



Departament d'Enginyeria Electrònica Elèctrica i Automàtica

Realización de un resistor libre de pérdidas para un sistema de iluminación con diodos LED

TITULACION: Ingeniería Técnica Industrial en Electrónica Industrial

Autor: Mirko Bodetto

Director: Ángel Cid Pastor

Fecha: Febrero / 2010

Índice general

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | INTRODUCCIÓN | 1 |
| 1.1 | Descripción y tipos de iluminación | 1 |
| 1.1.1 | Lámpara incandescente..... | 1 |
| 1.1.1.1 | Características | 2 |
| 1.1.2 | Lámpara halógena..... | 2 |
| 1.1.2.1 | Características | 2 |
| 1.1.3 | Lámpara fluorescente..... | 2 |
| 1.1.3.1 | Elementos y funcionamiento | 2 |
| 1.1.3.2 | Características | 3 |
| 1.1.4 | Lámpara fluorescente Compacta (CFL)..... | 4 |
| 1.1.5 | LED | 4 |
| 1.1.5.1 | Funcionamiento..... | 4 |
| 1.1.5.2 | Características | 6 |
| 1.1.6 | O-LED | 6 |
| 1.1.7 | HB-LED (High Brightness LEDs)..... | 7 |
| 1.1.7.1 | Características destacables:..... | 7 |
| 1.1.8 | Utilización de los HBLEDs | 8 |
| 1.1.9 | Resumen y comparativa de las secciones anteriores | 9 |
| 1.2 | Análisis del rectificador..... | 10 |
| 1.2.1 | Pre-regulador PFC y LFR | 12 |
| 1.2.2 | Características generales de convertidores DC-DC | 13 |
| 1.2.3 | Elección y descripción del convertidor:..... | 14 |
| 1.3 | Aplicación del control en modo deslizante para la realización de un LFR | 15 |
| 2 | SINTESIS DE LFR BASADO EN UN SEPIC MEDIANTE CONTROL EN MODO DESLIZANTE | 16 |
| 2.1 | Funcionamiento básico del SEPIC | 17 |
| 2.2 | Análisis del convertidor SEPIC en funcionamiento como “LFR” | 18 |
| 2.2.1 | Ecuaciones del control equivalente..... | 18 |
| 2.2.2 | Punto de equilibrio..... | 21 |
| 2.2.2.1 | Verificaciones de las hipótesis planteadas: | 21 |
| 2.2.3 | Análisis de la estabilidad con carga resistiva | 22 |
| 2.2.4 | Validez de la relación r_o/R | 26 |
| 2.2.5 | Observaciones sobre el punto de trabajo con la carga no lineal:..... | 26 |
| 3 | APLICACIÓN DE UN LFR BASADO EN EL CONVERTIDOR SEPIC PARA LOS HBLEDs | 30 |
| 3.1 | Descripción de los HBLEDs seleccionados | 30 |
| 3.2 | Valores característicos del convertidor del SEPIC | 33 |
| 3.3 | Verificaciones mediante simulación con PSIM..... | 34 |
| 3.3.1 | Simulación del LFR con carga lineal: resistencia estática equivalente. | 34 |
| 3.3.2 | Respuesta a una perturbación en la entrada | 36 |
| 3.3.3 | Respuesta a una perturbación en la carga | 38 |
| 3.3.4 | Simulación del LFR como pre-regulador para un PFC | 39 |
| 3.3.5 | Simulación con el modelo de la carga real (3 HBLED en serie)..... | 40 |
| 4 | PROTOTIPO EXPERIMENTAL | 43 |
| 4.1 | Implementación del circuito (Orcad ^[21]) | 43 |
| 4.1.1 | Esquema del circuito..... | 43 |
| 4.1.2 | Selección de componentes | 45 |
| 4.1.3 | Impresión de la placa | 52 |
| 4.2 | Caracterización de elementos:..... | 55 |
| 4.2.1 | Caracterización de la carga | 55 |
| 4.2.2 | Características del multiplicador utilizado AD633: | 57 |
| 4.3 | Análisis en laboratorio | 58 |
| 4.3.1 | Alimentación con tensión continua..... | 58 |
| 4.3.2 | Respuesta ante una perturbación de la carga del 50% | 60 |
| 4.3.3 | Alimentación con tensión alterna funcionamiento como PFC | 64 |
| 4.3.4 | Relación de potencias | 66 |
| 4.4 | Problemas observados, soluciones adoptadas y posibles soluciones a los problemas no resueltos. | 70 |
| 5 | CONCLUSIONES Y LINEAS DE CONTINUACION | 71 |
| 5.1 | Conclusiones..... | 71 |
| 5.2 | Futuras líneas de desarrollo..... | 72 |
| 6 | REFERENCIAS | 73 |

Índice figuras

| | | |
|-------------------|--|----|
| Figura 1. | Esquema de conexiones de una lámpara fluorescente | 3 |
| Figura 2. | Representación simbólica del diodo LED..... | 4 |
| Figura 3. | LED, varios formatos diferentes | 5 |
| Figura 4. | LED, Formato estándar de 5mm redondo ; unidades mm | 5 |
| Figura 5. | Tabla de Compuestos empleados en la construcción de LEDs. | 6 |
| Figura 6. | Esquematación de O-leds empleados en pantallas..... | 7 |
| Figura 7. | Curva V-I de leds comerciales de alta potencia..... | 8 |
| Figura 8. | Balance energético de una lámpara genérica | 9 |
| Figura 9. | Tabla final comparativa ^[20] | 9 |
| Figura 10. | Rectificador: a) Puente diodo idea sin filtro, b) Con filtro capacitivo | 10 |
| Figura 11. | Variables de salida de un Puente diodo | 10 |
| Figura 12. | Rectificación con puente diodo y filtro capacitivo en la carga..... | 11 |
| Figura 13. | FFT de las corrientes con alto contenido armónico..... | 11 |
| Figura 14. | Corrector de Factor de Potencia (PFC) | 12 |
| Figura 15. | a) Bloque genérico de un convertidor , b)Tabla de comparativa de diversas topologías mencionadas ^[4] | 13 |
| Figura 16. | Convertidores con corrientes de entrada no pulsantes ganancias y graficas de ganancias: | 14 |
| Figura 17. | Diagrama de bloques de un convertidor conmutado con características de LFR..... | 16 |
| Figura 18. | Esquema básico de un convertidor SEPIC..... | 17 |
| Figura 19. | Esquema de un convertidor SEPIC (ON/OFF)..... | 17 |
| Figura 20. | Esquema de un convertidor SEPIC (ON/OFF)..... | 18 |
| Figura 21. | Verificación de la primer condición de estabilidad | 24 |
| Figura 22. | Verificación de : $(a_2 a_1 - a_0) > 0$ mediante Maple 12.0 | 25 |
| Figura 23. | Verificación de : $(a_2 a_1 - a_0) > 0$ con modelización de carga real | 29 |
| Figura 24. | Tabla de HBLEDs destacables y comerciales de la firma “Cree,Inc.” | 30 |
| Figura 25. | Tabla de luminosidad de los HBLEDs de la firma “Cree,Inc.” | 31 |
| Figura 26. | Imágenes de los HBLEDs XLamp de la firma “Cree,Inc.” | 31 |
| Figura 27. | PCB de aluminio para mejor disipación de temperatura de los HBLEDs..... | 31 |
| Figura 28. | Curvas características de los HBLEDs MC-E de la firma “Cree,Inc.” | 32 |
| Figura 29. | a) Esquema de PSIM del convertidor SEPIC como LFR , b) Carga vista por la línea | 35 |
| Figura 30. | Respuesta del convertidor, a perturbaciones tipo escalón en la entrada..... | 37 |
| Figura 31. | Respuesta del convertidor, a perturbaciones tipo escalón en la carga..... | 38 |
| Figura 32. | Esquema de PSIM del convertidor SEPIC como LFR | 39 |
| Figura 33. | Respuesta en régimen estacionario del LFR como PFC..... | 40 |
| Figura 34. | Esquema ideal del circuito real: carga 3 HBLED's en serie | 41 |
| Figura 35. | Variables de entrada y salida con carga de HBLEDs | 41 |
| Figura 36. | Diagrama frecuencial de variables de entrada con carga de HBLEDs | 42 |
| Figura 37. | Esquema completo del circuito | 44 |
| Figura 38. | Esquema del SEPIC y sensado de variables | 45 |
| Figura 39. | Amplificación de los sensados de corrientes | 48 |
| Figura 40. | Multiplicador analógico para la ecuación de la superficie de deslizamiento. | 49 |
| Figura 41. | Circuito de histéresis y driver para excitar el MOSFET..... | 49 |
| Figura 42. | Modelo de salida del LM311 | 50 |
| Figura 43. | Listado de componentes | 51 |
| Figura 44. | Distribución de zonas y componentes de la placa del circuito impreso | 52 |
| Figura 45. | Circuito impreso: a) caras superior, b) inferior, c) ambas caras del impreso..... | 53 |
| Figura 46. | Circuito impreso montado..... | 54 |
| Figura 47. | Trabajo en laboratorio con circuito impreso..... | 54 |
| Figura 48. | Mediciones tomadas para un HBLED | 55 |
| Figura 49. | Curva y datos característicos de un HBLED..... | 56 |
| Figura 50. | Mediciones tomadas para caracterizar el AD633 | 57 |
| Figura 51. | Grafica comparativa del análisis del multiplicador | 58 |
| Figura 52. | Variables de entrada y salida con: $V_i=25$, $R_L=10 \Omega$, $R(\text{control})=9$ | 58 |
| Figura 53. | Modelización del HBLED | 59 |
| Figura 54. | Variables de entrada y salida con: $V_i=25$, $R(\text{control})=4$, $R_L=(D+E=27V+r=10 \Omega)$ | 60 |
| Figura 55. | Variables de entrada del circuito con perturbación en la carga del 50% | 61 |
| Figura 56. | Variables de salida con variación del 50% de la R_L a 10Hz, $R=7$ | 62 |
| Figura 57. | Variables de entrada y salida con variación del 50% de la R_L a 10Hz, $R=5$ | 63 |
| Figura 58. | LFR con entrada senoidal, variables de entrada | 64 |
| Figura 59. | Variables de salida y control del LRF con entrada senoidal..... | 66 |
| Figura 60. | Tabla de relación de potencias Vs R_{control} | 67 |
| Figura 61. | Grafica de potencia Vs R_{control} | 67 |
| Figura 62. | Grafica de rendimiento Vs R_{control} | 68 |
| Figura 63. | Tabla de relación de potencias Vs tensión de entrada | 68 |
| Figura 64. | Potencia de entrada y salida Vs tensión de alimentación | 69 |
| Figura 65. | Rendimiento Vs tensión de alimentación..... | 69 |
| Figura 66. | Esquema simplificado de un HQR (SEPIC) con control deslizante, con ajuste de I_o | 72 |

Resumen:

Este proyecto plantea el uso de las nuevas tecnologías de iluminación que se vienen desarrollando sobre los LEDs de alto brillo (HBLEDs) debido a su alto rendimiento energético. El inconveniente que presentan es la alimentación, ya que son dispositivos semiconductores de muy baja potencia. Teniendo en cuenta su alto rendimiento, implementaremos una etapa de adaptación de tensión y corriente con el objetivo de introducir la menor cantidad de armónicos en la red. Para ello, haremos uso de un corrector de factor de potencia activo, basado en el convertidor conmutado continua-continua SEPIC. Mediante un control en modo deslizante se impondrá que el convertidor se comporte como un resistor libre de pérdidas (LFR). Así pues, el LFR actuará como un rectificador ideal con factor de potencia próximo a la unidad.

1 INTRODUCCIÓN

La iluminación es parte fundamental de vida; hasta hace poco tiempo y aun actualmente una de las mejores alternativas para brindar luz de la forma más nítida posible es a través de la iluminación halógena. Este producto tiene un rendimiento un poco superior a las bombillas incandescentes, pero ronda por los 18 a 22 lm/W (lúmenes por vatio); a diferencia de las lámparas fluorescentes o CFL que se destacan por su mayor rendimiento en un entorno de 50 a 90 lm/W.

Una nueva forma de iluminación que se viene desarrollando en estos últimos años son los LEDs de alto brillo (HBLEDs). Debido al avance reciente en la luz que emite este diodo la tecnología, HBLED se hace factible la iluminación residencial, en la industria y usos comerciales para sustituir los bulbos incandescentes, bulbos de halógeno, y aún lidiar con las bombillas fluorescentes.

Este proyecto se basa en este tipo de iluminación que se encuentra actualmente en la etapa de desarrollando, donde se destaca el rendimiento de estos semiconductores. El “inconveniente” que presentan es la alimentación ya que son dispositivos de muy baja potencia (en comparación con otras luminarias), y que al ser semiconductores deben alimentarse con una corriente continua, motivo por el cual debe existir una etapa de adaptación entre los LEDs y la toma de corriente normalizada (220 Vrms, 50 Hz).

Con el objetivo de introducir la menor cantidad de armónicos en la red; implementaremos un corrector del factor de potencia activo basado en un convertidor conmutado continua-continua SEPIC. Este convertidor se controlará mediante un control en modo deslizante que impondrá al convertidor un comportamiento como resistor libre de pérdidas, en inglés Loss Free Resistor (LFR). Así pues, el LFR actuará como un rectificador ideal con factor de potencia próximo a la unidad.

A continuación haremos una breve descripción de las formas de iluminación actuales, para poder realizar una comparativa de cada tipo de luminaria. Luego de esto veremos los problemas en cuanto a disminución del factor de potencia e introducción de armónicos que surgen al utilizar rectificadores con puente de diodos y filtro capacitivo. Se introducirá el concepto de rectificador ideal para realizar un pre-regulador de factor de potencia y posteriormente se presentarán las principales topologías de convertidores DC-DC.

1.1 Descripción y tipos de iluminación

Se detallará a continuación distintos tipos de lámparas.

1.1.1 Lámpara incandescente

Una lámpara incandescente produce luz mediante el calentamiento de un filamento metálico (actualmente wolframio), hasta ponerlo al “rojo blanco”, mediante el paso de corriente eléctrica. La eficiencia de estas lámparas es muy baja ya que solo el 10% de la energía utilizada se transforma en luz, y el 90% restante se transforma en calor.

1.1.1.1 Características

En cuanto a las características generales de las lámparas incandescente se destacan por tener el más bajo rendimiento de todas las lámparas utilizadas entre 10 a 16 lm/W y la menor vida útil, unas 1000 horas, pero es la más popular por su bajo precio. En cuanto a la coloración de la luz tampoco ofrece muy buena reproducción de los colores (rendimiento de color), ya que no emite en la zona de colores fríos.

1.1.2 Lámpara halógena

La lámpara halógena es una variante de la incandescente, en la que el vidrio se sustituye por un compuesto de cuarzo, que soporta mejor el calor y el filamento se encuentra entre gases que mejoran la vida útil.

Algunos detalles que las diferencias son que su filamento esta dentro de una cobertura de cristal de cuarzo con gas halógeno en su interior, permitiendo esto que el filamento pueda alcanzar altas temperaturas sin deteriorarse, de esta forma aumenta la eficiencia y una luz emitida es más blanca que las bombillas comunes.

1.1.2.1 Características

Con estas variantes la lámpara halógena mejora su rendimiento llegando a unos 18 a 22 lm/W y una vida útil de 1.500 horas.

1.1.3 Lámpara fluorescente

Llamada también tubo fluorescente, en su interior posee vapor de mercurio a baja presión, para generar un flujo de corriente. Su gran ventaja frente a otras lámparas, es su eficiencia, motivo por el que es utilizada para la iluminación doméstica e industrial.

Está formada por un tubo o bulbo fino de vidrio revestido interiormente con una sustancia que contiene fósforo y otros elementos que emiten luz al recibir una radiación ultravioleta de onda corta. El tubo contiene una pequeña cantidad de vapor de mercurio y un gas inerte, (argón o neón), sometidos a una presión ligeramente inferior a la presión atmosférica. Asimismo, en los extremos del tubo existen dos filamentos hechos de tungsteno que son los encargados de calentar esta atmosfera para hacerla conductora.

1.1.3.1 Elementos y funcionamiento

En la Figura 1 se aprecian los elementos de que consta la instalación de una lámpara fluorescente.

En esta figura se distinguen, aparte de la propia lámpara, dos elementos fundamentales: el cebador y la reactancia inductiva.

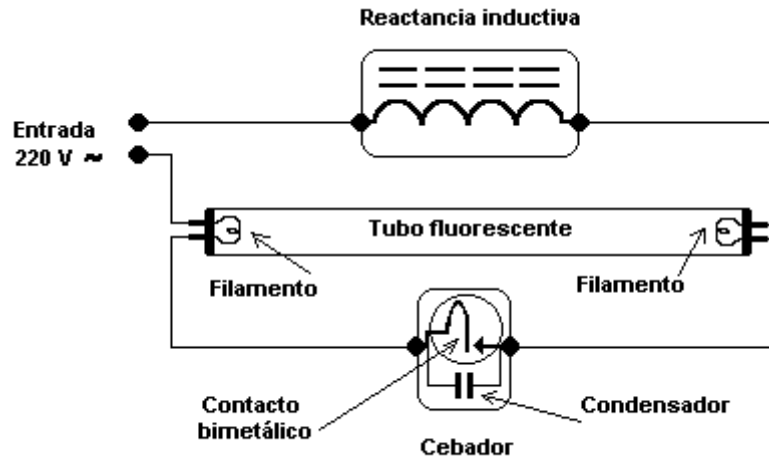


Figura 1. Esquema de conexiones de una lámpara fluorescente

El cebador, formado por una pequeña ampolla rellena de gas neón a baja presión y un bimetálico en su interior, es el encargado de crear cortes intermitentes de corriente (mientras esta circulando por este) para generar, junto con la bobina, pico de tensión. Estos picos hacen calentar a los filamentos generando un plasma conductor dentro del tubo. Este plasma excita los átomos del vapor de mercurio que, como consecuencia, emiten luz visible y ultravioleta. El revestimiento interior del tubo hace de filtro para convertir la luz ultravioleta en visible. Una vez que la corriente está circulando por el plasma este presenta una característica tensión corriente con pendiente negativa por tal motivo se coloca un elemento limitador de corriente para mantenerla dentro de límites; este limitador es la reactancia inductiva de la figura 1. Finalmente, la disminución de la resistencia interna del tubo (una vez encendido), hace que la corriente ya no circule por el cebador.

En cuanto a las reactancias electrónicas, constan de un circuito interno y una pequeña bobina que logran arranques instantáneos de la lámpara y sin parpadeos.

1.1.3.2 Características

Las lámparas fluorescentes son unas de las más altas en rendimientos, puede estimarse entre 50 y 90 lm/W. Su vida útil es también mucho mayor, pudiendo variar con facilidad entre 5000 h y más de 15000 h (entre 5 y 15 veces más que las halógenas).

Un par de cosas a tener en cuenta es que la luminosidad de la lámpara depende de la superficie emisora, de modo que al variar la potencia varía el tamaño. Otro detalle es que estas **no** dan una luz continua, sino que presentan un parpadeo a frecuencia de red (50 o 60 Hz) lo que produce a veces un efecto estroboscópico; a diferencia de esto con las reactancias electrónicas esto se produce en el orden de las pocas decenas de kHz con lo que ya nuestra vista no detecta ese parpadeo.

1.1.4 Lámpara fluorescente Compacta (CFL)

Presentes ya hace varias décadas las lámparas CFL han incrementado su uso debido a las mejoras en su funcionamiento y la reducción de sus precios. El avance más importante de tecnología en lámparas, ha sido el reemplazo de los balastos magnéticos y cebadores por los del tipo electrónico. Esto ha permitido la eliminación del "parpadeo" y del lento encendido tradicionalmente asociado a la iluminación fluorescente, así como un ahorro de peso de la propia lámpara. Estas lámparas utilizan un 80% menos de energía y pueden durar hasta 12 veces más.

En el mercado de las CFL se ha destacado la producción a partir de que el tubo, un balasto electrónico se montara en un borne atornillable para portalámparas estándar (E27 o E14), lo que permitió que las lámparas incandescentes sean sustituidas fácilmente.

1.1.5 LED

Es un dispositivo semiconductor (diodo) que emite luz cuando se polariza de forma directa la unión PN del mismo y circula por él una corriente eléctrica; se conoce como LED (acrónimo del inglés de *Light-Emitting Diode*). El color (longitud de onda), depende del material semiconductor empleado en la construcción del diodo y puede variar desde el ultravioleta, pasando por el visible, hasta el infrarrojo. Los LED que emiten luz ultravioleta reciben el nombre de UV-LED (*UltraViolet Light-Emitting Diode*) y los que emiten luz infrarroja suelen nombrarse como IRED (*Infra-Red Emitting Diode*).

1.1.5.1 Funcionamiento

El funcionamiento físico consiste en que, en los materiales semiconductores, un electrón al pasar de la banda de conducción a la de valencia, pierde energía. La energía desarrollada puede manifestarse en forma de un fotón desprendido; y que esta se manifieste como un fotón u otra forma de energía también depende del material semiconductor.

Cuando un diodo se polariza directamente, los "huecos" de la zona p se mueven hacia la zona n y los "electrones" de la zona n hacia la zona p; ambos desplazamientos de cargas constituyen la corriente que circula por el diodo. Si los electrones y huecos están en la misma región, pueden recombinarse, es decir, los electrones pueden pasar a "ocupar" los huecos, "cayendo" desde un nivel energético superior a otro inferior más estable, lo cual produce una emisión de fotones en caso de ser un LED (de luz visible) ya que su diseño se ha desarrollado con este propósito. En otros diodos, la energía se libera en forma de calor, o radiaciones infrarroja o ultravioleta.

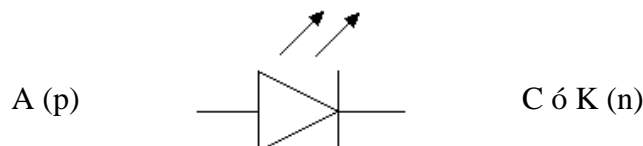


Figura 2. Representación simbólica del diodo LED

En general la representación de un LED es como en la figura 2 y comúnmente son encapsulados en una cubierta de plástico. En cuanto a la utilización de estos podemos ver que cada día son más utilizados y en diferentes campos, desde indicadores, pasando por señalizaciones y hasta ahora cuando comienzan a utilizarse para iluminación dependiendo de sus características y formatos (figura 3). En las figura 4 se aprecian las dimensiones físicas de un LED redondo de 5 mm.

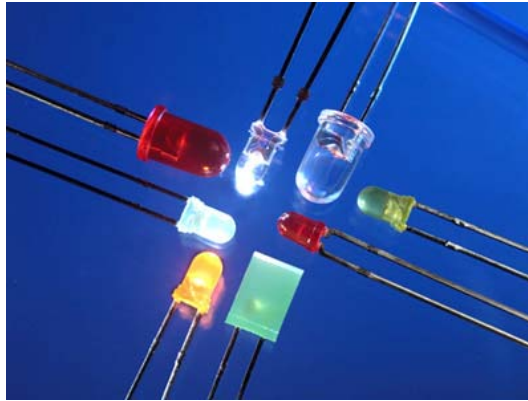


Figura 3. LED, varios formatos diferentes

Los valores típicos de corriente de polarización de un LED están comprendidos entre los 10 y los 40 mA dependiendo esta de su aplicación. En general, los LEDs suelen tener mejor eficiencia cuanto menor es la corriente que circula por ellos, con lo cual, se suele buscar un compromiso entre la intensidad luminosa que producen y la eficiencia. En cuanto a la tensión de operación va desde 1,8 hasta 3,8 voltios aproximadamente que está relacionado con el material de fabricación y el color de la luz.

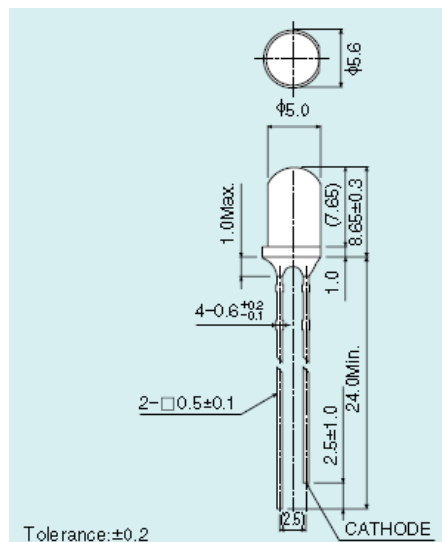


Figura 4. LED, Formato estándar de 5mm redondo ; unidades mm

Usualmente un LED es una fuente de luz compuesta con diferentes partes, razón por la cual el patrón de intensidad de la luz emitida puede ser bastante complejo. Se hace un detalle de la coloración de la luz y longitud de onda, en función de los compuestos empleados para la fabricación en la tabla de la figura 5.

| Compuestos empleados en la construcción de LED. | | |
|---|--------------------------|---------------|
| Compuesto | Color | Long. de onda |
| Arseniuro de galio (GaAs) | Infrarrojo | 940nm |
| Arseniuro de galio y aluminio (AlGaAs) | Rojo e infrarrojo | 890nm |
| Arseniuro fosfuro de galio (GaAsP) | Rojo, naranja y amarillo | 630nm |
| Fosfuro de galio (GaP) | Verde | 555nm |
| Nitruro de galio (GaN) | Verde | 525nm |
| Seleniuro de zinc (ZnSe) | Azul | |
| Nitruro de galio e indio (InGaN) | Azul | 450nm |
| Carburo de silicio (SiC) | Azul | 480nm |
| Diamante (C) | Ultravioleta | |
| Silicio (Si) | En desarrollo | |

Figura 5. Tabla de Compuestos empleados en la construcción de LEDs.

1.1.5.2 Características

Comercialmente los LEDs están diseñados para potencias del orden de los 30 a 60 mW. En torno a 1999 se introdujeron en el mercado diodos capaces de trabajar con potencias de 1 W; estos diodos tienen matrices semiconductoras de dimensiones mucho mayores para poder soportar tales potencias e incorporan aletas metálicas para la disipación de temperatura.

Actualmente, se están desarrollando y a comercializando LEDs con prestaciones muy superiores y con un futuro muy interesante en campos de iluminación. Como ejemplo, se puede destacar que Nichia Corporation ha desarrollado LEDs de luz blanca con una eficiencia luminosa de 150 lm/W, utilizando para ello una corriente de polarización directa de 20 mA. Esta eficiencia, comparada con otras fuentes de luz en términos de eficiencia sólo, es aproximadamente 1,7 veces superior a la de la lámpara fluorescente su eficiencia es incluso más alta que la de la lámpara de vapor de sodio de alta presión (132 lm/W), que está considerada como una de las fuentes de luz más eficientes ^[1].

1.1.6 O-LED

El comienzo del siglo XXI ha visto aparecer los diodos OLED (LED orgánicos), fabricados con materiales polímeros orgánicos semiconductores. Aunque la eficiencia lograda con estos dispositivos está lejos de la de los diodos inorgánicos, su fabricación promete ser considerablemente más barata que la de aquellos, siendo además posible depositar gran cantidad de diodos sobre cualquier superficie empleando técnicas de pintado para crear pantallas a color.

Una solución tecnológica que pretende aprovechar las ventajas de la eficiencia alta de los LEDs típicos (hechos con materiales inorgánicos principalmente) y los costes menores de los OLEDs (derivados del uso de materiales orgánicos) son los sistemas de iluminación híbridos (Orgánicos/Inorgánicos) basados en diodos emisores de luz. Dos ejemplos de este tipo de solución tecnológica los está intentado comercializar la empresa Cyberlux con los nombres de Hybrid White Light (HWL) (Luz Blanca Híbrida) y Hybrid Multi-color Light (HML) (Luz Multicolor Híbrida), cuyo resultado, puede producir sistemas de iluminación mucho más eficientes y con un coste menor que los actuales. ^[2]

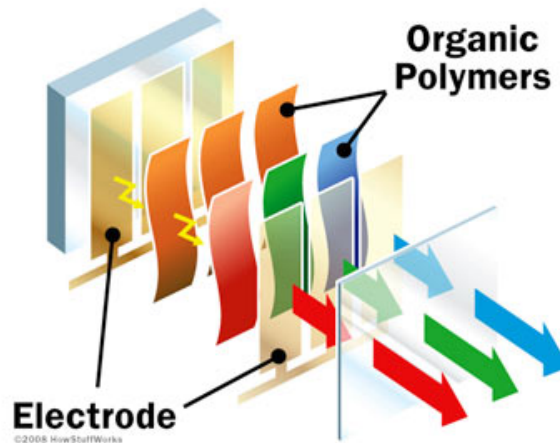


Figura 6. Esquematación de O-leds empleados en pantallas

1.1.7 HB-LED (High Brightness LEDs)

El actual desarrollo de la iluminación en estos últimos años cede el paso a los LEDs de alto brillo (HBLEDs). Esta tecnología hace factible la iluminación residencial, en industria y usos comerciales para sustituir las formas habituales utilizadas.

Con el desarrollo de nuevos materiales y procesos de fabricación, la nueva fuente de iluminación (los HBLEDs) ahora atrae tanto al sector académico como al industrial. De hecho los LEDs han sido usados durante décadas para usos de baja luminosidad (señales, signos, marcas, 7 segmentos, etc.). También es usado actualmente como la iluminación de para algunos casos especiales, como la iluminación del interior del automotor, el destello fotográfico, la iluminación de emergencia, etc.

Sin embargo, es sólo recientemente con la introducción del HBLED blanco, que se amplía el uso a la iluminación. Por ejemplo, en 2006, Cree Inc. Ha mostrado un prototipo de HBLED blanco con una alta eficacia luminosa: 131 LM/W. Comparado con el resto de fuentes de luminosidad utilizadas normalmente los HBLEDs tienen la eficacia del 30 % y mucho más posibilidades de desarrollo.

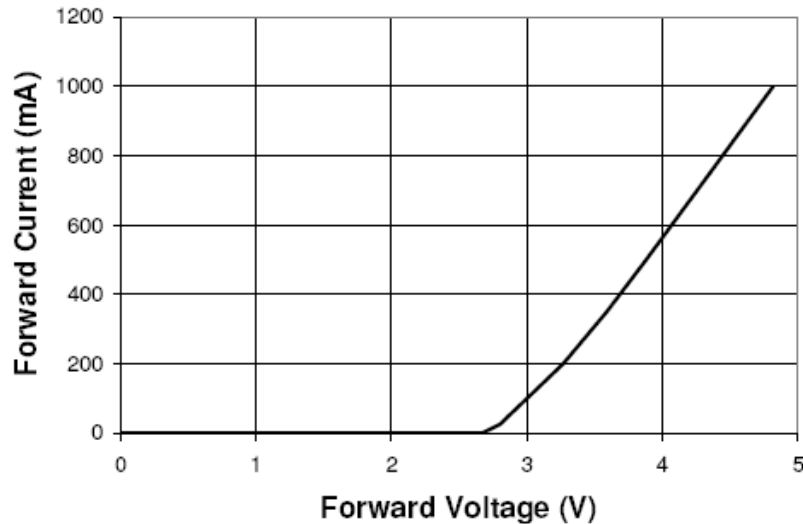
1.1.7.1 Características destacables:

- direccionalidad de la luz emitida
- menor disipación de calor (lo cual trae aparejado menos pérdidas de energía y menos necesidad de refrigerar el ambiente donde se encuentren estas luminarias)
- mucho menos frágiles
- menor tamaño: puede ser instalado sobre una tarjeta de circuitos impresos (PCB).
- no es sensible a vibraciones y cambios bruscos de ambientes
- vida útil mucho más larga (100 000 horas que son más de 10 veces de CFL)
- alta velocidad de encendido

Los parámetros típicos de funcionamiento de los HBLEDs (teniendo en cuenta diferentes colores además del blanco) son:

$$I_d = (200, 1000) \text{ mA} \quad V_d = (2.8, 4.8) \text{ V}$$

Como vemos en la figura 7 donde podemos observar que podríamos estar trabajando casi hasta los 5 W en un único HBLED



White, Royal Blue, Blue, Cyan, Green

Figura 7. Curva V-I de leds comerciales de alta potencia (Cree® XLamp® XR LED) ^[5]

Para una luminaria debemos formar una cadena de LEDs en serie y/o paralelo donde necesitaremos una tensión y corriente adecuada a la configuración empleada.

Por las características V-I de los LEDs sabemos que para un amplio rango de corriente de operación, la iluminación presentada por estos (los lúmenes) es aproximadamente proporcional a dicha corriente. Por lo tanto el brillo puede ser controlado operando sobre la corriente de salida del circuito convertidor de tensión.

Un método muy utilizado para conseguir esta funcionalidad es la modulación PWM ya que los LEDs admiten una conexión y desconexión muy rápida.

El coste, tamaño, y eficiencia son consideraciones trascendentales al seleccionar la topología apropiada del convertidor para estos usos. Por lo tanto, la topología con menos componentes, de mejor eficacia, y de menor tamaño, será preferida.

1.1.8 Utilización de los HBLEDs

El uso de diodos LED en el ámbito de la iluminación (incluyendo la señalización de tráfico) es moderado y es previsible que se incremente en el futuro, ya que sus prestaciones son superiores a las de la lámpara incandescente y la lámpara fluorescente, desde diversos puntos de vista. La iluminación con LEDs presenta indudables ventajas: fiabilidad, mayor eficiencia energética, mayor resistencia a las vibraciones, mejor visión ante diversas circunstancias de iluminación, menor disipación de energía, menor riesgo para el medio ambiente, capacidad para operar de forma intermitente de modo continuo, respuesta rápida, etc. Asimismo, con LEDs se pueden producir luces de diferentes colores con un

rendimiento luminoso elevado, a diferencia de muchas de las lámparas utilizadas hasta ahora, que tienen filtros para lograr un efecto similar (lo que supone una reducción de su eficiencia energética). Todo ello pone de manifiesto las numerosas ventajas que los LEDs ofrecen.

Los LEDs de Luz Blanca son uno de los desarrollos más recientes y se pueden considerar como un intento muy bien fundamentado para sustituir las bombillas actuales por dispositivos mucho más ventajosos. En la actualidad se dispone de tecnología que consume un 92% menos que las bombillas incandescentes de uso doméstico común y un 30% menos que la mayoría de los sistemas de iluminación fluorescentes; además, estos LEDs pueden durar hasta 20 años y suponer un 200% menos de costes totales de propiedad si se comparan con las bombillas o tubos fluorescentes convencionales ^[3]. Estas características convierten a los LEDs de Luz Blanca en una alternativa muy prometedora para la iluminación.

1.1.9 Resumen y comparativa de las secciones anteriores

A modo de cierre de esta sección mostramos un esquema donde se presenta gráficamente el rendimiento de una lámpara de forma genérica en la figura 8 y en la figura 9 una tabla comparativa de rendimiento y vida útil de cada tipo de lámpara.



Figura 8. Balance energético de una lámpara genérica

| Tipo de lámpara | Eficacia (lm/W) | Vida promedio (h) |
|----------------------|-----------------|-------------------|
| Incandescente | 10-16 | 1 000 |
| Halógena | 18-22 | 1 500 |
| Fluorescentes | 38-91 | 12 500 |
| CFL | 38-91 | 12 500 |
| Sodio a alta presión | 70-130 | 23 000 |
| LED | | 100 000 |
| HB-LED | 130-190 | 100 000 |

Figura 9. Tabla final comparativa ^[20]

1.2 Análisis del rectificador

Con lo visto hasta ahora, nos planteamos como objetivo de este proyecto es buscar una implementación con una etapa de adaptación que sea capaz de adecuar la forma de la fuente habitual de tensión (220 Vrms, 50 Hz) a los valores de tensión y corriente utilizados por estos HBLEDs. Este convertidor (AC-DC) tendrá como requerimiento esencial el rendimiento para poder mantener la eficiencia de los HBLED en el bloque completo.

Como primer bloque de conversión AC-DC, y considerando una carga resistiva lineal podemos proponer un típico puente diodo (figura 10a), donde obtendremos una salida rectificada con una excursión de 0 V a +Vip (figura 11), donde Vip es la tensión de pico de la senoide; esta forma de onda **no** nos sería de utilidad ya que no encontraríamos en instantes donde el LED se encontraría apagado con una frecuencia igual a dos frecuencia de línea y en otro estaría circulando una corriente máxima que sería destructiva para este.

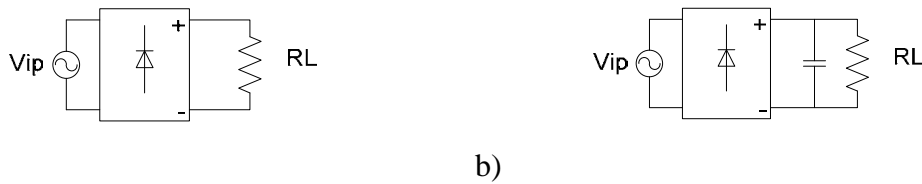


Figura 10. Rectificador: a) Puente diodo ideal sin filtro, b) Con filtro capacitivo

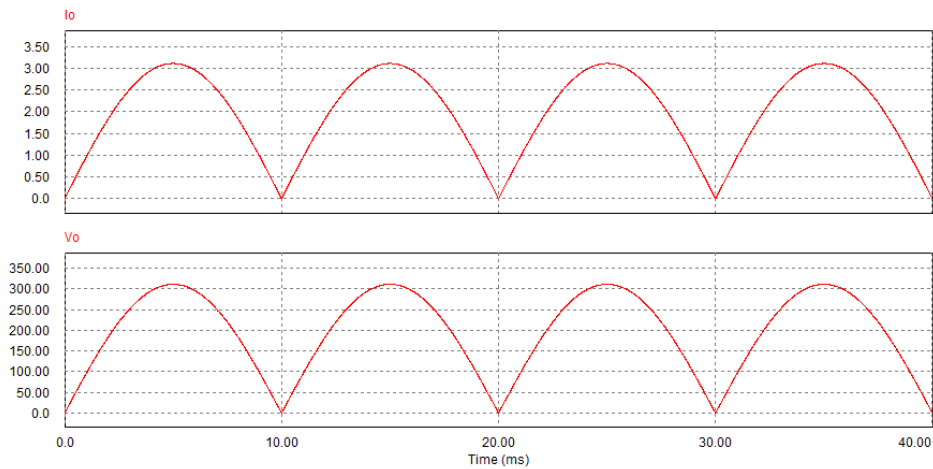


Figura 11. Variables de salida de un Puente diodo

En el caso de efectuar una rectificación con un puente de diodos completo ideal con filtro capacitivo en paralelo con la carga (figura 10b), la corriente de línea deja de ser sinusoidal y adopta una forma de tipo impulsional (figura 12). Los diodos del puente solo conducen durante el tiempo en el que el condensador de filtrado se carga. Debido a la deformación de la corriente de entrada se introducen armónicos en la red, e interferencias electromagnéticas; en la figura 13 vemos los armónicos producidos por los pulsos de corriente vistos en la figura 12.

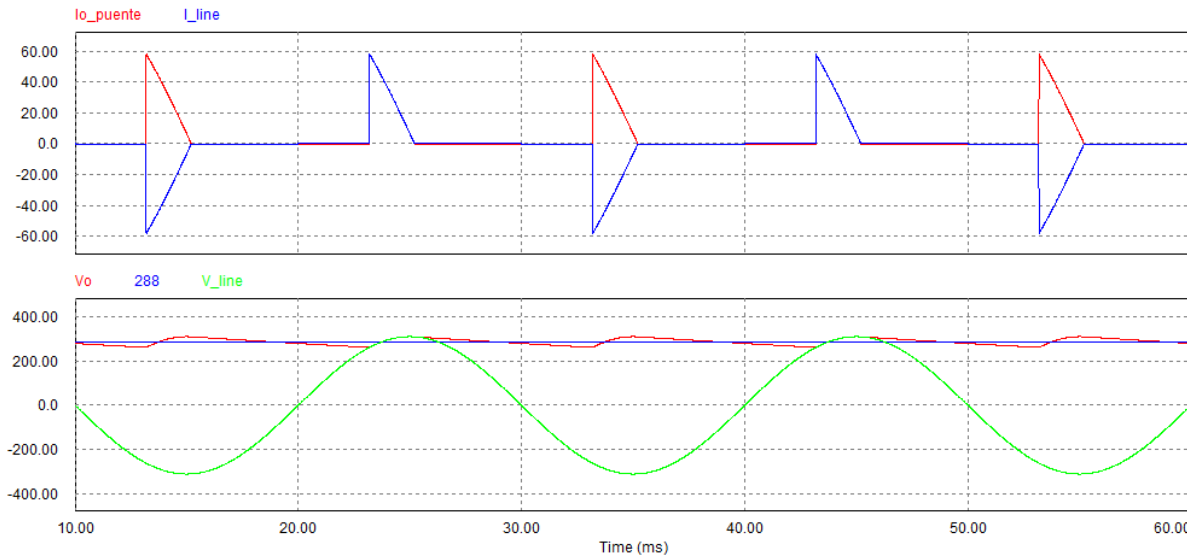


Figura 12. Rectificación con puente diodo y filtro capacitivo en la carga

En este caso podemos ver las formas de onda de las variables de salida del circuito rectificador serían útiles para nuestra implementación, pero como hemos visto nos produce varios inconvenientes en la fuente de entrada con lo cual cargaría a la línea de efectos conocidos e indeseables. Si utilizáramos un filtro inductivo en lugar de este planteado nos encontraríamos con problemas similares.

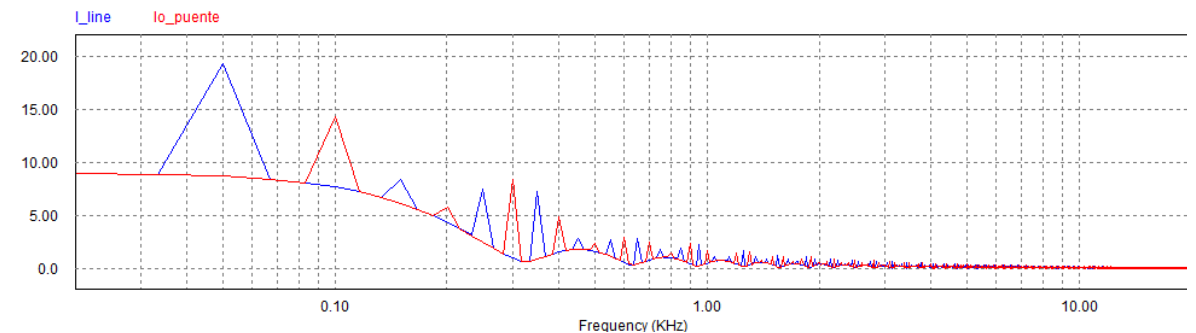


Figura 13. FFT de las corrientes con alto contenido armónico

Una posible solución a la deformación de la corriente de línea es la introducción de filtros pasivos de tipo inductivo en la entrada del puente rectificador o bien en su salida. La utilización de filtros pasivos tiene ciertas ventajas como por ejemplo la simplicidad, fiabilidad, insensibilidad al ruido, no generan interferencias electromagnéticas de alta frecuencia. Sin embargo, tienen también inconvenientes como son el tamaño de los elementos inductivos, pobre respuesta dinámica, complejidad y coste elevado que limitan su utilización para potencias muy elevadas. Además, aunque los armónicos de línea puedan reducirse mediante la utilización de filtros pasivo un excesivo desfase de la componente fundamental podría dar lugar a una reducción del factor de potencia.

Por otro lado los rectificadores de alta calidad (HQR) proporcionan una buena regulación de tensión DC, junto con el alto FP y una pequeña distorsión de corriente de línea [8]. Una limitación inherente a los HQR'S es una respuesta lenta. De hecho, la corriente de entrada sinusoidal implica fluctuaciones de la potencia de entrada (en dos veces la frecuencia de línea), causando un ripple en la salida que puede ser corregido por el lazo de control; de otra manera afectaría a la corriente de entrada.

Este ripple puede ser filtrado a través de un condensador “grande” en la salida, pero este causaría una limitación (lentitud) en el funcionamiento del lazo de control. En la práctica, esta lentitud en la respuesta puede ser aceptable teniendo una solución de compromiso si la distorsión introducida en la línea tiene parámetros aceptables (dentro de los límites planteados por las normas, p.ej. IEC 555-2 y IEEE 519). Tales límites se encuentran especificados en la norma internacional IEC61000-3-2 ^[9].

Con lo visto en esta sección haremos la introducción del concepto de pre-regulador corrector de factor de potencia, en inglés Power Factor Correction (PFC).

1.2.1 Pre-regulador PFC y LFR

La utilización correctores de factor de potencia activos (figura 14) puede permitir que la carga vista por la red se comporte como una resistencia dando lugar a un factor de potencia cercano a la unidad e introduciendo una cantidad despreciable de armónicos a la red.

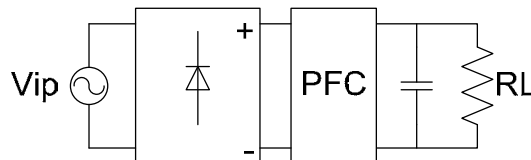


Figura 14. Corrector de Factor de Potencia (PFC)

El resistor libre de pérdidas o LFR es un bipuerto que, como el transformador o el girador de corriente continua, pertenece a la clase de circuitos denominados POPI (“Power Output = Power Input”). La idea del LFR es obtener de un convertidor, que en régimen estacionario, presente una impedancia de entrada de tipo resistivo. Los convertidores reductor-elevador tales como “buck-boost”, “SEPIC” y “Ćuk”, se utilizan por esta propiedad, como correctores de FP mediante la inclusión de un solo lazo de regulación de tensión para el control del PWM ^{[17][18]}.

Estas dos características hacen que estemos tratando un dispositivo ideal de transferencia de potencia, junto con una característica de FP muy cercano a la unidad. Estas particularidades constituyen los elementos canónicos de la síntesis de numerosas funciones de procesado de energía de alta frecuencia.

Una posible aplicación del concepto de un resistor libre de pérdidas (LFR) es su utilización como pre-regulador para la realización de un corrector del factor de potencia activo. Presentamos a continuación las generalidades de los convertidores DC-DC que podrían ser destinados al bloque de PFC de la figura 14.

1.2.2 Características generales de convertidores DC-DC

Varias topologías de convertidores DC-DC “no aislados” pueden ser utilizadas como el pre-regulador de factor de potencia, como el “boost”, “buck-boost”, “SEPIC”, “CUK” o “flyback”; estos convertidores se usan generalmente para baja potencias. Las topologías de convertidores DC-DC “aisladas” también se utilizan como pre-reguladores de FP como el convertidor de medio puente asimétrico, el “push-pull”, el “flyback”, el “forward”; alguna de estas se utilizan para potencias medias.

El convertidor “**boost**” es el más simple y de mejor eficiencia por lo que muchas veces es el favorecido al seleccionar un convertidor para una cadena de LEDs cuando la tensión de fuente es relativamente baja y no es obligatorio el aislamiento galvánico.

De forma similar el convertidor “**flyback**” es el elegido cuando necesitamos aislamiento. Además de esto otra característica útil de este convertidor es que la tensión de entrada puede ser universal, y la salida no esta limitada, sin embargo este utiliza un solo cuadrante, requiere un núcleo voluminoso, y los competentes están operando con un gran estrés de tensión. Con lo que deja de ser una solución optima.

Un convertidor “**SEPIC**” tiene el mejor funcionamiento en corrección de FP, pero la eficacia es más baja que otras soluciones. También puede ser diseñado para la amplia gama de relaciones de entrada/salida y utilización en potencias medias. Además, el convertidor es controlado en dos cuadrantes, lo cual hace mejor utilización del núcleo por lo tanto hace más pequeños los componentes magnéticos.

El funcionamiento de estos convertidores es comparado en la figura 15b

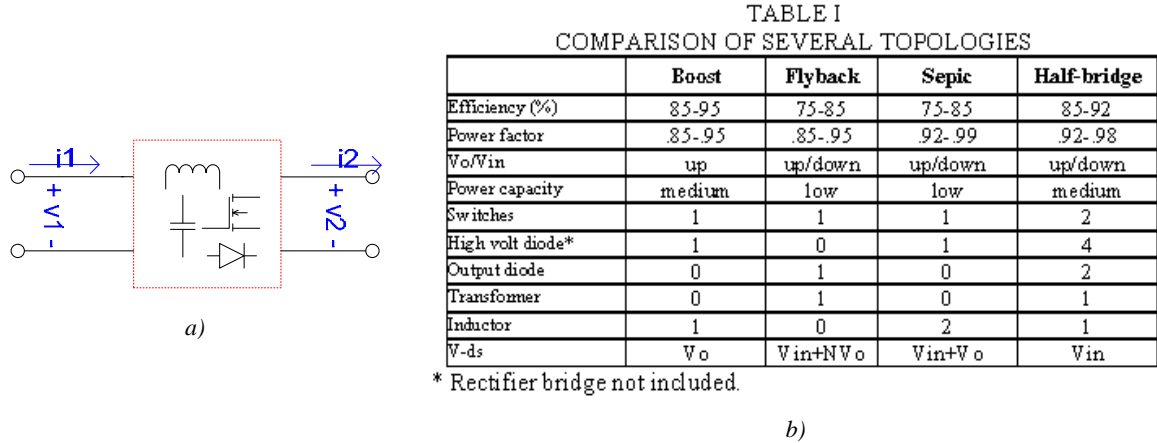


Figura 15. a) Bloque genérico de un convertidor , b) Tabla de comparativa de diversas topologías mencionadas [4]

En los LED, de forma general, la regulación de corriente (proporcional a la luminosidad) se hace a través de un control PWM. Para encender u oscurecer los LEDs, el control del PWM se hace por medio de una señal de referencia (I_{ref}) y se realimenta con la corriente que circula por la cadena de LEDs (I_o); en nuestro caso el control de corriente será implementado de forma similar.

En la figura 16 se representan los convertidores más habituales que presentan una función continua en la corriente de entrada.

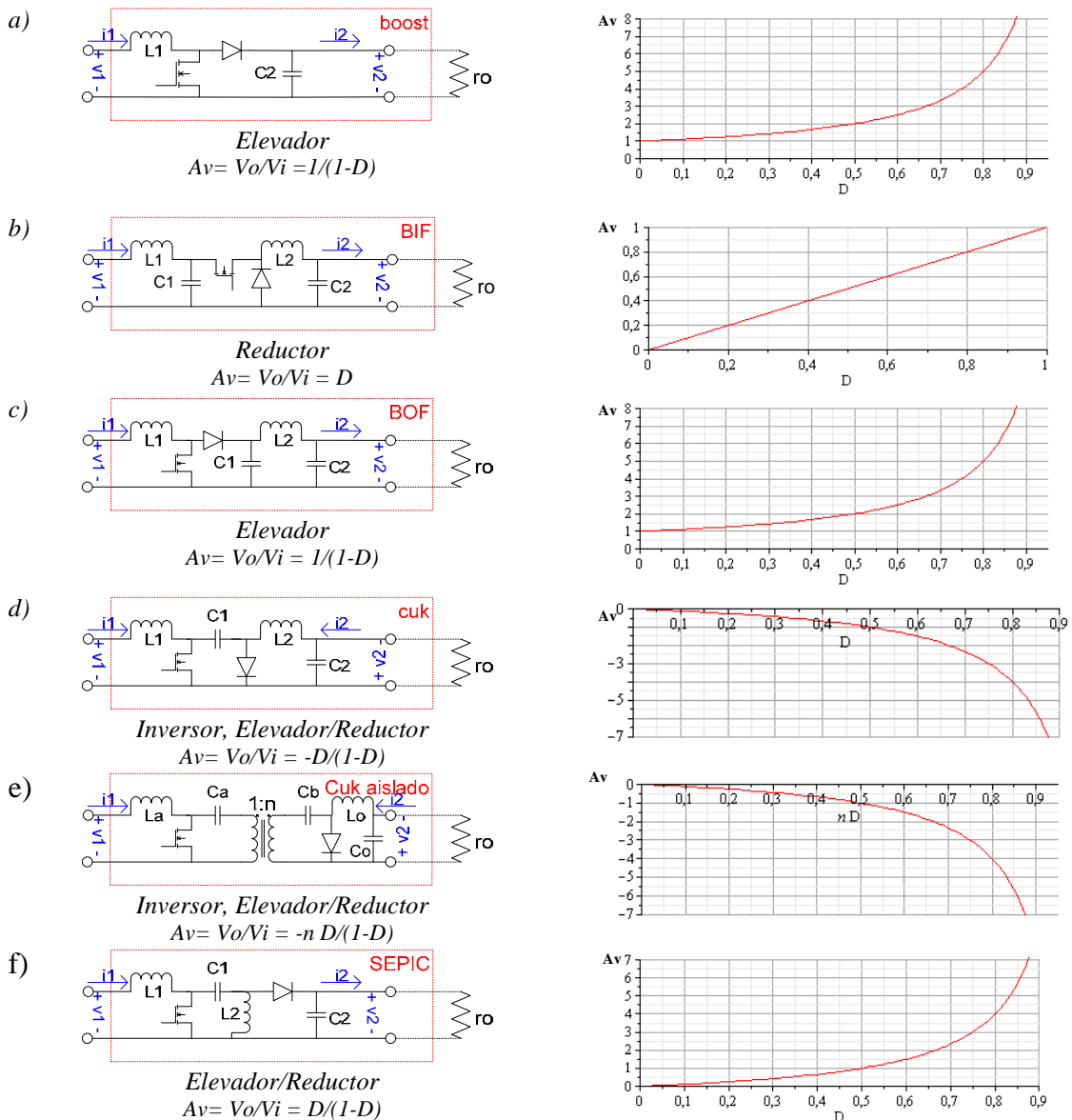


Figura 16. Convertidores con corrientes de entrada no pulsantes ganancias y graficas de ganancias:
 a) convertidor elevador “boost”,
 b) convertidor reductor con filtro de entrada (BIF)
 c) convertidor elevador con filtro de salida (BOF)
 d) convertidor de Ćuk
 e) convertidor de Ćuk con aislamiento
 f) Convertidor SEPIC.

1.2.3 Elección y descripción del convertidor:

Consideramos el diseño del convertidor (DC-DC) **SEPIC** (figura 16-f) por su alto factor de potencia (figura 15b) para aplicaciones de HBLEDS ^[4], por ello proponemos a este convertidor para el desarrollo del proyecto, además de esto, el control se hará a través de una **superficie de deslizamiento** por medio de la cual mantendremos proporcional la forma de onda de la corriente de entrada, con la tensión de entrada ($S = v_i - r i_i$); a través de este bloque de control podremos llevar al FP lo más cercano a 1 posible, con lo cual la red eléctrica “verá” una carga resistiva (PFC).

En estas aplicaciones, el alto factor de potencia, y la baja introducción de armónicos de los convertidores SEPIC tienen una importancia destacable sobre otros convertidores; esta

característica se debe al inductor de entrada en hace que las forma de onda de corriente de entrada sea una función continua y por lo tanto no presente saltos abruptos. Además, gracias a la ecuación de control que implementaremos tendremos que la corriente que atraviesa, a la inductancia de entrada, será “relativamente” proporcional a la tensión de la fuente.

Es muy significativo además poder hacer la modificación de tensión con una conversión simple de un solo “cuerpo” para que la eficiencia sea alta y precio bajo.

En este proyecto se propone como etapa de adaptación para los HBLEDs al convertidor SEPIC por las ventajas recién comentadas. El control de realimentación de fuente se diseñara con un sensado de corriente de salida para regular el brillo (la luminosidad) de los HBLEDs. La parte critica del diseño la veremos al plantear las ecuaciones de de estado de la planta, y del lazo de control.

En cuanto al segundo lazo de control (realimentación de la salida) tenemos la variable “ I_o ” correspondiente la corriente de carga, para regular el brillo (la luminosidad) de los HBLEDs, que será la variable sensada para luego comparar con un valor “ I_{ref} ” como vemos en la figura 25. Este bloque del diseño lo hemos pospuesto para futuros desarrollos ya que la complejidad del mismo excedía los limites del temario de la carrera; de todas formas dejamos planteado el diagrama de funcionamiento en dicha figura.

Una característica de los convertidores elevadores y elevadores-reductores es que la función de ganancia de tensión –figuras 16– no son lineales, motivo por el cual se presenta una complicación adicional en los lazos de control.

1.3 Aplicación del control en modo deslizante para la realización de un LFR

Como introducción del control en modo deslizante en la corrección del factor de potencia podemos decir que se ha seleccionado este tipo de control debido a su sencillez en el desarrollo e implementación, a su formar robusta de control. El control de modo de deslizante además, es muy poderoso ya que este puede proporcionar una compensación óptima entre velocidad de respuesta, distorsión de corriente de línea y el ripple de salida. Los detalles de esto modo de control se especificaran en el siguiente capítulo.

Como cierre de este capitulo concretamos una posible aplicación del concepto de LFR controlado en modo deslizante para la corrección activa del factor de potencia.

2 SINTESIS DE LFR BASADO EN UN SEPIC MEDIANTE CONTROL EN MODO DESLIZANTE

La existencia del modo deslizante ^[16] se caracteriza bajo las premisas que determina que la dinámica promediada o dinámica ideal de deslizamiento viene dada por las siguientes condiciones de invarianza (el ' indica derivada respecto del tiempo):

$$S(x) = S'(x) = 0 \quad \text{donde } S \text{ es la superficie de deslizamiento} \quad (2.1)$$

El objetivo que se plantea es diseñar una estructura convertidora cuyas ecuaciones en régimen estacionario sean las siguientes:

$$V_1 = r I_1 \quad (2.2)$$

$$V_1 I_1 = V_2 I_2 \quad (2.3)$$

En las ecuaciones anteriores, las variables V_1 , V_2 , I_1 e I_2 son los valores medios de tensiones y corrientes de entrada y de salida respectivamente. La figura 17 muestra la estructura circuital que permitiría garantizar el cumplimiento de la ecuación 2.2 lo cual nos garantiza que la impedancia de entrada de este circuito se “vea” como una carga resistiva.

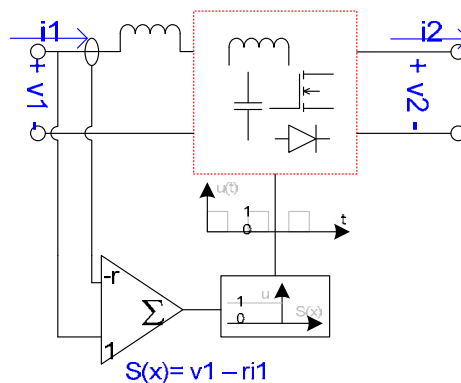


Figura 17. Diagrama de bloques de un convertidor conmutado con características de LFR.

En la figura 17 se observa la presencia de un lazo de control que genera el modo de deslizamiento cuya correspondiente superficie corresponde a la ecuación 2.4

$$S(x) = v_1 - r i_1 \quad (2.4)$$

En régimen estacionario se cumple $S(x)=0$ (ecuación 2.1), lo que implica directamente el cumplimiento de la 2.2 ($V_1=r I_1$). Por otra parte, dado que el convertidor es una estructura POPI ^[15] la ecuación 2.3 se cumplirá automáticamente.

Hay que hacer notar también que la imposición de un modo deslizante a la corriente de entrada exige que ésta sea una función continua, de ahí, la existencia de un inductor en serie con el puerto de entrada. Los convertidores más simples con tal restricción en el puerto de entrada son el convertidor boost y otras estructuras de cuarto orden como el convertidor “buck” con filtro de entrada (BIF), el convertidor “boost” con filtro de salida

(BOF), el convertidor de Ćuk, el convertidor de Ćuk con aislamiento y el convertidor SEPIC que aparecen representados en la figura 16. Todos estos son convertidores DC-DC con características muy similares y con la posibilidad de elevar y/o reducir la tensión que se presenta en la entrada y se refleja en la salida.

2.1 Funcionamiento básico del SEPIC

Un convertidor SEPIC (Single-Ended Primary Inductor Converter), figura 18, tiene una ventaja sobre el resto de convertidores DC-DC y reside en que la tensión salida puede ser mayor, menor, o igual a la tensión de entrada. La relación entre la entrada y salida viene dada por la formula 2.5

$$V_o/V_i = D/(1-D) \quad (\text{donde } D \text{ es el Duty Cycle}) \quad (2.5)$$

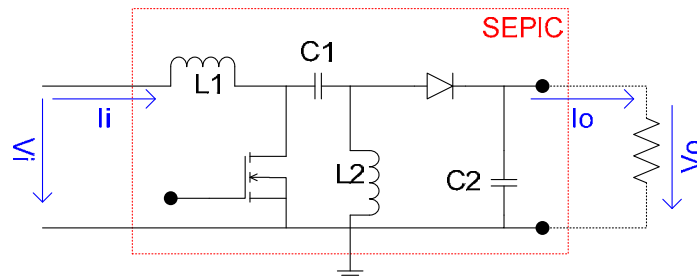


Figura 18. Esquema básico de un convertidor SEPIC

Este convertidor se ha hecho popular en los últimos años debido a los dispositivos a baterías donde el convertidor debe aumentar o bajar la relación de conversión dependiendo de la carga de la batería [7].

La figura 19a muestra el circuito cuando el interruptor está en **ON** (conectado). El primer inductor, L_1 , se “carga” desde la fuente de tensión de entrada durante el tiempo T_{on} . El segundo inductor (L_2), toma la energía del primer condensador (C_1), y el condensador de salida (C_2) proporciona la corriente de carga.

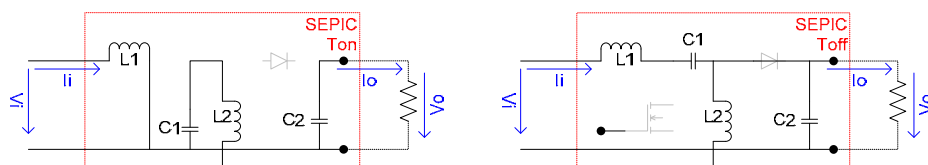


Figura 19. Esquema de un convertidor SEPIC (ON/OFF)

a) T_{on} : transistor en ON

b) T_{off} : transistor en OFF

Cuando el interruptor está en **OFF**, figura 19b, L_1 transfiere su carga a C_1 y además proporciona corriente a la carga a través del diodo. El L_2 también está conectado a la carga durante este instante. El condensador de salida integra el pulso de corriente durante este tiempo; y se ocupa de filtrarlo y darle una tensión más estable a la carga; lo que atenuaría el rizado.

En general el control del interruptor se hace a través de un control PWM con un lazo de control sensando alguna variable de salida, pero en este caso lo haremos por medio de un control deslizante a frecuencia variable con una superficie de deslizamiento “ $S = v_i - r i_i$ ” (ecuación 2.4) de forma que por medio de este bloque de control podremos llevar a que la corriente (i_i) sea proporcional a la tensión de fuente (v_i) por lo tanto llevar el FP lo más cercano posible a la unidad. Por ultimo, a través de un segundo lazo de realimentación podremos controlar la corriente de salida (control en cascada).

2.2 Análisis del convertidor SEPIC en funcionamiento como “LFR”

2.2.1 Ecuaciones del control equivalente

Las figuras 20 representan, respectivamente, los circuitos del convertidor SEPIC durante los subintervalos de conmutación T_{on} y T_{off} .

Partiremos de las ecuaciones de estado de los elementos almacenadores de energía:

$$\left. \begin{aligned} V_L &= L i_L' \\ I_C &= C v_C' \end{aligned} \right\} \quad (2.6)$$

Representaremos este sistema mediante dos ecuaciones diferenciales vectoriales lineales a tramos

$$x' = A_i x + B_i \text{ con } \begin{cases} i=1 \text{ para } T_{on} \\ i=2 \text{ para } T_{off} \end{cases} \quad (2.7)$$

Dando lugar al vector de estados:

$$x = (i_1, i_2, v_1, v_2)^T \quad (2.8)$$

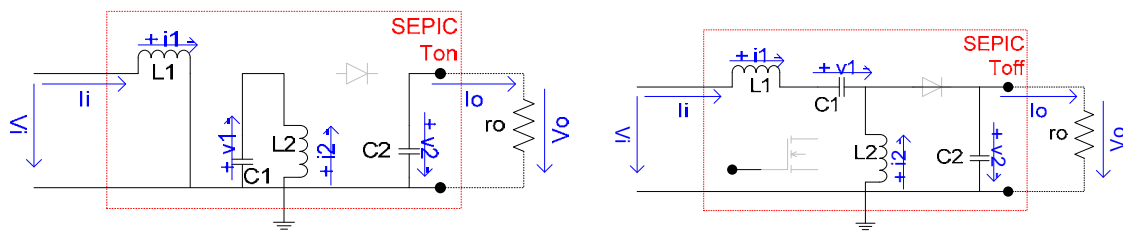


Figura 20. Esquema de un convertidor SEPIC (ON/OFF)
a) T_{on} : transistor en ON
b) T_{off} : transistor en OFF

Para T_{on} (figura 20a)

$$\left. \begin{aligned} v_{L1} &= v_i - 0 &= L_1 i_1' &\rightarrow i_1' = v_i / L_1 \\ v_{L2} &= v_1 &= L_2 i_2' &\rightarrow i_2' = v_1 / L_2 \\ i_{C1} &= -i_2 &= C_1 v_1' &\rightarrow v_1' = -i_2 / C_1 \\ i_{C2} &= -i_o = -v_2 / r_o &= C_2 v_2' &\rightarrow v_2' = -v_2 / r_o C_2 \end{aligned} \right\} \quad (2.9)$$

Para Toff (figura 20b)

$$\begin{aligned}
 v_{L1} = v_i - (v_1 + v_2) &= L_1 i_1' &\rightarrow i_1' = v_i / L_1 - v_1 / L_1 - v_2 / L_1 \\
 v_{L2} = -v_o = -v_2 &= L_2 i_2' &\rightarrow i_2' = -v_2 / L_2 \\
 i_{C1} = i_1 &= C_1 v_1' &\rightarrow v_1' = i_1 / C_1 \\
 i_{C2} = i_2 + i_{C1} - i_o \\
 = i_2 + i_1 - v_2 / r_o &= C_2 v_2' &\rightarrow v_2' = i_1 / C_2 + i_2 / C_2 - v_2 / r_o C_2
 \end{aligned} \quad (2.10)$$

Forma matricial (según las ecuaciones 2.7):

$$\begin{aligned}
 A1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_2 & 0 \\ 0 & -1/C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/roC_2 \end{bmatrix} & B1 &= \begin{bmatrix} v_i / L_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\
 A2 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L_1 & -1/L_1 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L_2 \\ 1/C_1 & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_2 & 1/C_2 & 0 & -1/roC_2 \end{bmatrix} & B2 &= \begin{bmatrix} v_i / L_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (2.11)$$

Las ecuaciones 2.7 y 2.11 pueden combinarse en una sola expresión bilineal:

$$x' = (A_1 x + B_1)u + (A_2 x + B_2)(1-u) \quad (2.12)$$

Siendo $u=1$ durante Ton
 $u=0$ durante Toff

Trabajando sobre la ecuación anterior la podemos reescribir de la siguiente forma:

$$x' = A_2 x + B_2 + (A_1 - A_2) u x + (B_1 - B_2) u \quad (2.13)$$

De (2.11) y (2.13) se obtiene el siguiente conjunto de ecuaciones diferenciales:

Que reagrupando nos queda las ecuaciones 2.14

$$\begin{aligned}
 i_1' &= [-v_1 (1-u) - v_2 (1-u) + v_i] / L_1 \\
 i_2' &= [v_1 u - v_2 (1-u)] / L_2 \\
 v_1' &= [i_1 (1-u) - i_2 u] / C_1 \\
 v_2' &= [i_1 (1-u) + i_2 (1-u) - v_2 / r_o] / C_2
 \end{aligned} \quad (2.14)$$

y en forma matricial las 2.15

$$x' = \begin{bmatrix} \frac{-(v_1 + v_2) \cdot (1-u) + v_i}{L_1} \\ \frac{v_1(u) - v_2(1-u)}{L_2} \\ \frac{i_1(1-u) - i_2(u)}{C_1} \\ \frac{(i_1 + i_2) \cdot (1-u) - v_2/ro}{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(-1 + u) v1 + (-1 + u) v2 + vi}{L1} \\ \frac{(-1 + u) v2 + u v1}{L2} \\ \frac{i1 - u i1 - u i2}{C1} \\ \frac{-(i1 + i2) (-1 + u) ro - v2}{ro C2} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

En forma de ecuaciones diferenciales:

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{-(v_1 + v_2) \cdot (1-u) + v_i}{L_1} \quad (2.16a)$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{v_1(u) - v_2(1-u)}{L_2} \quad (2.16b)$$

$$\frac{dv_1}{dt} = \frac{i_1(1-u) - i_2(u)}{C_1} \quad (2.16c)$$

$$\frac{dv_2}{dt} = \frac{(i_1 + i_2) \cdot (1-u) - v_2/ro}{C_2} \quad (2.16d)$$

Si tomamos la superficie de deslizamiento como se describe en la ecuación 2.4 ($S(x)=v_i - R \cdot i_i$), e imponemos las condiciones de invarianza (ecuaciones 2.1) en (2.16a), obtenemos la siguiente expresión del control equivalente:

Sabiendo que: $i_i = i_1$ y con la condición

$$S(x) = 0 \quad \rightarrow \quad i_1 = \frac{v_i}{R} \quad (2.17)$$

Con la segunda condición de invarianza

$$S'(x) = 0 \quad \frac{di_1}{dt} = 0 \quad \rightarrow \quad u_{eq}(x) = 1 - \frac{v_i}{v_1 + v_2} \quad (2.18)$$

Ahora, la variable discreta u es substituida en (2.16a) por la variable continua $u_{eq}(x)$, que puede tomar cualquier valor entre 0 y 1. Esta variable $u_{eq}(x)$ representa la ley de control que describe el comportamiento del sistema sobre la superficie de conmutación, donde tiene lugar en promedio la dinámica del sistema. Por tanto, $u_{eq}(x)$ está limitado por los valores máximo y mínimo de u :

$$0 < u_{eq}(x) < 1 \quad (2.19)$$

2.2.2 Punto de equilibrio

Substituyendo u por $u_{eq}(x)$ en (2.16), teniendo en cuenta la restricción $V_i = R i_l$, impuesta por la superficie de conmutación, y que en estado estacionario (sistema en equilibrio)

$$x'(t) = 0 \rightarrow g_i(t) = 0 \quad \text{con } i=0,1,2,3 \quad (2.20)$$

Obtenemos la siguiente dinámica ideal de deslizamiento:

$$\begin{bmatrix} g_0(x) \\ g_1(x) \\ g_2(x) \\ g_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i'_1(x) \\ i'_2(x) \\ v'_1(x) \\ v'_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{v_1 - v_i}{L_2} \\ \frac{-(v_1 + v_2 - v_i) i_2 R + v_i^2}{(v_1 + v_2) C_1 R} \\ \frac{(i_2 r_o v_i - v_2 (v_1 + v_2)) R + v_i^2 r_o}{C_2 R r_o (v_1 + v_2)} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

De donde podemos extraer el punto de equilibrio siguiente:

$$\begin{array}{lcl} g_0 = 0 & \rightarrow & i_l = v_i / R \\ g_1 = 0 & \rightarrow & v_1 = v_i \\ g_2 = 0 & \rightarrow & i_2 = v_i^2 / R v_2 \quad i_2 = v_i \sqrt{ro/R} \\ g_3 = 0 & \rightarrow & v_2 = v_i \sqrt{ro/R} \end{array} \quad (2.22)$$

Reordenando las coordenadas del punto de equilibrio X_{ss} en la forma de la ecuación 2.8, la dinámica deslizante ideal son las siguientes:

$$X_{ss} = \left[\frac{v_i}{R}, \frac{v_i}{\sqrt{R \cdot ro}}, v_i, v_i \sqrt{\frac{ro}{R}} \right]^T = [i_{1ss}, i_{2ss}, v_{1ss}, v_{2ss}]^T \quad (2.23)$$

2.2.2.1 Verificaciones de las hipótesis planteadas:

Superficie de deslizamiento:

$$\begin{array}{lcl} S = v_i - R i_l & = & 0 \\ v_1 - R v_l / R & = & 0 \end{array} \quad (2.24)$$

Circuito POPI:

$$i_i v_i = v_o i_o \text{ teniendo } i_b = i_l$$

$$v_i = v_1$$

$$v_o = v_2$$

$$i_o = v_2/ro$$

$$\frac{v_i^2}{R} = \frac{v_2^2}{ro} = \frac{v_i^2}{ro} \sqrt{\frac{ro}{R}} = \frac{v_i^2}{R} \quad (2.25)$$

Limites máximo y mínimo de la variable u_{eq} :

$$0 < u_{eq} = 1 - \frac{v_i}{v_1 + v_2} = 1 - \frac{1}{1 + \sqrt{ro/R}} < 1 \quad (2.26)$$

2.2.3 Análisis de la estabilidad con carga resistiva

La dinámica deslizante ideal viene dada por las ecuaciones 2.21 (g_1, g_2, g_3) que como vemos no son lineales, por lo tanto debemos linealizar el sistema en torno al punto de equilibrio X_{ss} (2.23); para ello utilizaremos el Jacobiano de la matriz (J) que se expresa de la siguiente forma:

$$j = \begin{bmatrix} \left. \frac{\partial g_1}{\partial i_2} \right|_{X^*} & \left. \frac{\partial g_1}{\partial v_1} \right|_{X^*} & \left. \frac{\partial g_1}{\partial v_2} \right|_{X^*} \\ \left. \frac{\partial g_2}{\partial i_2} \right|_{X^*} & \left. \frac{\partial g_2}{\partial v_1} \right|_{X^*} & \left. \frac{\partial g_2}{\partial v_2} \right|_{X^*} \\ \left. \frac{\partial g_3}{\partial i_2} \right|_{X^*} & \left. \frac{\partial g_3}{\partial v_1} \right|_{X^*} & \left. \frac{\partial g_3}{\partial v_2} \right|_{X^*} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$Jacobiano = \begin{vmatrix} 0 & \frac{1}{L2} & 0 \\ -\frac{v_l + v_2 - v_i}{(v_l + v_2) CI} & -\frac{v_i (i_l + i_2)}{(v_l + v_2)^2 CI} & -\frac{v_i (i_l + i_2)}{(v_l + v_2)^2 CI} \\ \frac{v_i}{C2 (v_l + v_2)} & -\frac{v_i (i_l + i_2)}{C2 (v_l + v_2)^2} & -\frac{v_l^2 + 2 v_2 v_l + v_2^2 + i_l ro v_i + i_2 ro v_i}{C2 ro (v_l + v_2)^2} \end{vmatrix} \quad (2.28)$$

En el punto de equilibrio X_{ss} hallado en la ecuación 2.23 nos queda de la siguiente forma:

$$JX_{ss} = \begin{vmatrix} 0 & \frac{1}{L2} & 0 \\ -\frac{\sqrt{\frac{ro}{R}}}{\left(1 + \sqrt{\frac{ro}{R}}\right) CI} & -\frac{R + \sqrt{R ro}}{\sqrt{R ro} R \left(1 + \sqrt{\frac{ro}{R}}\right)^2 CI} & -\frac{R + \sqrt{R ro}}{\sqrt{R ro} R \left(1 + \sqrt{\frac{ro}{R}}\right)^2 CI} \\ \frac{1}{C2 \left(1 + \sqrt{\frac{ro}{R}}\right)} & -\frac{R + \sqrt{R ro}}{R \sqrt{R ro} C2 \left(1 + \sqrt{\frac{ro}{R}}\right)^2} & -\frac{\sqrt{R ro} R + 2 \sqrt{\frac{ro}{R}} \sqrt{R ro} R + 2 \sqrt{R ro} ro + R ro}{R \sqrt{R ro} C2 ro \left(1 + \sqrt{\frac{ro}{R}}\right)^2} \end{vmatrix} \quad (2.29)$$

Para obtener la ecuación característica hacemos el siguiente determinante

$$\det (s[I] - [J]_{Xss}) = 0 \quad (2.30)$$

donde $[I]$ es la matriz identidad (de 3×3):

$$\det \begin{vmatrix} s & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ \frac{\sqrt{\frac{ro}{R}}}{\left(1 + \sqrt{\frac{ro}{R}}\right) C_1} & s + \frac{R + \sqrt{Rro}}{\sqrt{Rro} R \left(1 + \sqrt{\frac{ro}{R}}\right)^2 C_1} & \frac{R + \sqrt{Rro}}{\sqrt{Rro} R \left(1 + \sqrt{\frac{ro}{R}}\right)^2 C_1} \\ \frac{1}{C_2 \left(1 + \sqrt{\frac{ro}{R}}\right)} & \frac{R + \sqrt{Rro}}{R \sqrt{Rro} C_2 \left(1 + \sqrt{\frac{ro}{R}}\right)^2} & s + \frac{\sqrt{Rro} R + 2 \sqrt{\frac{ro}{R}} \sqrt{Rro} R + 2 \sqrt{Rro} ro + Rro}{R \sqrt{Rro} C_2 ro \left(1 + \sqrt{\frac{ro}{R}}\right)^2} \end{vmatrix} \quad (2.31)$$

Para simplificar las ecuaciones hacemos:

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \sqrt{ro/R} &> 0 \\ \beta &= \left(1 + \sqrt{ro/R}\right) = (1 + \alpha) &> 0 \\ \alpha R &= \sqrt{roR} &> 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.32)$$

Por lo tanto el determinante planteado en 2.31 toma la siguiente forma:

$$\Delta = \begin{vmatrix} s & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ \frac{\alpha}{\beta C_1} & s + \frac{1}{\alpha \beta R C_1} & \frac{1}{\alpha \beta R C_1} \\ -\frac{1}{\beta C_2} & \frac{1}{\alpha \beta R C_2} & s + \frac{1 + \alpha(2\alpha + 3)}{\beta^2 ro C_2} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} s & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ \frac{\alpha}{\beta C_1} & s + \frac{1}{\alpha \beta R C_1} & \frac{1}{\alpha \beta R C_1} \\ -\frac{1}{\beta C_2} & \frac{1}{\alpha \beta R C_2} & s + \frac{2\beta - 1}{\beta ro C_2} \end{vmatrix} \quad (2.33)$$

Del determinante de la matriz resultante podemos obtener la ecuación característica del sistema como se expresa a continuación:

$$\Delta = s^3 + \left[\frac{\beta C_1 + ro C_2}{\beta R \alpha C_1 ro C_2} \right] s^2 + \left[\frac{R(R \alpha^3 ro C_2 + L_2) \beta - L_2 ro}{\alpha^2 \beta^2 R^2 C_1 C_2 L_2 ro} \right] s + \left[\frac{\alpha \beta R + ro}{\alpha R \beta^2 C_1 C_2 L_2 ro} \right] \quad (2.34)$$

Que tiene la siguiente forma:

$$\Delta = a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 \quad (2.35)$$

Para conocer la estabilidad aplicamos el criterio de Routh con lo que verificamos que cada coeficiente tenga el mismo signo:

$$a_3 \rightarrow = 1 \quad >0 \quad \text{para todas las variables}$$

$$a_2 \rightarrow = \left[\frac{\beta C_1 + ro C_2}{\beta R \alpha C_1 ro C_2} \right] \quad >0 \quad \text{para todas las variables}$$

$$a_1 \rightarrow = \left[\frac{R(R\alpha^3 ro C_2 + L_2)\beta - L_2 ro}{\alpha^2 \beta^2 R^2 C_1 C_2 L_2 ro} \right] \quad >< 0 \rightarrow \text{debemos verificarlo}$$

$$a_0 \rightarrow = \left[\frac{\alpha \beta R + ro}{\alpha R \beta^2 C_1 C_2 L_2 ro} \right] \quad >0 \quad \text{para todas las variables}$$

$$a_1 > 0 \rightarrow R\beta (R\alpha^3 ro C_2 + L_2) - L_2 ro > 0 \quad (2.36)$$

con lo que nos queda la siguiente restricción:

$$(R\beta - ro) > 0 \quad (2.37)$$

Vemos entonces una 1er restricción que será:

$$(R\beta - ro) = R \left(1 + \sqrt{\frac{ro}{R}} \right) - ro > 0 \quad (2.38)$$

$$1 + \sqrt{\frac{ro}{R}} > \frac{ro}{R} \quad \rightarrow \quad 1 + \sqrt{\frac{ro}{R}} - \frac{ro}{R} > 0$$

Para verificar en entorno lo haremos de forma grafica; la figura 21 nos indica el entorno de validez de la inecuación anterior, que esta acotado en (0, 2.618) que serán los valores que podrá tomar la relación

$$ro/R \quad (2.39)$$

Lo verificamos mediante la utilización de una herramienta matemática el “Maple 12.0”

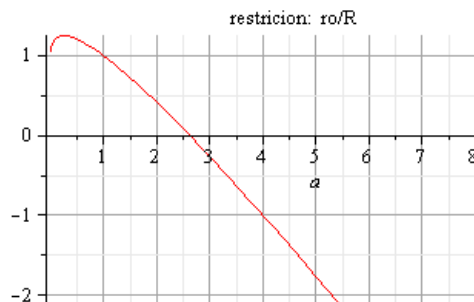


Figura 21. Verificación de la primer condición de estabilidad

Lo que nos indica que los valores que podrá tomar la relación (2.39); con lo que podemos verificar que es una condición que se cumpliría, al menos en nuestro estudio, ya que con las hipótesis de funcionamiento planteadas en la ecuación 2.3 sobre circuito POPI y las

características estáticas (considerando una resistencia estática del HBLed para linealizar la carga) observadas en el apartado 4.2.1 las podemos asumir como correctas.

Como acabamos de demostrar todos los coeficientes ($a_i > 0$) son positivos o al menos estarán dentro de un rango de variación que no nos afectará a nuestro estudio, por tanto sabemos que el sistema cumple con las condiciones necesarias para que sea estable.

La condición de suficiencia que nos queda por demostrar será $(a_2 a_1 - a_0) > 0$, y lo haremos con la utilización de la misma herramienta matemática el anterior (Maple 12.0).

$$\frac{\beta^2 R^2 C_1 L_2 - r_o R (R \alpha^2 C_2 (-\alpha C_2 + C_1) r_o + L_2 (C_1 - C_2)) \beta - r_o^2 C_2 L_2}{\beta^3 R^3 \alpha^3 C_1^2 r_o^2 C_2^2 L_2} > 0 \quad (2.40)$$

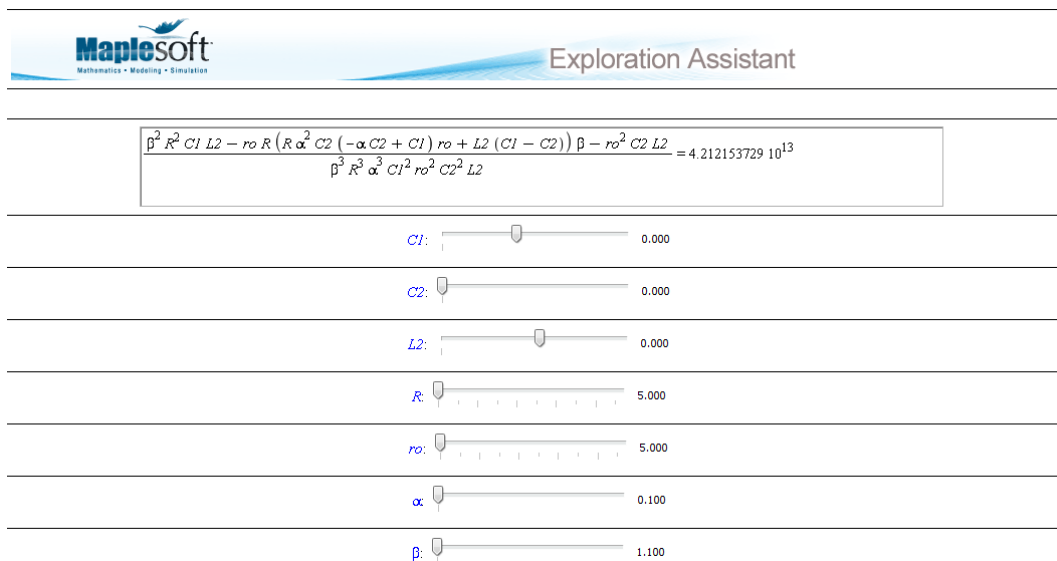


Figura 22. Verificación de : $(a_2 a_1 - a_0) > 0$ mediante Maple 12.0

En la figura 22 vemos que para los entornos de variación de los valores de los parámetros de los componentes que intervienen en las ecuación 2.40 esta nos queda positiva, dichos márgenes de valores se muestran a continuación:

$$\begin{aligned} C_1 &= (0.5, 1.5) \text{ uF} & C_2 &= (0.2, 2) \text{ mF} \\ R &= (5, 100) & r_o &= (5, 150) \text{ ohm} \\ L_2 &= (100, 500) \text{ uH} \\ \alpha &= \sqrt{r_o/R} \rightarrow (0.1, 3) & \beta &= (1 + \alpha) \end{aligned}$$

Con lo que podremos decir que la planta será **estable** para nuestro entorno de trabajo.

2.2.4 Validez de la relación r_o/R

En la grafica de la figura 21 hemos acotado la relación 2.39 en el siguiente rango:

$$r_o/R = (0, 2.61) \quad (2.41)$$

Como hemos mencionado: por ser idealmente un circuito POPI y teniendo en cuenta los valores de nuestro punto de trabajo, la relación 2.39 será la siguiente:

$$\begin{aligned} R &= v_i^2 / P_o = (24V_{rms})^2 / 20 W = 28.8 \\ r_o &= R_e = 12 \cdot 5.6 = 67.2 \Omega \quad (\text{característica de manual}) \\ \text{por lo tanto} \quad r_o/R &= 2.33 \end{aligned}$$

2.2.5 Observaciones sobre el punto de trabajo con la carga no lineal:

Si tenemos como carga un grupo de Leds: nuestra r_o tendrá la forma de la figura 53, por lo tanto la tensión de salida responderá a la forma: “ $V_2 = i_o r_o + E$ ” (donde E es la V_{gamma} de los diodos y r_o la resistencia dinámica); por lo tanto i_o vendrá dada por la siguiente expresión

$$i_o = (v_2 - E) / r_o \quad (2.42)$$

y las

$$B_1 = B_2 = \left[\frac{v_i}{L_1}, 0, 0, \frac{E}{r_o C_2} \right]^T \quad (2.43)$$

Las nuevas ecuaciones de estado serian las siguientes

$$x' = \begin{bmatrix} \frac{-(v_1 + v_2) \cdot (1 - u) + v_i}{L_1} \\ \frac{v_1(u) - v_2(1 - u)}{L_2} \\ \frac{i_1(1 - u) - i_2(u)}{C_1} \\ \frac{(i_1 + i_2) \cdot (1 - u) - (v_2 - E) / r_o}{C_2} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Sabiendo que: $i_1 = i_1$, tendremos la misma forma que en la ecuación 2.17 y 2.18

$$\begin{aligned} S(x) = 0 &\rightarrow i_1 = \frac{v_i}{R} \\ \frac{di_1}{dt} = 0 &\rightarrow u_{eq}(x) = 1 - \frac{v_i}{v_1 + v_2} \end{aligned}$$

Dando lugar a la siguiente ecuación matricial:

$$\begin{bmatrix} g_0(x) \\ g_1(x) \\ g_2(x) \\ g_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i'_1(x) \\ i'_2(x) \\ v'_1(x) \\ v'_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{v1 - vi}{L2} \\ \frac{-(v1 + v2 - vi) i2 R + vi^2}{(v1 + v2) C1 R} \\ \frac{(-v2^2 + (E - v1) v2 + i2 ro vi + E v1) R + vi^2 ro}{C2 R ro (v1 + v2)} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Haciendo $g_i=0$ y procediendo de la misma forma anterior; el punto de equilibrio será:

$$X_{SS} = \left[\frac{vi}{R}, \frac{2 vi^2}{R \left(E + \sqrt{E^2 + 4 vi^2 \frac{ro}{R}} \right)}, vi, \frac{1}{2} \left(E + \sqrt{E^2 + 4 vi^2 \frac{ro}{R}} \right) \right] \quad (2.46)$$

Donde, de igual forma que antes, no quedamos con las soluciones positivas de las raíces ya las negativas serian ilógicas.

A modo de comprobación, podemos verificar que la ecuación anterior, cuando $E=0$, el punto de equilibrio nos queda igual que el anterior.

Para simplificar las ecuaciones hacemos:

$$V_2 = \frac{ER + \sqrt{E^2 R^2 + 4R vi^2 ro}}{2R} = \frac{1}{2} \left(E + \sqrt{E^2 + 4 vi^2 ro/R} \right) \quad (2.47)$$

Con lo que nuestro nuevo punto de equilibrio será:

$$X_{SS} = \left[\frac{v_i}{R}, \frac{v_i^2}{RV_2}, v_i, V_2 \right] \quad (2.48)$$

$$(s[I] - [J]_{X_{SS}}) = \begin{bmatrix} s & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ \frac{V_2}{(vi + V_2) + C_1} s + \frac{vi \left(\frac{vi^2}{V_2} + vi \right)}{(vi + V_2)^2 C_1 R} & \frac{vi \left(\frac{vi^2}{V_2} + vi \right)}{(vi + V_2)^2 C_1 R} \\ -\frac{vi}{(vi + V_2) C_2} & \frac{vi \left(\frac{vi^2}{V_2} + vi \right)}{(vi + V_2)^2 C_2 R} s + \frac{2R vi V_2 + RV_2^2 + R vi^2 + \frac{vi^3 ro}{V_2} + vi^2 ro}{(vi + V_2)^2 C_2 R ro} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Para obtener la ecuación característica trabajamos de la misma forma anterior (ecuación 2.30): $\det (s[I] - [J]_{Xss}) = 0$

$$\begin{aligned}
 0 = & \frac{(V2^2 L2 C1 R C2 ro + V2 L2 C1 R vi C2 ro)}{V2 R L2 ro C2 C1 (vi + V2)} s^3 + \\
 & + \frac{(V2^2 L2 C1 R + V2 L2 C1 R vi + L2 C1 vi^2 ro + L2 vi^2 C2 ro)}{V2 R L2 ro C2 C1 (vi + V2)} s^2 + \\
 & + \frac{(V2^2 C2 R ro + L2 vi^2)}{2 R L2 ro C2 C1 (vi + V2)} s + \\
 & + \frac{vi^2 ro + R V2^2}{V2 R L2 ro C2 C1 (vi + V2)}
 \end{aligned} \tag{2.52}$$

$$a_3 s^3 = \frac{(V2^2 L2 R C1 C2 ro + V2 L2 R C1 vi C2 ro) s^3}{R V2 L2 ro C2 C1 (vi + V2)} \tag{2.53a}$$

$$a_2 s^2 = \frac{(V2^2 L2 R C1 + V2 L2 R C1 vi + L2 vi^2 C2 ro + L2 C1 vi^2 ro) s^2}{R V2 L2 ro C2 C1 (vi + V2)} \tag{2.53b}$$

$$a_1 s^1 = \frac{(V2^2 R C2 ro + L2 vi^2) s}{R V2 L2 ro C2 C1 (vi + V2)} \tag{2.53c}$$

$$a_0 s^0 = \frac{vi^2 ro + V2^2 R}{R V2 L2 ro C2 C1 (vi + V2)} \tag{2.53d}$$

Rápidamente podemos ver que todos los coeficientes a_i son positivos y con el uso del Maple verificamos que $(a_2 a_1 - a_0)$ será >0

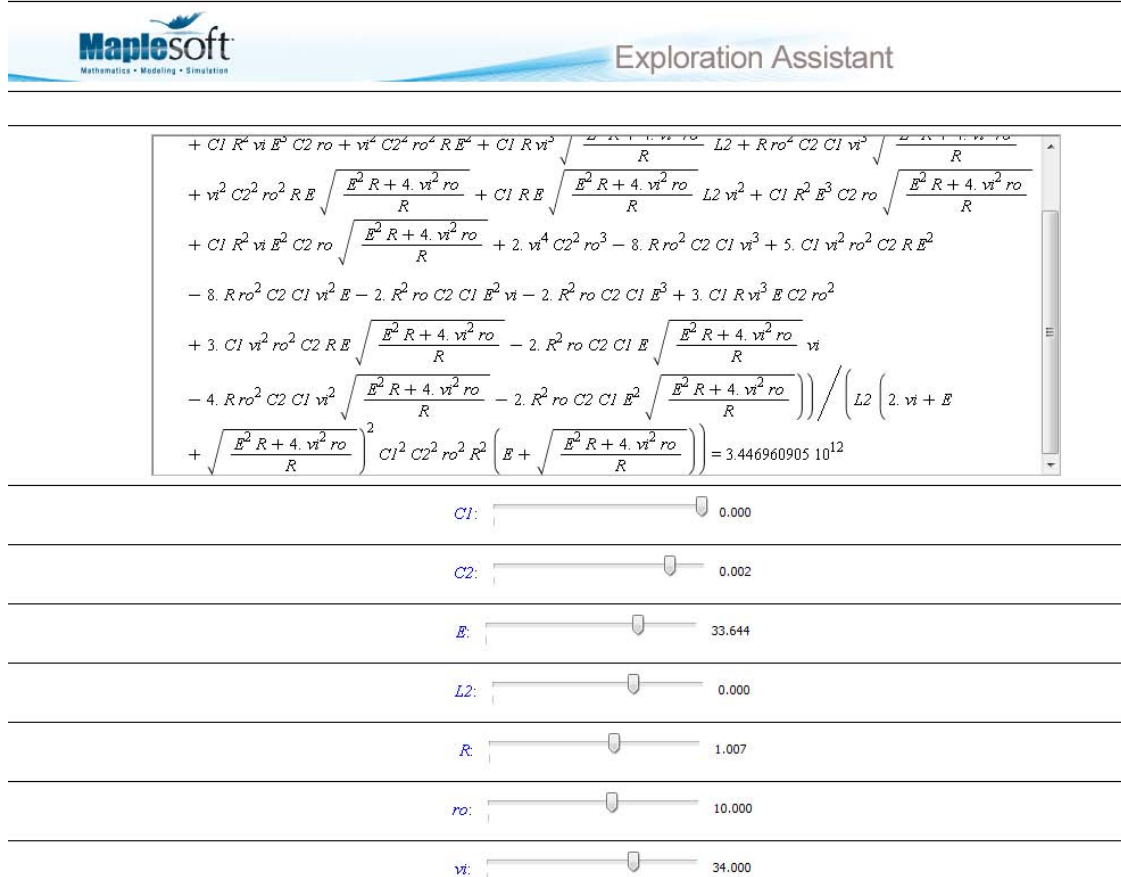


Figura 23. Verificación de $(a_2 a_1 - a_0) > 0$ con modelización de carga real

De esta forma podemos decir que nuestro sistema será estable “al menos” dentro de rango de valores de elemento utilizados en nuestro caso.

3 APLICACIÓN DE UN LFR BASADO EN EL CONVERTIDOR SEPIC PARA LOS HBLEDs

En este capítulo se desarrollarán simulaciones, estudios, primera valoración de los parámetros de los componentes, tanto así como valores de las variables de entrada y salida del convertidor.

Cabe aclarar en este momento que las simulaciones realizadas desde un principio cumplían con el objetivo de tener una única etapa de adaptación de forma de alimentar al circuito con la tensión de línea (220 Vrms, 50 Hz) y una salida sobre las 30 Vdc y 700 mA.; pero durante las observaciones de las simulaciones nos dimos cuenta que el sistema no funcionaba correctamente, presentaba problemas de estabilidad y mucho otros factores debidos a la gran diferencia de tensiones. Por otra parte las corrientes que debemos manejar no llegan a 1 A con lo que los valores de inductancias a utilizar para poder mantener el régimen de funcionamiento se hacían demasiado grandes, motivo por el cual lo decidimos implementar mediante un transformador de 24 Vrms de salida que lo podemos considerar como una pieza comercialmente estándar. De esta forma continuamos con el diseño para realizar un elemento que pueda tener un futuro comercialmente útil.

3.1 Descripción de los HBLEDs seleccionados

Una de las ramas de la firma “Cree, Inc.” ha sido dirigida hacia el desarrollo de nuevas tecnologías, y en lo que particularmente nos referimos es al desarrollo presentado en el año 2006 y posteriormente publicado: Los “HBLEDs”; actualmente varias otras compañías desarrollan y compiten por la eficiencia de estos LEDs, pero por lo recopilado en cuanto a características, prestaciones, y fiabilidad hemos optado por esta firma para el desarrollo de este proyecto.

En la figura 24 tenemos una tabla de características generales de los HBLEDs comerciales de esta firma

| Part | Package Size (mm) | Color | Viewing Angle | CCT range (K) | | Wavelength (nm) | Typical V_f @ 350 mA (V)* | Max Current (mA)* | Luminous Flux (lm)** |
|----------------|-------------------|---------------|---------------|---------------|--------|-----------------|-----------------------------|-------------------|----------------------|
| | | | | min | max | | | | |
| XLamp XR-E LED | 7.0 x 9.0 | Cool White | 90 | 5,000 | 10,000 | - | 3.3 | 1000 | 80.6 - 107 |
| | | Neutral White | 90 | 3,700 | 5,000 | - | 3.3 | 700 | 62.0 - 93.9 |
| | | Warm White | 90 | 2,600 | 3,700 | - | 3.3 | 700 | 56.8 - 87.4 |
| | | Royal Blue | 100 | - | - | 450-465 | 3.3 | 1000 | 300 mW - 425 mW |
| | | Blue | 100 | - | - | 465-485 | 3.3 | 1000 | 23.5 - 30.6 |
| XLamp XR-C LED | 7.0 x 9.0 | Cool White | 90 | 5,000 | 10,000 | - | 3.5 | 500 | 56.8 - 87.4 |
| | | Neutral White | 90 | 3,700 | 5,000 | - | 3.5 | 500 | 51.7 - 80.6 |
| | | Warm White | 90 | 2,600 | 3,700 | - | 3.5 | 500 | 39.8 - 67.2 |
| | | Royal Blue | 100 | - | - | 450-465 | 3.5 | 500 | 250 mW - 300 mW |
| | | Blue | 100 | - | - | 465-475 | 3.5 | 500 | 13.9 - 18.1 |
| XLamp MC-E LED | 7.0 x 9.0 | Cool White | 110 | 5,000 | 10,000 | - | 3.2 | 700 | 370 - 430 |
| | | Neutral White | 110 | 3,700 | 5,000 | - | 3.2 | 700 | 280 - 370 |
| | | Warm White | 110 | 2,600 | 3,700 | - | 3.2 | 700 | 240 - 320 |
| | | Green | 100 | - | - | 520-535 | 3.5 | 500 | 39.8 - 51.7 |
| | | Amber | 90 | - | - | 585-595 | 2.2 | 350 | 23.5 - 39.8 |
| XLamp XP-E LED | 3.45 x 3.45 | Cool White | 115 | 5,000 | 10,000 | - | 3.2 | 700 | 87.4 - 107 |
| | | Neutral White | 115 | 3,700 | 5,000 | - | 3.2 | 700 | 73.9 - 100 |
| | | Warm White | 115 | 2,600 | 3,700 | - | 3.2 | 700 | 62.0 - 93.9 |
| | | Green | 100 | - | - | 520-535 | 3.5 | 500 | 73.9 - 93.9 |
| | | Red-Orange | 90 | - | - | 610-620 | 2.2 | 700 | 30.6 - 39.8 |
| XLamp XP-C LED | 3.45 x 3.45 | Cool White | 110 | 5,000 | 10,000 | - | 3.4 | 500 | 62.0 - 80.6 |
| | | Neutral White | 110 | 3,700 | 5,000 | - | 3.4 | 500 | 62.0 - 80.6 |
| | | Warm White | 110 | 2,600 | 3,700 | - | 3.4 | 500 | 51.7 - 73.9 |

* Voltage & current specifications for XLamp MC-E are listed per LED
 ** Range of available standard minimum flux order codes @ 350 mA

Figura 24. Tabla de HBLEDs destacables y comerciales de la firma “Cree, Inc.”.

| Color | CCT Range | | Base order codes Min Luminous Flux (lm) @ 350 mA* | | Order Code |
|---------------|-----------|----------|---|-----------|-----------------------|
| | Min. | Max. | Group | Flux (lm) | |
| Cool White | 5,000 K | 10,000 K | K | 370 | MCE4WT-A2-0000-000K01 |
| | | | M | 430 | MCE4WT-A2-0000-000M01 |
| Neutral White | 3,700 K | 5,000 K | J | 320 | MCE4WT-A2-0000-000JE4 |
| | | | K | 370 | MCE4WT-A2-0000-000KE4 |
| Warm White | 2,600 K | 3,700 K | G | 240 | MCE4WT-A2-0000-000GE7 |
| | | | H | 280 | MCE4WT-A2-0000-000HE7 |
| | | | J | 320 | MCE4WT-A2-0000-000JE7 |

Figura 25. Tabla de luminosidad de los HBLEDs de la firma "Cree,Inc."

De la tabla anterior (figura 25) podemos calcular la eficiencia lumínica de este HBLED:

$$370 \text{ lm} / (3.2 \text{ V } 0.7 \text{ A}) = 165 \text{ lm/W grupo K}$$

$$430 \text{ lm} / (3.2 \text{ V } 0.7 \text{ A}) = 192 \text{ lm/W grupo M}$$

El "Xlamp MC-E" (Cool White) es el Led seleccionado por su alta eficiencia sobre los demás y más aun sobre las luminarias descritas anteriormente.

Las figuras 26 y 27 nos muestran las características físicas de estos elementos.

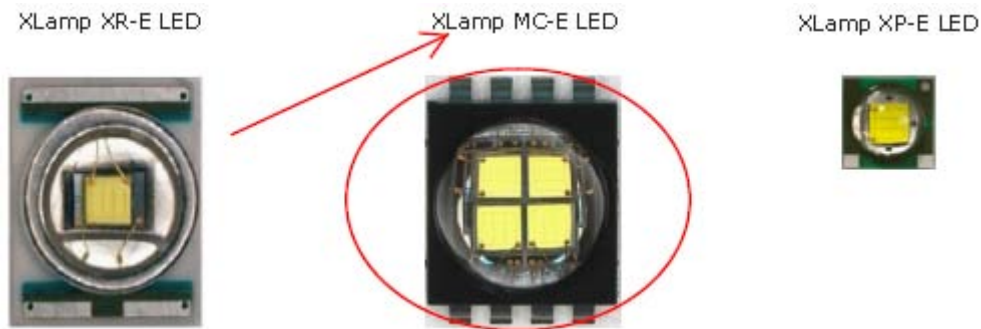


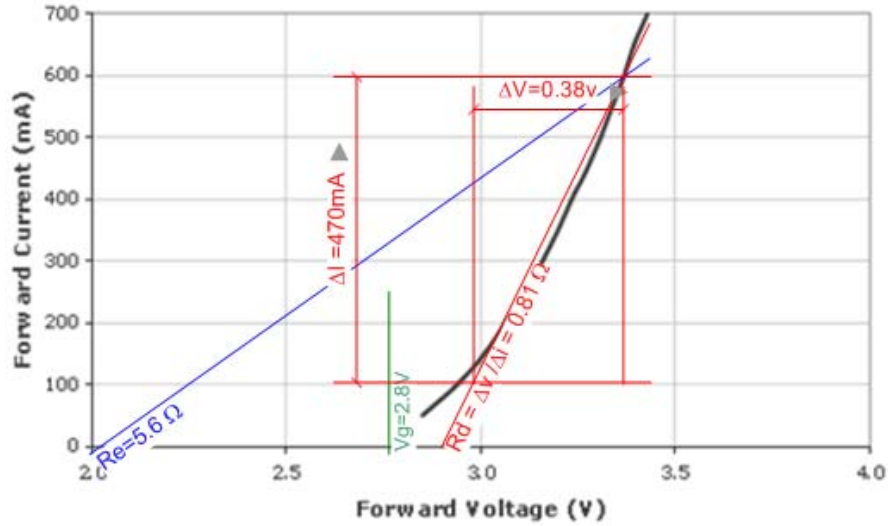
Figura 26. Imágenes de los HBLEDs Xlamp de la firma "Cree,Inc."



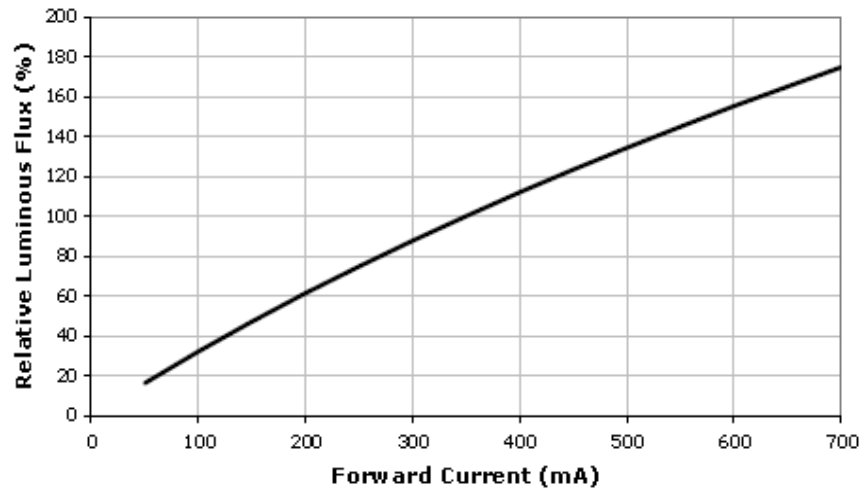
Figura 27. PCB de aluminio para mejor disipación de temperatura de los HBLEDs XR-E MC-E XP-E

En las figuras 28 se representan las características de los HBLED's a utilizar en este proyecto; de estas curvas se extraerán los datos característicos que nos serán de utilidad para modelar la carga a colocar en el circuito diseñado. Los datos más importantes a extraer son las resistencias dinámicas (R_d , línea roja), resistencia estática (R_e , línea azul) y tensión umbral (V_g línea verde) de estos Leds.

a) curva tensión Vs. corriente
 $R_e \approx 5.6 \Omega$
 $R_d \approx .81 \Omega$
 $V_g \approx 2.8V$



b) curva corriente Vs. Luminosidad



c) curva temperatura Vs. Luminosidad relativa

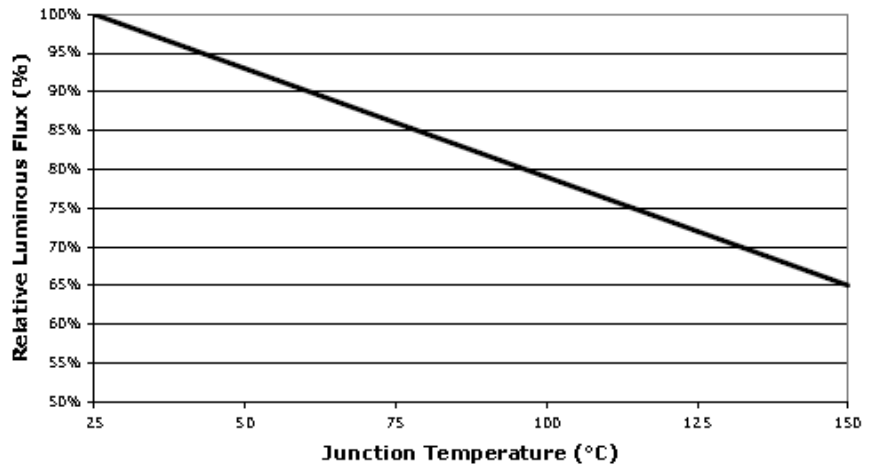


Figura 28. Curvas características de los HBLEDs MC-E de la firma "Cree,Inc."

Cabe aclarar que cada HBLED de estos contiene 4 diodos de los anteriores con lo que los valores de cada dato característico se ha de multiplicar por 4 (ya se están conectados en serie); por lo tanto:

$$\begin{aligned} R_e &= 22.4 \Omega && (\text{Resistencia estática}) \\ R_d &= 3.24 \Omega && (\text{Resistencia dinámica}) \\ V_g &= 11.2V && (V_{\text{gamma del dido}}) \end{aligned}$$

Además de esto en nuestro prototipo usaremos tres de estos elementos colocados en serie, ya que es la forma que nos aseguramos de esta forma que por todos circulará la misma corriente y por lo tanto emitirá la misma “cantidad” de luz; con lo que nos quedará una carga con las siguientes características:

$$\begin{aligned} R_e &= 3 \cdot 22.4 \Omega = 67.2 \Omega \\ R_d &= 3 \cdot 3.24 \Omega = 9.72 \Omega \\ V_g &= 3 \cdot 11.2V = 33.6 V \end{aligned}$$

3.2 Valores característicos del convertidor del SEPIC

En este apartado haremos una aproximación de los parámetros de un circuito SEPIC basándonos las notas de aplicación (AN1484), de NATIONAL^[13] el cual se refiere a un control PWM, no a un control por deslizamiento. Los valores obtenidos se utilizarán como primer dato a analizar en el simulador para verificar la validez de los mismos y concretarlos o corregirlos con el objetivo de verificar los parámetros calculados y las variables de salida obtenidas. A partir de ellos crearemos la estructura diseñada y simulada.

Para ello utilizaremos valores promediados de las variables de entrada y salida; y definiremos este diseño en base a tener un rizado del 20% de la corriente de salida. Los datos utilizados son los siguientes:

$$\begin{aligned} V_o &= 32 \text{ Vdc} \\ V_i &= 24 \text{ V} && (\text{utilizaremos su valor rms ya que es el comparable con la } V_{oDC}) \\ I_o &= 700 \text{ mA} \\ \Delta I_L &= 20\% I_o \end{aligned}$$

Duty cycle:

$$D = \frac{V_o}{V_o + V_i} = \frac{32}{32 + 24} = 57\% \quad (3.1)$$

$$D_{\min} = \frac{30}{30 + 30} = 50\% \quad D_{\max} = \frac{37}{37 + 20} = 65\%$$

Inductancias:

Adoptaremos un 20% de rizado de I_i , y teniendo en cuenta

$$\Delta I = 20\% I_i \frac{V_o}{V_{i_{\min}}} = 0.2 \cdot 700 \text{ mA} \cdot \frac{30}{20} = 210 \text{ mA} \quad (3.2)$$

$$L_1 = L_2 = \frac{V_{i_{\min}}}{\Delta I f_c} D = \frac{20}{0.21 \cdot 200k} \cdot 57 = 271 \text{ uH} \quad (3.3)$$

Adoptaremos $L_1 = L_2 = 330 \text{ uH}$

Capacidad C_1 :

$$C_1 \geq I_o \frac{D_{Max}}{f_c V_{i_{min}}} = 7 \cdot \frac{65}{200k \cdot 20} = 113 \text{ nF} \quad (3.4)$$

Adoptaremos $C_1=220 \text{ nF}$

Capacidad C_2 :

Lo calcularemos por el tiempo de hold-up que tomamos 40ms.

$$C_2 \geq \frac{2 P_{o_{max}} t_{HU}}{V_{o_{Max}}^2 - v_{o_{min}}^2} \quad (3.5)$$

$$C_2 \geq \frac{2 \cdot 21 \cdot 0.04}{37^2 - 32^2} = 1.26 \text{ mF}$$

Adoptaremos $C_2=1 \text{ mF}$

Los datos aquí obtenidos fueron los utilizados para analizar el funcionamiento en el simulador e ir corrigiéndolos hasta llegar a los requerimientos de nuestro interés.

3.3 Verificaciones mediante simulación con PSIM

En estos apartados se ilustrarán simulaciones efectuadas mediante el programa PSIM^[19] para validar el comportamiento como LFR del circuito analizado de forma teórica en los capítulos anteriores. Los parámetros de los componentes se han acondicionado al funcionamiento requerido, trabajando inicialmente en las simulaciones con los valores calculados en el apartado anterior.

Teniendo en cuenta los resultados referentes a la estabilidad del sistema seguiremos analizando la estabilidad y funcionalidad del circuito mediante el simulador.

Analizaremos el circuito en lazo abierto (referido a la realimentación de salida, I_o), ya que con la complejidad de las ecuaciones de estado solo pudimos verificar la estabilidad del sistema, pero no pudimos realizar un modelo del mismo. Sobre el final del capítulo haremos las observaciones realizadas en el laboratorio.

3.3.1 Simulación del LFR con carga lineal: resistencia estática equivalente.

De la figura 28 (datos del manual) obtenemos que para 3 HBLEDs en serie (y recordando que cada uno son 4 HBLEDs es seria) tendremos una

$$R_e = 3 \cdot 4 \cdot 5.6 \Omega = 67.2 \Omega \approx 60 \Omega$$

Por lo tanto analizaremos el circuito inicialmente con esta carga (aprox.) más un diodo ideal con una $V_g=0$, con lo cual el circuito solo “vería” la R_e .

Los demás valores de componentes se muestran en la figura 29.

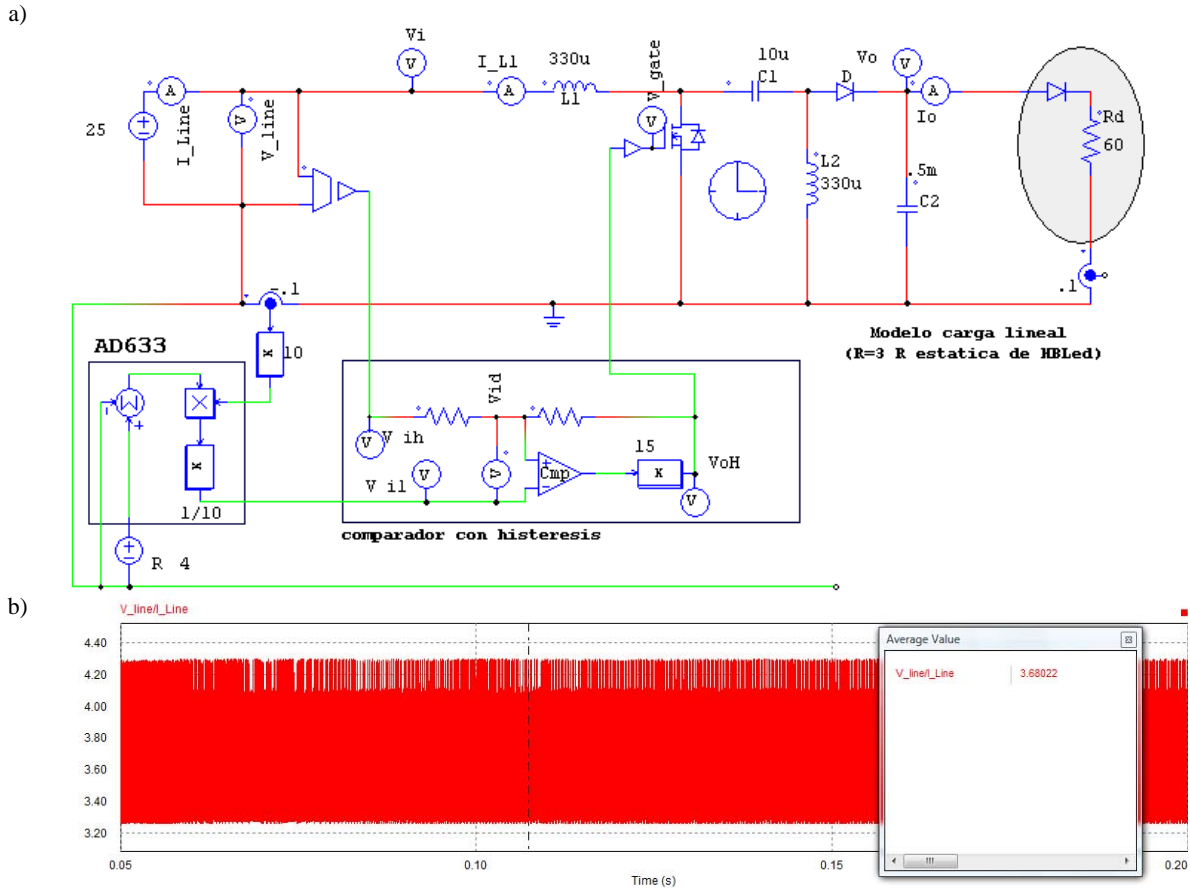


Figura 29. a) Esquema de PSIM del convertidor SEPIC como LFR , b) Carga vista por la línea

En cuanto a la R de control una vez implementado el hardware la manejaremos por medio del parámetro R (la fuente R en nuestro esquema simulado, y una tensión de referencia fijada por medio de un potenciómetro en el circuito). Se ha de tener en cuenta que tenemos un factor de multiplicación “1/20” en el esquema de la figura 29a, y un divisor de tensión en el circuito implementado.

La figura 29b representa al resistencia de carga “vista” por la línea que en promedio se aproxima al valor calculado en la ecuación (3.9). Las ecuaciones 3.6 y 3.7 son extraídas del modelo del esquema.

$$V_{ih} = V_{line} / 20 \tag{3.6}$$

$$V_{iL} = I_{L1} \cdot 0.1 \cdot 10 \cdot R / 10 = I_{L1} \cdot R / 10 \tag{3.7}$$

Contando además con la expresión de la superficie de deslizamiento, ecuación 2.4, llegamos a la expresión “real” de la R de control, que además será la carga “vista” por la línea.

$$V_{ih} = V_{iL} \rightarrow (V_{line} / 20) = (I_{L1} \cdot R / 10) \rightarrow \tag{3.8}$$

$$V_{line} / I_{L1} = 2 \cdot R \tag{3.9}$$

$$R_{vista\ por\ la\ fuente} = 2R$$

Donde el parámetro R será el parámetro que usaremos para el control de transferencia de potencia.

Una opción más formal de ver cual es la R de control real (R vista por la fuente) la podemos obtener de la ecuación 5.1, donde en el caso de nuestro esquema tenemos los siguientes parámetros:

$$Kv = 1/20 \quad v_{oPI} = 0 \quad ki = 1/10 \quad R: \text{parámetro de control}$$

Por lo tanto nos queda la ecuación 5.1 con la siguiente forma:

$$\begin{aligned} S = v_i/20 - (R - 0) i_i/10 &= 0 \\ R_{\text{vista por la fuente}} &= -2R \end{aligned} \quad (3.10)$$

Con lo que llegamos a la misma relación anterior.

Luego de esta observación en referencia a la R de carga vista por la fuente (o la línea), vamos a tener en cuenta que a partir de ahora y durante todo el resto del desarrollo, nos referiremos al parámetro R de control (R_{control}) como el valor utilizado en el esquema de la figura 29a representado mediante una fuente de tensión y en el circuito desarrollado representado por el valor observado en la patilla 3 del multiplicador de la figura 40.

3.3.2 Respuesta a una perturbación en la entrada

La figura 30 muestra la respuesta del convertidor, de la figura 29a, como LFR cuando se introducen perturbaciones de tipo escalón en la entrada. La entrada varía de 25 V a 35 V y regresa a 25 V. Podemos ver que cuando la tensión de entrada se modifica por el escalón introducido, la corriente de entrada varia adecuadamente siguiendo el comportamiento previsto del LFR en el que la tensión de entrada es proporcional a la corriente de entrada con un factor de proporcionalidad R (carga vista por la línea). Lo podemos apreciar también en la tercer grafica mediante la ecuación $v_i/i_i/10$ (de la figura 30) lo que seria la carga (proporcional 1/10) vista por la fuente, donde si observamos el valor medio se mantiene constante.

Las variables de salida se modifican ya que el hecho de variar la tensión de entrada provoca una variación en la potencia de entrada con lo cual también provocará este cambio en la potencia de salida con lo que tendremos una relación proporcional entre la tensión de entrada y salida (manteniendo la carga constante).

Podemos visualizar también en la última grafica las potencias de entrada y salida que confirman la hipótesis de funcionamiento de un circuito POPI.

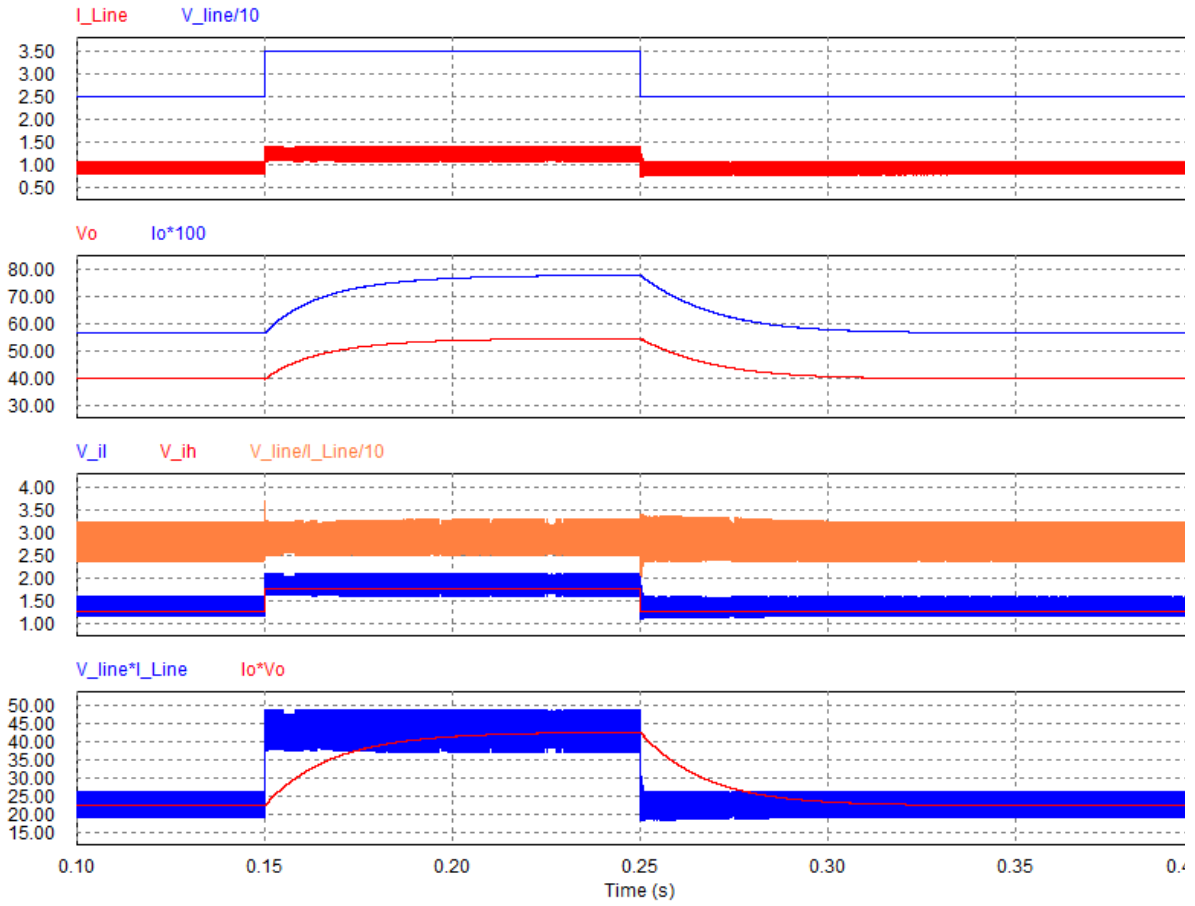


Figura 30. Respuesta del convertidor, a perturbaciones tipo escalón en la entrada 25V-30V-25V
 Obs.: Se utilizan factores de escala para superponer las graficas para una mejor visualización.

3.3.3 Respuesta a una perturbación en la carga

De forma análoga en la figura 31 vemos la respuesta del convertidor cuando se introducen perturbaciones de tipo escalón en la carga. Podemos apreciar como cuando la carga se ve modificada por el escalón introducido, las variables de entrada no se ven afectadas mientras que las de salida si. Las variaciones de carga en este caso son del 50% (70-35-70 Ω).

Lo más destacable del sistema en este caso como la potencia de entrada y de salida se mantiene constante (en régimen estacionario, a pesar de las variaciones de tensión y corriente de salida)

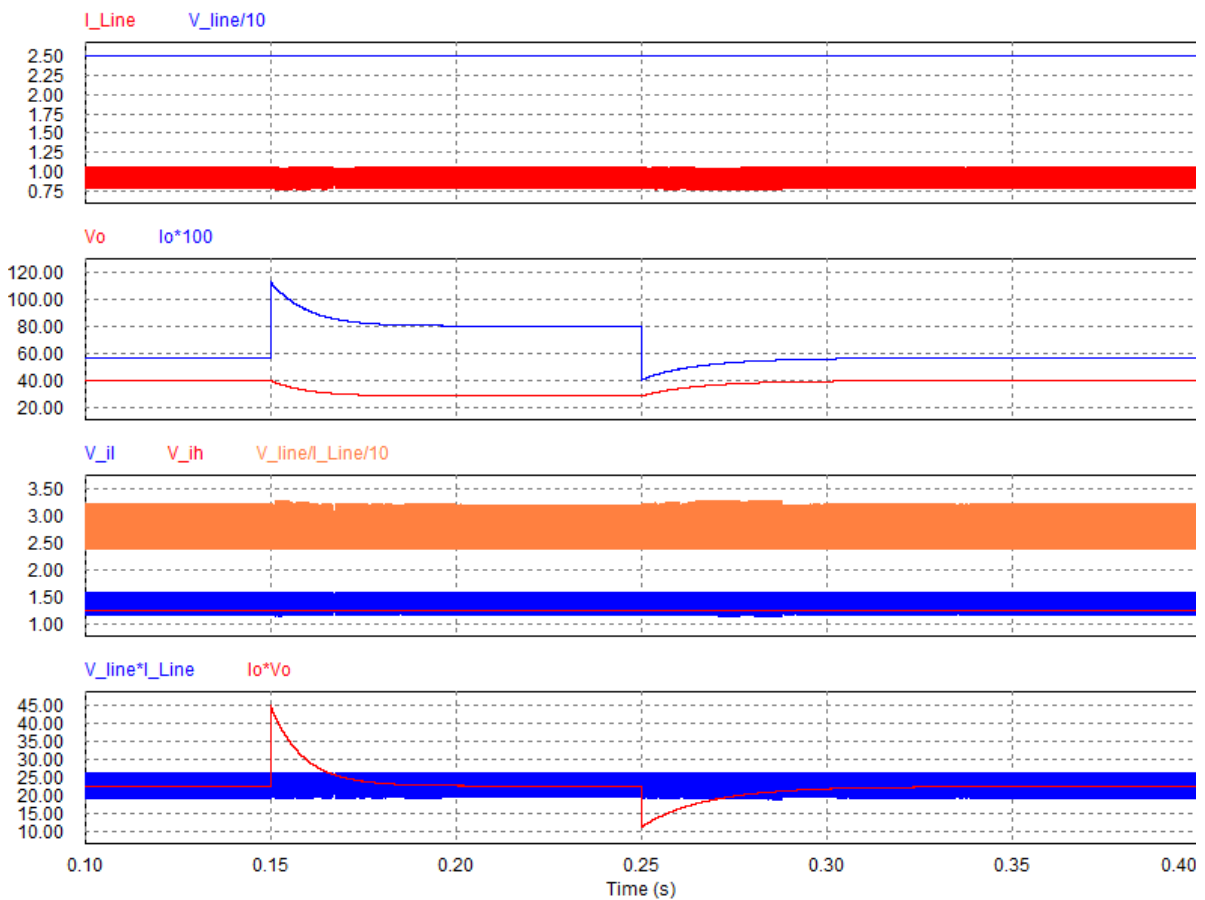


Figura 31. Respuesta del convertidor, a perturbaciones tipo escalón en la carga 70-35-70 Ω

Obs.: Se utilizan factores de escala para superponer las graficas para una mejor visualización.

3.3.4 Simulación del LFR como pre-regulador para un PFC

La figura 32 muestra el esquema de PSIM donde alimentamos al convertidor con un puente rectificador que se alimenta de un transformador estándar de 24 Vrms para conectar directamente a la línea de 220 Vrms, 50Hz. En esta forma actuaría como pre-regulador para la corrección del factor de potencia.

La idea original sobre el sistema era alimentarlo directamente a 220 Vrms, pero por los inconvenientes mencionados al inicio de este capítulo optamos por una solución de compromiso con lo cual decidimos implementar mediante un transformador de 24 Vrms de salida que lo podemos considerar como una pieza comercialmente estándar.

Los parámetros generales de la simulación se muestran en la figura 32.

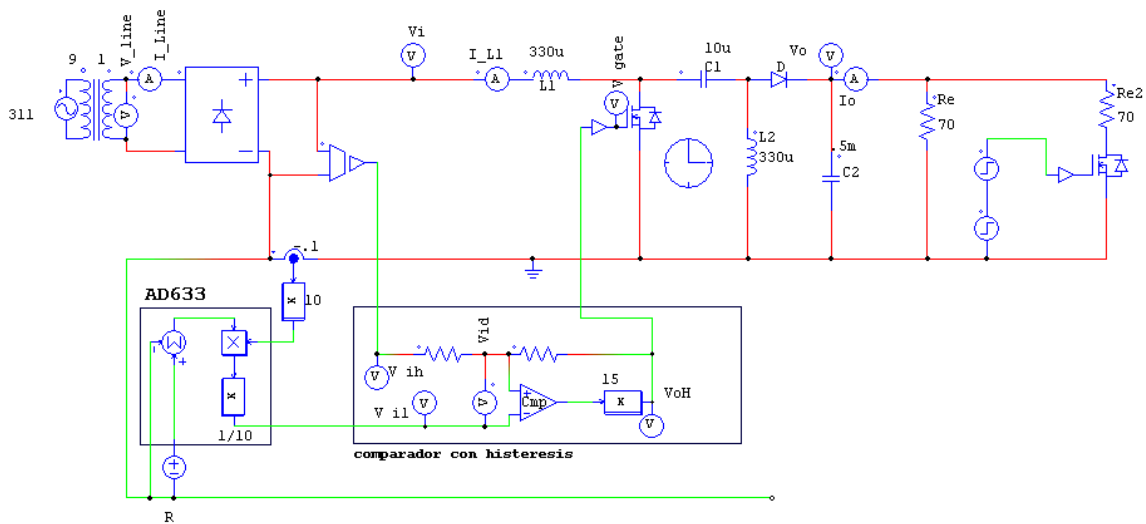


Figura 32. Esquema de PSIM del convertidor SEPIC como LFR

La figura 33 muestra la respuesta en régimen estacionario del LFR basado en el como pre-regulador para la corrección del factor de potencia. Puede apreciarse como el desfase existente entre la tensión de entrada del LFR y la corriente es nulo dando lugar a un factor de potencia unitario o muy cercano a la unidad en la entrada del rectificador.

De forma similar al apartado anterior podemos verificar en la última grafica la potencia media de entrada y la potencia de salida que se mantiene “iguales” lo que verifica el funcionamiento como circuito POPI.

Además de ello se realiza el análisis para una variación de la carga del tipo escalón igual que antes son del 50% (70-35-70 Ω), y como era de esperar no notamos cambios en las variables de entrada, ni en las potencias de entrada y salida.

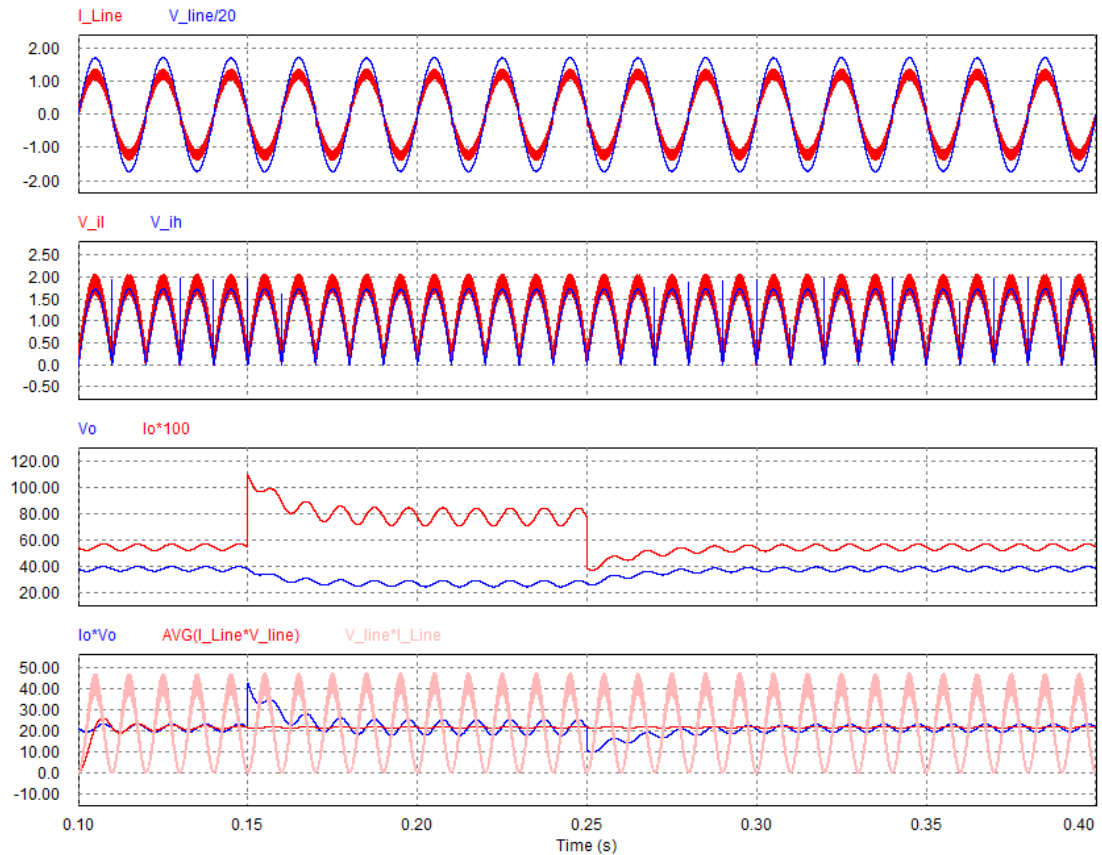


Figura 33. Respuesta en régimen estacionario del LFR como PFC

Obs.: se utilizan factores de escala para superponer las graficas para una mejor visualización.

3.3.5 Simulación con el modelo de la carga real (3 HBLED en serie)

La figura 34 muestra el esquema de PSIM donde alimentamos directamente desde la línea de 220 Vrms, 50Hz. Los parámetros de la simulación se muestran en la misma figura; donde además podemos ver que la carga colocada en la salida del circuito son los HBLEDs (3 en serie) y las formas de onda de las variable de interés se muestran en la de la figura 35 y 36 donde se aprecian en las **variables de salida** que estamos trabajando sobre los rangos de tensión y corriente requeridas por la carga.

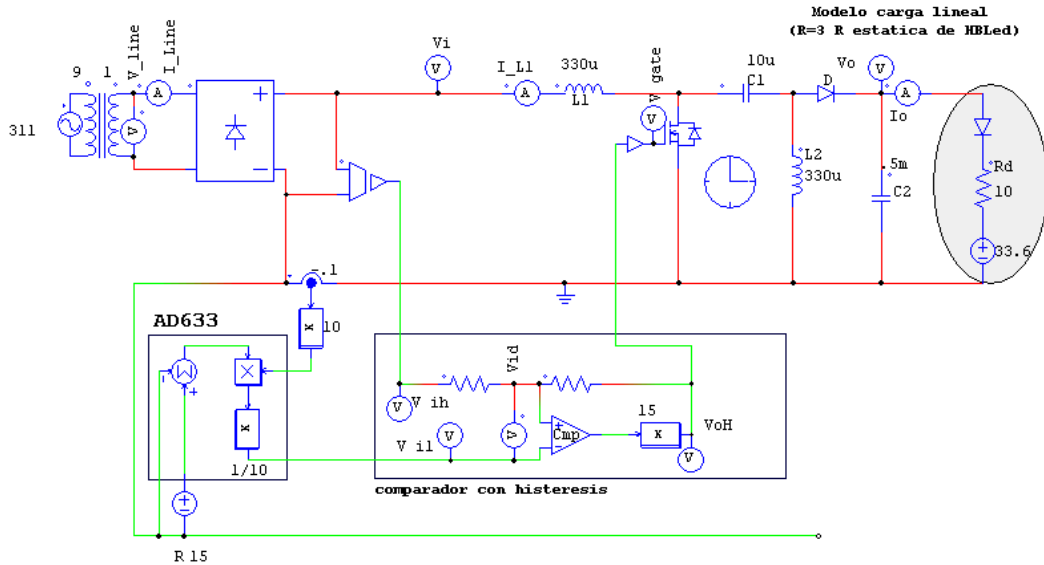


Figura 34. Esquema ideal del circuito real: carga 3 HBLED's en serie

En las **variables de entrada** vemos el correcto funcionamiento como LFR tanto en régimen temporal (figuras 35) como frecuencial (figuras 36). En primer gráfica de la figura 35 vemos que la corriente sigue una forma senoidal, con una frecuencia de 50Hz y 100Hz respectivamente antes y después del puente rectificador.

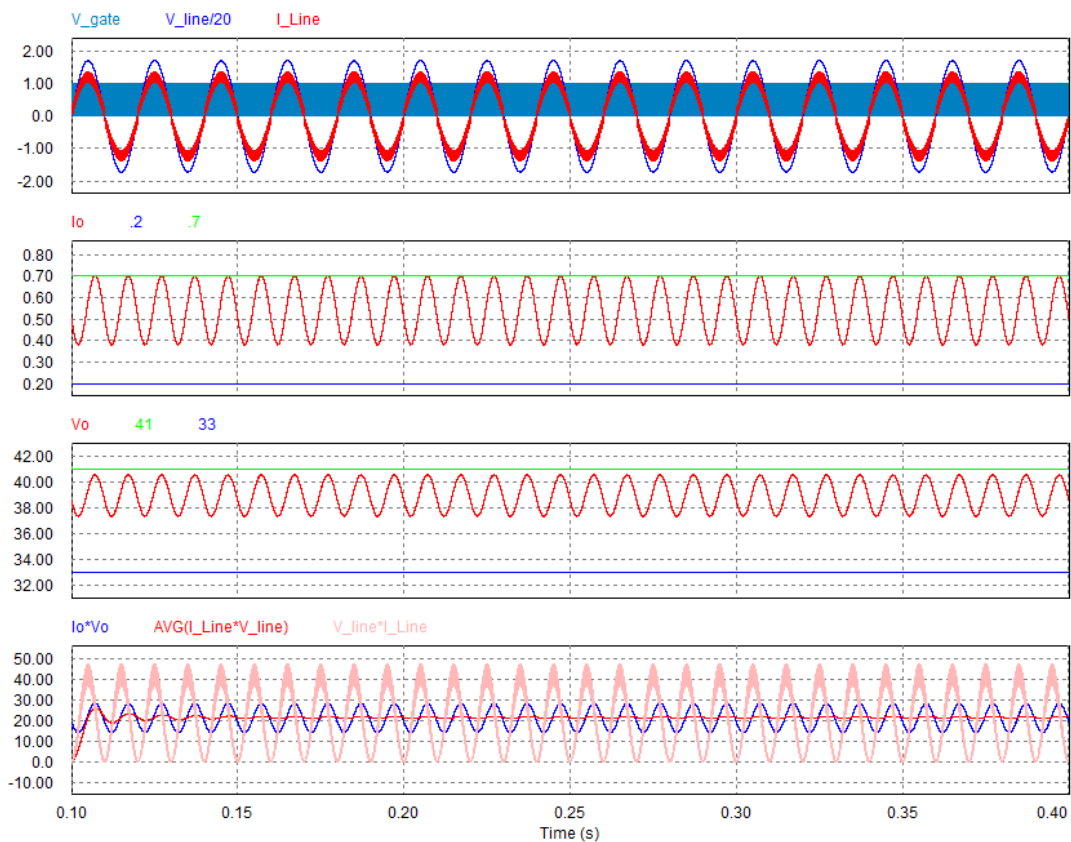


Figura 35. Variables de entrada y salida con carga de HBLEDs

Obs.: se utilizan factores de escala para superponer las graficas para una mejor visualización.

Como vimos, la señal de corriente presenta un componente de alta frecuencia que se muestra con detalle en la grafica dos de la figura 36; en esta podemos ver que presenta un componente principal en la corriente de línea en 50 Hz y otras dos componentes de amplitud despreciable, respecto de la componente principal, a unos 150 y 250 Hz (los cuales podrían estar más arriba y tener menor amplitud dependiendo del ancho de la ventana de histéresis).

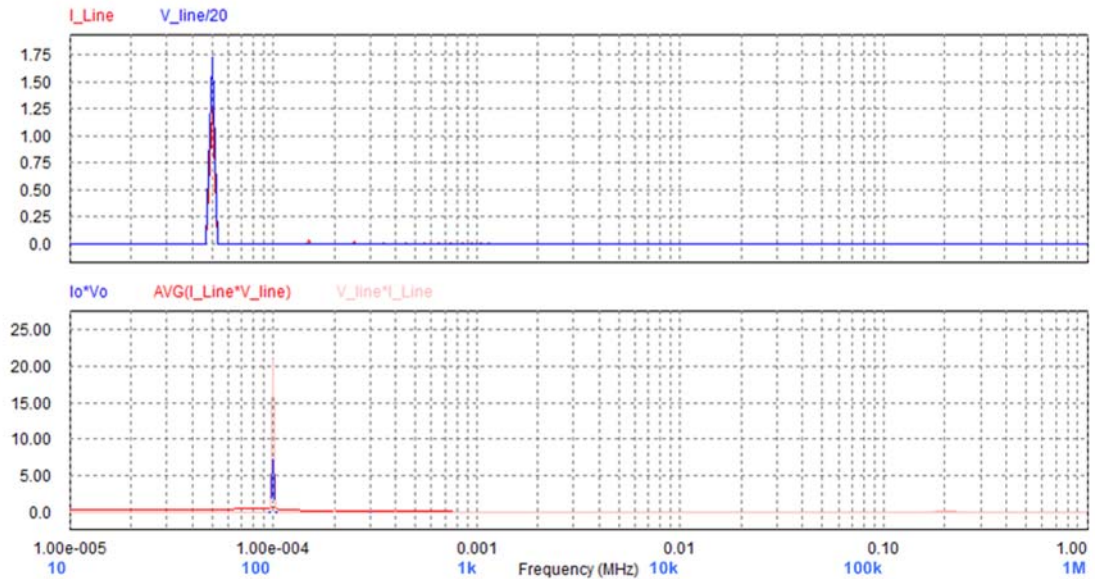


Figura 36. Diagrama frecuencial de variables de entrada con carga de HBLEDs

Obs.: Se utilizan factores de escala para superponer las graficas para una mejor visualización.

4 PROTOTIPO EXPERIMENTAL

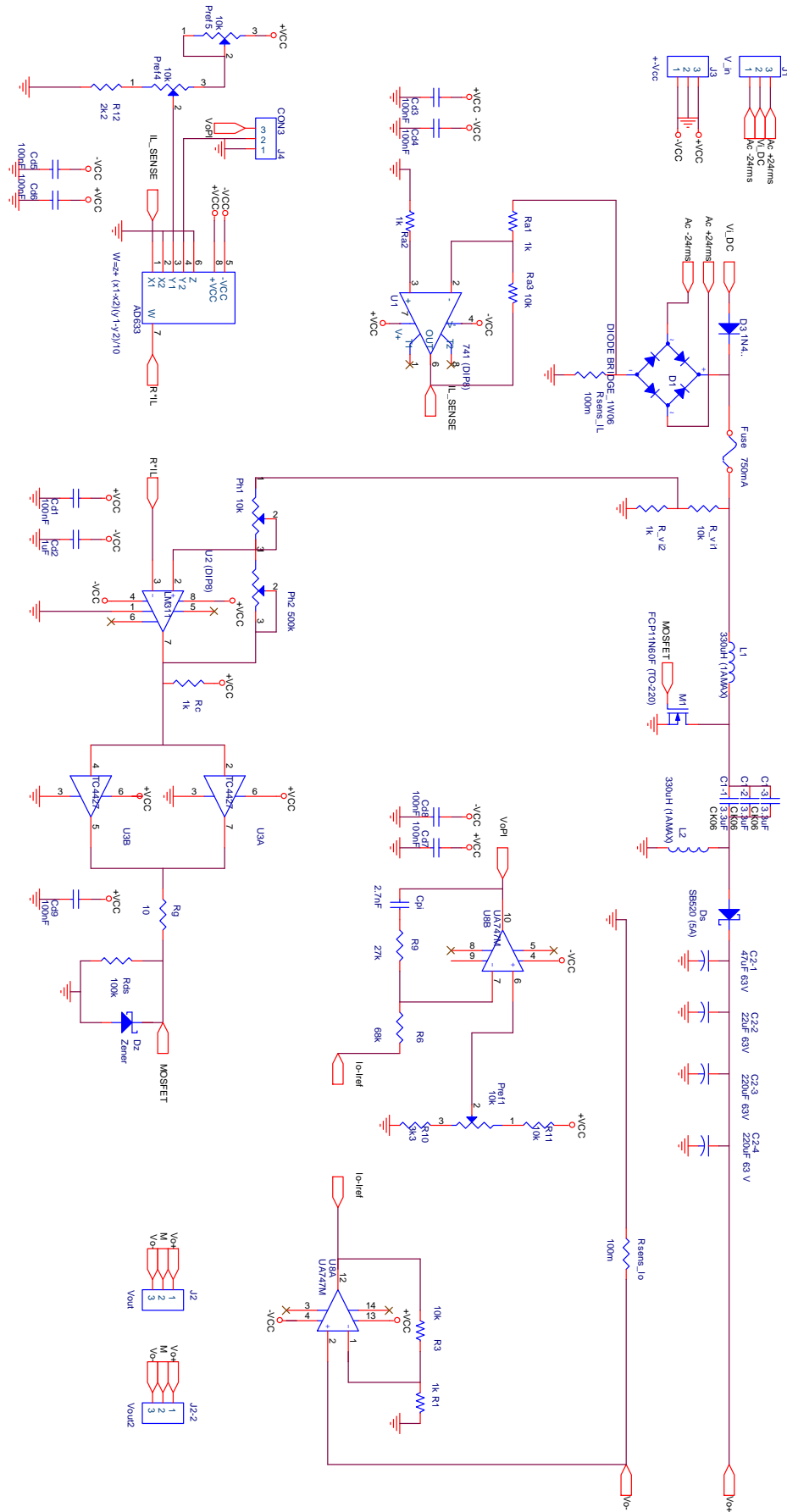
En este capítulo se verá la implementación del sistema mediante programas dedicados a estas cuestiones, previamente se verán las características de estos semiconductores según los datos del fabricante, para concluir con los detalles del circuito. Como hemos visto hasta ahora estamos optimizando al máximo los rendimientos de cada etapa por este motivo la selección de los elementos básico del proyecto será con este mismo criterio.

4.1 Implementación del circuito (OrCAD ^[21])

Se ha realizado un prototipo experimental del LFR basado en el convertidor; para ello se ha utilizado el programa OrCAD Capture y OrCAD Layout

4.1.1 Esquema del circuito

La figura 37 ilustra, el esquema completo del circuito a implementar



CONVERTIDOR SEPIC VI (Mikko)

Figura 37. Esquema completo del circuito

4.1.2 Selección de componentes

Veremos ahora una breve descripción de la selección de cada componente de lo utilizados en el diseño. Cada uno de estos elementos fue calculado en base a valores medios observados en las simulaciones, y posteriormente sobredimensionados para tener un margen de cobertura, con estos parámetros luego hemos buscado en la casa “Farnell [22]” los componentes que cumplieran con tales características.

Para el sensado de las corrientes del convertidor utilizamos resistencias shunt de bajo valor (100 m ohm) las dos “R_sense” de la figura 38, y posteriormente amplificamos estas señales, como lo vemos en las figuras 39.

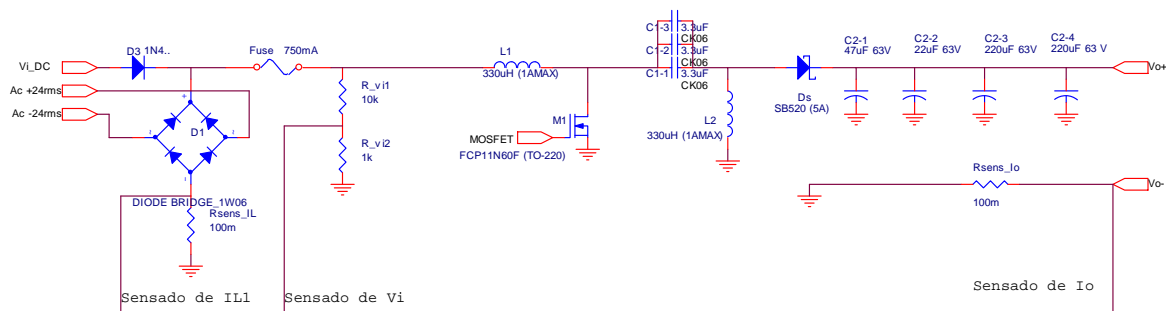


Figura 38. Esquema del SEPIC y sensado de variables

En la figura 38 representamos el esquema del circuito con los valores de componente ya calculados en el apartado 3.2 y teniendo en cuenta los datos y conclusiones extraídos de las simulaciones realizadas en el apartado 3.3.

Resistencia de sensado: usamos un valor de 0.1Ω dado a que estamos manejando corriente relativamente pequeñas con lo que si tenemos en cuenta que además vamos a trabajar en alta frecuencia (100 k a 200 k Hz), en relación con la frecuencia de línea, si hacemos más pequeñas estas resistencias de sensado estaríamos teniendo más influencia de los ruidos provocados por el circuito. En cuanto a la potencia de estas tenemos en punto de trabajos de un máximo de 750mA tomaremos un valor de 1000 mA, para tener una holgura en la selección del componente, con lo que la potencia disipada en estas R sería de 100 mW por lo que tomaremos resistencias normalizadas de $\frac{1}{4} W$, por lo tanto tendremos

$$R_s: \quad 100m\Omega \quad 1/4W \quad 2 \text{ unidades}$$

Transistor: la selección del transistor n-MOSFET se ha hecho principalmente teniendo en cuenta la corriente que deberá circular por este, la R_{DSon} que sea lo bastante pequeña como para que la caída de tensión en esta sea despreciable y consecuentemente la disipación de potencia que pueda hacer; otro parámetro importante es el tiempo de respuesta como para que pueda trabajar en el orden de los 500 kHz (valor con el que nos quedamos suficientemente cubiertos en nuestro estudio). Como ultimo requerimiento es interesante que, ya que estamos trabajando en un prototipo, tenga un encapsulado capas de disipara temperatura y al cual le podamos poner un disipador adicional (el TO-220); con todos estos requerimiento se ha seleccionado el

MOSFET: FCP11N60F

$$\begin{array}{ll} I_D: & 11A \\ t_{rr}: & 120ns \end{array} \quad \begin{array}{ll} R_{DSon}: & 320 m\Omega \\ P_D: & 125 W \text{ (con disipador)} \end{array}$$

Diodos de entrada: Puente rectificador y diodo D3: si tenemos en cuenta que la corriente que circulará por estos diodos es la misma que la que circulará por L_1 , y que es del orden de 1 Arms con lo que no iremos a usar diodos de rectificación normales como los 1N400x... que soporten una corriente en directa de 2 A. y sin ningún otra característica en particular

D3: 1N400x
Puente: 2 A 200 V

Fusible: con los parámetros utilizados hasta ahora hemos tomado valores sobredimensionados, pero teniendo en cuenta que este es un elemento crítico para la protección del circuito en este caso no usaremos el mismo criterio de sino que por el contrario, iremos al límite que nos exige el sistema y trabajaremos en principio con fusibles de 750mA, luego de verificado el correcto funcionamiento lo llevaremos a un valor más alto.

Inductancias: como vimos en los cálculos, en las simulaciones, y lo comentado hasta ahora de las corrientes en esta rama veremos que las bobinas puedan soportar sin problemas las exigencias de la carga, además de esto debemos tener en cuenta en estos elementos que no podemos sobredimensionarlos como a las otras ya que el volumen que ocupan es bastante grande en comparación con el resto, con lo que si tenemos visto que circularan unos 800mA_{DC} (como máximo) tomaremos un del orden de 40% superior lo que nos da 1.12A_{DC} , por este motivo hemos seleccionado:

L: 330 uH 1.1 A 2 unidades

Teniendo en cuenta que el tamaño de una bobina de estas es el mismo si es simple o doble, hemos tomado la doble; en el caso que una de ellas se nos muera tendríamos la otra sin ningún daño ni coste adicional.

Capacidad C1: dado que este capacitor es el encargado de hacer de “puente” de transferencia de potencia entre ambas partes del convertidor, se debe tener la precaución de que por este circulará toda la corriente que se transfiera a la salida por lo tanto en una buena opción dividir este en dos o tres elementos similares para no poner al límite un único componente. En cuanto a la tensión media soportada por este, no es de gran valor (aproximadamente $v_i - v_o$) con lo que buscamos una tensión del orden de los 50 VDC para quedarnos cubiertos con lo cual adoptamos estos.

C1: 3.3 uF 50 V 2 unidades

Capacidad C2: este capacitor simplemente usamos el valor de capacidad utilizado en las simulaciones, donde pudimos experimentar, que si poníamos un valor más alto nos daba una señal de salida menos oscilante, pero el tiempo de respuesta se nos hacia muy grande (del orden de 6 periodos de red), con lo que tomamos una solución de compromiso entre el tiempo de respuesta y la componente de alterna en la salida, y por tal motivo nos quedamos

con un valor de 500 μF con una tensión un poco superior al valor de salida de nuestro requisito (aprox. 40 V_{DC}). Este C2 lo dividimos en vario de menor valora para poder obtener un mejor filtrado de la componente de alterna, y los utilizamos de los electrolíticos ya que estamos siempre con una de sus patas en referencia a masa con lo cual no tendrá valores de tensión negativos.

| | | | |
|--------|-------------|-----|------------|
| C2: | 220 μF | 50V | 2 unidades |
| | 47 μF | 50V | 1 unidad |
| | 22 μF | 50V | 1 unidad |
| Total: | 509 μF | | |

Diodo de salida: hemos seleccionado un diodo schottky debido a su baja caída de tensión en directa, lo que implica directamente mejor perdida de potencia y por lo tanto mejor eficiencia del circuito, y por su velocidad de recuperación. En la primer selección de componentes solo tuvimos en cuenta estos y la corriente en directa fuera suficientemente para no tener problemas, con lo que se opto por el

| | | | | | |
|-----|-------|---------|------------|-----------------|------------|
| Ds: | SB520 | If: 5 A | Vf: 550 mV | V_{RRM} : 20V | Cj: 500 pF |
|-----|-------|---------|------------|-----------------|------------|

Entre tantos componente en este caso no nos dimos cuenta de la V_{RRM} (max. tensión inversa repetitiva) es de 20 V con lo cual durante las primeras pruebas de circuito funcionó correctamente, pero cuando comenzamos a exigirle más se quemó a causa de este parámetro demasiado bajo, motivo por el cual durante mucho de los ensayos y mediciones presentadas se he utilizado un diodo rápido normal. Con esta diferencia en el circuito se puedo apreciar la diferencia en los tiempos de conmutación con lo que implicaba un elemento “ruidoso” para el sistema, se pudo ver claramente (aunque no se presenta en este documento) que la corriente del diodo presenta una pendiente negativa (teníamos una caída de la corriente del diodo) durante en paso ON-OFF debida al tiempo de recuperación de este. Además de esto la caída de tensión en directa estaba sobre 1.2 V con lo que teníamos una disminución de la eficiencia del circuito. Luego de este infortunio se cambio el diodo por el

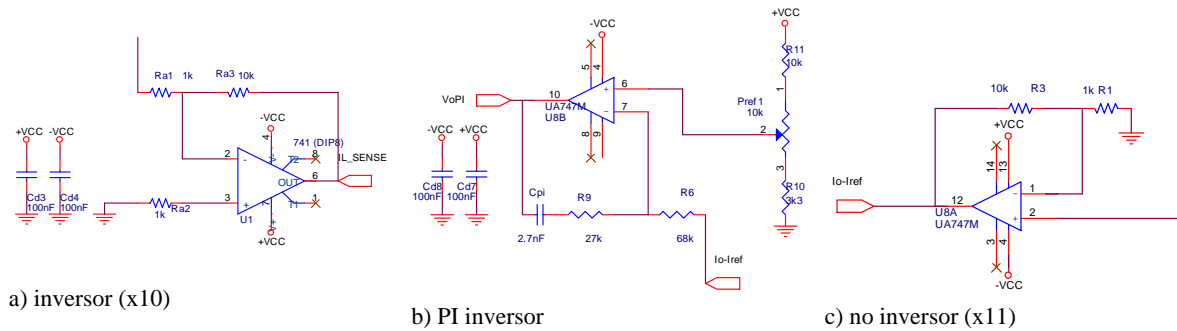
| | | | | | |
|-----|--------|---------|---------|------------------|----------|
| Ds: | USB260 | If: 2 A | Vf: 1 V | V_{RRM} : 600V | Cj:45 pF |
|-----|--------|---------|---------|------------------|----------|

Si observamos la Cj podemos deducir fácilmente que la velocidad de respuesta será incluso mejor.

Parámetro Kv: en la implementación del circuito este parámetro lo realizamos mediante un divisor de tensión por medio de las “R_vi1 y R_vi2” (figura 38) de 10 $k\Omega$ y 1 $k\Omega$ respectivamente, las cuales dan la tensión de referencia (para la ecuación de deslizamiento) al bloque comparador. Teniendo en cuenta que es solo aun señal de referencia por donde no circula una corriente importante utilizamos residencias de $\frac{1}{4}$ W.

Una vez implementado el circuito tuvimos que variar el “R_vi2” para cambiar en valor del divisor, con lo que hemos adoptado luego de varias pruebas un valor de $R_{vi2}=220 \Omega$.

En las figuras 39 tenemos los bloques de amplificadores:



a) invector (x10)

b) PI invector

c) no invector (x11)

Figura 39. Amplificación de los sensores de corrientes

Amplificador invector: figura 39a, este bloque corresponde a un amplificador invector implementado con un AO estándar (uA741). Como detalles de este bloque podemos observar que le hemos dado una ganancia de tensión de 10 con lo que nos estaría dando a la salida (IL_sense) el valor real medido de la corriente que circula por la L₁, la entrada no inversora del operacional está referida a masa mediante la “Ra2” para tener una referencia a cero.

Teniendo en cuenta que la IL1 la estamos sensando por medio de la R_sens_IL de la figura 38 de un valor de 0.1Ω y estamos amplificando por 10 fácilmente se verifica que la salida será la IL1, idealmente, sin atenuación ni amplificación. Otro detalle respecto al bloque de amplificación y sensado es que la IL1 la estamos midiendo en la rama de masa (no en la de la bobina) con lo que el valor de tensión sensado en la R será negativo (ya que la corriente circula desde la masa hacia el puente diodo), motivo por el cual el bloque de amplificaron también es negativo y de esta forma cancelamos ambos signos y nos queda en la salida el valor correspondiente a la corriente que circula por L1 en magnitud y sentido.

Amplificador NO invector: figura 39c corresponde a un bloque amplificador no invector implementado con un AO estándar (uA747 que son 2 uA741 integrados en un mismo circuito). De la misma forma anterior vemos que la ganancia de tensión de este bloque es de 11 (10+1); con lo que, con el mismo criterio anterior siendo la R de sensado de 0.1 Ω y la ganancia de 11 nos da un valor de salida muy próximo al real, un 10% superior, con lo que podemos asumir que es el valor real de la corriente que circula por la carga.

Multiplicador: Para la ecuación de la superficie de deslizamiento usamos un multiplicador analógico (AD633) como vemos en la figura 40 y un comparador con histéresis figura 41.

Para poder trabajar en con o sin el lazo de salida hemos colocado el “con3” que son 3 pines para poder eliminar este lazo y dejar el sistema en lazo abierto con solo cambiar un “Jumper” de posición.

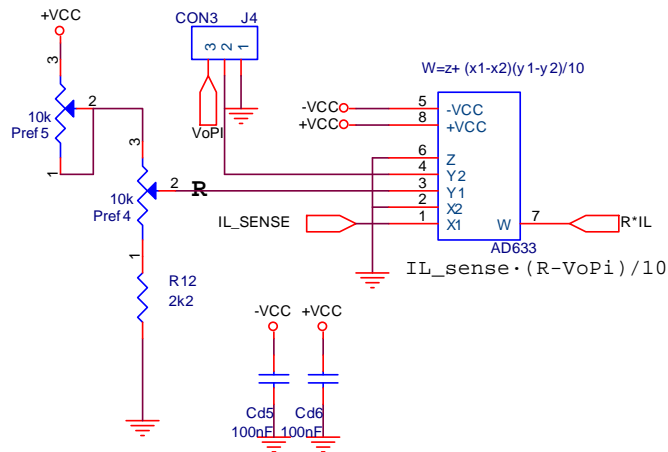


Figura 40. Multiplicador analógico para la ecuación de la superficie de deslizamiento.

En cuanto a la rama de referencia para la tensión R, figura 40 como podemos ver, la realizamos mediante 2 potenciómetros de 10 kΩ para tener una buena precisión en el valor de dicha tensión y una resistencia de bajo valor para no llegar al cero como valor de R.

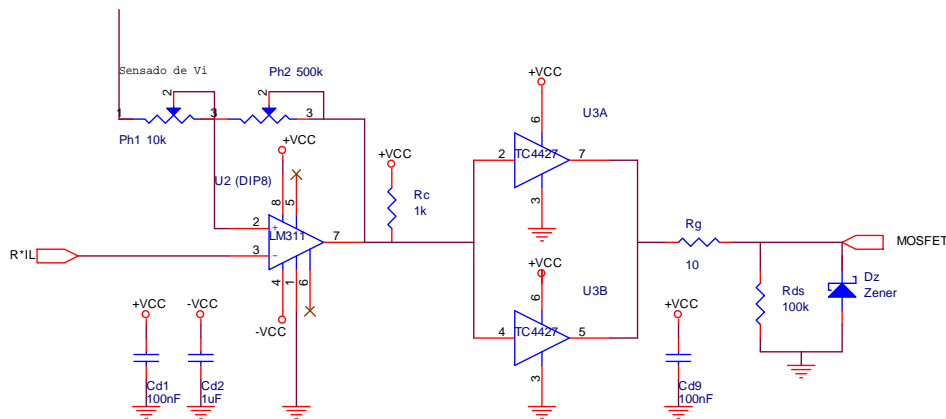


Figura 41. Circuito de histéresis y driver para excitar el MOSFET

La figura 41 muestra donde se genera el control del LFR mediante la ecuación 2.4 Podemos ver que estamos efectuando la ecuación de control:

$$MOSFET = kv Vi - IL R/10 \tag{4.2}$$

Comparador de tensión: el LM311 es simplemente un comparador de tensión para hacer el comparador con histéresis, de allí que lo realimentamos positivamente.

Potenciómetros Ph1 y Ph2 son los mecanismos a tocar para hacer más grande o más pequeña la ventana de histéresis del comparador, con lo que se traduce en acotar más o menos el rango de variación de la IL con respecto a la Vi , con sus correspondientes coeficientes; esto lo podemos entender más claramente si observamos las dos primeras gráficas de la figura 35 donde se ve que la corriente de entrada se mantiene acotada en un entorno de la tensión de entrada con algún parámetro de atenuación. También podemos visualizar el mismo comportamiento en la figura 58.

En este punto cabe destacar que el cerrar más la ventana de histéresis estaremos acotando más aun el rango de variación de la IL1, y como consecuencia de esto tenemos que la frecuencia de funcionamiento del control ira aumentando mientras más cerremos la ventana de comparación. Y viceversa; si abrimos la ventana bajamos la frecuencia de funcionamiento disminuye.

Resistencia de pull up: la resistencia R_c se utiliza que cuando el comparador tenga un uno lógico en la salida, esta pueda tener un valor positivo ya que el modelo de salida del LM311 presenta en esta pata el colector de un transistor figura 42 con lo que si la salida corresponde a un “uno” este transistor se encuentra en corte y tendríamos en esta pata la tensión V_{CC} a la que se encuentra conectada la R_c . Cuando la salida es un cero el transistor esta saturado y presenta un “cero” a la salida.

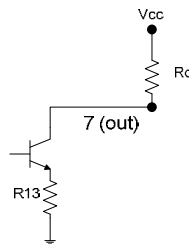


Figura 42. Modelo de salida del LM311

Driver: TC4427, a la salida del comparador hemos colocado un circuito integrado que hace de driver (amplificador) de corriente, nos sirve para tener suficiente corriente para atacar la puerta de MOSFET, se debe tener en cuenta que este transistor presenta una alta impedancia de entrada pero también una capacidad debido a los aspectos físicos de construcción de un MOSFET y como consecuencia de esto debemos poder dar suficiente corriente a la puerta del MOSFET para poder cargar y descargar esta capacidad; si no tuviéramos este nivel de corriente tardaría en cargar la capacidad de la puerta de MOSFET con lo que traería aparejado un problema de velocidad de respuesta del transistor y consecuentemente no podríamos trabajar con una frecuencia elevada.

Las corrientes de salida que maneja el LM311 rondan el orden de los 5 mA lo que no es suficiente para el MOSFET de potencia, pero si lo es para la entrada del driver, cuya entrada también es MOSFET pero de baja potencia y por lo tanto de baja capacidad lo que nos da una rápida respuesta y su salida puede generar picos de corriente suficiente para cargar la capacidad de la entrada del MOSFET.

Diodo Zener: este se utiliza como limitador de tensión en la entrada del MOSFET para no exceder la tensión V_{GSS} y no producir un deterioro del mismo. Usaremos un zener de 15V para no cargar ni al driver ni exceder esta tensión en la entrada del MOSFET.

$$D_z: \quad 15 \text{ V/1 W}$$

Condensadores de desacople: Los condensadores C_d presentados en la figura 37 del esquema completo son capacidades de desacople. Estos sirven para mantener un nivel “estable” de tensión continua en los circuitos integrados (CI), ya que estos son alimentados desde el bus de continua (de donde “cuelgan” todos los CI) ya en los instantes de cambio de estado pueden presentar un pico de corriente que haría mover el nivel de continua del bus; estas capacidades se encargan de entregar esa corriente instantánea ayudando a que el

bus no tenga oscilaciones por cambios de estado del circuito. Algo a tener en cuenta sobre estos componentes es que cada CI debe tener sus capacidades de desacoplo lo más próximo al mismo CI. Este es el motivo por el cual están colocados entre $\pm V_{cc}$ y masa; y si observamos la figura 46 se puede observar que se hallan a uno u otro lado de los CI y muy cercanos a estos. En cuanto al valor son de 100 nF que es un valor recomendado en muchos manuales de CI por tal motivo se adopta este valor para todos los CI.

La tabla de la figura 43 corresponde al listado completo de componentes a utilizar en este desarrollo.

| Cant. | Descripción | Código |
|-----------------------------|--|---------|
| Pasivos | | |
| 12 | Plastic film capacitor, 50Vdc, 0.1uF | |
| 1 | 2,2nF, 63V | 1138878 |
| 1 | 4,7nF, 63V | 1138879 |
| 1 | 10nF , 63V | 1138880 |
| 3 | Ceramic Multilayer Capacitor 3,3uF, 50Vdc , SMPS | 1715155 |
| 1 | 47uF | 9693858 |
| 1 | 22uF | 9693840 |
| 2 | 220uF | 9693874 |
| 2 | Bi technologies / tt electronics - hm7640331lfjtr - inductor, 330uh | 9431454 |
| Resistencias 1/4 W | | |
| 4 | TRIMMER, 25 TURN 10K | |
| 1 | TRIMMER, 25 TURN 500K | |
| 2 | R Sense0,1 | |
| 10 | 1k | |
| 2 | 100k, 10, 68k, 27k, 3k3, 2k2 (2 de cada: 12 total) | |
| Semiconductores | | |
| 1 | SB520 - DIODE, SCHOTTKY, 5A, 20V, DO-201 | 1467532 |
| 2 | BZX85-C15 - DIODE, ZENER, 15V, 1.3W | 9844090 |
| 1 | BRIDGE RECTIFIER, 2A, 200V | 9380957 |
| 2 | FCP11N60F - MOSFET, N, TO-220 | 1228346 |
| 1 | Vishay general semiconductor - usb260-e3/52t – schottky diode,2a forward | 1651139 |
| HB LEDs | | |
| 4 | CREE - mce4wt-a2-0000-000m01 - led, smd, cl-white, 430lm (mce4wt-a2-0000-000m01) | 1688706 |
| Circuitos Integrados | | |
| 2 | uA741 DIP8 | |
| 2 | uA747 Dip14 | |
| 1 | MICROCHIP - TC4427AEP - DRIVER, MOSFET, DUAL 1.5A, DIP8 | 1332311 |
| 2 | TEXAS INSTRUMENTS - LM311P.. - COMPARATOR, DIP8, 311 | 1648675 |
| 1 | Analog devices - ad633anz - analog multplier, 4 quadrant, pdip | 1438410 |
| Varios | | |
| 5 | Zócalos Dip8 | |
| 2 | Zócalos Dip14 | |
| 1 | porta fuse pequeño 1A para PCB, y 2 fuse 800mA | |
| 3 | terminales 3 bornes | |
| 1 | Impresión de placa | |

Figura 43. Listado de componentes

4.1.3 Impresión de la placa

Las figuras siguientes ilustran la distribución de componentes; en la figura 44 vemos solo los componentes y la discriminación de tres zonas de trabajo bien delimitadas.

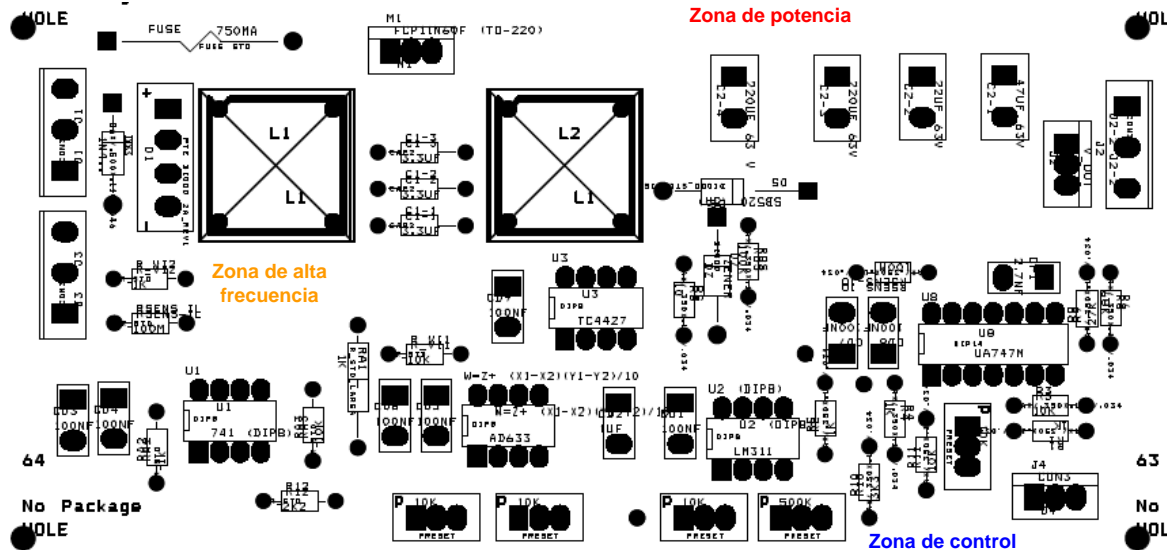


Figura 44. Distribución de zonas y componentes de la placa del circuito impreso

La zona superior es la zona donde tenemos gran circulación de corriente ya que es donde se desarrolla la transferencia de potencia. Nos referimos estrictamente a los componentes pasivos y activos del SEPIC; en esta misma zona ubicamos los terminales de entrada y salida de potencia, y diodos de entrada. Toda esta zona trabaja con corrientes elevadas y a la frecuencia de conmutación que rondará los cientos de kHz, por lo tanto es un sitio donde se produce “mucho ruido” y debemos separarlo de la zona de control del sistema.

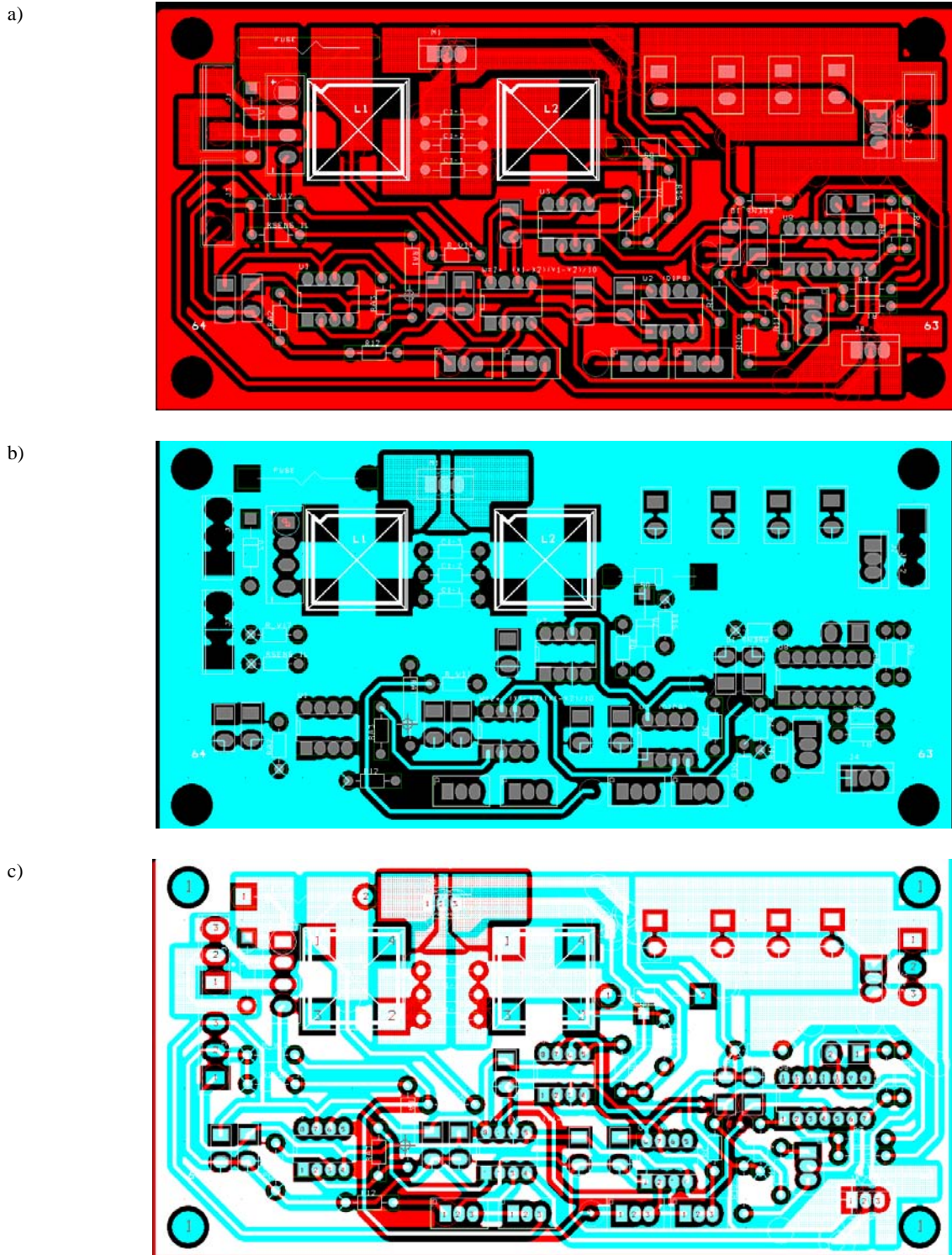
En cuanto a la zona inferior de la figura 44 vemos que tenemos toda la lógica de control del circuito bastante compactada (dentro de las posibilidades de diseño de la tarjeta), con esto intentamos evitar la influencia de los ruidos producidos en la zona vecina. Y en el medio de la placa ubicamos los componentes que trabajarán a alta frecuencia y con bajas corrientes de modo que no produzcan grandes influencias en los demás componentes activos de esta zona de control.

Otra observación importante al momento de hacer el diseño de impresión es el hecho de dejar los elementos de regulación, los potenciómetros, lo más cercano posible a donde se utilicen las señales de referencia que salen de estos. Como podemos observar los potenciómetros que fijan la variable R utilizada por el multiplicador se encuentran a su lado, de igual forma los potenciómetros que varían el ancho de la ventana de histéresis se halla al lado del comparador; lo mismo vemos en el caso de la tensión de referencia del PI.

Otro detalle para reducir la radiación de ruidos es hacer un plano de masas en ambas caras de la placa de esta forma haríamos una forma de “malla” de protección de ruido.

En la figura 45a y 45b vemos las caras inferior y superior respectivamente y en la que vemos la superposición de ambas. En estas figuras se observa la creación de “zonas” de cobre en cada pin del transistor; esto se utiliza para disipar temperatura sin la necesidad de

un disipador adicional, de todas formas la ubicación sobre un lateral de este componente en la placa se efectúa para dejar la posibilidad de colocar uno si fuera necesario.



Por ultimo en las figuras 46 vemos una foto del circuito montado donde podemos apreciar el tamaño real y en la figura 47 el circuito en el laboratorio.

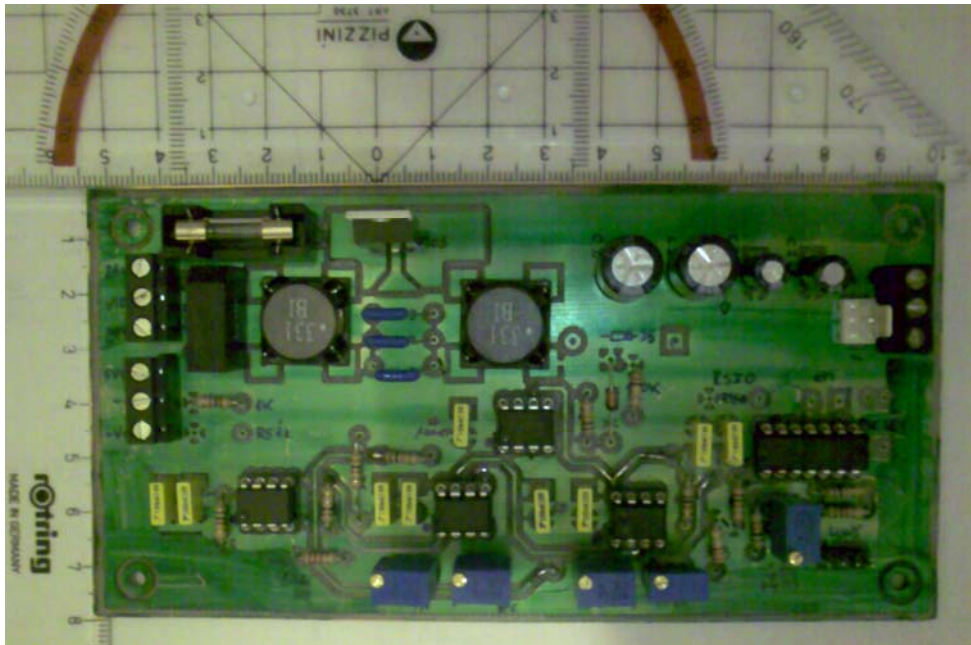


Figura 46. *Circuito impreso montado*

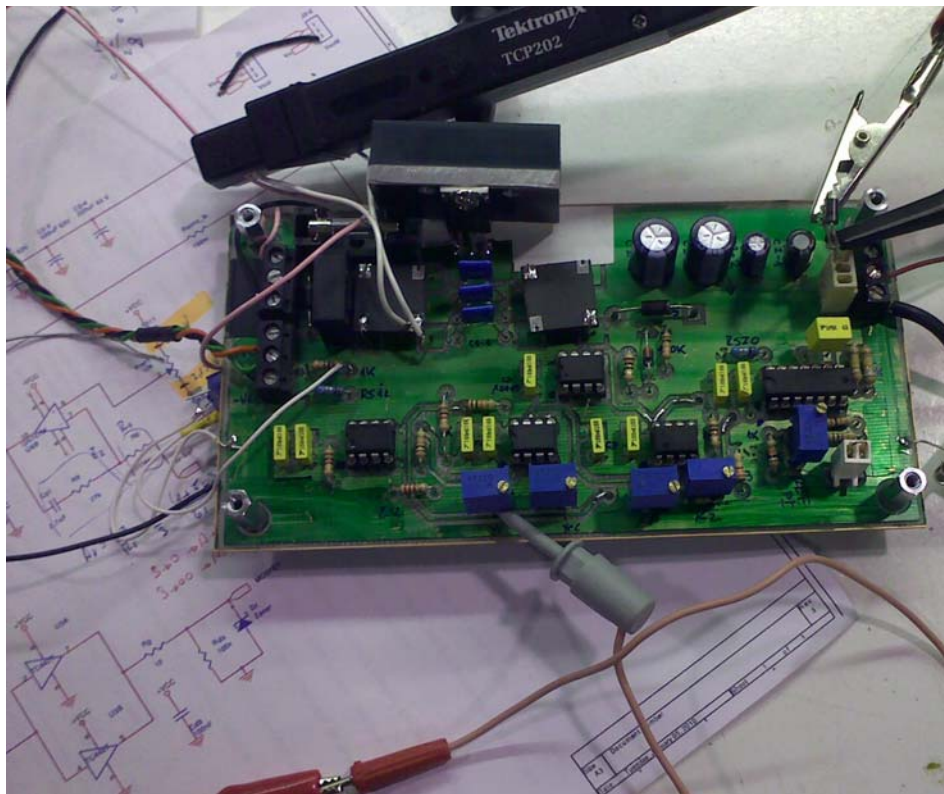


Figura 47. *Trabajo en laboratorio con circuito impreso*

4.2 Caracterización de elementos:

Hemos realizado una caracterización de los componentes que presentan mayor alinelidad para tener un mejor conocimiento de su tipo de respuesta y zonas de trabajo.

4.2.1 Caracterización de la carga

Para tener una mejor característica de los HBLEDs haremos un análisis de varios puntos de trabajo y extraeremos los datos característicos para verificar la concordancia con las hojas de datos.

| Vi [V] | Ii [mA] | Potencia [mW] = Vi · Ii |
|--------------|------------|-------------------------|
| 0,00 | 2 | 0 |
| 9,00 | 5 | 45 |
| 10,00 | 6 | 60 |
| 10,60 | 15 | 159 |
| 11,00 | 60 | 660 |
| 11,25 | 90 | 1.013 |
| 11,50 | 143 | 1.645 |
| 11,70 | 210 | 2.457 |
| 11,82 | 260 | 3.073 |
| 12,00 | 341 | 4.092 |
| 12,07 | 400 | 4.828 |
| 12,25 | 530 | 6.493 |
| 12,37 | 631 | 7.805 |
| 12,47 | 760 | 9.477 |
| 12,50 | 810 | 10.125 |
| 12,60 | 910 | 11.466 |

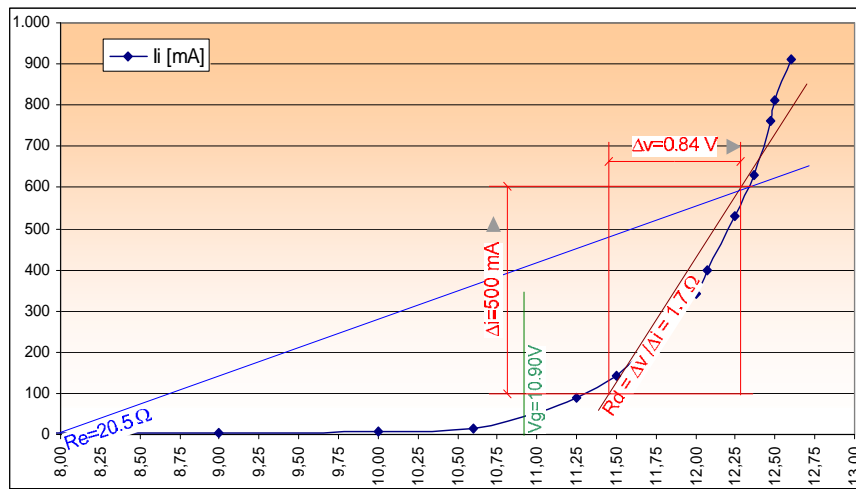
Figura 48. Mediciones tomadas para un HBLED

La tabla de la figura 48 fue realizada con un HBLED colocado sobre un disipador suficientemente grande como para que las pérdidas por temperatura no lo afectaran y pudiéramos irnos a un unos punto de trabajo sobre el límite del semiconductor.

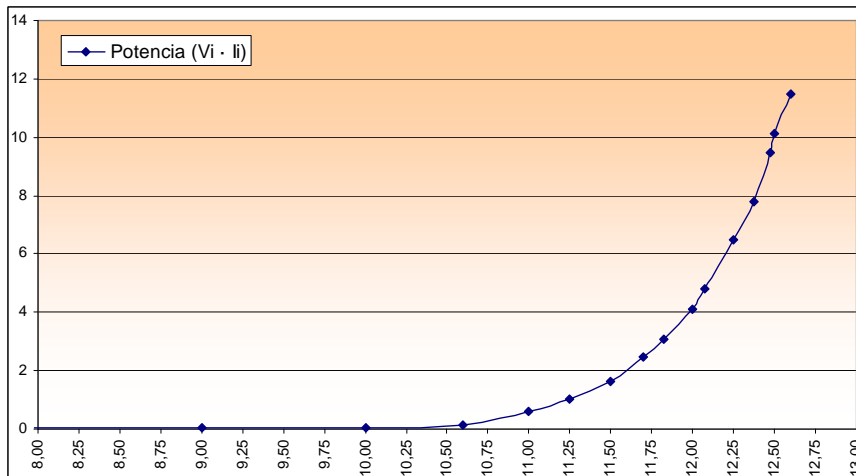
Una característica (verificada de forma bastante empírica) sobre los Led en general es que muestran una saturación de cuanto a la luminosidad en función de la corriente que circula por estos. A diferencia de los datos del fabricante, mostrados en la figura 30b, con una observación “a simple vista” y careciendo de elementos para medir la luminosidad podríamos apreciar que durante el crecimiento de la corriente, el aumento de la intensidad de luz hasta llegar a los 350 mA (aprox.), pasando este umbral, y aun duplicando la corriente no se aprecia aumento de la luminosidad de estos diodos. Otra observación en referencia al mismo tema seria la saturación del ojo humano ante una fuente de brillo tan alta; de todas formas solo podemos decir que son observaciones que tendremos que analizar detenidamente y buscar una forma directa o indirecta de hacer una medición para concretar resultados.

Como corolario de esto podemos determinar una corriente de salida (y por lo tanto potencia) menor a la prevista.

De los datos de la tabla anterior realizamos las siguientes curvas características de los diodos donde se ven representadas en las figuras 49 la corriente y potencia en función de la tensión de entrada a los HBLEDs.



a) tensión Vs. Corriente



b) tensión Vs. potencia

Figura 49. Curva y datos característicos de un HBLED

Para realizar las siguientes mediciones nos ubicamos en un entorno de trabajo desde la V_g aproximadamente, hasta un límite de corriente que no sea destructivo para el semiconductor. Con lo cual adoptamos los siguientes rangos:

| | | | |
|--------------------------------|----------------------------|---------------|------------------------------|
| $I_o : (60, 600) \text{ mA}$ | 3 HBLED en serie | \rightarrow | $I_o : (60, 600) \text{ mA}$ |
| $V_o : (10.9, 12.3) \text{ V}$ | 3 HBLED en serie | \rightarrow | $V_o : (32, 37) \text{ V}$ |
| $P_o : (0, 7) \text{ W}$ | 3 HBLED en serie | \rightarrow | $P_o : (0, 21) \text{ W}$ |

Con los datos hasta aquí extraídos definimos nuestras variables de interés más trascendentes en los siguientes rangos:

$V_{iDC} : (12, 25) \text{ V}$
 $V_{iAC} : (20, 30) \text{ Vrms}$
 $F_c : (100, 300) \text{ kHz}$

4.2.2 Características del multiplicador utilizado AD633:

El siguiente análisis se realizó para verificar la zona de correcta operación del multiplicador AD633, con el fin de tener en cuenta el rango de variación de la $R_{(control)}$ de nuestro sistema. En la siguiente tabla se ven los valores de tensión aplicados a las entradas X1 y X2 del multiplicador.

| X1 | X2 | W (Vo 633) | X1 x X2 (producto) |
|-------|--------|------------|--------------------|
| 1,57 | 1,57 | 0,29 | 0,24649 |
| 2,52 | 2,52 | 0,67 | 0,63504 |
| 3,87 | 3,87 | 1,52 | 1,49769 |
| 4,93 | 4,93 | 2,48 | 2,43049 |
| 5,53 | 5,53 | 3,09 | 3,05809 |
| 6,93 | 6,93 | 4,78 | 4,80249 |
| 8,24 | 8,24 | 6,76 | 6,78976 |
| 9,22 | 9,22 | 8,47 | 8,50084 |
| 10,82 | 10,82 | 11,68 | 11,70724 |
| 11,17 | 11,17 | 12,45 | 12,47689 |
| 11,45 | 11,45 | 12,44 | 13,11025 |
| 0,508 | -0,508 | -0,027 | -0,0258064 |
| 1,29 | -1,29 | -0,168 | -0,16641 |
| 1,53 | -1,53 | -0,232 | -0,23409 |
| 1,89 | -1,89 | -0,358 | -0,35721 |
| 2,7 | -2,7 | -0,73 | -0,729 |
| 3,59 | -3,59 | -1,28 | -1,28881 |
| 4,31 | -4,31 | -1,85 | -1,85761 |
| 6,47 | -6,47 | -4,17 | -4,18609 |
| 7,68 | -7,68 | -5,88 | -5,89824 |
| 9,74 | -9,74 | -9,45 | -9,48676 |
| 10,05 | -10,05 | -10,07 | -10,10025 |
| 10,57 | -10,57 | -11,15 | -11,17249 |
| 11,6 | -11,6 | -12,4 | -13,456 |
| 12,43 | -12,43 | -12,63 | -15,45049 |

Figura 50. Mediciones tomadas para caracterizar el AD633

Podemos verificar un correcto funcionamiento hasta unos valores de entrada de unos 11V con lo cual tenemos que tener en cuenta que este es el límite máximo de funcionamiento donde se cumple nuestra ecuación de control: ecuación 2.8. Para una mejor observación se realiza la gráfica de la figura 51.

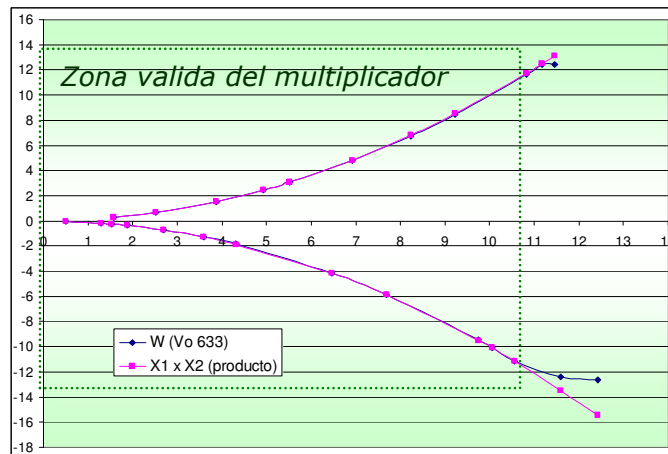


Figura 51. Gráfica comparativa del análisis del multiplicador

4.3 Análisis en laboratorio

4.3.1 Alimentación con tensión continua

La figura 52 muestra respuesta experimental del LFR basado en el convertidor SEPIC partir de una entrada continua de 25 V, la R de control igual a 9, y una carga resistiva de 10 Ω, en régimen estacionario.

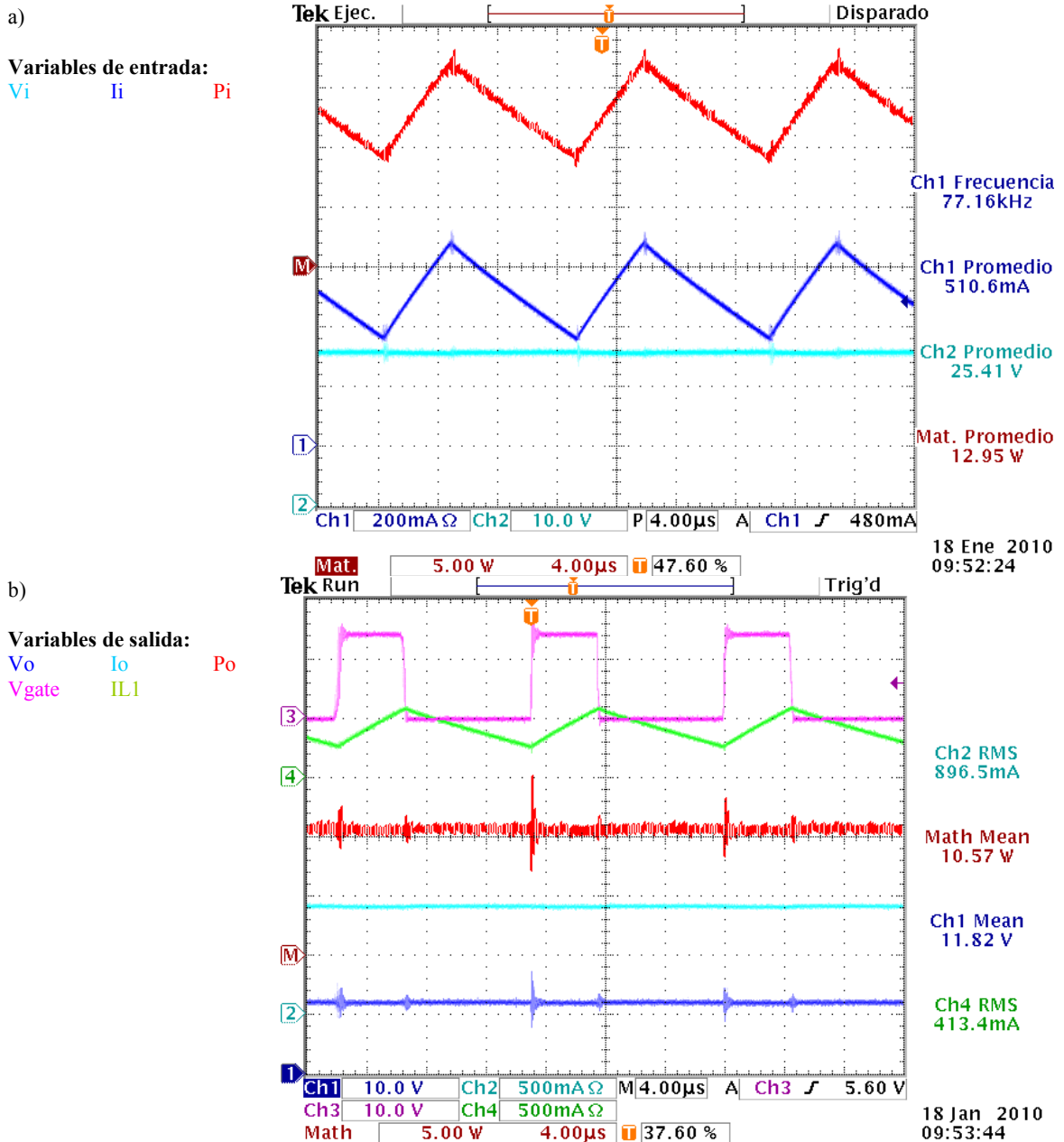


Figura 52. Variables de entrada y salida con: $V_i=25$, $R_L=10 \Omega$, $R(control)=9$

Podemos verificar una característica de funcionamiento típica de los convertidores como la transferencia de potencia, que es una de nuestras hipótesis planteadas en capítulos anteriores, y que deberíamos ver en todo el desarrollo del laboratorio. A pesar de esto observamos una diferencia importante entre la entrada y salida de potencia, de más de 2 W

Podemos verificar una característica de funcionamiento típica de los convertidores como la transferencia de potencia, que es una de nuestras hipótesis planteadas en capítulos anteriores, y que deberíamos ver en todo el desarrollo del laboratorio. A pesar de esto observamos una diferencia importante entre la entrada y salida de potencia, de más de 2 W (calculados a partir de las graficas). Esta diferencia se debe a las pérdidas presentes en el puente de diodos rectificador y en el diodo de salida, que en esta medición no se trata del diodo Schottky propuesto ordinalmente sino que se trata de un diodo rápido pero con una V_g alta (sobre 1.2 V) con lo cual el rendimiento del circuito se ve afectado. Aproximadamente la potencia disipada por estos diodos es calculada en siguiente expresión.

$$P_{diodos} = \sum_i V_{g_i} I_{i_{media}} = 2 \cdot 0.7 \text{ V} \cdot 510 \text{ mA} + 1.2 \text{ V} \cdot 897 \text{ mA} \quad (4.4)$$

$$= 1.78 \text{ W}$$

En cuanto al resto de potencia perdida la consideraremos debido a la no idealidad de los componentes y las pérdidas en conmutación del MOSFET.

Sobre la R “vista” por la fuente lo podemos calcular en base a los parámetros de entrada medidos en la figura 52a y por medio de la ecuación 4.3

$$R_{fuente} = R_{control}/0.22 = 9/0.22 = 41.81 \Omega$$

$$= V_i/I_i = 25.41/0.510 = 49.82 \Omega$$

Con lo que verificamos que la impedancia de entrada del circuito es muy similar a la calculada analíticamente.

La figura 54 muestra respuesta del convertidor en régimen estacionario a partir de una entrada continua de 25 V, la $R_{control} = 10$, y una carga no lineal (que simula la característica real de los HBLED) donde se encuentran conectados en serie: un diodo, una carga activa que hace de fuente de tensión colocada a 27 V (para simular la V_g de los HBLEDs) y una resistencia de 10Ω (que simula la $R_{dinámica}$ de los leds), lo que se representa en la figura 53.

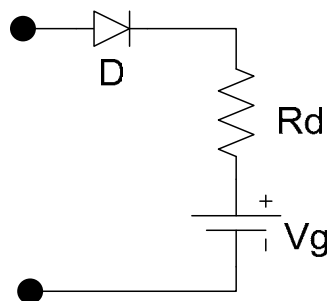


Figura 53. Modelización del HBLED

A través de un diodo normal, una R_d (resistencia dinámica) y una fuente realizada a por medio de una carga activa.

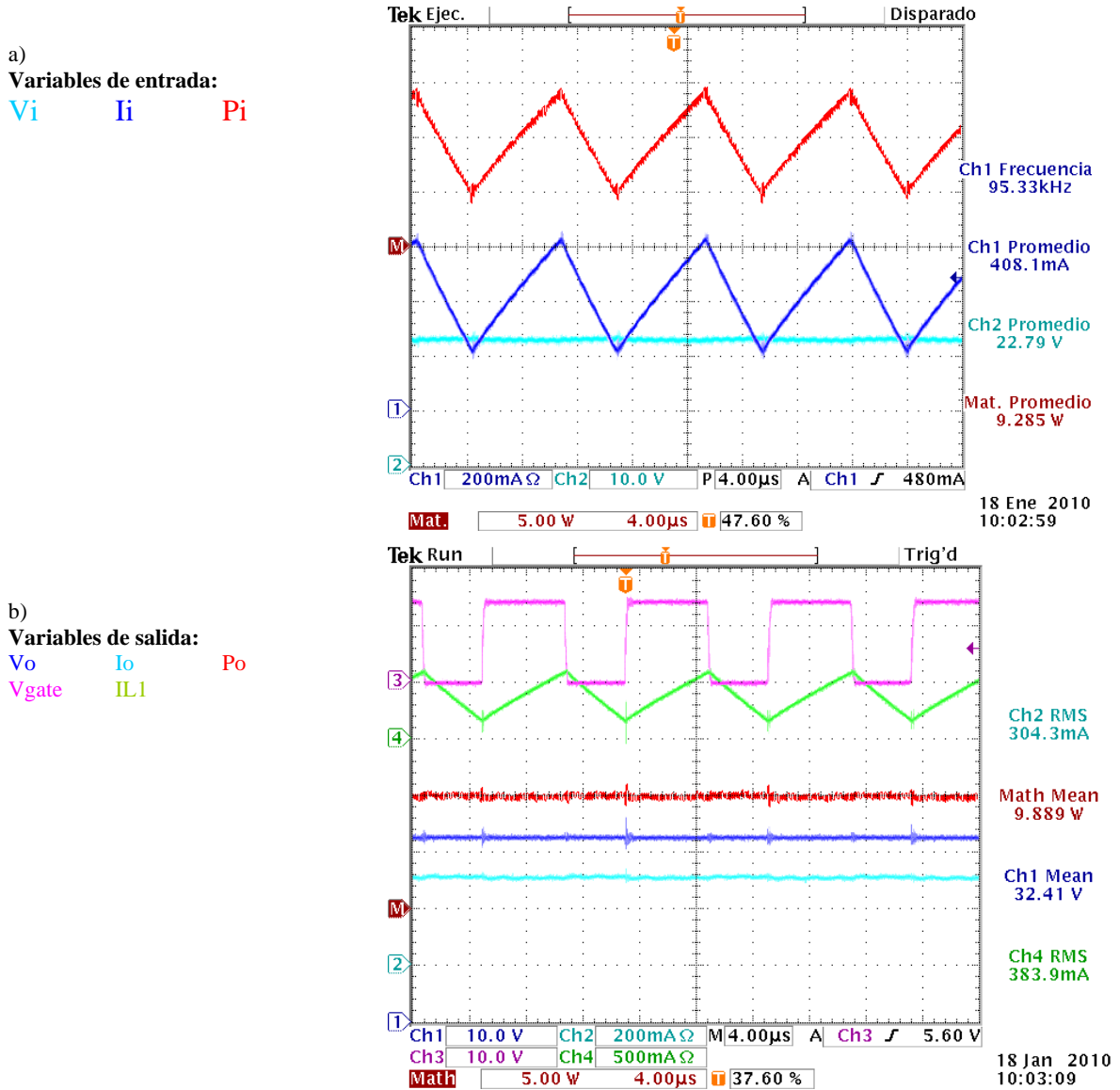


Figura 54. Variables de entrada y salida con: $V_i=25$, $R(\text{control})=4$, $R_L=(D+E=27V+r=10\ \Omega)$

4.3.2 Respuesta ante una perturbación de la carga del 50%

El análisis presentado en las figuras 55 y 56 muestra el funcionamiento como LFR ideal cuando introducimos una variación de la carga del 50%, teniendo una carga de $10\ \Omega$ pasamos a otra de $5\ \Omega$ con una frecuencia de 10Hz. la $V_i=25\text{ V}$, la $R_{\text{control}}=7$.

En las variables de entrada figuras 55a y 55b, se aprecia claramente el funcionamiento como LFR ya vemos que la perturbación en la carga no afecta al valor medio de corriente y en consecuencia tampoco al valor medio de potencia. Lo que si se ha de tener en cuenta en estas formas de onda son la variación de frecuencia y ciclo de trabajo de la corriente de entrada (y potencia), como podemos ver con más detalle en la figura 55a donde se destaca visiblemente un cambio, en frecuencia y ciclo de trabajo, de estas variables; y aun así se ve claramente que el valor medio permanece constante.

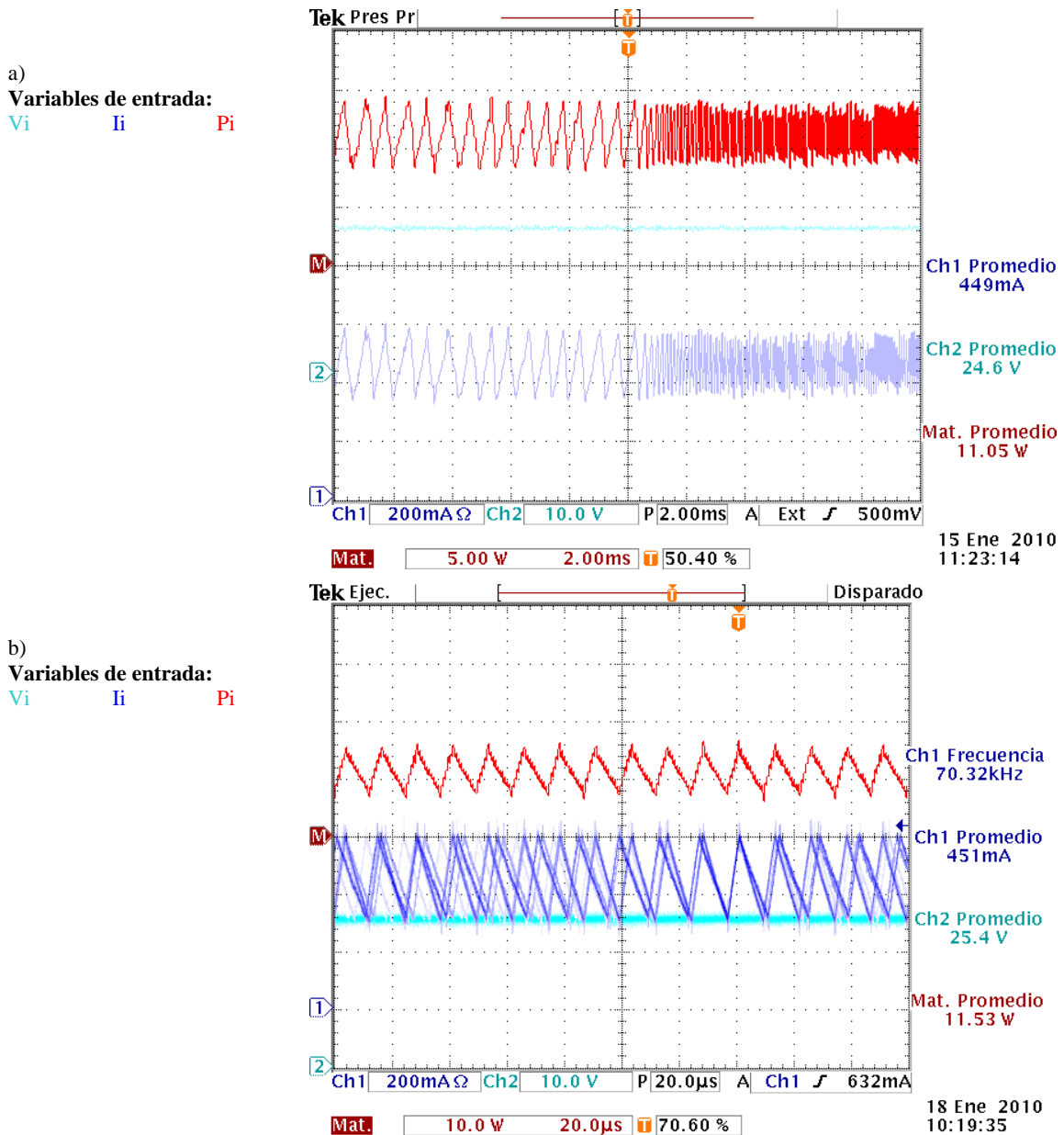


Figura 55. Variables de entrada del circuito con perturbación en la carga del 50%

En la figura 55b se destaca la variación en frecuencia ciclo de trabajo la cual se ve representada como una falta de sincronismos en el osciloscopio. Este es el efecto de la ecuación de funcionamiento junto con en trabajo del circuito de histéresis el cual se adapta en frecuencia y ciclo de trabajo para mantener constantes las variables de entrada.

Vemos en estas figuras 56 la perturbación (de un 50%) de la carga y las variaciones correspondientes a las variables de salida: la carga colocada es de 10 ohm o 5 ohm según se encuentre el circuito, cuando la señal de gate se encuentra a 1 lógico tenemos las 2 R de 10 ohm en paralelo lo que nos hace que la resistencia de carga se reduzca a la mitad, con lo que la tensión de salida (V_o) cae (con su correspondiente transitorio) y la corriente aumenta para de esta forma mantener la potencia (media) constante.

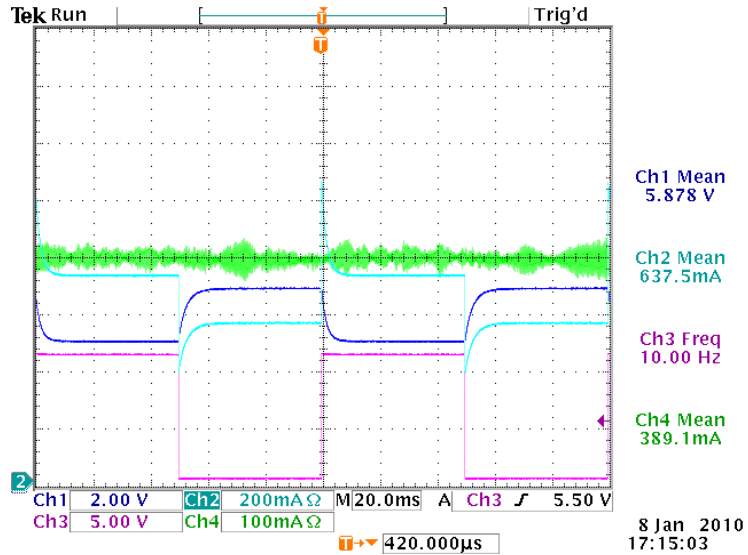
Esto se aprecia con detalle en las figuras 56a donde vemos el valor medio de las variables; como se ha de esperar la corriente media por L2 es estrictamente constante (solo varia en frecuencia y ciclo de trabajo).

a) Promedio de las variables:

Variables de salida:

V_o I_o P_o

V_{gate} I_{L1}

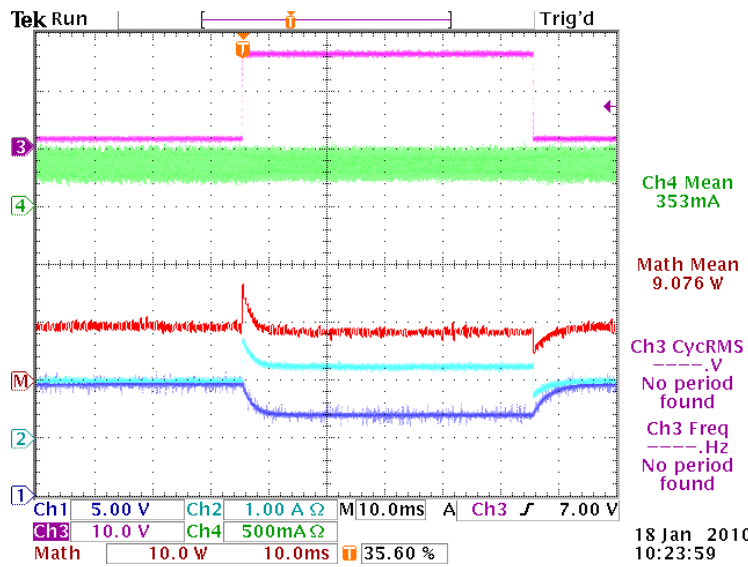


b) muestreo normal con ampliación de la escala temporal:

Variables de salida:

V_o I_o P_o

V_{gate} I_{L1}



c) Zoom temporal

Variables de salida:

V_o I_o P_o

V_{gate} I_{L1}

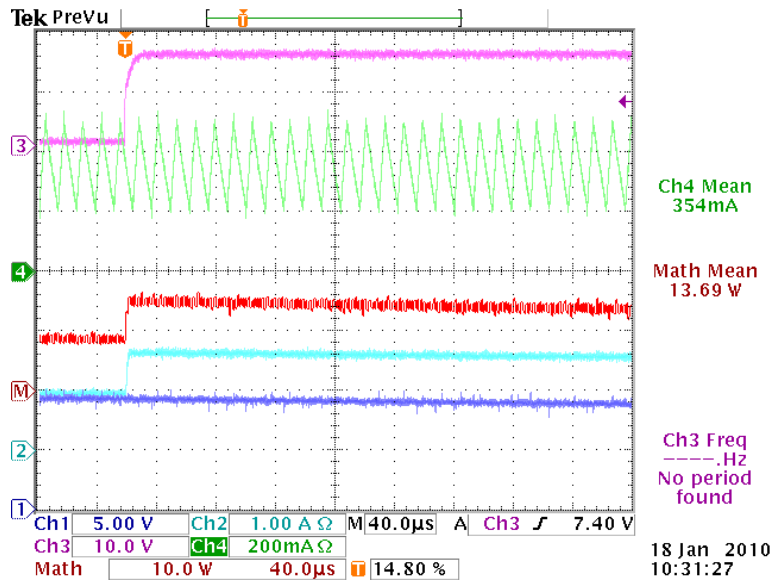


Figura 56. Variables de salida con variación del 50% de la RL a 10Hz, R=7

En la figura 56b (realizadas con un muestreo normal) podemos verificar las mismas variaciones anteriores pero en esta se distingue con detalle los transitorios, donde se presenta un pico de incremento de potencia (positivo y negativo respectivamente) debido a este transitorio, y luego la adaptación al nuevo régimen estacionario. También se verifica en estas graficas la superposición del “ruido” de conmutación debido al control del circuito (que ronda las 100 kHz) esto se ve más claramente en la ultima, figura 56c donde hemos ampliado la escala temporal y se ve la conmutación de la señal IL1. Esto se contrasta claramente con el modelo realizado en el apartado anterior y con las graficas de la figura 33.

En las figuras 57 vemos la misma variación anterior (referida a la resistencia de carga) pero haciendo una disminución de la R de control a 5; igual que en el caso anterior vemos como varia la carga con lo que se modifican la tensión y corriente de salida de tal forma de mantener una potencia constante que es la que determina la $R_{control} = 5$. En esta figura se debe tener en cuenta que se esta mostrando el promedio de las señales para una mejor visualización del las mismas.

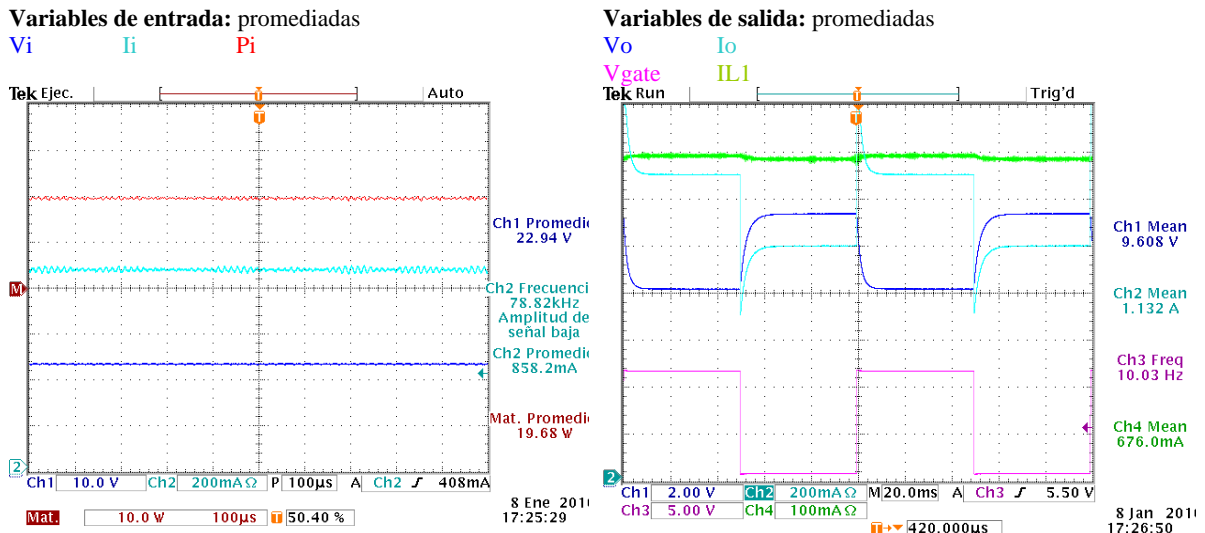


Figura 57. Variables de entrada y salida con variación del 50% de la RL a 10Hz, $R=5$

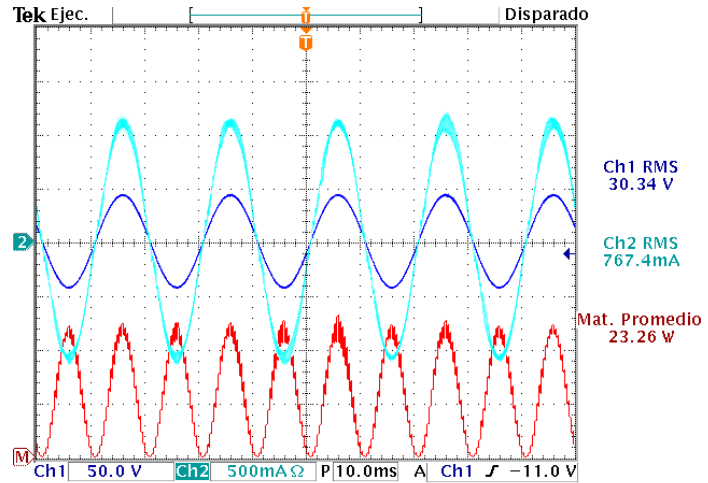
4.3.3 Alimentación con tensión alterna funcionamiento como PFC

El análisis presentado en las figuras 58 corresponde al funcionamiento con una entrada senoidal de amplitud 30 Vrms (aproximadamente)

Variables de entrada:

V_i I_i P_i

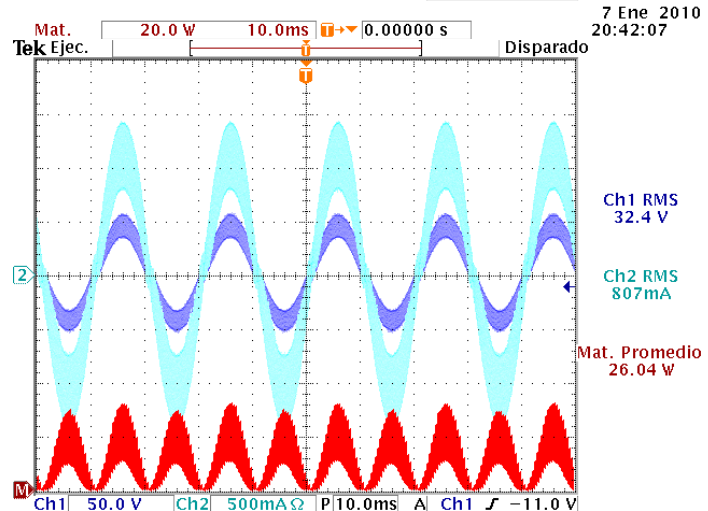
a) Promedio de variables; $V_i=30$ Vrms,



Variables de entrada:

V_i I_i P_i

b) Envolventes; $V_i=30$ Vrms,



Variables de entrada:

V_i I_i P_i

c) muestreo normal; $V_i=25$ Vrms,

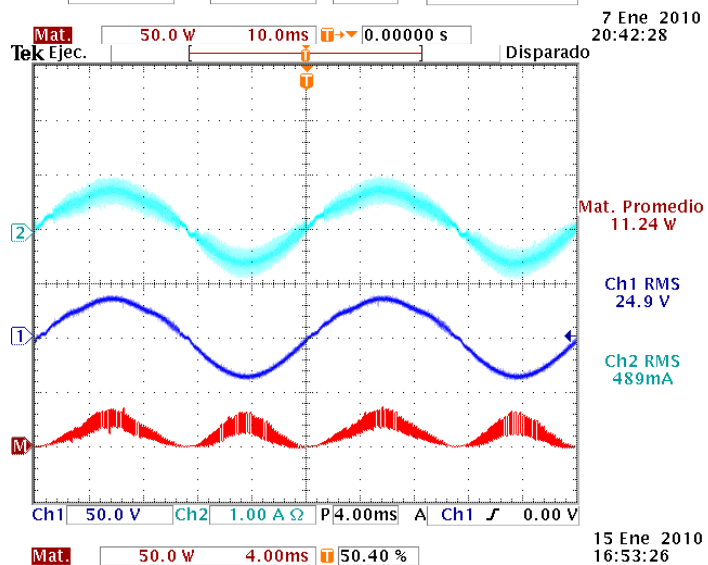


Figura 58. LFR con entrada senoidal, variables de entrada

Podemos ver en las figuras 58 como las dos variables de entrada (tensión y corriente) son estrictamente proporcionales, lo que nos indica perfectamente que el circuito “visto” por la fuente es una carga resistiva pura, con lo cual también podemos confirmar que el factor de potencia será unitario (o muy cercano a la unidad) ya que no existe defasaje entre ambas variables de entrada y se puede apreciar que los armónicos que presenta la señal se hallarán a las frecuencias de conmutación (alrededor de los 100 kHz). Con todo esto podemos decir que el funcionamiento como PFC es correcto.

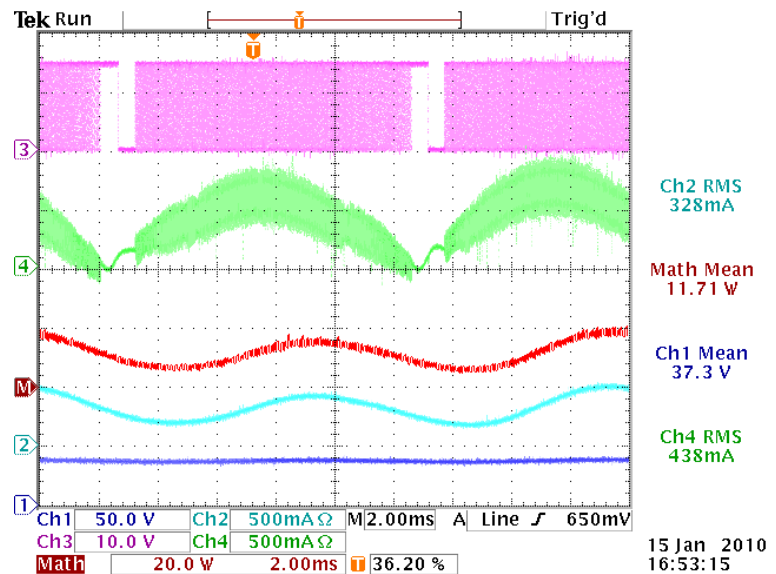
Como es de esperar la potencia consumida por una “resistencia” es el producto de tensión y corriente de entrada y siendo ambas “idealmente” senoidales dicho producto será una senoidal de frecuencia doble de las anteriores y con un Offset de valor “ $V_i \cdot I_i / 2$ ” que es lo que estamos presentando en las figuras 58.

En cuanto a las variables de salida y de control, se presentan en las figuras 59.

Variables de salida:

V_{gate} IL1
V_o I_o P_o

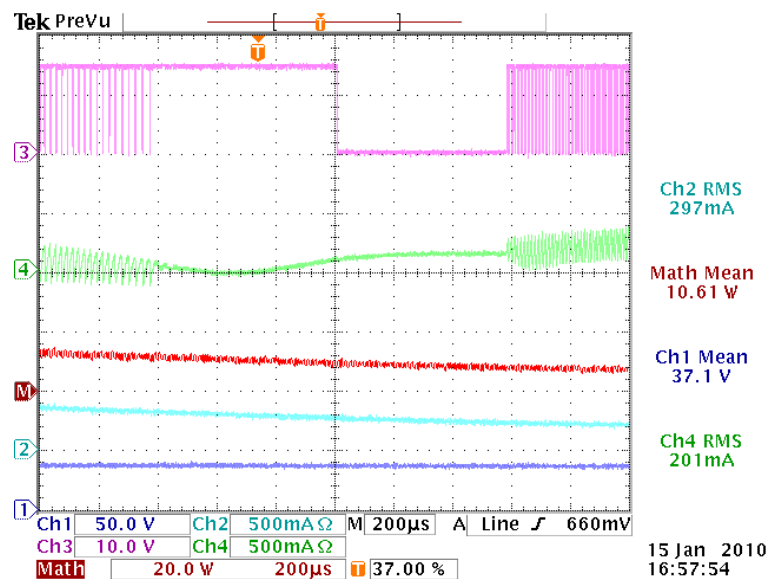
a) visualización de un periodo de la señal de entrada.



Variables de salida:

V_{gate} IL1
V_o I_o P_o

b) ampliación del cruce por cero de la señal de entrada.



Variables de salida:

Vgate IL1
Vo Io Po

c) ampliación de un segmento temporal de la señal de entrada.

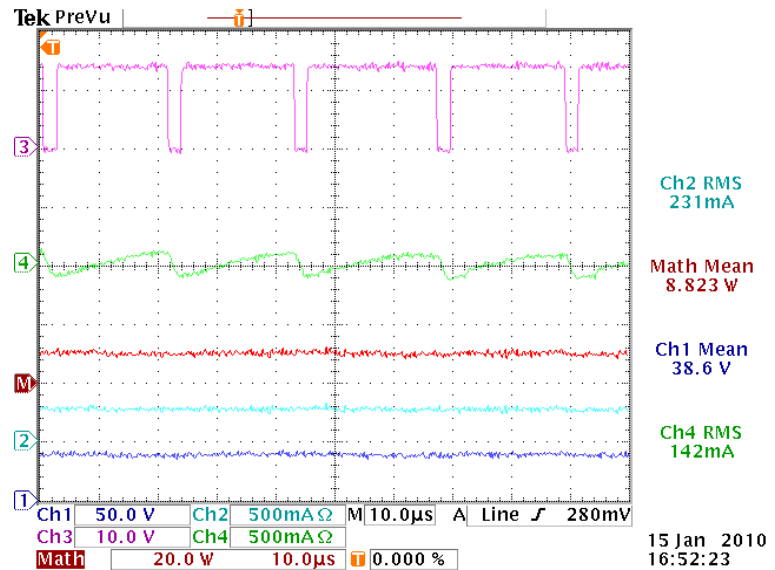


Figura 59. Variables de salida y control del LRF con entrada senoidal

Aunque realmente es más difícil de ver el funcionamiento cuando tenemos una entrada variable (senoidal); o con una perturbación, en estas figuras se puede apreciar en funcionamiento adaptativo del control dependiendo de la corriente de entrada (IL1). Simultáneamente vemos corriente de la carga (Io), donde se aprecia un nivel de continua más un rizado de alterna de 100Hz (2 veces la frecuencia de la fuente) debido a la rectificación del puente de entrada.

Si observamos con detalle las figuras 58c y las figuras 59a (son las realizadas con lo mismos parámetros de circuitos, carga, y en el mismo instante) vemos que las potencias consumidas por el convertidor y entregadas a la carga son muy similares con lo que también confirmamos la trasferencia de potencias (POPI) de forma casi ideal (en este caso el diodo de salida ha sido remplazado por un schottky de mayor tensión inversa ya que el original se dañó por los pico de tensión inversa debidos a L2).

4.3.4 Relación de potencias

En este apartado se presenta una caracterización del LFR implementado en función de potencias de entrada y salida, con su correspondiente rendimiento.

Para realizar estos análisis hemos alimentado el LFR con una fuente de tensión de continua; y la carga la hemos modelado con la misma forma de los HBLEDs, un diodo la resistencia dinámica (5 Ω), y una carga activa como fuente de tensión representado la Vg de los semiconductores (33 V) como lo indica la figura 53. Para las mediciones de potencia de salida y entrada se han tomado los valores medios de potencia de salida (haciendo el producto en el osciloscopio) y el valor medio de la corriente de entrada que luego lo multiplicamos por la tensión de la fuente de alimentación, de esta forma obtenemos los dos datos de potencias como se muestran en la tabla de la figura 60. también se hace el calculo del rendimiento del circuito por medio de la fórmula 4.5, donde se observa que no tenemos en cuenta el consumo de las tensiones de control del circuito ya que lo consideramos despreciables, en rigor debería tenerse en cuenta según la formula 4.6.

$$\eta \approx P_o / P_i \tag{4.5}$$

$$\eta = P_o / (P_i + P_{Fte\ de\ control}) \tag{4.6}$$

Para estas mediciones se ha utilizado una alimentación de 25 V_{DC} y se ha registrado la corriente absorbida a la fuente para el cálculo de la potencia de entrada.

$$V_i = 25V$$

| R | I _{L1} [mA] | P _i [W] | P _o [W] | Rendimiento (P _o /P _i) |
|-------|----------------------|--------------------|--------------------|---|
| 3,00 | 1.660,00 | 41,50 | 32,00 | 0,771 |
| 4,00 | 1.270,00 | 31,75 | 25,30 | 0,796 |
| 5,00 | 1.020,00 | 25,50 | 20,90 | 0,819 |
| 6,00 | 870,00 | 21,75 | 17,90 | 0,822 |
| 7,00 | 760,00 | 19,00 | 15,60 | 0,821 |
| 8,00 | 675,00 | 16,88 | 13,90 | 0,823 |
| 9,00 | 590,00 | 14,75 | 12,45 | 0,844 |
| 10,00 | 530,00 | 13,25 | 11,25 | 0,849 |
| 11,00 | 480,00 | 12,00 | 10,30 | 0,858 |

Figura 60. Tabla de relación de potencias Vs Rcontrol

En las figuras 61 se representa los datos recogidos en la tabla anterior donde se puede apreciar las potencias (entrada y salida) del circuito en función de la R de control.

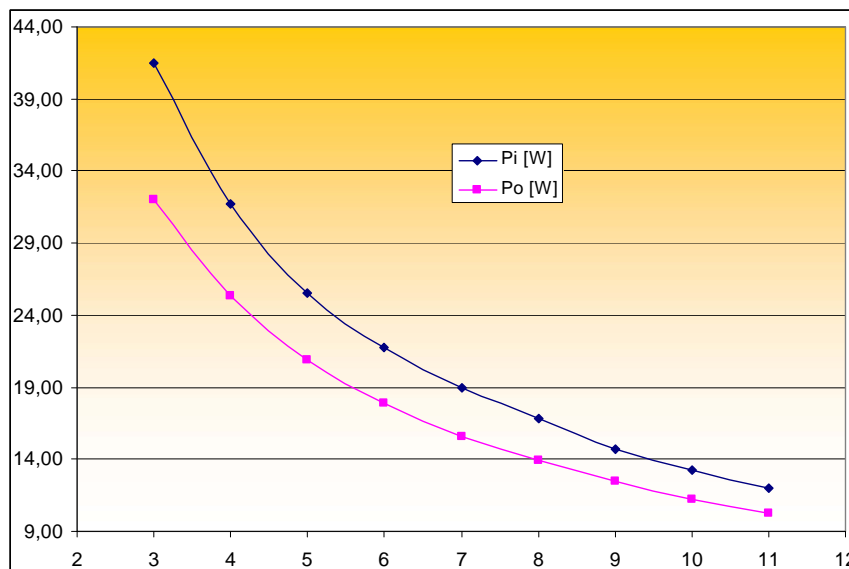


Figura 61. Grafica de potencia Vs Rcontrol

Podemos ver en la grafica de la figura 62 el rendimiento calculado en base a la ecuación 4.5; a través de esta grafica vemos que el rendimiento, en un margen de trabajo bastante amplio, se encuentra entre el 80% y 85%, lo cual es podemos considerarlo relativamente bueno ya que tenemos un circuito totalmente discretizado, donde cada componente posee una pequeña perdida (dado que todos estos no son ideales) y cada uno de ellos aporta aun pequeña porción al rendimiento total del sistema.

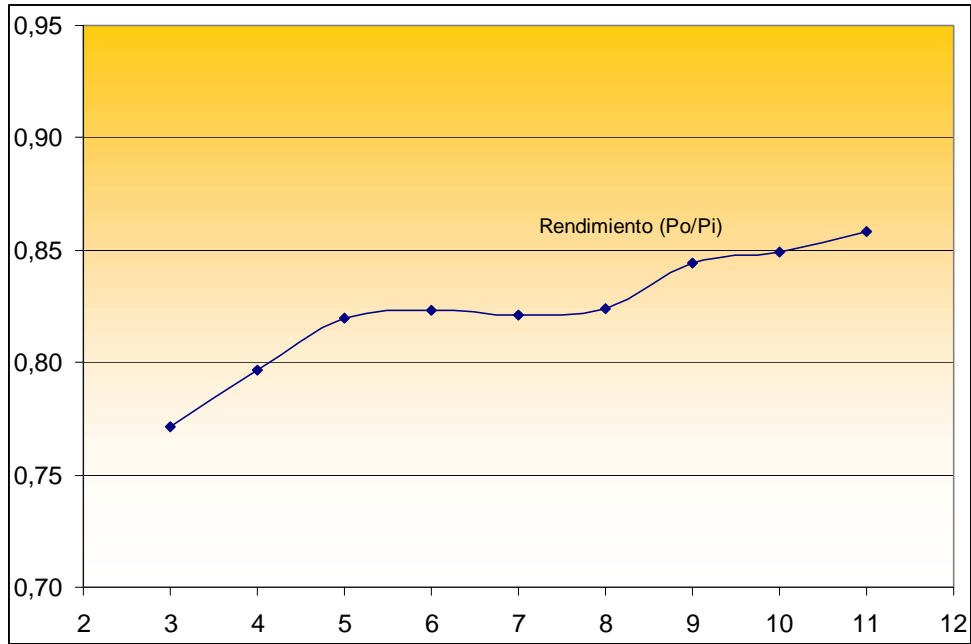


Figura 62. Grafica de rendimiento Vs Rcontrol

Con el fin de verificar rendimiento del circuito en función de la tensión de entrada, ya que haremos trabajar el sistema con una fuente de tensión alterna, de esta forma tendremos una idea de la dependencia del rendimiento ante las perturbaciones que significa una entrada senoidal. Por este motivo hemos realizado también el registro de potencia en función de la tensión de alimentación (tabla de la figura 63) con una $R_{control}$ fija en un valor de 5 y podemos ver los resultados en las graficas de las figura 64 y 65.

$R=5 [ohm]$

| Vi [V] | IL1 [mA] | Pi [W] | Po [W] | Rendimiento (Po/Pi) |
|--------|----------|---------|--------|---------------------|
| 24,9 | 1057 | 26,3193 | 20,6 | 0,782 |
| 23,9 | 1020 | 24,378 | 19,1 | 0,783 |
| 23 | 998 | 22,954 | 17,5 | 0,762 |
| 22 | 957 | 21,054 | 16,05 | 0,762 |
| 21 | 920 | 19,32 | 14,7 | 0,760 |
| 20 | 890 | 17,8 | 13,5 | 0,758 |
| 19 | 845 | 16,055 | 12,19 | 0,759 |
| 18 | 804 | 14,472 | 11,02 | 0,761 |
| 17 | 751 | 12,767 | 9,83 | 0,769 |
| 16 | 707 | 11,312 | 8,77 | 0,775 |

Figura 63. Tabla de relación de potencias Vs tensión de entrada

En estas graficas podemos ver que el rendimiento no presenta grandes variación en referencia a estas perturbaciones en la tensión de alimentación.

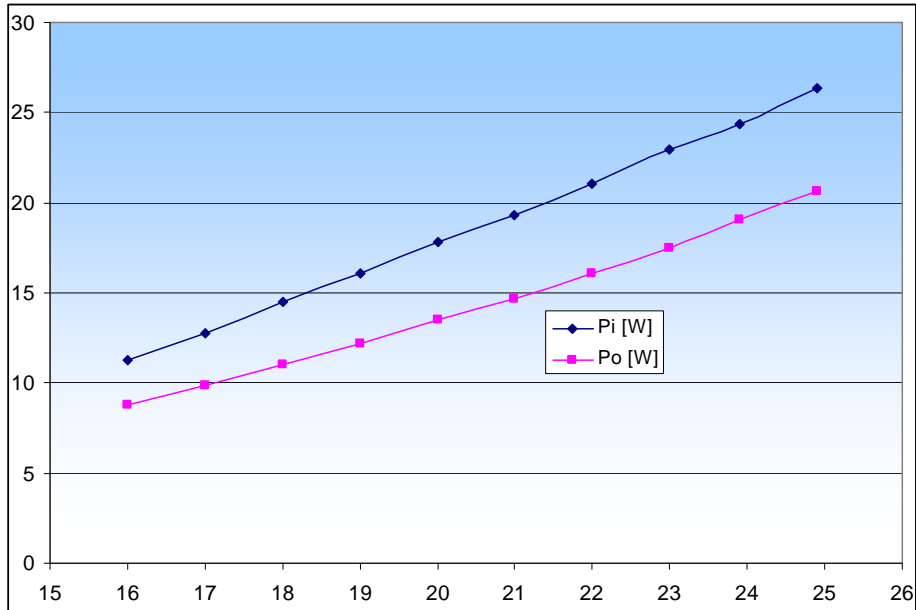


Figura 64. Potencia de entrada y salida Vs tensión de alimentación

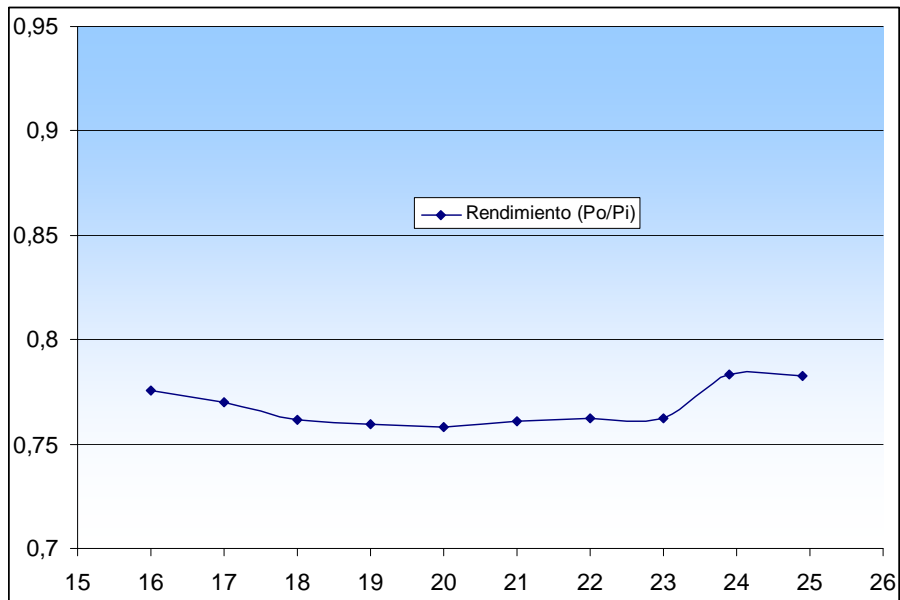


Figura 65. Rendimiento Vs tensión de alimentación

Si observamos las graficas de rendimiento de las figuras 63 y 65 y la comparamos con la tabla de la figura 16 podemos observar que los parámetro de rendimiento de este circuito se ubican dentro del entorno que esta tabla nos dice, con lo que podemos ver que las hipótesis a que fuimos suponiendo a lo largo de todo el desarrollo de este proyecto se van contrastando en la practica sin ningún tipo de problemas.

4.4 Problemas observados, soluciones adoptadas y posibles soluciones a los problemas no resueltos.

Como hemos comentado en el desarrollo de este documento nos hemos encontrado con algunos pocos inconvenientes, que en general se han solucionado de forma satisfactoria, salvo el funcionamiento del lazo del control de la corriente de carga. Además de este tema los otros dos inconvenientes (valor del divisor de tensión –Kv– y diodo schottky) fueron detalles de diseños de un prototipo en cual se hecho en una única impresión de placa sin tener ningún tipo de inconvenientes en el funcionamiento normal, ni en los valores de frecuencias de conmutación estimados, ni en la influencia del ruido producido por las conmutaciones sobre el resto del circuito.

Las observaciones realizadas en cuando el diodo de salida, diodo schottky, se observo que la destrucción de este elemento fue producida durante las pruebas de respuesta en frecuencia del circuito cuando se esta alimentando al driver con un generador de frecuencias para verificar el rango de frecuencias de trabajo del SEPIC sin problemas, en ese momento el SEPIC estaba trabajando a 750 kHz con un ciclo de trabajo de 85% , a los 550 kHz ya se comenzaba a ver que los ruidos y los tiempos de conmutación del circuito comenzaban a introducir problemas y una de ellos era la tensión inversa que soportaba el diodo este, motivo por el cual se tuvo que remplazar con otro de mayores rangos y se aprovecho la oportunidad para buscar uno más rápido que fue el que se coloco luego en el SEPIC.

En cuanto a los valores de resistencias para el divisor de tensión (parámetro Kv) no fue debidamente calculado en el análisis teórico, dejando esto para realizarlo de forma práctica en la implementación y prueba del circuito. La forma de verificar este parámetro fue con un potenciómetro de 1 k Ω en paralelo con la “R_vi2” y variando este junto con la tensión de referencia “R” para obtener un rango de funcionamiento amplio. Luego de esto se tomo el valor del potenciómetro y se calculo el valor nuevo de esta R (R_vi2) para remplazarla por su valor más próximo y dejar el circuito en buenas condiciones de trabajo.

5 CONCLUSIONES Y LINEAS DE CONTINUACION

5.1 Conclusiones

En este proyecto hemos presentado un estudio detallado para implementación de un LFR (resistor libre de pérdidas) basado en un convertidor SEPIC controlado en modo deslizante. Se ha realizado un análisis bastante detallado del convertidor, aun siendo esta topología una de las estructuras convertidoras más complejas para realizar un estudio teórico completo del mismo.

Hemos diseñado un lazo de control que a partir de las variaciones del parámetro “R” (resistencia) del LFR nos permite regular la potencia trasferida del puerto de entrada al puerto de salida. Este carácter del sistema ha funcionado correctamente por más que tengamos muchas y diferentes perturbaciones en la salida o entrada, lo que nos indica la robustez del control deslizante ante perturbaciones de diferentes parámetros, y el correcto funcionamiento como LFR.

El circuito propuesto en el simulador se ha validado correctamente con las respuestas obtenidas del circuito conmutado. Este modelo se ha aproximado bastante al comportamiento del circuito realizado.

Se ha expuesto durante el desarrollo, el funcionamiento del convertido SEPIC; con la explicación en detalles del funcionamiento básico del convertidor, la forma de transferencia de energía de un elemento a otro, las propiedades de este circuito como un bloque POPI con una demostración teórica, por simulación y experimental. Con esto podemos decir que la transferencia de potencia de un puerto a otro se cumple correctamente.

También hemos visto teóricamente, con la posterior demostración por simulación y experimentalmente el funcionamiento del circuito como LFR; viendo perfectamente en ambos casos una proporcionalidad entre tensión y corriente de entrada, de forma tal de que la impedancia de entrada del circuito para bajas frecuencias podemos asumirla como resistiva. Para confirmar el comportamiento del circuito como LFR hemos aplicado perturbaciones en la carga de forma que vimos la variación de los parámetros de salida, pero manteniéndose prácticamente sin perturbaciones los parámetros de entrada. Si nos referimos a los valores medios, pudimos ver que se mantienen prácticamente constantes, ya que estos dependen de la ecuación de funcionamiento del LFR que lo define como una resistencia. Cuando la perturbación se la aplicamos a la fuente de entrada vemos, como era de esperar, un comportamiento resistivo. Así pues podemos confirmar el funcionamiento de esta etapa como LFR.

Todos los datos extraídos de forma experimental confirman las hipótesis planteadas durante el inicio del estudio, las que fueron demostradas teóricamente, y por simulación confirmadas en este estudio práctico.

En referencia al convertidor SEPIC y su modelización para una correcta caracterización, podemos comentar que no hemos llegado a una buena simplificación de las condiciones de estabilidad por la complejidad del sistema de tercer orden, pero si pudimos verificar con ayuda de herramientas matemáticas que tenemos un amplio rango de funcionamiento estable. Esto se pudo confirmar con las observaciones y mediciones de laboratorio, y más aun teniendo en cuenta que hemos exigido bastante más al circuito con respecto a los parámetros originales de diseño, como por ejemplo perturbaciones y/o variaciones de carga, y de fuente.

Se ha podido verificar tanto por simulación, como experimentalmente que el LFR basado en este convertidor puede utilizarse como pre-regulador para corrección del factor de potencia.

Finalmente, y como corolario de este proyecto podemos decir que las hipótesis de partida en la que se pretendía imponer un comportamiento resistivo en el puerto de entrada de un convertidor conmutado de topología SEPIC han sido validadas mediante la aplicación del control deslizante y nos ha permitido implementar un LFR de altas prestaciones.

5.2 Futuras líneas de desarrollo

Una posible continuación de este trabajo sería la realización experimental del mismo sistema pero alimentado directamente de la tensión de red (230 Vrms, 50 Hz), de esta forma nos ahorraríamos el transformador de baja frecuencia.

Por otra parte la obtención del modelo dinámico completo nos sería de mucha utilidad para poder hacer un análisis más exhaustivo de la planta en estudio y caracterizar mejor cada parámetro de los bloques del circuito.

Además de esto nos quedaría desarrollar e implementar el lazo de realimentación de la corriente suministrada a los HBLEDs presentado en la figura 66, de forma tal que a través de un control “PI” nos diera el valor adecuado de resistencia del LFR para la corriente solicitada.

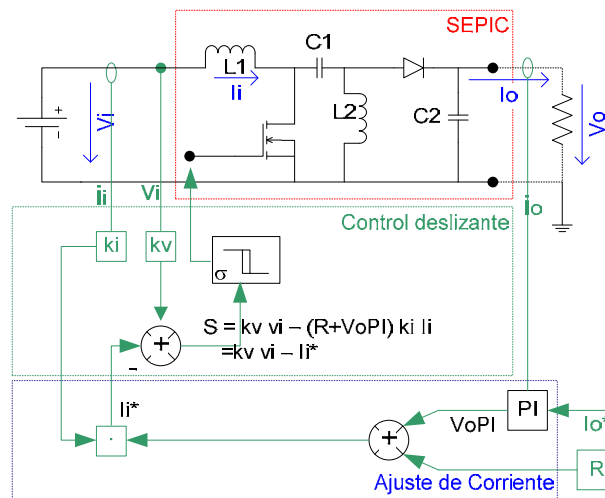


Figura 66. Esquema simplificado de un HQR (SEPIC) con control deslizante, con ajuste de i_o

$$S = kv v_i - (R - v_{oPI}) ki i_i = 0 \tag{5.1}$$

Y un último aspecto a tener en cuenta para un buen planteo de eficiencia sería hacer algún tipo de medición de intensidad de luz emitida por los HBLEDs (u otros leds de alto brillo), de forma de poder confirmar la linealidad o saturación de emisión de luz de estos semiconductores. Una medición indirecta que planteamos sería la medición de la corriente de cortocircuito de un panel solar que capte la luz emitida por estos HBLEDs en una caja “negra”.

6 REFERENCIAS

- [1]. Tech-On!, 21 de diciembre 2006. «Nichia Unveils White LED with 150 lm/W Luminous Efficiency», Consultado el 17-04-2008.
http://techon.nikkeibp.co.jp/english/NEWS_EN/20061221/125713/
- [2]. SemiconductorTODAY, 22 de enero 2007. «Cyberlux claims hybrid organic/inorganic lighting better than LEDs», Consultado el 17-04-2008
http://www.semiconductor-today.com/news_items/NEWS_2007/JAN_07/CYBE_220107.htm
- [3]. Cyberlux, 2008. «The Cyberlux Difference», Consultado el 25-04-2008.
<http://www.cyberlux.com/list.php>
- [4]. Zhongming Ye, Fred Greenfeld, and Zhixiang Liang. «Design Considerations of a High Power Factor SEPIC Converter for High Brightness White LED Lighting Applications», Intersil Corporation - 1001 Murphy Ranch Road, Milpitas, CA 95035 USA {zye, fgreenfe, zliang} @intersil.com
- [5]. «Cree, Inc», <http://www.cree.com/products/pdf/XLamp7090XR.pdf>
- [6]. «Cree, Inc», <http://www.cree.com>
<http://www.cree.com/products/pdf/XLamp%20High%20Power.pdf>
- [7]. Dr. Ray Ridley, Ridley Engineering «Analyzing the Sepic Converter»,
http://www.powersystemsdesign.com/design_tips_nov06.pdf
- [8]. L.Rossetto, G.Spiazzi, P.Tenti, B.Fabiano, C.Licitra. «FAST-RESPONSE HIGH-QUALITY RECTIFIER WITH SLIDING-MODE CONTROL», APECConf.Proc. 1993m pp.175-181.
<http://www.dei.unipd.it/~pel/Articoli/1993/Apec/Apec93.pdf>
- [9]. (EMC) IEC Standard IEC 61000-3-2 (2001-10), «Electromagnetic compatibility» Ed. 2.1: Part3-2: Limits ; Limits for harmonic current emisiones (equitment input current <=16 A per phase)
- [10]. D.S.L.Simonetti, J.Sebastian, F.S. dos Reis, J. Uceda, «Design criteria for Sepic and _uk converters as power factor preregulators in discontinuous conduction mode», IEEE IECON, 1992, pp.283-288
- [11]. S. _uk, «Discontinuous inductor current mode in the optimum topology switching converter» IEEE PESC, 1978, pp.105-123.
- [12]. L.Malesani, L.Rossetto, G.Spiazzi, P.Tenti, «Performance optimization of _uk converters by slidingmode control», IEEE APEC, 1992, pp.395-402.
- [13]. National Semiconductor : Application Note 1484 - Wei Gu, «Designing A SEPIC Converter» - June 2007
<http://www.national.com/an/AN/AN-1484.pdf>
- [14]. Ing. Úrsula Ribes Mallada. «SÍNTESIS DE RESISTORES LIBRES DE PÉRDIDAS» DIRECTORES: Ángel Cid Pastor, Luís Martínez Salamero. - FECHA: 06/2007.
- [15]. Kocher, M. J.; Steigerwald, R. L. "An ac to dc converter with high quality input waveforms" - Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1982, p. 63-75.
- [16]. Ing. María Isabel Arteaga Orozco. « CONTROL NO LINEAL DE CONVERTIDORES CONMUTADOS CC/CC: ANÁLISIS DE PRESTACIONES Y VERIFICACIÓN EXPERIMENTAL » Director: Ramón Leyva
- [17]. M. J. Koche, R. L. Steigerald. «An AC-to-DC converter with High Quality Input waveform» IEEE Trans. On industry applications, Vol.1A-19, Nro 4, July/August, 1983, pp. 10-17

- [18]. G. Spiazzi, L. Rossetto, «High Quality Rectifier based on Coupled Inductor SEPIC topology» PESC Conf.Proc., 1994 pp. 336-341
<http://www.dei.unipd.it/~pel/Articoli/1994/Pesc/Pesc94.pdf>
- [19]. « PSIM Professional Versión 7.0.5.310»
<http://www.powersimtech.com>
- [20]. «<http://edison.upc.edu/curs/llum/lamparas/lamp0.html> »
- [21]. «Orcad capture 9.2.2, Orcad Layout 9.22»
<http://www.cadence.com/products/orcad/Pages/default.aspx>
- [22]. « <http://es.farnell.com/>»