



PONTIFICIA
UNIVERSIDAD
CATÓLICA DE
VALPARAÍSO



Alejandro Antonio Ferrada Jara

Investigación, proyecto y simulación de un circuito que integra el Conversor Boost con el Inversor de dos niveles, aplicado a un sistema fotovoltaico de

Informe Proyecto de Título de Ingeniero Eléctrico



Escuela de Ingeniería Eléctrica
Facultad de Ingeniería

Valparaíso, 10 de agosto de 2018



Investigación, proyecto y simulación de un circuito que integra el Conversor Boost con el inversor de dos niveles, aplicado a un sistema fotovoltaico de baja potencia.

Alejandro Antonio Ferrada Jara

Informe Final para optar al título de Ingeniero Eléctrico,
aprobada por la comisión de la
Escuela de Ingeniería Eléctrica de la
Facultad de Ingeniería de la
Pontificia Universidad Católica de Valparaíso

conformada por

Sr. Domingo Ruiz

Profesor Guía

Sr. René Sanhueza

Segundo Revisor

Sr. Sebastián Fingerhuth

Secretario Académico

Valparaíso, 10 de agosto de 2018

A mis padres, por su infinito apoyo y claridad en lo importante que es una buena educación en la vida. Y a Nira Ortega, dulce compañera de vida e inagotable inspiradora de fortaleza en etapas importantes.

A.F.

Agradecimientos

Agradezco a la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la Pontificia Universidad Católica de Valparaíso,

a sus profesores quienes en general mostraron ser cercanos y de buena predisposición.

Al profesor guía Domingo Ruiz, por su apoyo constante, su inmediatez en ayudar ante cualquier complicación que se presentaba, y compromiso por llevar adelante el proyecto. Al profesor correferente René Sanhueza por las sugerencias y correcciones realizadas durante las mesas redondas.

Y a toda la familia del LEP, compañeros y compañeras que ayudaron en distintas etapas del proceso, tanto en detalles eléctricos como en administración de tiempo, y buenas vibras. En especial a los señores Andrés Vielma, Felipe Barrera, Maximiliano Carrasco y Eduardo Roga.

Valparaíso, 10 de agosto de 2018

Alejandro Ferrada

Resumen

El objetivo principal de este proyecto es proponer una nueva topología de Inversor Boost, el cual está pensado para sistemas fotovoltaicos. El análisis contempla tanto el circuito de potencia como el circuito de control, observando ventajas, desventajas y versatilidades que presenta esta topología.

En una primera instancia se analiza el circuito de manera monofásica, en lazo abierto, alimentado con tensión continua, y con esquema de control de modulación PWM sinusoidal; se deduce matemáticamente sus expresiones de ganancia vista desde el boost, ondulaciones y ecuaciones de proyecto para el inductor y condensador. Además se explica la ventaja de obtener más curvas de ganancias según modificaciones que se le puede hacer al accionamiento de los interruptores, en desmedro de desbalancear la energía que procesa cada interruptor, se analiza y generaliza esta consecuencia para el nivel de ganancia deseado.

Posteriormente se implementa el algoritmo MPPT a este circuito, dentro de un control de lazo cerrado. Se propone un esquema de control el cual consiste de un lazo interno de corriente (rápido) y un lazo externo de tensión (lento). Se comprueba lo propuesto mediante simulaciones en el software PSIM, corroborando que se cumplan todas las condiciones requeridas en el circuito de potencia.

Finalmente se extiende el Inversor Boost a una topología trifásica, estudiando y comprobando todos los cambios que conlleva. El esquema de control que se propone para este sistema es control vectorial, cuyo desempeño es mejor al monofásico. Esta extensión trifásica está pensado para potencias considerablemente mayores al de un microinversor monofásico, por lo que se estudiará qué repercusiones y desventajas se presentan, y cómo solucionarlas.

Palabras claves: Inversor Boost, Sistemas Fotovoltaicos, Conexión a Red, MPPT, Control Vectorial.

Abstract

The main objective of this project is to propose a new topology of Boost Inverter, which is designed for photovoltaic systems. The analysis includes both the power circuit and the control circuit, observing advantages, disadvantages and versatilities that this topology presents

Initially, the circuit is analyzed in open loop and single phase, powered by direct voltage, with PWM sinusiudal modulation control scheme; The expressions of gain seen from the boost, undulations and project equations for the inductor and capacitor are mathematically deduced. It also explains the advantage of obtaining more gain curves according to modifications that can be made to the operation of the switches, at the expense of unbalancing energy processed by each switch, this consequence is analyzed and generalized for the desired gain level.

Afterwards, the MPPT algorithm is implemented in this circuit, within a closed loop control. A control scheme is proposed which consists of an internal current loop (fast) and an external voltage loop (slow). The proposal is checked by PSIM software simulation, corroborating all the conditions required in the power circuit are met.

Finally the Boost Inverter is extended to a three-phase topology, studying and checking all the changes that it entails. The control scheme proposed for this system is vector control, whose performance is better than single phase. This three-phase extension is designed for powers considerably greater than a single-phase microinverter, so we will study what repercussions and disadvantages are presented, and how to solve them.

Key Words: Boost Inverter, Photovoltaic systems, Gird on, MPPT, Vector Control.

Índice general

Introducción.....	1
1 Antecedentes generales y propuesta	4
1.1 Sistemas fotovoltaicos y tendencias actuales.....	4
1.2 Algoritmos de Búsqueda de potencia máxima en paneles.....	7
1.3 Esquemas de Control.....	7
2 Estudio del Inversor Propuesto	10
2.1 Análisis de estados del circuito con carga resistiva.....	10
2.2 Análisis del circuito controlado por modulación por anchura de pulso único.....	12
2.3 Análisis de estados del circuito con carga resistiva-inductiva.....	15
2.4 Análisis del circuito controlado por modulación PWM sinusoidal.....	18
2.5 Modulación PWM sinusoidal modificado: Anulación del estado S00.....	21
2.6 Modulación PWM sinusoidal modificado: Repetición del estado S00.....	28
3 Circuito de control e implementación del MPPT.....	31
3.1 MPPT en un convertidor boost.....	31
3.2 MPPT aplicado al circuito propuesto, alimentando una carga resistiva.....	33
3.3 Inversor Boost conectado a la red: Análisis de Parámetros	35
3.4 Inversor Boost conectado a la red: Esquema de control	37
4 Estudio del Inversor Trifásico Propuesto	44
4.1 Análisis de estados.....	44
4.2 Ganancia vista desde el Boost.....	46
5 Circuito de Control para extensión trifásica.....	49
5.1 Conexión a la red y carga trifásica.....	49
5.2 Control Vectorial simulado en PSIM.....	51
Bibliografía	62

Introducción

El incremento del uso de energía renovable no convencional, ha propiciado un fuerte desarrollo en el área de la electrónica de potencia. Distintas fuentes de energía, cada una con sus propias características, han de interconectarse y generar una misma forma de onda de tensión, impuesta por la red.

Particularmente, la energía solar ha sido uno de los temas más abarcados en cuanto a energía renovable no convencional. A diferencia de las otras alternativas, esta se destaca por su abundancia sobre la corteza terrestre (durante el día) y variedad de aplicaciones, desde el uso domiciliario hasta grandes plantas de generación de energía.

La energía solar se convierte en energía eléctrica mediante un panel fotovoltaico, elemento que aún sigue presentando continuas mejoras, para aumentar su densidad energética (Watts por metros cuadrados). La tensión que entrega es de carácter continuo, por lo que para entregar energía a la red y/o a una carga de alimentación alterna, es necesario procesar la energía, transformando la tensión de salida a forma alterna. Los inversores transforman una tensión de entrada D.C. a una tensión de salida A.C., estos convertidores son objeto de estudio para transformar con el mejor desempeño posible, la energía que puede entregar una fuente D.C.

Existe una gran diversidad de inversores, mientras más niveles de tensiones sea capaz de proporcionar, más sinusoidal será su salida y por lo tanto tendrá menor distorsión armónica. No sólo basta con una buena topología de potencia para garantizar una salida con baja distorsión, sino que además debe tener un buen esquema de control el cual acciona los interruptores y entrega una forma de onda deseada en la salida. La mayoría de los circuitos de accionamiento constan de una señal moduladora, la cual es sinusoidal y cuya amplitud varía según como está siendo controlada; y de una señal portadora que es triangular de alta frecuencia, de amplitud fija, y cuya intersección con la moduladora determina las conmutaciones de los interruptores.

Un panel fotovoltaico, o un arreglo de ellos, tiene una curva tensión-corriente de carácter no lineal, lo que determina un punto de máxima potencia (activa) posible que es capaz de entregar, este se encuentra para un cierto nivel de tensión y un cierto nivel de corriente. Los métodos utilizados para encontrar esta potencia máxima son algoritmos iterativos llamados MPPT (maximum power point tracking).

Desde el inicio del uso de esta energía, los paneles fotovoltaicos se conectan en grupos y se busca un punto de máxima potencia global, controlando en una primera etapa la tensión hasta encontrar la necesaria para llegar a la máxima potencia, y en una segunda etapa se transforma la tensión de salida a alterna mediante un inversor. En la actualidad se está desarrollando los micro inversores, los cuales se conectan directamente desde un solo panel fotovoltaico, y encuentra su punto de máxima potencia de manera individual, esto permite una mejor eficiencia, ya que no todos los paneles se encontrarán en el mismo punto de máxima potencia.

Los micro inversores están pensados para controlar un solo panel fotovoltaico, y por lo tanto trabaja a bajas potencias (del orden de los 300-400[W]). Existen de dos y de una etapa, siendo estos últimos los de mejor rendimiento, ya que distintas etapas en cascadas se obtiene un rendimiento total como el producto de cada uno de ellas, resultando numéricamente menor. El desafío de considerar una sola etapa es la estrategia de control, ya que debe ser capaz de realizar dos tareas simultáneamente; controlar y llevar la potencia a la máxima posible que puede entregar el panel fotovoltaico, y transformar la tensión continua en la entrada, a una alterna en la salida.

En la actualidad existe una gran cantidad de propuestas, topologías y revisiones de los micro inversores de una sola etapa, cada uno de ellos con sus propias ventajas y desventajas. Este trabajo aportará con un nuevo circuito, el cual presenta una versatilidad única en cuanto a las distintas formas de ganancias que se puede obtener de él.

Cada análisis se realiza con el objetivo de concluir una expresión de proyecto, las deducciones matemáticas se comprobarán con resultados de simulaciones, variando los parámetros de interés. En el primer capítulo se mencionará el estado del arte y se describirá el entorno en el que se justifica este proyecto. Posteriormente se explicará las características del circuito, desde el análisis de estado hasta las múltiples curvas de ganancia, estas dependen del índice de modulación y de la secuencia de estados que genera, sin embargo provoca un desbalance en la energía que procesa cada interruptor. Todas las características que presenta esta topología son analizadas y corroboradas mediante el software PSIM en el capítulo dos.

El capítulo tres analiza el circuito de control para la forma monofásica, se estudiará y simulará de manera gradual, primero corroborando el comportamiento con un lazo interno y posteriormente añadiendo el lazo externo. En los siguientes capítulos se tratará la extensión trifásica de esta idea, en primera instancia se analiza los cambios que conlleva este nuevo escenario (curvas de ganancia modificada, forma en que se distribuye las corrientes, etc.) y en el siguiente capítulo se implementará control vectorial, indicando todas las especificaciones necesarias para su correcto funcionamiento. Se comparará su desempeño con el de topología monofásica.

Objetivos Generales

1. Estudiar, modelar y simular el circuito obtenido de la integración de un Conversor Boost con un Inversor de dos niveles.
2. Realizar el análisis al circuito de tal modo de aplicarle un control de potencia, donde también se debe integrar el algoritmo MPPT, de modo de realizar transferencia de energía desde un sistema fotovoltaico de baja potencia a la red.

Objetivos Específicos

1. Estudiar y modelar el inversos propuesto
2. Proponer el control directo de potencia en conjunto con el algoritmo MPPT.
3. Proyectar el circuito de potencia, aplicado el control.
4. Realizar simulaciones del sistema para verificar su comportamiento.

1 Antecedentes generales y propuesta

A continuación se presentará el marco teórico necesario para realizar este proyecto, se mostrarán las herramientas y conceptos pertinentes, indicando cómo se aprovechará cada uno de ellos.

1.1 Sistemas fotovoltaicos y tendencias actuales.

Los sistemas que usan paneles fotovoltaicos pueden ser divididos en dos grandes grupos: *On grid* (conectados a la red) y *Off grid* (modo isla).

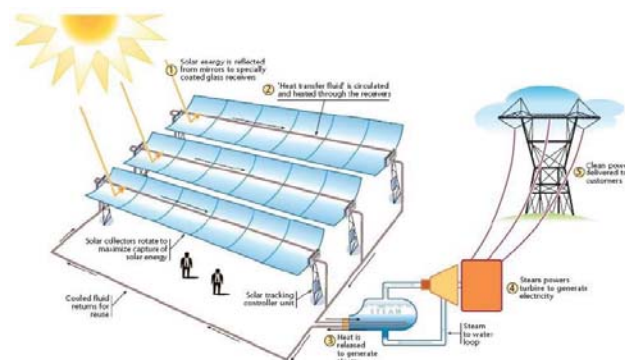


Figura 1-1 Planta de energía solar (fuente: [1])

Las plantas de energía solar son grandes conjuntos de paneles fotovoltaicos, los cuales inyectan potencia directamente a la red, como muestra la figura 1-1, la mayoría de ellos procesa la energía desde una unidad lógica central, el cual controla todos los paneles de la planta.

La otra forma posible de un sistema solar *Grid On* es generación distribuida, mostrada en la figura 1-2, la cual alimenta una carga domiciliaria (u otro tipo de carga), y el excedente que no es aprovechado en el autoconsumo se inyecta a la red, para ello se necesita un medidor bidireccional. No funciona como respaldo en caso de caída de la red.

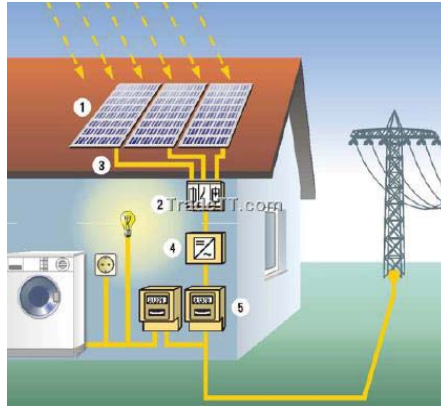


Figura 1-2 Generación distribuída (fuente: [2])

Los sistemas *Off Grid* son usualmente usados en lugares aislados de la red, requieren baterías para almacenar energía, además de un controlador de carga, el cual determina la corriente de entrada y regula la intensidad de carga. La figura 1-3 muestra un esquema general de este modo de operación. Cabe mencionar que también existen sistemas híbridos, que inyectan potencia a la red y además pueden funcionar en modo isla en caso de un corte de suministro.

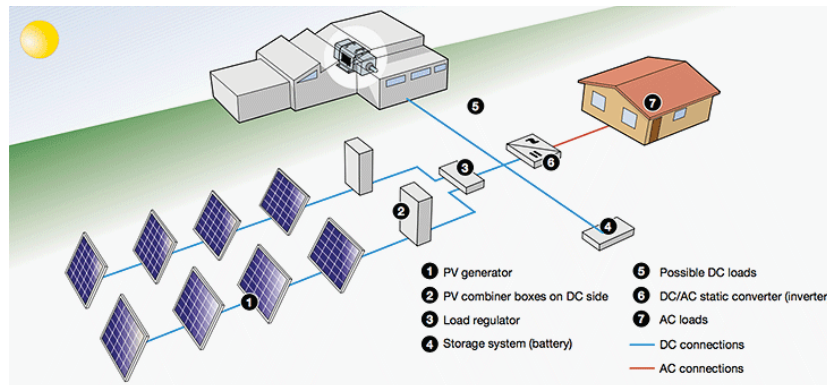


Figura 1-3 Sistema Fotovoltaico en modo isla (fuente: [3])

Las primeras configuraciones usadas en estos sistemas consistían en conjunto de ramas paralelas, todas ellas formadas por paneles fotovoltaicos en serie y un diodo, el cual permite que la potencia no fluya hacia las otras ramas, como se observa en la figura 1-4.

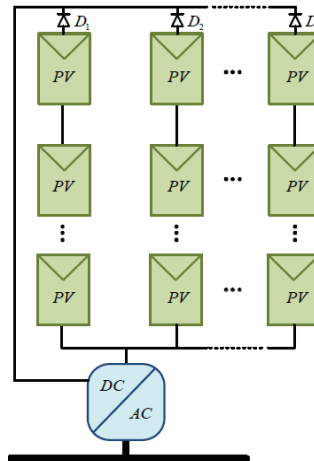


Figura 1-4 Primeras configuraciones de arreglo de paneles (fuente: [4])

Estos sistemas eran poco eficientes, debido a las pérdidas de los diodos en cada rama, un solo controlador tenía la tarea de encontrar la máxima potencia para el sistema completo. Además era necesario utilizar cables de alta tensión continua entre los paneles y el inversor central [4].

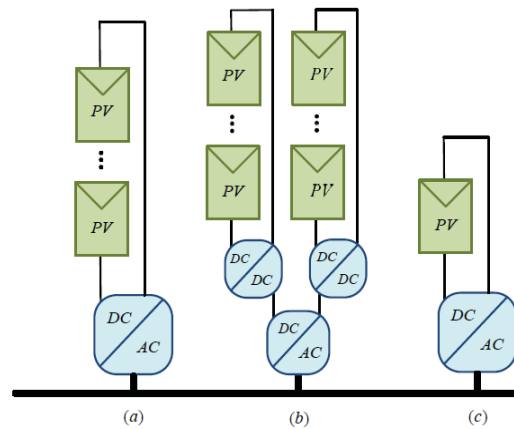


Figura 1-5 Configuraciones posteriores de sistemas fotovoltaicos (fuente: [4])

La figura 1-5 muestra cómo fue avanzando las configuraciones utilizadas en los sistemas fotovoltaicos, en (a) se muestra los paneles conectados solamente en serie, por lo que no hay necesidad de conectar diodos. En (b) cada una de las ramas tiene su propio convertidor para encontrar su punto de máxima potencia (que tiene mejor rendimiento que buscar una máxima potencia global). Y en (c) se muestra lo que se está desarrollando en la actualidad, los **microinversores**, los cuales se conectan directamente a un solo panel o a un conjunto muy pequeño, la potencia a la que está sometida es típicamente entre 200[W] y 300[W].

Este proyecto está pensado para implementarse en un microinversor, debido a que su única etapa presenta una ventaja en eficiencia mayor a los de dos etapas.

Uno de los principales objetivos de diseño hoy en día es disminuir costos de los módulos integrados, para ello se requiere disminuir la cantidad de elementos y etapas.

Múltiples estudios de topologías enfocados a estos objetivos han sido publicados. Algunos *Reviews* han clasificado estas topologías según: cantidad de etapas, modo de operación, presencia de aislación galvánica y presencia de condensador “DC-Link” [4]

1.2 Algoritmos de Búsqueda de potencia máxima en paneles

Los paneles fotovoltaicos se modelan con expresiones no lineales, los cuales relacionan los valores físicos de entrada (temperatura y radiación solar), con los valores eléctricos de salida (potencia, tensión y corriente).

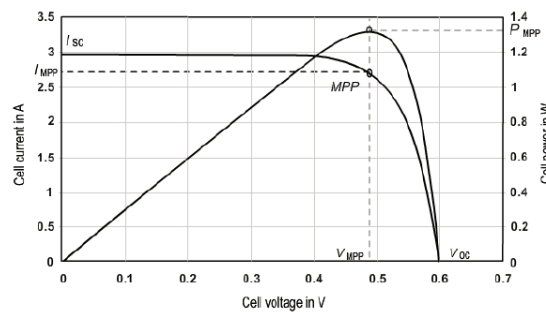


Figura 1-6 Curva típica P-V de un panel fotovoltaico (fuente: [5])

Existe un único punto en donde la potencia es máxima en una curva dada. Para encontrar tal valor se recurre a algoritmos denominados MPPT (Maximum power point tracker), los más recurrentes son:

- **P&O:** El algoritmo perturbar y observar, varía la tensión del panel en cierta dirección, si la potencia extraída del mismo incrementa, significa que el punto de operación se ha movido hacia el MPP, por consiguiente el voltaje de operación deberá perturbarse hacia la misma dirección, por otro lado si la potencia extraída disminuye, el punto de operación se ha movido en dirección opuesta de la ubicación del MPP, por consiguiente el voltaje de operación deberá ser perturbado en dirección contraria a la que tenía.
- **Hill Climbing:** Consiste en un método iterativo que impone una solución inicial ‘ x_0, y_0, z_0 ’, evalúa el resultado “ $f(x,y,z)$ ” y luego varía uno de los elementos. Si el resultado mejora, se continúa moviendo hacia la misma dirección, si ocurre lo contrario se mueve hacia la dirección contraria. Una vez encontrado el punto óptimo con “ x ”, comienza a variar el siguiente elemento “ y ”.

1.3 Esquemas de Control

Para una correcta inyección de energía a la red debe cumplirse lo siguiente:

- **Sincronización con la red:** La salida alterna del inversor debe estar sincronizada con la red en frecuencia y en fase (para factor de potencia unitario), un elemento de control

utilizado fuertemente es el PPL (*Phase Locked Loop*), el cual toma la frecuencia y la fase de la red para la sincronización.

- **Controlador de potencia:** Se encargan de regular la potencia de salida del inversor, estos actúan en conjunto con el controlador MPPT. El método más utilizado es el controlador P.I. (Proporcional Integral) el cual evalúa el error instantáneo “e(t)” que corresponde a la diferencia entre el valor actual y un valor de referencia.

A principios de la inserción de la energía solar a los sistemas de potencia, se utilizaba típicamente dos etapas, una de elevador *Boost*, y otra de inversor como muestra la **imagen anexada en el apéndice A**. El algoritmo MPPT controla directamente la razón cíclica del *boost*, ubicando el valor de tensión necesario en el panel para que entregue máxima potencia [6]. Mientras que el inversor transforma la salida a AC y se asegura de inyectar corriente a la red, sincronizada y con factor de potencia unitario.

Es evidente que el gran desafío de un inversor boost es cumplir ambos objetivos en su única etapa.

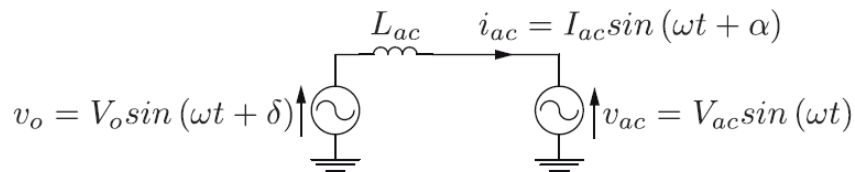


Figura 1-7 Modelo de un generador conectado a la red

Tomando como circuito equivalente lo que muestra la figura 1-8, se puede escribir la potencia activa y reactiva usando aproximación de ángulos pequeños, considerando que el desfase δ suele ser de pequeño valor [7].

$$P = \frac{V_{ac} V_o}{\omega L_{ac}} \delta \quad Q = \frac{V_{ac}(V_o - V_{ac})}{\omega L_{ac}} \quad (1-1)$$

El objetivo es inyectar corriente a la red en fase con la tensión de la red, a modo de tener factor de potencia unitario. Por lo tanto la tensión de referencia del inversor está dada por:

$$v_o^* = V_{ac} \sin\left(\omega t + \frac{\omega L_{ac} P^*}{V_o V_{ac}}\right) \quad (1-2)$$

La potencia referida viene desde un lazo de control PI externo, el cual determina el punto de máxima potencia que entrega el panel fotovoltaico [8]

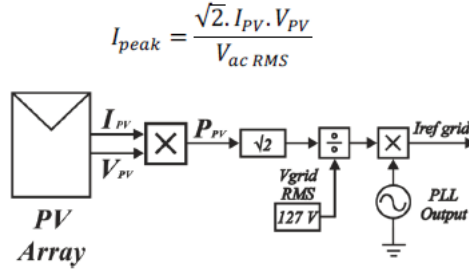


Figura 1-8 Obtención de Iref mediante balance de potencias, propuesto en [9]

Para el microinversor propuesto en [9] se optó por realizar un balance de potencia a la salida y a la entrada, como muestra la figura 1-8, y a partir de ello obtener una referencia de corriente en la red.

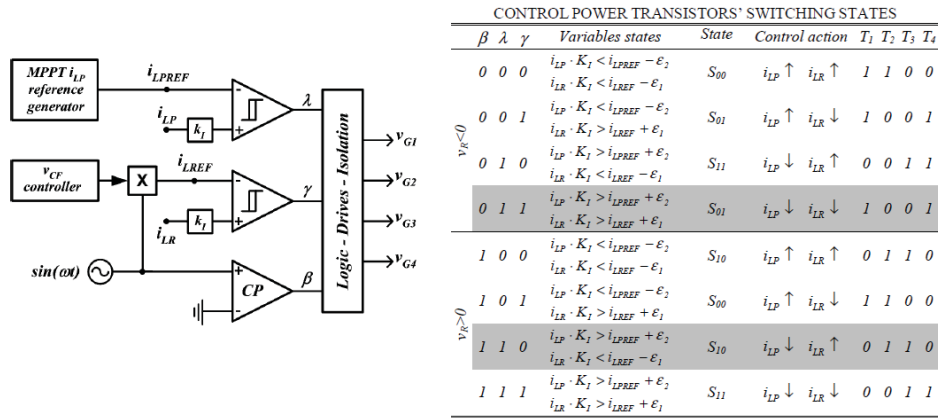


Figura 1-9 Esquema de control propuesto en [10]

El microinversor propuesto en [10], controla tres variables: la corriente inyectada a la red I_{LR} , la cual debe seguir la forma sinusoidal de la corriente de referencia I_{LREF} ; la tensión en el lado DC V_{CF} ; y la corriente que circula por el inductor Boost I_{LP} . El control de ambas corrientes (I_{LR} y I_{LREF}) se logra mediante un comparador por histéresis, el cual genera dos señales digitales: γ , la cual está relacionada con el error de I_{LR} , y λ la cual está relacionada con el error de I_{LP} . Adicionalmente se necesita una señal β para definir la polaridad de la tensión de la red. La figura 1-9 muestra el esquema del circuito del control no lineal.

Los comparadores de histéresis tienen un ancho de $2\varepsilon_1$ y $2\varepsilon_2$ para controlar I_{LR} e I_{LP} respectivamente. Estos valores de ancho de histéresis definirán el rizado de la regulación de las variables.

Los vectores de estados **(0 1 1)** y **(1 1 0)**, están marcados en gris ya que determinan un control tanto en la variable I_{LR} como en I_{LP} , sin embargo no es posible controlar ambas a la vez dada las limitaciones que presenta el circuito propuesto en [8], por lo que se escoge controlar aquella variable que tenga mayor repercusión en la distorsión armónica en la corriente que se inyecta a la red, la cual es I_{LR} .

2 Estudio del Inversor Propuesto

Todo el análisis que se realiza al circuito propuesto, se limita a los siguientes casos:

- Estado estable.
- Modo de conducción continua.
- Elementos ideales.

2.1 Análisis de estados del circuito con carga resistiva.

El primer estudio, que se muestra a continuación, tiene considerada una carga resistiva.

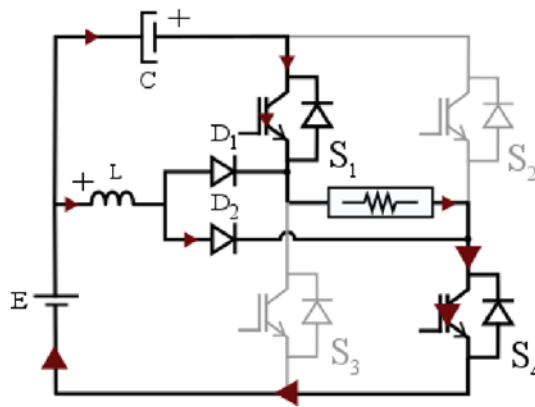


Figura 2-1 Estado S_{10} con carga resistiva

La figura 2-1 muestra el estado S_{10} vale decir, el interruptor superior del brazo izquierdo conduce, y el superior del brazo derecho no conduce. La corriente que circula en el inductor se dirige solo por el diodo D_2 , asumiendo que la resistencia de ambos diodos es mucho menor al de la carga.

Se observa una malla en la parte inferior del circuito, la cual contiene la tensión continua y el inductor *boost*. Si se igualan las tensiones, se obtiene que el inductor está acumulando energía, según la expresión:

$$E = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (2-1)$$

Realizando una integración en función del tiempo, y despejando la corriente, se obtiene:

$$i(t) = \frac{E}{L} \cdot t \quad (2-2)$$

La tensión en la carga es $(E + V_C)$, y su corriente está dada por $(E + V_C)/R$, misma corriente en el condensador y en S_1 . El condensador entrega energía a la carga.

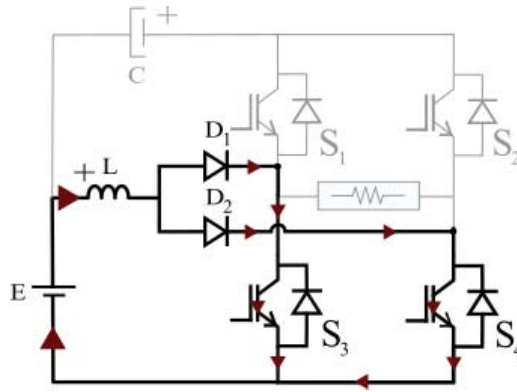


Figura 2-2 Estado S00 con carga resistiva

La figura 2-2 muestra el estado S_{00} , vale decir, los interruptores superiores de ambos brazos no conducen. La corriente en el inductor se bifurca equitativamente por los diodos D_1 y D_2 , asumiendo que ambos son idénticos, al igual que los semiconductores de conmutación, y que sus resistencias internas son mucho menor a la resistencia de la carga.

El inductor continúa cargándose, la tensión en la carga es 0[V] y por lo tanto su corriente es 0[A]. El condensador queda abierto, por lo que su corriente también es 0[A] y su tensión se mantiene constante según:

$$i_C(t) = C \cdot \frac{dV_C(t)}{dt} = 0 \quad (2-3)$$

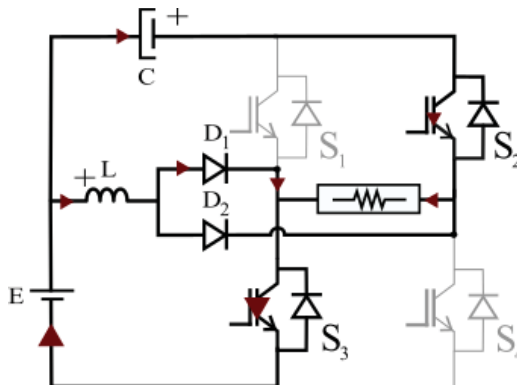


Figura 2-3 Estado S01 con carga resistiva

La figura 2-3 muestra el estado S_{01} vale decir, el interruptor superior del brazo derecho conduce, y el superior del brazo izquierdo no conduce. La corriente en el inductor se dirige solo por el diodo D_1 asumiendo que la resistencia de ambos diodos es mucho menor al de la carga.

La tensión en la carga es $E+V_C$, con sentido contrario obtenido en el estado S_{10} , y su corriente está dada por $(E+V_C)/R$ también con sentido opuesto, misma corriente en el condensador y en S_2 . El condensador entrega energía a la carga.

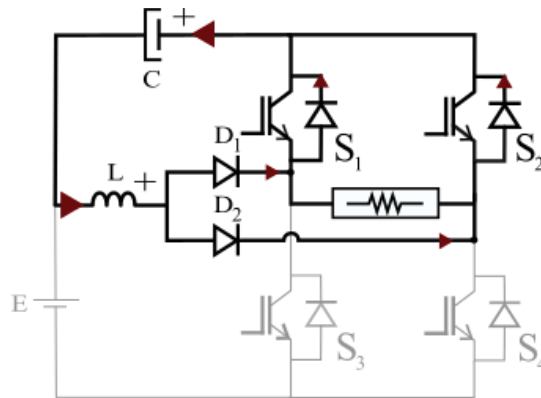


Figura 2-4 Estado S11 con carga resistiva

La figura 2-4 muestra el estado S_{11} vale decir, los interruptores superiores de ambos brazos conducen. La fuente de tensión continua queda abierta, el inductor deja de recibir energía para comenzar a entregar al condensador.

La corriente en el inductor se bifurca equitativamente por D_1 y D_2 , asumiendo que los diodos son idénticos, al igual que los semiconductores de conmutación, y que sus resistencias internas son mucho menor a la resistencia de la carga.

El condensador se carga, recibiendo energía desde el inductor.

2.2 Análisis del circuito controlado por modulación por anchura de pulso único

Para un primer análisis, se propone controlar a lazo abierto con modulación por anchura de pulso único, debido a su sencillez; cada uno de los interruptores tiene una razón cíclica 0.5 y cumplen con la ley del brazo.

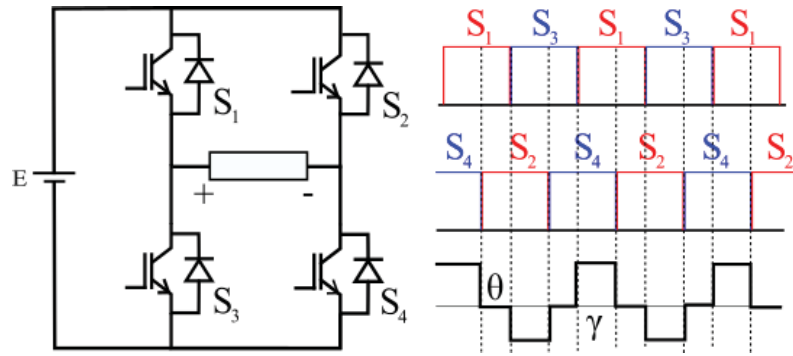


Figura 2-5 Modulación por anchura de pulso único

El desfase entre ambos brazos crea el nivel de tensión cero en la carga, tal como muestra la figura 2-5. A este desfase angular se le identifica con la letra griega θ . El ancho en donde la carga toma valores negativos o positivos, se denomina “ancho de pulso” y se identifica con la letra griega γ . Ambos ángulos son suplementarios.

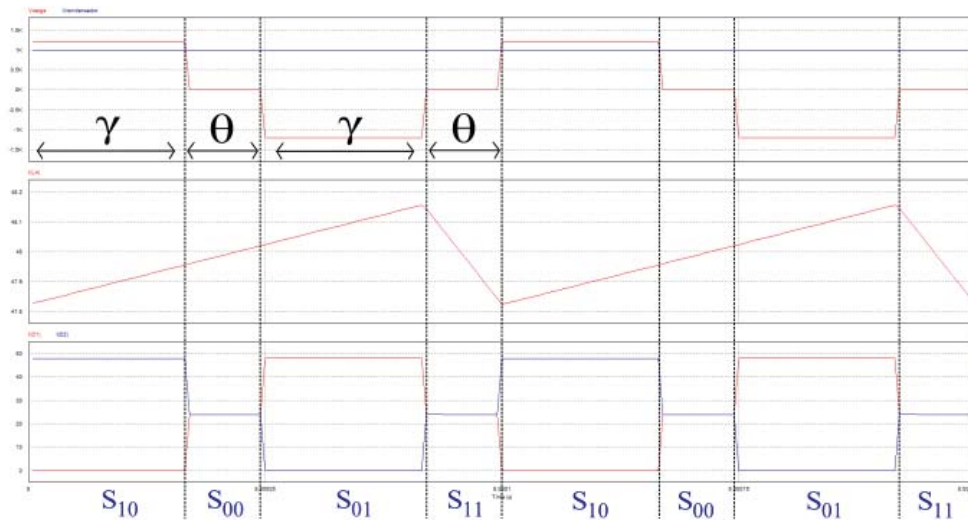


Figura 2-6 Observación de estados mediante PSIM, para modulación por anchura de pulso único

En la figura 2-6 se puede observar los estados que se tiene en cada intervalo. En la curva superior se muestra la tensión de salida, en la siguiente la corriente por el inductor, y en la curva inferior la corriente por los diodos. Desde el punto de vista del *boost*, en tres de los cuatro estados el inductor acumula energía, y en solo uno se descarga.

A partir de lo anterior, se puede obtener una razón cíclica equivalente vista desde el *boost*, y será el cociente entre el periodo en el que el inductor se carga, y el periodo completo.

Sea D^* el ciclo de trabajo equivalente que observa el *boost*, y sea $\bar{\theta} = \frac{\theta^\circ}{360^\circ} = \frac{\theta[\text{rad}]}{2\pi[\text{rad}]}$, se tiene:

$$D^* = 1 - \bar{\theta} \quad (2-4)$$

Igualando las variaciones de corriente durante la magnetización y la desmagnetización en el inductor, ($\Delta I_{L-on} = \Delta I_{L-off}$), se obtiene:

$$\frac{E}{L} D^* T_s = \frac{V_C}{L} (1 - D^*) T_s \quad (2-5)$$

Eliminando términos comunes en ambos lados de la igualdad, y despejando la tensión en el condensador, se llega a:

$$V_C = E \cdot \frac{D^*}{1 - D^*} = E \cdot \frac{1 - \bar{\theta}}{\bar{\theta}} \quad (2-6)$$

Luego, como $V_R = E + V_C$, entonces:

$$G_V = 1 + \frac{D^*}{1 - D^*} = \frac{1}{1 - D^*} = \frac{1}{\bar{\theta}} \quad (2-7)$$

Y por lo tanto: $V_{carga} = \frac{E}{\bar{\theta}}$

A modo de corroborar esta expresión de G_v , se comparará su curva con puntos observados desde una simulación utilizando el software PSIM, variando el ancho de pulso. El circuito tiene como parámetros: $E=200[V]$, $L=50[mH]$, $C= 1[mF]$, y una frecuencia de conmutación $F_s=10[KHz]$, y una carga resistiva de $100[\Omega]$.

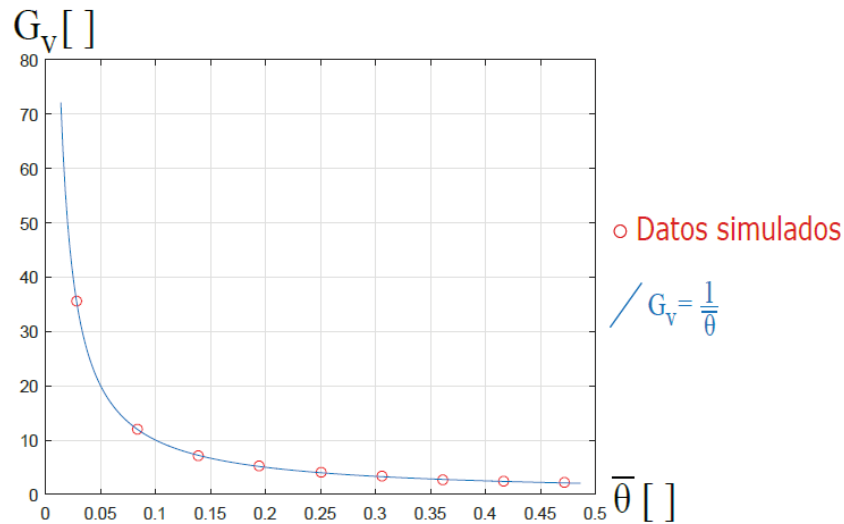


Figura 2-7 : Gráfico de la ganancia deducida junto a los datos simulados.

La figura 2-7 demuestra que la expresión coincide con los datos simulados, y por lo tanto se corrobora que la deducción fue correcta.

Nótese que el inductor se carga a través de E, y se descarga entregando energía a C, en ningún momento i_L circula por la carga. Debido a esto, la energía que absorbe desde la fuente es la misma que entrega al condensador. Como consecuencia de este balance, se tiene:

$$V_C \cdot I_C = E \cdot I_E \quad (2-8)$$

Y por lo tanto la ganancia de corriente (entre C y E) es la ganancia inversa de tensión, entonces:

$$I_E = \frac{1 - \bar{\theta}}{\bar{\theta}} I_C \quad (2-9)$$

Además, considerando que $I_L = I_E - I_C$, y que $I_C = I_{carga}$, se llega finalmente a:

$$I_L = \frac{E}{R\bar{\theta}} \left(\frac{1 - \bar{\theta}}{\bar{\theta}} - 1 \right) \quad (2-10)$$

Para obtener una expresión de la ondulación de tensión, basta con expresar la variación de carga durante la acumulación de energía en el inductor. Una forma sencilla es determinando el área bajo la curva (de la corriente en C) durante la descarga del inductor:

$$\Delta Q = (1 - D^*) \cdot T_s \cdot \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{\bar{\theta} \cdot \Delta I_L}{2 \cdot F_s} = \frac{E \cdot \bar{\theta} \cdot (1 - \bar{\theta})}{2 \cdot F_s^2 \cdot L} \quad (2-11)$$

Finalmente, utilizando la definición de capacitancia:

$$\Delta V_C = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{E \cdot \bar{\theta} \cdot (1 - \bar{\theta})}{2 \cdot F_s^2 \cdot L \cdot C} \quad (2-12)$$

Esta modulación no es práctica si se desea alimentar una carga a frecuencia de 50[Hz], pues las ondulaciones serán altas, a no ser de implementar inductores y condensadores grandes (centenas de Mili-Henrios y unidades de Mili-Faradios).

2.3 Análisis de estados del circuito con carga resistiva-inductiva.

La tensión en la carga impuesta por el inversor sigue siendo la misma. La corriente por la carga cambia debido al inductor (no habrá saltos de valores de corriente). La carga y descarga del inductor tampoco varía, por lo tanto todas las expresiones obtenidas siguen siendo válidas.

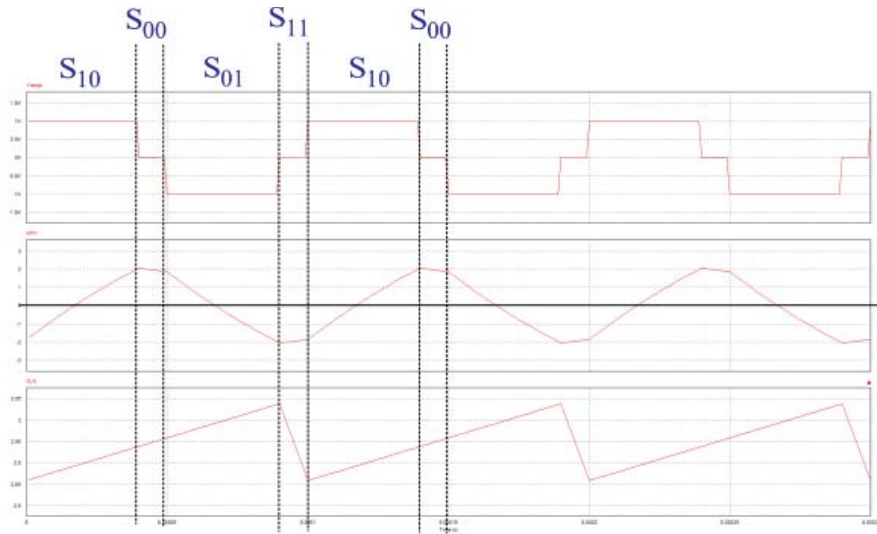


Figura 2-8 Secuencia de estados para carga resistiva – inductiva

La figura 2-8 muestra una misma salida de tensión que el caso de carga solo resistiva, la carga y descarga del inductor tampoco se ve afectada, pero sí varía la corriente que circula por la resistencia.

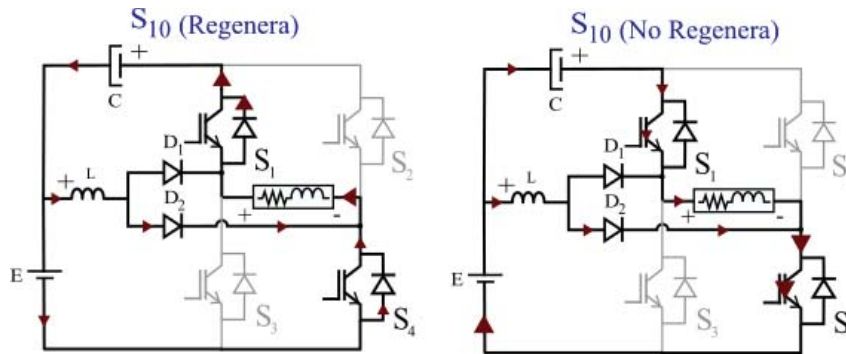


Figura 2-9 Estado S10 para carga resistiva – inductiva

Tanto en el condensador como en la fuente de tensión continua, como muestra la figura 2-9. La corriente invierte su sentido durante la regeneración, por lo que ambos elementos absorben energía.

En ambos interruptores, se invierte la corriente, circulando por los diodos antiparalelos.

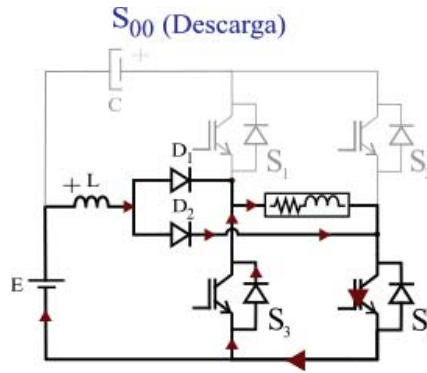


Figura 2-10 Estado S00 para carga resistiva - inductiva

La corriente no será instantáneamente Igual a cero, decrecerá formando una malla circulando por S3 y S4. El inductor *boost* continuará acumulando energía, pero sólo a través de D2, como muestra la figura 2-10. Se invierte la corriente sólo en el interruptor 3.

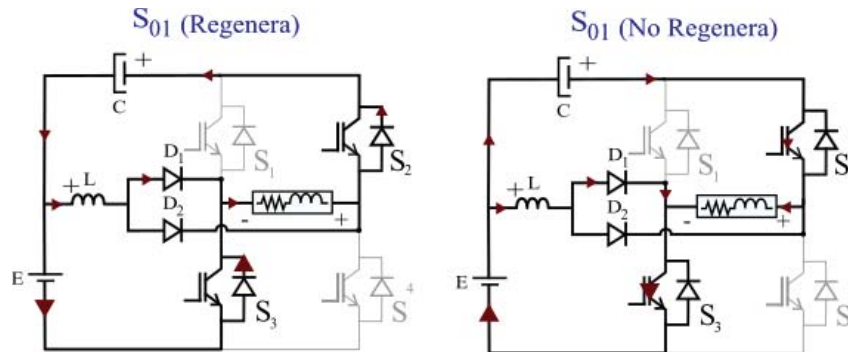


Figura 2-11 Estado S01 para carga resistiva – inductiva

Tanto en el condensador como en la fuente de tensión continua, la corriente invierte su sentido, como muestra la figura 2-11, por lo que ambos elementos absorben energía.

En ambos interruptores, se invierte la corriente, circulando por los diodos antiparalelos.

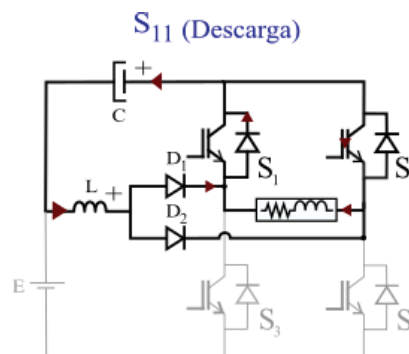


Figura 2-12 Estado S11 para carga resistiva – inductiva

La corriente no será instantáneamente igual a cero, decrecerá formando una malla circulando por S3 y S4, como muestra la figura 2-12. El inductor *boost* continuará acumulando energía, pero sólo a través de D1. Se invierte la corriente en el interruptor S2.

2.4 Análisis del circuito controlado por modulación PWM sinusoidal.

Una de las modulaciones más utilizadas es la “modulación PWM Sinusoidal”, en el cual cada uno de los interruptores cumplen con la ley del brazo. Para este estudio, se implementará el de tres niveles de tensión, el cual se obtiene con dos portadoras (señales triangulares) desfasadas en 180°, comparadas con una moduladora sinusoidal.

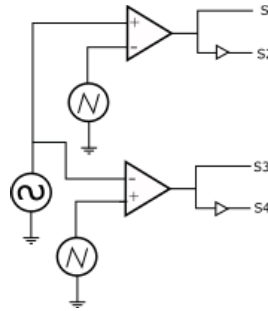


Figura 2-13 : Circuito de control para modulación

Debido a la naturaleza del circuito de control mostrada en la figura 2-13, se tendrá una razón cíclica variable para cada interruptor.

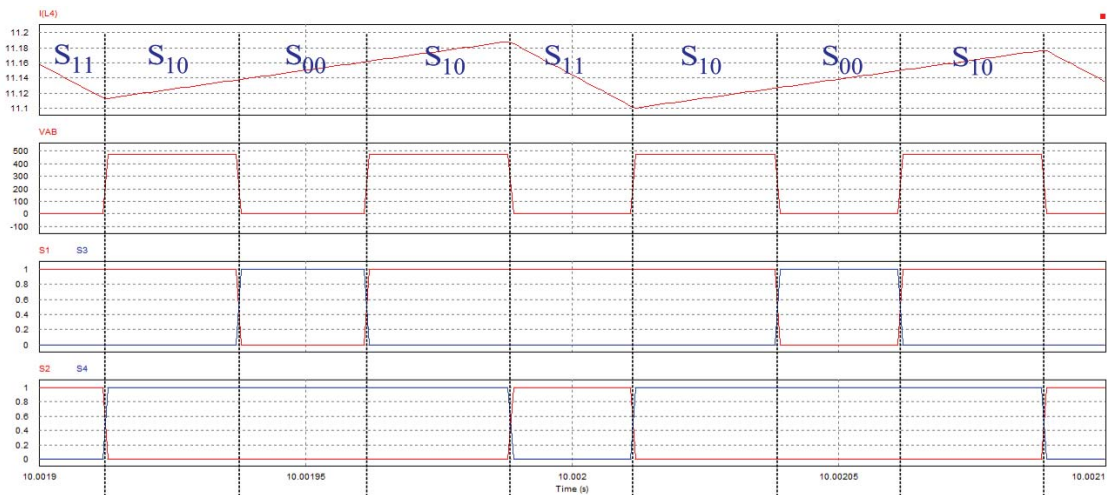


Figura 2-14 Estados con modulación PWM sinusoidal a tres niveles de tensión

En el semiciclo positivo, se tendrán tres estados conmutando: la asociada a la tensión mayor que cero (S10), y los dos estados asociados a la tensión igual a cero en la carga. La figura 2-14 ilustra la situación anteriormente mencionada, las curvas superiores muestra la corriente en el inductor y la tensión en la salida del inversor, las curvas inferiores muestra los interruptores accionados.

Desde las formas de onda de la moduladora y la portadora se puede deducir una expresión matemática que relacione la ganancia vista desde el *boost*, con el índice de modulación (razón entre la amplitud de la moduladora, y amplitud de la portadora), como muestra la figura 2-15.

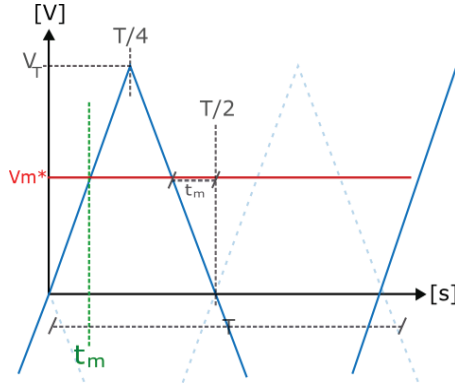


Figura 2-15: Comparación entre moduladora y portadora

Desde el punto de vista del *boost*, su razón cíclica será la razón entre el tiempo en que el inductor se carga ($S_{10} - S_{00} - S_{10}$), y la suma del periodo de cada uno de los cuatro estados en la secuencia ($S_{10} - S_{00} - S_{10} - S_{11}$). A partir de esto, se puede obtener una expresión para D^* en función de las variables del circuito de control.

Suponiendo que la frecuencia de conmutación es suficientemente alta, como para observar en un período de conmutación el valor de la moduladora como constante, la razón cíclica será la razón entre el intervalo de tiempo en que la moduladora es mayor a la portadora asociada a S_2 , y el periodo completo de ambas portadoras. La figura A-1 ayuda a expresar la razón cíclica en función de una fracción del período, y el valor máximo de la triangular:

$$D^* = \frac{2 \cdot t_m \cdot + T/2}{T} \quad (2-A-13)$$

t_m se puede definir en función de V_m a partir de la ecuación de la recta que describe la primera mitad del triángulo:

$$V_m^* = \frac{V_T \cdot 4}{T} \cdot t_m \Leftrightarrow t_m = \frac{V_m^* \cdot T}{V_T \cdot 4} \quad (2-14)$$

Reemplazando en D^* , se obtiene:

$$D^* = \frac{\frac{V_m^* \cdot T}{V_T \cdot 2} + T/2}{T} = \frac{V_m^*}{2V_T} + \frac{1}{2} = \left(m_i^* + \frac{1}{2} \right) \quad (2-15)$$

Donde m_i^* es la razón entre V_m^* y V_T en un periodo de conmutación. Evidentemente, este valor varía junto a la tensión instantánea de la moduladora, y como ésta varía sinusoidalmente, m_i^* también. Por lo tanto, la razón cíclica variable puede expresarse como:

$$D(\omega t) = \frac{1}{2}(m_i \cdot \sin(\omega t) + 1) \quad (2-16)$$

m_i se conoce como índice de modulación, el cual se define como la razón entre V_m máximo y V_T máximo. El índice de modulación varía sólo entre valores positivos, por lo tanto su valor medio se obtiene a partir de:

$$D_{med} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{1}{2}(m_i \cdot |\sin(\omega t)| + 1) d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{1}{2}(m_i \cdot \sin(\omega t) + 1) = \frac{m_i}{\pi} + \frac{1}{2} \quad (2-17)$$

Para no caer en *sobremodulación*, m_i solo puede tomar valores entre 0 y 1.

Tomando la expresión de ganancia obtenida en el análisis de pulso único:

$$G_v = \frac{1}{1 - D^*} = \frac{1}{\frac{1}{2} - \frac{m_i}{\pi}} \quad (2-18)$$

A modo de comprobar esta expresión matemática de G_v , se comparará su curva con puntos observados desde una simulación, utilizando el software PSIM. El circuito simulado tiene como parámetros: $E=100[V]$, $L=100[mH]$, $C=1[\mu F]$, las portadoras tienen una frecuencia de $10[KHz]$, y el valor peak to peak de $20[V]$ con un offset de $-10[V]$. La carga es una resistencia de $100[\Omega]$

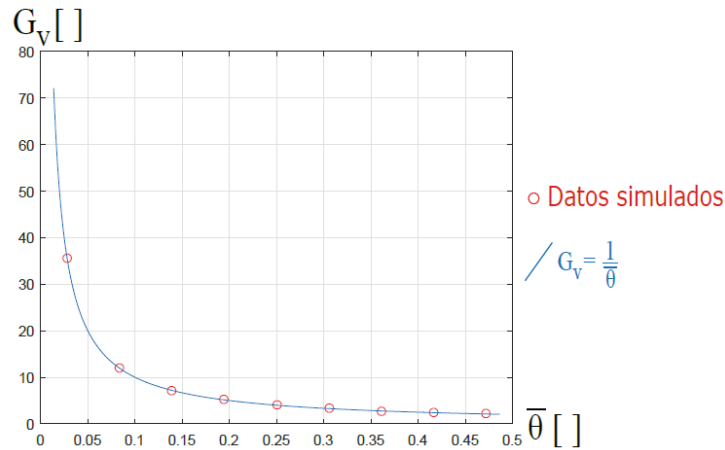


Figura 2-16 Gráfico de la ganancia deducida junto a los datos simulados

Ubicando los puntos simulados, sobre la curva de la expresión deducida, se observa la coincidencia de resultados. Por lo tanto, mediante la figura 2-16, se corrobora la expresión.

Para obtener las expresiones de tensión media en el condensador, y corriente media en el inductor, basta con realizar los mismos cálculos hechos en el caso de modulación por anchura de pulso único, con la salvedad de reemplazar

$$D^* = \frac{1}{2}(m_i \cdot \sin(\omega t) + 1) \quad (2-19)$$

Debido a la naturaleza variable de la razón cíclica, se obtiene tensiones y corrientes cuyo valor medio instantáneo sigue una forma sinusoidal.

2.5 Modulación PWM sinusoidal modificado: Anulación del estado S_{00} .

Se desea reemplazar cada estado S_{11} por el estado S_{00} , una forma sencilla de realizar esto es a través de un bloque lógico, el cual reciba los estados en su entrada, y en la salida entrega los nuevos estados, cambiando el S_{00} por el S_{11} .

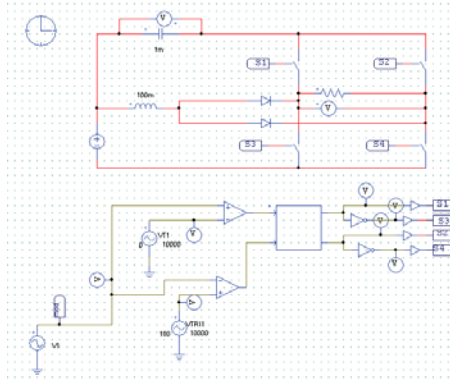


Figura 2-17 Unidad lógica en el circuito de control, implementado en PSIM, para eliminar el estado 00

La unidad lógica utilizada en PSIM y que se muestra en la figura 2-17 corresponde a un “C Block”, el cual permite programar en el lenguaje de C++. El código necesario para eliminar el estado resulta ser sencillo:

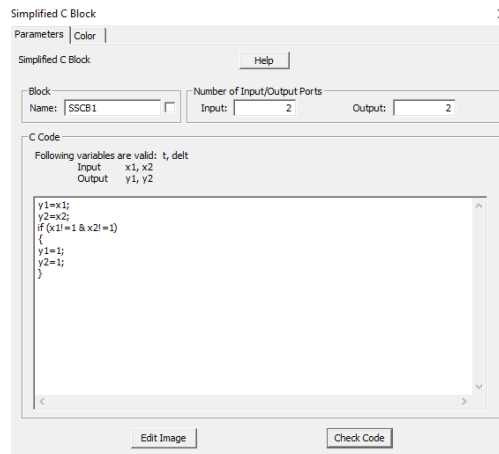


Figura 2-18 Caja de código de “C Block” en PSIM

Se condiciona un estado mediante *if*, cuando los interruptores S_1 y S_2 no son iguales a uno simultáneamente (*!= “not equal”*), es decir, se encuentra en el estado S_{00} , entonces se igualan ambos interruptores a 1, estableciendo como salida el estado S_{11} .

Esta unidad lógica realiza sus iteraciones a la misma velocidad impuesta por el *simulation control*.

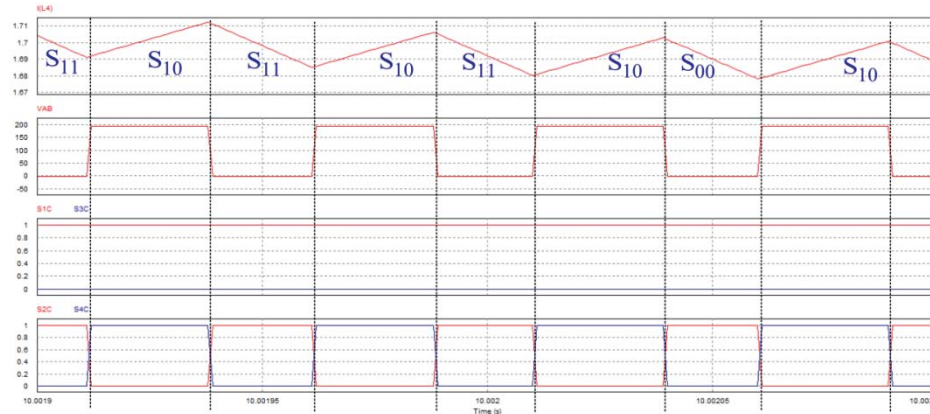


Figura 2-19 Estados con modulación PWM sinusoidal modificado a tres niveles de tensión

La figura 2-19 muestra los estados resultantes luego de eliminar el estado S_{00} durante una fracción del semiciclo positivo. Nótese que la forma de onda de tensión en la carga no se ve afectada, y la corriente en el inductor se carga y descarga en cada conmutación.

Nótese que los interruptores del brazo izquierdo (S_1 y S_3) no conmutan durante el semiciclo positivo, S_1 siempre estará conduciendo y S_3 permanecerá abierto.

Los interruptores del brazo derecho (S_2 y S_4) deben “duplicar” la cantidad de conmutaciones, ya que durante el estado S_{11} el interruptor S_4 debe conmutar con el S_2 .

Durante el semiciclo negativo, las conmutaciones son análogas, pero se intercambian los estados.

Esta vez son los interruptores del brazo izquierdo quienes no conmutan, quedando el interruptor S_2 constantemente conduciendo, y S_4 abierto.

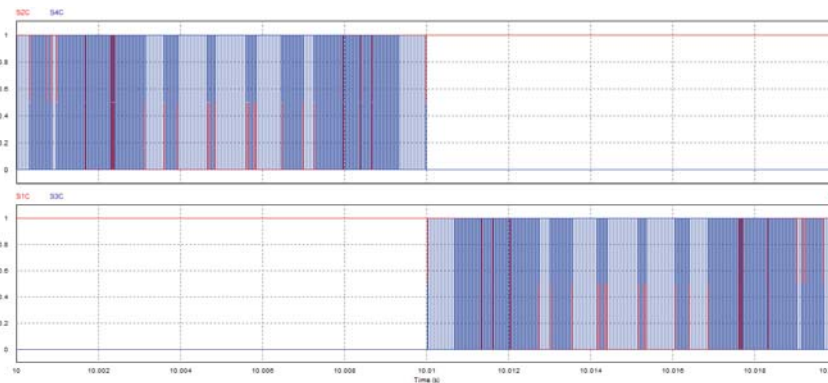


Figura 2-20 Estados con modulación PWM sinusoidal modificado durante un ciclo completo

La figura 2-20 muestra la forma de onda en un ciclo completo. En la parte superior se encuentran los interruptores del brazo izquierdo (S_1 y S_3), y en la parte inferior se encuentran los interruptores del brazo derecho (S_2 y S_4).

A partir de lo observado en las formas de ondas, se procederá a obtener un nuevo circuito de control, añadiendo algunos elementos electrónicos a la modulación PWM sinusoidal.

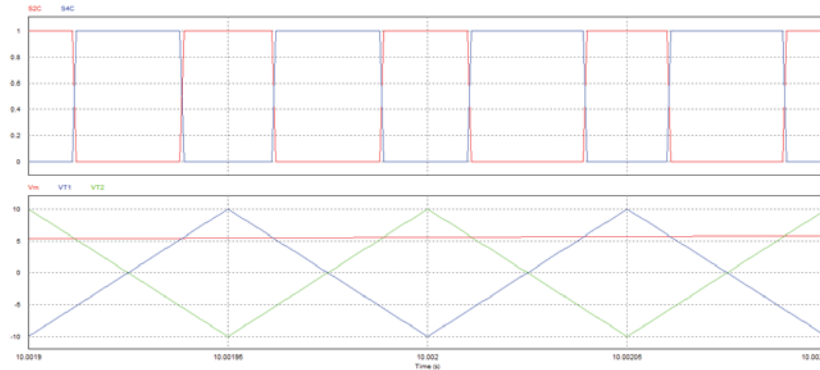


Figura 2-21 Conmutaciones de interruptores durante el semiciclo positivo

La figura 2-21 muestra las conmutaciones de los interruptores S_2 y S_4 durante el semiciclo positivo, nótese que ocurren cada vez que cualquiera de las dos portadoras intersectan con la moduladora.

Esto es equivalente a conmutar a partir de la comparación de la moduladora con una triangular de doble frecuencia.

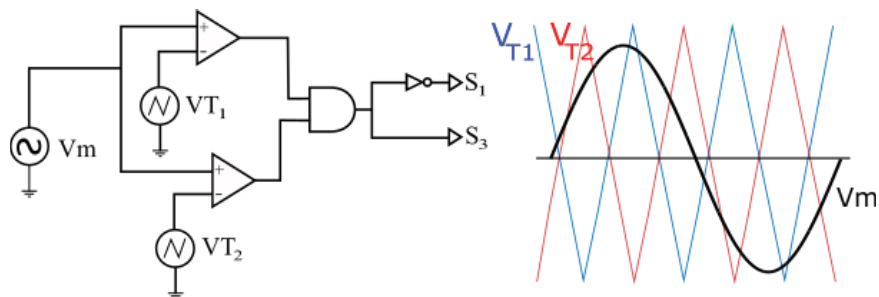


Figura 2-22 Circuito lógico para obtener doble frecuencia.

Para obtener dicha conmutación, sin cambiar las señales de las portadoras ni de la moduladora, basta con realizar una doble comparación, como muestra la figura 2-22

La conmutación de doble frecuencia sólo debe ocurrir durante el semiciclo negativo, para los interruptores S_1 y S_3 , y durante el semiciclo positivo para los interruptores S_2 y S_4 , como muestra la figura 2-23.

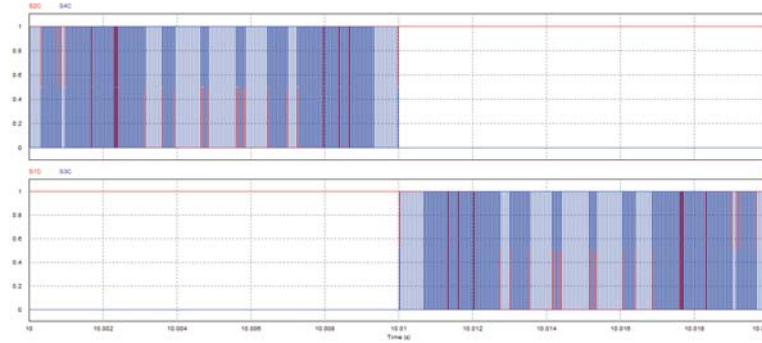


Figura 2-23 Estados con modulación PWM sinusoidal modificado durante un ciclo completo

Por lo tanto, la onda sinusoidal impuesta por la moduladora sólo debe ser “comparada” en medio ciclo.

Para que esto sea posible, la señal que entra a las comparadoras debe ser una sinusoidal recortada. Una forma de obtener esto es realizando otra comparación previa, de la moduladora con tierra, como muestra la figura 2-24.

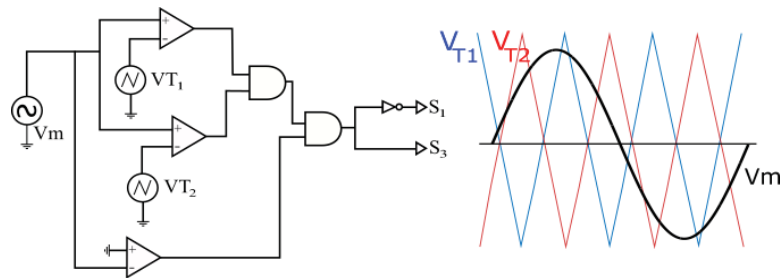


Figura 2-24 Circuito lógico para obtener conmutación en solo un semiciclo.

La salida será parte de un nuevo “and” cuya segunda entrada es el resultado de la doble comparación.

Para el otro brazo, el circuito es análogo, salvo que la doble conmutación ocurrirá en el otro semiciclo, y la conmutación es el “negativo” del otro brazo. La figura 2-25 muestra el circuito de control propuesto, implementado en PSIM.

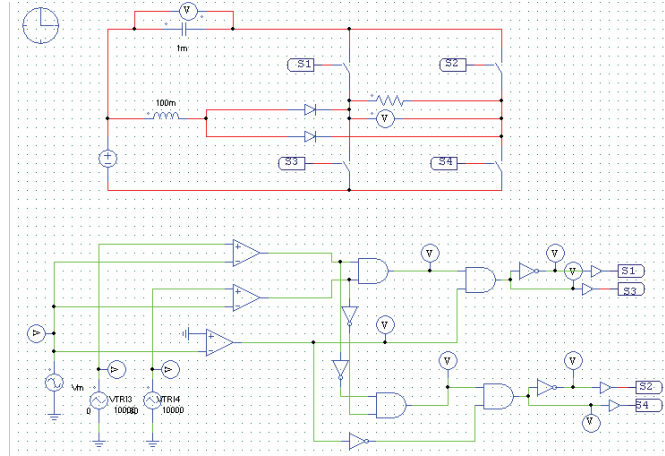


Figura 2-25 Circuito lógico propuesto para eliminar el estado 00

La modificación de los estados causa que cada uno de los brazos conmute al doble de la frecuencia durante un semiciclo, y que no haya conmutación durante el otro semiciclo.

En el brazo izquierdo, los interruptores S_1 y S_3 conmutan de manera simétrica durante el semiciclo negativo, es decir ambos conducen durante un tiempo de $\frac{T_{red}}{4}$ en este semiciclo. Durante el semiciclo positivo, sólo el interruptor S_1 conduce (en un tiempo de $\frac{T_{red}}{2}$).

Por lo tanto, S_1 conduce en una fracción de período de red: $\frac{T_{red}}{4} + \frac{T_{red}}{2} = \frac{3T_{red}}{4}$

Mientras que S_3 conduce en una fracción de período de red: $\frac{T_{red}}{4}$

Como consecuencia de esto, el interruptor superior (S_1) del brazo izquierdo conduce en un tiempo tres veces mayor que el interruptor inferior (S_3). Lo mismo ocurre con el brazo derecho, el interruptor S_2 conduce en un tiempo tres veces mayor que el interruptor S_4 . Esto provoca que los semiconductores superiores procesen tres veces más energía. Por lo tanto, si en la práctica se opta por esta configuración, no es recomendable utilizar los mismos semiconductores en cada brazo, sino procurar ubicar aquellos con mayor vida útil en el lado sobrecargado.

Debido al cambio en la secuencia de estados, la curva de ganancia se verá afectada, es preciso deducir otra expresión que permite relacionar la ganancia vista desde el *boost* con el índice de modulación.

La figura 2-26 muestra la deducción matemática de la ganancia vista desde el *Boost* para el inversor propuesto, considerando la eliminación del estado S_{00} .

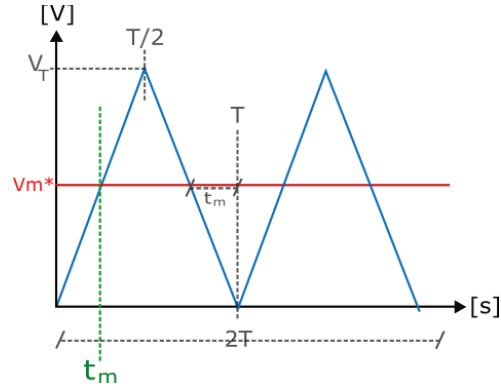


Figura 2-26 Comparación entre moduladora y portadora

Desde el punto de vista del boost, su razón cíclica será la razón entre el tiempo en que el inductor se carga (S_{10}), y la suma del periodo de ambos estados en la secuencia ($S_{10} - S_{11}$). A partir de esto, se puede obtener una expresión para D^* en función de las variables del circuito de control.

Suponiendo que la frecuencia de conmutación es suficientemente alta, como para observar en un período de conmutación el valor de la moduladora como constante, la razón cíclica será la razón entre el intervalo de tiempo en que la moduladora sea mayor a la portadora asociada a S_2 , y el periodo completo de ambas portadoras:

$$D^* = \frac{2 \cdot t_m}{T} \quad (2-20)$$

t_m se puede definir en función de V_m a partir de la ecuación de la recta que describe la primera mitad del triángulo:

$$V_m^* = \frac{V_T \cdot 2}{1} \cdot t_m \Leftrightarrow t_m = \frac{V_m^* \cdot T}{V_T \cdot 2} \quad (2-21)$$

Reemplazando en D^* , se obtiene:

$$D^* = \frac{\frac{V_m^* \cdot T}{V_T \cdot 1}}{T} = \frac{V_m^*}{V_T} = m_i^* \quad (2-22)$$

Donde m_i^* es la razón entre V_m^* y V_T instantánea en un periodo de conmutación. Evidentemente, este valor varía junto a la tensión instantánea de la moduladora, y como ésta varía sinusoidalmente, m_i^* también. Por lo tanto, la razón cíclica variable puede expresarse como:

$$D(\omega t) = (m_i \cdot \sin(\omega t)) \quad (2-23)$$

m_i se conoce como índice de modulación, el cual se define como la razón entre V_m máximo y V_T máximo. El índice de modulación varía sólo entre valores positivos, por lo tanto su valor medio se obtiene a partir de:

$$D_{med} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} 1 \cdot (m_i \cdot |\sin(\omega t)|) d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} 1 \cdot (m_i \cdot \sin(\omega t)) d\omega t = \frac{2m_i}{\pi} \quad (2-24)$$

Para no caer en *sobremodulación*, m_i solo puede tomar valores entre 0 y 1.

Tomando la expresión de ganancia obtenida en el análisis de pulso único:

$$G_v = \frac{1}{1 - D^*} = \frac{1}{1 - \frac{2m_i}{\pi}} \quad (2-25)$$

A modo de comprobar esta expresión matemática de G_v , se comparará su curva con puntos observados desde una simulación, utilizando el software PSIM. El circuito simulado tiene como parámetros: E=100[V], L=100[mH], C=1[μF], las portadoras tienen una frecuencia de 10[KHz], y el valor peak to peak de 20[V] con un offset de -10[V]. La carga es una resistencia de 100[Ω]

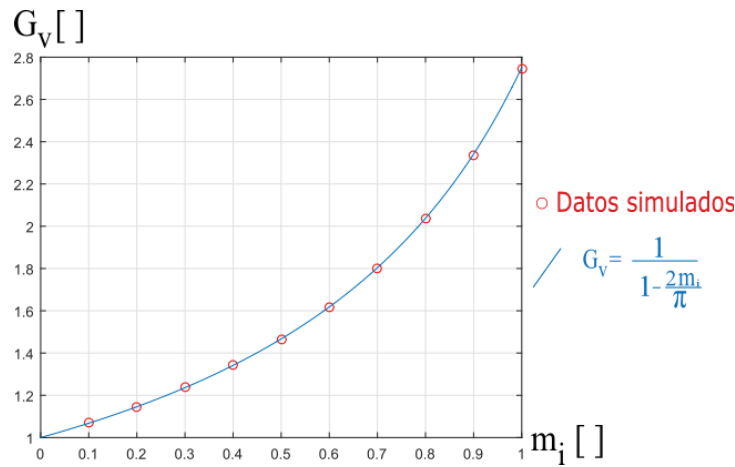


Figura 2-27 Ganancia para PWM sinusoidal modificado

La figura 2-27 muestra coincidencia en los datos con la curva teórica, lo que corrobora una correcta deducción.

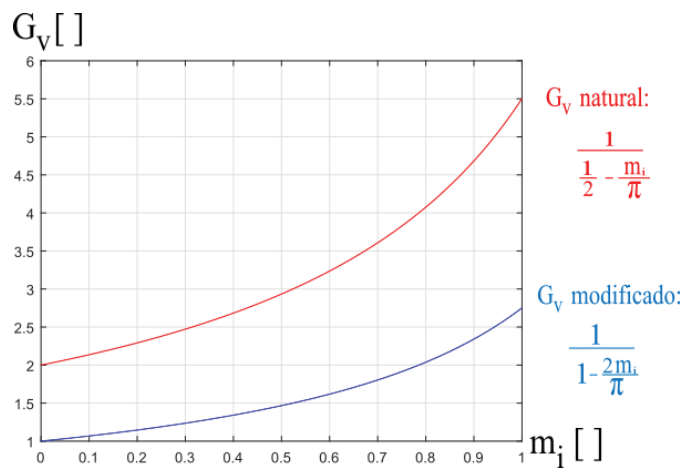


Figura 2-28 Comparación entre ambas curvas de ganancia

Nótese que la curva de ganancia para el sistema modificado, es exactamente idéntica a la ganancia de los estados naturales, pero escalada por $\frac{1}{2}$, como muestra la figura 2-28.

Estas dos curvas de ganancia le otorgan versatilidad al circuito propuesto, ya que permite disponer de dos niveles de ganancia para un mismo índice de modulación.

2.6 Modulación PWM sinusoidal modificado: Repetición del estado S00.

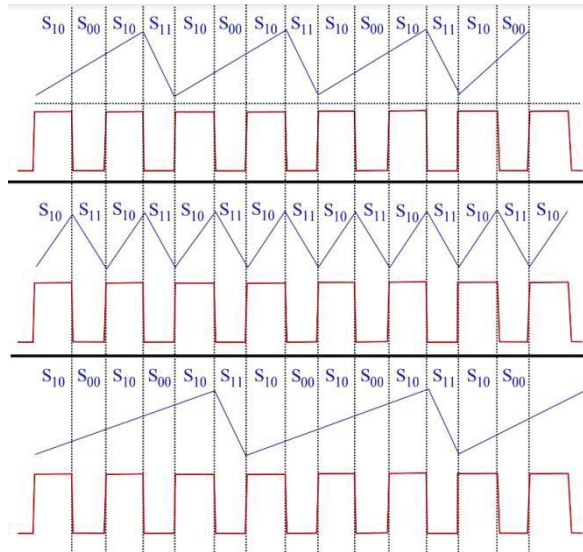


Figura 2-29 Secuencias de estados natural, S00 anulado y S00 repetido

Tal como fue posible anular el estado S_{00} , también se puede repetir. Con esto se puede aumentar el tiempo en que el inductor se carga, tal como se muestra en la figura 2-29.

En la sección anterior se mostró que la ganancia de tensión, para la secuencia de estados con S_{00} anulado, corresponde a la mitad de la expresión de la secuencia original.

Inspeccionando los tiempos de carga en el inductor *Boost* con los de descarga, se puede deducir que la ganancia para una secuencia de estados con repetición de S_{00} , es el triple de la secuencia natural de estados.

Nótese que se puede obtener más tiempo de carga, repitiendo más veces el estado S_{00} .

Esta equivalencia de estados otorga versatilidad al circuito propuesto, ya que se pueden trabajar en distintas curvas de ganancias.

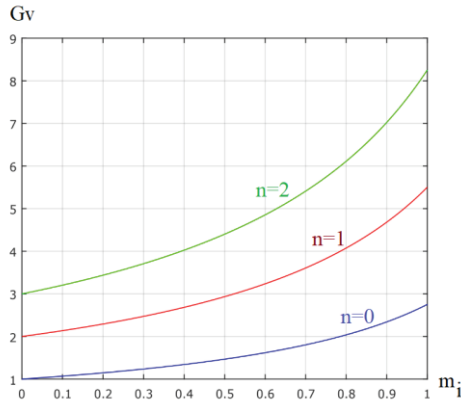


Figura 2-30 Curvas de ganancia para distintas secuencias de estados

La figura 2-30 muestra que se puede expresar las curvas de ganancia de la siguiente forma:

$$G_v = \frac{n + 1}{1 - \frac{2m_i}{\pi}} \tag{2-26}$$

Donde:

- \$n=0\$ corresponde a la secuencia con \$S_{00}\$ anulado.
- \$n=1\$ corresponde a la secuencia natural.
- \$n=2\$ corresponde a la secuencia con \$S_{00}\$ repetido.

En la sección anterior se dedujo el desbalance energético en los interruptores, a partir de los tiempos de conducciones de cada uno de ellos. Resultando para cada brazo que el interruptor superior conducía en un tiempo tres veces mayor que el interruptor inferior, por lo tanto procesa el triple de energía.

Para saber el desbalance que resulta al repetir el estado \$S_{00}\$, basta con observar en qué razón conduce el brazo superior respecto al brazo inferior.

Una forma sencilla de identificar esta relación, es contando los subíndices para una secuencia de estados reducida a un ciclo.

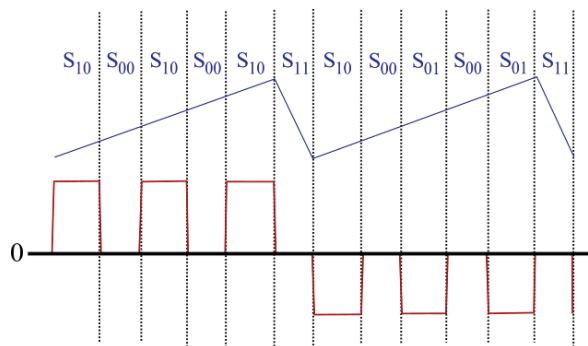


Figura 2-31 Bosquejo de Tensión de inversor y corriente en el *Lboost*

Observando la figura 2-31 como apoyo, se distingue que en el brazo izquierdo, el semiconductor superior conduce en 5 intervalos, mientras que el brazo inferior conduce en 7 intervalos. Lo mismo ocurre en el brazo derecho.

Por lo tanto, los semiconductores se reparten la energía a razón 5:7 en cada brazo, sobrecargando el elemento inferior.

$$S_{10} S_{00} S_{10} S_{00} \boxed{S_{10} S_{00} S_{10} S_{11}} S_{01} S_{00} S_{01} S_{00} \boxed{S_{01} S_{00} S_{01} S_{11}}$$

Figura 2-2 Secuencia de estados, con doble repetición de 00

Si se desea repetir una vez más el estado S_{00} , como muestra la figura 2-32 a modo de obtener una ganancia aún mayor, se agrega otro segmento de la secuencia, y el desbalance queda 6:10, sobrecargando el semiconductor inferior.

Por inspección, se puede llegar a la siguiente relación general de desbalance:

$$(3 + n) : (1 + 3n) \quad (2-27)$$

Donde:

- $n=0$ es el caso de la anulación del estado S_{00} , y la energía se reparte 3:1, sobrecargando el semiconductor inferior.
- $n=1$ es el caso de secuencia natural, y la energía se reparte 1:1, es decir equitativamente.
- $n=2$ es el caso de repetición del estado S_{00} , y la energía se reparte 5:7, sobrecargando el semiconductor superior.
- $n=3$ es el caso de doble repetición del estado S_{00} , y la energía se reparte 6:10, sobrecargando el semiconductor superior.
- Etc.

3 Circuito de control e implementación del MPPT.

A continuación se irá construyendo gradualmente el circuito de control propuesto para este nuevo circuito, se comenzará implementando el algoritmo MPPT en un control en lazo abierto, y posteriormente se procederá a cerrar el lazo.

3.1 MPPT en un convertidor boost.

A modo de poner en práctica este algoritmo (revisado en el capítulo 1), se simulará un sistema el cual alimenta una carga resistiva mediante un panel fotovoltaico, cuya tensión se controlará a partir de un convertidor boost.

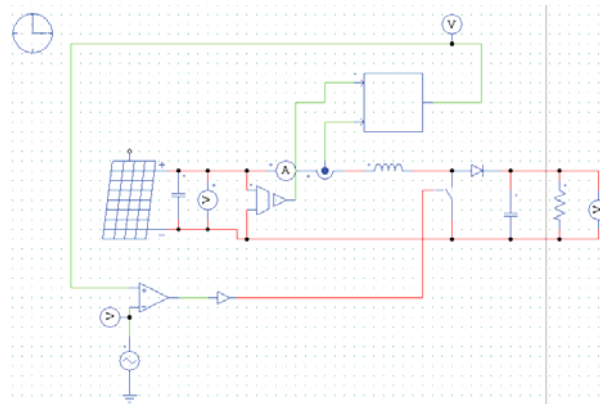


Figura 3-1 Sistema simulado, que incorpora el algoritmo MPPT

Se toman los valores instantáneos de tensión y corriente a partir de los sensores, y se dirigen hacia la entrada del bloque lógico que se encuentra en la parte superior, tal como muestra la figura 3-1. En este bloque lógico se implementa el algoritmo, y su salida será el valor de la razón cíclica necesaria para variar la tensión impuesta por el panel fotovoltaico. Este valor de D se modula a partir de una comparación con una portadora.



Figura 3-2 Algoritmo MPPT implementado en el C-Block

En el C-Block se programa el algoritmo MPPT anteriormente mostrado. Su traducción al lenguaje resulta sencillo, pues sólo es necesario el comando *if*, como muestra la figura 3-2, para implementar los pasos mostrados en el diagrama de flujo.

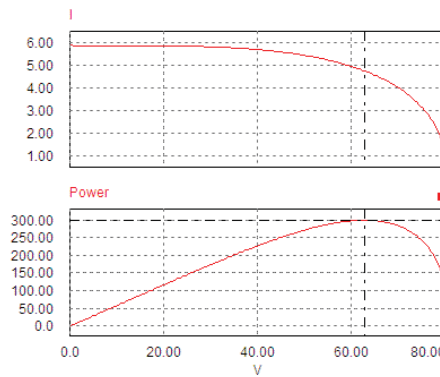


Figura 3-3 Característica del panel fotovoltaico utilizado en PSIM

PSIM cuenta con paneles fotovoltaicos “funcionales”, los cuales presentan una única curva P-V. Dentro de los parámetros de este elemento se observa la tensión y corriente para potencia máxima.

Para este caso, la tensión para potencia máxima corresponde a 62[V], y la corriente 4.8[A]. Resultando una potencia máxima de 297.6[W].

Al ejecutar la simulación se obtiene la siguiente forma de onda de valor de razón cíclica:

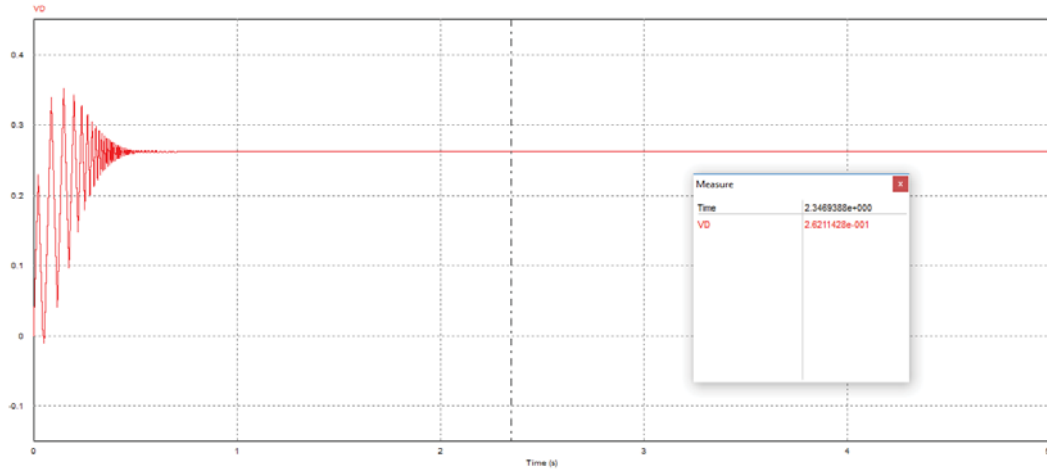


Figura 3-4 Oscilación de la razón cíclica.

Nótese que la razón cíclica tiende a un valor cercano a 0,26 [·], y se estabiliza en menos de medio segundo.

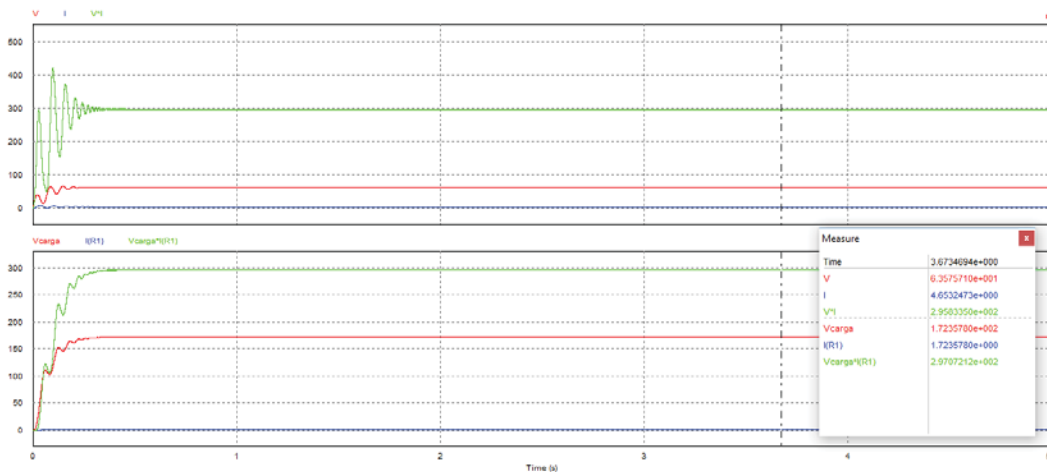


Figura 3-5 Resultados de tensión, corriente y potencia en el panel y en la carga.

La figura 3-5 muestra cómo los valores de tensión y corriente llegan al determinado por el MPPT para obtener la máxima potencia posible, que en este caso son los 297[W]. En la parte superior se muestra la potencia que entrega el panel fotovoltaico, y en la inferior se muestra los valores de la carga.

3.2 MPPT aplicado al circuito propuesto, alimentando una carga resistiva.

De manera muy similar a la mostrada en la sección anterior, el MPPT controlará la variación de tensión según el algoritmo, esta vez controlará la amplitud de la moduladora en lugar de una razón cíclica.

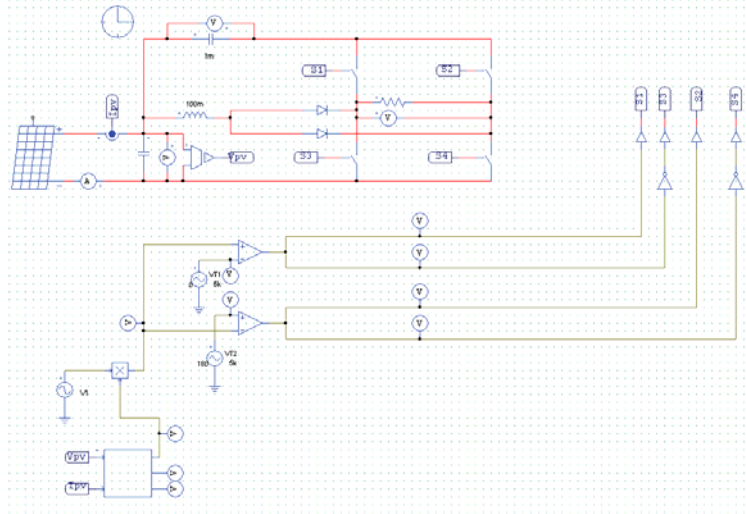


Figura 3-6 Esquema de la primera aproximación al sistema de control MPPT

Como la ganancia desde el punto de vista del boost depende del índice de modulación que presenta el PWM sinusoidal, el algoritmo MPPT maniobrará directamente el valor de mi , como muestra la figura 3-6.

Para lograr esto, la salida del bloque lógico arrojará un resultado que se multiplicará con la señal moduladora, esta última tiene una amplitud unitaria. Por lo tanto, en la salida del MPPT se obtiene directamente la amplitud de la sinusoidal, y consecuentemente el índice de modulación.

Simulando el algoritmo en nuestro circuito con carga resistiva, se obtiene lo siguiente:

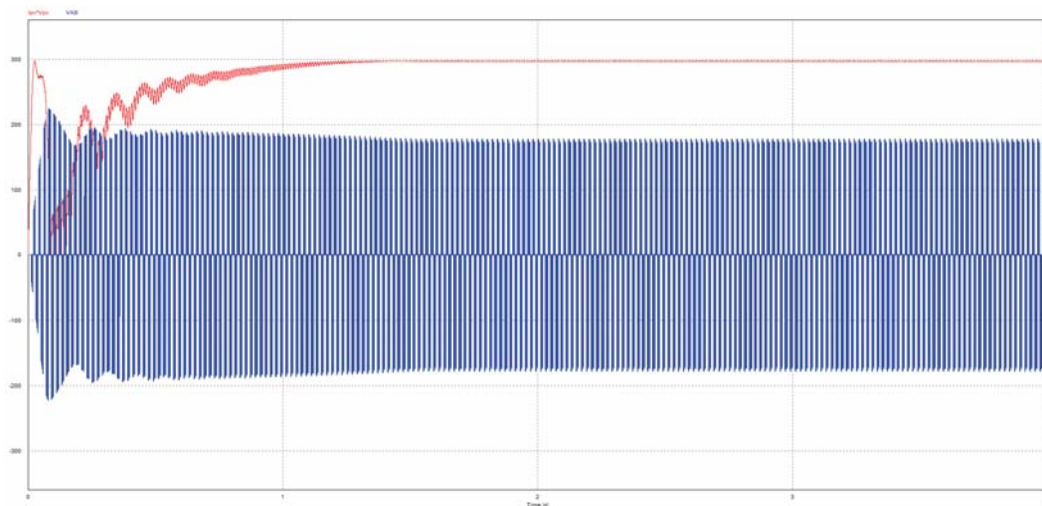


Figura 3-7 Forma de onda de tensión en la carga, y potencia entregada por el PV

Como resultado, se tiene que el índice de modulación llegará a un valor estable, en donde se entregue la máxima potencia desde el panel fotovoltaico. Nótese que la potencia (curva roja)

tiende nuevamente al valor de 300[W], y que la tensión en la carga se estabiliza a la vez que lo hace el índice de modulación.

3.3 Inversor Boost conectado a la red: Análisis de Parámetros

En los capítulos anteriores, los análisis se realizaron con carga resistiva y resistiva-inductiva. A continuación se estudiará el circuito propuesto conectado a la red.

Se conecta un inductor de acoplamiento entre la salida del inversor y la red, el cual reduce el contenido armónico de corriente, tal como muestra la figura 3-8.

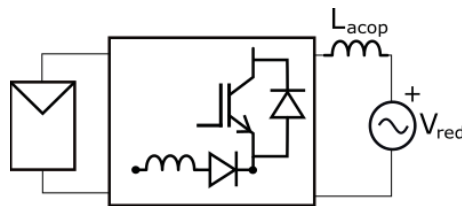


Figura 3-8 Inversor *Boost* conectado a la red

Se mantiene el esquema de modulación PWM sinusoidal, de tal forma de continuar el análisis con las mismas características de ganancia vista desde el *Boost* deducidas en las secciones anteriores.

La corriente que sale del inversor se aproxima a una sinusoidal, y por lo tanto la corriente por el inductor *boost* también toma tal forma. Por lo tanto el análisis para evaluar continuidad toma una “nueva dimensión”, el cual depende si la amplitud de corriente en el *boost* es suficientemente grande para tocar el eje de las ordenadas.

Si el modo de conducción de la corriente *L boost* es discontinua, la expresión de ganancia no es válida.

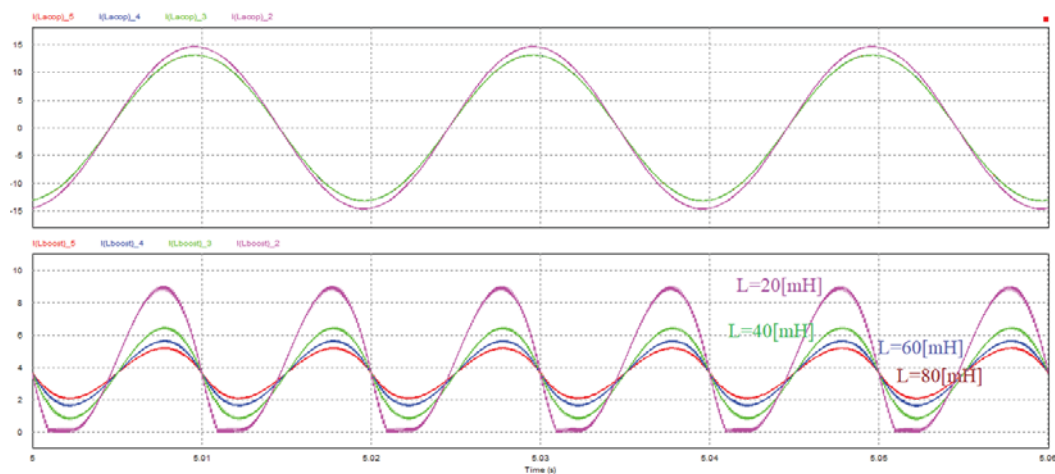


Figura 3-9: Resultado de una simulación para distintos valores de L_{boost}

La figura 3-9 muestra las formas de onda de la corriente por la línea (curvas en la parte superior) para distintos valores del inductor *boost* (20[mH], 40 [mH], 60[mH] y 80[mH]), mientras que la curva inferior muestra formas de onda de la corriente que circula por el inductor *boost*. Esta última corresponde a una sinusoidal con un *offset* positivo. A medida que la inductancia *Boost* aumenta, la amplitud de esta sinusoidal se reduce. Nótese que el valor medio en todos los casos continuos, es la misma. La corriente que sale del inversor es igual, excepto para el caso en que cae en discontinuidad.

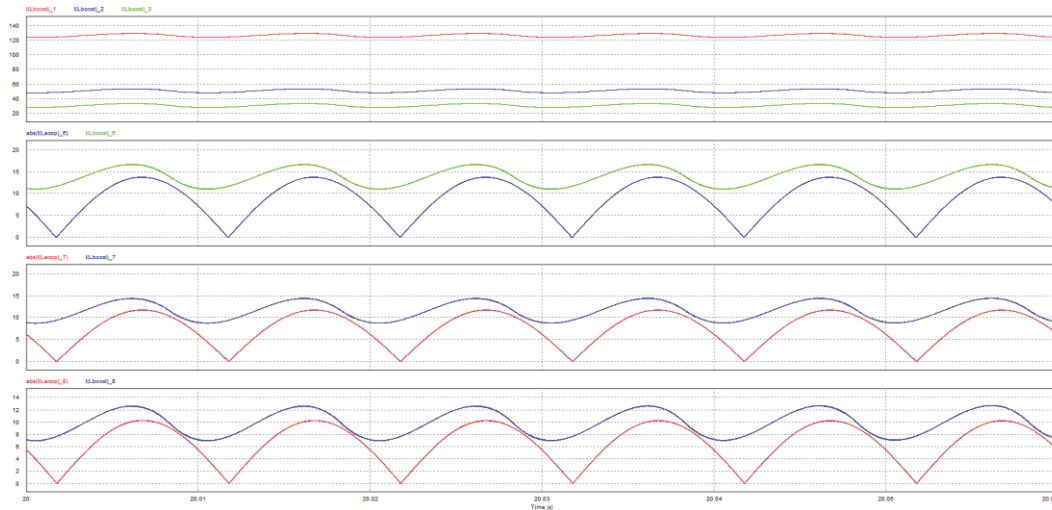


Figura 3-10 Corrientes en el inductor Boost y en el inductor de acoplamientos, para distintos valores de L_{acop}

La figura 3-10 muestra el escenario al variar la otra inductancia (de acoplamiento de red), para distintos valores de este, se tienen distintos valores medios en la corriente de L_{Boost} , y su amplitud se mantiene constante. A medida que el inductor de acoplamiento aumenta, la corriente que circula en él disminuye, al igual que la corriente media en el inductor (curva superior). La relación entre la $I_{L_{boost_med}}$ e $I_{L_{acop_peak}}$ es no lineal. Sin embargo, se puede observar que la primera es “levemente mayor” a la segunda, y por inspección se visualiza que se aproximan a medida que la inductancia de acoplamiento aumenta de valor (curvas inferiores).

Debido al contenido armónico existente en la forma de onda de corriente por el inductor *boost*, se establecerá un criterio de continuidad el cual se aproxima de manera “pesimista”. Es decir, se obtendrá una expresión asumiendo el peor de los casos. Como consecuencia la relación matemática permitirá no caer en discontinuidad, pero puede darse el caso de detectar discontinuidad cuando realmente no hay. En otras palabras, se tiene un *sobredimensionamiento*.

La condición necesaria para continuidad es: $I_{L_{boost_min}} > 0$.

La forma de la corriente en el *boost* se puede describir como: $A \text{ sen}(2\omega t) + B$.

En el caso más desfavorable $B = I_{L_{acop_peak}}$. La amplitud A se puede asumir como $V_{L_{boost}} / (2\omega L_{boost})$.

V_{Lboost} se puede asumir como la componente fundamental de la tensión amplificada que recibe el condensador: $V_{1max} = E \cdot m_i$

Por lo tanto, la condición necesaria para continuidad se puede reescribir como:

$$I_{Lacop_peak} > (E \cdot m_i)/(2\omega L_{boost}) \quad (3-1)$$

La amplitud de la corriente que sale del inversor, se puede determinar a través de:

$$\widehat{I_{Lacop}} = \sqrt{2} |V_{inv} \angle \delta - V_{red}| / (\omega L_{acop}) = (E \cdot G_V - V_{red}) / (\omega L_{acop}) \quad (3-2)$$

Determinando la amplitud de las variables fasoriales, se obtiene:

$$\widehat{I_{Lacop}} = \frac{\sqrt{(E \cdot G_V \cdot \cos(\delta) + V_{red_peak})^2 + (E \cdot G_V \cdot \sin(\delta))^2}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_{acop}} \quad (3-3)$$

Remplazando términos, la condición de continuidad queda como:

$$\frac{\sqrt{(E \cdot G_V \cdot \cos(\delta) + V_{red_peak})^2 + (E \cdot G_V \cdot \sin(\delta))^2}}{2\pi \cdot f \cdot L_{acop}} > \frac{E \cdot m_i}{4\pi \cdot f \cdot L_{boost}} \quad (3-4)$$

Desarrollando el argumento de la raíz cuadrada, y elevando las expresiones al cuadrado, resulta:

$$(E \cdot G_V)^2 \cos^2(\delta) + 2(E \cdot G_V) V_{red_peak} \cos(\delta) + V_{red_peak}^2 > \left(\frac{E \cdot m_i \cdot L_{acop}}{2 \cdot L_{boost}} \right)^2 \quad (3-5)$$

3.4 Inversor Boost conectado a la red: Esquema de control

Para obtener factor de potencia unitario en la salida, la forma de onda de la corriente debe seguir la forma de onda de la tensión. Para lograr esto, la corriente de referencia debe estar en sincronía con la tensión. Se toma una muestra de la tensión de la red, y su salida es dividida por la amplitud de la tensión a modo de obtener una señal unitaria.

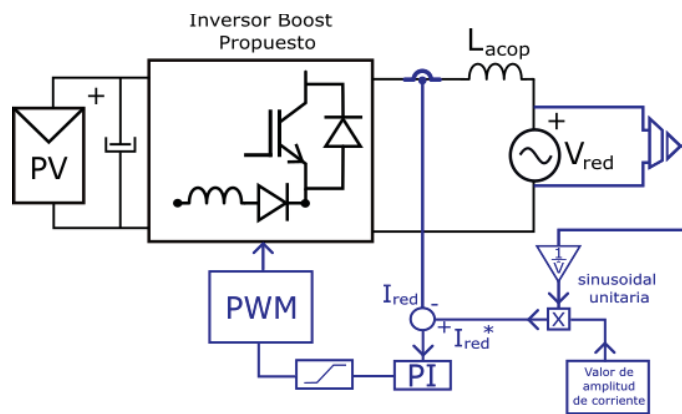


Figura 3-11 Lazo de control de corriente

La forma sinusoidal unitaria será multiplicada por la amplitud deseada para la corriente (que en esta primera instancia será determinada de forma externa). Esta corriente de referencia se compara con la sensada, y su error irá a un controlador PI [11]. Posteriormente se conecta un limitador entre -1 y 1 (para mejorar la estabilidad de la moduladora), y finalmente se llega al accionamiento PWM.

Si se realiza una malla de tensión en el lado que se indica en la figura 3-12, se tiene lo siguiente:

$$V_{inv} - V_{red} = L \frac{di_{red}}{dt} + RI_{red} \quad (3-6)$$

Si se aplica una perturbación a la tensión del inversor (que es la variable en la que tenemos el control), la respuesta tendrá la siguiente característica en el dominio de Laplace:

$$\frac{i(\tilde{s})}{\tilde{V}(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (3-7)$$

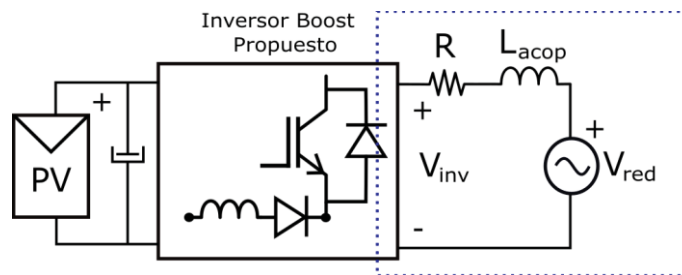


Figura 3-12 Malla para función de transferencia

Esta función de transferencia es llevada a la herramienta *Sisotool*. Se observó que un P.I. bien sintonizado requiere un tiempo de asentamiento de 0.152[s] y un sobrepaso de 17,1%.

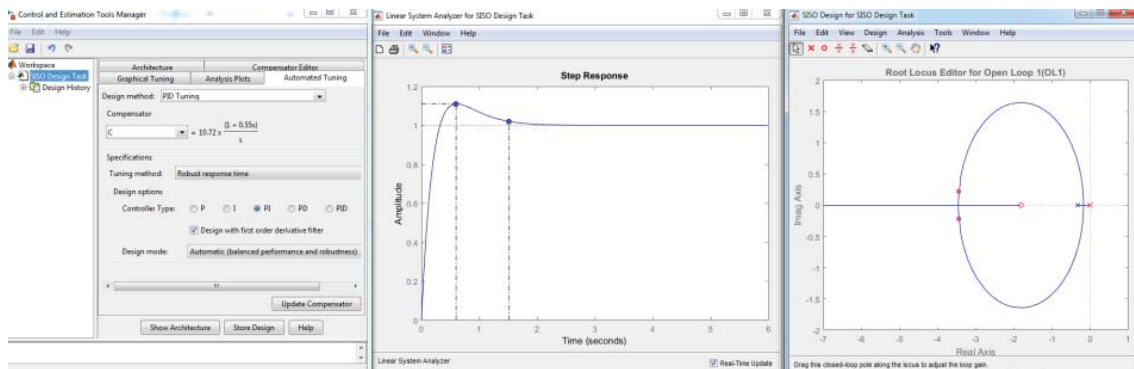


Figura 3-13 Herramienta “Sisotool” de matlab

Una vez obtenida la función de transferencia, se debe diseñar el controlador. Este trabajo se limita a usar una arquitectura P.I. Para escoger la ganancia y la constante de tiempo de este controlador, se utilizó la herramienta “*Sisotool*” de *MatLab*, mostrada en la figura 3-13, el cual facilita observar la respuesta escalón (de lazo cerrado) en función de los polos y ceros ubicados en el *Root Locus*. El software permite mover estos polos y ceros para ir viendo cómo varía la

función de transferencia, y a la vez los parámetros del P.I. Por lo tanto se puede establecer tiempo de establecimiento (*set time*) y sobrepaso (*overshoot*).

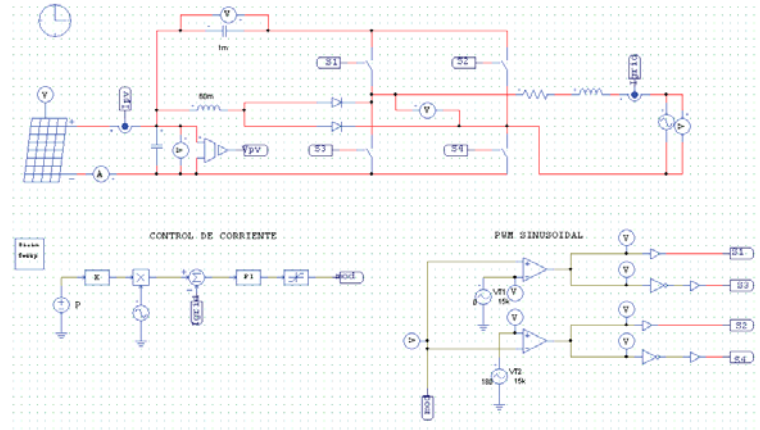


Figura 3-14 Circuito implementado en PSIM con control de corriente

El circuito de control mostrado en la figura 3-14 es implementado en el software *PSIM*. La amplitud de la corriente deseada será determinada a partir de valores de potencia (100-200-300-400[W]), esta cantidad de Watts pasa por una ganancia de $\frac{\sqrt{2}}{220}$.

Luego la amplitud (constante) es multiplicada por la sinusoidal unitaria.

El panel fotovoltaico utilizado en la simulación **entrega una potencia máxima de 300[W]**

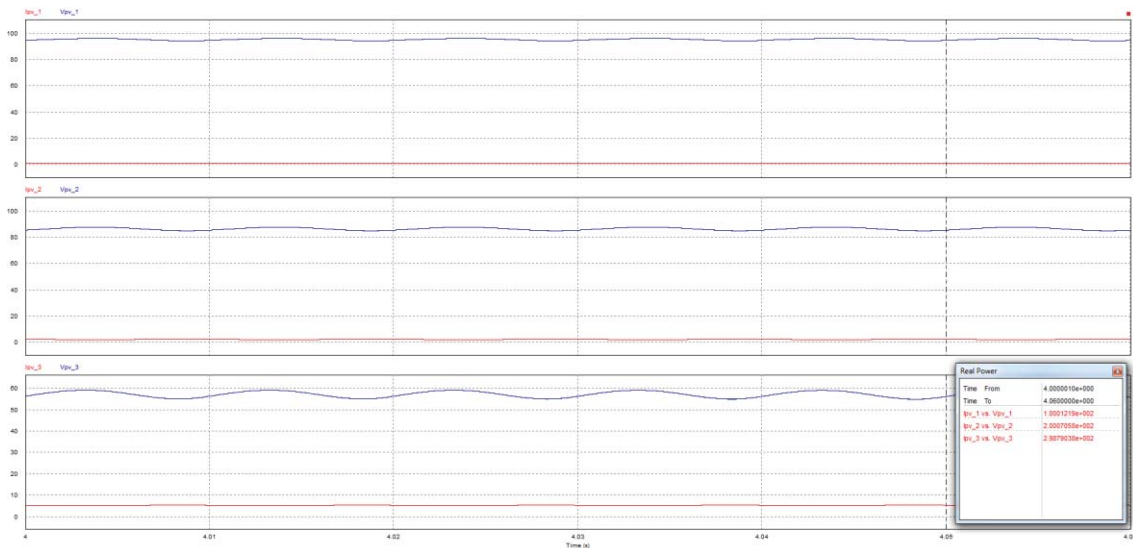


Figura 3-15 Potencias entregadas por el panel para el lazo de corriente con distintos Pref

Nótese que los valores de potencias son prácticamente iguales que los determinados externamente (Pref) los errores no superan el 0.5%. Tanto la ondulación de tensión como la de corriente comienzan a acentuarse a medida que la potencia aumenta.

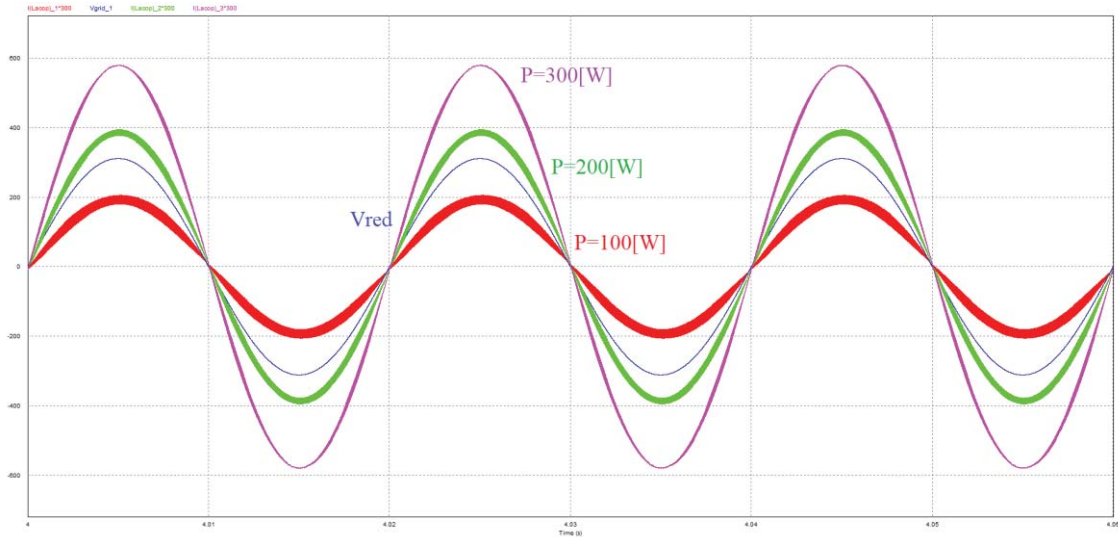


Figura 3-16 Corrientes en la red de distintas potencias, junto a la tensión de la red (azul)

Las corrientes en la red para las distintas potencias determinadas, están todas en fase con la tensión de la red, como se observa en la figura 3-16. Debido a las ondulaciones que presentan su factor de potencia no es exactamente unitario, pero están por sobre el 0.99.

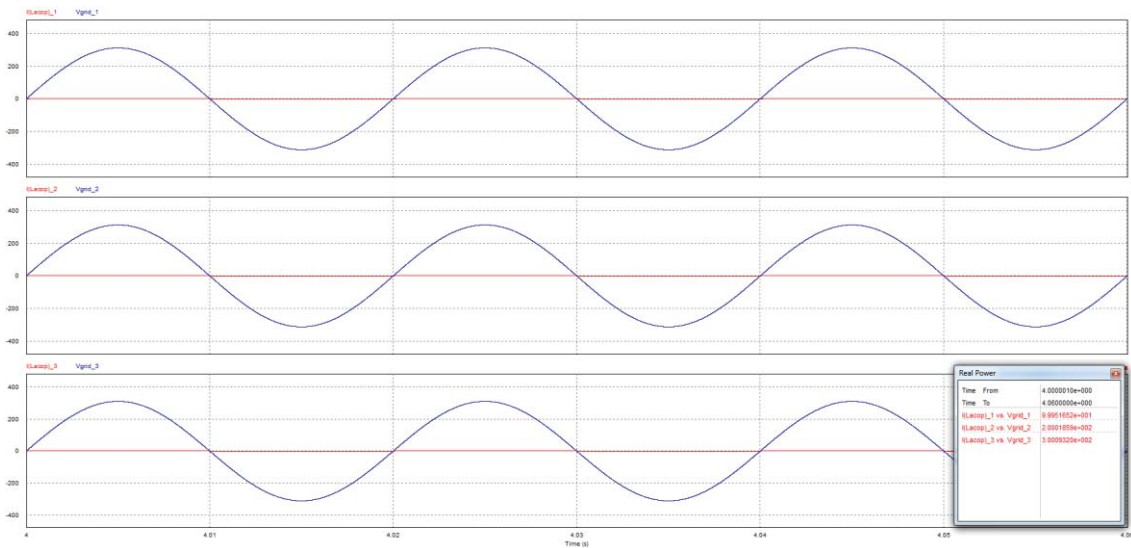


Figura 3-17 Potencia que recibe la red para distintos Pref

La potencia que recibe la red es prácticamente la misma que genera el panel fotovoltaico, como muestra la figura 3-17. La diferencia no supera el 0.1%, la cual se justifica con una resistencia baja que está en serie con la inductancia de acoplamiento (unidad de mili ohm).

El siguiente paso es automatizar la amplitud de la corriente que se le exige al control, como se mostró anteriormente esto estará limitado por la potencia que es capaz de entregar el panel fotovoltaico. Por lo tanto es preciso implementar el algoritmo MPPT para buscar por sí solo la potencia máxima. El MPPT requiere el medir tensión y corriente en el panel, el método P&O

perturba la tensión (en un paso fijo para nuestro caso), y observa si la potencia aumenta o disminuye.

La salida del algoritmo entrega una tensión de referencia, la cual se compara con la tensión “actual”, y su error se lleva a un controlador P.I.

La función de transferencia se diseña de tal forma de entregar la amplitud necesaria para la corriente de referencia.

Un modelamiento propuesto en [12] indica que la planta se puede aproximar como:

$$\frac{i(s)}{V_{PV}(s)} = \frac{1}{Cs} = 4 \tag{3-8}$$

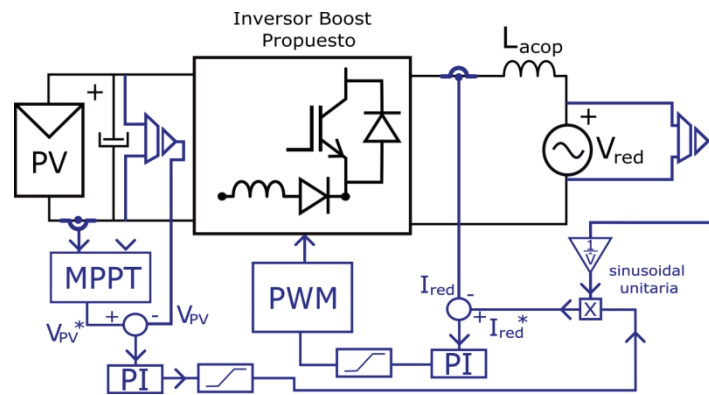


Figura 3-18 Circuito de control completo para sistema monofásico

Todo lo anteriormente mencionado se representa en la figura 3-18.

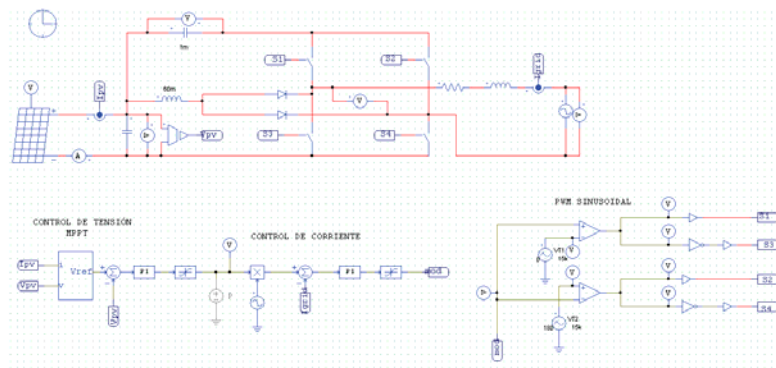


Figura 3-19 Circuito implementado en PSIM con ambos lazos de control

La figura 3-19 muestra el sistema explicado anteriormente, implementado en PSIM. Se sigue trabajando con el mismo panel que es capaz de entregar una potencia máxima de **300[W]**.

A diferencia de lo realizado en la primera sección de este capítulo, se usará un algoritmo analógico, como muestra la figura 3-20. La tensión y la corriente se multiplican para obtener potencia, luego se compara su derivada con tierra (cero), si es mayor, entonces la potencia está

aumentando y la tensión se perturba positivamente. En caso contrario (la potencia disminuye), la tensión se perturba negativamente.

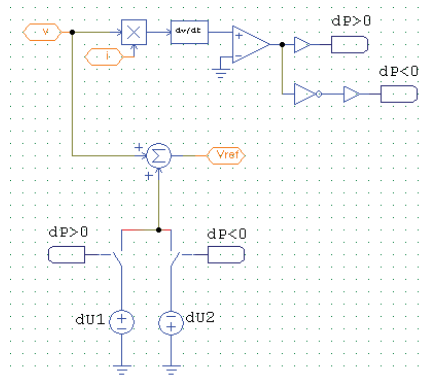


Figura 3-20 Circuito MPPT analógico implementado en PSIM

La salida será la tensión de referencia para el sistema.

A continuación se muestra el resultado de la simulación, se observará la potencia instantánea que entrega el panel fotovoltaico.

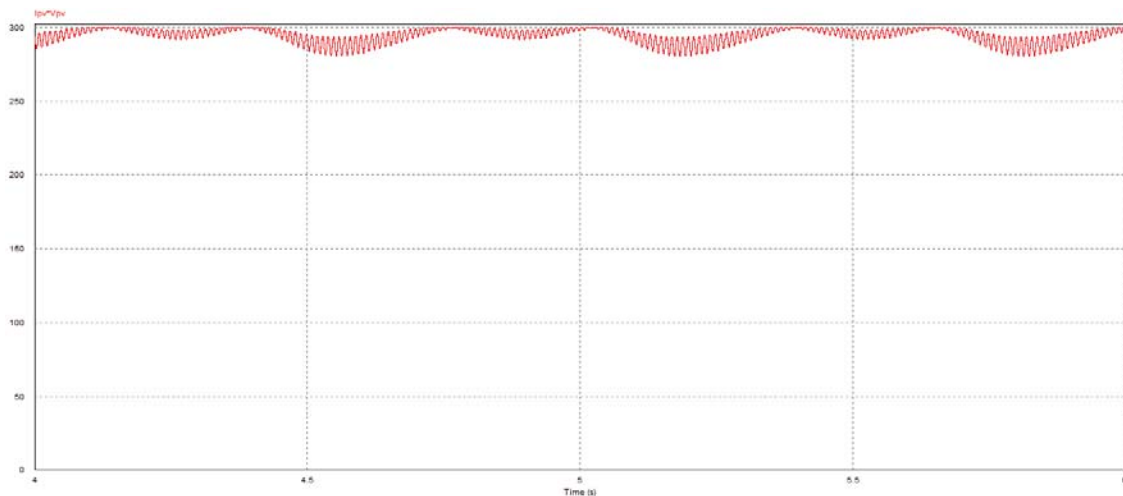


Figura 3-21 Potencia instantánea que entrega el panel

La ondulación de baja frecuencia se explica por el algoritmo MPPT utilizado. En este caso particular el paso de tensión es constante, sin embargo a medida que nos acercamos en la cúspide de potencia, el panel es más sensible ante mismos cambios de tensión, por lo que oscila alrededor del MPP con más amplitud que en algún punto anterior.

A pesar de las ondulaciones en la tensión del panel, la potencia instantánea se mantiene cerca de la potencia máxima.

Para solucionar este problema existe múltiples opciones. La primera es cambiar el algoritmo MPPT por uno más sofisticado, recordemos que el utilizado es *Perturb & Observe* que es el más sencillo de todos los métodos, si bien es útil para una fase comprensiva, no es recomendado para sistemas complejos. Otra opción es modificar el mismo algoritmo *P&O*, el cual cambia la variación de tensión de perturbación a medida que se acerca a la cúspide de máxima potencia.

4 Estudio del Inversor Trifásico Propuesto

En este capítulo se llevará el circuito propuesto a una topología trifásica, se analizarán todos los cambios que conlleva y se estudiará la ventaja en cuanto a ganancia comparado con el circuito monofásico.

4.1 Análisis de estados.

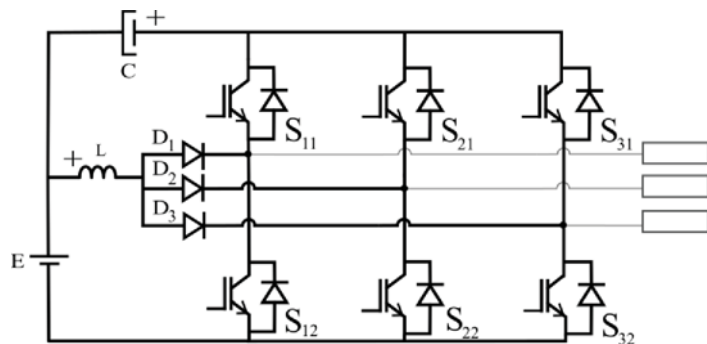


Figura 4-1 Extensión trifásica del circuito propuesto

Para extender el circuito trifásicamente, basta con agregar un nuevo brazo, y por lo tanto se deberá contar con un nuevo diodo que comparta nodo con el inductor Boost, tal como muestra la figura 4-1.

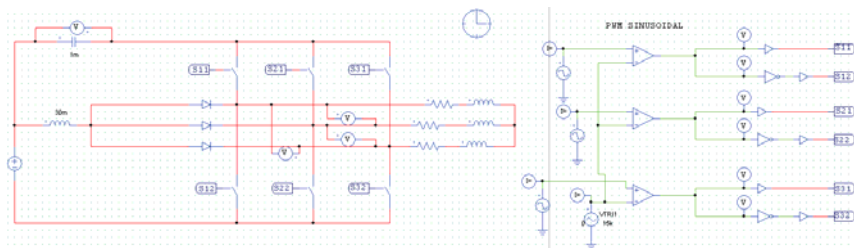


Figura 4-2 Circuito trifásico implementado en PSIM con lazo abierto

La modulación PWM ahora es trifásico, con las moduladoras desfasadas en 120° . Como muestra la simulación, el funcionamiento es el mismo, es decir se obtiene la salida de un inversor convencional, con la característica adicional de tener una ganancia de tensión.

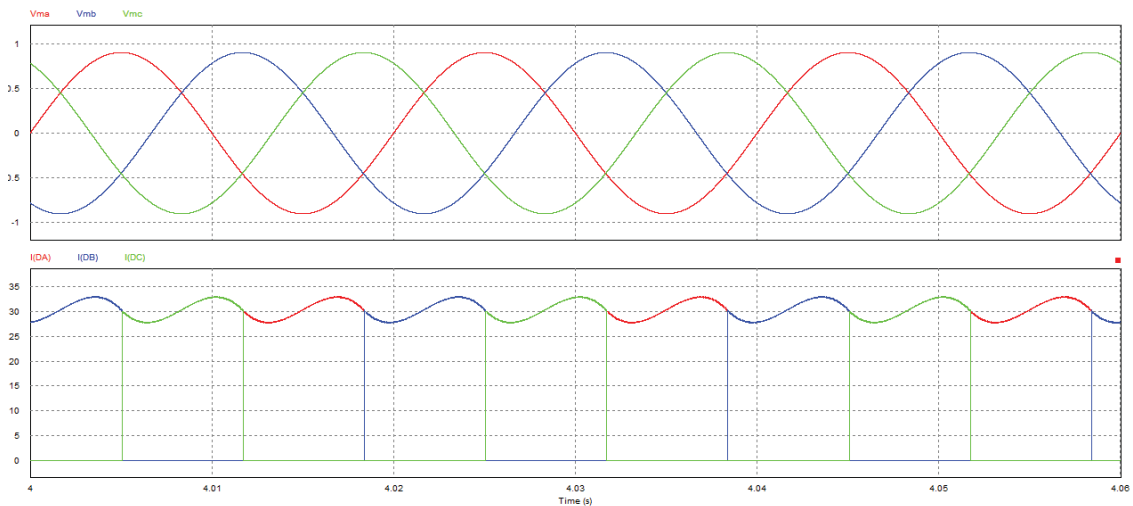


Figura 4-3 Corriente por los diodos y señales moduladoras

La figura 4-3 muestra en la curva inferior, que la corriente que circula por el inductor boost se divide equitativamente (y de forma natural) por los diodos de cada fase, tomando el camino de uno de ellos cuando la moduladora de tal fase (curva superior) tiene un valor instantáneo menor a las demás. Por lo tanto, circulará por el semiconductor de la fase que cumpla el requisito anterior.

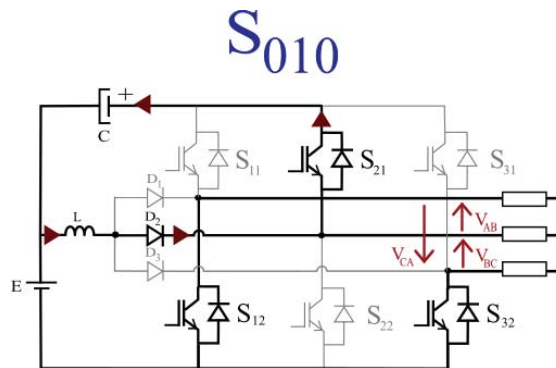


Figura 4-4 Estado S010

Tomando el ejemplo que presenta la figura 4-4, si se tiene el estado S010, la corriente podría tomar el camino S12, S21 o S32, en la figura se plantea el caso que la moduladora de la fase B sea menor a las demás, entonces se irá por el diodo asociada a esta fase (D2), por inspección se determina que en este estado se tiene tensión $V_{ab} = -E - V_c$ [V], tensión $V_{bc} = E + V_c$ [V] y tensión $V_{ca} = 0$.

Esta característica especial no permite analizar los estados de manera “individual” y sencilla como resultó en el caso monofásico, por lo que se adjunta una imagen en el apéndice B que resume las situaciones en cada uno de los estados.

4.2 Ganancia vista desde el Boost.

De manera similar al circuito monofásico, la razón cíclica vista desde el *boost* será la razón entre que el inductor se cargue y se descargue.

A continuación se muestra la deducción matemática de la ganancia vista desde el *Boost* para el inversor propuesto, en su versión trifásica.

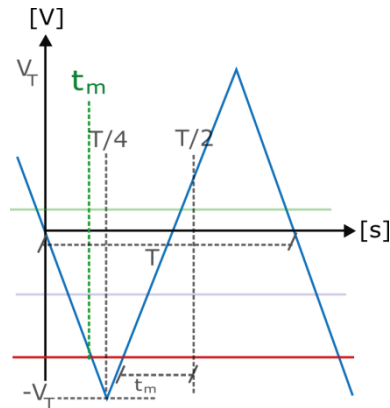


Figura 4-5 Comparación entre las tres moduladoras y la portadora

El inductor Boost se descarga sólo en uno de los ocho estados, que corresponde al S_{111} , en esta situación todas las moduladoras son mayores a la portadora. Luego la razón cíclica desde el punto de vista del boost será el tiempo de todos los estados (excepto el S_{111}) dividido el período total.

En la figura 4-5 se muestran las tres moduladoras como constantes (se asume una frecuencia de conmutación suficientemente alta), nótese que el estado S_{111} lo definirá la moduladora menor, es decir, la fase instantáneamente menor será la que conmuta la carga y descarga del inductor.

Tomando los análisis mostrados en los primeros dos apéndices, se llega a:

$$D(\omega t) = \frac{1}{2}(2m_i \cdot \sin(\omega t) + 1) \quad (4-1)$$

m_i se conoce como índice de modulación, el cual se define como la razón entre V_m máximo y V_T máximo. El índice de modulación varía sólo entre **valores donde una tensión trifásica es menor al resto**.

Por lo tanto, la integración de esta razón cíclica para obtener su valor medio, debe realizarse en los intervalos donde una moduladora sea menor al resto, como muestra la figura 4-6 remarcando en amarillo.

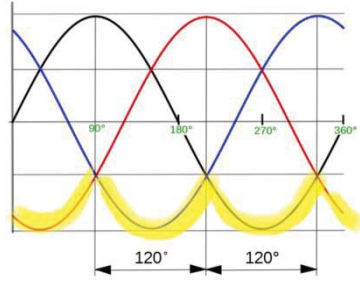


Figura 4-6 Integración en intervalos

Luego, la razón cíclica media está dada por:

$$D_{med} = \frac{3}{2\pi} \int_{210^\circ}^{330^\circ} \frac{1}{2} (|2m_i \cdot \sin(\omega t)| + 1) \quad (4-2)$$

Resolviendo la integral, se obtiene:

$$D_{med} = \frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}m_i}{4\pi} \quad (4-3)$$

Para no caer en *sobremodulación*, m_i solo puede tomar valores entre 0 y 1.

Esta es la razón cíclica visto para la tensión en el condensador, recordemos que para sacar la ganancia respecto a la tensión E, se debe realizar:

$$G_v = \frac{1}{1 - D^*} = \frac{1}{\frac{1}{2} - \frac{3\sqrt{3}m_i}{4\pi}} \quad (4-4)$$

Que corresponde a la ganancia vista desde el *Boost* en función del índice de modulación.

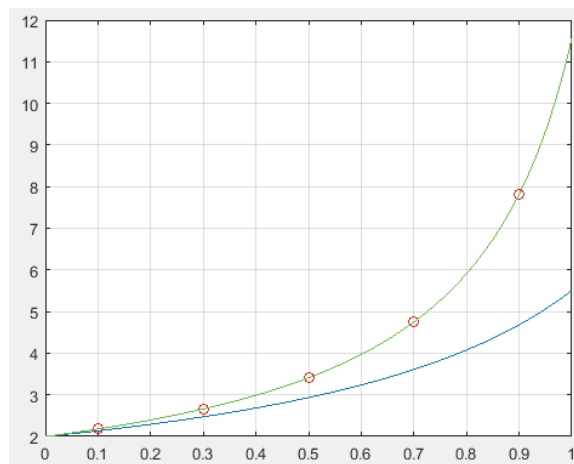


Figura 4-7 Comparación de ganancia de topología monofásica con trifásica.

La curva verde de la figura 4-7 representa la ganancia para la topología trifásica, y la azul para la monofásica. Se simuló el circuito para distintos índices de modulaciones, los resultados se indican con los círculos rojos.

Nótese que ambas curvas parten con una ganancia mínima de dos unidades, y luego la curva trifásica tiene un incremento mayor, alcanzando un valor máximo de 11,56.

5 Circuito de Control para extensión trifásica

En este capítulo se analizará cómo implementar control vectorial al sistema propuesto, comenzando con un análisis previo del circuito conectado a la red.

5.1 Conexión a la red y carga trifásica.

El siguiente análisis continúa con un solo panel fotovoltaico, cuya máxima potencia no supera los 300 [W]. Se comienza el estudio del comportamiento para una carga trifásica de baja potencia, luego se comentará cuál(es) son las consecuencias al considerar potencias mayores.

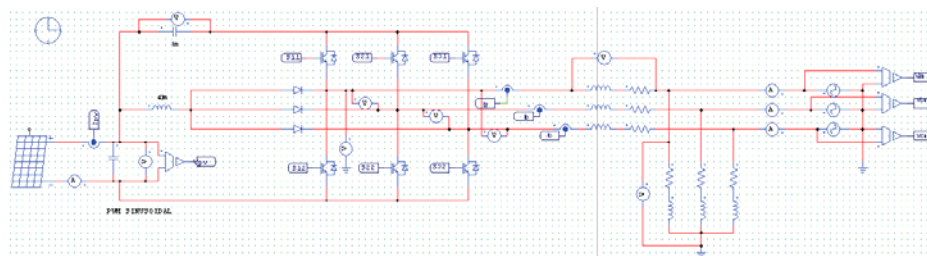


Figura 5-1 Inversor Boost en sistema trifásico, con carga en estrella

Para que el sistema esté en un correcto funcionamiento, la potencia que exige la carga no deberá ser mayor a la que es capaz de entregar el panel fotovoltaico.

En este análisis teórico, que se implementa en PSIM como muestra la figura 5-1, consideraremos una carga de 210[W] trifásico, con factor de potencia 0,95. Considerando una carga balanceada, cada fase exigirá 70 [W]. Con ello se determina los valores de R y L necesarios.

Por lo tanto, la corriente en RMS será:

$$I_{RMS} = \frac{70}{0,95 \cdot 220} = 0,3349[A] \quad (5-1)$$

A partir de la potencia activa deseada se despeja la resistencia:

$$R = \frac{P}{I_{RMS}^2} = 624,01[\Omega] \quad (5-2)$$

Y desde la reactiva la impedancia inductiva:

$$X_L = \frac{Q}{I_{RMS}^2} = 205,10[\Omega] \quad (5-3)$$

Resultando una inductancia $L = 0,6259[H]$.

Nótese que en la figura 5-1 los instrumentos de medición tienen polaridad, lo que asigna referencia a lo que se desea medir, particularmente se dio:

- El panel fotovoltaico tiene referencia fuente.
- La carga tiene referencia carga.
- La tensión sinusoidal tiene referencia fuente.

La simulación fue realizada en lazo abierto, con un índice de modulación (arbitrario) de 0.95.

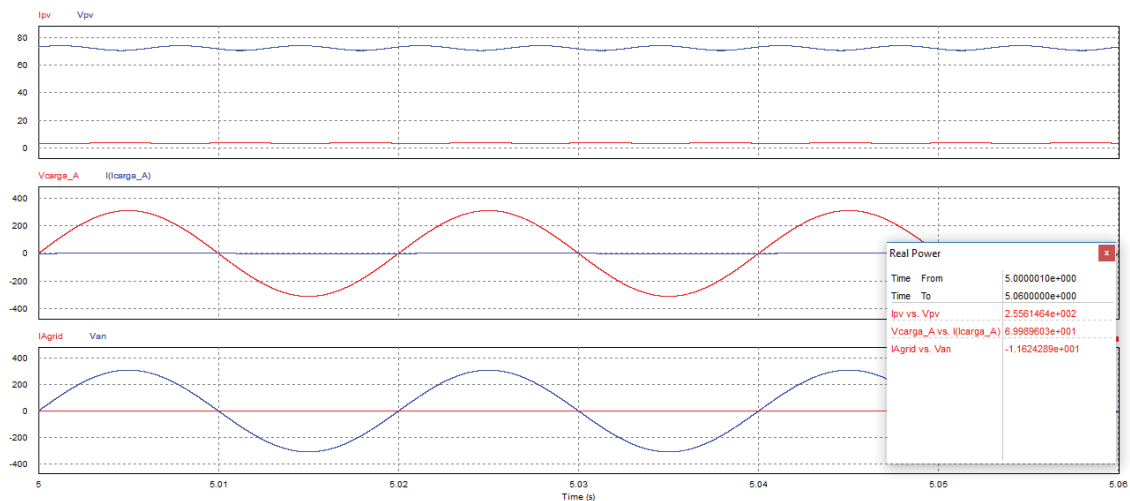


Figura 5-2 Medición de potencias para el sistema en PSIM

El resultado de la simulación se muestra en la figura 5-2. Para tales valores, el panel entrega una potencia de 255,61[W] (no se encuentra en su MPP), la carga absorbe 70[W] por fase, y la red **absorbe** (pues en referencia fuente resultó tener potencia activa negativa) 11,624[W] por fase.

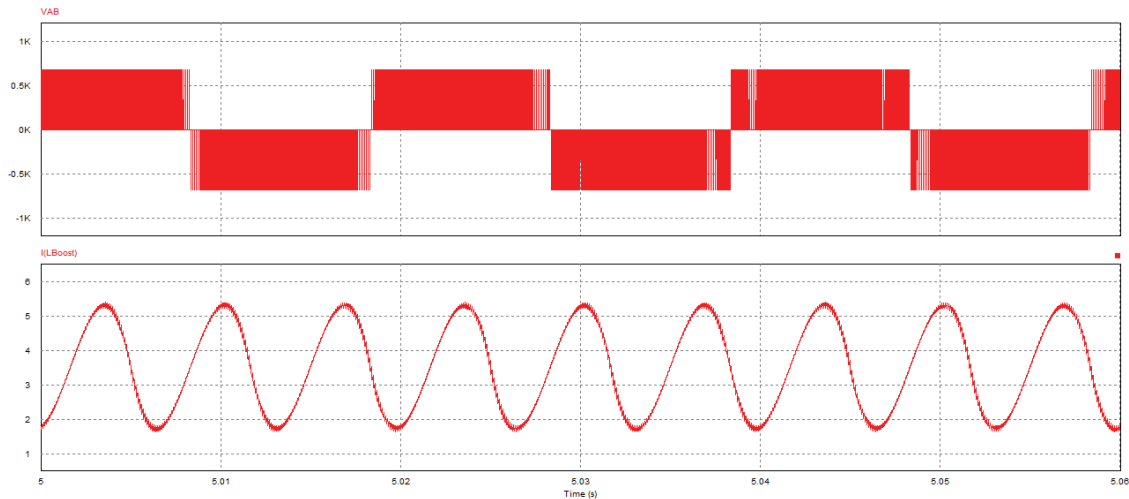


Figura 5-3 Corriente en el boost y tensión en el inversor

Se muestra también la forma de onda de la tensión que sale del inversor, en la curva superior de la figura 5-3, cuya forma es la típica de una modulación PWM sinusoidal.

Además se muestra la forma de onda de la corriente que circula por el inductor Boost (en la curva inferior), el cual muestra que se encuentra en conducción continua.

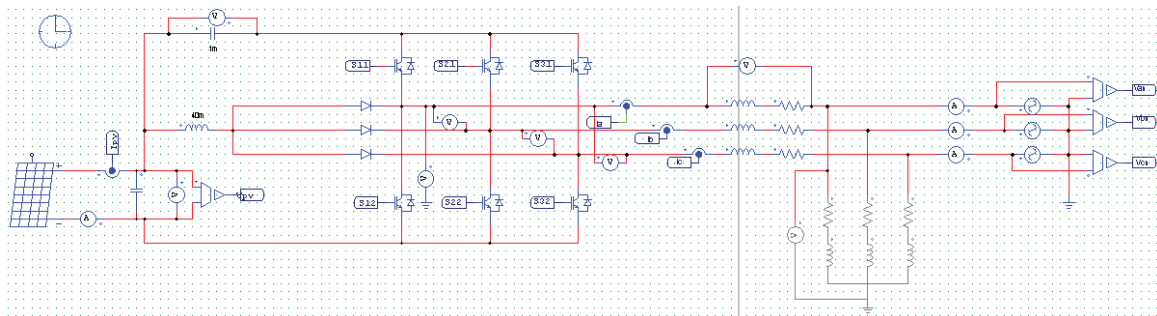


Figura 5-4 Inversor Boost en sistema trifásico con carga trifásica deshabilitada

Si “deshabilitamos” la carga, como muestra la figura 5-4, naturalmente la potencia fluye directamente hacia la red. Por lo tanto, se puede analizar el sistema como si estuviera siendo alimentado por una fuente sinusoidal trifásica de potencia limitada.

5.2 Control Vectorial simulado en PSIM

El método más utilizado en inversores trifásicos, es actualmente el control vectorial, ya que permite “desacoplar” la potencia reactiva y activa que se desea entregar; además convierte las señales sinusoidales en constantes, lo que permite un mejor desempeño para el control P.I.

La herramienta matemática que permite este tipo de control es la transformada de **Park**, la cual toma las componentes ‘abc’ del sistema trifásico a otro sistema de referencia ‘dq0’. Esta referencia es rotatoria, lo que permite que los valores ‘dq’ se vean constantes [13].

La matriz de transformación es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (5-4)$$

El software PSIM tiene la transformación de Park como un bloque lógico.

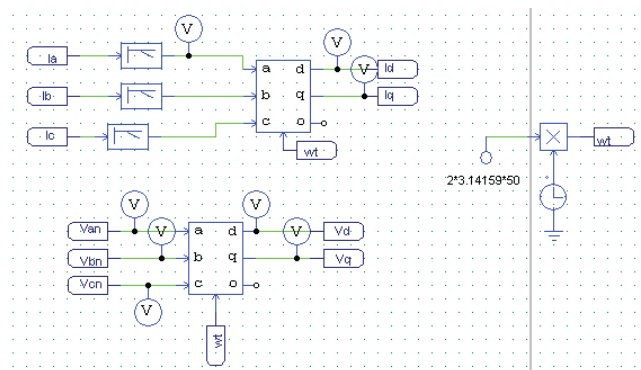


Figura 5-5 Transformada dq como bloque lógico en PSIM

Una consideración importante, es que las entradas deben ser sinusoidales para que las salidas sean constantes. Sin embargo, dado la naturaleza del sistema con un inversor, las corrientes tienen armónicos, por lo que es recomendado usar un filtro pasabajos en la entrada del bloque.

Otra consideración de gran importancia, es la velocidad a la que debe girar el sistema de referencia, esta debe ser igual al de la red, con tal de obtener 'dq' constante. Para lograr esto, se conecta una referencia 'ωt' al bloque, el cual se obtiene como el producto del tiempo con 2πf.

La potencia activa y reactiva se puede determinar con esta nueva referencia de la siguiente forma:

$$P = V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q \quad Q = V_d \cdot I_q - V_q \cdot I_d \quad (5-5)$$

Si el sistema de referencia rotatorio 'dq0' (el cual está dado por V_d) está en fase con la tensión de referencia del sistema (el cual está dado por V_a), entonces ocurre que $V_q=0$. Y por ende:

$$P = V_d \cdot I_d \quad Q = V_d \cdot I_q \quad (5-6)$$

Por lo tanto la potencia activa queda relacionada solo con la corriente I_d y la reactiva con I_q

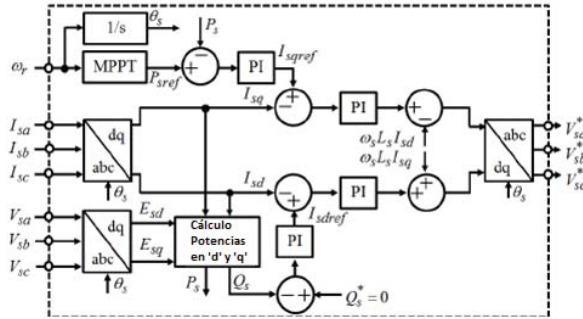


Figura 5-6 Esquema de control vectorial incorporando el MPPT

La estrategia de control consiste en observar potencias activas y reactivas desde el circuito (con referencia 'dq'), y comparar con la potencia máxima que puede entregar el panel fotovoltaico (obtenido desde el MPPT), el error va hacia un controlador P.I, generando tensiones V_d y V_q de referencia, los cuales vuelven a pasar al plano 'abc' mediante una transformada inversa de Park [14]

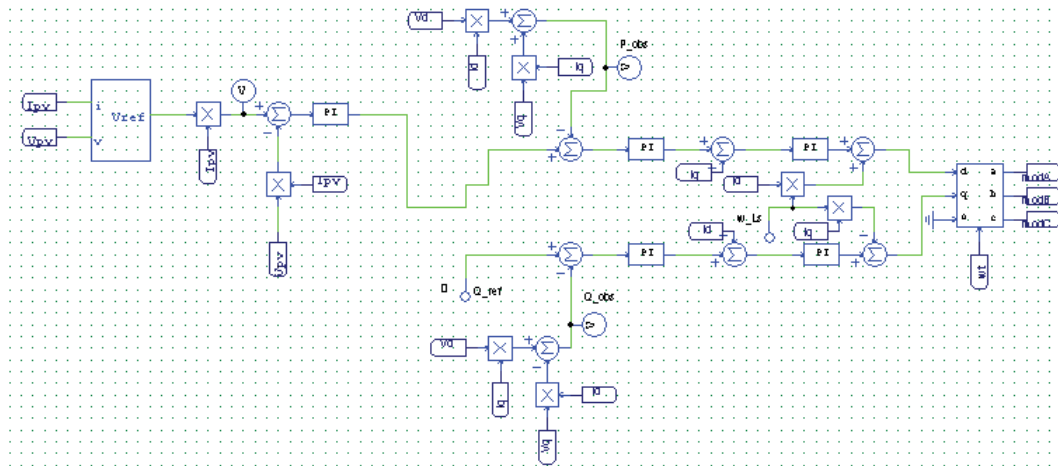


Figura 5-7 Esquema de control vectorial implementado en PSIM

Las potencias acitvas y reactivas se obtienen a partir de los valores de tensión y corrientes medidos desde la referencia 'dq', se implementa las ecuaciones mostradas en (5-6) mediante los bloques aritméticos del software.

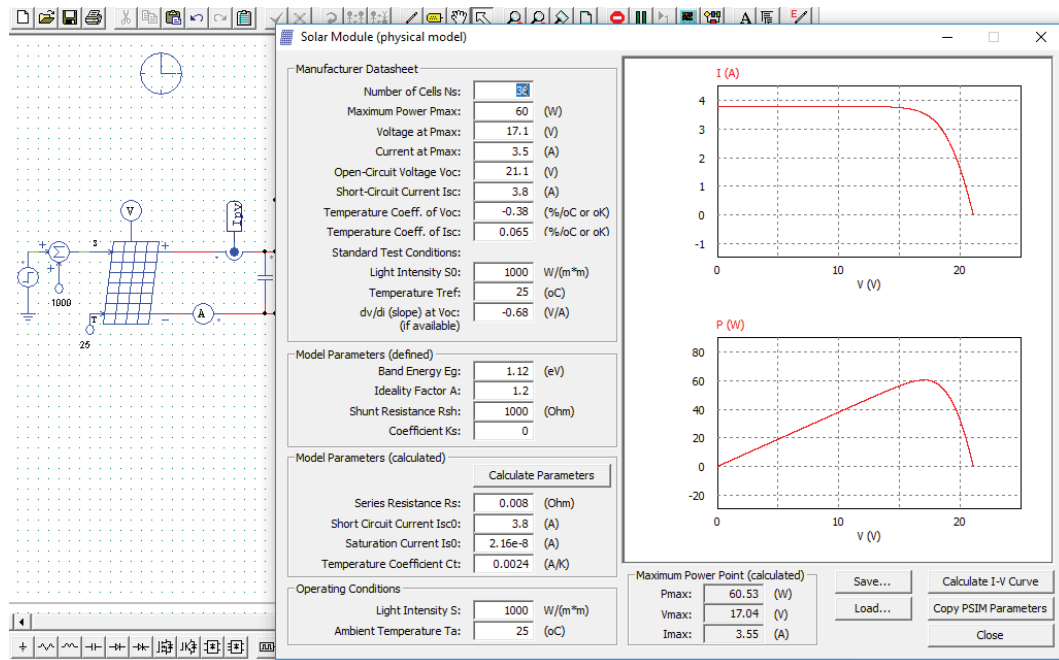


Figura 5-8 Modelo físico del panel fotovoltaico en PSIM

PSIM cuenta con una herramienta que permite “crear” un panel fotovoltaico a partir de sus parámetros físicos. Sus variables de entrada son la temperatura y la irradiación.

La curva P-V varía para distintos valores de temperatura e irradiación, y por lo tanto también la máxima potencia; como este valor se determina de forma no-lineal, existe un terminal (P máx) que permite observarlo mediante un voltímetro de prueba. Se simula el sistema a una temperatura constante, y aplicando un escalón de la irradiación.

Se simula el sistema controlado mediante la transformada de Park, se utiliza un panel fotovoltaico modelo físico, y en su entrada se establece una temperatura de 25°C, y una irradiación con una variación de escalón, de 900 [W/m²] a 100 [W/m²]. Se observa si el MPPT realmente es capaz de encontrar la máxima potencia, mediante la tensión de prueba que permite medir tal valor.

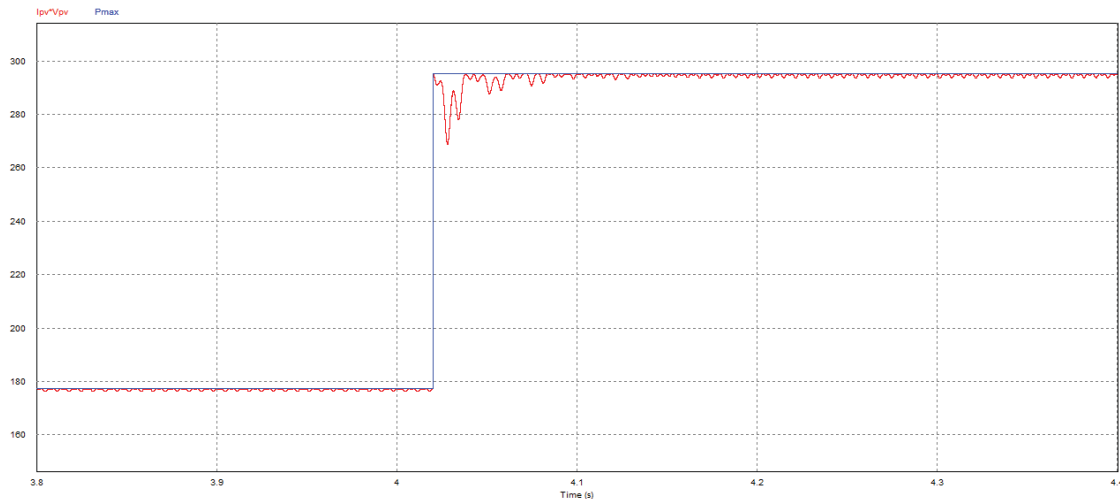


Figura 5-9 Respuesta a escalón de irradiación, con potencia máxima

La línea azul corresponde a la potencia máxima que puede entregar el modelo físico del panel fotovoltaico (medido desde $P_{m\acute{a}x}$), la línea roja corresponde a la potencia instantánea medida en el panel. Se puede observar una respuesta del control del orden de los milisegundos, y con una ondulación considerablemente menor al sistema monofásico. Esto corrobora la ventaja del control vectorial.

Si se desea aumentar la potencia, se tiene la siguiente problemática:

- El inversor boost, tanto su forma monofásica como trifásica tiene una ganancia **mínima** de 2, como se ha trabajado en baja potencia, las tensiones de potencia máxima no superan los 100[V] y por lo tanto hay factibilidad de operación.
- Si se desea aumentar la potencia, conectando más paneles, se puede aumentar la tensión de potencia máxima en el panel y el inversor no será capaz de llevar la tensión de salida a niveles cercanos a la red, por lo que no habrá factibilidad de operación.
- Para evitar lo anterior se pueden conectar pocos paneles en serie (que aumentan la tensión de potencia máxima), y agregar más en paralelo (que aumentan la corriente de potencia máxima), lo que aumenta considerablemente la corriente que circularía por el inductor boost.
- En la figura 3-9 se muestra que la corriente que circula por el inductor boost (cuando el inversor está conectado a la red), tiene forma de sinusoidal con *off-set* positivo. Si la corriente aumenta, lo hará también la amplitud de la componente alterna, llevando el valor mínimo eventualmente a cero, y por lo tanto caer en discontinuidad. La ecuación 3-5 muestra la relación entre variables para cumplir continuidad, se puede asegurar esta condición proyectando un valor de L_{boost} considerablemente mayor a L_{acop} .

A modo de poder contar con este circuito propuesto para potencias altas, se determinará cómo se deben disponer los paneles fotovoltaicos, y cuántos son necesarios para alcanzar una potencia de **100 [KW]**

Consideremos un panel fotovoltaico que entrega 200[W] como potencia máxima, para una tensión de 40[V] y una corriente de 5[A], se fija una conexión serie máxima de 3 paneles, llevando el nivel de tensión de máxima potencia a 120[V] (de esta forma se puede tener una tensión en la salida mínima de 240[V], y se le da holgura al accionamiento para variar entre tal valor y un poco superior a los 311[V]). La potencia alcanzará entonces un valor 600[W] para un juego de tres paneles en serie. Luego se conecta cada una de estas configuraciones en paralelo, llegando a una cantidad de 160 conexiones, de tal forma de alcanzar los 100[KW], por lo que la corriente que alcanza es de 800[A].

PSIM permite ajustar parámetros para representar conexiones en serie y en paralelo de los paneles, se observó que una inductancia de 100[mH] es suficiente para evitar modo de conducción discontinua a 800[A] con una frecuencia de conmutación de 15[KHz]. Se realiza un análisis parecido al mostrado en el circuito de baja potencia, se aplicó un escalón de radiación para analizar cómo el control responde ante un cambio brusco de potencia de referencia:

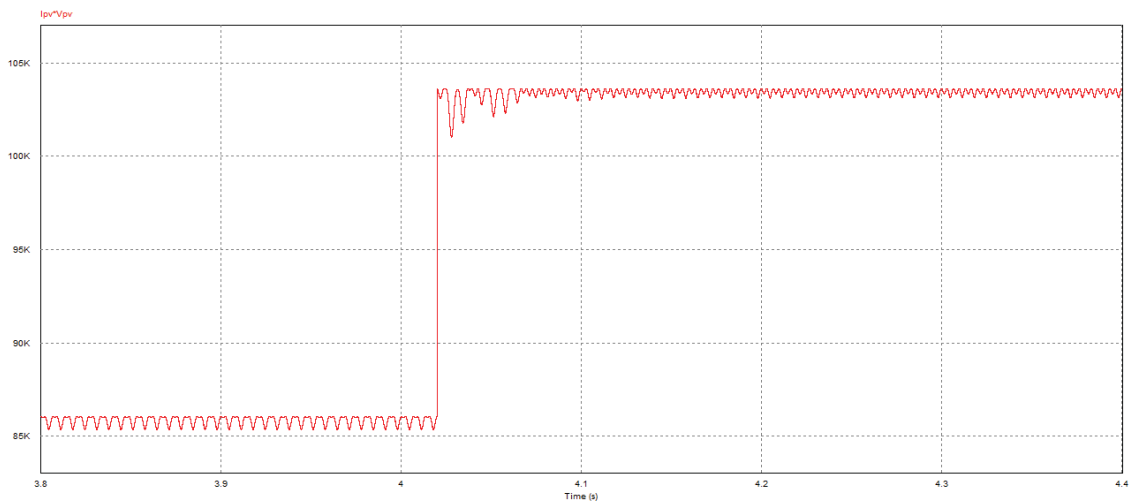


Figura 5-10 Potencia instantánea del arreglo de paneles fotovoltaicos ante un escalón de radiación

La figura 5-10 muestra que el control vectorial aún muestra una buena respuesta ante potencias elevadas, sin embargo el tiempo de establecimiento es ligeramente mayor al caso de bajas potencias.

Se aprecia una ondulación en los valores de potencia. Esto se debe tanto al algoritmo MPPT como al controlador PI. Recordemos que el algoritmo de búsqueda de máxima potencia es del tipo *Perturbar y Observar*, por lo que aumenta o disminuye el valor de tensión con tal de mantener la potencia máxima, causando una “oscilación” en el valor de tensión de referencia que recibe el controlador PI. Sin embargo, se observa en la figura 5-10 que los valores en estado estacionario no varían más allá de un uno por ciento del valor de referencia.

Es necesario mencionar que en este análisis se asume que todos los paneles tienen las mismas características, y además están sometidos al mismo entorno físico, lo que en la realidad no es de

tal forma y por lo tanto se desaprovecha la máxima potencia posible de manera individual de cada panel.

Se pudo obtener una curva de ganancia de valores inferiores a la natural, eliminando el estado S00, y un conjunto de curvas (teóricamente infinitas) que iban aumentando la ganancia conforme se repite el estado S00. Esta versatilidad insospechada le da un enorme plus al circuito propuesto frente a los otros, puede ser capaz de trabajar sobre una curva de ganancia u otra, según la necesidad del sistema, lo que lo ayudaría a cubrir más rango de valores. Sin embargo, el eliminar o repetir estados altera la equitativa distribución de energía por los interruptores, sobrecargándose los inferiores (en el caso de la anulación del estado) o los superiores (en el caso de la repetición del estado). Se pudo deducir una expresión general de este desbalance de manera sencilla y didáctica.

Al conectarse a la red cambia totalmente la forma de la corriente que sale del inversor, la cual será con muy baja distorsión armónica, dependiendo de qué tan alto sea el valor de la inductancia de acoplamiento. Sin embargo se debe tener un especial cuidado en el valor de ambas inductancias, ya que al no cumplir la relación mostrada en la ecuación 3-5, el circuito cae en discontinuidad y luego todas las expresiones deducidas en las secciones anteriores no son válidas. La proyección del valor de inductancia necesaria no es igual al deducido en el segundo capítulo, sino que pasa a ser más dependiente de otro tipo de parámetros, tales como inductancia de acoplamiento, desfase entre la tensión de la red y de la salida del inversor, tensión que alimenta el inversor y ganancia. Para asegurarse la conducción continua, se consideró una inductancia grande de 30[mH]

Luego de haber analizado la relación entre los parámetros del Inversor Boost conectado a la red (inductancia de acoplamiento, desfase entre la tensión de la red y de la salida del inversor, etc.), se procedió a cerrar el lazo, estudiando distintas etapas. El lazo de corriente permitió que la salida del inversor sea semejante al de la red (magnitud y fase), lo que aseguraba un factor de potencia unitario. Luego para determinar la cantidad de potencia se recurría al MPPT, el cual nos daba la potencia de referencia correspondiente a la máxima que puede entregar el panel fotovoltaico.

El proyecto se limitó a utilizar el algoritmo MPPT más simple; *Perturbe and Observe*, el cual no mostró complicaciones al momento de programarlo como código (en el C-Block del software PSIM), ni como circuito analógico. La variación de tensión que realizaba este algoritmo se ajustó a uno bajo (0,1[V]) de tal forma de disminuir la ondulación de potencia en estado estable, pero en desmedro de sacrificar tiempo de asentamiento, es decir, tardaba más en alcanzar el estado estable.

5.3 Eficiencia y Análisis Económico

A lo largo del trabajo se ha considerado elementos completamente ideales, y por lo tanto la eficiencia teórica alcanza el 100%, considerando la potencia que entrega el panel, y la salida del inversor, ya que los inductores, diodos, condensadores y semiconductores (IGBTs) no presentan pérdidas de potencia activa bajo un escenario ideal.

Para llevar el modelo a la realidad, es necesario buscar elementos existentes que cumplan con los parámetros solicitados del circuito, vale decir, soporten tensiones, corrientes y temperaturas que han sido estudiadas en el proyecto.

Las cotizaciones se realizaron en *mouse.cl*, distribuidora que cuenta con un buscador cómodo a la hora de revisar valores nominales, permitiendo una rápida búsqueda para los valores nominales que uno desea. Al momento de determinar el costo, el dólar estaba a \$645,3 (2 de Agosto del 2018).

Los elementos escogidos fueron los siguientes:

Inductor boost: *Hammond Manufacturing*, 30 [mH] 10[A]. (R bobinas =170 [mΩ] -> \$ 34.196

Condensadores: *United chemi-con* 1[mF], 420[V] 80°C. (R aislamiento > 1 [MΩ] ->\$12.312 x2

Interruptores IGBT: *Infineon Technologies* estructura 2-pack, 650[V], 100°C, 30[A]

(R transistor = 0,2 [mΩ] -> \$10.241 x 2

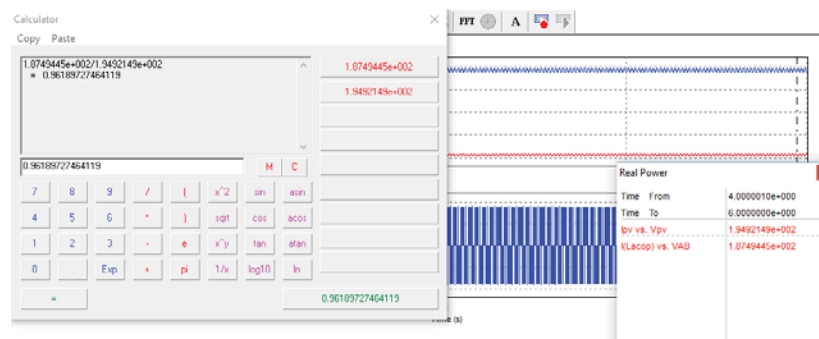


Figura 5-11 Simulación con elementos no ideales

Los elementos pasivos, y los interruptores suman un total de \$79.302.

Considerando todos los elementos no ideales, cuyos valores de resistencia (y tensiones de saturación en el caso de los semiconductores) son facilitados en la hoja de datos de las cotizaciones, se obtiene una eficiencia teórica, midiendo la potencia activa que entrega el panel, y la que sale del inversor. Se obtuvo una eficiencia de **96,189%** como muestra la figura 6-1.

6 Discusión Y Conclusiones

Se ha analizado la mayor cantidad de aristas posibles que abarca este inversor boost, desde sus análisis de estados, pasando por sus expresiones de ganancia vista desde el boost, hasta los esquemas de control.

Es de sumo interés ver cómo se integran dos convertidores tan utilizados como lo es el boost y el inversor de dos niveles, en una sola etapa lo que causa que sus expresiones se fusionan, vale decir, la ganancia vista desde el boost dependerá de los parámetros que tenga el accionamiento visto desde el inversor.

El trabajo se limitó a estudiar esta relación sólo para modulación PWM sinusoidal (la cual es el más utilizado), y la modulación por anchura de pulso único, la cual fue sólo de fines teóricos y permitió indagar en las primeras ecuaciones de manera sencilla, para abrirse paso a análisis más complejos.

Como el parámetro que define el comportamiento de la modulación PWM sinusoidal es el índice de modulación (m_i), era de esperarse que la ganancia de tensión dependería de él. La curva de ganancia se encuentra limitada inferiormente por 2, y superiormente por un valor cercano a 5,5.

Esta misma fusión de características conllevó analizar simultáneamente la corriente en el inductor y la tensión de salida del inversor, mostrando que hay una relación entre la razón cíclica y el estado S11, el cual era el único en donde el inductor se descargaba (hacia el condensador).

La forma de la tensión de salida del inversor no varía para el tipo de carga, pero sí lo hace la corriente, al ser inductiva es capaz de devolver energía a la fuente, por lo que entra en conducción los diodos en antiparalelo. La inductancia le da una forma más sinusoidal a la corriente que circula por la carga.

Una de las características más importantes del circuito es su obtención de más curvas de ganancia. Esta versatilidad se pudo divisar por un estado redundante, vale decir, que al ser eliminado la salida del inversor no cambia, pero sí el tiempo de descarga del inductor boost, lo que permitió obtener distintas curvas de ganancia.

Se pudo obtener una curva de ganancia de valores inferiores a la natural, eliminando el estado S00, y un conjunto de curvas (teóricamente infinitas) que iban aumentando la ganancia conforme se repite el estado S00. Esta versatilidad insospechada le da un enorme plus al circuito propuesto frente a los otros, puede ser capaz de trabajar sobre una curva de ganancia u otra, según la necesidad del sistema, lo que lo ayudaría a cubrir más rango de valores. Sin embargo, el eliminar o repetir estados altera la equitativa distribución de energía por los interruptores, sobrecargándose los inferiores (en el caso de la anulación del estado) o los superiores (en el caso de la repetición del estado). Se pudo deducir una expresión general de este desbalance de manera sencilla y didáctica.

Al conectarse a la red cambia totalmente la forma de la corriente que sale del inversor, la cual será con muy baja distorsión armónica, dependiendo de qué tan alto sea el valor de la inductancia de acoplamiento. Sin embargo se debe tener un especial cuidado en el valor de ambas inductancias, ya que al no cumplir la relación mostrada en la ecuación 3-5, el circuito cae en discontinuidad y luego todas las expresiones deducidas en las secciones anteriores no son válidas. La proyección del valor de inductancia necesaria no es igual al deducido en el segundo capítulo, sino que pasa a ser más dependiente de otro tipo de parámetros, tales como inductancia de acoplamiento, desfase entre la tensión de la red y de la salida del inversor, tensión que alimenta el inversor y ganancia. Para asegurarse la conducción continua, se consideró una inductancia grande de 30[mH]

Luego de haber analizado la relación entre los parámetros del Inversor Boost conectado a la red (inductancia de acoplamiento, desfase entre la tensión de la red y de la salida del inversor, etc.), se procedió a cerrar el lazo, estudiando distintas etapas. El lazo de corriente permitió que la salida del inversor sea semejante al de la red (magnitud y fase), lo que aseguraba un factor de potencia unitario. Luego para determinar la cantidad de potencia se recurría al MPPT, el cual nos daba la potencia de referencia correspondiente a la máxima que puede entregar el panel fotovoltaico.

El proyecto se limitó a utilizar el algoritmo MPPT más simple; *Perturbe and Observe*, el cual no mostró complicaciones al momento de programarlo como código (en el C-Block del software PSIM), ni como circuito analógico. La variación de tensión que realizaba este algoritmo se ajustó a uno bajo (0,1[V]) de tal forma de disminuir la ondulación de potencia en estado estable, pero en desmedro de sacrificar tiempo de asentamiento, es decir, tardaba más en alcanzar el estado estable.

El desempeño del control a lazo cerrado para el sistema monofásico no fue del todo plausible, la potencia que entregaba el panel resultó tener una ondulación de baja frecuencia (y de bajo valor), debido principalmente al mismo algoritmo que comenzaba a mostrar una mayor sensibilidad en variación de tensión a medida que se acercaba a la cúspide de máxima potencia. Se sugirió como futuro estudio, incorporar otro algoritmo MPPT más avanzado a modo de mitigar este problema, además de probar otro tipo de controlador (PID, PR, lógica difusa, etc.). Como se debía avanzar a la extensión trifásica (y el recurso del tiempo es limitado), se dejó este capítulo con el problema de oscilación y una idea general de cómo mejorarlo.

Sin embargo el escenario cambió totalmente al trabajar en la extensión trifásica, ya que el control mostró responder de una forma mucho mejor. Antes de cerrar el lazo se procedió a estudiar los estados y la distribución de corriente. Insospechadamente presentó propiedades muy curiosas, que mezclaba la naturaleza de un convertidor boost con un inversor, ya que la corriente por el primero se bifurca dependiendo de qué moduladora es la menor en cierto instante. A raíz de esto el análisis de estado resultó ser más complejo, ya que cada uno tenía tres posibilidades de camino de corriente, según el escenario de las moduladoras.

La transformada de Park se encontraba dentro de los bloques lógicos del software PSIM, por lo que no se tuvo ningún problema al implementarlo en el circuito de control, tomando las consideraciones necesarias (sincronización con el tiempo del simulador, filtros pasabajos para corrientes, etc), el control mostró una buena respuesta ante cambios de potencia de referencia.

Otra desventaja que mostró el circuito era la limitación en cuanto a conectarse a un arreglo de paneles, y esto se debe a su característica de *boost* que tiene una curva de ganancia que parte desde 2, tanto para el caso monofásico como para el caso trifásico, por lo que no permite conectar demasiado paneles en serie, pues no sería capaz de mantener una tensión cercana al valor de la red en su salida. Por lo que si se desea aumentar considerablemente la potencia, no queda más camino que conectarlos en paralelo, lo que no suma nivel de tensión, pero sí de corriente.

Al aumentar la corriente de entrada al inversor, puede hacerlo también la componente alterna de la corriente que circula en el inductor boost, ocasionando que el valor mínimo alcance los 0 [A] y caer en condición de discontinuidad, por lo que el único remedio es aumentar el valor del inductor *boost* a valores en torno a los 100[mH]. En la realidad esto no supone gran problema, pues se puede aumentar un valor de inductancia conectando varios en serie, pero sí lo es el nivel de corriente. Si se desea muchos [KW] la corriente subirá a niveles que son difíciles de soportar para inductores pequeños, por lo que se limitó a 100[KW] lo que estableció una corriente de 800[A].

Finalmente se concretizó este proyecto, evaluando los componentes, con la precaución de buscar aquellos que cumplan con los niveles de tensión, corriente y temperatura. Gracias a la gran tecnología de información que se tiene el día de hoy, las hojas de datos están al alcance, lo que permite modelar el sistema de manera no ideal, y obtener una eficiencia teórica. Para este caso particular se alcanzó un valor cercano al 96%.

Bibliografía

- [1] L. University, «Student Resources,» 2007. [En línea]. Available: <http://www.ei.lehigh.edu/learners/energy/solar/solar5.html>.
- [2] «Tradett,» [En línea]. Available: <http://www.tradett.com/products/u39307p312887/on-grid-solar-system.html>.
- [3] «EEP- Electrical Engineering Portal,» [En línea]. Available: <https://electrical-engineering-portal.com/technical-articles>.
- [4] M. de Brito, L. Sampaio, L. Junior y C. Canesin, «Research on photovoltaics; Review, trends and perspectives,» XI Brazilian Power Electronics Conference, Sao Paulo, 2011.
- [5] D. Armando, I. Torres y J. Luis, «Comparación de algoritmos MPPT aplicados a un convertidor SPEIC en sistemas fotovoltaicos,» *El hombre y la Máquina*, núm 45, julio-diciembre, 2014, pp. 44-45, Cali, Colombia, 2014.
- [6] S. Pukhrem, «Comparative analysis of photovoltaic maximum power point tracking algorithm,». Conference: In proceeding of: Power and Energy Student Summit (PESS), Volume: ISBN 978-3-00-044942-0. p.P. 72-77 Germany 2015.
- [7] D. B. W. Abeywardana, B. Hredzak y a. V. G. Agelidis, «A rule-based controller to mitigate dc-side second-order harmonic current in a singlephase,» de *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, 2016.
- [8] D. Lopez, F. Flores-Bahamonde y a. S. Kouro, «Flatness-based control of a boost inverter for PV microinverter application H. Renaudineau,» Conference: 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). *Universidad Técnica Federico Santa María*, Valparaíso.

-
- [9] F. C. Melo, L. Garcia, L. Freitas, E. Coelho y V. Freitas., «Proposal of a Photovoltaic AC-Module with a Single-Stage Transformerless Grid-Connected Boost microinverter,» IEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, Brazil.
- [10] H. Ribeiro, A. Pinto y B. Borges, «Single-Stage DC-AC Converter for Photovoltaic Systems,» IEE Energy Conversion Congress and Exposition Portugal, 2010.
- [11] Mahummad, Tasneim y Khalifa, «Control of Grid Connected PV Array using P&O MPPT Algorithm,» de *Ninth Annual IEEE Green Technologies Conference*, E.E.U.U. 2017.
- [12] V. Manrique, «Estudio de filtro LCL aplicado a paneles fotovoltaicos,» Universidad Carlos III de Madrid, Informe Proyecto de Título de Ingeniero Industrial, Madrid, 2011.
- [13] R. Ferraz, L. Iurinic, A. Filomena y A. Bretas «Park's Transformation analytical approach of transient signal analysis for power system,» 2012 North American Power Symposium (NAPS), E.E.U.U.
- [14] M.-C. Dinh, M. Park y G.-H. Kim, «An effective Control Scheme of a Back-to-back Converter with Shunt-Connected HTS SMES for Frequency Regulation of an Islanded Microgrid,» de *J Electr Eng. Technol Vol. 9*, 2015.

A Apéndice A

En la siguiente página se muestra una imagen completa de un sistema *Boost – Inversor* convencional, el cual consta de dos etapas.

La primera etapa corresponde a la conversión DC-DC, el cual busca la tensión necesaria para ubicarse en el punto de máxima potencia para el panel fotovoltaico. En la segunda etapa se tiene la conversión DC-AC mediante un inversor monofásico de tres niveles de tensión.

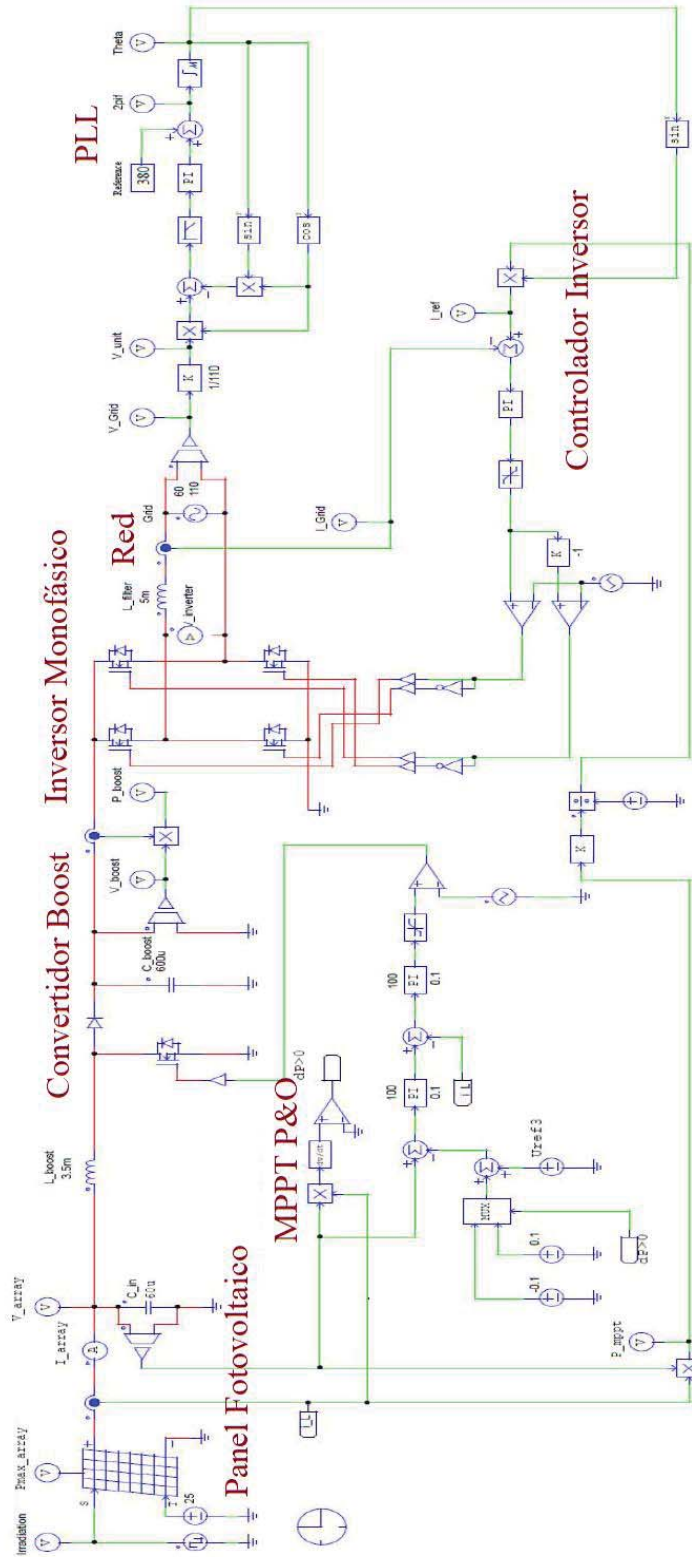


Figura A-0-1 Sistema Fotovoltaico de dos Etapas (Fuente: [9])

B Apéndice – B

En la siguiente página se muestra los estados que tiene el circuito trifásico, mencionando cómo varía el camino que toma la corriente dependiendo de los valores instantáneos de las moduladoras del circuito de control.

Se toma como referencia para el dibujo de las corrientes, que la moduladora de menor valor instantáneo es el de la fase B. Por lo tanto se muestra solo el caso del diodo 2 conduciendo.

Adicionalmente se muestra el estado del inductor y condensador, además de la tensión que se refleja entre líneas.

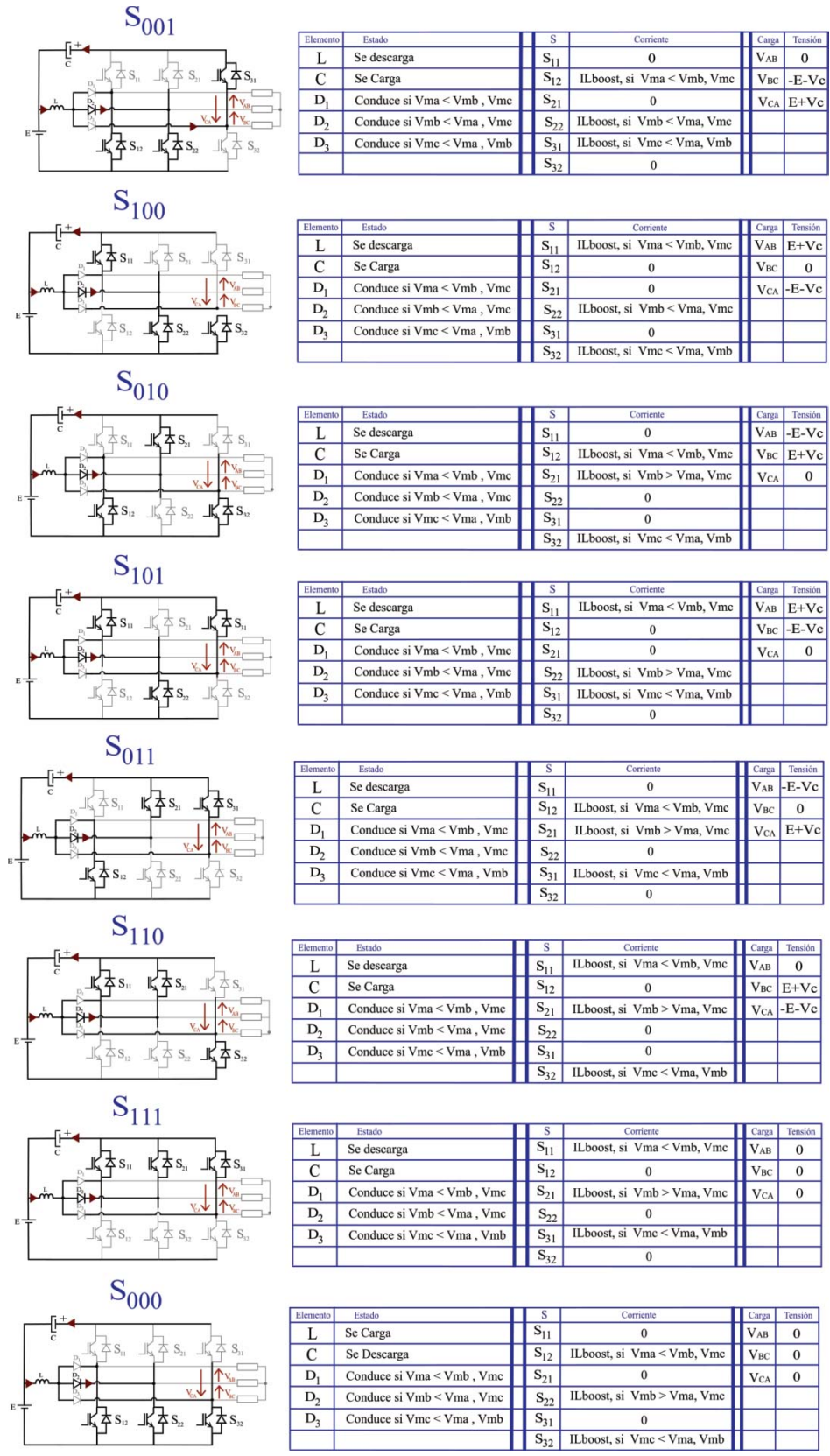


Figura B-1 Estados del sistema trifásico