V-I de las lámparas de Xe

La relación entre el voltaje y la corriente, una vez estabilizado el arco continuo entre los electrodos, fue planteada por Goncz [7], y está dada por la ecuación (34).

$$V = K_0 i^{1/2} \quad (34)$$

donde:

V = Voltaje en la lámpara [V].

i = Corriente en la lámpara [A].

K_0 = Constante de impedancia de la lámpara [$\Omega \text{ A}^{1/2}$].

La constante K_0 es proporcionada por el fabricante. Sin embargo, también se puede calcular por medio de (35)

$$K_0 = 1.28 \cdot \left(\frac{P}{60}\right)^{0.2} \cdot \frac{l}{d} \quad (35)$$

donde:

d = Diámetro interno en la lámpara [mm].

l = Distancia entre los electrodos de la lámpara [mm].

P = Presión del gas [kPa]

Aunque la relación entre el voltaje y la corriente es no lineal, Markiewicz y Emmett [11] desarrollaron un procedimiento para encontrar el desempeño óptimo de una lámpara de destello de Xe considerando un circuito LC. Este procedimiento se

aplica a lámparas pequeñas con pulsos de duración de 30 μs a 10 ms y para lámparas grandes con pulsos de 100 μs a 10 ms.

Considerando el tipo de lámpara, la energía en el condensador de almacenamiento (E_0), la duración del pulso de corriente (t) y el factor de amortiguamiento (α), se determinan los valores del inductor (L), del condensador de almacenamiento (C) y su voltaje de operación (V_0), que aseguren la máxima transferencia de energía del circuito a la lámpara, ver el circuito equivalente en la figura siguiente.

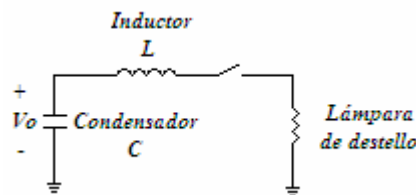


Fig. 21. Circuito que acondiciona el pulso de corriente en la lámpara.

Las ecuaciones para el diseño son:

$$C^3 = \frac{2E_0\alpha^4 t^2}{K_0^4} \quad (36)$$

$$L = \frac{t^2}{C} \quad (37)$$

$$V_0 = \left(\frac{2E_0}{C}\right)^{1/2} \quad (38)$$

donde:

V_0 = Voltaje del condensador de almacenamiento [V].

E_0 = Energía en el condensador de almacenamiento [J].

C = Condensador de almacenamiento [F].

L = Inductancia de amortiguamiento de la corriente de la lámpara [H].

t = 1/3 del ancho del pulso de la corriente de lámpara [s].

α = Factor de amortiguamiento.

El pulso de corriente debe ser críticamente amortiguado, ya que una corriente negativa dañaría irreversiblemente la lámpara.

Para obtener la máxima densidad de energía del condensador de almacenamiento, se considera lo establecido en [12].

Por otra parte, el tiempo de recuperación de una lámpara depende de:

- El pico de corriente,
- La potencia promedio, y
- Las dimensiones de ésta.

Dicho tiempo determina la forma en que va a estar operando la lámpara, ya sea continua o pulsada.

3.5 Tiempo de vida de la lámpara de destello

Para determinar el tiempo de vida de una lámpara de destello se asume que la energía de operación es un porcentaje de la energía de explosión correspondiente a la duración específica de un pulso, como se muestra en la siguiente ecuación [13].

$$N_L = \left(\frac{E_0}{E_x} \right)^{-8.5} \quad (39)$$

donde:

E_0 = Energía de encendido de la lámpara [J].

E_x = Energía de explosión de la lámpara [J].

N_L = Número de destellos en la vida de la lámpara.

La energía de operación (E_0) es la energía con la cual se enciende la lámpara, es decir, la energía en el condensador de almacenamiento. La energía de explosión (E_x) es la energía a la cual la lámpara explota.

En el diseño del circuito de disparo de una lámpara, se establece que su tiempo de vida debe ser mayor a 10^8 pulsos, bajo condiciones de carga mínima.

Cuando se tiene una lámpara de destello operando en un acoplo cerrado, como lo está en una cavidad láser, se considera una reducción en la vida de la lámpara del 10% al 30% [14].

Para densidades de corriente de aproximadamente 7500 A/cm^2 el tiempo de vida está determinado también por la erosión de las paredes del material envolvente.

Cabe señalar que el cálculo de vida de la lámpara por medio de la ecuación (39) es razonable, pero no incluye el efecto de envejecimiento debido a la degradación de los electrodos. Bajo condiciones de alta potencia promedio y altos picos de corriente, el “chisporroteo” del cátodo y las fracturas son causas del envejecimiento de la lámpara. En esas condiciones, el material del cátodo se va evaporando y se deposita en el cuerpo de la lámpara. Estos depósitos alcalinos son altamente reactivos y con el calentamiento se van formando núcleos que atacan al material del cuerpo de la lámpara (sílice), convirtiéndose en puntos de posible fractura y, por lo tanto, la explosión de la lámpara.

Capítulo 4: Unidad de disparo

La unidad de disparo genera un pulso de alto voltaje para encender una lámpara de destello. El circuito básico para generar un pulso de este tipo se muestra en la figura 22, y consta de un condensador que se carga con un voltaje de corriente directa y un SCR (por sus siglas en inglés, “silicon controlled rectifier”) que lo descarga rápidamente por el primario de un transformador elevador, induciéndose una corriente en el secundario que genera el pulso de alto voltaje.

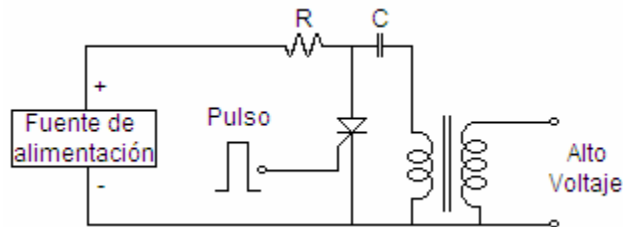


Fig. 22. Circuito básico para generar un pulso de alto voltaje.

La forma en que se aplica el pulso de alto voltaje a la lámpara, determina la topología del circuito de disparo a utilizar, entre éstas se encuentran las que se enuncian a continuación.

4.1 Disparo Externo

El circuito para generar el pulso de alto voltaje que ioniza el gas de la lámpara con disparo externo, se esquematiza en la siguiente figura.

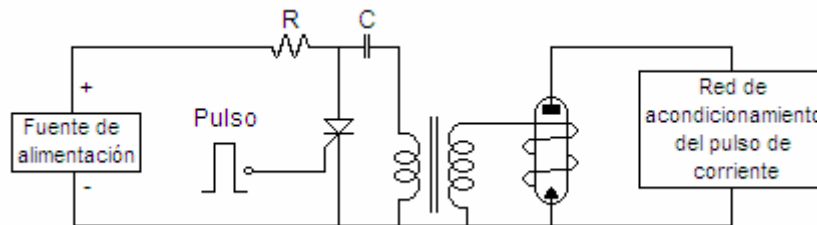


Fig. 23. Circuito de disparo externo.

El pulso de disparo producido al descargar la energía de un condensador (C) en el primario del transformador elevador, crea un gradiente de voltaje entre el gas adyacente a las paredes del material envolvente de la lámpara y el alambre delgado de níquel enrollado en la superficie de ésta.

Si por alguna razón enrollar dicho alambre es un inconveniente, una variante es utilizar barras conductoras o superficies conductoras reflejantes (ver figura 24).

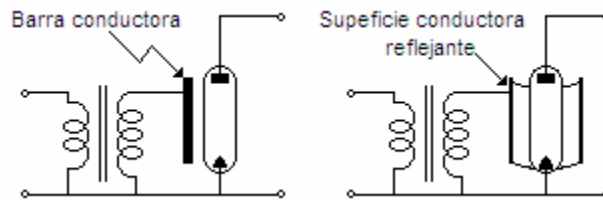


Fig. 24. Distintas maneras de aplicar el pulso de alto voltaje a la lámpara.

En esta topología, el secundario del transformador provee el alto voltaje con una corriente muy pequeña ($100\text{-}300\ \mu\text{A}$ [15]), el devanado del secundario es altamente resistivo. El transformador en general es pequeño y ligero en su construcción.

En esta topología se debe asegurar que el voltaje del condensador, aplicado a los electrodos de la lámpara, sea siempre más positivo en el ánodo que en el cátodo.

Este circuito se implementa fácilmente y se usa en aplicaciones en donde la demanda de energía es baja, tiene la desventaja de generar alta interferencia electromagnética (EMI) y, por lo general, es enfriado por circulación forzada de aire.

4.2 Disparo en serie

La topología de disparo en serie se muestra en la figura siguiente

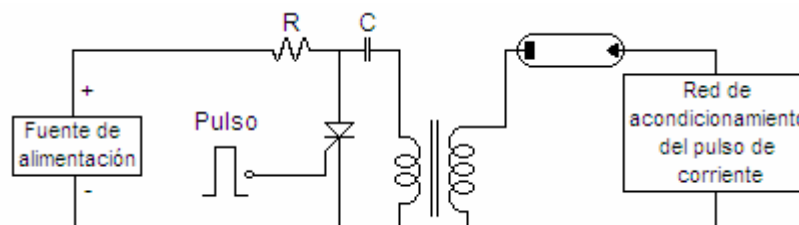


Fig. 25. Circuito de disparo en serie.

En este caso, el devanado secundario del transformador se diseña para soportar la corriente total en la descarga del condensador de almacenamiento, por lo tanto, el transformador es más grande, pesado y costoso. La inductancia del secundario del transformador se aprovecha para controlar la forma del pulso de corriente. El voltaje de salida del transformador se aplica directamente al ánodo o cátodo de la lámpara, y es menor que el requerido en el disparo externo.

Cabe señalar que los transformadores se enrollan en núcleos magnéticos, como los de ferrita. Estos núcleos si no están bien diseñados pueden inhibir el levantamiento del pulso de corriente de la descarga, ya que afectan su relación de transformación.

4.3 Pseudo-serie

El circuito se implementa como se muestra en la siguiente figura

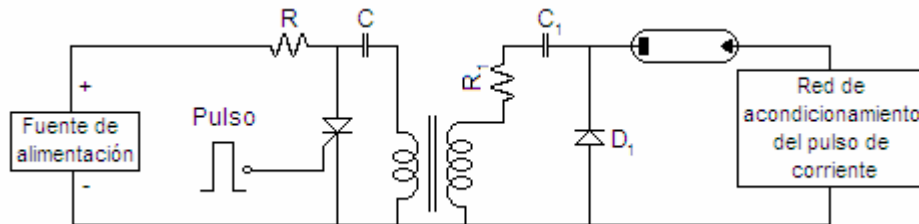


Fig. 26. Circuito de disparo en pseudo-serie.

En este caso, la corriente de la descarga no pasa a través del secundario del transformador, sino a través del diodo (D_1), el cual debe soportar dicha descarga. El voltaje de disparo se aplica en dirección inversa del diodo, para que éste se vea limitado por el valor del voltaje de ruptura inverso del diodo. El resistor (R_1) se utiliza para reducir la EMI y el condensador (C_1) por razones de seguridad.

La principal desventaja es que presenta pérdidas significativas durante la descarga de energía.

4.4 Modo Simmer

En esta topología la lámpara se dispara una sola vez para generar una serie de destellos, y el circuito que la describe se muestra en la figura 27

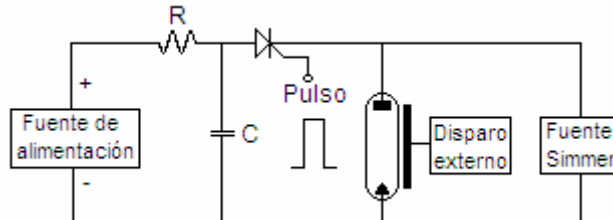


Fig. 27. Circuito de disparo en modo simmer.

En este caso, una fuente de poder permite la circulación continua de corriente a través de la lámpara, para mantener un estado de ionización estable. Dependiendo del tipo de lámpara, la corriente a través de ésta puede ser desde 100 mA hasta algunos amperes. Se debe tener cuidado en el diseño y disposición de los componentes del circuito para que sus transitorios no causen la desionización del gas.

4.5 Sobrevoltaje

El disparo por sobrevoltaje no utiliza un transformador de disparo. Aquí el condensador de almacenamiento se carga a un voltaje que exceda el voltaje de ruptura de la lámpara, típicamente de 10k a 20kV. La energía almacenada es transferida a la lámpara utilizando un conmutador de alta corriente o alto voltaje, por ejemplo un tiratrón o un “spark gap”. Cuando el conmutador se activa el gas se ioniza y se produce el destello.

El circuito que se utiliza es el siguiente

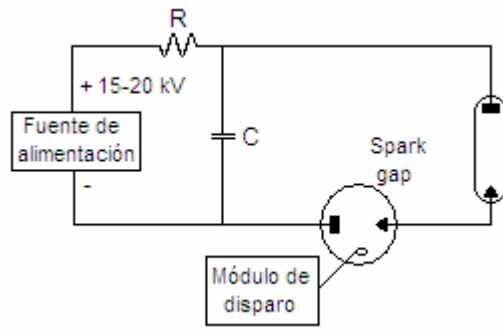


Fig. 28. Circuito de disparo por sobrevoltaje.

Capítulo 5: Topologías para el cargado de condensadores

Como hasta ahora se ha analizado, para obtener emisión láser se empieza por el encendido de una lámpara de Xenón, cuya energía proviene de un condensador. En este apartado se abordan algunas topologías tradicionales que permiten cargar adecuadamente el condensador de almacenamiento hasta el valor energético predeterminado.

En la figura siguiente se representa el circuito para cargar un condensador a partir de una fuente de voltaje.

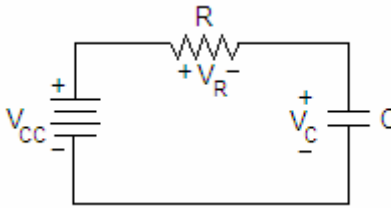


Fig. 29. Carga de condensador con fuente de voltaje.

Haciendo el análisis del circuito utilizando la Ley de Voltaje de Kirchhoff, su ecuación de voltaje es

$$V_R + V_C = V_{CC} \quad (40)$$

donde:

V_{CC} = Voltaje de la fuente,

V_R = Voltaje en el resistor, y

V_C = Voltaje en el condensador.

Al pasar al dominio de la frecuencia, se tiene que la ecuación (40) se convierte en

$$R \cdot I(s) + \frac{I(s)}{sC} + \frac{V_C(0)}{s} = \frac{V_{CC}}{s} \quad (41)$$

donde:

R = Resistencia,

C = Capacitancia,

$V_C(0)$ = Condición inicial de voltaje en el condensador,

$I(s)$ = Corriente en el dominio de la frecuencia.

Despejando $I(s)$, la ecuación (41) queda

$$I(s) = \frac{V_{CC} - V_C(0)}{R} \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{RC}} \quad (42)$$

Regresando la ecuación anterior al dominio del tiempo:

$$i(t) = \frac{V_{CC} - V_C(0)}{R} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (43)$$

donde:

τ = es la constante de tiempo y es igual a RC .

El voltaje en el resistor en función del tiempo está dado por

$$V_R(t) = R \cdot i(t) \quad (44)$$

Sustituyendo la ecuación (43) en (44), queda

$$V_R(t) = (V_{CC} - V_C(0)) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (45)$$

Despejando el voltaje en el condensador de la ecuación (40), y sustituyendo V_R obtenido en la ecuación (45), se tiene que el voltaje en el condensador en función del tiempo está dado por

$$V_C(t) = V_{CC} - (V_{CC} - V_C(0)) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (46)$$

Considerando que al iniciar su proceso de carga $V_C(0) = 0$, las ecuaciones (43) y (45) se simplifican quedando

$$i(t) = \frac{V_{CC}}{R} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (47)$$

$$V_C(t) = V_{CC} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (48)$$

En la figura 30 se grafica la ecuación (45), que muestra una forma exponencial decreciente. Cabe señalar que el valor máximo de corriente es establecido por la resistencia.

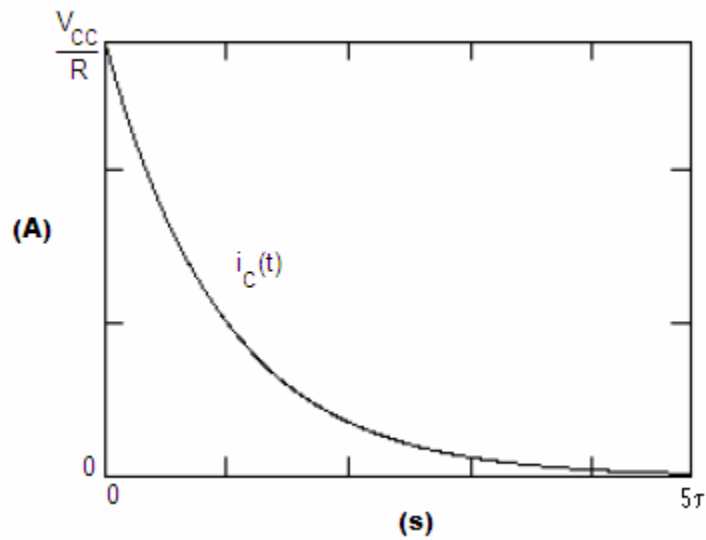


Fig. 30. Corriente en el condensador cargado por fuente de voltaje.

El tiempo de carga del condensador depende de τ , consecuentemente si se quiere reducir o incrementar el tiempo de cargado entonces se tienen que variar los valores del resistor y/o del condensador en el circuito. Esta relación establece el principio de operación de las topologías tradicionales en el cargado de condensadores a alto voltaje.

En la figura 31 se grafica la ecuación (47) y se observa que el proceso de cargado tiene una forma exponencial.

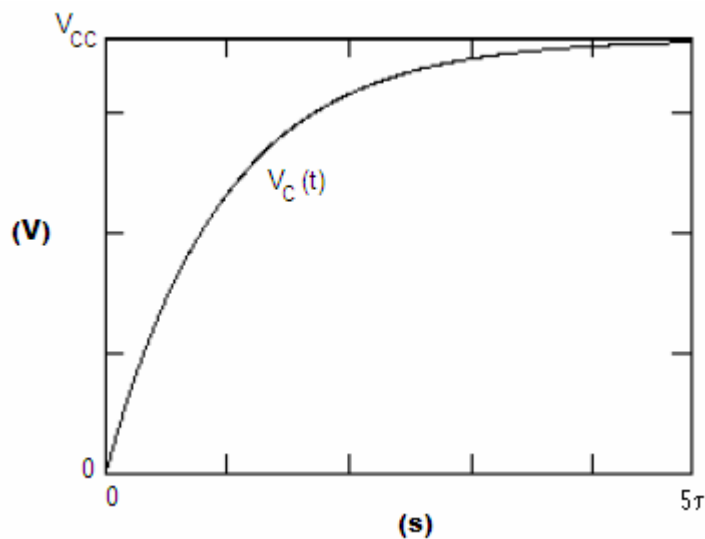


Fig. 31. Voltaje de un condensador cargado por fuente de voltaje.

La carga del condensador de almacenamiento empleado en los láseres de estado sólido, tradicionalmente se realiza por medio de la rectificación del voltaje de un transformador. Para disminuir el pico de corriente que se genera cuando el condensador está totalmente descargado se introduce un limitador de corriente. Según la forma en que se limita la corriente es el tipo de topología utilizada.

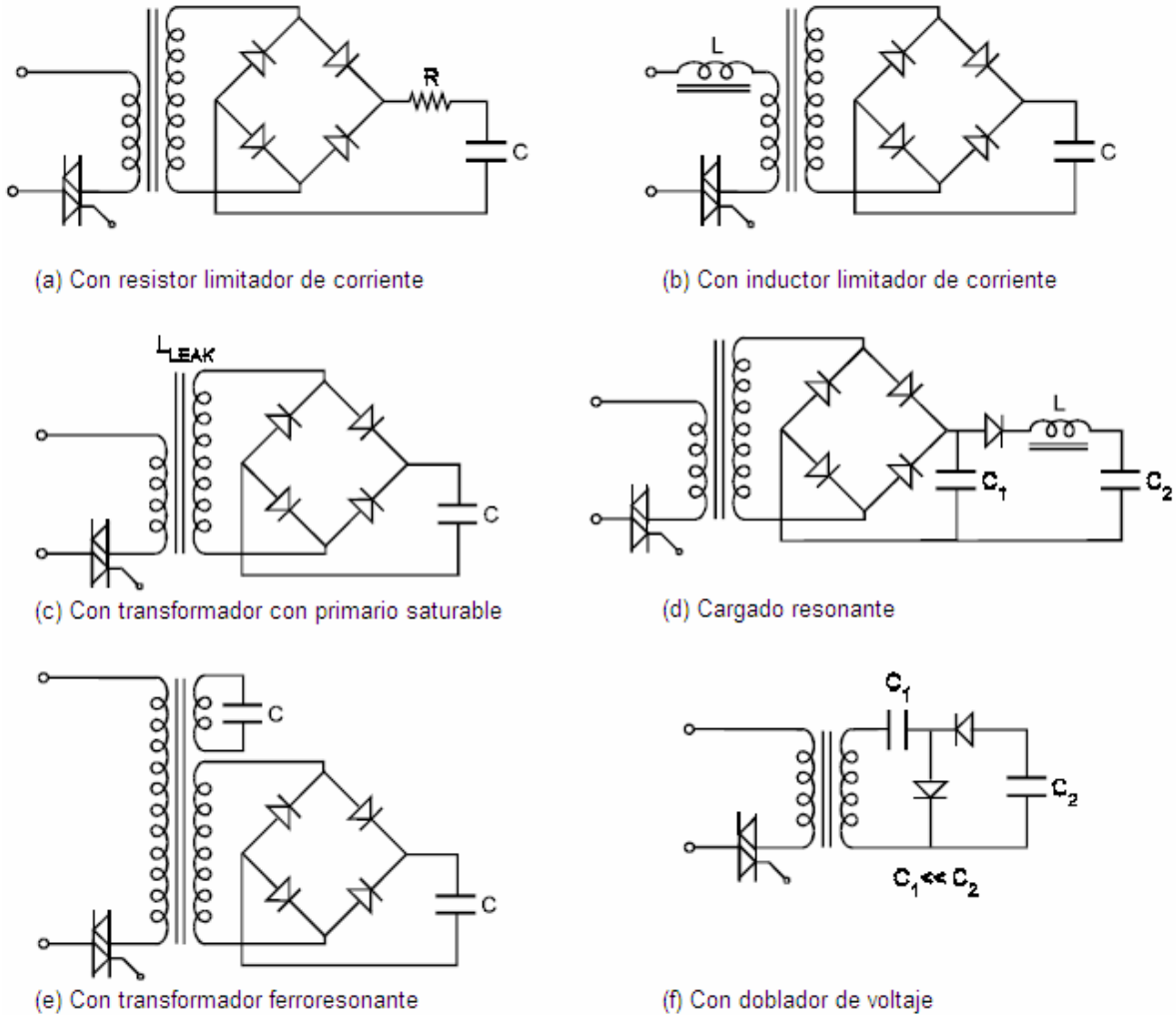


Fig. 32. Topologías tradicionales en fuentes de poder para láseres pulsados.

La forma más sencilla de limitar el pico de corriente inicial es colocando una resistencia (ver figura 32 (a)). Para bajas potencias y frecuencias de operación en el orden de los hertz, las pérdidas por calentamiento pueden ser toleradas.

La figura 32 (b) muestra un limitador de corriente usando un inductor en el primario del transformador. Cuando comienza la carga, el pico de corriente es limitado por la reactancia inductiva. La corriente inducida es igual al voltaje del primario entre la reactancia inductiva. Como un refinamiento de esta técnica la inductancia limitadora puede estar incluida en el transformador como un primario saturable como se muestra en la figura 32 (c).

Debido a que en estas topologías se utiliza la frecuencia de la línea para operar, hay un número limitado de pulsos de corriente en el periodo de cargado lo que hace difícil lograr una carga rápida.

Para aplicaciones en donde se emplean frecuencias de operación en el orden de los kilohertz, se utiliza el cargado resonante, (ver figura 32 (d)). Una corriente circula de la fuente de corriente directa durante el primer medio ciclo de la frecuencia de resonancia, cargando el condensador al doble del voltaje de la fuente. El pico de corriente de la fuente depende del inductor, de la frecuencia de resonancia del circuito LC , y del voltaje al que se carga el condensador. El condensador C_1 se emplea como filtro que ayuda a mantener la regulación de voltaje y es usualmente diez veces menor que C_2 . Las características de voltaje constante y corriente de corto circuito de los transformadores ferroresonantes, se usan para aproximar una fuente de corriente constante para la carga de los condensadores, (ver figura 32 (e)). La característica de limitación de corriente del transformador ferroresonante es logrado a través del uso de una desviación magnética y un circuito tanque resonante. La corriente de corto circuito se reduce por la transferencia repetitiva de una pequeña cantidad de energía al condensador.

Por último, en el circuito doblador de voltaje mostrado en la figura 32 (f), el condensador C_1 transfiere su carga al condensador principal C_2 durante cada ciclo de la línea de corriente alterna.

Para obtener una salida de energía variable para el sistema láser, se controla el voltaje al que se carga el condensador. Usualmente se incluye un TRIAC en el circuito primario del transformador, que se activa al comienzo del ciclo de carga y

se apaga cuando se alcanza cierto voltaje en el condensador, controlando de esta manera la energía almacenada en el condensador.

Por otra parte, para efectos prácticos el condensador de almacenamiento es, por lo regular, un banco de capacitores debido a la alta energía que se almacena en ellos. Por lo tanto, se tiene que analizar el comportamiento de la energía en función del número de condensadores y el tipo de arreglo, serie o paralelo.

En un arreglo paralelo de n condensadores, se considera la figura 33, en donde todos los condensadores son iguales y de valor C_p , y el voltaje en cada condensador es idéntico e igual al voltaje de salida V_0 . La capacitancia total se calcula usando la ecuación (49), y su energía total con la ecuación (50).

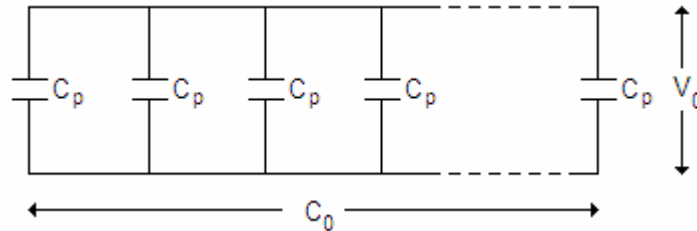


Fig. 33. Almacenamiento de energía en paralelo.

$$C_0 = n \cdot C_p \quad (49)$$

$$E_0 = \frac{1}{2} C_0 V_0^2 = \frac{1}{2} (n \cdot C_p) V_0^2 \quad (50)$$

El valor de cada condensador C_p en un arreglo paralelo de n condensadores para almacenar la energía E_0 , se calcula usando la ecuación

$$C_p = \frac{2 \cdot E_0}{n \cdot V_0^2} \quad (51)$$

Ahora bien, para un arreglo serie de n condensadores, se considera la figura 34, en donde todos los condensadores son iguales de valor C_s con un voltaje V_0 / n cada uno. La capacitancia total está dada por la ecuación (52) y la energía total del arreglo por (53).

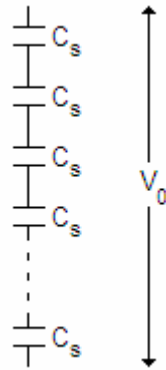


Fig. 34. Almacenamiento de energía en serie.

$$C_0 = \frac{1}{\frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_s} + \dots + \frac{1}{C_s}} = \frac{1}{n} = \frac{C_s}{n} \quad (52)$$

$$E_0 = \frac{1}{2} C_0 V_0^2 = \frac{1}{2} \left(\frac{C_s}{n} \right) V_0^2 \quad (53)$$

El valor de cada condensador C_s , en un arreglo serie de n condensadores para almacenar la energía E_0 , está dado por la ecuación

$$C_s = \frac{2 \cdot n \cdot E_0}{V_0^2} \quad (54)$$

Si se considera que el arreglo en serie almacena la misma energía que el paralelo, se igualan las ecuaciones (50) y (53), ver ecuación (55), obteniéndose una relación de capacitancias entre los dos arreglos, dada por la ecuación (56),

$$E_0 = \frac{1}{2} (n \cdot C_p) V_0^2 = \frac{1}{2} \left(\frac{C_s}{n} \right) V_0^2 \quad (55)$$

$$C_s = n^2 \cdot C_p \quad (56)$$

Analizando lo anterior, se tienen las siguientes observaciones:

1. En un arreglo en paralelo se tienen n condensadores de baja capacitancia (C_p) pero a un alto voltaje (V_0) cada uno.
2. En un arreglo serie se tienen n condensadores de alta capacitancia (C_s) pero a un bajo voltaje (V_0/n) cada uno.

3. La capacitancia en serie C_s es n^2 veces mayor que la capacitancia en paralelo C_p .

En resumen, la cantidad de energía que se requiere almacenar en el arreglo capacitivo depende del tipo de lámpara que se utiliza en el sistema láser, así como también de la eficiencia de la cavidad de bombeo óptico.

Capítulo 6: Desarrollo de diseño del circuito de bombeo

6.1 Concepto general de diseño

En las secciones anteriores se describió, de manera independiente, el funcionamiento de los componentes que integran una fuente de energía aplicada en el bombeo óptico de un láser de estado sólido. En la figura 35 se muestra un diagrama a bloques para una fuente de este tipo.

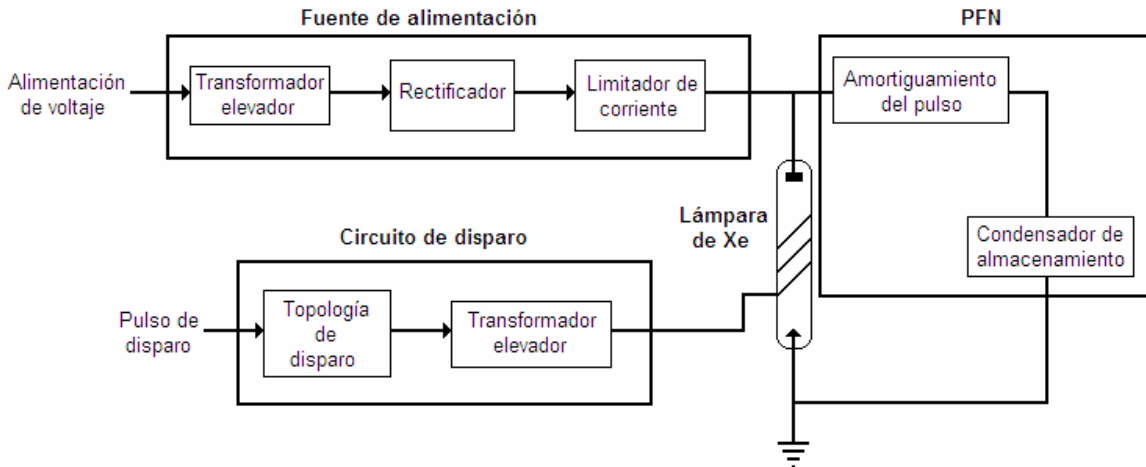


Fig. 35. Diagrama a bloques de una fuente de energía para láser de estado sólido.

De este diagrama se desprende que el concepto general de diseño debe contemplar la selección de los tres circuitos y de la lámpara de Xe.

Cada uno de estos bloques tiene una composición distinta de acuerdo a las especificaciones de diseño. Es por ello que aquí se establece que las características a cumplir son las siguientes:

- Energía en el condensador de almacenamiento ≈ 7.5 J.
- Voltaje de operación de la lámpara ≈ 800 V.
- Frecuencia de operación de la lámpara: 5 Hz.
- Ancho del pulso de corriente en la lámpara de Xe ≈ 300 μ s.

6.2 Selección de los componentes

De acuerdo con las especificaciones de diseño mencionadas, la selección de cada uno de los componentes del diagrama en la figura 35 se realizó como se expone a continuación.

Fuente de alimentación para cargar el condensador de almacenamiento

Para empezar es necesario decidir el tipo de fuente que se va a implementar, las dos opciones son: fuentes lineales o conmutadas. Esto es sencillo, ya que si se está buscando una fuente que opere en frecuencias bajas, que sea *robusta* y sobre todo, *barata*, entonces la fuente a construir es una lineal.

En cuanto al rectificador de onda se optó por utilizar un puente rectificador de onda completa, ya que nos permite emplear todo el voltaje del secundario del transformador, sin sacrificar la amplitud del voltaje de rizo, lo que ocurriría en un rectificador de media onda.

Por otra parte, se decidió limitar el pico de corriente inicial que se presenta al comienzo de la carga del condensador de almacenamiento, colocando una resistencia después del puente rectificador (ver figura 32 (a)). Se seleccionó dicho limitador de corriente, ya que es el adecuado para bajas potencias y frecuencias de operación en el orden de los hertz.

Condensador de almacenamiento

Como se mencionó en la sección anterior, el condensador de almacenamiento es, en realidad, un banco de capacitores debido a la alta energía que se almacena en ellos. Para la selección correcta del número de condensadores y el tipo de arreglo, se tomó en cuenta el análisis presentado en dicha sección. Se llegó a la conclusión de que como el voltaje al que se cargarán los condensadores está en función de la topología usada en su proceso de carga y que dichas topologías

utilizan los arreglos de condensadores en serie para alto voltaje, se selecciona uno de este tipo. Además, conviene que los condensadores sean de alta capacitancia pero de bajo voltaje cada uno, por su disponibilidad en el mercado nacional.

Por otra parte, cabe señalar que en un arreglo serie la resistencia serie equivalente (ESR) se incrementa proporcionalmente al número de condensadores utilizados. Por lo tanto, esto se tomará en cuenta para no afectar la dinámica de cargado de los condensadores.

Topología de disparo

En el capítulo 4 se presentaron cinco topologías distintas para el circuito de disparo. La topología más usada en aplicaciones de potencia y frecuencia de operación bajas, es la de *disparo externo*. Aunado a esto, una condición determinante en la selección del circuito de disparo es la del sistema de enfriamiento que se utilizará para la lámpara. Por lo que si el método refrigerante es mediante circulación forzada de aire, se prefiere el *disparo externo*.

Además, esta topología presenta algunas ventajas sobre las otras opciones, entre ellas se pueden mencionar las siguientes:

- Menor tamaño de implementación,
- Bajo costo de sus componentes, y
- Su desempeño es independiente de la frecuencia de operación si no se superan los 50 pulsos por segundo.

Aunque tiene la desventaja de generar alta interferencia electromagnética (EMI), ésta se reduce si se agrega al circuito mostrado en la figura 21, una resistencia (1 M Ω). También si se incluye un capacitor cerámico (500 pF) en paralelo con dicha resistencia, éste deja pasar el pulso de alto voltaje y evita que el capacitor de almacenamiento se descargue directamente sobre el devanado del transformador.

El circuito modificado se observa en la siguiente figura.

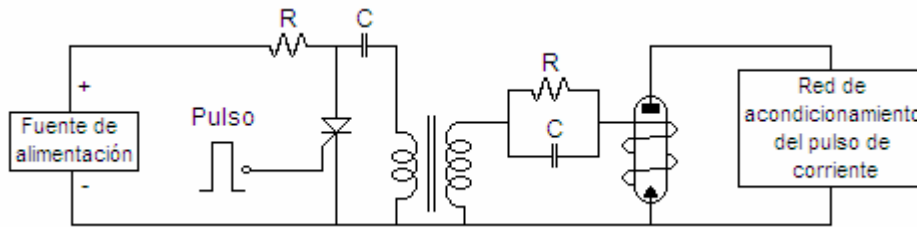


Fig. 36. Circuito de disparo externo modificado.

Por otra parte, según Hook [16] y Hug [17], la polaridad del pulso de alto voltaje aplicado al cuerpo de la lámpara debe ser siempre negativo, no importando cuál sea la polaridad del voltaje del condensador aplicado a los electrodos de la lámpara; esto hará que el umbral para alcanzar la ionización en el gas sea estable.

Transformador-elevador

El transformador-elevador empleado en el *disparo externo*, provee un pulso de alto voltaje con una corriente muy pequeña (100-300 μA [15]), por lo tanto, el volumen del transformador es pequeño (por ejemplo, el modelo TR-1700 de Perkin Elmer, mide 86x62x64 mm y pesa 900 g).

Existen en el mercado varias firmas que se dedican a fabricar transformadores que son diseñados específicamente para este fin, por ejemplo: Perkin Elmer, Tec/West (U.S.A) Inc., Panatron Inc., entre otras. Las características para la selección del transformador-elevador son:

- Pico de voltaje máximo (kV),
- Voltaje máximo de corriente directa a la entrada (V), y
- Pico de corriente máximo a la entrada (A).

La variedad de alternativas es enorme y el tamaño de este tipo de transformadores sería ideal para reducir el tamaño del circuito. Sin embargo, una opción más accesible para implementar rápidamente el arreglo experimental, es ocupar una bobina de ignición para automóvil. Ésta es un transformador-elevador que, dependiendo sus características, produce un pico de voltaje máximo entre los 25 y 45 (kV).

Tomando en cuenta las especificaciones del fabricante de la lámpara de Xe, se adquirió una bobina de ignición que tiene las siguientes especificaciones,

Pico de voltaje máximo	25 kV
Voltaje CD máximo a la entrada	N.E.*
Resistencia en el primario	0.7 Ω
Cociente de transformación	1:100

Tabla 7. Especificaciones de la bobina de ignición utilizada.

Lámpara de Xe y del tipo de enfriamiento

Las características de la lámpara de Xe (donada por el Departamento de Fotónica del Centro de Investigaciones en Óptica de León, Guanajuato), son las que se presentan en la tabla 8. Cabe señalar que el costo unitario de estos dispositivos es desde 205 hasta 295 dólares de los Estados Unidos de América (precios vigentes hasta noviembre de 2005), con un mínimo de compra de 5 o 6 lámparas, según sea el proveedor [18 y 19].

Diámetro interno	Longitud de arco	Constante de impedancia K_0	Energía de explosión E_x	Potencia promedio máxima	Pico de corriente máxima	Voltaje de operación		Pulso de disparo mínimo	
						Mín	Máx	kV	μ s
Mm	mm	$\Omega \cdot (\mu$ s) ^{1/2}	J $\cdot (\mu$ s) ^{1/2}	W	A	V			
3	75	33.2	55.2	1413	500	600	2100	16	0.6

Tabla 8. Datos técnicos de la lámpara de Xe utilizada.

Ahora bien, la selección adecuada del tipo de enfriamiento para la lámpara optimiza el tiempo de vida de ésta, previniendo el sobrecalentamiento de sus paredes. Algunos de los factores que contribuyen a su calentamiento y la influencia que tiene éste en el medio activo del sistema láser, han sido discutidos en la literatura [20, 21 y 22], entre otros se mencionan: la utilización de dopantes que absorben UV en el material envolvente de las lámparas, paredes gruesas del material envolvente y bajas presiones del gas de llenado.

* N.E. significa no especificado por el fabricante.

La mayoría de los láseres de estado sólido disponibles en el mercado hacen circular algún líquido alrededor de las paredes de la lámpara para su enfriamiento, por ejemplo, agua desmineralizada. Sin embargo, no para todas las aplicaciones se emplea dicho método. La selección del método depende de la densidad de potencia máxima (P_D) que soporta el material envolvente, medida en (W/cm^2) y que se puede calcular mediante la siguiente expresión [6].

$$P_D = \frac{P_{prom}}{A} \quad (57)$$

donde

P_{prom} es la potencia promedio, obtenida a su vez de la energía de cada pulso por la frecuencia de operación del láser.

A es el área de la sección transversal de la lámpara.

Dependiendo del valor que se obtenga al resolver la ecuación (57) se selecciona el método de enfriamiento como se muestra en la siguiente tabla [23]

Densidad de potencia máxima (W/cm^2)	Tipo de enfriamiento
< 15	Convección de aire
15 – 30	Circulación de aire forzado
30 – 200	Circulación de líquido

Tabla 9. Selección del tipo de enfriamiento de acuerdo a la densidad de potencia máxima.

Para el presente trabajo es suficiente usar el enfriamiento por aire forzado ya que la P_D esperada es de $21.2 W/cm^2$.

Red que da forma al pulso de corriente (PFN)

Para seleccionar los componentes del circuito (que por sus siglas en inglés se designa como PFN), como el que se mostró en la figura 20, se consideró que la tensión en el capacitor se representa mediante la ecuación integro-diferencial no lineal que se muestra a continuación,

$$L \frac{di}{dt} \pm K_0 |i|^{1/2} + \frac{1}{C} \int_0^t i dt = V_0 \quad (58)$$

Esta ecuación únicamente toma en cuenta las pérdidas en la lámpara, y asume que las pérdidas en el resto del circuito son despreciables. Sin embargo, estas pérdidas alcanzan valores de entre 5-6 % según se reporta en [10, 12 y 24].

Aplicando las siguientes relaciones,

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (59)$$

$$i = I \cdot \frac{V_0}{Z_0} \quad (60)$$

$$\tau = \frac{t}{T} \quad (61)$$

$$T = \sqrt{LC} \quad (62)$$

$$\alpha = \frac{K_0}{(V_0 Z_0)^{1/2}} \quad (63)$$

en donde: Z_0 es la impedancia característica del circuito, I es la corriente normalizada, τ es el tiempo normalizado, T es una escala de tiempo, y α es el factor de amortiguamiento; la ecuación (58) que se convierte en

$$\frac{dI}{d\tau} \pm \alpha |I|^{1/2} + \int_0^\tau I d\tau = 1 \quad (64)$$

Al resolver esta ecuación para diferentes valores de α , se graficó el pulso de la corriente normalizada. Ya que el valor seleccionado de α debe garantizar que la caída de la corriente sea críticamente amortiguada para que la corriente no tenga oscilaciones y, por ende, no se dañe la lámpara, se resolvió numéricamente la ecuación (64) por medio de Mathematica®, haciendo un barrido de este parámetro en el intervalo [0.2-3], encontrándose que para $\alpha = 0.8$ la corriente se comporta críticamente amortiguada, como se puede observar en la figura 37.

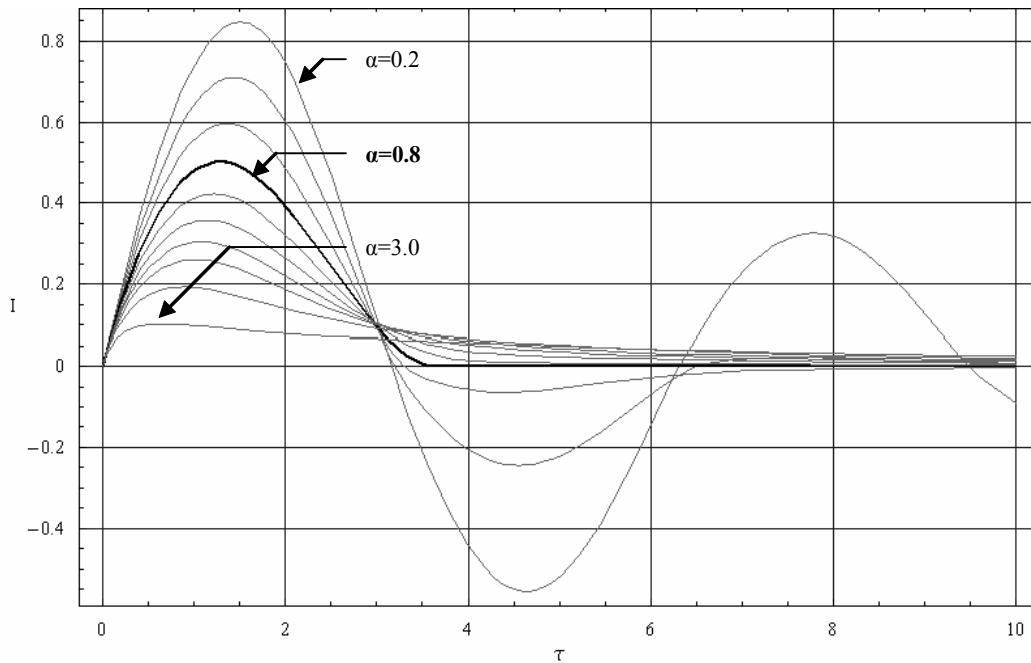


Fig. 37. Corriente normalizada en el intervalo $\alpha = [0.2, 3]$.

Una vez seleccionado α , se procedió a verificar si dicho valor aseguraba la máxima transferencia de energía. Para ello, se sabe que la potencia de entrada en las lámparas de este tipo está modelada por la ecuación siguiente

$$P = K_0 i^{3/2} \quad (65)$$

y, por lo tanto, la potencia normalizada

$$P_N = \frac{P}{V_0^2 / Z_0} = \alpha |I|^{3/2} \quad (66)$$

Entonces, la energía normalizada de entrada de la lámpara sería:

$$E_N = 2\alpha \int_0^\tau |I|^{3/2} d\tau \quad (67)$$

Resolviendo numéricamente la ecuación (66) se comprobó que para $\alpha = 0.8$, la transferencia de energía de entrada a la lámpara es máxima, como se aprecia en la figura 38.

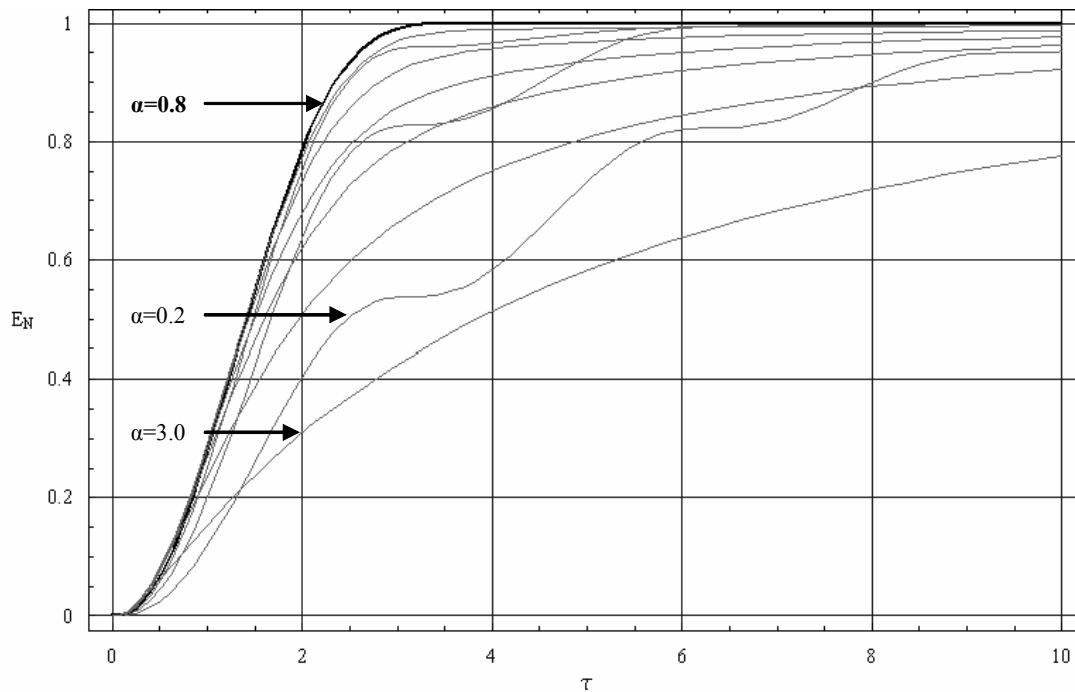


Fig. 38. Energía normalizada en el intervalo $\alpha = [0.2, 3]$.

Con el sistema de ecuaciones (37 y 38), con el factor de amortiguamiento ($\alpha = 0.8$) seleccionado, proponiendo la energía de entrada ($E_0 = 7.5$ J), la escala de tiempo ($T = 100$ μ s) para el pulso de corriente y el voltaje de operación de la lámpara ($V_0 = 800$ V), se tiene completo el modelo del circuito PFN, se resolvió el sistema de ecuaciones y se obtuvieron los valores para del condensador ($C = 23.5$ μ F) y para el inductor ($L = 0.42$ mH), completando así el diseño.

6.3 Descripción del circuito diseñado

De acuerdo con su función podemos dividir el circuito diseñado en tres bloques: Circuito de alimentación, Red que da forma al pulso de corriente (PFN) y Circuito de disparo (Trigger). A continuación se presenta la descripción de cada uno de ellos.

Circuito de alimentación

El circuito de alimentación, como su nombre lo indica, suministra la energía necesaria para el funcionamiento del equipo, ver la figura siguiente.

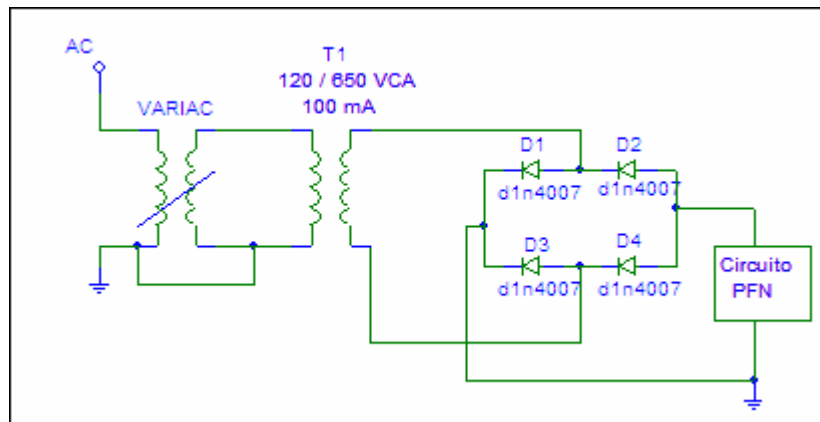


Fig. 39 Circuito de alimentación implementado.

Está formado por el transformador (T_1) y los diodos rectificadores ($D1-D4$, $1N4007$). El transformador es el elemento que proporciona la corriente necesaria para la carga del arreglo en serie del condensador de almacenamiento del circuito PFN, al que se hará referencia más adelante. Este transformador permite que la carga se realice al máximo de energía y en un tiempo menor al determinado por la frecuencia a la cual trabajará el circuito. La frecuencia máxima de operación de este circuito es de 5 Hz. Por lo tanto, el tiempo de carga debe ser menor que 200 ms, que es el período equivalente a esta frecuencia. Es importante aclarar que dentro de este tiempo también se encuentra el tiempo de duración del pulso de corriente para la excitación de la lámpara, pero éste es del orden de los microsegundos y por ello es despreciable.

En la actualidad los equipos más avanzados utilizan para este fin las fuentes conmutadas o de pulso, éstas trabajan con base en núcleos de ferritas, con una gran eficiencia para las altas frecuencias. Proporcionan una gran estabilidad en la energía, son de pequeñas dimensiones y de poco peso. Pero tienen el gran inconveniente de su costo elevado.

En este caso se utilizó un transformador monofásico, con una relación de voltaje de 120 V / 650 V y una corriente máxima de 100 mA (ver figura 40).

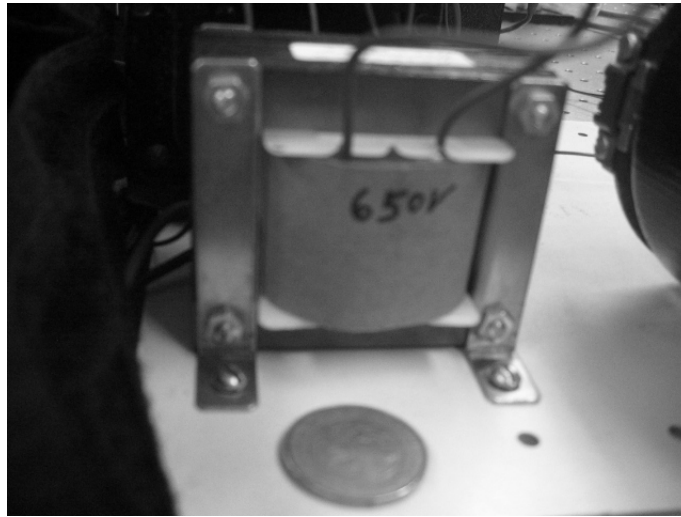


Fig. 40. Transformador utilizado.

Cabe señalar que las ineficiencias del núcleo para las frecuencias de trabajo provocan calentamientos en él, lo cual nos indica que se necesita trabajar con núcleos de mayor dimensión que el utilizado, y será tomado en cuenta para el trabajo a futuro.

Por otra parte, para asegurar un nivel de carga uniforme para el condensador de almacenamiento de la PFN, por el momento, se ha utilizado el Variac que se muestra en la figura 41.

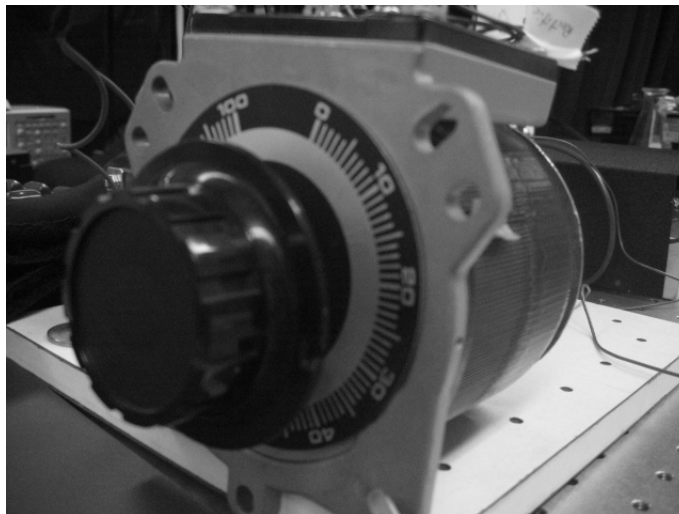


Fig. 41. Variac utilizado para limitar las variaciones de la línea de CA.

Circuito de disparo

En este caso, el pulso de alto voltaje que ioniza el gas de Xe contenido en la lámpara de destello, se obtiene descargando el voltaje almacenado en los condensadores del multiplicador de voltaje (formado por C_1-C_4 y D_8-D_{11}), a través del enrollado primario de una bobina de ignición convencional para automóviles (T_2). La descarga de los condensadores del multiplicador se realiza mediante el control del tiristor (Q_1 , $2N6399$), el cual empieza a conducir cuando el diodo interno del opto-acoplador ($U1$, $PS2501$) es activado por la señal proveniente de un circuito oscilador, este diodo hace que el fototransistor [que tiene su colector alimentado con 5 V por medio del diodo (D_6 , $1N4007$), el capacitor (C_5 , $47 \mu F$), la resistencia (R_1 , $10 k\Omega$) y el diodo zener (D_5 , $1N4733$)], se active y encienda el tiristor mencionado. Cabe mencionar que el circuito oscilador aludido está formado por el circuito integrado ($CD4538BC$), el condensador (C_x , $47 nF$) y el resistor (R_x , $4.7 k\Omega$).

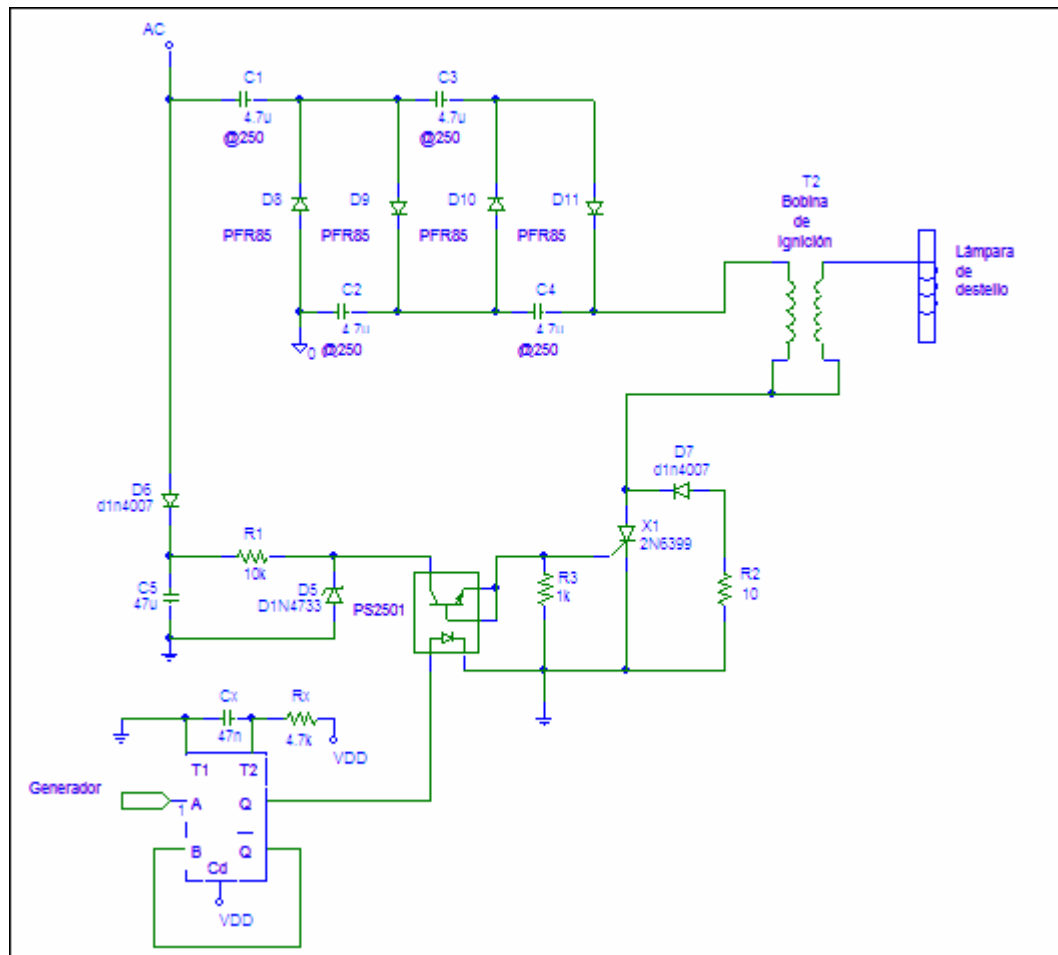


Fig. 42. Circuito de disparo implementado.

El valor del resistor fue el más cercano al sugerido por el fabricante en las hojas de especificaciones, que es de 5 kΩ; y el del condensador se calculó con la ecuación (68) de la constante de tiempo (τ), partiendo de que se propone una duración de pulso de 300 μ s. Cabe señalar que dicho monoestable trabaja a una frecuencia determinada, provisionalmente por un generador de funciones, y está configurado para que sólo se dispare en los flancos de subida de la señal del generador.

$$C_x = \frac{\tau}{R_x} \quad (68)$$

Para alimentar al circuito oscilador se implementó una fuente de 12 V, que incluye al transformador (T_3), al puente de diodos (BR_2 , formado por D_{12} - D_{14} , 1N4001), al regulador de voltaje ($LM7812$), a los diodos de protección (D_{f1} y D_{f2}), al capacitor que funge como filtro y al diodo emisor de luz (led) para indicar cuando esté encendida. El diagrama de esta fuente se presenta a continuación.

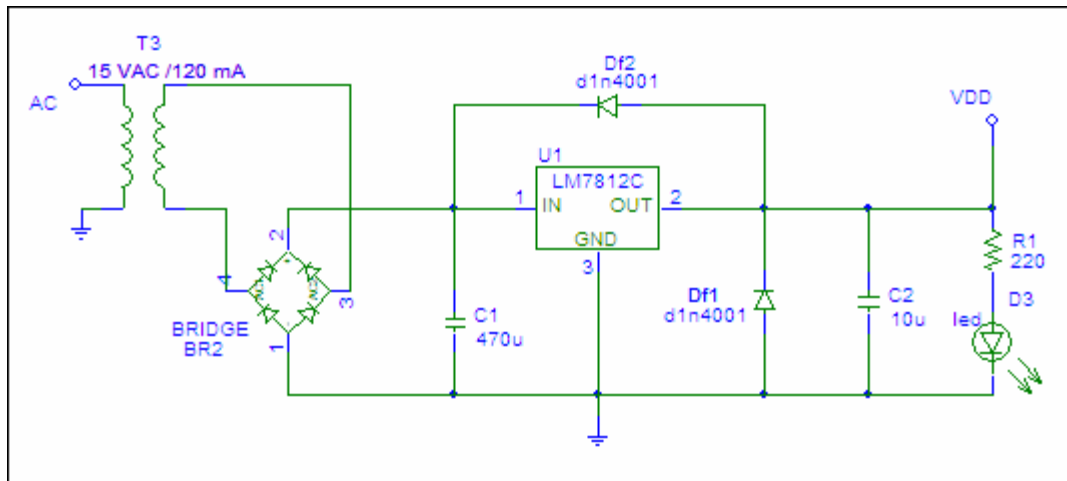


Fig. 43. Fuente de alimentación de 12 V implementada.

Red que da forma al pulso de corriente (PFN)

De acuerdo al diseño obtenido en la sección anterior, el circuito PFN está conformado por un arreglo de condensadores en serie de $47 \mu\text{F} @ 450 \text{ V}$ cada uno para que la capacitancia final sea de $23.5 \mu\text{F} @ 900 \text{ V}$ (representado por C_a en el diagrama), y el inductor (L_1) de 0.42 mH que actúa para garantizar que la caída de la corriente en la lámpara de destello sea críticamente amortiguada para que la corriente no tenga oscilaciones y, por ende, no se dañe la lámpara. Además, se está asegurando con ese valor del inductor que exista la máxima transferencia de energía.

El circuito implementado se presenta a continuación.

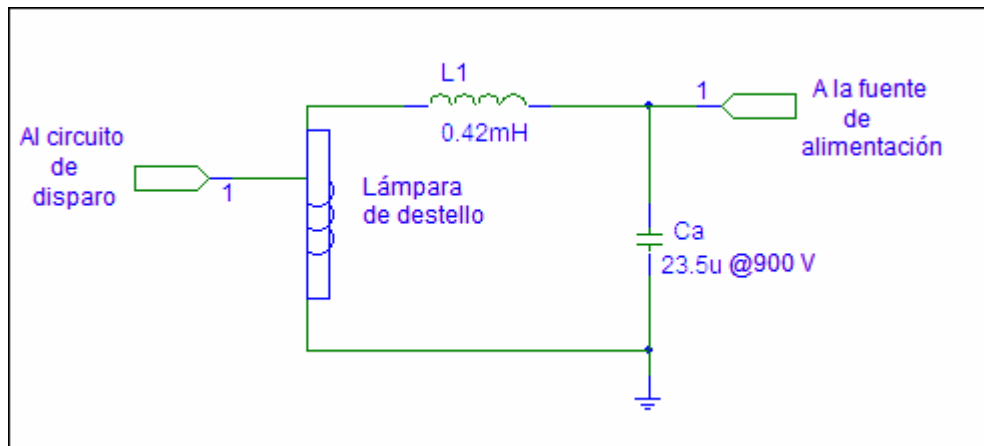


Fig. 44. Circuito PFN implementado.

6.4 Implementación y pruebas del prototipo

Los esquemáticos mostrados en las figuras 39, 42, 43 y 44, forman en su conjunto el circuito de disparo que me propuse diseñar al inicio del presente trabajo. En cada paso del diseño, se realizaron pruebas en la tableta o *protoboard* para actualizar, en caso de que fuera necesario, el esquemático en el programa para diseño electrónico llamado Protel[®]. En el momento en que se consideró que el diseño cumplía con las especificaciones planteadas, entonces se pasó al diseño a PCB por medio del programa de computadora mencionado, para poder hacerle pruebas y que de esta manera se detectaran fallas en el diseño que no fueran detectadas en el *protoboard*. Este proceso de refinamiento del diseño puede repetirse varias veces, hasta que se considere que éste ha alcanzado las especificaciones deseadas.

Ya que se tiene diseñado el PCB en la computadora, se procede a la fabricación del circuito impreso. Cabe señalar que este procedimiento se realizó de manera casera pues el diseño obtenido no es tan complejo y no necesita trabajo de especialistas en la fabricación de circuitos impresos. Una vez realizado el circuito impreso se procedió a montar cada uno de los componentes y el resultado puede observarse en la siguiente fotografía.



Fig. 45. Fotografía del circuito implementado.

Fuera de este circuito impreso quedaron por su peso y tamaño, el transformador (mostrado en la figura 40), el variac (mostrado en la figura 41), la bobina de ignición automotriz (mostrada en la figura 46) y la lámpara de destello (mostrada en la figura 47).



Fig. 46. Bobina de Ignición automotriz.

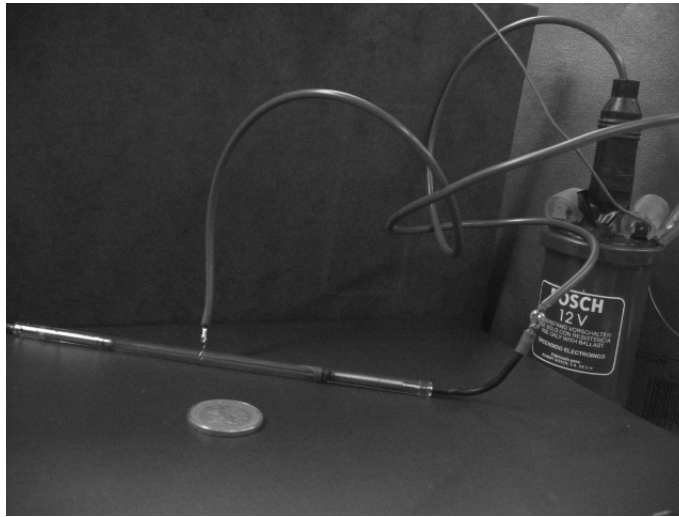
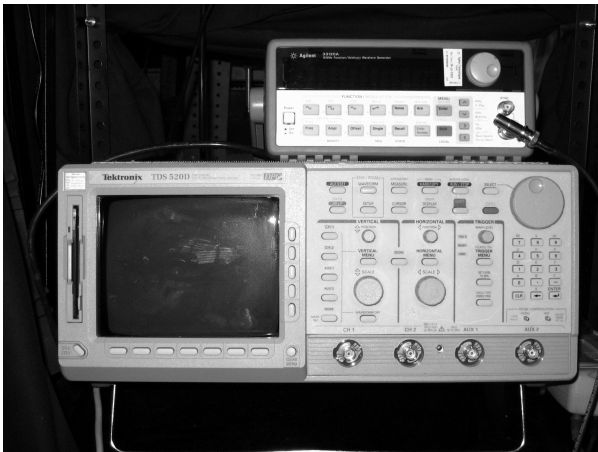


Fig. 47. Lámpara de destello de Xe.

Cabe mencionar que el pulso de disparo que proviene de la bobina de ignición se envía a través de un cable con aislamiento para 30 KV, en el extremo que va a la bobina se utilizó un conector especial para evitar el arco eléctrico que se formaba hacia las terminales de su embobinado primario, y puede observarse en la fotografía anterior.

Ahora bien, a continuación se presentan las gráficas obtenidas con los datos



registrados en el osciloscopio marca Tektronix, modelo TDS520D, (ver figura 48) y procesados con el software Origin 6.0[®]. La primera señal que se registró fue la del generador de funciones (marca Agilent, modelo 33120A), ésta es un pulso cuadrado con una frecuencia de 5Hz.

Fig. 48. Osciloscopio y generador de funciones.

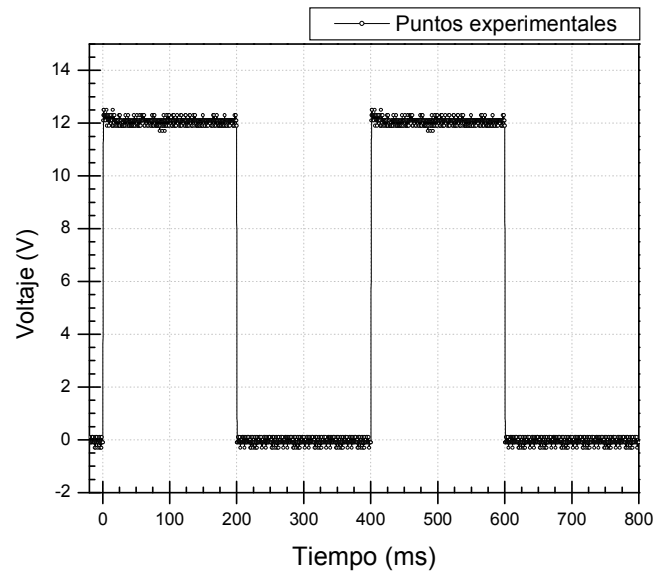


Fig. 49. Señal del generador de funciones (5 Hz).

Esta señal es la que determina la frecuencia de trabajo del circuito de disparo, pues es la señal que activa el oscilador, produciendo a la salida de éste una señal como la que se muestra a continuación.

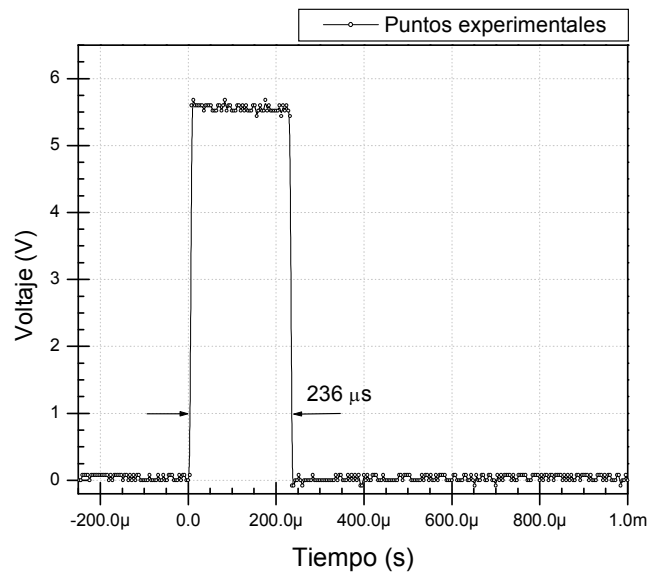


Fig. 50. Pulso de salida del oscilador.

Este pulso activa el tiristor que desencadena la descarga de los condensadores del multiplicador de voltaje en un pulso de 400 ± 10.5 V, obteniéndose en el enrollado secundario un pulso de $25 \text{ kV} \pm 415$ V.

En la figura 52, se muestra un pulso típico a la entrada del enrollado primario de la bobina de ignición; en la figura 53 se presenta un pulso típico a la salida de la bobina de ignición, utilizado para el disparo de la lámpara de destello. Las mediciones fueron realizadas con una punta de alto voltaje marca Tektronix, modelo P6015 (ver figura 51).



Fig. 51. Punta de alto voltaje.

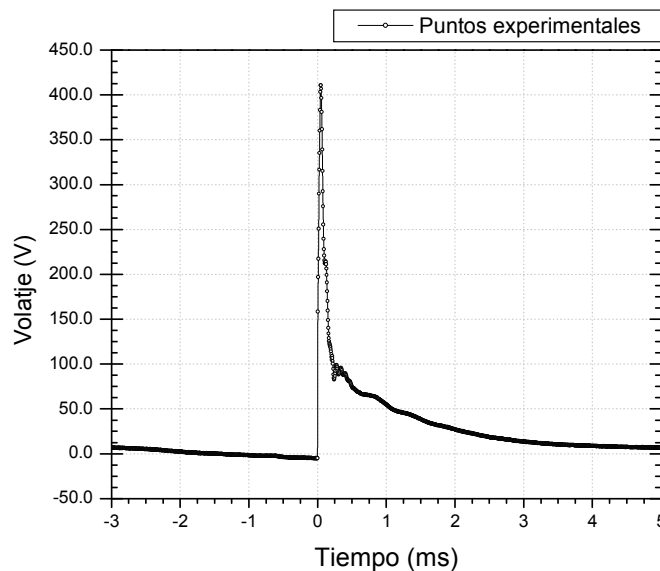


Fig. 52. Pulso de voltaje a la entrada de la bobina de ignición.

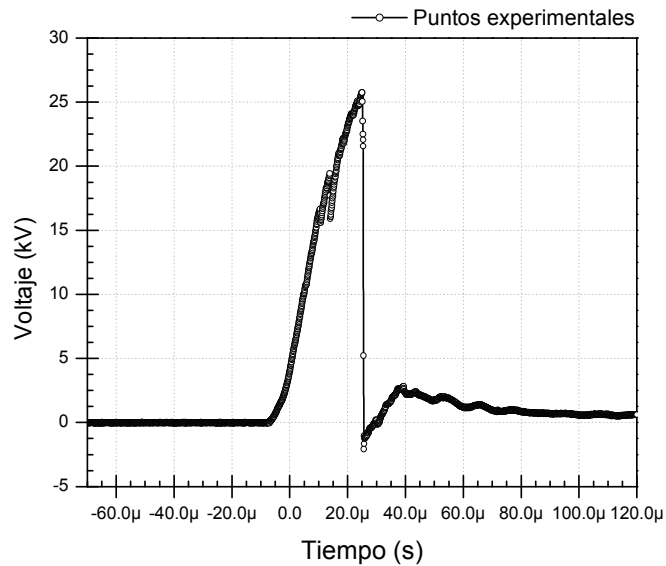


Fig. 53. Pulso de disparo proveniente de la bobina de ignición.

Por último, para conocer la forma de onda del pulso de corriente en la lámpara de destello se utilizó un fotodiodo de respuesta rápida (tiempo de levantamiento típico 1 ns) de la marca Motorola, modelo MRD500. Como el fotodiodo reacciona con la intensidad de la luz, se colocó próximo a la lámpara de destello (ver figura 54), se hizo funcionar el circuito y se registró en el osciloscopio la señal proveniente del fotodiodo (ver figura 55).

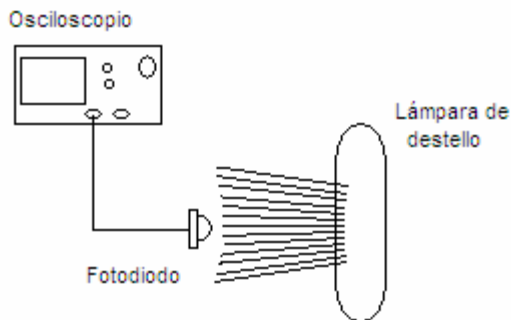


Fig. 54. Arreglo experimental para determinar la forma de onda del pulso de corriente.

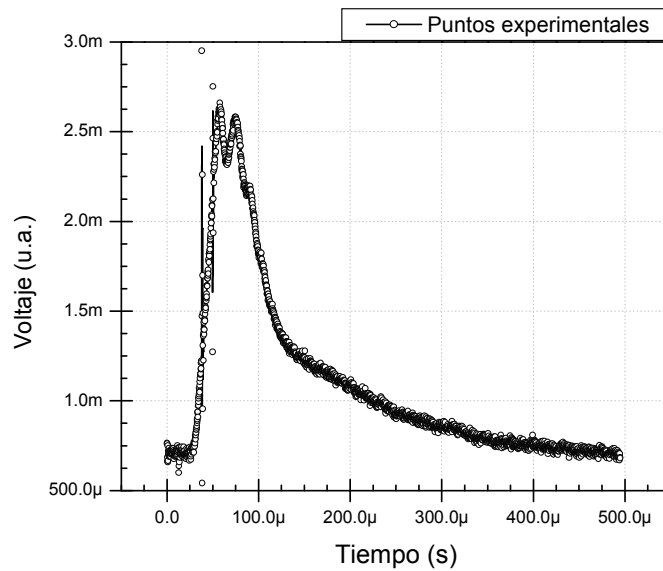


Fig. 55. Forma del pulso de corriente en la lámpara de destello.

Como se puede observar en la gráfica anterior la forma de la señal obtenida del fotodiodo, indica que el pulso de corriente no tiene todavía un amortiguamiento crítico, más bien presenta un sobre-amortiguamiento. Esto se soluciona corrigiendo el valor de la inductancia del circuito PFN, lo cual se realizará posteriormente ya que por el momento no afecta el desempeño del circuito en general.

Capítulo 7: Conclusiones y trabajo a futuro

7.1 Conclusiones

En este trabajo se presenta una alternativa para la implementación de un circuito electrónico que será utilizado en el bombeo óptico de un sistema láser de estado sólido de Nd:YAG. Las características esenciales de dicho circuito se enuncian a continuación:

- El arreglo capacitivo de almacenamiento se carga en 230 μ s, que fue el mínimo posible para la topología de cargado seleccionada.
- El tipo de sistema de bombeo óptico y las características eléctricas de la lámpara establecen la energía y voltaje mínimo de operación.
- La polaridad del pulso de alto voltaje aplicado a la lámpara es negativo; esto hace que el umbral para alcanzar la ionización en el gas sea más estable y que se mejore la formación del arco.
- El tamaño de los sistemas es una característica por demás importante dado el afán por la miniaturización de los sistemas en general. En este caso, se logró obtener un diseño medianamente compacto, pero aún pesado.
- Con el diseño propuesto en este trabajo, tenemos la ventaja de que todos los componentes utilizados, se pueden encontrar en México, en el caso de alguna falla.
- El trabajo de tesis presenta un sistema de bombeo óptico que puede ser implementado para trabajar máximo a 5 Hz.

Una contribución importante del presente proyecto es que, a partir de las referencias existentes, se dio el primer paso en el desarrollo de circuitos electrónicos para sistemas láseres de Nd:YAG en el Instituto de Ingeniería.

Cabe mencionar que el diseño de este tipo de circuitos es un trabajo que requiere mucha dedicación y tiempo suficiente si es que se pretende alcanzar el nivel de calidad que tienen los equipos diseñados por compañías que cuentan con la

experiencia de años de investigación y grupos de diseño especializados, como por ejemplo, Coherent® o Continuum®. Sin embargo, esto no significa que sea imposible introducirnos en este campo, ya que si en este trabajo se pudo alcanzar un diseño funcional con el trabajo de una sola persona, entonces sería posible que un grupo de investigadores avanzaran dentro del campo de diseño electrónico a niveles competitivos. Sin embargo, esto no será posible hasta que se decida invertir en este campo de investigación y desarrollo.

7.2 Trabajo a futuro

Este trabajo surgió como parte de un proyecto del Instituto de Ingeniería que tiene la finalidad de diseñar y construir un láser pulsado de Nd:YAG para que sea utilizado en un velocímetro para flujos confinados en tuberías, utilizando el efecto fotoacústico. Para llevar a buen término este proyecto, hace falta diseñar:

- El resonador, el cual estará encargado de mantener un determinado umbral de campo electromagnético cuyas pérdidas sean repuestas por el medio amplificador, constará de dos espejos perpendiculares, opuestos y paralelos entre sí, al eje óptico del medio activo. Se utilizará un resonador del tipo Michelson–Morley, y se buscará que el diseño tenga las dimensiones adecuadas para que se garantice la rigidez y estabilidad mecánica del sistema. Los espejos seleccionados deberán tener un coeficiente de reflexión para el espejo trasero de 99,6% y para el espejo de salida uno que puede variar entre un 8% y 50%. Ambos espejos tendrán un diámetro de 10 mm.
- La cavidad reflectora, estará encargada de reflejar directamente sobre el medio activo la radiación emitida por la lámpara. Además, deberá tener máxima eficiencia para las radiaciones que estén dentro de la zona de absorción del medio activo, así como absorber o transmitir la zona del ultravioleta (UV) y el infrarrojo lejano (IR). Diversos métodos se tendrán que analizar para la eliminar estos rayos, entre ellos: el dopaje del cuarzo de la

lámpara con Cerio u otros iones que absorben el UV y emiten en el visible, recubrimientos para la barra con capas protectoras, etcétera.

Las cavidades pueden ser reflectoras o difusoras, diferenciándose en la conservación o no del frente de onda. Por lo tanto, se tendrá que analizar entre esas dos opciones, pues las primeras pueden ser de superficies especulares de metales (Al, Au, Ag), pero las difusoras pueden ser de cerámica o polvos inorgánicos comprimidos (MgO y BaSO₄), presentando la ventaja de excitar más homogéneamente el medio activo y poseer mayor vida útil.

Apéndice A. Hitos en la historia del láser

Hitos en la historia de láseres

1917	Modelo de la emisión estimulada por Einstein.
1951	Desarrollo del <i>máser</i> por C. H. Townes. El <i>máser</i> es básicamente la misma idea del <i>láser</i> , solamente que trabaja en las frecuencias de las microondas.
1958	Propuestas de C. H. Townes y A. L. Schalow para que el <i>máser</i> sea extendido a las frecuencias ópticas.
1960	T. H. Maiman de los Laboratorios de Huges reporta el primer <i>láser</i> . Un <i>láser</i> de Rubí pulsado.
1964	Nicolay Basov, Charlie Townes y Aleksander Prokhorov reciben el premio Nobel por su trabajo en el campo de la electrónica cuántica, la cual permite la construcción de osciladores y amplificadores basados en el principio <i>maser-láser</i> .
1981	Art Schalow y Nicolas Bloembergen reciben el premio Nobel por su contribución al desarrollo de la espectroscopía <i>láser</i> .
1997	Steven Chu, Claude Cohen-Tannoudji y William D. Phyllips reciben el premio Nobel por su desarrollo de los métodos de enfriamiento y atrapamiento de átomos con luz <i>láser</i> .
1999	Ahmed Zvail recibe el premio Nobel de química por su trabajo en técnicas ultrarrápidas para estudiar cómo los átomos en una molécula se mueven durante las reacciones químicas. Espectroscopía ultrarrápida.

Apéndice B. Hojas de especificaciones



FAST RECOVERY RECTIFIER DIODE

PRELIMINARY DATASHEET

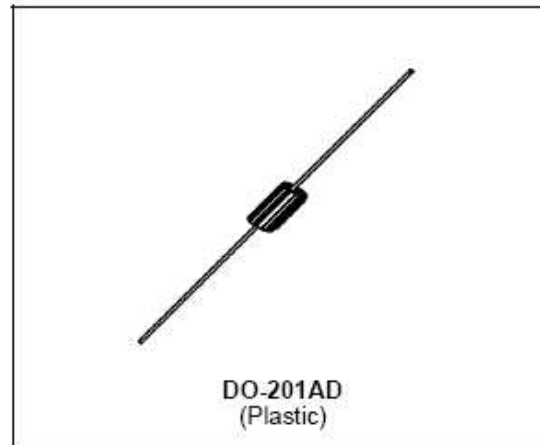
- LOW FORWARD VOLTAGE DROP
- HIGH SURGE CURRENT CAPABILITY

APPLICATIONS

- AC-DC POWER SUPPLIES AND CONVERTERS
- FREE WHEELING DIODES, etc.

DESCRIPTION

Their high efficiency and high reliability combined with small size and low cost make these fast recovery rectifier diode very attractive components for many demanding applications.



ABSOLUTE RATINGS (limiting values)

Symbol	Parameter		Value	Unit
I_{FRM}	Repetive peak forward current	$t_p < 20\mu s$	100	A
$I_{F(AV)}$	Average forward current*	$T_a = 90^\circ C$ $\delta = 0.5$	3	A
I_{FSM}	Surge non repetitive forward current	$t_p = 10ms$ Sinusoidal	100	A
P_{tot}	Power dissipation *	$T_a = 90^\circ C$	3.5	W
T_{stg} T_j	Storage and junction temperature range		- 40 to + 175 - 40 to + 175	$^\circ C$
T_L	Maximum lead temperature for soldering during 10s at 4mn from case		230	$^\circ C$

Symbol	Parameter	PFR					Unit
		850	851	852	854	856	
V_{RRM}	Repetitive peak revrse voltage	50	100	200	400	600	V
V_{RSM}	Non repetitive peak reverse voltage	75	150	250	450	650	V

PFR850 -> 856**THERMAL RESISTANCE**

Symbol	Parameter	Value	Unit
$R_{th(j-a)}$	Junction-ambient*	25	°C/W

* On infinite heatsink with 10mm lead length.

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Symbol	Test Conditions		Min.	Typ.	Max.	Unit
I_R	$T_j = 25^\circ\text{C}$	$V_R = V_{RRM}$			10	μA
	$T_j = 100^\circ\text{C}$				250	
V_F	$T_j = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 3\text{A}$			1.25	V

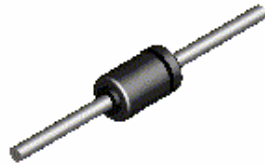
RECOVERY CHARACTERISTICS

Symbol	Test Conditions		Min.	Typ.	Max.	Unit
t_{rr}	$T_j = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 1\text{A}$			150	ns
	$V_R = 30\text{V}$	$di_F/dt = -25\text{A}/\mu\text{s}$			200	
I_{RM}	$T_j = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 1\text{A}$			2	A
	$V_R = 30\text{V}$	$di_F/dt = -25\text{A}/\mu\text{s}$				

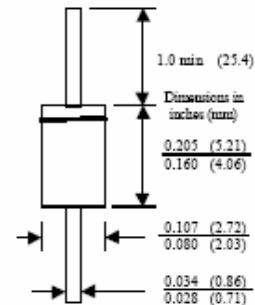
1N4001 - 1N4007

Features

- Low forward voltage drop.
- High surge current capability.



DO-41
COLOR BAND DENOTES CATHODE



1.0 Ampere General Purpose Rectifiers

Absolute Maximum Ratings* T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
I _O	Average Rectified Current .375" lead length @ T _A = 75°C	1.0	A
I _{F(surge)}	Peak Forward Surge Current 8.3 ms single half-sine-wave Superimposed on rated load (JEDEC method)	30	A
P _D	Total Device Dissipation Derate above 25°C	2.5 20	W mW/°C
R _{θJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	50	°C/W
T _{stg}	Storage Temperature Range	-55 to +175	°C
T _J	Operating Junction Temperature	-55 to +150	°C

*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

Electrical Characteristics T_A = 25°C unless otherwise noted

Parameter	Device							Units
	4001	4002	4003	4004	4005	4006	4007	
Peak Repetitive Reverse Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS Voltage	35	70	140	280	420	560	700	V
DC Reverse Voltage (Rated V _R)	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum Reverse Current @ rated V _R T _A = 25°C	5.0							μA
T _A = 100°C	500							μA
Maximum Forward Voltage @ 1.0 A	1.1							V
Maximum Full Load Reverse Current, Full Cycle T _A = 75°C	30							μA
Typical Junction Capacitance V _R = 4.0 V, f = 1.0 MHz	15							pF

Silicon Controlled Rectifiers

Reverse Blocking Triode Thyristors

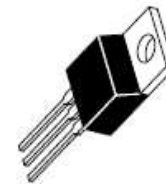
... designed primarily for half-wave ac control applications, such as motor controls, heating controls and power supplies.

- Glass Passivated Junctions with Center Gate Geometry for Greater Parameter Uniformity and Stability
- Small, Rugged, Thermowatt Construction for Low Thermal Resistance, High Heat Dissipation and Durability
- Blocking Voltage to 800 Volts

**2N6394
thru
2N6399**

Motorola preferred devices

SCRs
12 AMPERES RMS
50 thru 800 VOLTS



CASE 221A-07
(TO-220AB)
STYLE 3

*MAXIMUM RATINGS ($T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Peak Repetitive Forward and Reverse Blocking Voltage ⁽¹⁾ (Gate Open, $T_J = -40$ to 125°C)	V_{DRM} , V_{RRM}	50 100 400 600 800	Volts
RMS On-State Current ($T_C = 90^\circ\text{C}$) (All Conduction Angles)	$I_T(\text{RMS})$	12	Amps
Peak Non-Repetitive Surge Current (1/2 Cycle, Sine Wave, 60 Hz, $T_J = 125^\circ\text{C}$)	I_{TSM}	100	Amps
Circuit Fusing ($t = 8.3$ ms)	I^2t	40	A^2s
Forward Peak Power	P_{GM}	20	Watts
Forward Average Gate Power	$P_{G(AV)}$	0.5	Watt
Forward Peak Gate Current	I_{GM}	2	Amps
Operating Junction Temperature Range	T_J	-40 to +125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-40 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	2	$^\circ\text{C/W}$

*Indicates JEDEC Registered Data.

1. V_{DRM} and V_{RRM} for all types can be applied on a continuous basis. Ratings apply for zero or negative gate voltage; however, positive gate voltage shall not be applied concurrent with negative potential on the anode. Blocking voltages shall not be tested with a constant current source such that the voltage ratings of the devices are exceeded.

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

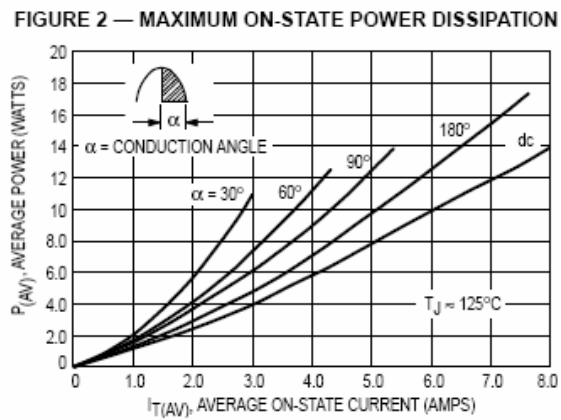
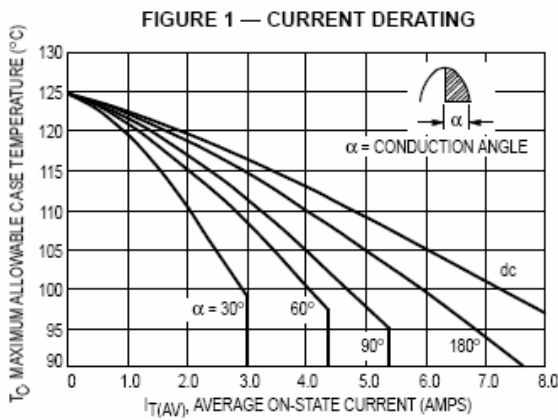
REV 1

2N6394 thru 2N6399

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
*Peak Repetitive Forward or Reverse Blocking Current ($V_{AK} = \text{Rated } V_{DRM} \text{ or } V_{RRM}, \text{ Gate Open}$) $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$	I_{DRM}, I_{RRM}	— —	— —	10 2	μA mA
*Forward "On" Voltage ($I_{TM} = 24 \text{ A Peak}$)	V_{TM}	—	1.7	2.2	Volts
*Gate Trigger Current (Continuous dc) ($V_D = 12 \text{ Vdc}, R_L = 100 \text{ Ohms}$)	I_{GT}	—	5	30	mA
*Gate Trigger Voltage (Continuous dc) ($V_D = 12 \text{ Vdc}, R_L = 100 \text{ Ohms}$) ($V_D = \text{Rated } V_{DRM}, R_L = 100 \text{ Ohms}, T_J = 125^\circ\text{C}$)	V_{GT} V_{GD}	— 0.2	0.7 —	1.5 —	Volts
*Holding Current ($V_D = 12 \text{ Vdc}, \text{ Gate Open}$)	I_H	—	6	40	mA
Turn-On Time ($I_{TM} = 12 \text{ A}, I_{GT} = 40 \text{ mAdc}, V_D = \text{Rated } V_{DRM}$)	t_{gt}	—	1	2	μs
Turn-Off Time ($V_D = \text{Rated } V_{DRM}$) ($I_{TM} = 12 \text{ A}, I_R = 12 \text{ A}$) ($I_{TM} = 12 \text{ A}, I_R = 12 \text{ A}, T_J = 125^\circ\text{C}$)	t_q	— —	15 35	— —	μs
Critical Rate-of-Rise of Off-State Voltage Exponential ($V_D = \text{Rated } V_{DRM}, T_J = 125^\circ\text{C}$)	dv/dt	—	50	—	$\text{V}/\mu\text{s}$

*Indicates JEDEC Registered Data.





PHOTOCOUPLER

PS2501-1,-2,-4, PS2501L-1,-2,-4

HIGH ISOLATION VOLTAGE
SINGLE TRANSISTOR TYPE
MULTI PHOTOCOUPLER SERIES

-NEPOC Series-

DESCRIPTION

The PS2501-1, -2, -4 and PS2501L-1, -2, -4 are optically coupled isolators containing a GaAs light emitting diode and an NPN silicon phototransistor.

The PS2501-1, -2, -4 are in a plastic DIP (Dual In-line Package) and the PS2501L-1, -2, -4 are lead bending type (Gull-wing) for surface mount.

FEATURES

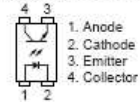
- High isolation voltage ($BV = 5\,000\text{ Vr.m.s.}$)
- High collector to emitter voltage ($V_{CEO} = 80\text{ V}$)
- High-speed switching ($t_r = 3\ \mu\text{s TYP.}$, $t_f = 5\ \mu\text{s TYP.}$)
- Ordering number of tape product: PS2501L-1-E3, E4, F3, F4, PS2501L-2-E3, E4
- Safety standards
 - UL approved: File No. E72422

APPLICATIONS

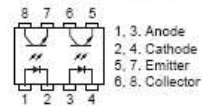
- Power supply
- Telephone/FAX.
- FA/OA equipment
- Programmable logic controller

PIN CONNECTION (Top View)

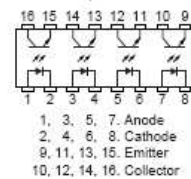
PS2501-1, PS2501L-1



PS2501-2, PS2501L-2



PS2501-4, PS2501L-4



The information in this document is subject to change without notice. Before using this document, please confirm that this is the latest version.

★ ORDERING INFORMATION

Part Number	Order Number	Solder Plating Specification	Packing Style	Safety Standard Approval	Application Part Number ^{*1}
PS2501-1	PS2501-1	Solder contains lead	Magazine case 100 pcs	Standard products (UL Approved)	PS2501-1
PS2501L-1	PS2501L-1		Embossed Tape 1 000 pcs/reel		
PS2501L-1-E3	PS2501L-1-E3		Embossed Tape 2 000 pcs/reel		
PS2501L-1-E4	PS2501L-1-E4				
PS2501L-1-F3	PS2501L-1-F3				
PS2501L-1-F4	PS2501L-1-F4				
PS2501-2	PS2501-2	Pb-Free	Magazine case 45 pcs	PS2501-2	
PS2501L-2	PS2501L-2		Embossed Tape 1 000 pcs/reel		
PS2501L-2-E3	PS2501L-2-E3		Magazine case 20 pcs		
PS2501L-2-E4	PS2501L-2-E4				
PS2501-4	PS2501-4	Pb-Free	Magazine case 100 pcs	PS2501-1	
PS2501L-1	PS2501L-1-A		Embossed Tape 1 000 pcs/reel		
PS2501L-1-E3	PS2501L-1-E3-A		Embossed Tape 2 000 pcs/reel		
PS2501L-1-E4	PS2501L-1-E4-A				
PS2501L-1-F3	PS2501L-1-F3-A				
PS2501L-1-F4	PS2501L-1-F4-A		Magazine case 45 pcs		PS2501-2
PS2501-2	PS2501-2-A	Embossed Tape 1 000 pcs/reel			
PS2501L-2	PS2501L-2-A				
PS2501L-2-E3	PS2501L-2-E3-A	Magazine case 20 pcs	PS2501-4		
PS2501L-2-E4	PS2501L-2-E4-A				
PS2501-4	PS2501-4-A				
PS2501L-4	PS2501L-4-A				

*1 For the application of the Safety Standard, following part number should be used.

LM78XX/LM78XXA 3-Terminal 1A Positive Voltage Regulator

Features

- Output Current up to 1A
- Output Voltages of 5, 6, 8, 9, 10, 12, 15, 18, 24
- Thermal Overload Protection
- Short Circuit Protection
- Output Transistor Safe Operating Area Protection

General Description

The LM78XX series of three terminal positive regulators are available in the TO-220 package and with several fixed output voltages, making them useful in a wide range of applications. Each type employs internal current limiting, thermal shut down and safe operating area protection, making it essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

Ordering Information

Product Number	Output Voltage Tolerance	Package	Operating Temperature
LM7805CT	±4%	TO-220	-40°C to +125°C
LM7806CT			
LM7808CT			
LM7809CT			
LM7810CT			
LM7812CT			
LM7815CT			
LM7818CT			
LM7824CT			
LM7805ACT			
LM7806ACT			
LM7808ACT			
LM7809ACT			
LM7810ACT			
LM7812ACT			
LM7815ACT			
LM7818ACT			
LM7824ACT			

Block Diagram

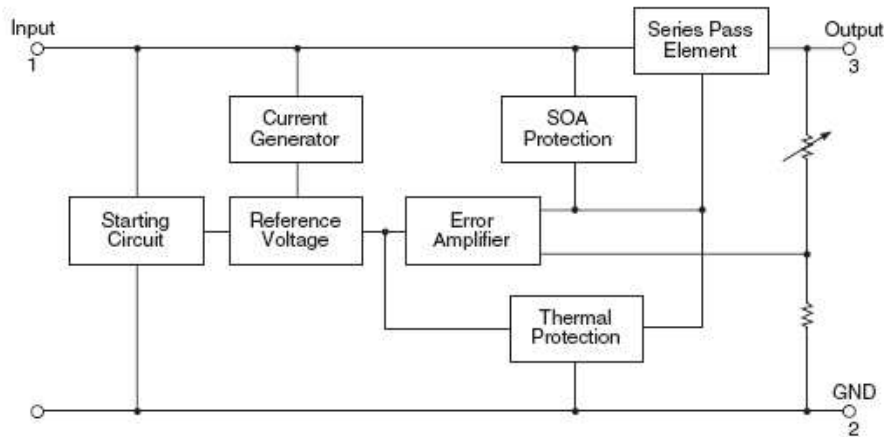


Figure 1.

Pin Assignment

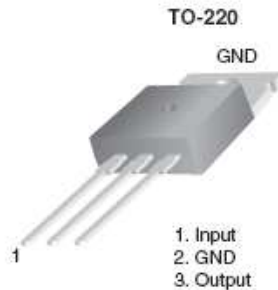


Figure 2.

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings are those values beyond which damage to the device may occur. The datasheet specifications should be met, without exception, to ensure that the system design is reliable over its power supply, temperature, and output/input loading variables. Fairchild does not recommend operation outside datasheet specifications.

Symbol	Parameter		Value	Unit
V_I	Input Voltage	$V_O = 5V \text{ to } 18V$	35	V
		$V_O = 24V$	40	V
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance Junction-Cases (TO-220)		5	$^{\circ}C/W$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance Junction-Air (TO-220)		65	$^{\circ}C/W$
T_{OPR}	Operating Temperature Range	LM78xx	-40 to +125	$^{\circ}C$
		LM78xxA	0 to +125	
T_{STG}	Storage Temperature Range		-65 to +150	$^{\circ}C$

Electrical Characteristics (LM7812) (Continued)

Refer to the test circuits. $-40^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 500\text{mA}$, $V_I = 19\text{V}$, $C_I = 0.33\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\mu\text{F}$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit	
V_O	Output Voltage	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	11.5	12.0	12.5	V	
		$5\text{mA} \leq I_O \leq 1\text{A}$, $P_O \leq 15\text{W}$, $V_I = 14.5\text{V to } 27\text{V}$	11.4	12.0	12.6		
Regline	Line Regulation ⁽¹¹⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 14.5\text{V to } 30\text{V}$	–	10.0	240	mV
			$V_I = 16\text{V to } 22\text{V}$	–	3.0	120	
Regload	Load Regulation ⁽¹¹⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$I_O = 5\text{mA to } 1.5\text{A}$	–	11.0	240	mV
			$I_O = 250\text{mA to } 750\text{mA}$	–	5.0	120	
I_Q	Quiescent Current	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	–	5.1	8.0	mA	
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$I_O = 5\text{mA to } 1\text{A}$ $V_I = 14.5\text{V to } 30\text{V}$	–	0.1	0.5	mA	
			–	0.5	1.0		
$\Delta V_O/\Delta T$	Output Voltage Drift ⁽¹²⁾	$I_O = 5\text{mA}$	–	-1.0	–	mV/ $^{\circ}\text{C}$	
V_N	Output Noise Voltage	$f = 10\text{Hz to } 100\text{kHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	–	76.0	–	$\mu\text{V}/V_O$	
RR	Ripple Rejection ⁽¹²⁾	$f = 120\text{Hz}$, $V_I = 15\text{V to } 25\text{V}$	55.0	71.0	–	dB	
V_{DROPO}	Dropout Voltage	$I_O = 1\text{A}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$	–	2.0	–	V	
r_O	Output Resistance ⁽¹²⁾	$f = 1\text{kHz}$	–	18.0	–	m Ω	
I_{SC}	Short Circuit Current	$V_I = 35\text{V}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	–	230	–	mA	
I_{PK}	Peak Current ⁽¹²⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	–	2.2	–	A	

Notes:

11. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.
12. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.

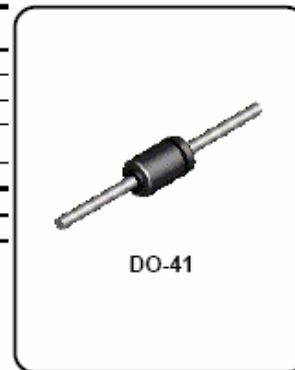
1N4728A - 1N4752A Series One Watt Zeners

Absolute Maximum Ratings*

TA = 25°C unless otherwise noted

Tolerance: A = 5%

Parameter	Value	Units
Storage Temperature Range	-65 to +200	°C
Maximum Junction Operating Temperature	+ 200	°C
Lead Temperature (1/16" from case for 10 seconds)	+ 230	°C
Total Device Dissipation	1.0	W
Derate above 50°C	6.67	mW/°C
Thermal resistance Junction to Lead	53.5	°C/W
Thermal resistance Junction to Ambient	100	°C/W
Surge Power**	10	W



*These ratings are limiting values above which the serviceability of the diode may be impaired.

**Non-recurrent square wave PW= 8.3 ms, TA= 55 degrees C.

NOTES:

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 200 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

Electrical Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Device	V _Z (V)	Z _Z (Ω)	@	I _{ZT} (mA)	Z _{ZK} (Ω)	@	I _{ZK} (mA)	V _R (V)	@	I _R (μA)	I _{SURGE} (mA)	I _{ZM} (mA)
1N4728A	3.3	10		76	400	1.0		1.0		100	1,380	276
1N4729A	3.6	10		69	400	1.0		1.0		100	1,260	252
1N4730A	3.9	9.0		64	400	1.0		1.0		50	1,190	234
1N4731A	4.3	9.0		58	400	1.0		1.0		10	1,070	217
1N4732A	4.7	8.0		53	500	1.0		1.0		10	970	193
1N4733A	5.1	7.0		49	550	1.0		1.0		10	890	178
1N4734A	5.6	5.0		45	600	1.0		2.0		10	810	162
1N4735A	6.2	2.0		41	700	1.0		3.0		10	730	146
1N4736A	6.8	3.5		37	700	1.0		4.0		10	660	133
1N4737A	7.5	4.0		34	700	0.5		5.0		10	605	121
1N4738A	8.2	4.5		31	700	0.5		6.0		10	550	110
1N4739A	9.1	5.0		28	700	0.5		7.0		10	500	100
1N4740A	10	7.0		25	700	0.25		7.6		10	454	91
1N4741A	11	8.0		23	700	0.25		8.4		5.0	414	83
1N4742A	12	9.0		21	700	0.25		9.1		5.0	380	76
1N4743A	13	10		19	700	0.25		9.9		5.0	344	69
1N4744A	15	14		17	700	0.25		11.4		5.0	304	61
1N4745A	16	16		15.5	700	0.25		12.2		5.0	285	57
1N4746A	18	20		14	750	0.25		13.7		5.0	250	50
1N4747A	20	22		12.5	750	0.25		15.2		5.0	225	45
1N4748A	22	23		11.5	750	0.25		16.7		5.0	205	41
1N4749A	24	25		10.5	750	0.25		18.2		5.0	190	38
1N4750A	27	35		9.5	750	0.25		20.6		5.0	170	34
1N4751A	30	40		8.5	1,000	0.25		22.8		5.0	150	30
1N4752A	33	45		7.5	1,000	0.25		25.1		5.0	135	27

V_F Forward Voltage = 1.2 V Maximum @ I_F = 200 mA for all 1N4700 series

CD4538BC Dual Precision Monostable

General Description

The CD4538BC is a dual, precision monostable multivibrator with independent trigger and reset controls. The device is retriggerable and resettable, and the control inputs are internally latched. Two trigger inputs are provided to allow either rising or falling edge triggering. The reset inputs are active LOW and prevent triggering while active. Precise control of output pulse-width has been achieved using linear CMOS techniques. The pulse duration and accuracy are determined by external components R_X and C_X . The device does not allow the timing capacitor to discharge through the timing pin on power-down condition. For this reason, no external protection resistor is required in series with the timing pin. Input protection from static discharge is provided on all pins.

Features

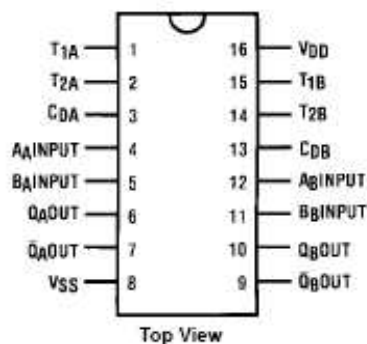
- Wide supply voltage range: 3.0V to 15V
- High noise immunity: $0.45 V_{CC}$ (typ.)
- Low power TTL compatibility:
Fan out of 2 driving 74L or 1 driving 74LS
- New formula:
 $PW_{OUT} = RC$ (PW in seconds, R in Ohms, C in Farads)
- $\pm 1.0\%$ pulse-width variation from part to part (typ.)
- Wide pulse-width range: $1 \mu s$ to ∞
- Separate latched reset inputs
- Symmetrical output sink and source capability
- Low standby current: 5 nA (typ.) @ $5 V_{CC}$
- Pin compatible to CD4528BC

Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
CD4538BCM	M16A	16-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-012, 0.150" Narrow
CD4538BCWM	M16B	16-Lead Small Outline Intergrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-013, 0.300" Wide
CD4538BCN	N16E	16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

Connection Diagram



Truth Table

Inputs			Outputs	
Clear	A	B	Q	\bar{Q}
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	↓	\downarrow	\uparrow
H	↑	H	\downarrow	\uparrow

H = HIGH Level
L = LOW Level
↑ = Transition from LOW-to-HIGH
↓ = Transition from HIGH-to-LOW
⌋ = One HIGH Level Pulse
⌋ = One LOW Level Pulse
X = Irrelevant

Theory of Operation

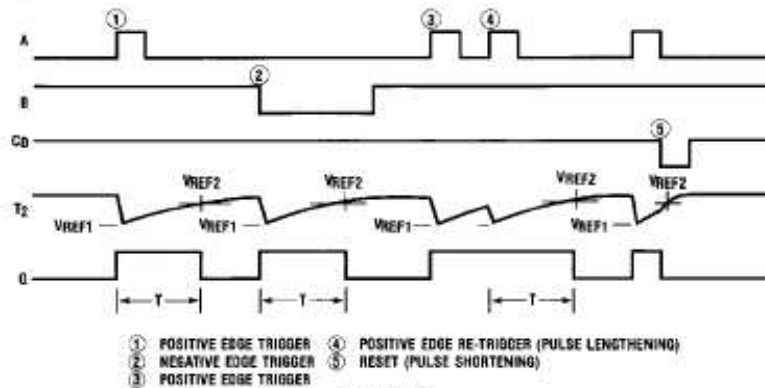


FIGURE 2.

Trigger Operation

The block diagram of the CD4538BC is shown in Figure 1, with circuit operation following.

As shown in Figure 1 and Figure 2, before an input trigger occurs, the monostable is in the quiescent state with the Q output low, and the timing capacitor C_X completely charged to V_{DD} . When the trigger input A goes from V_{DD} to V_{SS} (while inputs B and C_D are held to V_{DD}) a valid trigger is recognized, which turns on comparator C1 and N-Channel transistor N1⁽¹⁾. At the same time the output latch is set. With transistor N1 on, the capacitor C_X rapidly discharges toward V_{SS} until V_{REF1} is reached. At this point the output of comparator C1 changes state and transistor N1 turns off. Comparator C1 then turns off while at the same time comparator C2 turns on. With transistor N1 off, the capacitor C_X begins to charge through the timing resistor, R_X , toward V_{DD} . When the voltage across C_X equals V_{REF2} , comparator C2 changes state causing the output latch to reset (Q goes low) while at the same time disabling comparator C2. This ends the timing cycle with the monostable in the quiescent state, waiting for the next trigger.

A valid trigger is also recognized when trigger input B goes from V_{DD} to V_{SS} (while input A is at V_{SS} and input C_D is at V_{DD})⁽²⁾.

It should be noted that in the quiescent state C_X is fully charged to V_{DD} , causing the current through resistor R_X to be zero. Both comparators are "off" with the total device current due only to reverse junction leakages. An added feature of the CD4538BC is that the output latch is set via the input trigger without regard to the capacitor voltage. Thus, propagation delay from trigger to Q is independent of the value of C_X , R_X , or the duty cycle of the input waveform.

Retrigger Operation

The CD4538BC is retriggered if a valid trigger occurs⁽³⁾ followed by another valid trigger⁽⁴⁾ before the Q output has returned to the quiescent (zero) state. Any retrigger, after the timing node voltage at pin 2 or 14 has begun to rise from V_{REF1} , but has not yet reached V_{REF2} , will cause an increase in output pulse width T. When a valid retrigger is initiated⁽⁴⁾, the voltage at T2 will again drop to V_{REF1} before progressing along the RC charging curve toward V_{DD} . The Q output will remain high until time T, after the last valid retrigger.

Reset Operation

The CD4538BC may be reset during the generation of the output pulse. In the reset mode of operation, an input pulse on C_D sets the reset latch and causes the capacitor to be fast charged to V_{DD} by turning on transistor Q1⁽⁵⁾. When the voltage on the capacitor reaches V_{REF2} , the reset latch will clear and then be ready to accept another pulse. If the C_D input is held low, any trigger inputs that occur will be inhibited and the Q and \bar{Q} outputs of the output latch will not change. Since the Q output is reset when an input low level is detected on the C_D input, the output pulse T can be made significantly shorter than the minimum pulse width specification.

Absolute Maximum Ratings^(Note 1)

(Note 2)

DC Supply Voltage (V_{DD})	-0.5 to +18 V_{DD}
Input Voltage (V_{IN})	-0.5V to $V_{DD} + 0.5 V_{DD}$
Storage Temperature Range (T_S)	-65°C to +150°C
Power Dissipation (P_D)	
Dual-In-Line	700 mW
Small Outline	500 mW
Lead Temperature (T_L)	
(Soldering, 10 seconds)	260°C

Recommended Operating Conditions (Note 2)

DC Supply Voltage (V_{DD})	3 to 15 V_{DD}
Input Voltage (V_{IN})	0 to $V_{DD} V_{DD}$
Operating Temperature Range (T_A)	-55°C to +125°C

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed, they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The tables of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provide conditions for actual device operation.

Note 2: $V_{SS} = 0V$ unless otherwise specified.

DC Electrical Characteristics (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-55°C		+25°C			+125°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$ $V_{IH} = V_{DD}$		20		0.005	5		150	μA
		$V_{DD} = 10V$ $V_{IL} = V_{SS}$		40		0.010	10		300	
		$V_{DD} = 15V$ All Outputs Open		80		0.015	20		600	
V_{OL}	LOW Level Output Voltage	$V_{DD} = 5V$ $ I_O < 1 \mu A$		0.05		0	0.05		0.05	V
		$V_{DD} = 10V$ $V_{IH} = V_{DD}$, $V_{IL} = V_{SS}$		0.05		0	0.05		0.05	
		$V_{DD} = 15V$		0.05		0	0.05		0.05	
V_{OH}	HIGH Level Output Voltage	$V_{DD} = 5V$ $ I_O < 1 \mu A$	4.95		4.95	5		4.95		V
		$V_{DD} = 10V$ $V_{IH} = V_{DD}$, $V_{IL} = V_{SS}$	9.95		9.95	10		9.95		
		$V_{DD} = 15V$	14.95		14.95	15		14.95		
V_{IL}	LOW Level Input Voltage	$ I_O < 1 \mu A$								V
		$V_{DD} = 5V$, $V_O = 0.5V$ or $4.5V$		1.5		2.25	1.5		1.5	
		$V_{DD} = 10V$, $V_O = 1.0V$ or $9.0V$		3.0		4.50	3.0		3.0	
		$V_{DD} = 15V$, $V_O = 1.5V$ or $13.5V$		4.0		6.75	4.0		4.0	
V_{IH}	HIGH Level Input Voltage	$ I_O < 1 \mu A$								V
		$V_{DD} = 5V$, $V_O = 0.5V$ or $4.5V$	3.5		3.5	2.75		3.5		
		$V_{DD} = 10V$, $V_O = 1.0V$ or $9.0V$	7.0		7.0	5.50		7.0		
		$V_{DD} = 15V$, $V_O = 1.5V$ or $13.5V$	11.0		11.0	8.25		11.0		
I_{OL}	LOW Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V$, $V_O = 0.4V$ $V_{IH} = V_{DD}$	0.64		0.51	0.88		0.36		mA
		$V_{DD} = 10V$, $V_O = 0.5V$ $V_{IL} = V_{SS}$	1.6		1.3	2.25		0.9		
		$V_{DD} = 15V$, $V_O = 1.5V$	4.2		3.4	8.8		2.4		
I_{OH}	HIGH Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V$, $V_O = 4.6V$	-0.6		-0.51	-0.88		-0.36		mA
		$V_{DD} = 10V$, $V_O = 9.5V$ $V_{IL} = V_{SS}$	-1.6		-1.3	-2.25		-0.9		
		$V_{DD} = 15V$, $V_O = 13.5V$	-4.2		-3.4	-8.8		-2.4		
I_{IN}	Input Current, Pin 2 or 14	$V_{DD} = 15V$, $V_{IN} = 0V$ or $15V$		± 0.02		$\pm 10^{-5}$	± 0.05		± 0.5	μA
I_{IN}	Input Current Other Inputs	$V_{DD} = 15V$, $V_{IN} = 0V$ or $15V$		± 0.1		$\pm 10^{-5}$	± 0.1		± 1.0	μA

Note 3: I_{OH} and I_{OL} are tested one output at a time.

AC Electrical Characteristics (Note 4)

$T_A = 25^\circ\text{C}$, $C_L = 50\text{ pF}$, and $t_r = t_f = 20\text{ ns}$ unless otherwise specified

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t_{TLH} , t_{THL}	Output Transition Time	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		100 50 40	200 100 80	ns
t_{PLH} , t_{PHL}	Propagation Delay Time	Trigger Operation— A or B to Q or \bar{Q} $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$ Reset Operation— C_D to Q or \bar{Q} $V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		300 150 100 250 125 95	600 300 220 500 250 190	ns
t_{WL} , t_{WH}	Minimum Input Pulse Width A, B, or C_D	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		35 30 25	70 60 50	ns
t_{RR}	Minimum Retrigger Time	$V_{DD} = 5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		0 0 0	0 0 0	ns
C_{IN}	Input Capacitance	Pin 2 or 14 Other Inputs		10 5	7.5	pF
PW_{OUT}	Output Pulse Width (Q or \bar{Q}) (Note: For Typical Distribution, see Figure 6)	$R_X = 100\text{ k}\Omega$ $V_{DD} = 5\text{V}$ $C_X = 0.002\text{ }\mu\text{F}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$	208 211 216	226 230 235	244 248 254	μs
		$R_X = 100\text{ k}\Omega$ $V_{DD} = 5\text{V}$ $C_X = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$	8.63 9.02 9.20	9.60 9.80 10.00	10.37 10.59 10.80	ms
		$R_X = 100\text{ k}\Omega$ $V_{DD} = 5\text{V}$ $C_X = 10.0\text{ }\mu\text{F}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$	0.87 0.89 0.91	0.95 0.97 0.99	1.03 1.05 1.07	μs
Pulse Width Match between Circuits in the Same Package $C_X = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, $R_X = 100\text{ k}\Omega$		$R_X = 100\text{ k}\Omega$ $V_{DD} = 5\text{V}$ $C_X = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ $V_{DD} = 10\text{V}$ $V_{DD} = 15\text{V}$		± 1 ± 1 ± 1		%
Operating Conditions						
R_X	External Timing Resistance		5.0		(Note 5)	k Ω
C_X	External Timing Capacitance		0		No Limit	pF

Note 4: AC parameters are guaranteed by DC correlated testing.

Note 5: The maximum usable resistance R_X is a function of the leakage of the Capacitor C_X , leakage of the CD4538BC, and leakage due to board layout, surface resistance, etc.

Lista de figuras

Fig. 1. Transiciones que ocurren entre dos niveles de energía.....	10
Fig. 2. Fuente de luz considerada.....	12
Fig. 3. Intensidad del haz por unidad de volumen.....	13
Fig. 4. Sistema láser de 4 niveles.....	14
Fig. 5. (a) Ganancia (γ) vs. Rapidez de bombeo.....	18
(b) Rapidez de transición vs. Rapidez de bombeo.....	18
Fig. 6. Sistema láser de 3 niveles de energía.....	19
Fig. 7. Cavity resonante.....	21
Fig. 8. Cavity láser y haz de salida.....	24
Fig. 9. Distribución radial del modo TEM ₀₀	25
Fig. 10. Perfiles de haz producidos por varios modos láser.....	26
Fig. 11. Láser de estado sólido a base de Nd:YAG.....	28
Fig. 12. Espectro de absorción del Nd:YAG a 300K.....	30
Fig. 13: Espectro de Fluorescencia del Nd ³⁺ en matriz de YAG a 300K.....	30
Fig. 14. Sistema de cuatro niveles de energía.....	31
Fig. 15. Diagrama de los niveles de energía del Nd:YAG [].	32
Fig. 16. Tipos de lámparas de destello. [(a) Recta; (b) Helicoidal; (c) En U].	34
Fig. 17. Intensidad de deriva en una lámpara.....	36
Fig. 18. Espectros de transmisión óptica de distintos materiales envolventes.....	37
Fig. 19. Espectro de emisión de una lámpara de Xe.....	39
(a) con presión de gas de 60 kPa y densidad de corriente de 1000 A/cm ² ; y	39
(b) con presión de gas de 60 kPa y densidad de corriente 4000 A/cm ²	39
Fig. 20. Comportamiento de la impedancia de una lámpara de destello con pulso de corriente con duración de cientos de microsegundos.....	40
Fig. 21. Circuito que acondiciona el pulso de corriente en la lámpara.....	42
Fig. 22. Circuito básico para generar un pulso de alto voltaje.....	45
Fig. 23. Circuito de disparo externo.....	45
Fig. 24. Distintas maneras de aplicar el pulso de alto voltaje a la lámpara.....	46
Fig. 25. Circuito de disparo en serie.....	47
Fig. 26. Circuito de disparo en pseudo-serie.....	47
Fig. 27. Circuito de disparo en modo simmer.....	48
Fig. 28. Circuito de disparo por sobrevoltaje.....	49
Fig. 29. Carga de condensador con fuente de voltaje.....	50
Fig. 30. Corriente en el condensador cargado por fuente de voltaje.....	52
Fig. 31. Voltaje de un condensador cargado por fuente de voltaje.....	52
Fig. 32. Topologías tradicionales en fuentes de poder para láseres pulsados.....	53
Fig. 33. Almacenamiento de energía en paralelo.....	55
Fig. 34. Almacenamiento de energía en serie.....	56
Fig. 35. Diagrama a bloques de una fuente de energía para láser de estado sólido.	58
Fig. 36. Circuito de disparo externo modificado.....	61

Fig. 37. Corriente normalizada en el intervalo $\alpha = [0.2, 3]$	65
Fig. 38. Energía normalizada en el intervalo $\alpha = [0.2, 3]$	66
Fig. 39 Circuito de alimentación implementado.....	67
Fig. 40. Transformador utilizado.....	68
Fig. 41. Variac utilizado para limitar las variaciones de la línea de CA.	68
Fig. 42. Circuito de disparo implementado.....	70
Fig. 43. Fuente de alimentación de 12 V implementada.	71
Fig. 44. Circuito PFN implemetado.....	72
Fig. 45. Fotografía del circuito implementado.....	73
Fig. 46. Bobina de Ignición automotriz.	73
Fig. 47. Lámpara de destello de Xe.....	74
Fig. 48. Osciloscopio y generador de funciones.....	74
Fig. 49. Señal del generador de funciones (5 Hz).	75
Fig. 50. Pulso de salida del oscilador.	75
Fig. 51. Punta de alto voltaje.	76
Fig. 52. Pulso de voltaje a la entrada de la bobina de ignición.....	76
Fig. 53. Pulso de disparo proveniente de la bobina de ignición.....	77
Fig. 54. Arreglo experimental para determinar la forma de onda del pulso de corriente.	77
Fig. 55. Forma del pulso de corriente en la lámpara de destello.	78

Lista de tablas

Tabla 1. Valores típicos de longitud de coherencia de distintas fuentes de luz.....	23
Tabla 2. Espaciado del modo longitudinal para tres láseres típicos.....	27
Tabla 3. Propiedades físicas y ópticas del Nd:YAG.....	29
Tabla 4. Espectros radiantes de distintas lámparas.....	35
Tabla 5. Intensidad de luz emitida por distintas lámparas.....	35
Tabla 6. Estabilidad de salida de algunos tipos de lámparas.....	36
Tabla 7. Especificaciones de la bobina de ignición utilizada.....	62
Tabla 8. Datos técnicos de la lámpara de Xe utilizada.....	62
Tabla 9. Selección del tipo de enfriamiento de acuerdo a la densidad de potencia máxima.....	63

Bibliografía

- [1] J.E. Geusic et al. "Laser oscillations in Nd-doped Yttrium Aluminum, Yttrium Gallium and Gadolinium garnets". Appl. Phys. Lett. 4 (1964), p. p.182-184.
- [2] Koechner, Walter. "Solid-state laser engineering", Springer-Verlag, 5a. Edición, Alemania, 1999.
- [3] Hamamatsu Photonics. "Light Source. The best light source is supported by the best electrode technology". Manual Técnico
- [4] J. H. Goncz, W. J. Mitchel. "Comparison of the output spectra of krypton and xenon filled flashtubes". IEEE J. Quantum Electron. Correspondence (1967), p. p. 330-331.
- [5] WM. D. Fountain et al. "Comparison of Kr and Xe Flashlamps for Nd:YAG Lasers". IEEE J. Quantum Electron. QE-6 (1970), p. p. 684-687.
- [6] Perkin Elmer Optoelectronics, "High performance arc and flashlamps" Manual Técnico.
- [7] J. H. Goncz. "Resistivity of Xenon plasma". J. Appl. Phys. 36 (1965), p. p. 742-743.
- [8] E. G. Mavroyannakis, "Electrical resistivity of noble gas pulsed discharges". IEEE trans. electron devices. ED-19 (1971), pp.115-118.
- [9] J. R. Oliver, F. S. Barnes. "Rare gas flashlamps: The state of the art and unsolved problems," Proc. IEEE (Special Issue on Atomic and Molecular Plasmas), 59 (1971), p.p. 638-644.
- [10] J: F. Holzrichter, J. L. Emmett, "Design and analysis of a high brightness axial flash lamp,". Appl. Opt. 8 (1969), p.p. 1459-1465.
- [11] J. P. Markiewicz, J. L. Emmett. "Design of flashlamp driving circuits". IEEE J. Quantum Electron. QE-2 (1966), p. p. 707-711.
- [12] D. C. Brown, T-S. N. Nee. "Design of single mesh flashlamp driving circuits with resistive losses". IEEE trans. electron devices. ED-24 (1977), p. p. 1285-1287.
- [13] F. Schuda. "Flashlamp-pumped laser technology", SPIE Proc. 609 (1986), p. 177.
- [14] Noblelight, 3^a ed. "Flashlamps for science and industry". Manual técnico.
- [15] McLeod, Alex. "Design considerations for triggering flashlamps".
- [16] W. R. Hook et al. "Xenon flaslamp triggering for laser applications". IEEE trans. electron devices. ED-9 (1972), p.p. 308-314.
- [17] W. F. Hug, R. C. Lee. "Trigger Reliability of Xenon Flashlamps". IEEE trans. electron devices. ED-23 (1976), p.p. 1166-1169.
- [18] http://www.kenteklaserstore.com/flashlamps_39.aspx
- [19] <http://www.directedlight.com/components/lamps.html#flashlamps>.
- [20] M. S. Mangir, D. A. Rockwell. "Measurements of heating and energy storage in flashlamp-pumped Nd:YAG and Nd-Doped phosphate laser glasses". IEEE J. Quantum Electron. QE-22 (1986), p.p. 574-580.

[21] J. H. Kelly, D. C. Brown, y K. Teegarden, "Time resolved spectroscopy of large bore Xe flashlamps for use in large aperture amplifiers". Appl. Opt. 19 (1980), p.p. 3817-3823.

[22] G. J. Linford, R. A. Saroyan, J. B. Trenholme, y M. J. Weber, "Measurement and modeling of gain coefficients for neodymium laser glasses". IEEE J. Quantum Electron. QE-15 (1979), pp. 510-523.

[23] Heraeus. "The lamp book". Manual técnico. Disponible en: <http://www.heraeus-noblelight.com/en/laser-lamps/information-for-laser-lamps/services-and-events/the-lamp-book.html>.

[24] R. H. Dishington, et al. Appl. Opt., 13, 10, 2300-2312, (1974).