

**TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO: CONTROL DE
CONVERTIDORES DC/DC DE TRES PUENTES ACTIVOS APLICADOS COMO
BLOQUE DE CONSTRUCCIÓN**

**CARLOS EDUARDO NAVARRO QUINTERO
DIDIER RAFAEL RINCÓN SÁNCHEZ**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICO MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2019

**TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO: CONTROL DE
CONVERTIDORES DC/DC DE TRES PUENTES ACTIVOS APLICADOS COMO
BLOQUE DE CONSTRUCCIÓN**

**CARLOS EDUARDO NAVARRO QUINTERO
DIDIER RAFAEL RINCÓN SÁNCHEZ**

Trabajo de grado presentado para optar por el título de Ingeniero Electricista

Director:

JOHANN FARITH PETIT SUÁREZ

Dr. en Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Automática

Codirector:

KAROL FRANCISCO SANABRIA CALDERÓN

Magister en Ingeniería Eléctrica

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICO MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2019

DEDICATORIA

Dedico este logro personal a mi familia, a mis padres por su esfuerzo y sacrificio diario para hacer posible la culminación de esta meta tan anhelada tanto para ellos como para mí, este título les pertenece, a mis hermanos por ser fuente de inspiración y energía en los momentos de tristeza, angustia y desesperación, a mi abuelo Jesús que sé que desde el cielo me ve con una sonrisa de orgullo al verme alcanzar este logro, a mis abuelas por su incondicionalidad, paciencia y enseñanzas y por último y no menos importante a mis tíos y primos por permanecer a mi lado en todo el proceso.

CARLOS EDUARDO NAVARRO QUINTERO

Dedico este proyecto a toda mi familia por ser eje fundamental en mi desarrollo y por mostrarme que con ayuda mutua no hay obstáculo tan grande; pero especialmente dedico este paso agigantado a las tres mujeres de mi vida: mi mamita adorada, Duvy, mi abuela Rosaura y mi bisabuela Rita, mujeres que forjaron en mí valores inquebrantables de lo que es la familia, el amor y el esfuerzo por hacer un sueño realidad. A ellas que a pesar de su posición y condición en los diferentes momentos, me dieron el ánimo para seguir y no desistir en alcanzar este título profesional. Hoy podemos decir: ¡lo logramos! También se lo dedico a mi hermano, quien llegó a mi vida para avivar mis sueños y el deseo de trabajar arduamente por cumplir los suyos. Este proceso tan difícil en varios momentos no hubiera sido posible sin el apoyo de cada uno de ustedes. Les amo.

DIDIER RAFAEL RINCÓN SÁNCHEZ

AGRADECIMIENTOS

A Dios por la vida, por mi familia,
por todas y cada una de las bendiciones que de él he
recibido, por protegerme en el camino y darme
fuerzas para nunca desistir.

A mis padres por forjar lo que soy hoy, por enseñarme a soñar y
más que eso, a perseguir esos sueños incansablemente,
son los protagonistas de esta historia.

A mi abuela Clara por ser pilar fundamental
e incondicional en mi crecimiento personal.

A mi hermana Andrea Paola por ser fuerza
y esperanza en los momentos difíciles y ser
compañía en la euforia y la diversión.

A mi hermano Camilo Andrés por ser mi mayor
motivación para alcanzar esta y todas las metas de
mi vida, no hay renuncias ni debilidades
cuando alguien más sigue tus pasos.

A mi familia en general por su confianza,
su alegría y su compañía.

A Luis, Federman y todos mis amigos
por su lealtad, su cariño y sus consejos.

A Didier por su entrega y dedicación a pesar
de la distancia, el cansancio y las dificultades.

A nuestro director y codirector por el tiempo, la paciencia y
las enseñanzas en el desarrollo de este trabajo

A la UIS, a la E3T y a todos los maestros
que hicieron parte de mi formación profesional,
nada de esto fuera posible sin ustedes.

CARLOS EDUARDO NAVARRO QUINTERO

A Dios y la vida, por hacer de esto un camino de mucho aprendizaje y millones de recuerdos.

A Duvy, la mujer que me dio la vida, por creer en mí incluso cuando ya no tenía alientos. Esto es gracias a ti y para ti.

A Julián, mi hermano y razón de vivir, por ser mi luz de día y de noche.

A Jaime, el padre que la vida me dio, por estar siempre ahí.

A mi familia Sánchez, por su confianza y aliento en los momentos difíciles.

A Arthur, Johana, Mafe, Tatiana, Yesid y Yolanda. Amigos y compañeros de vida, muchas gracias por tanto.

A Carlos, compañero de trabajo, por su entrega, paciencia y dedicación.

A mi director y codirector de proyecto, por su orientación y tiempo.

Por último a la Universidad Federal de Uberlândia, Brasil y a la Universidad Industrial de Santander, por ser fuente de esperanza en medio de la oscuridad.

DIDIER RAFAEL RINCÓN SÁNCHEZ

CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCIÓN	17
1. SEGUNDA ETAPA DE UN SST: CONVERTIDOR DC-DC.....	19
1.1 CONVERTIDOR DC-DC DE DOS PUENTES ACTIVOS, DAB (DUAL ACTIVE BRIDGE)	20
1.2 CONVERTIDOR DC-DC DE TRES PUENTES ACTIVOS, TAB (THREE ACTIVE BRIDGE)	21
1.3 CONTROL DEL FLUJO DE POTENCIA PARA UN DAB.....	23
1.3.1 Análisis estable del flujo de potencia en un DAB.	24
1.3.2 Desplazamiento de fase simple, SPS (<i>Single phase shift control</i>).	28
2. ANÁLISIS DEL FLUJO DE POTENCIA Y CONTROL DEL TAB.....	31
2.1 ANÁLISIS DEL FLUJO DE POTENCIA EN UN TAB	31
2.2 ESTRATEGIA DE MODULACIÓN SPS APLICADA AL TAB.	33
2.3 CONTROLADOR	37
3. RESULTADOS.....	40
3.1 RESULTADOS OPERANDO EN LAZO ABIERTO	40
3.1.1 Inductancias de fuga.	41
3.1.2. Maximización del complejo fotovoltaico.	42
3.2. RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES	47
3.2.1 Resultados en tensión.	50
3.2.2. Resultados en corriente.	53
3.2.3. Resultados en potencia.....	61
3.2.4. Ángulos de control.	64
4. CONCLUSIONES	66
BIBLIOGRAFÍA	68
ANEXOS	72

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Esquema general de un transformador de estado sólido.....	18
Figura 2. Topología de puente activo dual monofásico. DAB.	20
Figura 3. Topología del triple puente activo monofásico (TAB).	22
Figura 4. Transferencia de potencia de los puertos 1 y 2.	23
Figura 5. Modelo equivalente del transformador de alta frecuencia.....	24
Figura 6. Forma de onda de la corriente en el inductor del DAB.	25
Figura 7. Tensiones con desplazamiento de fase simple.	28
Figura 8. Formas de onda en el convertidor DAB por SPS.....	29
Figura 9. Esquema de las señales de disparo de los IGBT del puente 1. (Referencia).	30
Figura 10. Esquema de las señales de disparo de los IGBT del puente 2.....	30
Figura 11. Representación del modelo π del TAB.	32
Figura 12. Variación de la potencia en función del ángulo de desfase.	33
Figura 13. Formas de onda en el convertidor TAB con modulación SPS. $\varphi_1 < \varphi_3 < \varphi_2$	34
Figura 14. Esquema de las señales de disparo de los IGBT del puente 1 de referencia.	35
Figura 15. Esquema de las señales de disparo de los IGBT del puente 2.....	36
Figura 16. Esquema de las señales de disparo de los IGBT del puente.....	36
Figura 17. Esquema de control.	38
Figura 18. Puntos de intersección de las potencias. Valores de las inductancias.	42
Figura 19. Esquema del filtro tipo π	43
Figura 20. Tensión de salida del arreglo fotovoltaico sin filtro.	44
Figura 21. Tensión de salida del arreglo fotovoltaico sin filtro. Ampliada.....	45
Figura 22. Tensión de salida del arreglo fotovoltaico con filtro.	45

Figura 23. Tensión de salida del arreglo fotovoltaico con MPPT.	47
Figura 24. Circuito completo del TAB simulado.	48
Figura 25. Circuito del puerto 1 del TAB simulado.....	49
Figura 26. Circuito del puerto 2 del TAB simulado.....	49
Figura 27. Circuito del puerto 3 del TAB simulado.....	50
Figura 28. Tensión del puerto 1 (la red) y su referencia.	51
Figura 29. Tensión del puerto 3 (paneles fotovoltaicos) y su referencia.	51
Figura 30. Tensión del puerto 2 (la carga) y su referencia.....	52
Figura 31. Señales cuadradas de tensión de los tres puertos.	52
Figura 32. Corriente de la inductancia en el puerto 1 (la red).	54
Figura 33. Corriente de la inductancia en el puerto 1. Ampliada.	54
Figura 34. Corriente de la inductancia en el puerto 3 (paneles fotovoltaicos).....	55
Figura 35. Corriente de la inductancia en el puerto 3. Ampliada.	55
Figura 36. Corriente de la inductancia en el puerto 2 (la carga).	56
Figura 37. Corriente de la inductancia en el puerto 2. Ampliada.	56
Figura 38. Corriente de la inductancia en el puerto 1, ampliada ante el cambio de irradiancia.	57
Figura 39. Corriente de la inductancia en el puerto 3, ampliada ante el cambio de irradiancia.	58
Figura 40. Corriente de la inductancia en el puerto 1, ampliada ante el cambio de carga.....	59
Figura 41. Corriente de la inductancia en el puerto 3, ampliada ante el cambio de carga.....	60
Figura 42. Corriente de la inductancia en el puerto 2, ampliada ante el cambio de carga.....	60
Figura 43. Potencia de salida del puerto 1 (la red)	62
Figura 44. Potencia de salida del puerto 3 (paneles fotovoltaicos).	62
Figura 45. Potencia de salida del puerto 2 (la carga).....	63
Figura 46. Potencia de salida de los tres puertos.	63
Figura 47. Comportamiento del ángulo φ_2	64

Figura 48. Comportamiento del ángulo φ_{32}	65
---	----

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1. Parámetros generales del TAB.	41
Tabla 2. Valores de las inductancias de fuga.	42
Tabla 3. Valores del filtro tipo pi.	44

LISTA DE ANEXOS

	Pág.
Anexo A: Parámetros del modelo de fuente DC	72
Anexo B: Parámetros del modelo de la carga.....	76
Anexo C: Parámetros del modelo de fuente fotovoltaica	78
Anexo D: Estrategias de modulación	84
Anexo E: Otras estrategias para el controlador	87

RESUMEN

TÍTULO: TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO: CONTROL DE CONVERTIDORES DC/DC DE TRES PUENTES ACTIVOS APLICADOS COMO BLOQUE DE CONSTRUCCIÓN*

AUTORES: CARLOS EDUARDO NAVARRO QUINTERO
DIDIER RAFAEL RINCÓN SÁNCHEZ**

PALABRAS CLAVE: Electrónica de potencia, transformadores de estado sólido, desplazamiento de fase simple, puente activo, convertidor.

DESCRIPCIÓN:

En este proyecto se realiza la implementación del modelo de un convertidor de tres puentes activos (*Three Active Bridge - TAB*) operando en modo reductor y de manera unidireccional dando soporte a la red principal y convencional con un arreglo de 15 paneles fotovoltaicos sin importar las variaciones y fluctuaciones que en el sistema de potencia se pueda presentar, interconectándose a la carga mediante un transformador de alta frecuencia de 20 [kHz]. Este convertidor TAB consta de tres puertos, el puerto 1 está conectado a la red principal a una tensión de 1280 [V], en el puerto 2 se encuentra conectada una carga puramente resistiva y variable conectada a una tensión de 380 [V] y en el puerto 3 se conecta un complejo de paneles fotovoltaicos con variación en su irradiancia y con una tensión de funcionamiento de 600 [V]. Se simula el funcionamiento y control del mismo mediante la herramienta Simulink del programa Matlab R2018b, durante la simulación se lleva a cabo un cambio de carga en el puerto 2 aumentándola un 50% y en otro tiempo de la simulación se varía la irradiancia de 1000 a 750 [W/m²] con el fin de demostrar la robustez del control para mantener constante la tensión de salida en el puerto 2. La potencia nominal de salida del convertidor es 18518 [W] y es entregada a la carga. La estrategia de modulación utilizada es desplazamiento de fase simple o SPS por sus siglas en inglés (*Single Phase Shift control*) que permite hacer un control de la potencia por medio del ángulo de desfase entre las ondas cuadradas de tensión tensión de cada puerto, debido al control PI en el sistema.

* Trabajo de grado.

** Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas, Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones Director: Dr. Johann Farith Petit Suárez Codirector: Ing. Karol Franciso Sanabria Calderón

ABSTRACT

TITLE: SOLID STATE TRANSFORMERS: DC/DC CONVERTERS CONTROL OF THREE ACTIVE BRIDGE APPLIED AS A CONSTRUCTION BLOCK*

AUTHORS: CARLOS EDUARDO NAVARRO QUINTERO
DIDIER RAFAEL RINCÓN SÁNCHEZ**

KEY WORDS: Power electronics, Solid State Transformers, Single Phase Shift Control, Active Bridge, converters.

DESCRIPTION:

In this project the implementation of the model of a three active bridge converter (three Active Bridge - TAB) operating in buck mode and unidirectional and support to the main and conventional network with an array of 15 photovoltaic panels regardless of the variations is made and fluctuations in the power system can be presented, interconnecting the load through a high frequency transformer of 20 [kHz]. This TAB converter consists of three ports, port 1 is connected to the main network at a voltage of 1280 [V], in port 2 it is connected to a purely resistive load and variable connects to a voltage of 380 [V] and en Port 3 is connected to a complex of photovoltaic panels with varying irradiance and with an operating voltage of 600 [V]. The operation and control of the same is simulated by means of the Simulink tool of the Matlab R2018b program, during the simulation a load change is carried out in port 2, it is increased by 50% and in another time of the simulation it is the irradiance from 1000 to 750 [W / m²] in order to demonstrate the robustness of the control to keep the output voltage constant in port 2. The nominal output power of the converter is 18518 [W] and is delivered to the load. The modulation strategy is the simple phase shift or SPS (*Single Phase Shift control*²) that allows to control the power by means of the phase angle between the square waves of voltage of each port, due to the control PI in the system.

* Research work.

** Faculty of Physical-Mechanical Engineerings, School of Electrical, Electronics and Telecommunications Engineering. Advisor: Dr. Johann Farith Petit Suárez Co-advisor: Ing. Karol Franciso Sanabria Calderón

INTRODUCCIÓN

El crecimiento exponencial del uso de las energías renovables, la necesidad de avanzar en el desarrollo con ellas y las debidas exigencias de la red, han hecho que el término de transformadores de estado sólido (SST por sus siglas en inglés: *solid state transformer*) se incorpore y venga siendo un tema de constante y exhaustivo estudio en el marco de los sistemas modernos de potencia, las redes inteligentes y la integración de fuentes renovables de energía a los sistemas eléctricos.

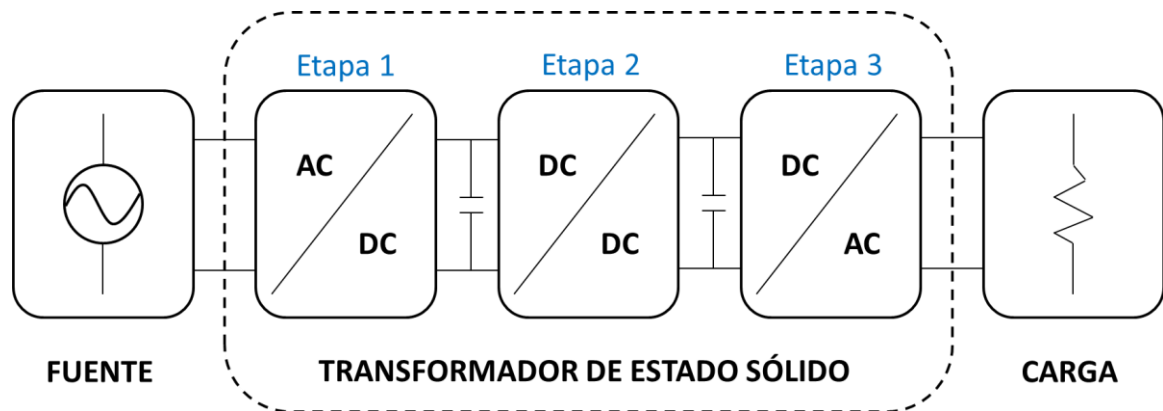
El transformador de estado sólido es un dispositivo electrónico de potencia que reemplaza el transformador de potencia tradicional, por medio de la técnica de conversión de alta frecuencia que realiza la incorporación de fuentes de energía renovable además de permitir hacer un control respectivo de la energía. El funcionamiento básico del transformador de estado sólido es, en primer lugar, cambiar la tensión de AC de 50/60 Hz a una de alta frecuencia (normalmente en el rango de varios KHz), y que después esta tensión de alta frecuencia se incremente o disminuya (dependiendo el funcionamiento del SST) mediante un transformador de alta frecuencia con un peso y volumen mucho menor comparado con el transformador tradicional, para finalmente adaptarse de nuevo a los 50/60 Hz deseados para alimentar la carga¹.

El SST está conformado por tres etapas: la primera es la etapa de conversión de AC/DC y es donde está conectada la fuente, la segunda etapa consiste en convertir de DC/DC mediante un transformador de alta frecuencia y es donde se centra este trabajo de grado; por último la tercera etapa que es la conversión de DC/AC, es la

¹ SHE, Xu y HUANG Alex. Solid State Transformer in the Future Smart Electrical System. North Carolina State University. Raleigh, N.C., 2013. pp. 1

encargada de interconectar el transformador con la carga ², tal como lo ilustra la Figura 1.

Figura 1. Esquema general de un transformador de estado sólido.



En esta tesis, el trabajo se centra en la segunda etapa del transformador de estado sólido, más concretamente se busca: simular el control de un convertidor DC/DC de tres puentes activos, operando en modo reductor (buck) aplicado a transformadores de estado sólido como objetivo general; y para ello se plantea los siguientes objetivos específicos :

- Establecer el modelo del convertidor de tres puentes activos (*Three active bridge – TAB*) en lazo abierto para entregar una potencia menor o igual a 20 [kW] (*potencia nominal*) a la carga hallando el mejor valor de sus inductancias.
- Simular el control del convertidor (*TAB*) operando en modo reductor (*buck*) con una frecuencia de conmutación de 20 [kHz], para alimentar la carga a potencia nominal por medio de la modulación del desplazamiento de fases de las ondas cuadradas de tensión y analizar el error del seguimiento de la referencia de tensión.

² ESPINOSA CALDERON, Alejandro. Five-O. Transformador Inteligente de Estado Sólido. México: Laboratorio de investigación en control Reconfigurable A.C. 2015. Disponible en: http://licore.org/wp-content/uploads/2015/06/LiCore_2015_FO-TrInES.pdf . pp. 8

1. SEGUNDA ETAPA DE UN SST: CONVERTIDOR DC-DC

Una gran cantidad de aplicaciones tienen los convertidores DC-DC tales como el control de los motores de carros eléctricos, tranvías eléctricos, grúas marinas, montacargas, etc. tal como se señala en ³, y esto debido a su facilidad de convertir una fuente de DC de voltaje fijo a una fuente de DC de voltaje variable.

Además de esto, estos convertidores pueden operar de dos modos diferentes (reductor y elevador) dependiendo de la dirección del flujo que se quiera implementar, permitiendo hacer un control del mismo, tomando así, ventajas sobre el transformador tradicional ya que permite un flujo bidireccional de energía, conmutaciones más suaves, aislamiento galvánico y la incorporación de otros puertos al transformador de alta frecuencia por donde se puede inyectar o consumir energía ⁴. Todo esto aumenta la variabilidad y la cantidad de modos de operación de los convertidores; para este trabajo, ahondaremos en la implementación del convertidor DC-DC considerando tres puertos, lo cual facilita la implementación a la red de fuentes en DC, principalmente de origen renovable.

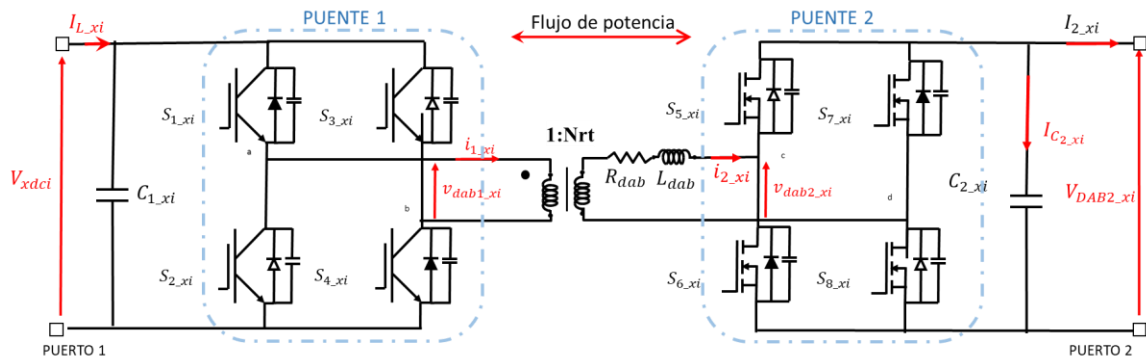
³ RASHID, Muhammad H. Electronica de potencia. Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones (Segunda Ed).1993. México: Prentice Hall Inc. ISBN 0-13- 6788996-X. pp. 303

⁴ SANABRIA CALDERÓN, Karol Francisco. Control de un Transformador de Estado Sólido de Tres Etapas Considerando la Integración de Generación Distribuida. Universidad Industrial de Santander. pp. 20-21.

1.1 CONVERTIDOR DC-DC DE DOS PUENTES ACTIVOS, DAB (DUAL ACTIVE BRIDGE)

El convertidor Dual Active Bridge (DAB) es un tipo de convertidor DC-DC, bidireccional, conocido por presentar un alto rendimiento y por permitir realizar un tipo de conmutación suave ⁵. Como ya se mencionó, esta topología permite la bidireccionalidad en el flujo de potencia gracias al ángulo de desfase entre las ondas cuadradas de tensión de sus puentes, además de facilitar la conmutación suave que ayuda a reducir las pérdidas de conmutación de los puentes activos tal como se menciona en ⁶. Esta topología se presenta en la Figura 2.

Figura 2. Topología de puente activo dual monofásico. DAB.



El funcionamiento del DAB consiste en interconectar dos fuentes de tensión DC mediante dos puentes H y un transformador de alta frecuencia. En serie con el transformador de alta frecuencia se puede utilizar un inductor adicional, cuya función se remite a ajustar las inductancias de fugas del mismo transformador para facilitar la transferencia de potencia. Cada puente completo tiene en sus terminales, un

⁵ NAAYAGI R. T., FORSYTH A. J. y SHUTTLEWORTH R., Performance analysis of DAB DC-DC converter under zero voltage switching, Electrical Energy Systems (ICEES), pp. 56,61, enero 2011

⁶ CALDERÓN BENAVENTE, Carlos Alberto. Análisis, diseño e implementación de un convertidor triple active bridge con conmutación suave en todo el rango de funcionamiento. Universidad Politécnica de Madrid. pp. 11-14. Febrero 2015

condensador cuyo objetivo es filtrar el rizado de las tensiones que consume el lado DC de los puentes H. Esta topología es atractiva por su alta densidad de potencia, peso y tamaño reducidos ⁷. Sin embargo, al no tener un tercer puerto imposibilita la opción de integrar fuentes en DC de energía renovable el cual es el objetivo de este proyecto, tema que se abordará a continuación.

1.2 CONVERTIDOR DC-DC DE TRES PUENTES ACTIVOS, TAB (THREE ACTIVE BRIDGE)

El triple puente activo (TAB), es una variación del DAB permitiendo agregar un tercer puerto a través de un arrollamiento en el transformador de alta frecuencia. El TAB además de presentar las ventajas del DAB como el aislamiento galvánico, tiene la facilidad de presentar niveles de tensión diferentes en los puertos. Esto se puede hacer con el ajuste correcto y la relación de espiras apropiada en los devanados del transformador ⁸. La representación del convertidor TAB es mostrada en la Figura 3.

⁷ GUACANEME M., Javier A. (2015). Control de puentes activos duales (DABs) en sistemas bidireccionales de alimentación con alta densidad de potencia. España, Universidad Politécnica de Valencia. pp. 25-40.

⁸ M. DOS SANTOS, Walbermark, C. MARCON, Ricardo, e CRUZ MARTINS Denizar. Utilização do conversor TAB alimentado em tensão como acoplador de fontes de energia. Universidade Federal de Santa Catarina. pp. 1-2

El desarrollo de este proyecto se centra en la etapa 2, por tanto las otras etapas se modelarán por su equivalente en DC. Esto es, la etapa 1, será representada por una fuente DC equivalente al valor que resulta de la conversión AC/DC, y estará ubicada en el puerto 1. Para el caso de la Etapa 3, será representada por una Resistencia equivalente en el lado de DC que consuma la misma potencia a entregar en el lado

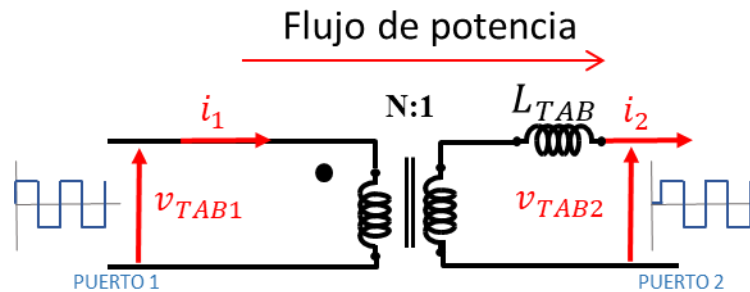
22

de AC, y estará ubicada en el puerto 2. Por su parte el puerto 3, será el punto de conexión de una fuente fotovoltaica. Dado que el puerto 2 es modelado por una resistencia que emula la carga, solo podrá haber bidireccionalidad entre los puertos 1 y 3, pero para este proyecto sólo se estudiará el flujo de potencia entre el puerto 1-2 y 3-2, tal como se indica en las flechas de color rojo en la Figura 3.

1.3 CONTROL DEL FLUJO DE POTENCIA PARA UN DAB

Considerando que el flujo de potencia va del puerto 1 al 2 y del puerto 3 al 2, metodológicamente se puede entender el proceso de transferencia de potencia como una aproximación de dos DAB's controlados de forma independiente como se muestra en la Figura 4, para el caso de los puertos 1 y 2.

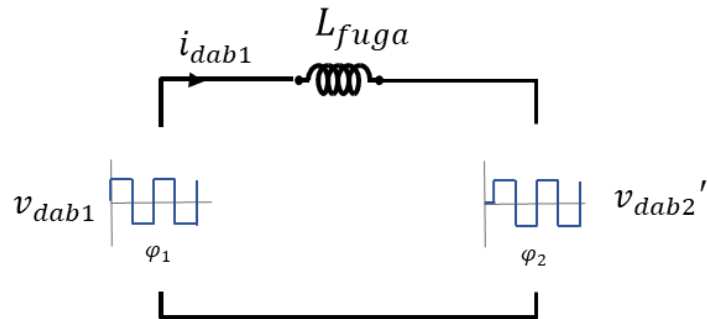
Figura 4. Transferencia de potencia de los puertos 1 y 2.



Entre los puertos del convertidor, el comportamiento del flujo de potencia dependerá del ángulo de desfase (ϕ) que se produce entre las dos ondas cuadradas de tensión de entrada y salida del transformador de alta frecuencia. Este tipo de ondas se producen debido al switcheo de los IGBT's presentes en cada puerto. Considerando que el convertidor opera en modo reductor (*buck*), la potencia fluirá del puerto 1 al puerto 2, lo que quiere decir que el puente del puerto 1, se atrasa en fase al puente asociado al puerto 2.

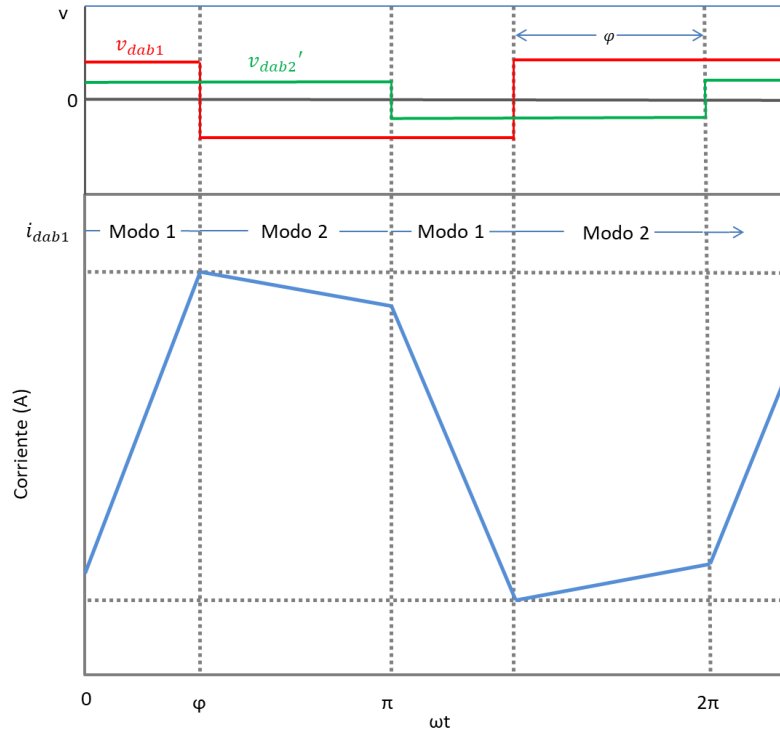
1.3.1 Análisis estable del flujo de potencia en un DAB. Como se mencionó anteriormente, el DAB está compuesto por un transformador de alta frecuencia, el cual, se puede modelar como un transformador ideal, es decir, una inductancia de magnetización muy grande y una inductancia de dispersión pequeña. Para este caso de estudio, la inductancia de magnetización se considerará una impedancia de valor idealmente infinito, motivo por el cual no se tendrá en cuenta y la inductancia de dispersión o de fuga (L_{TAB}), se podrá representar desde el lado de baja o alta del transformador, donde la tensión de sus extremos estará dada por los valores de entrada y salida referidos, respectivamente, como se muestra en la Figura 5.

Figura 5. Modelo equivalente del transformador de alta frecuencia.



Asumiendo que el convertidor opera en modo reductor ($V_{dab1} > V_{dab2}'$), se puede encontrar la forma de onda de la corriente i_{dab1} así:

Figura 6. Forma de onda de la corriente en el inductor del DAB.



Representada la forma de onda de la corriente en la inductancia (i_{dab1}) en función de $\theta = 2\pi f_s t = \omega t$, donde f_s es la frecuencia de conmutación, y partiendo de la Figura 6. se pueden identificar dos modos de operación por cada semiciclo de la señal; modo 1: $0 \leq \omega t < \varphi$, y modo 2: $\varphi \leq \omega t < \pi$. Donde cada modo de operación depende del desfase entre las tensiones y su forma, de la magnitud de la inductancia de fuga y el valor de las tensiones de los dos puertos. Teniendo así que,

$$i_{dab1} = i_L = \frac{1}{L} \int_0^t v(t) dt \quad (1)$$

$$i_L = \frac{1}{L} [v_{dab1} - v_{dab2}'] \Big|_0^{t=\frac{\theta}{\omega}} \quad (2)$$

$$i_L = \frac{[v_{dab1} - v_{dab2}']\theta}{\omega L} \quad (3)$$

Para hacer el análisis de la corriente en la inductancia, se realiza en estado estable, lo que quiere decir que i_L tendrá un valor inicial diferente de cero. Para ello, θ_i y θ_f son los ángulos de inicio y final de cada modo de operación, respectivamente e $i_L(\theta_i)$ es el valor inicial de la corriente en cada modo. Obteniendo de manera general que:

$$i_{dab1}(\theta) = \frac{[v_{dab1} - v_{dab2}']}{\omega L} (\theta - \theta_i) + i_L(\theta_i) \quad \theta_i < \theta < \theta_f \quad (4)$$

Teniendo entonces para cada modo de operación las siguientes expresiones:

Modo 1: $0 \leq \omega t < \varphi$ donde la magnitud de v_{dab1} es positiva y v_{dab2}' negativa.

$$i_L(\theta) = \frac{[v_{dab1} + v_{dab2}']}{\omega L} (\theta) + i_L(0) \quad (5)$$

Modo 2: $\varphi \leq \omega t < \pi$ donde la magnitud de v_{dab1} y v_{dab2}' es positiva.

$$i_L(\theta) = \frac{[v_{dab1} - v_{dab2}']}{\omega L} (\theta - \varphi) + i_L(\varphi) \quad (6)$$

Conociendo que el inicio y el final de cada ciclo son iguales por condiciones de simetría, o sea que $i_L(\pi) = -i_L(0)$, se desarrollan las expresiones para $i_L(0)$ e $i_L(\varphi)$.

$$i_L(0) = \frac{v_{dab1}}{\omega L} \left[\left(\frac{v_{dab2}'}{v_{dab1}} \right) \left(\frac{\pi}{2} - \varphi \right) - \frac{\pi}{2} \right] \quad (7)$$

$$i_L(\varphi) = \frac{v_{dab1}}{\omega L} \left[\varphi + \frac{\pi}{2} \left(\frac{v_{dab2}'}{v_{dab1}} - 1 \right) \right] \quad (8)$$

Teniendo las expresiones de los intervalos, se puede encontrar la función de la corriente $i_L(\theta)$, y con $v(\theta)$ hallar la potencia promedio que definirá el flujo de potencia entre los dos puertos.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(\theta) i_L(\theta) d\theta \quad (9)$$

$$P = \frac{v_{dab1}^2}{\omega L} \frac{v_{dab2'}}{v_{dab1}} \varphi \left(1 - \frac{\varphi}{\pi}\right) \quad (10)$$

Se tiene entonces de una forma general la ecuación del flujo de potencia de un puerto i a un puerto j de la siguiente manera, tal como se muestra en ¹⁰.

$$P_{ij} = \frac{v_i v_j}{\omega L_{ij} n_{ij}} * \varphi_{ij} * \left[1 - \frac{|\varphi_{ij}|}{\pi}\right] \quad (11)$$

Donde,

L_{ij} es la inductancia de fuga entre el puerto i y j;

P_{ij} es el flujo de potencia activa entre el puerto i y j;

n_{ij} es la relación de transformación;

ω es la frecuencia del convertidor;

v_i, v_j son las tensiones en los puertos;

φ_{ij} es el desfase angular entre las tensiones en los puertos de cada puente y viene dada por:

$$\varphi_{ij} = \varphi_j - \varphi_i \quad (12)$$

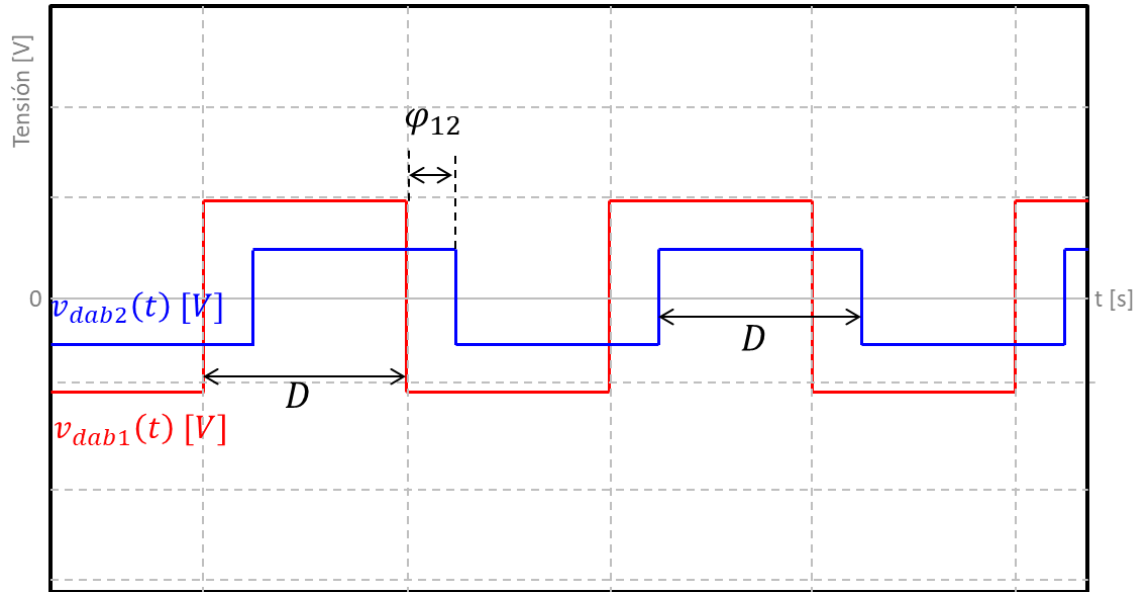
La dirección y la magnitud del flujo de potencia dependerán y serán controladas según el ajuste del desfase entre las ondas cuadradas de tensión, el cual modificará la tensión sobre la inductancia de fuga.

Una vez demostrado el efecto del desfase en el flujo potencia del DAB, es necesario abordar cómo se logra dicho desfase, considerando que la forma de onda cuadrada es generada y controlada por un puente H en los tres puertos, utilizando diferentes estrategias de modulación. A continuación, se desarrollará la estrategia a utilizar en este proyecto, denominada 'desplazamiento de fase simple' y en el anexo D se podrán encontrar otras estrategias.

¹⁰ GUACANEME M., Javier A.. Op. Cit.

1.3.2 Desplazamiento de fase simple, SPS (*Single phase shift control*). El SPS permite hacer un control en la potencia por medio del ángulo de desfase ($\varphi_{12} = \varphi_2 - \varphi_1$) entre las señales de tensión de entrada (v_{dab1}) y salida (v_{dab2}) del transformador de alta frecuencia, con un ciclo útil de trabajo del 50%.

Figura 7. Tensiones con desplazamiento de fase simple.

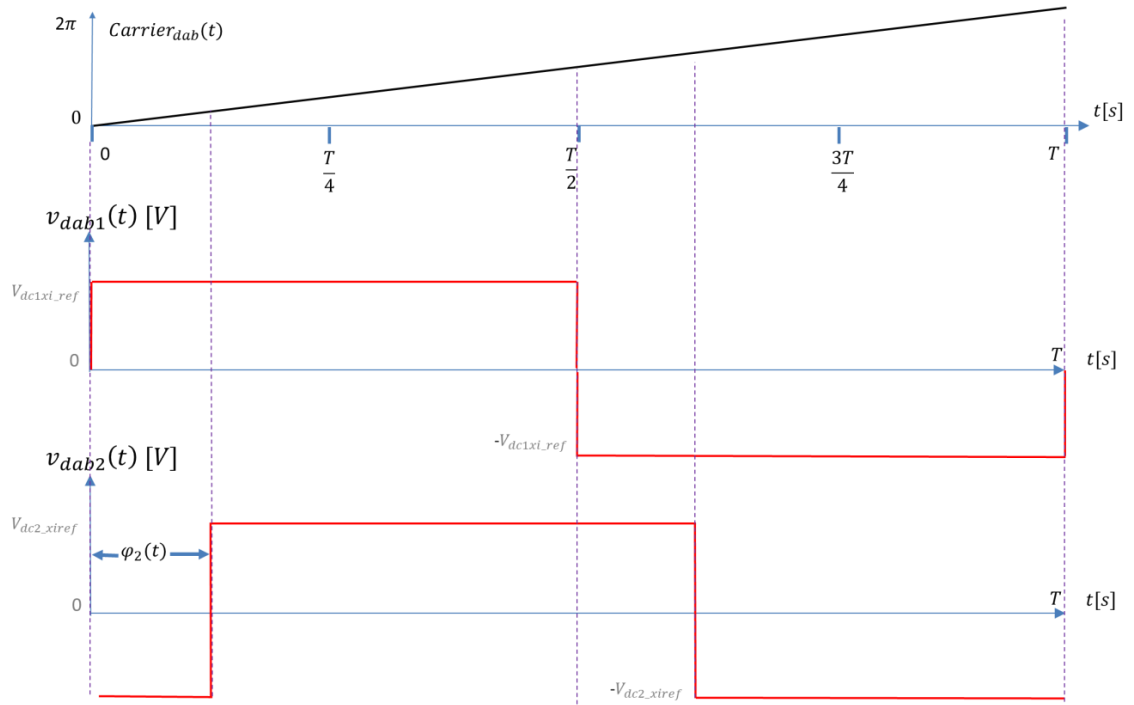


La Figura 7. muestra las tensiones del bobinado primario y secundario del transformador de alta frecuencia, para indicar como uno de los parámetros influyentes en la modulación por fase desplazada es precisamente el ángulo de desfase ($\varphi_{12} = \varphi_2 - \varphi_1$, teniendo que $\varphi_1 = 0$, al tomarse éste como referencia). En los otros parámetros se encuentra la amplitud de la tensión en el puerto 1 (v_1), amplitud de la tensión en el puerto 2 (v_2), ancho de pulso de la señal rectangular en el puerto 1 y el puerto 2 (D). La forma de las tensiones en las puertas es rectangular con parte positiva y negativa iguales al 50% del periodo de la señal.

A la entrada del puerto 1 del DAB se aplica la tensión DC equivalente a la señal resultante de la rectificación de la etapa 1 del SST para obtener una señal de onda cuadrada en el lado AC del transformador de alta frecuencia, gracias a la secuencia

de conmutación que realizan los transistores bipolares de puerta aislada IGBT del inglés *Insulated Gate Bipolar Transistor*. Con este desfase entre las tensiones, se realiza la transferencia de potencia deseada de un puente al otro, y aparece un valor del ángulo de desfase llamado $\varphi_{12} = \varphi_2$, tal como se puede observar en la Figura 8.

Figura 8. Formas de onda en el convertidor DAB por SPS.



La secuencia de conmutación de los dispositivos de cada puente, se accionan de la siguiente manera de forma secuencial y simultánea: En el puente 1, S1 y S4 conmutan al mismo tiempo y medio periodo después conmutan en simultáneo S2 y S3, y en el puente 2, S5 y S8 conmutan simultáneo con un ángulo de desfase φ_{12} con respecto a S1 y S4, mientras que S6 y S7 conmutan también al mismo tiempo con el mismo ángulo de desfase φ_{12} con respecto a S2 y S3. Estas señales de disparo de cada puente se muestran en las Figuras 9 y 10.

Figura 9. Esquema de las señales de disparo de los IGBT del puente 1. (Referencia).

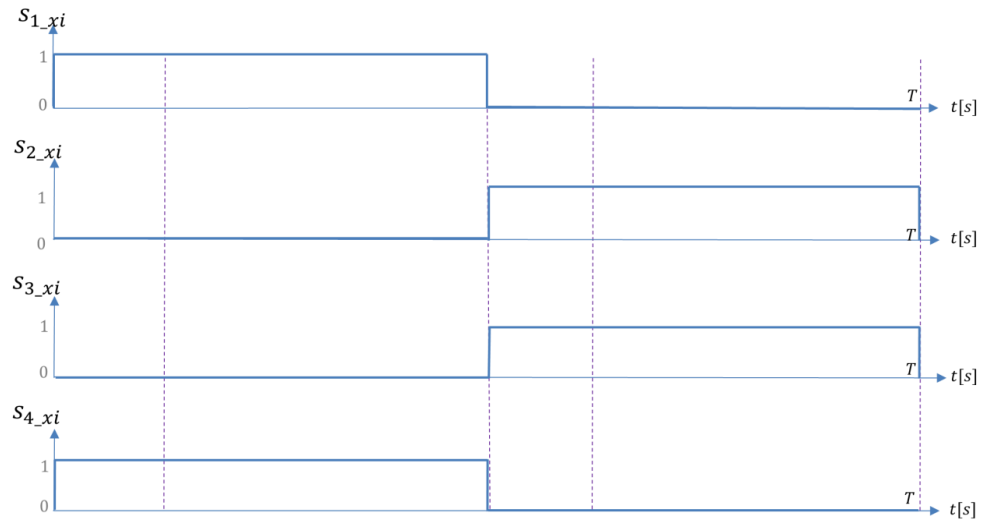
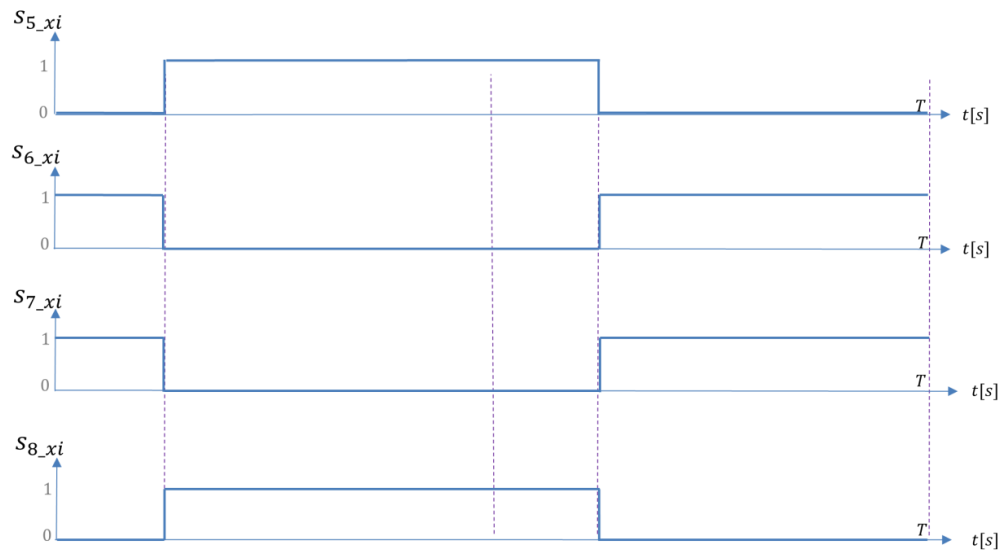


Figura 10. Esquema de las señales de disparo de los IGBT del puente 2.



2. ANÁLISIS DEL FLUJO DE POTENCIA Y CONTROL DEL TAB.

Después de entender y analizar el control del flujo de potencia del DAB se tienen las herramientas necesarias para realizar el análisis y control del flujo de potencia del TAB.

2.1 ANÁLISIS DEL FLUJO DE POTENCIA EN UN TAB

El comportamiento del flujo de potencia del TAB se puede analizar de diferentes maneras ¹¹, ¹². Por la analogía con los flujos de carga en los sistemas de potencia en esta tesis se abordará el análisis y representación sugerida en ¹³, que consiste en representar el TAB dado en la Figura 3, por un modelo equivalente π representado por el circuito de la Figura 11, de acuerdo con la referencia ¹⁴.

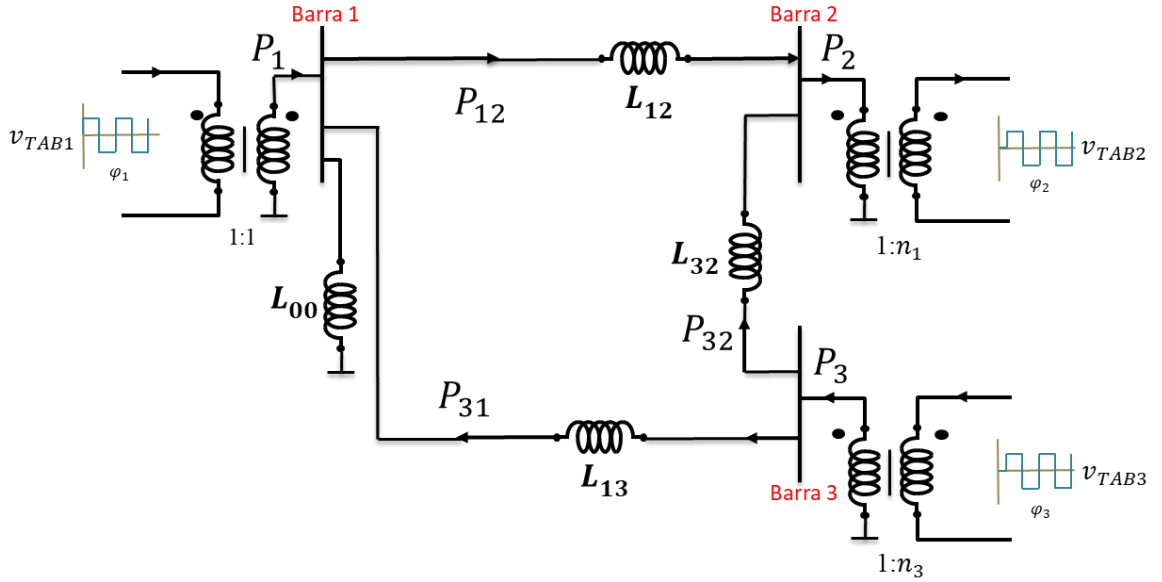
¹¹ SHRI, Aniel. A Solid-State Transformer for Interconnection between the Medium- and the Low-Voltage Grid. Netherlands, Delft University of Technology. pp 42-50.

¹² . LIU, X. ZHA, Y. ZHOU, And S. DUAN, "Design and research on parameter of LCL filter in three-phase grid-connected inverter," in 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2009, vol. 3, pp. 2174–2177

¹³ Ibíd.

¹⁴ M. DOS SANTOS, Walbermark, C. MARCON, Ricardo, e CRUZ MARTINS Denizar. Op. Cit.

Figura 11. Representación del modelo π del TAB.



Donde:

L_{ij} es la inductancia entre el puerto i y j ;

P_{ij} es el flujo de potencia activa entre el puerto i y j ;

n_1, n_3 son las relaciones de transformación;

L_{00} es la inductancia paralela (shunt) del puerto 2;

De ahí la potencia activa del convertidor entre los puertos respectivos, está dada por:

$$P_{ij} = \frac{V_i V_j}{\omega L_{ij} n_{ij}} * \varphi_{ij} * \left[1 - \frac{|\varphi_{ij}|}{\pi} \right] \quad (13)$$

Donde:

ω es la frecuencia del convertidor;

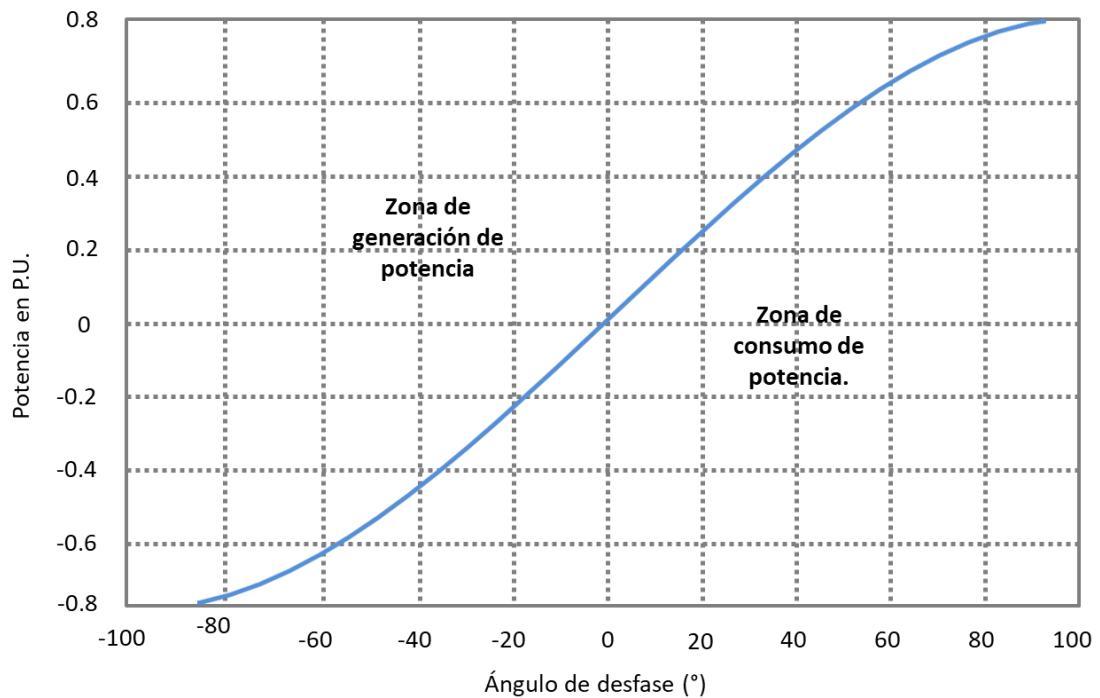
V_i, V_j son las tensiones en los puertos;

φ_{ij} es el desfase angular entre las tensiones en los puertos de cada puente y viene dada por:

$$\varphi_{ij} = \varphi_j - \varphi_i \quad (14)$$

Este desfase angular posee una variación sugerida en el intervalo de $0 \leq |\varphi_{ij}| \leq \frac{\pi}{2}$, con respecto al periodo de conmutación, ya que después de estos valores la potencia disminuye. El comportamiento de la potencia normalizado con el fin de observar sólo la influencia del ángulo de desfase, se ilustra en la Figura 12.

Figura 12. Variación de la potencia en función del ángulo de desfase.



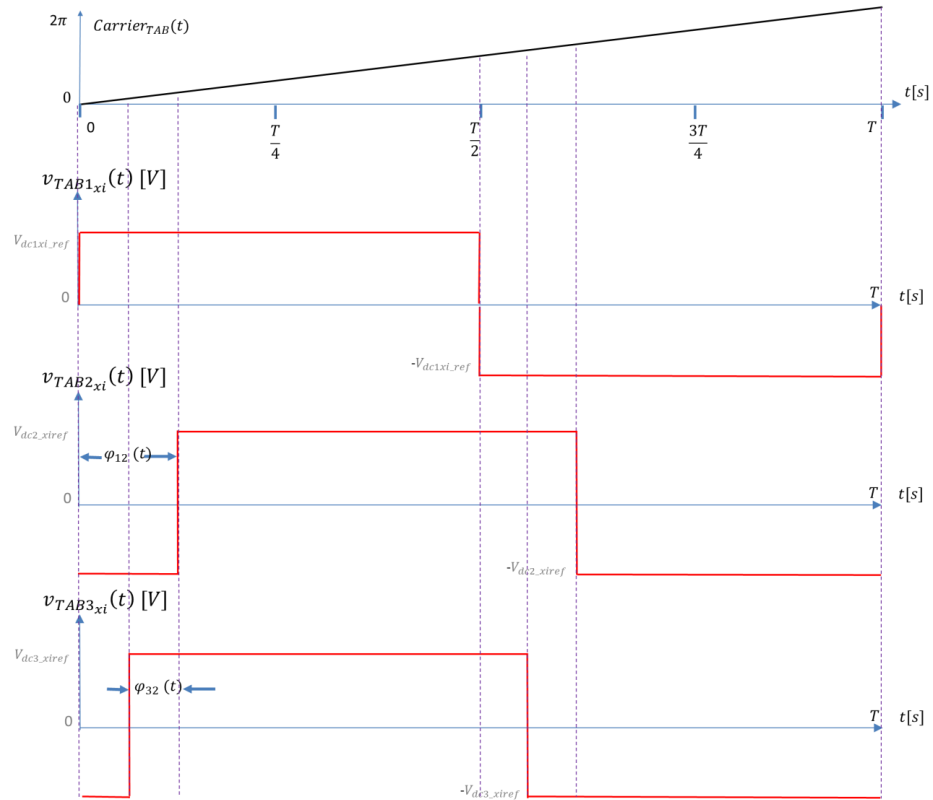
2.2 ESTRATEGIA DE MODULACIÓN SPS APLICADA AL TAB.

Cuando se aplica una tensión DC a sus entradas, para el caso del presente proyecto, puente 1 y 3 según la Figura 3., se producen señales de tensión de onda cuadrada en el lado AC de alta frecuencia con un desfase entre ellas debido a la secuencia de conmutación que realizan los transistores bipolares de puerta aislada

IGBT. Como se dijo anteriormente, con un desfase entre dichas tensiones, se realiza la transferencia de potencia deseada de un puente a otro, esto quiere decir que, en el TAB, aparecen dos valores de ángulo de desfase llamados $\varphi_{32} = \varphi_2 - \varphi_3$ y $\varphi_{12} = \varphi_2 - \varphi_1$ que corresponde respectivamente al desfase entre el puente 3 y el puente 2, y el puente 1 (de referencia con ángulo cero) y el puente 2, respectivamente, tal como se puede observar en la Figura 13. Las tensiones de los devanados 1 y 3 del transformador de alta frecuencia son reducidas, obteniendo así una tensión menor en el devanado del puerto 2, para que esta tensión sea convertida en DC por la acción del puente de salida ¹⁵.

Figura 13. Formas de onda en el convertidor TAB con modulación SPS.

$$\varphi_1 < \varphi_3 < \varphi_2.$$



¹⁵ FERREIRA ROJAS Julián Ernesto y COBOS SUÁREZ Maria Alejandra. Simulación de un convertidor DC-DC en topología de puentes activos aplicados a transformadores de estado sólido. Universidad Industrial de Santander. 2018. pp. 28-32

Lo que corresponde a la conmutación de los dispositivos presentes en cada puente y que se observan en la Figura 3., se accionan de la siguiente manera de forma secuencial y simultánea: En el puente 1, S1 y S4 conmutan al mismo tiempo y medio periodo después conmutan en simultáneo S2 y S3. En el puente 2, S5 y S8 conmutan simultáneo con un ángulo de desfase φ_2 con respecto a S1 y S4, mientras que S6 y S7 conmutan también al mismo tiempo con el mismo ángulo de desfase φ_2 con respecto a S2 y S3. En el puente 3 sucede algo parecido, S9 y S12 conmutan en simultáneo con un ángulo de desfase φ_{32} con respecto a S1y S4, y S10 y S11 también conmutan al mismo tiempo con el mismo desfase φ_{32} con respecto a S2 y S3. Este funcionamiento es mostrado de una mejor manera en las Figuras 14, 15 y 16 respectivamente.

Figura 14. Esquema de las señales de disparo de los IGBT del puente 1 de referencia.

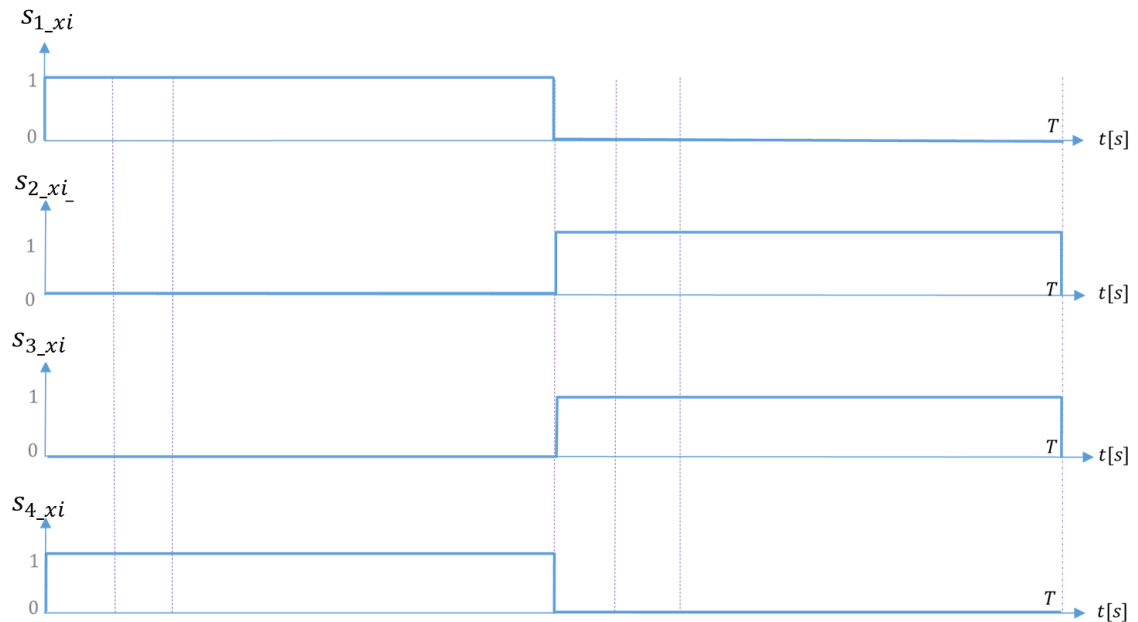


Figura 15. Esquema de las señales de disparo de los IGBT del puente 2.

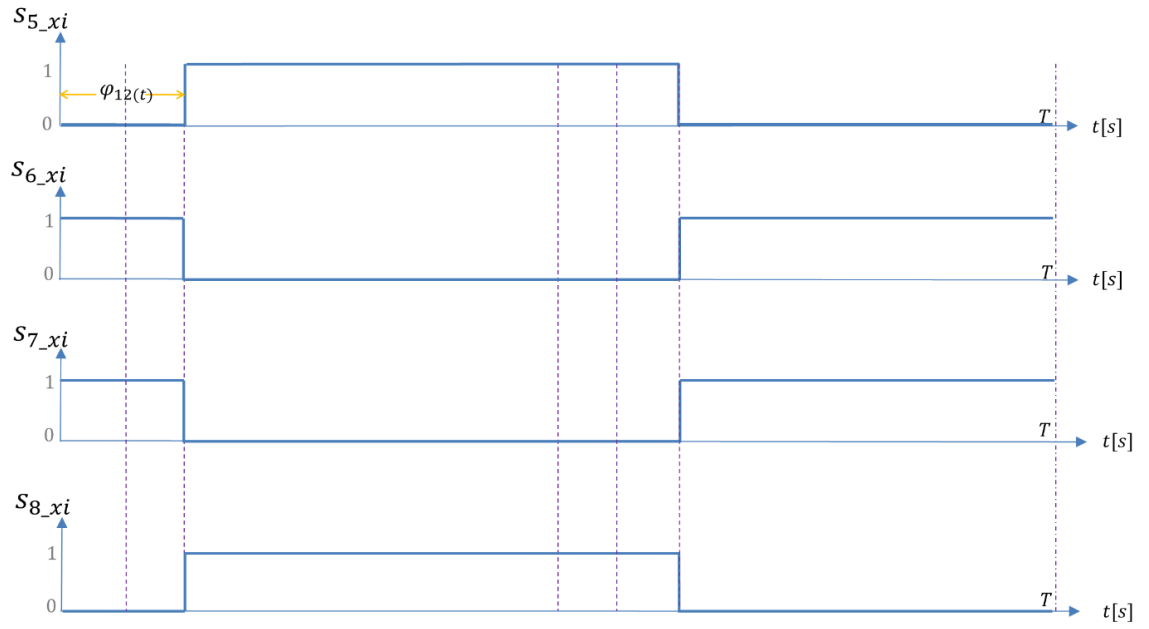
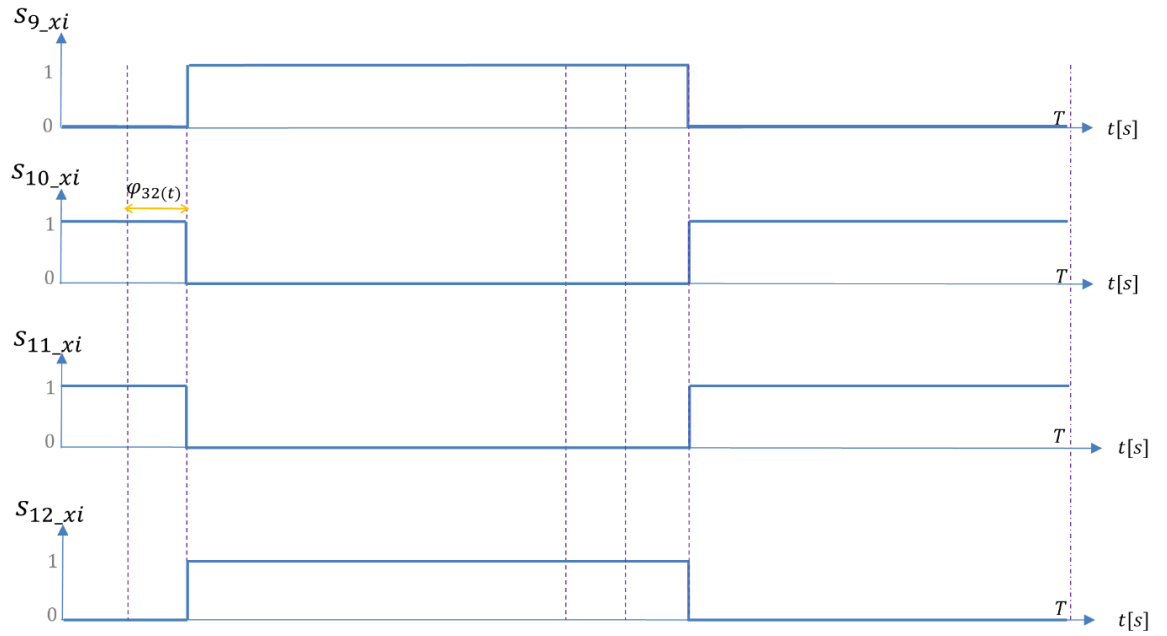


Figura 16. Esquema de las señales de disparo de los IGBT del puente



2.3 CONTROLADOR

Para administrar el flujo de potencia entre los puertos del TAB se debe desarrollar un modelo para el control. En este trabajo de grado se aplicará un control por desplazamiento de fase simple basado en controladores PI, uno de los primeros y más clásicos controles en ser empleados para convertidores DC/DC. El controlador del convertidor dependerá del modelado que se realice.

Partiendo de la ecuación (13) y teniendo en cuenta las ecuaciones de potencia planteadas en (15) del sentido de cada flujo del modelo equivalente π presentado en la Figura 11, se hallan las ecuaciones de potencia para cada puerto.

$$\left. \begin{aligned} P_1 &= P_{12} - P_{31} \\ P_3 &= P_{31} + P_{32} \\ P_2 &= P_{12} + P_{32} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Así,

$$P_1 = \frac{v_1 v_2 \varphi_2 (\varphi_2 - \pi) L_3 + v_1 v_3 \varphi_3 (\pi - \varphi_3) L_2}{2\pi^2 f_s (L_1 L_2 + L_2 L_3 + L_3 L_1)} \quad (16)$$

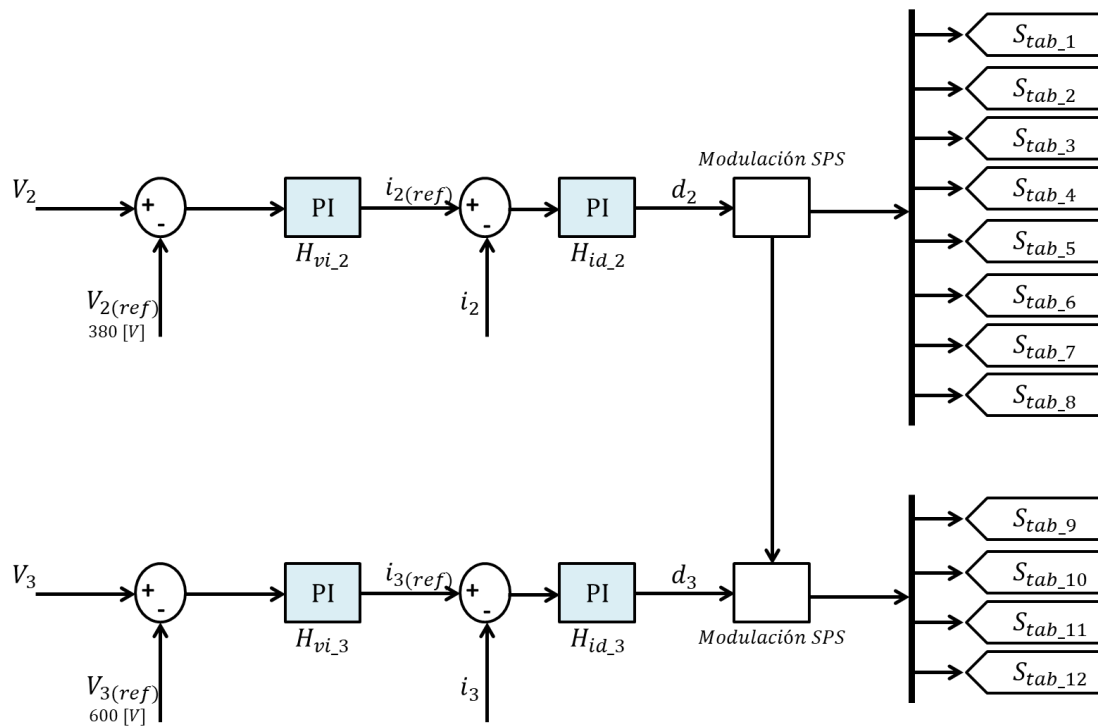
$$P_2 = \frac{v_1 v_2 \varphi_2 (\varphi_2 - \pi) L_3 + v_2 v_3 (\varphi_3 - \varphi_2) (\varphi_2 - \varphi_3 - \pi) L_1}{2\pi^2 f_s (L_1 L_2 + L_2 L_3 + L_3 L_1)} \quad (17)$$

$$P_3 = \frac{v_1 v_3 \varphi_3 (\varphi_3 - \pi) L_2 + v_2 v_3 (\varphi_2 - \varphi_3) (\pi - \varphi_2 + \varphi_3) L_1}{2\pi^2 f_s (L_1 L_2 + L_2 L_3 + L_3 L_1)} \quad (18)$$

Donde en este modelo, no solo se relacionan las inductancias propias de los puertos por donde fluye la potencia, sino también las inductancias mutuas entre los tres devanados.

Teniendo las ecuaciones de potencia y la condición de que $P_1 + P_2 + P_3 = 0$ dada por el teorema Tellegen, se establecen las referencias y lazos de control del sistema. El control utilizado son dos esquemas de doble lazo o realimentación, para hacer el control de V_2 y V_3 . Este sistema posee un lazo externo de tensión y un lazo interno de corriente, el lazo externo será el encargado de entregar la referencia al lazo de corriente y este proporcionará el desfase necesario entre las ondas cuadradas de tensión para la conmutación de los IGBT ¹⁶, como se muestra en la Figura 17.

Figura 17. Esquema de control.



El control modo corriente como también es conocido este sistema, brinda una mayor eficiencia frente a las perturbaciones en las tensiones de los puertos del convertidor debido a que el error puede ser corregido más rápidamente que en el control de un

¹⁶ TAO, Haimin, KOTSOPOULOS, Andrew, DUARTE, Jorge, M.A.M. Hendrix. Triple-Half-Bridge Bidirectional Converter Controlled by Phase Shift and PWM. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 23

solo lazo o control modo tensión (solo lazo externo) puesto que las tensiones toman más tiempo en ser observadas y como consecuencia, en ser corregidas. El desarrollo matemático del modelo del controlador se encuentra en el anexo E de forma detallada. El ajuste de estos controladores PI se realizó en la simulación, donde a unos valores iniciales se les fueron realizando cambios leves para obtener ondas de potencia y de tensión cada vez más estables hasta llegar al resultado esperado.

3. RESULTADOS

3.1 RESULTADOS OPERANDO EN LAZO ABIERTO

Para realizar la simulación del modelo del convertidor TAB, operando en lazo abierto, en modo reductor y de forma unidireccional, se tomaron algunos parámetros de la tesis de maestría ¹⁷, directamente relacionada a este proyecto de grado, debido a que esta investigación es una extensión del trabajo realizado por el magister y codirector, Karol Francisco Sanabria y se establecieron los valores faltantes, necesarios para poder cumplir con este objetivo. El puerto 1 (puerto principal) se simuló como una fuente de tensión con valor constante de 1280 [V] teniendo en cuenta el hecho de que el TAB está conectado de media a baja tensión explicado en el anexo A. El puerto 3 (puerto adicional) se simuló como un arreglo de 15 paneles fotovoltaicos conectados en serie para alcanzar una tensión con valor aproximado de 600 [V], desarrollado en el anexo C. El puerto 2 se simuló como una carga meramente resistiva variable (anexo B) con capacidad de recibir un valor nominal de potencia de 18,5 [kW] para seguir con la base del proyecto de maestría, que propone un arreglo de 27 TAB (sistema trifásico de un convertidor multinivel de nueve módulos por fase), pues, se debe tener en cuenta que el transformador de media tensión del cual se ramifica el circuito de esta investigación es de 500 [kVA]. La tensión de este puerto se desea mantener constante en un valor promedio de 380 [V]. Estos y otros valores establecidos se enuncian de manera detallada en la Tabla 1.

¹⁷ SANABRIA CALDERÓN, Karol Francisco Op. Cit.

Tabla 1. Parámetros generales del TAB.

DESCRIPCIÓN	SÍMBOLO	VALOR
Frecuencia de conmutación	f_{sw}	20 [kHz]
Voltaje de entrada del puerto 1	V_{DC1}	1280 [V]
Voltaje de entrada del puerto 3	V_{DC3}	600 [V]
Voltaje de salida del puerto 2	V_{DC2}	380 [V]
Potencia nominal de salida en el puerto 2	P_2	18518 [W]
Potencia nominal de salida en el puerto 1	P_1	13888,5 [W]
Potencia nominal de salida en el puerto 3	P_3	4629,5 [W]
Relación de transformación	$n_1:n_2:n_3$	3,4: 1: 1,6

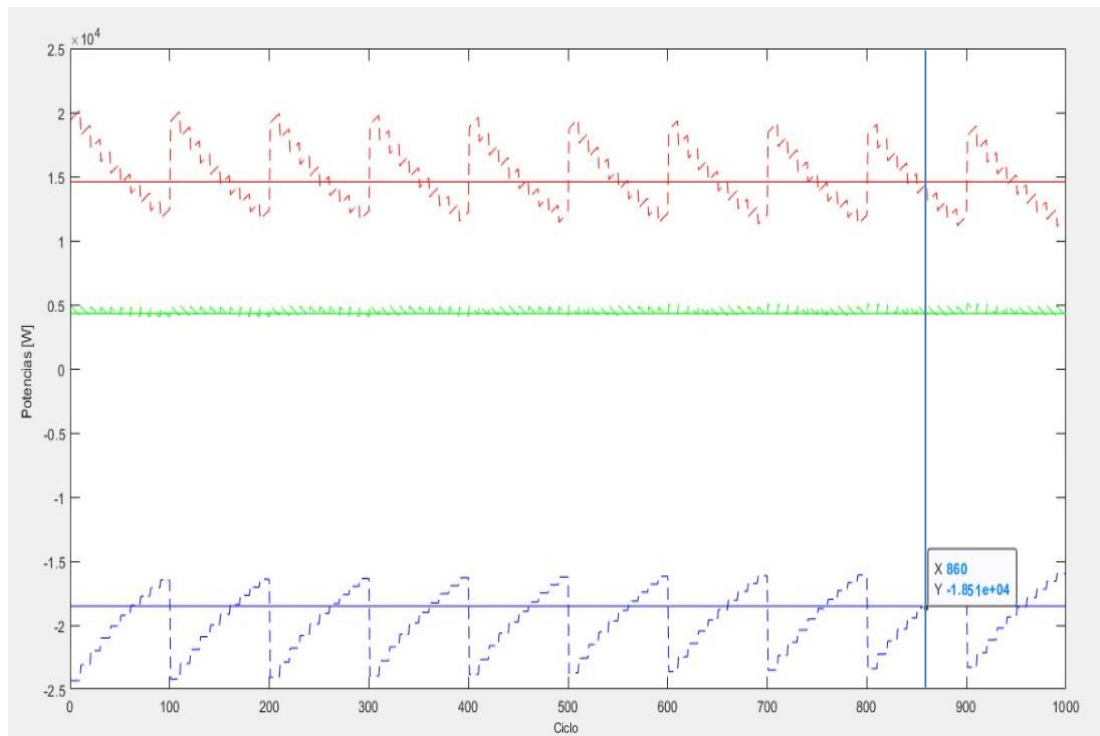
3.1.1 Inductancias de fuga. Tomando los parámetros anteriores, se simuló el modelo del convertidor a lazo abierto con el objetivo de encontrar los mejores valores de las inductancias de fuga en cada puerto. Esto se hizo fijando el valor de los ángulos y conectando en la entrada de cada puerto una fuente de tensión con el valor constante establecido anteriormente. La inductancia de fuga (L) es la encargada de almacenar energía en el convertidor para lograr una conmutación suave, proporcionando un valor mínimo de corriente, y de esta forma aumentar la eficiencia del sistema¹⁸. Por lo tanto, para alcanzar las especificaciones de potencia nominal establecidas en el modelo de cada puerto, se hizo un bucle donde las inductancias tomaban diferentes valores, buscando el punto de intersección entre la potencia deseada y la curva obtenida durante la variación de las inductancias (curva de potencia activa), para cada una de las potencias, de tal forma que las tres potencias del sistema intersecaran las potencias deseadas en el mismo instante de tiempo. Obteniendo así los datos que permiten el funcionamiento deseado en el sistema, que se presentan en la Tabla 2 y se aprecian en la Figura 18. Dentro del modelo se agregó una resistencia en serie con cada una de las inductancias de fuga con un valor del 1% de la impedancia inductiva en cada bobina.

¹⁸ GUACANEME M., Javier A.. Op. Cit.

Tabla 2. Valores de las inductancias de fuga.

DESCRIPCIÓN	SÍMBOLO	VALOR
Inductancia de fuga del puerto 1	L_{aHB}	3e-5 [H]
Inductancia de fuga del puerto 2	L_{aL}	4,5e-5 [H]
Inductancia de fuga del puerto 3	L_{aP}	2e-4 [H]

Figura 18. Puntos de intersección de las potencias. Valores de las inductancias.



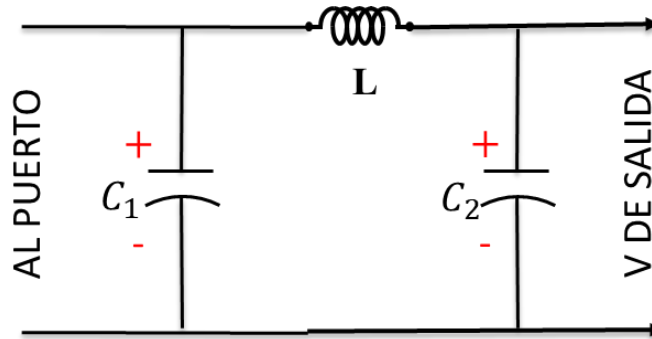
3.1.2. Maximización del complejo fotovoltaico. Con el objetivo de resolver la baja eficiencia y el cambio por las condiciones climáticas al que está sujeto el complejo fotovoltaico especialmente por los cambios de radiación, se abordaron dos soluciones que hicieron más confiable y estable este puerto. La primera consistió en instalar un filtro tipo pi y la segunda instalar un seguidor punto de máxima potencia en la salida de los módulos fotovoltaicos. Soluciones que se analizaron por separado y se enuncian a continuación.

- Filtro tipo pi.

En el complejo de paneles fotovoltaicos siempre se necesita que se potencialice la tensión de salida para hacer más fiable y estable el sistema de energía renovable; por esta razón se instaló un filtro tipo pi a la salida del puente 3.

Este filtro se llama tipo pi debido a que su configuración se parece a la forma de la letra griega y está compuesto por dos condensadores y una inductancia tal como se muestra en la Figura 19.

Figura 19. Esquema del filtro tipo pi.



La característica principal de este tipo de filtro es que proporciona la máxima tensión de salida a la carga. El funcionamiento del filtro se basa en que la inductancia se opone a las variaciones de la corriente, mientras los condensadores a las variaciones de tensión, por lo tanto el filtro tiende a promediar o alisar los impulsos rectificadas, recortando las crestas de las señales y llenando los valles suministrando así una tensión relativamente estable a la carga. ¹⁹[14]. En la tabla 3 se muestran los valores del filtro que se utilizaron durante la simulación y que permitieron obtener una mejor señal de tensión a la salida del puerto 3.

¹⁹ OROBIO VALENCIA, Héctor. Electrónica. Materia y semiconductores. Capítulo 14: Filtro tipo pi. Disponible en: <http://www.mailxmail.com/curso-electronica-materia-semiconductores/filtro-tipo-pi>

Tabla 3. Valores del filtro tipo pi.

DESCRIPCIÓN	SÍMBOLO	VALOR
Inductancia	L	22e-6 [H]
Capacitancia a la entrada	C_1	10e-5 [F]
Capacitancia a la salida	C_2	31e-6 [F]

En la Figura 20. se puede ver la tensión de salida del arreglo fotovoltaico antes de entrar al puente H y sin tener el filtro tipo pi, mostrando una señal que oscila alrededor de los valores de 600 [V] pero con mucho ruido como se muestra de manera ampliada en la Figura 21., esto debido al switcheo de los puentes y las inductancias de los puertos. Cuando se instala el filtro tipo pi a la salida del arreglo de paneles fotovoltaicos y se vuelve a realizar la medición de la tensión de salida, se obtiene la Figura 22., una señal con los impulsos de ruido y frecuencias no deseados ya filtrados, llegando así al valor deseado en el trabajo.

Figura 20. Tensión de salida del arreglo fotovoltaico sin filtro.



Figura 21. Tensión de salida del arreglo fotovoltaico sin filtro. Ampliada.

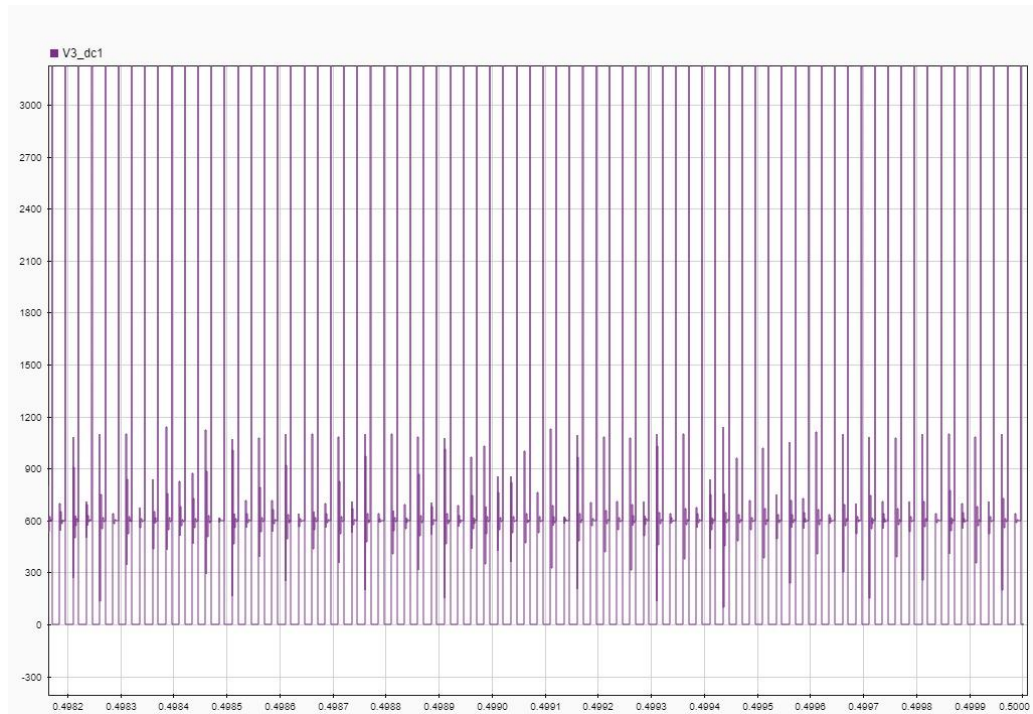


Figura 22. Tensión de salida del arreglo fotovoltaico con filtro.



- Seguidor de punto máximo potencia, MPPT (*Maximum Power Point Tracker*).

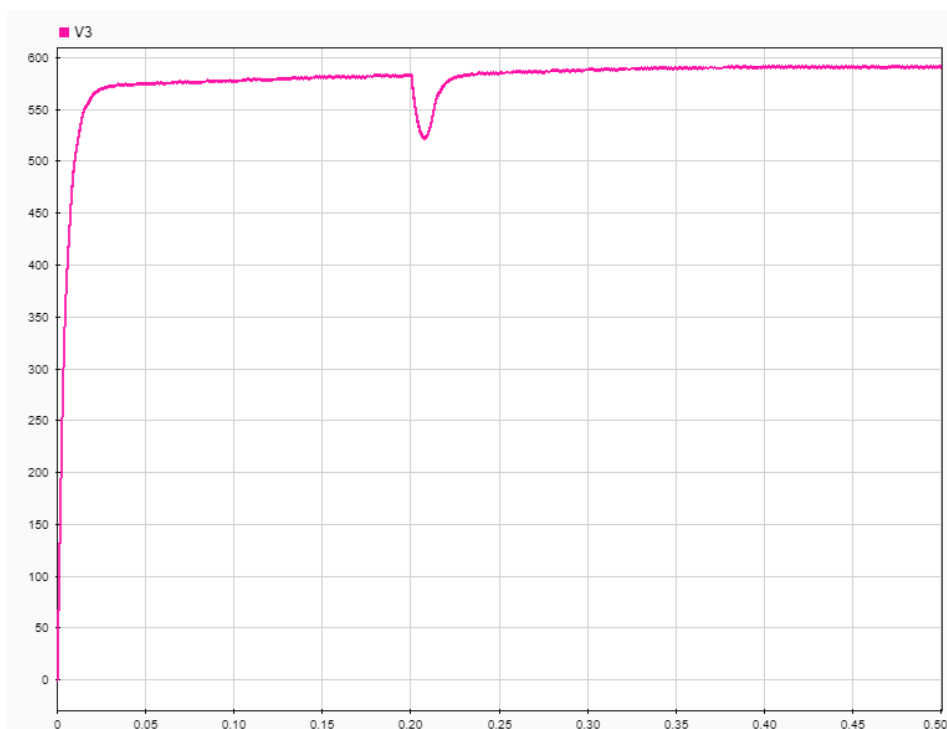
El complejo fotovoltaico tiene curvas características $V-I$ que definen el comportamiento ante diferentes condiciones de operación de la manera que se observa en el anexo C. Como es conocido, la potencia de una celda fotovoltaica está dada por la multiplicación de la corriente y la tensión, así que se puede decir que el punto de máxima potencia, MPP (*Maximum Power Point*) es la multiplicación del punto máximo de la corriente (I_{MPP}) y la tensión en su punto máximo (V_{MPP}). La potencia del sistema de energía renovable varía constantemente con las condiciones de temperatura e irradiancia, estando muchas veces en puntos diferentes del MPP. Lo que realiza el algoritmo MPPT es cambiar las condiciones de operación del sistema llevando la corriente y la tensión a su punto máximo para las condiciones externas que presenta el arreglo fotovoltaico en ese momento. Dicho seguimiento se realiza básicamente variando el ciclo útil del convertidor de potencia ²⁰, y existen diferentes algoritmos. El algoritmo más utilizado es “perturbar y observar” (P&O) y es llamativo por su fácil implementación, su buen desempeño y su bajo costo; Este método se basa en modificar (perturbar) el voltaje a la entrada del convertidor de potencia asociado al módulo, y observar la variación de la potencia generada. Por lo tanto, si hay un incremento en la potencia, la perturbación debe continuarse realizando en el mismo sentido para alcanzar el MPP. Si hay una disminución en la potencia, la perturbación debe realizarse en sentido contrario. Esto se logra variando el ciclo útil del convertidor de potencia para optimizar el periodo de perturbación (T_a) y la magnitud de la perturbación (Δd). ²¹.

²⁰ RUIZ C., Luis J., BERISTAIN J., José A., SOSA T., Ian M. y HERNÁNDEZ L., Jesús H. Estudio del Algoritmo de Seguimiento de Punto de Máxima Potencia Perturbar y Observar. RIEE&C. Vol.8. No.1 pp.- 1. Dic. 2010

²¹ ORTIZ V., Paula A. Metodologías de Diseño Conjunto de Controladores y Algoritmos MPPT para Sistemas Fotovoltaicos. pp - 28. 2017.

Se utilizó el MPPT *Single-Phase, 240 [Vrms], 3500 [W] Transformerless Grid-Connected PV* disponible en MATLAB, modificándolo de acuerdo a los parámetros del proyecto y obteniendo como resultado, una mejor señal de tensión a la salida del complejo fotovoltaico como se muestra en la Figura 23. Se observa que comparado con la Figura 22. la tensión de salida con el MPPT no se ve tan afectada por el cambio de irradiancia.

Figura 23. Tensión de salida del arreglo fotovoltaico con MPPT.



3.2. RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES

Se simuló el TAB en el software MATLAB R2018b operando en lazo cerrado, en modo reductor y con los parámetros establecidos anteriormente, simulando el circuito presentado en la Figura 24. partiendo de los valores nominales establecidos hasta llegar a realizar algunas perturbaciones, variando la irradiancia del complejo

de paneles fotovoltaicos y la carga, observando de esta manera la respuesta del circuito y el comportamiento del control.

Figura 24. Circuito completo del TAB simulado.

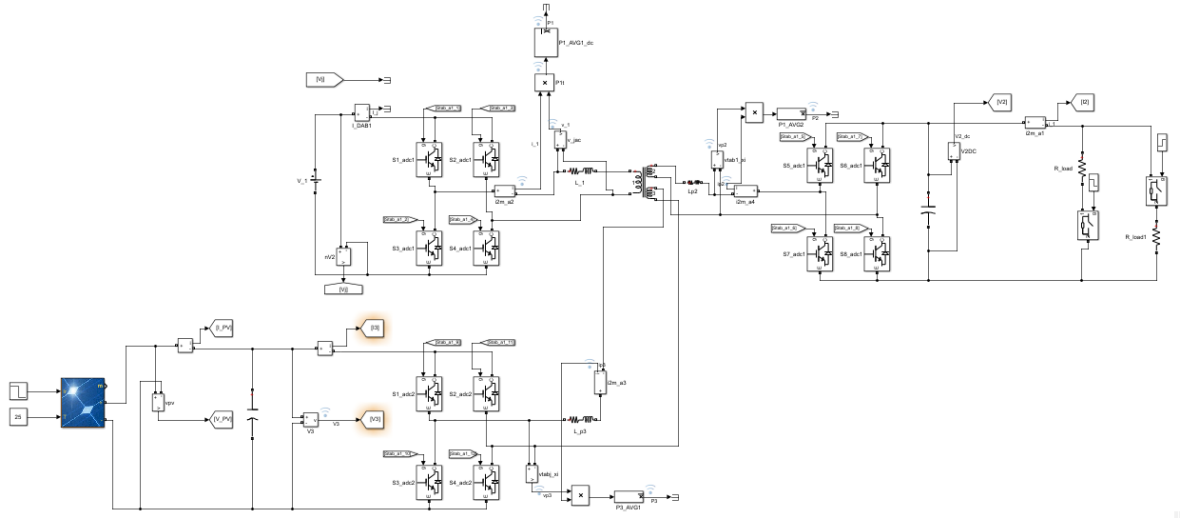


Figura 25. Circuito del puerto 1 del TAB simulado.

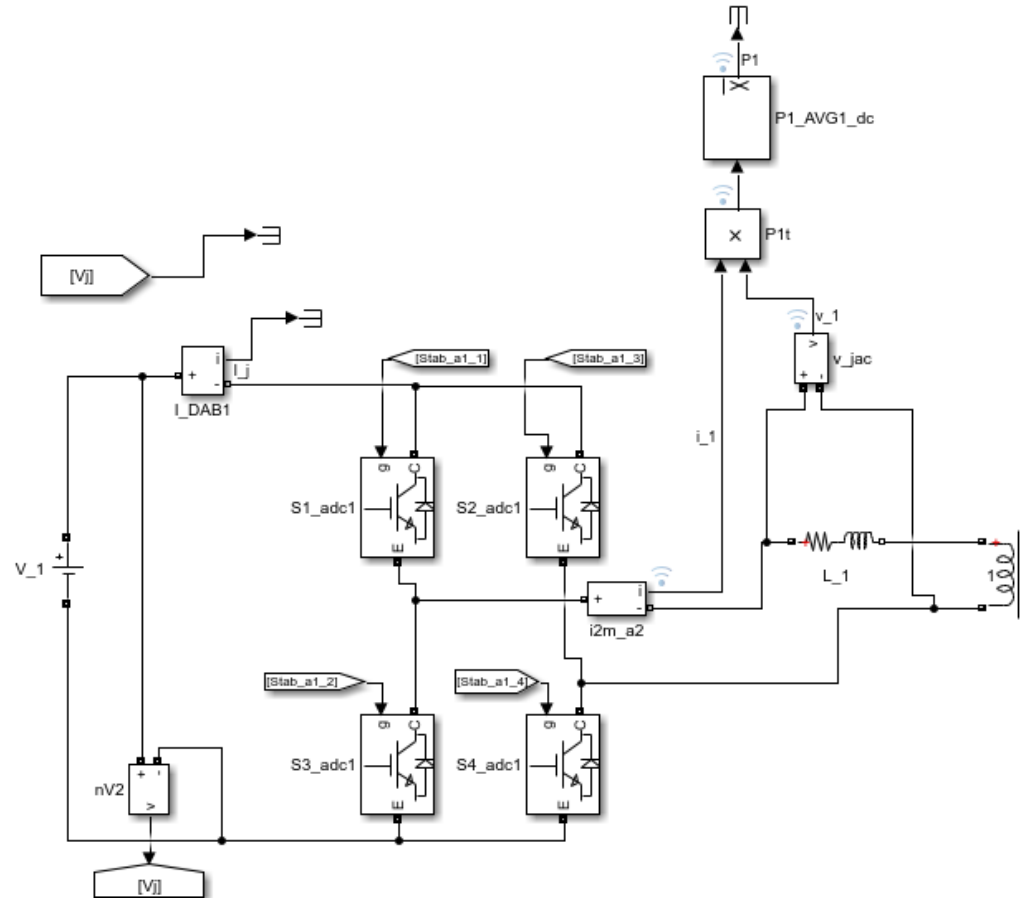


Figura 26. Circuito del puerto 2 del TAB simulado

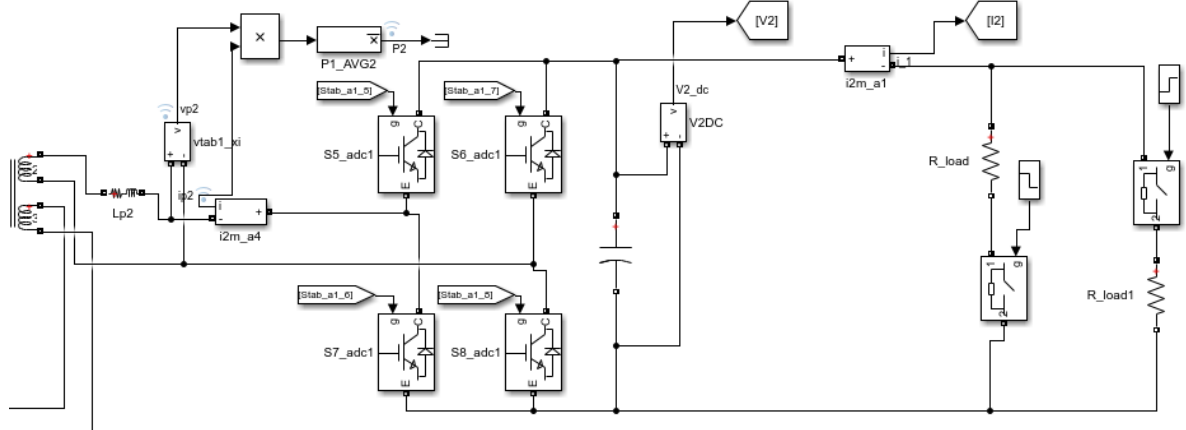
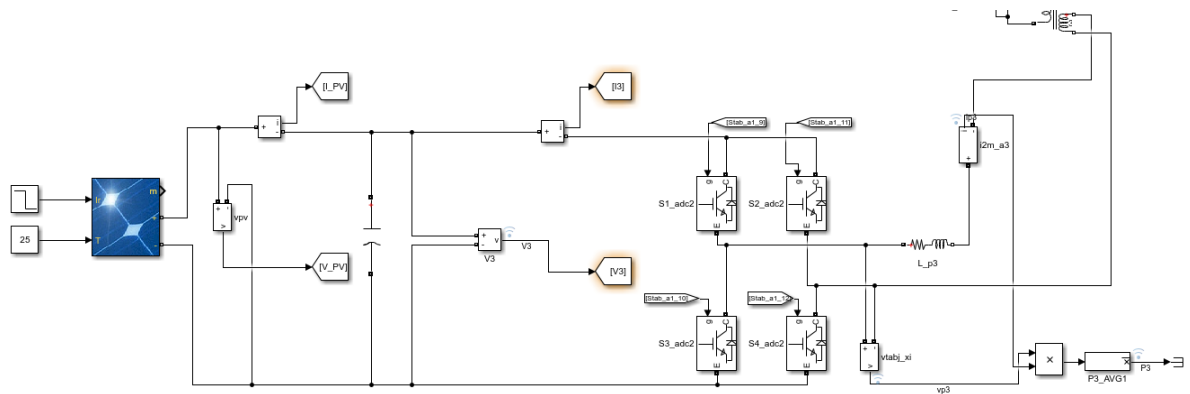


Figura 27. Circuito del puerto 3 del TAB simulado



En las Figuras 25, 26 y 27. se muestran de manera ampliada los circuitos de cada uno de los puertos del TAB simulado. El tiempo total de simulación fue de 0,5 [s] y las perturbaciones de irradiancia y carga se hicieron en los tiempos de 0,1 [s] y 0,2 [s] respectivamente.

3.2.1 Resultados en tensión. Se graficaron las tensiones de los tres puertos comparándolos con su valor de referencia, obteniendo así en el puerto 1 como se esperaba, un valor fijo de tensión siguiendo su referencia (1280 [V]) presentado en la Figura 28.; en el puerto 3 se observa como la tensión parte de cero llegando al valor de referencia (600 [V]), presentando un leve perturbación ante la variación de la carga pero volviendo a su valor nominal rápidamente, evidenciado en la Figura 29. En la salida a la carga (380 [V]), en el momento del cambio de carga en donde la potencia es reducida a la mitad, se aprecia una pequeña subida de tensión como es de esperarse pero rápidamente, el sistema de control actúa y mantiene los valores deseados tal como se ve en la Figura 30. Con lo que se puede decir que la estrategia de control y la operación del sistema están cumpliendo con el objetivo principal del arreglo que es mantener de manera constante y casi estable la tensión de salida en la carga.

Figura 28. Tensión del puerto 1 (la red) y su referencia.

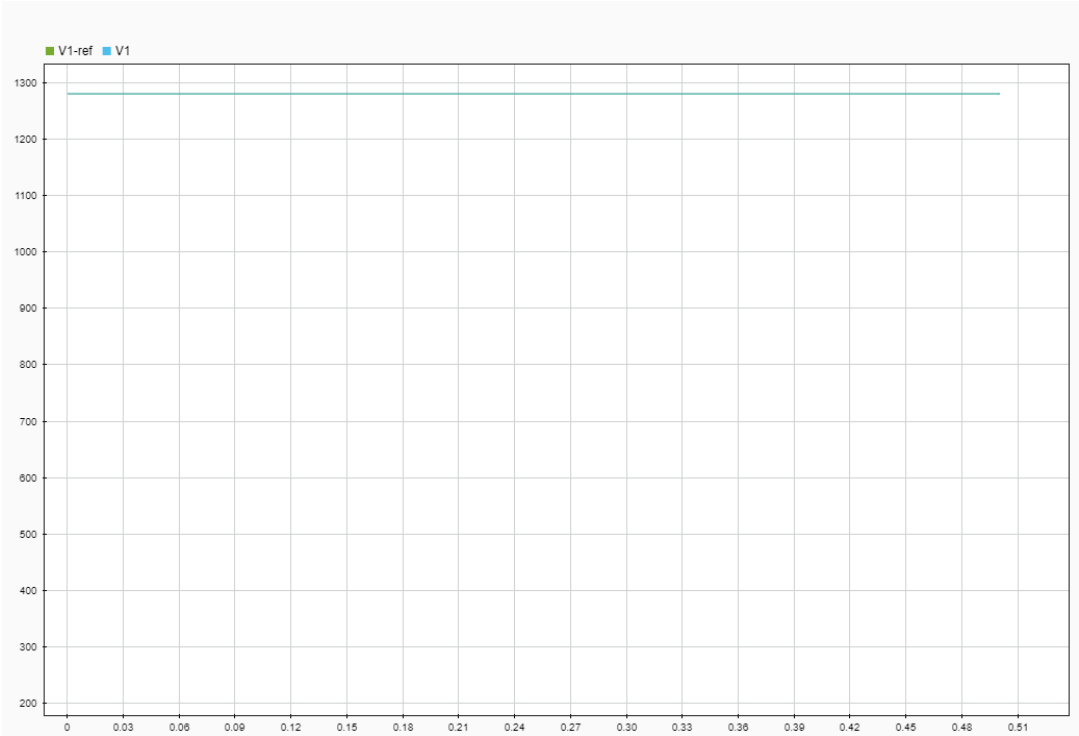


Figura 29. Tensión del puerto 3 (paneles fotovoltaicos) y su referencia.

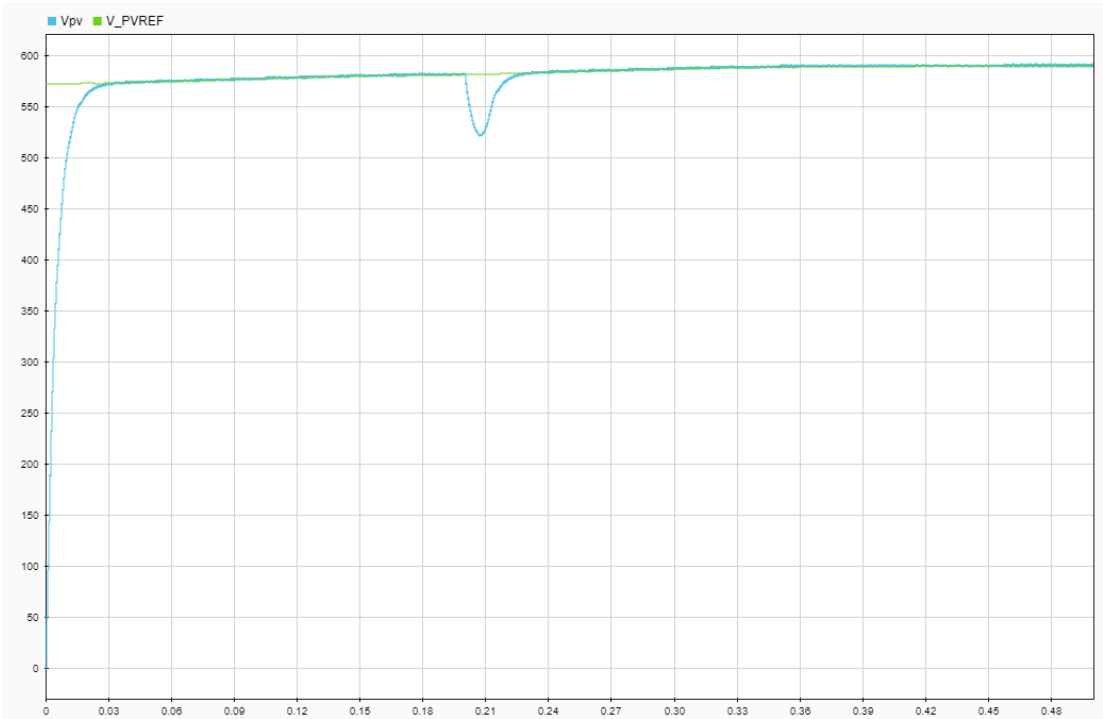


Figura 30. Tensión del puerto 2 (la carga) y su referencia.

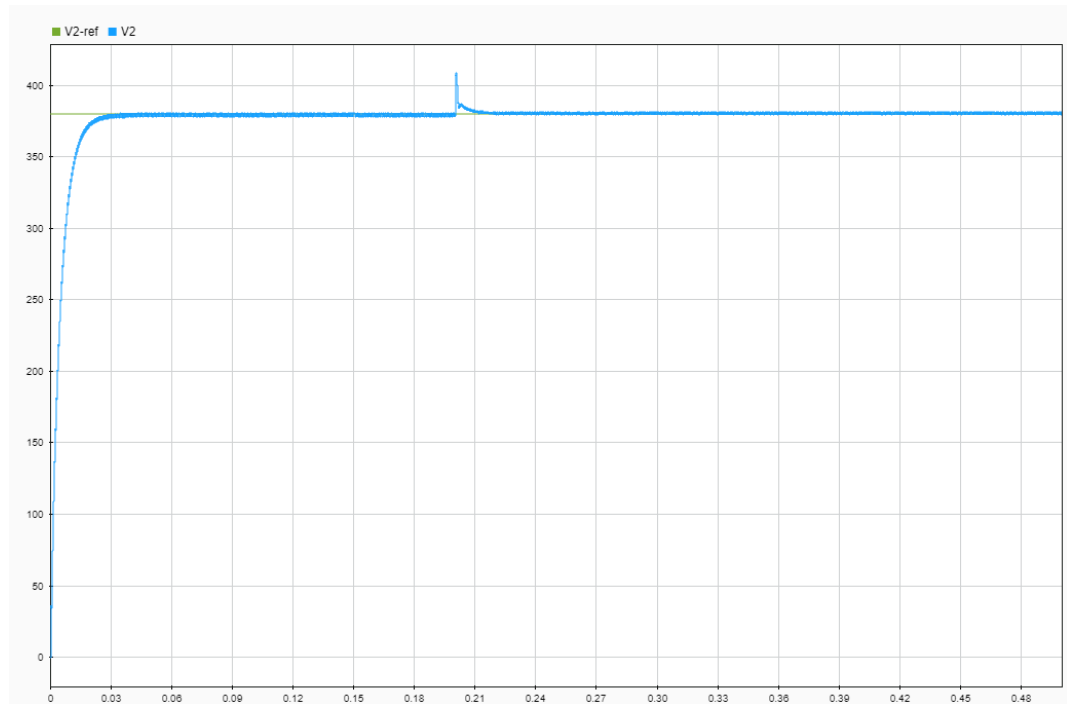
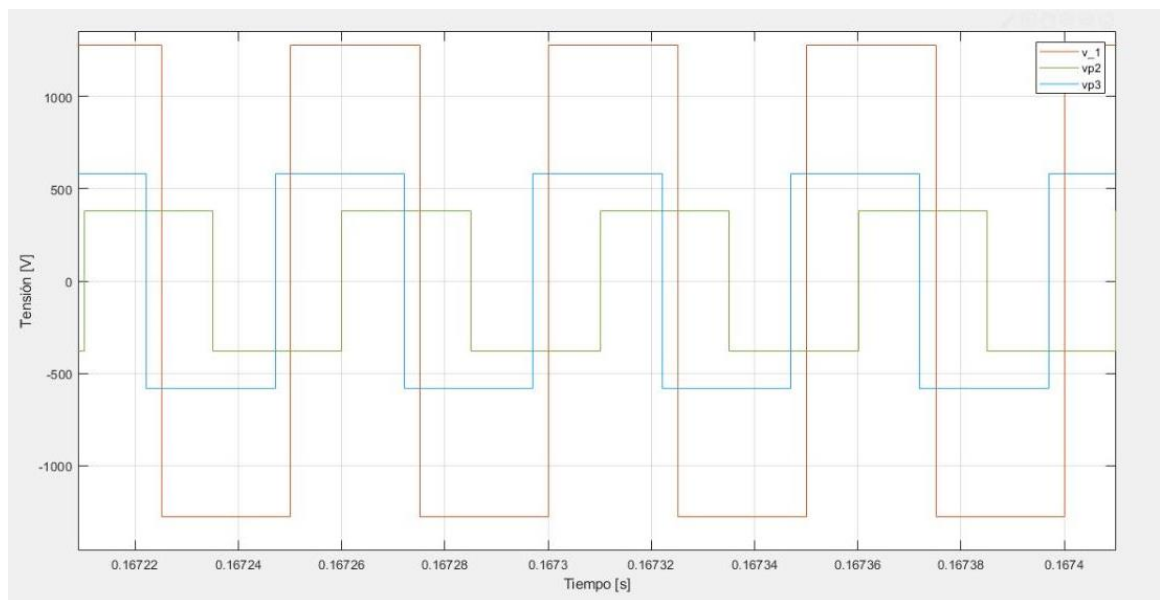


Figura 31. Señales cuadradas de tensión de los tres puertos.



En la Figura 31 se puede ver claramente el desfase entre las señales cuadradas de tensión de cada uno de los puertos, consecuencia de la estrategia de modulación de fase simple, garantizando así el flujo de potencia deseado entre cada puerto.

3.2.2. Resultados en corriente. Se graficaron también las corrientes de los tres puertos en la parte posterior de cada puente obteniendo unas señales de AC de alta frecuencia, mostradas de manera normal y ampliada durante todo la simulación incluyendo los cambios de irradiancia y carga presentados en el circuito. Se puede observar que todas las señales de corriente tienen una componente notable de DC, esto debido a la relación que tienen las inductancias de fuga de cada puerto con su tensión respectiva. Es decir, el puerto que presenta el mayor valor de tensión necesita una mayor inductancia de fuga, fenómeno corroborado mediante la simulación. También se evidencia en la corriente de la inductancia del puerto 1, un pico no esperado en la señal debido al flujo de potencia consecuente del desfase indirecto entre el puerto 3-1.

Figura 32. Corriente de la inductancia en el puerto 1 (la red).

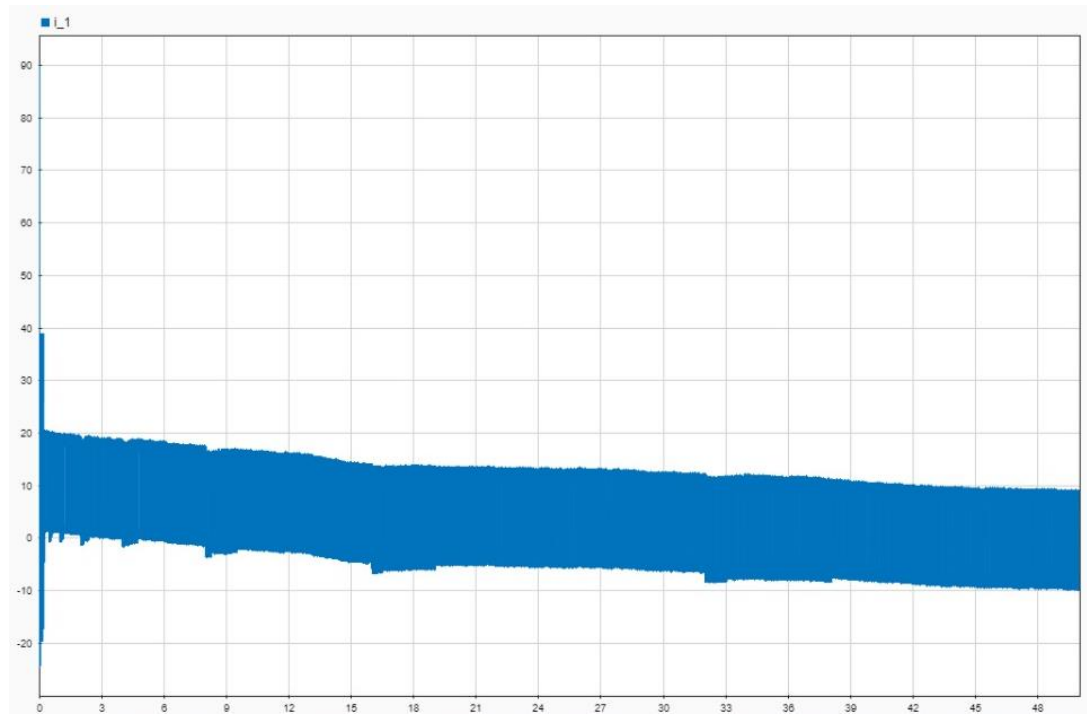


Figura 33. Corriente de la inductancia en el puerto 1. Ampliada.

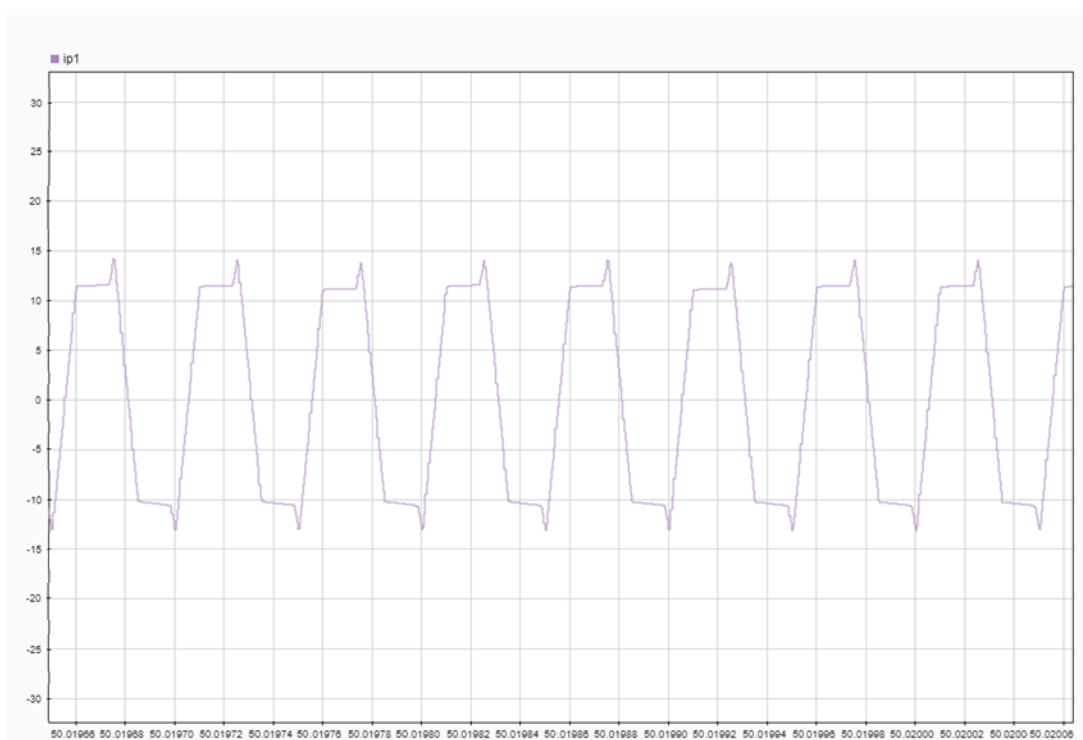


Figura 34. Corriente de la inductancia en el puerto 3 (paneles fotovoltaicos)

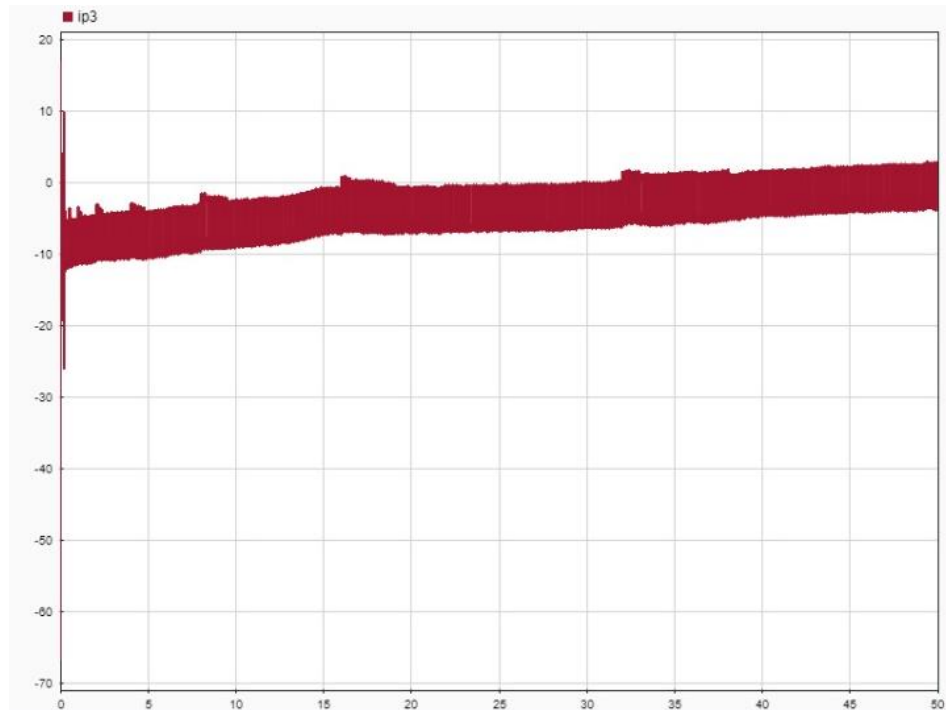


Figura 35. Corriente de la inductancia en el puerto 3. Ampliada.

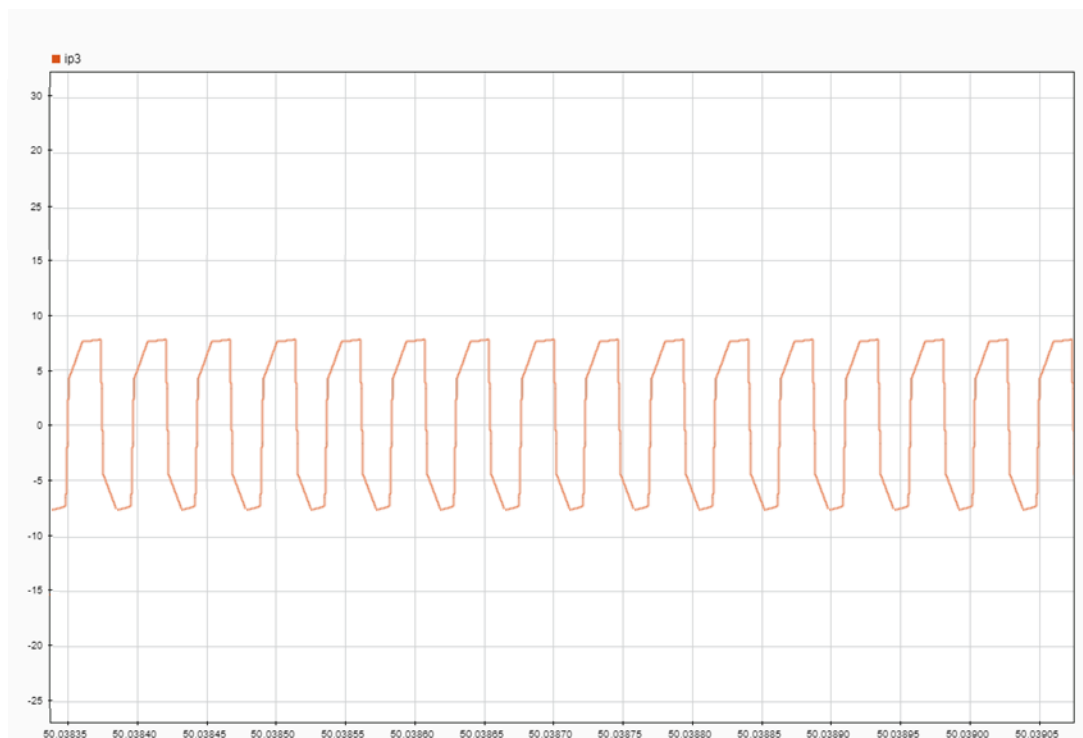


Figura 36. Corriente de la inductancia en el puerto 2 (la carga).

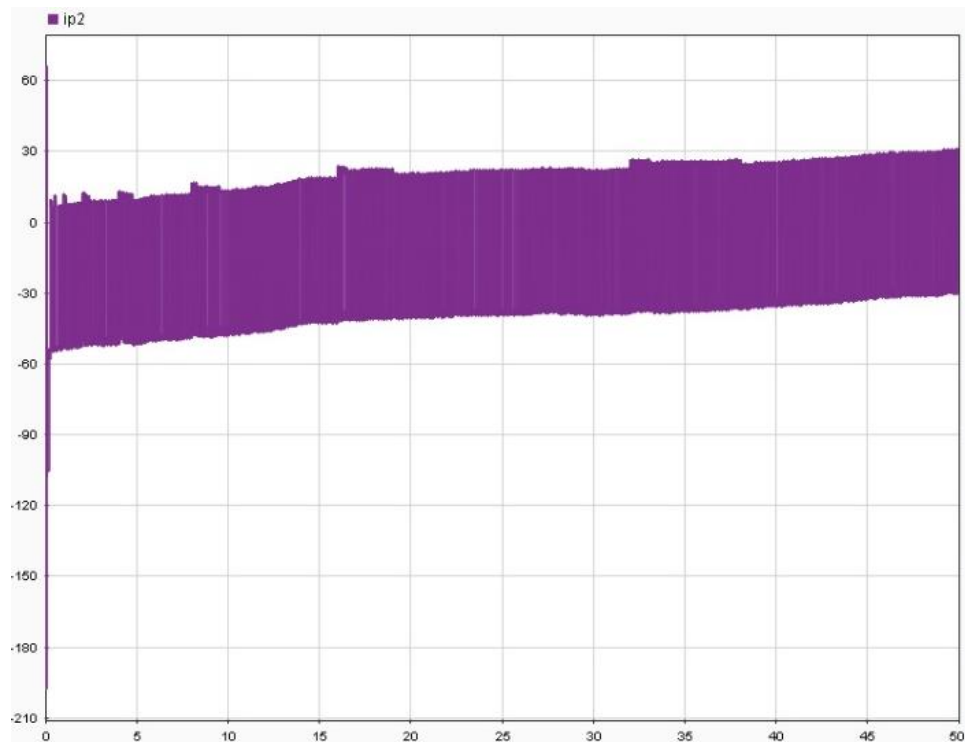
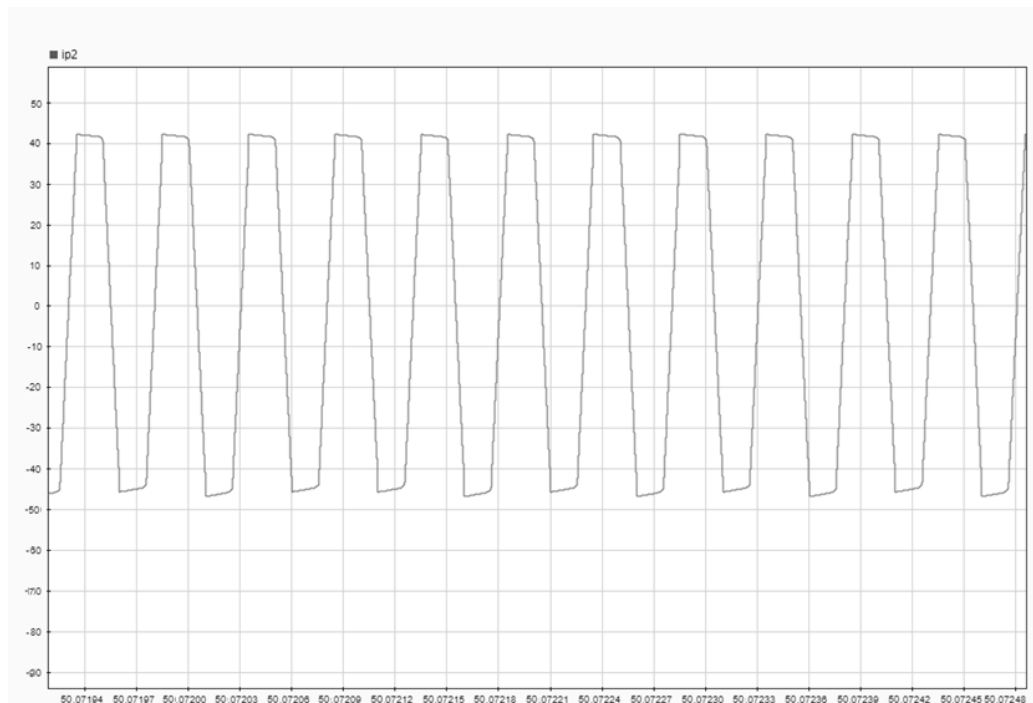


Figura 37. Corriente de la inductancia en el puerto 2. Ampliada.



- **Resultados en corriente ante el cambio de irradiancia.**

Los rangos de operación de tensión y corriente del complejo de paneles fotovoltaicos se pueden lograr variando la resistencia de la carga en el circuito eléctrico y también variando el valor de cortocircuito o intensidad de los módulos que es directamente proporcional a la irradiancia, tal como se muestra en la Figura C1. en la que se ve que disminuye a medida que se reduce la irradiancia. Por otro lado la tensión de circuito abierto varía poco con la irradiancia. Dado esto, en la simulación se partió tomando como condición inicial la irradiancia en un valor de $1000 \text{ [W/m}^2\text{]}$ que garantiza la potencia máxima entregada, y se disminuyó tiempo después (0,10 [s]) a un valor de $750 \text{ [W/m}^2\text{]}$. Los demás parámetros tales como temperatura y masa del aire se tomaron en condiciones estándar de medida (CEM) O *Standard Test Conditions* (STC).

Figura 38. Corriente de la inductancia en el puerto 1, ampliada ante el cambio de irradiancia.

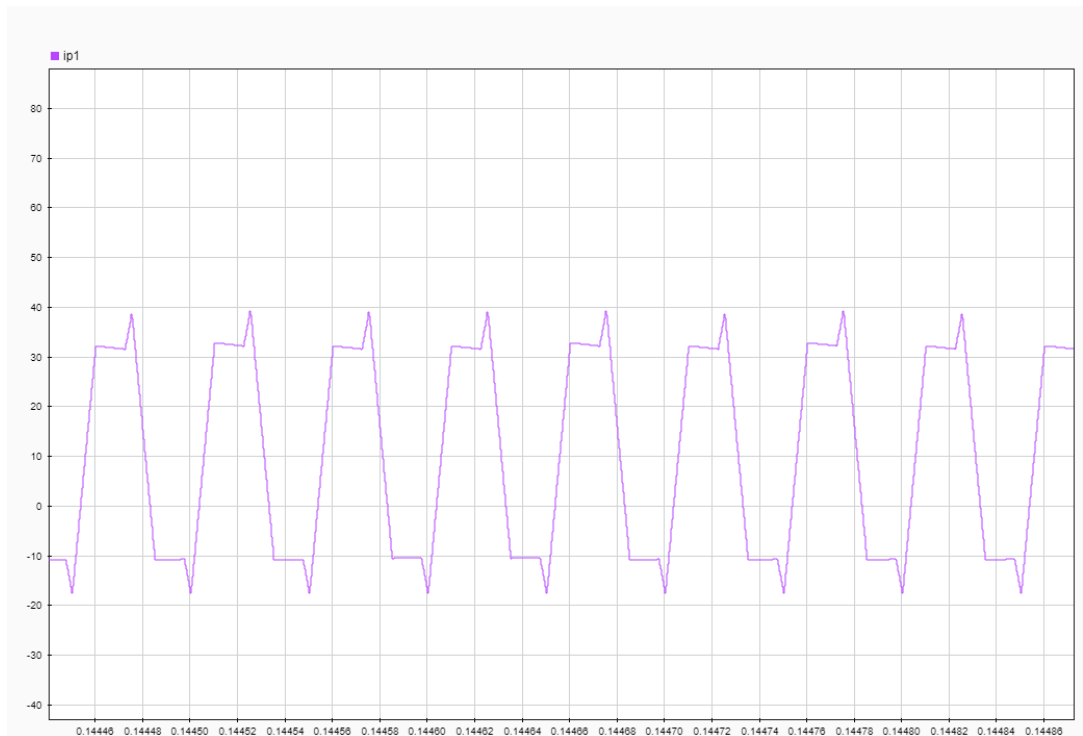
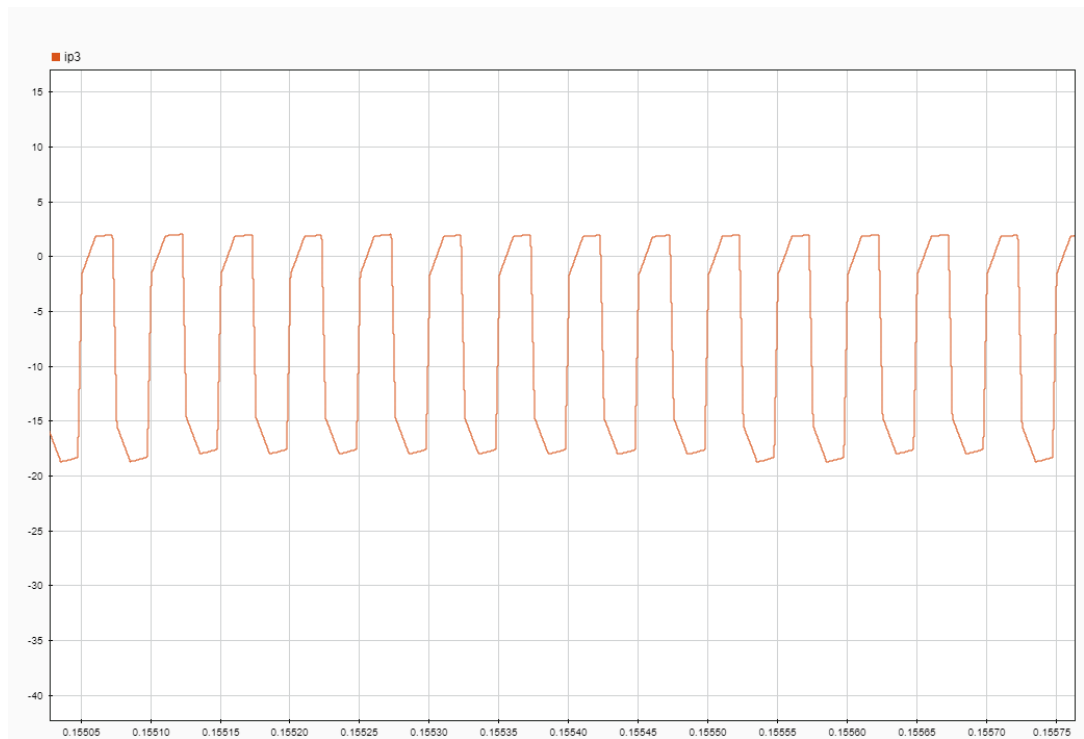


Figura 39. Corriente de la inductancia en el puerto 3, ampliada ante el cambio de irradiancia.



Se puede observar como la corriente en el puerto 3 con el cambio de irradiancia presentado en la Figura 39. disminuye con respecto a la corriente en el mismo puerto de manera nominal mostrado en la Figura 35., comportamiento esperado y justificado por lo dicho anteriormente de la relación directa entre la intensidad de los paneles y la irradiancia. Mientras que la corriente en el puerto 1 se mantiene en sus rangos de valores de manera nominal ante el cambio de irradiancia ya que no incide directamente en este puerto.

- **Resultados en corriente ante el cambio de carga.**

Al aumentar la carga resistiva en la salida del puerto 2 al doble, se aumenta la potencia de salida del sistema para poder suplir esta necesidad. El valor de la carga viene dado por

$$R = \frac{V_{DC2}^2}{P_2} = \frac{380^2}{18518} = 7,7978 [\Omega] \quad (19)$$

Y,

$$2R = 15,5956 [\Omega] \quad (20)$$

Luego, se puede observar en la Figura 45. como la potencia aumenta al momento del cambio de la carga y en la Figura 42. la corriente de este mismo puerto aumenta para poder entregar la potencia requerida por la carga ya que la tensión en el puerto se mantiene constante debido al control. Por el contrario en la Figura 40., corriente del puerto 1, se observa como la corriente disminuye con respecto a su comportamiento dado en condiciones nominales (Figura 33.) y en el puerto 3 la corriente no se ve perturbada de manera significativa como se ve en la Figura 41. comparada con la Figura 35.

Figura 40. Corriente de la inductancia en el puerto 1, ampliada ante el cambio de carga.

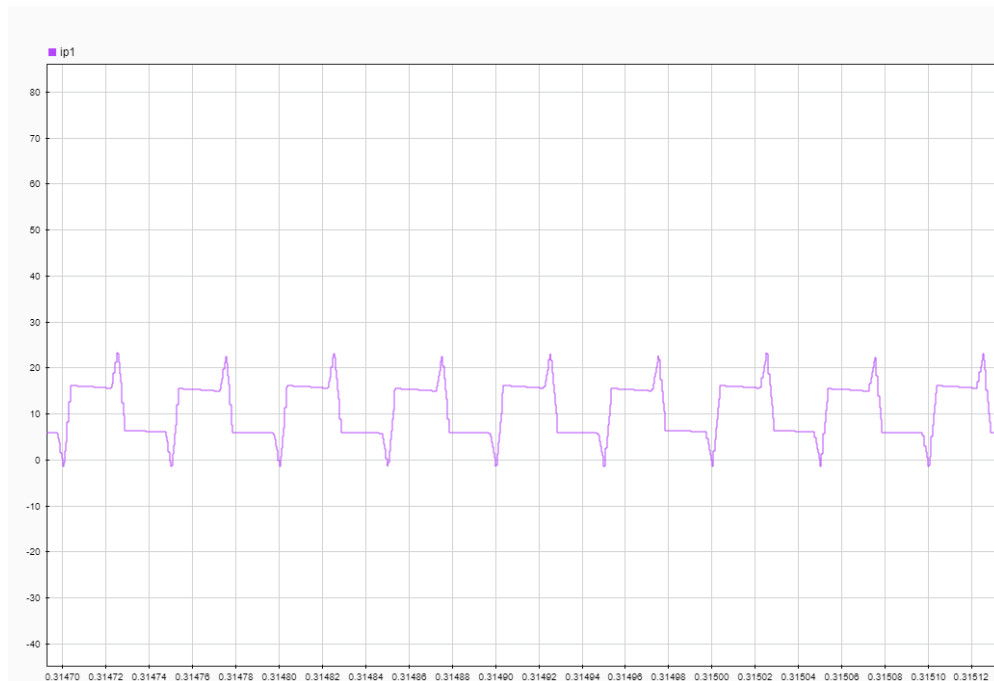


Figura 41. Corriente de la inductancia en el puerto 3, ampliada ante el cambio de carga.

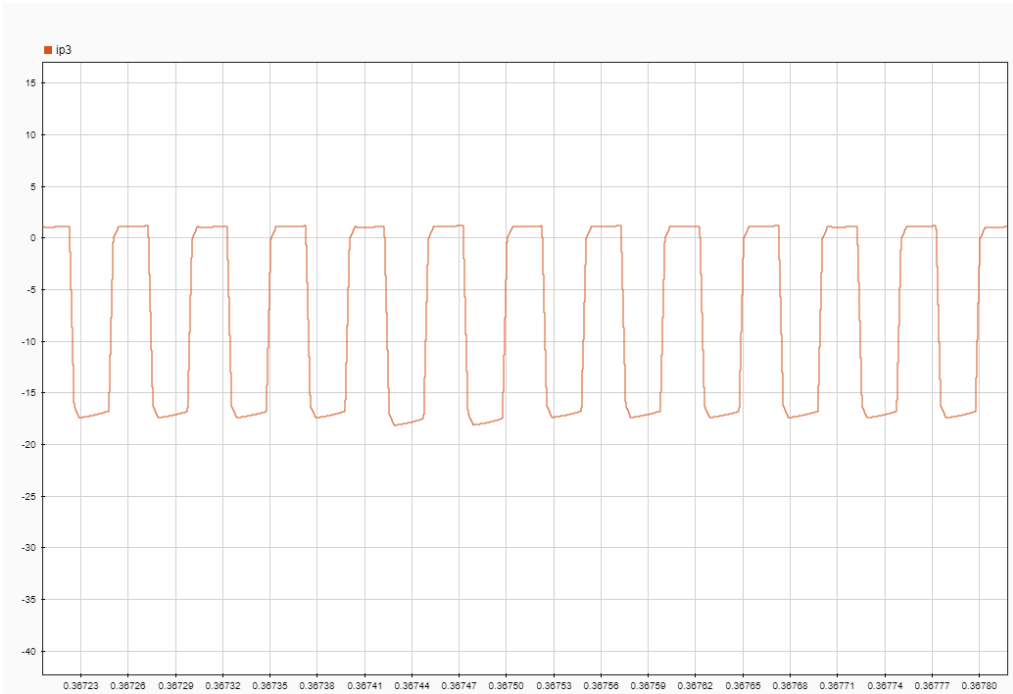
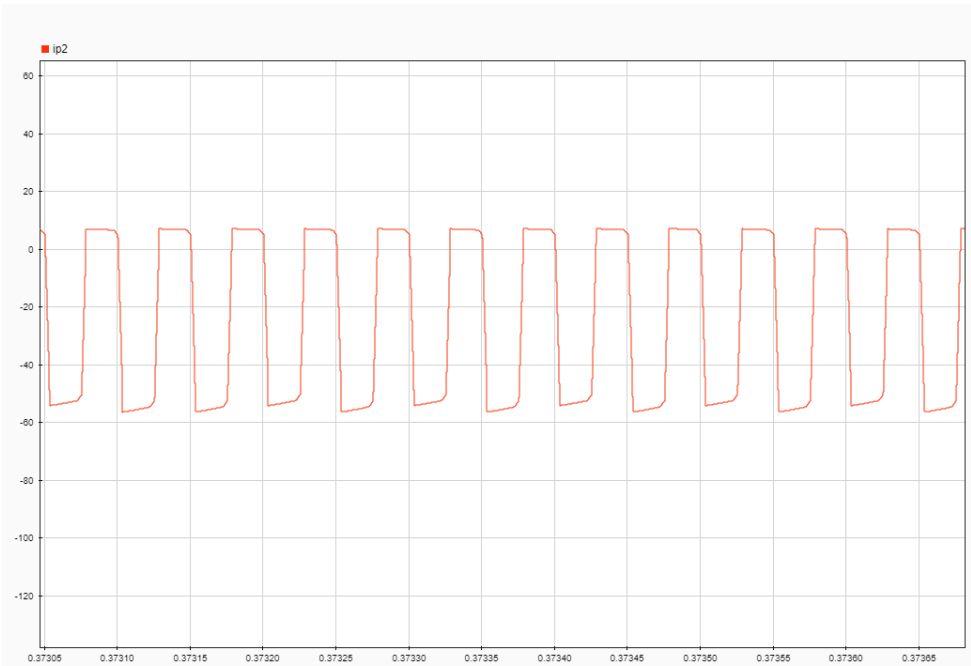


Figura 42. Corriente de la inductancia en el puerto 2, ampliada ante el cambio de carga.



3.2.3. Resultados en potencia. Otro aspecto importante a graficar era la potencia de salida en cada uno de los puertos. Obteniendo así tres gráficas de potencia que presentan la variación en su comportamiento con respecto a las perturbaciones de la variación de carga e irradiancia (en el caso del puerto 3). En el puerto 1 se puede observar como la potencia llega a su valor nominal partiendo de cero y ante la variación de la carga disminuye como lo muestra la Figura 43. Comportamiento parecido se registra en el puerto 2 y que se evidencia en la Figura 45. donde la potencia disminuye al tiempo que varía la carga, debido a que la tensión permanece constante. En el puerto 3 se puede ver como la potencia no se modifica ante la perturbación de irradiancia mostrado en la Figura 44., y que además disminuye con el cambio de carga; pudiéndose así evidenciar cómo se complementan las potencias entre los puertos para suplir la demanda que se presenta en el puerto 2. Este cambio de carga se hizo con el fin de disminuir la potencia a la mitad, y así, probar la robustez del sistema de control del TAB dejando la tensión constante la salida. Esto se hizo, aumentando la resistencia al doble, siguiendo que:

$$P = \frac{V^2}{R}$$

Figura 43. Potencia de salida del puerto 1 (la red)

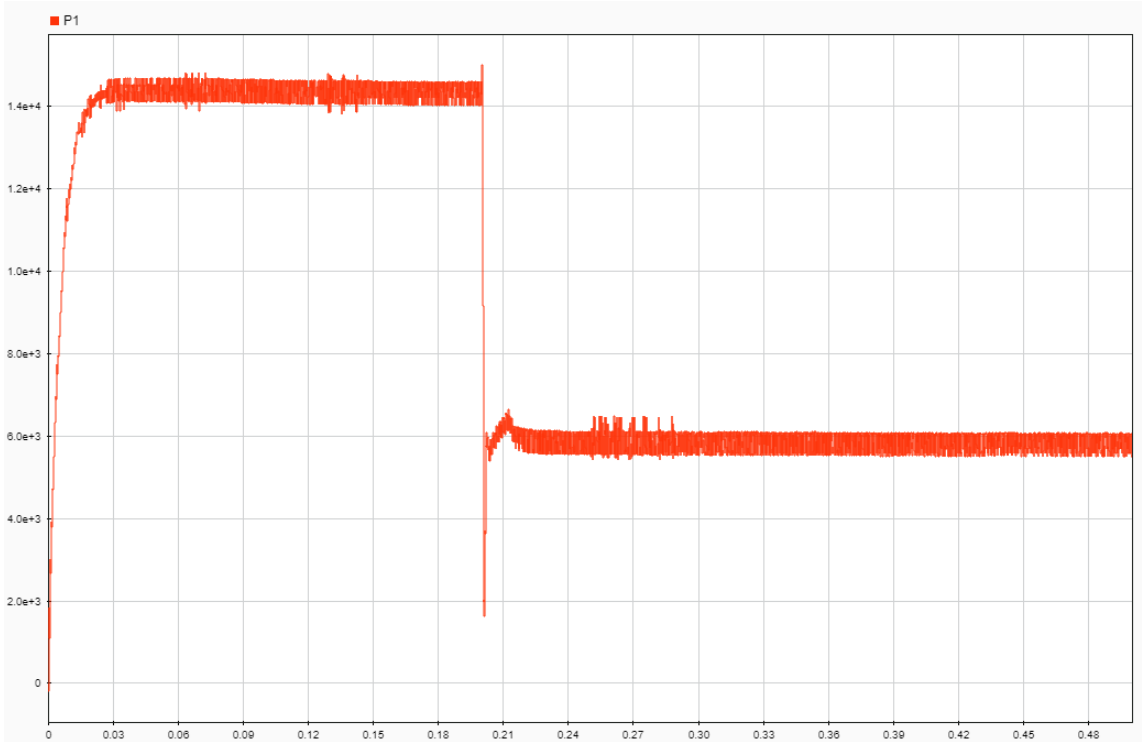


Figura 44. Potencia de salida del puerto 3 (paneles fotovoltaicos).

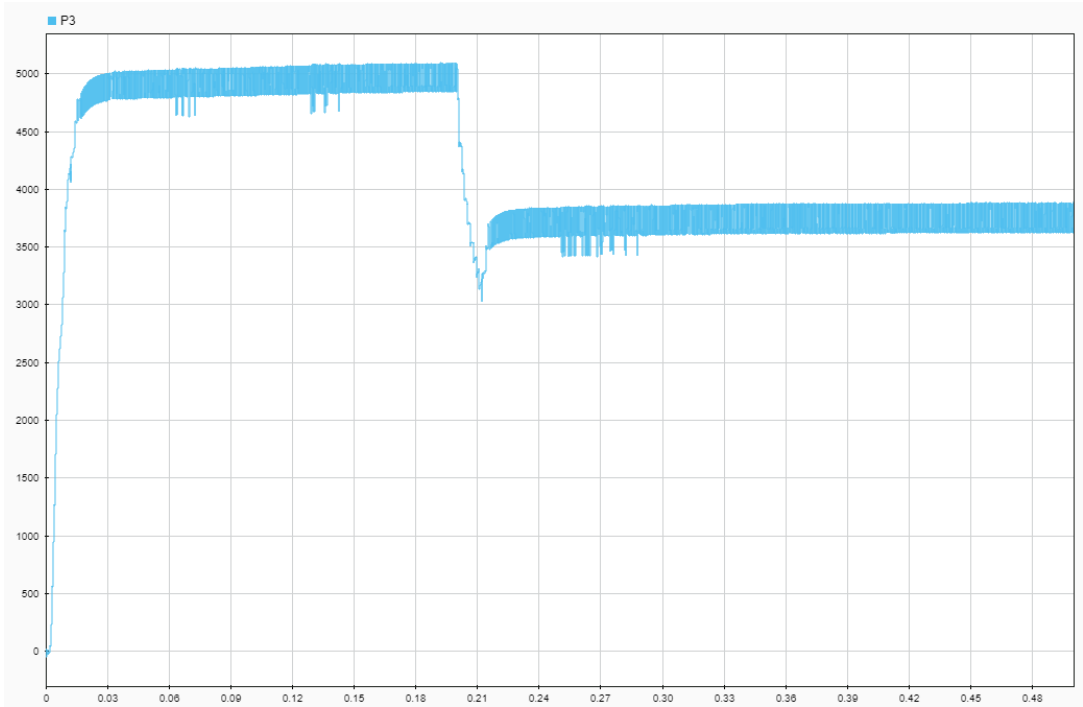


Figura 45. Potencia de salida del puerto 2 (la carga).

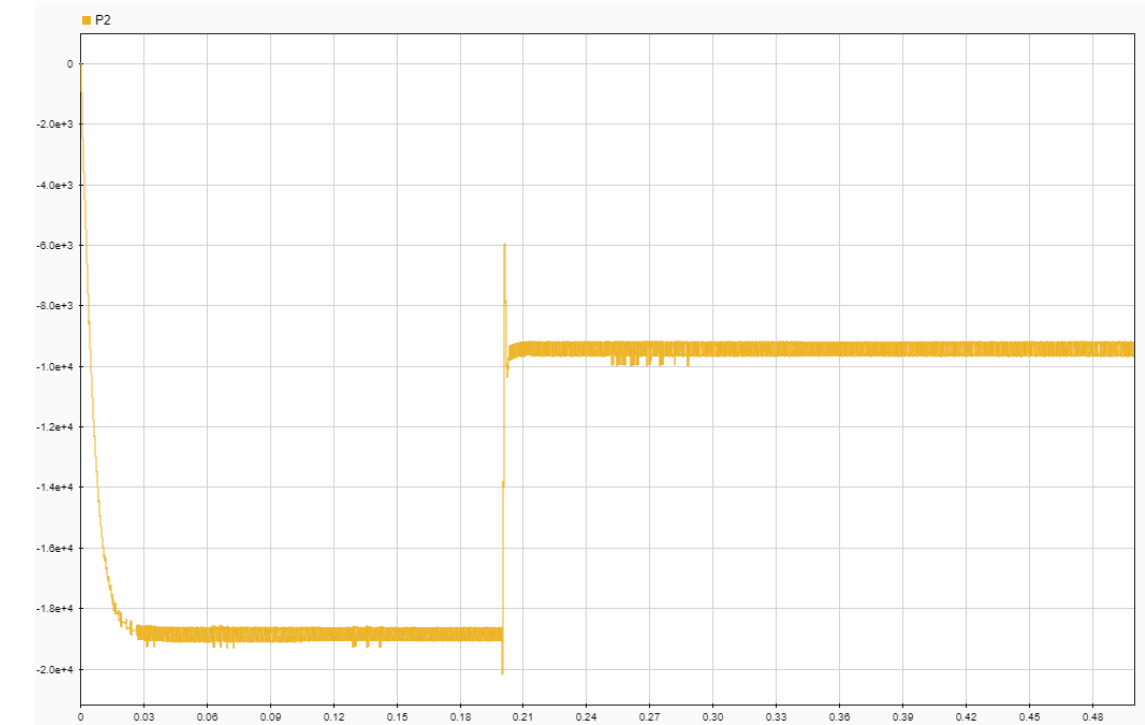
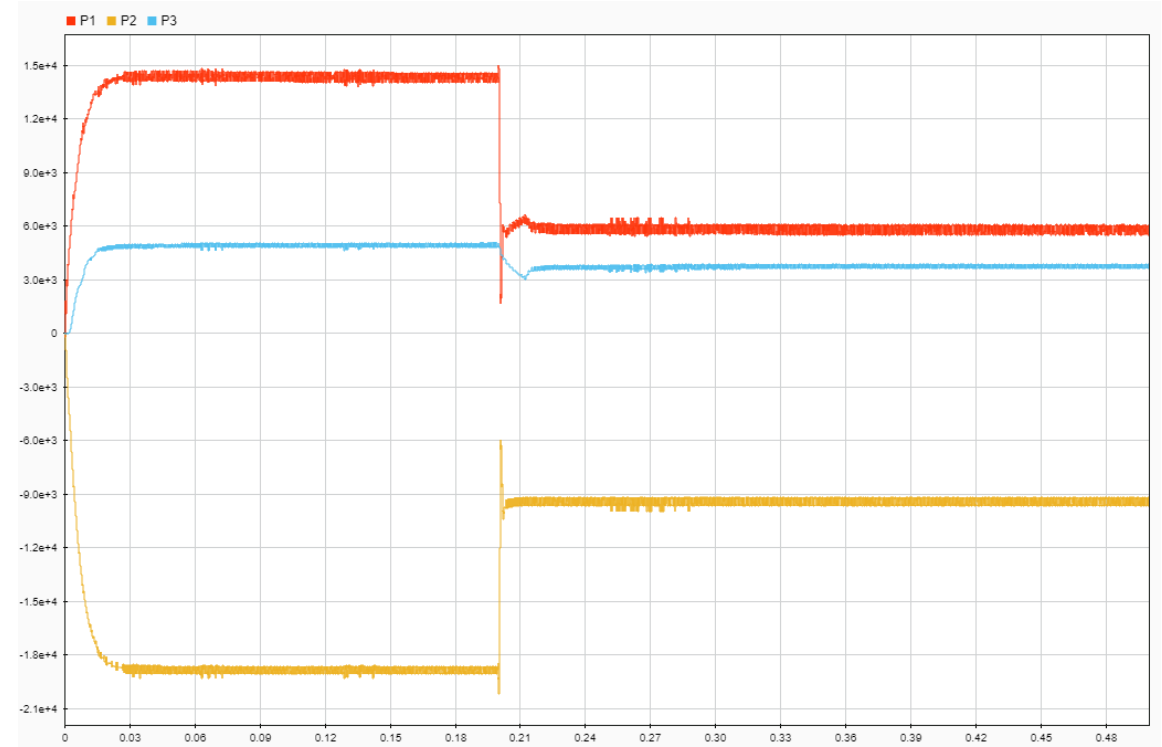


Figura 46. Potencia de salida de los tres puertos.



3.2.4. Ángulos de control. Se graficaron los ángulos de control φ_2 y φ_{32} , observando el comportamiento de los mismos para suplir la necesidad de entregar la potencia y la tensión nominales ante las perturbaciones. Se puede ver en las Figuras 47 y 48 como cambian los valores de estos ángulos ante cada situación. En la Figura 47. que grafica las variaciones del ángulo de desfase φ_2 , o sea entre los puertos 1 y 2 se observa como ante el cambio de irradiancia se mantiene estable y ya con el cambio de carga disminuye debido a que lo afecta directamente. En la Figura 48. que muestra en ángulo entre los puertos 3 y 2, se observa que el desfase no se afecta ante cambio de irradiancia y en el tiempo del cambio de carga aumenta para hacer el control respectivo de la potencia.

Figura 47. Comportamiento del ángulo φ_2 .

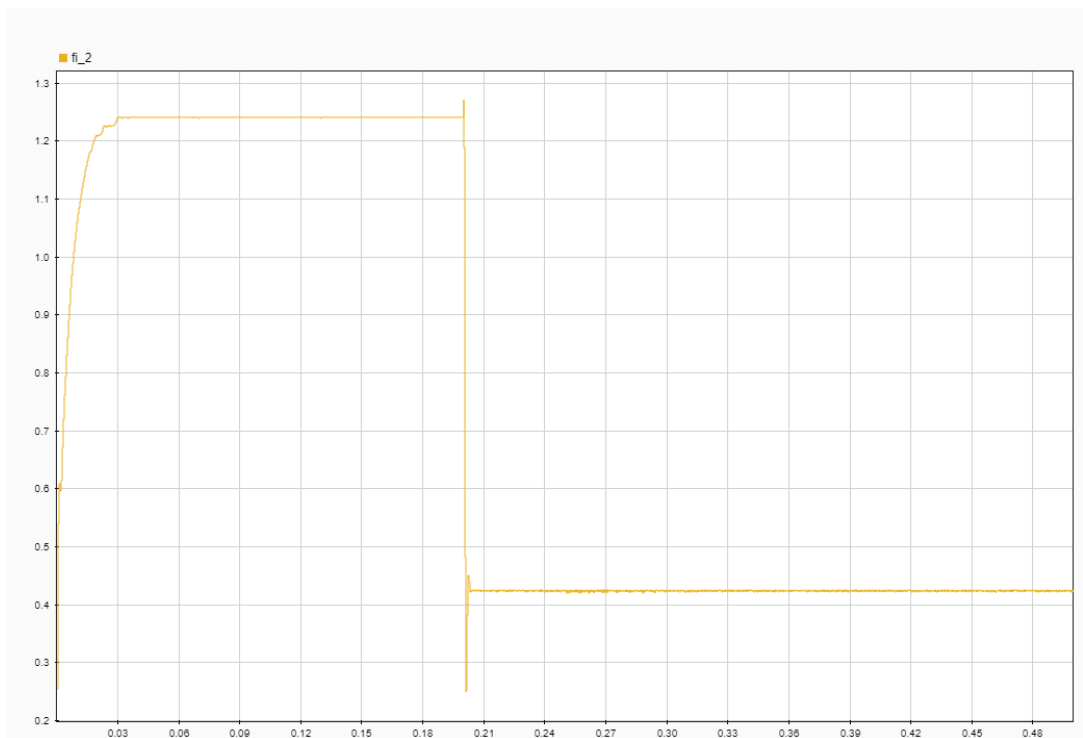
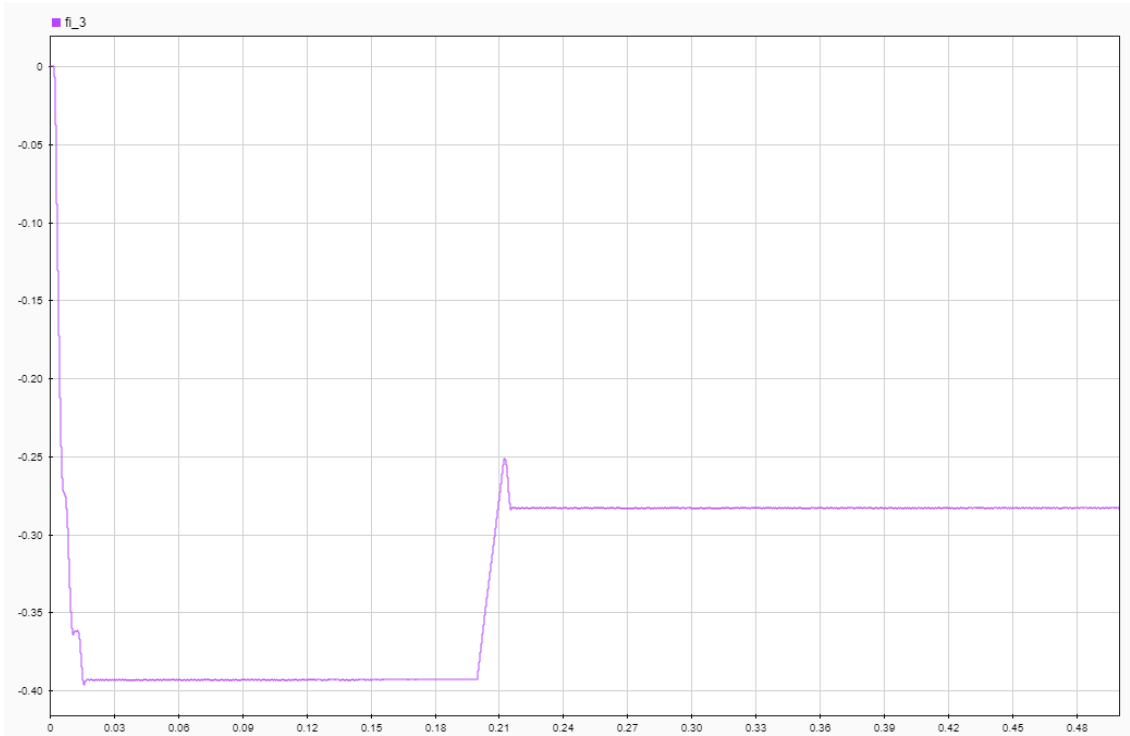


Figura 48. Comportamiento del ángulo φ_{32} .



4. CONCLUSIONES

Se construyó el modelo del convertidor y se verificó mediante las simulaciones en el software MATLAB R2018b, que los parámetros dados por la simulación en lazo abierto entregaban la potencia y tensión nominal establecidos dentro de los objetivos de este trabajo. También se logra verificar que el TAB funciona como un integrador del sistema de paneles fotovoltaicos, una fuente de energía y una carga, y se pudo evidenciar como mantuvo el valor de tensión y de potencia en el puerto de salida sin importar los cambios de irradiancia y carga efectuados en la simulación del circuito gracias a la robustez del sistema de control, pues siempre se realizó una compensación entre los puertos 1 y 3 (red y generación fotovoltaica), siendo el primero el que brinda mayor confiabilidad y estabilidad al sistema.

Se corroboró mediante los resultados de la simulación, que el flujo de potencia depende directamente de las inductancias de fuga del TAB y del valor de los ángulos de desfase de las ondas cuadradas de tensión entre los puertos, por esto, se hizo necesario implementar la estrategia de modulación (SPS) la cual funcionó y respondió correctamente de acuerdo con los requerimientos del sistema ante los cambios que se realizaron de carga e irradiancia.

Del trabajo y análisis realizado en el puerto del complejo fotovoltaico se puede concluir que a pesar de que el filtro pi sea una buena alternativa para filtrar el ruido no deseado de la señal de tensión de salida del puerto, el MPPT sin duda alguna complementa mejor la señal, no sólo haciendo lo que ya hacía el filtro pi, sino proporcionando una señal poco susceptible a los cambios presentados, permitiendo así, obtener una señal de tensión más estable, además de maximizar el valor de potencia a la salida del complejo.

Se concluye que a pesar de analizar únicamente los flujos de potencia entre los puertos 1-2 y 2-3, se ve influenciada la corriente del puerto 1 de manera mínima por el flujo del puerto 3-1 debido al desfase indirecto entre los ángulos. Además de eso, se deben establecer unas relaciones adecuadas entre las tensiones de cada puerto y su respectiva inductancia, para evitar que en las señales de onda de corriente de los inductores, aparezca un nivel de DC.

Las ondas de corriente de las inductancias de fuga conectadas a cada bobinado del transformador de alta frecuencia presentan un nivel de DC debido a su transitorio y el tiempo de duración es proporcional a la frecuencia del convertidor. Se recomienda colocar un tiempo considerable a la simulación para poder estudiar y apreciar todo el comportamiento de la corriente.

Se evidencia una tecnología prometedora para los años siguientes de la ingeniería eléctrica pues el transformador de estado sólido y el convertidor de tres puentes activos permiten unir entradas o salidas en AC y DC enlazando así no solo fuentes de energías renovables sino también tecnologías y cargas de este tipo, lo que hace más llamativa esta investigación. Cabe resaltar que es posible añadir un puerto más para hacer más completo y robusto el sistema al tener generación, carga, y almacenamiento en un mismo sistema, por ejemplo.

BIBLIOGRAFÍA

CALDERÓN BENAVENTE, Carlos Alberto. Análisis, diseño e implementación de un convertidor triple active bridge con conmutación suave en todo el rango de funcionamiento. Universidad Politécnica de Madrid. Febrero 2015.

ESPINOSA CALDERON, Alejandro. Five-O. Transformador Inteligente de Estado Sólido. México: Laboratorio de investigación en control Reconfigurable A.C. 2015. Disponible en: http://licore.org/wp-content/uploads/2015/06/LiCore_2015_FO-TrInES.pdf.

FALCONES Sixifo, AYYANAR Rajapandian y MAO Xiaolin. A DC-DC Multiport-Coverter-Based Solid-State Transformer Integrating Distributed Generation and Storage. IEEE Trans. 2012.

FERREIRA ROJAS Julián Ernesto y COBOS SUÁREZ Maria Alejandra. Simulación de un convertidor DC-DC en topología de puentes activos aplicados a transformadores de estado sólido. Universidad Industrial de Santander. 2018.

F. LIU, X. ZHA, Y. ZHOU, and S. DUAN, "Design and research on parameter of LCL filter in three-phase grid-connected inverter," in 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2009, vol.3.

GONZÁLEZ VALENCIA, Marcela. ALZATE GÓMEZ, Alfonso. Diseño estático de un convertidor DC/DC reductor-elevador bidireccional. Universidad Tecnológica de Pereira. Mayo 2009.

GUACANEME M., Javier A. (2015). Control de puentes activos duales (DABs) en sistemas bidireccionales de alimentación con alta densidad de potencia. España, Universidad Politécnica de Valencia.

HUANG, Jun. WANG, Yue. LI, Zhuoqiang. LEI, Wanjun. Predictive Valley-Peak Current Control of Isolated Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter. Xi'an Jiaotong University. Xi'an, China. IEEE 2015.

JIANG, Ling. COSTINETT, Daniel. A triple Active Bridge DC-DC Converter Capable of Achieving Full-Range ZVS. University of Tennessee at Knoxville, USA. IEEE 2016.

KEVIN, Bullis. A Way to Make the Smart Grid Smarter. MIT Technology Review 2010.

KRISHNASWAMI, Hariharan. MOHAN, Ned. Three-Port Series-Resonant DC-DC Converter to Interface Renewable Energy Sources With Bidirectional Load and Energy Storage Ports. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 21 No. 10, October 2009.

L. DUARTE Jorge, HENDRIX Marcel y GODOY S. Marcelo. Three-Port Bidirectional Converter for Hybrid Fuel Cell System. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 22, No.2, Marzo 2007.

M. DOS SANTOS, Walbermark, C. MARCON, Ricardo, e CRUZ MARTINS Denizar. Utilização do conversor TAB alimentado em tensão como acoplador de fontes de energia. Universidade Federal de Santa Catarina.

ORTIZ V., Paula A. Metodologías de Diseño Conjunto de Controladores y Algoritmos MPPT para Sistemas Fotovoltaicos. pp - 28. 2017.

PORTABELLA CILVETI, Ixtebe, Proceso de Creación de una Planta Solar Fotovoltaica Conectada a Red. Universidad Politécnica de Catalunya.

RASHID, Muhammad H. Electronica de potencia. Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones (Segunda Ed).1993. México: Prentice Hall Inc. ISBN 0-13- 6788996-X. pp. 303.

R. T. Naayagi, A. J. Forsyth y R. Shuttleworth, Performance analysis of DAB DC-DC converter under zero voltage switching, Electrical Energy Systems (ICEES), pp. 56,61, enero 2011.

RUIZ C., Luis J., BERISTAIN J., José A., SOSA T., Ian M. y HERNÁNDEZ L., Jesús H. Estudio del Algoritmo de Seguimiento de Punto de Máxima Potencia Perturbar y Observar. RIEEE&C. Vol.8. No.1, 2010.

SANABRIA CALDERÓN, Karol Francisco. Control de un Transformador de Estado Sólido de Tres Etapas Considerando la Integración de Generación Distribuida. Universidad Industrial de Santander.

SHE, Xu y HUANG Alex. Solid State Transformer in the Future Smart Electrical System. North Carolina State University. Raleigh, N.C., 2013.

SHRI, Aniel. A Solid-State Transformer for Interconnection between the Medium- and the Low-Voltage Grid. Netherlands, Delft University of Technology.

TAO, Haimin, KOTSOPOULOS, Andrew, DUARTE, Jorge, M.A.M. Hendrix. Triple-Half-Bridge Bidirectional Converter Controlled by Phase Shift and PWM. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 23.

TORRES P., Carlos Andrés. RESTREPO P., Carlos. ALZATE G., Alfonso. Consideraciones de diseño estático y dinámico para convertidores CC-CC. Universidad Tecnológica de Pereira. Agosto de 2009.

VARGAS MORALES, Irving Eduardo. PÉREZ VENZOR, Jorge Arturo. COTA RUIZ, Juan de Dios. CASTELLANOS GARCÍA, Manuel Iván. NUÑEZ ORTEGA, Oscar. ROMERO GONZÁLEZ, Jaime. GONZÁLES SAUCEDO, Adriana Cecilia. Control de un convertidor CD-CD tipo buck por medio del microcontrolador ATMEGA328. Universidad Autónoma de Ciudad Juárez.

ZHAO, Chuanhong, ROUND, Simon y W. KOLAR, Johann. Buck and Boost Start-up Operation of a Three-Port Power Supply for Hybrid Vehicle Applications. Federal Institute of Technology (ETH). Zurich Power Electronics Systems Laboratory Physikstrasse.

ZHAO, Chuanhong. W. KOLAR, Johann. A Novel Three-Phase Three-Port UPS Employing a Single High-Frequency Isolation Transformer. ETH Zurich, Power Electronics Systems Laboratory. Alemania, 2004.

ANEXOS

Anexo A: Parámetros del modelo de fuente DC

Partiendo de la tensión AC de entrada en la etapa 1, especificada por la norma para el cálculo y diseño de sistemas de distribución dado por la Electrificadora de Santander S.A. E.S.P²²., se calcula la tensión DC de entrada al puerto. Esta tensión DC está restringida por dos valores tal como lo muestra la Figura A1. y se desarrolla en forma numérica más adelante.

1. El límite inferior, que se establece mediante la ondulación de tensión DC, y que esta ondulación se limita al 10%. La tensión de AC máxima en cada puente H no debe superar el 95% de la tensión DC para evitar la superposición de la ondulación entre la tensión DC y la AC.
2. El límite superior se establece mediante la clasificación de tensión de los disparos del IGBT, esto quiere decir que el voltaje DC no puede ser mayor que el valor de tensión nominal del IGBT. En la práctica, se tiene en cuenta un margen de seguridad del 20%, lo que limita el valor superior de la tensión DC al 80% de la tensión nominal IGBT.

²² ESSA, Norma Para el Cálculo y Diseño de Sistemas de Distribución. ESSA, 2004

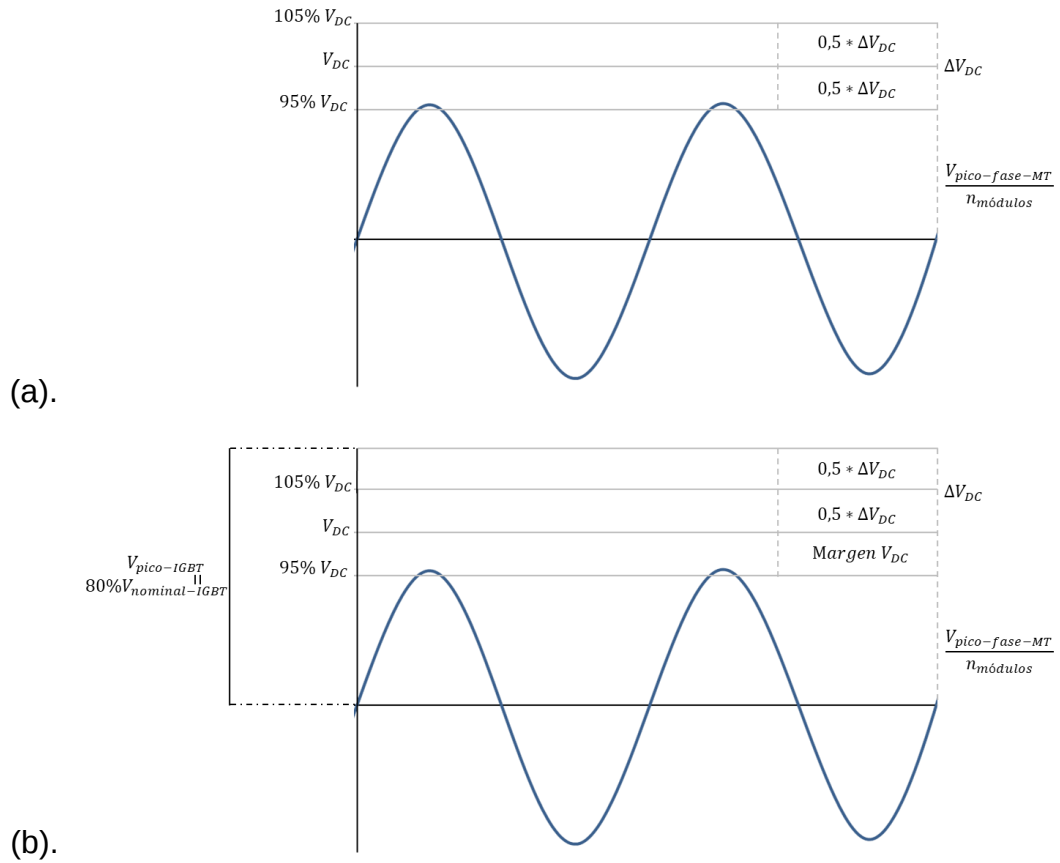


Figura A1. Límites de la tensión DC. (a) Límite inferior (b). Límite superior.

Como se estableció anteriormente, la tensión máxima DC está limitada por la tensión nominal del IGBT y se puede calcular utilizando la ecuación (A1), que se indica en ²³:

$$V_{DC-max} = \frac{80}{105} \% * V_{nominal-IGBT} \quad (A1)$$

El valor pico de la tensión de fase ($V_{fase-MT}$) y el número de módulos (Nm) limitan el voltaje mínimo DC. Este voltaje puede ser calculado usando la ecuación (A2):

²³ FALCONES Sixifo, AYYANAR Rajapandian y MAO Xiaolin. A DC-DC Multiport-Coverter-Based Solid-State Transformer Integrating Distributed Generation and Storage. IEEE Trans. 2012. pp.2

$$V_{DC-min} = \frac{100}{95} \% * \frac{\sqrt{2} * V_{fase-MT}}{Nm} \quad (A2)$$

Cálculo de los parámetros

Para estimar estos parámetros, se considera que a la entrada de la etapa 1 del SST se conecta una fuente trifásica de media tensión de 13200 voltios de línea con frecuencia de 60 [Hz] y se parte de lo descrito anteriormente, que establece dos límites de la tensión DC que sale de la etapa 2 así:

El valor pico de la tensión de fase ($V_{fase-MT}$) y el número de módulos (Nm) limitan el voltaje mínimo DC. Este voltaje puede ser calculado usando la ecuación (A2):

$$V_{DC-min} = \frac{100}{95} \% * \frac{\sqrt{2} * V_{fase-MT}}{Nm} = \frac{100}{95} \% * \frac{\sqrt{2} * \frac{13200}{\sqrt{3}}}{9} \quad (A3)$$

$$V_{DC-min} = 1260,56 [V]$$

La tensión máxima DC está limitada por la tensión nominal del IGBT establecida por los valores comerciales. Teniendo el valor de tensión mínimo hallado en A3, se selecciona el IGBT con tensión de 1700 [V] para cumplir los rangos establecidos en la ecuación (A1).

$$V_{DC-max} = \frac{80}{105} \% * V_{nominal-IGBT} = \frac{80}{105} \% * 1700 \quad (A4)$$

$$V_{DC-max} = 1295,24 [V]$$

De esta manera se establece el rango de funcionamiento de la tensión DC en la entrada de la etapa 2, y siguiendo las recomendaciones dadas en [4], se establece la tensión en un valor de 1280 [V] despreciando el rizado.

Anexo B: Parámetros del modelo de la carga

Para reflejar la tensión de salida en la etapa 2 (lado AC), en la entrada de la misma etapa (lado DC), se parte de la relación fundamental y la caída de tensión del convertidor. Esta caída de tensión debe ser inferior al 10% de la tensión de la red²⁴, y además se reserva un margen del 5% por debajo de la tensión DC para la ondulación del condensador de la misma. Teniendo en cuenta lo anterior, el voltaje mínimo en DC se muestra en (B2) tal como se menciona en ²⁵.

$$95\% * V_{DC-min} = \sqrt{2} * 110\% * V_{fase-BT} \quad (B1)$$

$$V_{DC-min} = \sqrt{2} * \frac{1.1}{0.95} * V_{fase-BT} \quad (B2)$$

Para establecer el valor equivalente de la resistencia en la entrada de esta etapa, se desarrolla la ecuación de potencia sabiendo que esta no varía entre la salida de la segunda etapa y la carga, de la siguiente forma:

$$P_{AC} = P_{DC} \quad (B3)$$

$$\frac{V_{AC}^2}{R_{AC}} = \frac{V_{DC}^2}{R_{DC}} \quad (B4)$$

$$R_{DC} = \frac{V_{DC}^2 * R_{AC}}{V_{AC}^2} \quad (B5)$$

²⁴]. L. DUARTE Jorge, HENDRIX Marcel y GODOY S. Marcelo. Three-Port Bidirectional Converter for Hybrid Fuel Cell System. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 22, No.2, Marzo 2007

²⁵ FALCONES Sixifo, AYYANAR Rajapandian y MAO Xiaolin. A DC-DC Multiport-Coverter-Based Solid-State Transformer Integrating Distributed Generation and Storage. IEEE Trans. 2012. pp.2

Las anteriores expresiones algebraicas se desarrollan de manera numérica a continuación:

Cálculo de los parámetros

Partiendo de uno de los supuestos de este proyecto de conectar una carga a tensión de 220/127 [V], y teniendo como base lo mencionado en²⁶, se toma la ecuación (B2) para hallar el valor de tensión DC mínimo de entrada de salida en la etapa 2, así:

$$V_{DC-min} = \sqrt{2} * \frac{1.1}{0.95} * V_{fase-BT} = \sqrt{2} * \frac{1.1}{0.95} * 220$$

(B6)

$$V_{DC-min} = 360,25 [V]$$

Siguiendo las recomendaciones dadas en [4], se establece la tensión en un valor de 380 [V] tomando un margen de operación del 5%, y se determina el valor de la resistencia en el lado DC teniendo como condición establecida que la potencia de salida de la etapa 3 sea la misma que a la salida de la etapa 2, dada por las ecuaciones (B4) y (B5).

$$R_{DC} = \frac{V_{DC}^2 * R_{AC}}{V_{AC}^2} = \frac{380^2 * 2,614}{220^2}$$

(B7)

$$R_{DC} = 7,7978 [\Omega]$$

²⁶ FALCONES Sixifo, AYYANAR Rajapandian y MAO Xiaolin. A DC-DC Multiport-Coverter-Based Solid-State Transformer Integrating Distributed Generation and Storage. IEEE Trans. 2012. pp.2.

Anexo C: Parámetros del modelo de fuente fotovoltaica

Introducción

El comportamiento de cualquier panel fotovoltaico trabajando a condiciones STC (*Standard Test Condition*) es decir, irradiancia de 1000W/m^2 , luz AM de 1,5 y temperatura de 25°C puede ser estimado a través de dos curvas características que son la curva de Corriente-Voltaje (I-V) y la curva de Potencia-Tensión (P-V). La curva I-V se construye con el valor de corriente de cortocircuito (corriente máxima) y el valor de tensión de circuito abierto (tensión máxima).

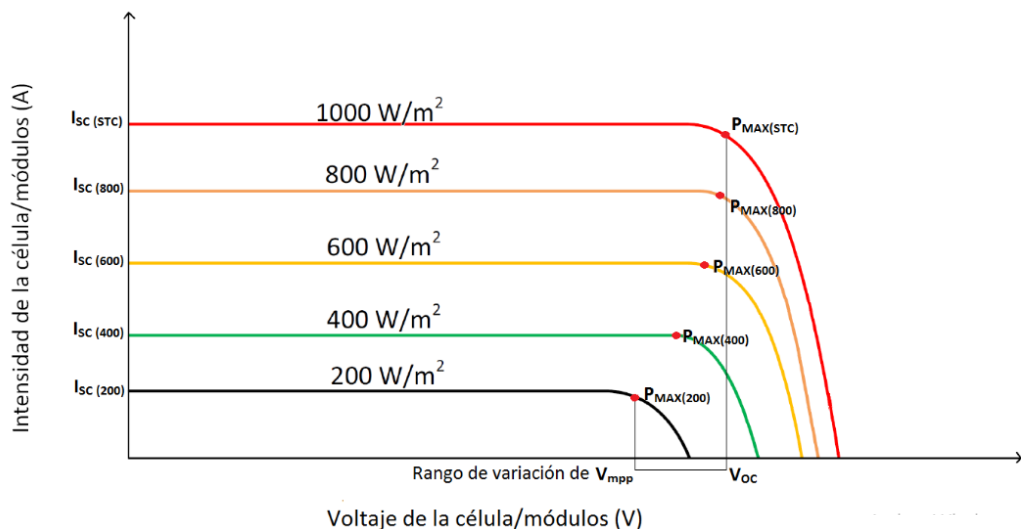


Figura C1. Curvas I-V ante la variación de irradiancia. Temperatura constante (25°)

Fuente: Adaptado de INGEMECAÍNICA. Instalación solar fotovoltaica para vivienda.

Disponible en: <https://ingemecanica.com/tutorialsemanal/tutorialn192.html>

La tensión y corriente que se genera en un panel solar depende directamente de la iluminación recibida. Como se puede apreciar en la Figura C1., la corriente de

cortocircuito tiene una relación proporcional con la irradiancia, la tensión se ve un poco afectada con su variación pero en la práctica puede tomarse como constante.

Se podría llegar a pensar que a medida que haya más sol, los paneles producirán más potencia, la Figura C2. muestra como a medida que aumenta la temperatura, la tensión de cortocircuito disminuye.

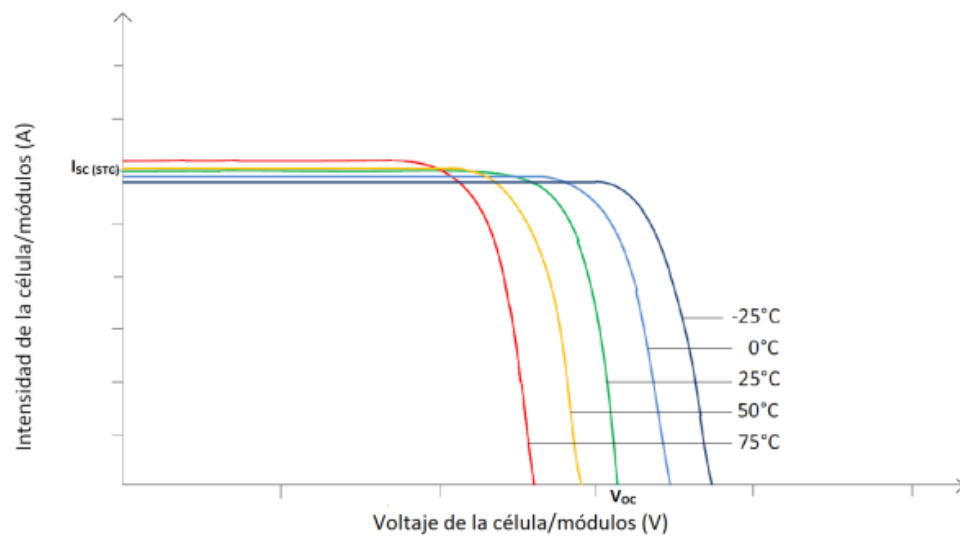


Figura C2. Curva I-V de un panel solar a diferentes temperaturas.

Fuente: Adaptado de INGEMECÁNICA. Instalación solar fotovoltaica para vivienda.
Disponible en: <https://ingemecanica.com/tutorialsemanal/tutorialn192.html>

Con las variaciones de tensión como consecuencia de los cambios de temperatura se afecta directamente la potencia como se muestra en la Figura C3.

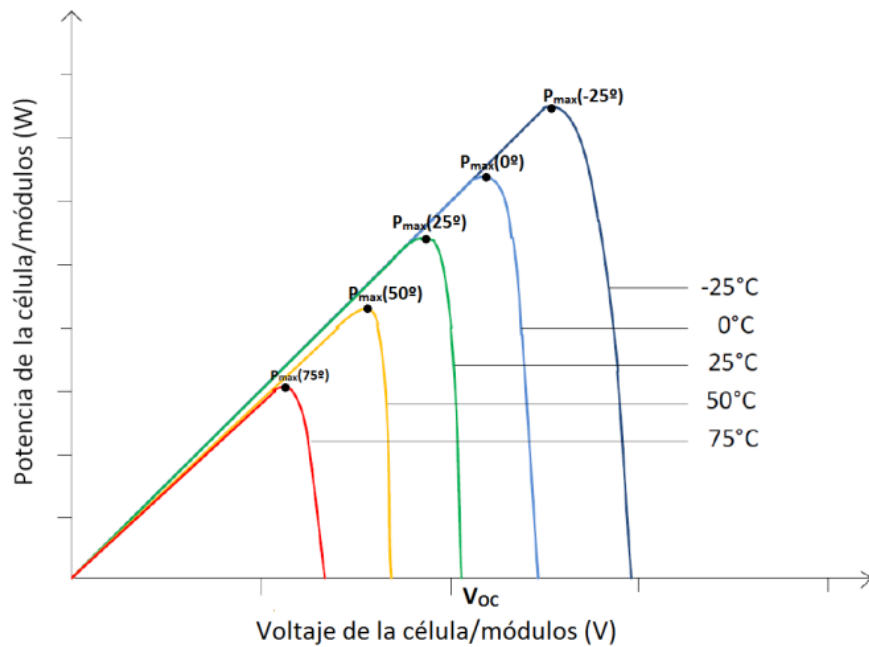


Figura C3. Curva P-V de un panel solar a diferentes temperaturas.

Fuente: Adaptado de INGEMECÁNICA. Instalación solar fotovoltaica para vivienda.

Disponible en: <https://ingemecanica.com/tutorialsemanal/tutorialn192.html>

Una célula solar fotovoltaica puede ser representada por un circuito equivalente como se muestra en la Figura C4. y modelada por las fórmulas (C1) y (C2)²⁷.

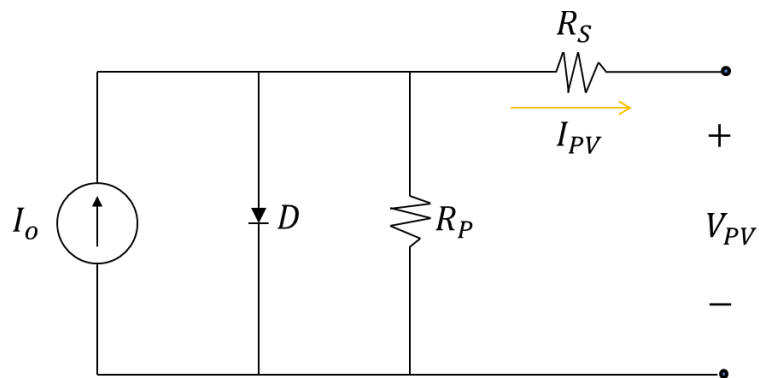


Figura C4. Circuito equivalente de la unión p-n.

²⁷ PORTABELLA CILVETI, Ixtebe, Proceso de Creación de una Planta Solar Fotovoltaica Conectada a Red. Universidad Politécnica de Catalunya. Disponible en: <https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/10756/PFC%20Ixtebe%20Portabella%2020100830.pdf>

$$I = I_{PV} - I_o \left(e^{\frac{V + I R_s}{n_s V_t}} - 1 \right) - \frac{V + I R_s}{R_p} \quad (C1)$$

$$V_t = \frac{n K T}{q} \quad (C2)$$

Tabla C1. Nomenclatura de la célula fotovoltaica.

SÍMBOLO	SIGNIFICADO
I_{PV}	Corriente fotogenerada
I_o	Corriente de saturación inversa
V_t	Voltaje dado por (2)
n_s	Número de celdas conectadas en serie
R_s	Resistencia Serie
R_p	Resistencia paralela
T	Temperatura de celda
K	Corriente Boltzman
q	Carga del electrón
n	Factor de idealidad del diodo

Los valores anteriores son determinados de acuerdo con la irradiancia y la temperatura.

- **Conexión serie- paralelo de células fotovoltaicas.**

La tensión de un arreglo de paneles viene dada por la suma de las tensiones de cada célula, es decir:

$$V_{arreglo} = V_{individual} * N_{paneles} \quad (C3)$$

$$N_{Paneles\ serie} = \frac{V_{arreglo}}{V_{individual}} \quad (C4)$$

Despejando la ecuación anterior, se obtiene el número de paneles que deberán conectarse en serie. Para establecer el número de paneles que serán conectados en paralelo, se debe conocer el valor de la corriente total que circulará por el complejo fotovoltaico, para esto se toma la potencia y la tensión deseada, y se halla la corriente como se muestra en (C5), para después dividir esta corriente entre la corriente de un panel solar con la ecuación (C6).

$$I_{PV} = \frac{P_{PV}}{V_{PV}} \quad (C5)$$

$$N_{\text{paneles-paralelo}} = \frac{I_{PV}}{I_{\text{panel}}} \quad (C6)$$

Una vez obtenidos estos valores se procede a realizar el montaje fotovoltaico con los parámetros establecidos a continuación.

Como se muestra en la Figura 3. cada uno de estos puertos está conectado a un puente H, que dependiendo del funcionamiento del TAB generan tensiones con forma de onda cuadrada AC.

Cálculo de Parámetros

En este proyecto, la tensión del arreglo debe ser aproximadamente 600 [V] (límite máximo permitido para un complejo fotovoltaico) y el tipo de módulo utilizado en la simulación es Znshine PV-Tech ZXM6-72-330-M que tiene una tensión de 38,15 [V]. Se procede a calcular con la ecuación (C4) el número de paneles en serie que se deberán conectar para obtener la tensión deseada:

$$N_{\text{paneles}} = \frac{V_{\text{arreglo}}}{V_{\text{individual}}}$$

$$N_{\text{paneles}} = \frac{600 \text{ [v]}}{38,15 \text{ [v]}} = 15,72 \text{ Paneles} \quad (C7)$$

Con este resultado se decide conectar 15 paneles en serie para evitar que supere la tensión permitida en el arreglo (600 [V]). La corriente del circuito depende del número de paneles conectados en paralelo. Para conocer cuántos paneles se conectan en paralelo en el arreglo del puerto 3, se toma la potencia y la tensión deseada, hallando la corriente como lo muestra (C5).

$$I_{PV} = \frac{P_{PV}}{V_{PV}} = \frac{4629,5 \text{ [w]}}{600 \text{ [v]}} = 7,7158 \text{ [A]} \quad (C8)$$

Comparando la corriente obtenida y la corriente del módulo en su punto de potencia máxima (8,85 [A]), se puede deducir que para el arreglo de paneles solo se debe conectar uno en paralelo para no superar tampoco los valores de corriente, evidenciado en C8.

$$N_{\text{paneles-paralelo}} = \frac{I_{PV}}{I_{\text{panel}}} = \frac{7,7158}{8,85} = 0,87 \text{ [A]} \quad (C9)$$

Anexo D: Estrategias de modulación

D.1 Desplazamiento de fase extendido, EPS (*Extended phase shift control*)

El desplazamiento de fase extendido se basa en la estrategia de desplazamiento de fase simple realizándole una mejora, que consiste en añadir un desfase entre los dispositivos del puente de entrada, permitiendo así que esta estrategia cuente con dos ángulos de desfase; el anteriormente mencionado y el ángulo de desfase entre el puente de entrada y salida. Lo que quiere decir que en lugar de conmutar los dispositivos del puente de entrada al 50% de manera complementaria como en el caso de SPS, se introduce un desfase entre éstos, consiguiendo así un desfase interno del puente de entrada.

Esta estrategia en lugar de obtener una señal cuadrada de dos niveles en los terminales de entrada del transformador, da una señal de tres niveles y con el tercer nivel de valor cero. Durante los intervalos de valor cero la potencia instantánea inversa es nula. Comparado con SPS, el control EPS mejora la eficiencia y expande el rango de conmutación suave ZVS lo que reduce la componente de alterna.

A diferencia de SPS, como ya se mencionó, se cuenta con dos variables de control, el ángulo de desfase entre puentes (ángulo externo) y el interno del puente de entrada. El externo sigue cumpliendo la función de controlar la magnitud y dirección del flujo de potencia, mientras que el interno reduce la potencia reactiva del DAB y extiende el rango de ZVS a cargas menores que no se alcanzaban en la estrategia SPS.

La desventaja de esta estrategia además de la complejidad añadida, se basa en la asimetría, ya que invirtiendo el flujo de potencia debe reconfigurarse el control de los desfases para cumplir con los requerimientos. [1]

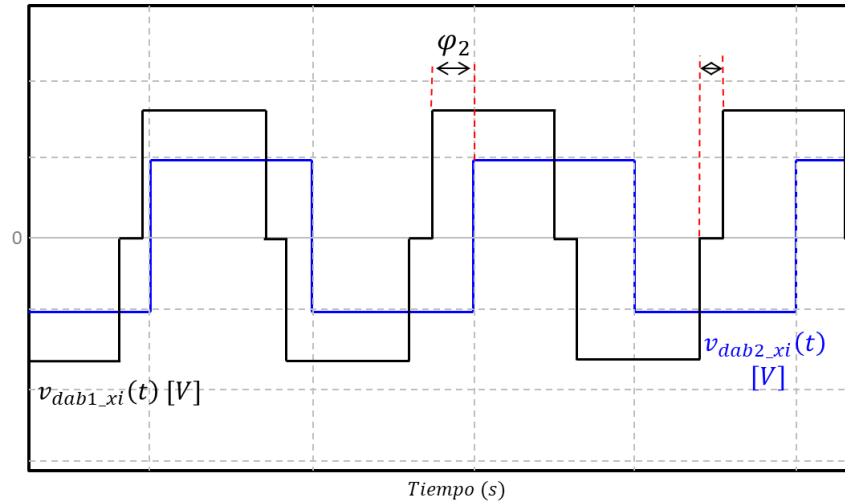


Figura D1. Tensiones en los terminales de entrada (negra) y salida (azul) con control EPS.

D.2 Desplazamiento de fase dual, DPS (*Dual phase shift control*)

La estrategia de modulación DPS se asemeja a la EPS, pero en este caso el desfase interno del puente con el que se obtenían los tres niveles de tensión, se incluye en los puentes con el mismo grado de desfase. Comparado con SPS, DPS mejora la eficiencia y expande el rango de trabajo en ZVS, y en el EPS se garantiza la operación en modo directo e inverso, es más sencillo de implementar y ofrece un mejor comportamiento dinámico. [1]

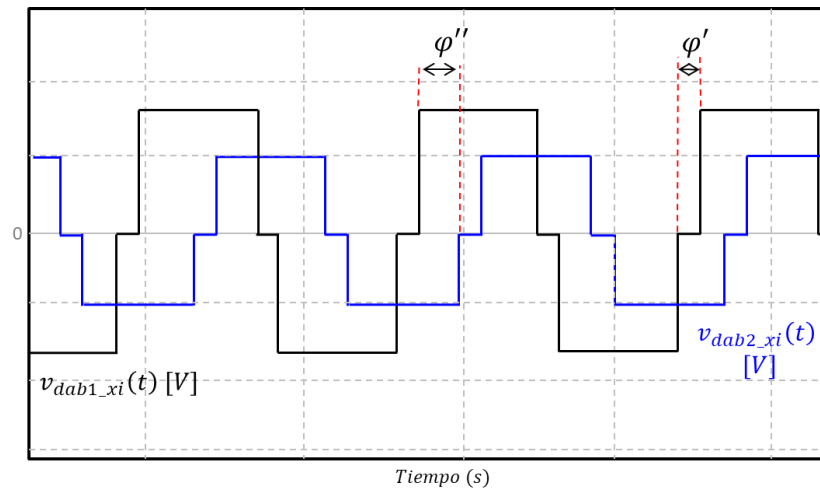


Figura D2. Tensiones en los terminales de entrada (negra) y salida (azul) con control DPS.

Anexo E: Otras estrategias para el controlador

En [13] se da como sugerencia utilizar un modelo por valores promedios de corriente en cada periodo del convertidor que permite partir de las relaciones del flujo de potencia activa entre los puertos hasta llegar a las expresiones de corriente en los puertos del TAB dadas en (E2), (E3) y (E4). Las ecuaciones de la potencia son mostradas en (E1), y considerando la ecuación (5) se despejan las corrientes de cada puerto.

$$\begin{aligned}P_1 &= P_{12} - P_{31} \\P_3 &= P_{31} + P_{32} \\P_2 &= P_{12} + P_{32}\end{aligned}\tag{E1}$$

$$I_1 = \frac{V_2}{wL_{12}n_2} \varphi_{12} \left(1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi}\right) - \frac{V_3}{wL_{31}n_3} \varphi_{31} \left(1 - \frac{|\varphi_{31}|}{\pi}\right)\tag{E2}$$

$$I_3 = \frac{V_1}{wL_{31}n_3} \varphi_{31} \left(1 - \frac{|\varphi_{31}|}{\pi}\right) + \frac{V_2}{wL_{32}n_3n_2} \varphi_{32} \left(1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi}\right)\tag{E3}$$

$$I_2 = \frac{V_1}{wL_{12}n_2} \varphi_{12} \left(1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi}\right) + \frac{V_3}{wL_{32}n_3n_2} \varphi_{32} \left(1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi}\right)\tag{E4}$$

Como la tensión en el puerto 1 es constante por la fuente de tensión, lo que se desea controlar son las tensiones en el puerto 2 y 3. El control en el puerto 2 es necesario porque se planteó mantener la carga a tensión constante y el control en el puerto 3 permite minimizar la circulación de reactivos por el transformador tal como lo plantea [9].

Partiendo de este enunciado es posible determinar las derivadas parciales de I_2 e I_3 en relación a los ángulos de desfase que se quieren controlar $\varphi_{31} = \varphi_3$ y $\varphi_{12} = -\varphi_2$ en el caso de la nomenclatura utilizada anteriormente, para llegar a las ecuaciones (E5), (E6), (E7) y (E8).

$$\frac{\partial I_3}{\partial \varphi_{31}} = \frac{V_1}{wL_{31}n_3} \left(1 - \frac{2|\varphi_{31}|}{\pi}\right) + \frac{V_2}{wL_{32}n_3n_2} \left(1 - \frac{2|\varphi_{12}+\varphi_{31}|}{\pi}\right) \quad (E5)$$

$$\frac{\partial I_3}{\partial \varphi_{12}} = \frac{V_2}{wL_{32}n_3n_2} \left(1 - \frac{2|\varphi_{12}+\varphi_{31}|}{\pi}\right) \quad (E6)$$

$$\frac{\partial I_2}{\partial \varphi_{12}} = \frac{V_1}{wL_{12}n_2} \left(1 - \frac{2|\varphi_{12}|}{\pi}\right) + \frac{V_3}{wL_{32}n_3n_2} \left(1 - \frac{2|\varphi_{12}+\varphi_{31}|}{\pi}\right) \quad (E7)$$

$$\frac{\partial I_2}{\partial \varphi_{31}} = \frac{V_3}{wL_{32}n_3n_2} \left(1 - \frac{2|\varphi_{12}+\varphi_{31}|}{\pi}\right) \quad (E8)$$

Ecuaciones que se pueden representar de forma matricial así:

$$\begin{bmatrix} \tilde{I}_2 \\ \tilde{I}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{12} \\ \varphi_{31} \end{bmatrix} \quad (E9)$$

En donde:

$$G_{11} = \frac{\partial I_2}{\partial \varphi_{12}} \quad G_{12} = \frac{\partial I_3}{\partial \varphi_{12}} \quad (E10)$$

$$G_{12} = \frac{\partial I_2}{\partial \varphi_{31}} \quad G_{22} = \frac{\partial I_3}{\partial \varphi_{31}}$$

Ahondando este primer modelo de control se puede ver el gran vínculo entre las corrientes de los puertos haciendo de esta forma difícil el control de las tensiones. Por otro lado en [21] se presenta un modelo de desacoplamiento matemático que a través de una red de compensación apropiada puede eliminar el acoplamiento entre

las mallas del convertidor. Esto permite ahora tener un control independiente sin interferir entre ellas las corrientes, tensiones o potencias. Para satisfacer el desacoplamiento se debe satisfacer la ecuación (E11) y determinar la matriz H tal como lo indica [9].

$$\begin{bmatrix} \tilde{I}_3 \\ \tilde{I}_2 \end{bmatrix} = G.H. \begin{bmatrix} \tilde{\varphi}_{31} \\ \tilde{\varphi}_{12} \end{bmatrix} = \text{diag}[\tilde{I}_3 \quad \tilde{I}_2] \quad (\text{E11})$$

Teniendo que

$$H = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} = G^{-1} \quad (\text{E12})$$

Entonces,

$$H = \frac{1}{G_{11}G_{22} - G_{12}G_{21}} \begin{bmatrix} G_{22} & -G_{12} \\ -G_{21} & G_{11} \end{bmatrix} \quad (\text{E13})$$

La red de desacoplamiento se puede calcular por un procesador de señales o un microcontrolador. Se presenta una adaptación del diagrama de bloques presentado en [9] para el control del flujo de potencia en el TAB mostrado en la Figura E1.

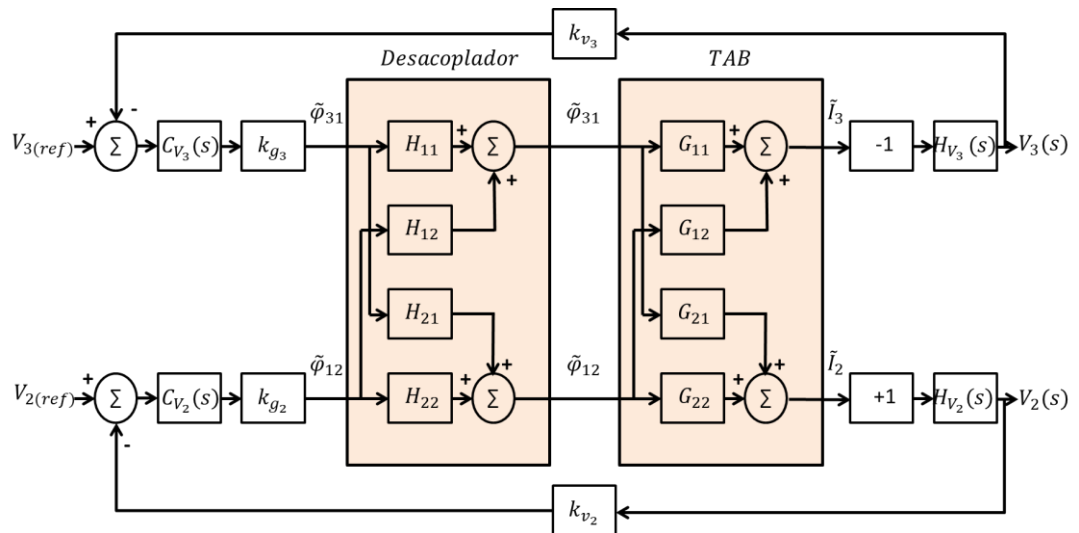


Figura E1. Diagrama de bloques del convertidor TAB.

El desarrollo del control fue basado en la Figura E1. Donde k_{v_2} , k_{v_3} son respectivamente las ganancias de tensión, k_{g_2} y k_{g_3} son las ganancias del modulador y H_{v_2} , H_{v_3} , C_{v_2} y C_{v_3} son las funciones de transferencia de tensión y los compensadores de las mallas de tensión en los puertos 2 y 3 respectivamente.