



Escuela Politécnica Superior de Algeciras

Grado en Ingeniería en Tecnologías Industriales

**Trabajo de Fin de Grado**

# **Algoritmo Biogeography-Based- Optimization para el control de potencia de un convertidor en fuente de tensión.**

Autor: Antonio Olmedo Ávila

Tutores: Raúl Sarrias Mena

Pablo García Triviño

Algeciras, junio de 2019



## Índice

<b>Resumen .....</b>	<b>4</b>
<b>1. Introducción .....</b>	<b>6</b>
<b>2. Objetivos.....</b>	<b>8</b>
<b>3. Optimización Basada en Biogeografía .....</b>	<b>9</b>
3.1. Proceso de migración .....	10
3.1.1. Algoritmo de selección por ruleta .....	12
3.2. Mutación .....	13
3.3. Definiciones de interés y estructura del algoritmo .....	15
3.4. Modelo matemático .....	18
<b>4. VSC, Voltage Source Converter .....</b>	<b>21</b>
4.1. Configuraciones básicas .....	22
4.2. Convertidor de medio puente.....	25
4.2.1. Modulación por ancho de pulso (PWM) .....	27
4.3. Modelo promediado del convertidor.....	29
4.4. Control del VSC.....	33
4.5. Control de sistemas trifásicos .....	36
4.5.1. Sistema de referencia dq .....	36
4.5.2. Representación de la potencia en sistema dq .....	41
4.5.3. Dinámica del control mediante aplicación del sistema dq .....	41
4.6. Control del convertidor con frecuencia impuesta por la red .....	45
4.6.1. Análisis del bucle de control de la corriente .....	47
<b>5. Control óptimo inteligente del VSC .....</b>	<b>55</b>
5.1. Mecanismo de optimización .....	57
5.2. Mecanismo de activación.....	59
5.3. Control de la corriente .....	60
5.4. Resultados de la simulación .....	60
<b>6. Conclusiones .....</b>	<b>66</b>
<b>Referencias .....</b>	<b>67</b>



## Resumen

Este proyecto de fin de grado se realiza con la intención de proporcionar un control adaptativo óptimo para mejorar la respuesta de los sistemas de potencia en tiempo real, sin necesidad de que el usuario modifique los parámetros del controlador cada vez que varíe el punto de operación.

Durante el desarrollo de este proyecto se estudiará el uso de algoritmos metaheurísticos para controlar el mecanismo de adaptación de un controlador PI. Con ello se pretende dar a conocer la importancia y utilidad de la aplicación de este tipo de algoritmos para el control inteligente de sistemas. En la actualidad los algoritmos bioinspirados son uno de los campos emergentes más prometedores de los últimos tiempos.

Los procesos estocásticos son un problema que afectan al rendimiento de los sistemas eléctricos y son difíciles de controlar, pues suelen ser magnitudes aleatorias que presentan una evolución en el tiempo con una distribución estadística. Estos suelen surgir como errores de medida, envejecimiento de la planta, desviaciones del punto de operación, etc. La Optimización Basada en Biogeografía permite la optimización de los sistemas estocásticos de una manera sencilla. Esta trata de estudiar los factores de la distribución geográfica de especies en función de las características de los diferentes hábitats, definidos como un área aislada donde reside una determinada especie.

Una de las ventajas del uso de este tipo de algoritmo es la robustez que aporta al sistema, haciéndolo capaz de resistir perturbaciones y variaciones en la planta que se pueden dar debido al envejecimiento de esta o a la variación del SetPoint. Básicamente partiremos de un punto acotado dentro de unos márgenes y el algoritmo irá variando los parámetros del controlador según las distintas soluciones que vaya obteniendo de la exploración, conservando siempre la mejor solución encontrada durante el proceso iterativo.

Para la implementación del código me he apoyado en diversa documentación sobre el estudio de la Optimización Basada en Biogeografía (Biogeography Based Optimization) y he usado los conocimientos obtenidos en las asignaturas de Control Inteligente y de Control Avanzado impartidas durante el último curso del grado de Ingeniería Industrial.

## 1. Introducción

La planta de estudio de este proyecto es proporcionada por el departamento de la universidad de un proyector anterior. El ámbito de este proyecto se centra en el estudio de la aplicación de los algoritmos metaheurísticos al control adaptativo. La principal ventaja de este tipo de control es que es independiente de la planta a utilizar. Se basan en el seguimiento de una trayectoria de referencia mediante minería de datos hasta obtener unos valores que proporcionen un resultado que consideremos lo suficientemente “óptimo”; Puesto que los métodos metaheurísticos son métodos aproximados, no exactos.

Nos centraremos en el desarrollo de un tipo específico de algoritmo metaheurístico: Optimización Basada en Biogeografía. No se han encontrado antecedentes de casos similares de control adaptativo mediante el uso de este tipo de algoritmo. Por ello, no podremos apoyarnos ni comparar los resultados con estudios previos aplicados al campo del control de sistemas.

Encontramos antecedentes del uso de este tipo de algoritmo para la resolución de problemas para la minimización de funciones de coste con unos buenos resultados [1], [2].

El estudio de la biogeografía entre islas estudia los factores que afectan a la biodiversidad de hábitats aislados. Los estudios comenzaron en la época de los 60 del pasado siglo por los biólogos R. MacArthur and E. Wilson [3]. Esta teoría trata de predecir el número de especies que existirán en una isla. La teoría nace con el fin de conocer la riqueza de especies en las diferentes islas.

Se considera el término “isla” como cualquier área adecuada para albergar una cierta riqueza de especies rodeada de zonas inadecuadas para el desarrollo de una cierta biodiversidad. Esto es, considerar el término isla como cualquier hábitat geográficamente aislado de otros hábitats. La biodiversidad de un cierto

hábitat se ven afectada por factores como los procesos de migración y de mutación.



## 2. Objetivos

Como ya hemos comentado el objetivo de este proyecto es el control de la potencia de una planta de potencia de energía renovable. Esta produce energía en forma de corriente continua la cual es transformada a alterna mediante un VSC (Voltage Source Converter), con control dq, para su volcado a la red. A continuación se muestra el montaje en Simulink del sistema:

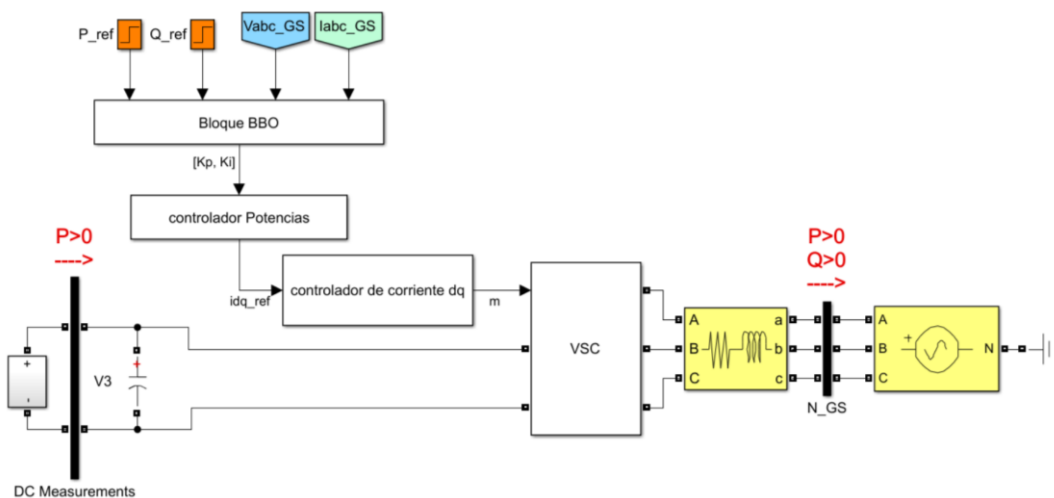


Ilustración 1: Esquema del sistema [elaboración propia]

La entrada de potencia al sistema procedente de los generadores de energía renovable se ha representado con una batería. En la parte superior tenemos el bloque de control, al cual introducimos los parámetros de la potencia de referencia, las lecturas de la potencia de salida y la tensión de continua de la batería en el instante anterior, todos en valores por unidad (pu). Como salida sacamos los valores de control del VSC que nos permitirán sacar la corriente trifásica óptima para satisfacer los valores de potencias deseados.

### 3. Optimización Basada en Biogeografía

Comenzamos con una simple cuestión: ¿Qué es la Biogeografía? Según la RAE, se define biogeografía como una rama de la biología que se encarga del estudio de la distribución de los animales y plantas en el planeta. Ello conlleva también el estudio de los procesos que intervienen y modifican las distribuciones de especies en los diferentes hábitats que componen un ecosistema. Como casi todos los procesos de la naturaleza el comportamiento de este puede plasmarse en unas ecuaciones matemáticas, desarrolladas en la época de los 60s.

El papel del ingeniero es pensar que aplicaciones se le pueden dar, como a muchos otros procesos de la naturaleza. Los primeros modelos matemáticos surgen con la intención de explicar la migración de especies entre islas vecinas de un archipiélago, la aparición de nuevas especies y la desaparición de otras. Esto llevó al desarrollo de la Optimización Basada en Biogeografía (BBO) como un método heurístico de encontrar soluciones óptimas para problemas con comportamiento no determinista de una manera sencilla y sin mucha necesidad de gran capacidad cómputo.

Con el término isla, a la hora de desarrollar el algoritmo de optimización, nos referimos a un hábitat geográficamente aislado de otros hábitats. De aquí en adelante haremos uso del término hábitat por simplicidad y para evitar posibles confusiones. A continuación desarrollamos unos conceptos que nos hará falta comprender en lo que acaece:

- High habitat Suitability Index (HSI): índice numérico que representa la capacidad de un hábitat de mantener un cierto nivel de población de diferentes especies. Se obtiene de la combinación de las diferentes variables que afectan a la calidad de vida de las especies que habitan ese hábitat.

- Suitability Index Variable (SIV): Variables que caracterizan al HSI.

### 3.1. Proceso de migración

Los SVIs se pueden considerar como las variables independientes del hábitat y el HSI como la variable dependiente.

$$HSI = f(SIV's)$$

Los hábitats que presentan un alto HSI suelen tener una mayor biodiversidad de especies viviendo en él. Por otro lado también presentan un bajo ratio de inmigración debido a lo saturado que se encuentra su ecosistema, lo que hace que un gran número de especies emigren hacia otros hábitats cercanos, presenta un elevado ratio de emigración. A pesar de ello este tipo de hábitat suelen presentar un número de especies más o menos constante.

En los hábitats con un bajo HSI ocurre todo lo contrario, presentan una carencia en el número de especies que los habitan. Gracias a esto gran número de especies pueden instalarse en ellos, haciendo que presenten un elevado ratio de inmigración. Consecuentemente, si la habitabilidad de un ecosistema depende de la biodiversidad de su entorno, los elevados ratios de inmigración hacen que aumente el HSI. Si a pesar de esto el HSI continúa en unos umbrales bajos, las especies del hábitat se irán extinguiendo, se permitirá aumentar aún más el ratio de inmigración dando lugar a un mayor dinamismo en la distribución de las especies en el hábitat.

Ahora bien, la idea de esto es poder emplearlo en la resolución de problemas complejos de cualquier índole siempre y cuando tengamos una idea del tipo de solución que deseemos. Tal y como habremos podido suponer una buena solución será representada por un hábitat con un HSI elevado y una mala solución por un hábitat con un bajo HSI. Debido a la relativa estabilidad de las soluciones consideradas como buenas, alto HSI, estas son más robustas y tienden

a permanecer invariables en el tiempo así como a compartir sus características con los hábitats o soluciones cercanas con un HSI menor. De esta manera nos vamos acercando a las soluciones óptimas y descartando las que no satisfagan las condiciones impuestas.

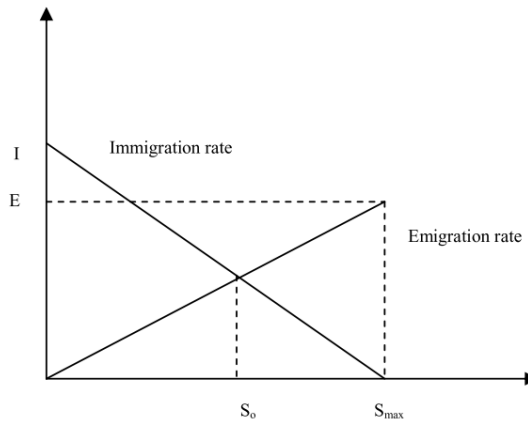


Figura 2: distribución de especies en un hábitat [4]

En la gráfica de la figura se observa como el número de especies,  $S$ , de un hábitat individual afecta a las constantes de inmigración,  $\lambda$ , y de emigración,  $\mu$ . Ambas se han representado como relaciones lineales para mayor simplicidad en el estudio, aunque pueden presentar distribuciones mucho más complejas [5].  $I$  representa el máximo ratio de inmigración posible y  $E$  el máximo ratio de emigración posible en el hábitat de estudio.

Conforme aumenta el número de especies de un hábitat esta se va saturando, por lo que quedan menos recursos para nuevas especies que inmigren hacia el hábitat. Esto hace que el ratio de inmigración disminuya ya que menos especies son capaces de sobrevivir en un hábitat tan saturada. El ratio de inmigración se hará cero cuando se alcance el máximo número de especies que el hábitat es capaz de soportar,  $S_{\max}$ . Por otro lado, ocurre lo contrario con el ratio de emigración. Este será máximo cuando el número de especies es máximo ya que las especies buscarán otros hábitats donde haya menos competencia por la

supervivencia y cero cuando no haya especies. Cuando las gráficas se cruzan, se alcanza el punto de equilibrio,  $S_0$ .

A la hora de realizar un modelo matemático modificaremos las diferentes soluciones a partir de la probabilidad de que se den un cierto número de especies  $P$ . Si una solución, hábitat caracterizada por un HSI, es seleccionada utilizaremos el ratio de inmigración  $\lambda$ , obtenido a partir del número de especies  $S$  de ese hábitat, para decidir si modificamos cada uno de los SIV's del hábitat, variables independientes de la solución. Si resulta que un SIV ha de ser modificado entonces utilizamos el ratio de emigración  $\mu$  de las otras posibles soluciones del problema para decidir estadísticamente si esa solución debe migrar a nuestro hábitat de estudio. Esta decisión la tomamos mediante una selección proporcional, también conocida como "algoritmo de ruleta" tal y como se propone Dan Simon en [6].

Para evitar la pérdida de la información entre iteraciones y que una buena solución pueda desaparecer introducimos lo que se conoce como elitismo. Las mejores soluciones permanecen constantes antes las posibles migraciones de la información entre soluciones siempre y cuando no aparezca una solución mejor.

### 3.1.1. Algoritmo de selección por ruleta

En general en este tipo de algoritmos se puede utilizar los mismos métodos de selección que en los algoritmos genéticos ya que comparten una estructura y funcionamiento similar. En nuestro caso emplearemos el algoritmo de selección por ruleta.

Si una variable es seleccionada para ser modificada, seleccionamos el individuo que va a emigrar mediante una probabilidad. Esta probabilidad es proporcional al ratio de emigración,  $\mu$ . La probabilidad de que una variable sea escogida para la migración se define como:

$$P_r(x_j) = \frac{\mu_j}{\sum_{i=1}^N \mu_i}$$

Si consideramos un problema en el cual contamos con una población de  $N$  individuos, donde  $\{x_k\}$  es la matriz de población y  $x_k(s)$  es el  $s$ -ésimo elemento del individuo  $k$ ,  $s \in [1, \text{num. variables}]$  y  $k \in [1, N]$ . De forma similar  $z_k$  es la matriz temporal de almacenamiento y  $z_k(s)$  es el  $s$ -ésimo elemento de la matriz  $z_k$ , siendo  $z$  la matriz de almacenamiento temporal de datos.

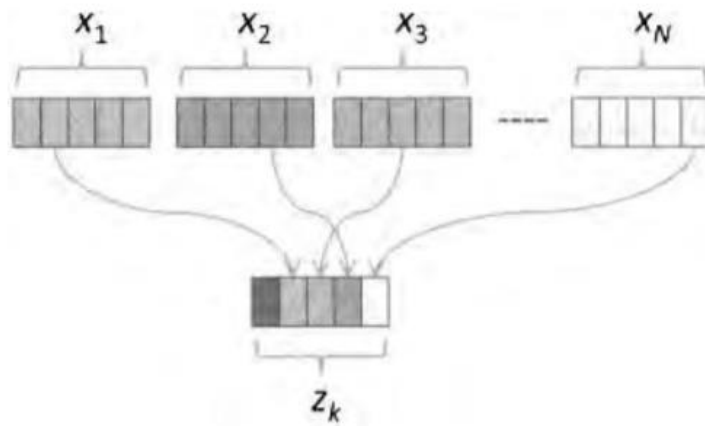


Figura 3: Proceso de migración [6]

En la figura 3 se muestra el proceso de migración que sigue el algoritmo BBO para un problema de 5 variables independientes donde:

- La primera variable no ha sido seleccionada para el proceso de migración, por lo que permanece invariante.
- El resto de variables son seleccionadas para el proceso de migración. Se escoge mediante la selección por ruleta la variable de otro individuo para que emigre de su hábitat original al de estudio.

### 3.2. Mutación

A parte de la probabilidad de que se produzcan eventos migratorios en la distribución de especies también pueden producirse cambios debido a cambios

medioambientales, aparición de nuevas especies, etc. Es decir, repentinos cambios del HSI de un hábitat producidos al azar. Esto lo podemos representar como un proceso de mutación.

La probabilidad de que haya un cierto número de especies la modela la ecuación de  $P_S$ . Las soluciones que presentan un bajo número de especies así como las que presentan un alto número de especies raramente se dan debido a su baja probabilidad y desviación del punto de equilibrio,  $S_0$ . Si consideremos un conjunto de soluciones, cada una con  $S$  diferentes números de especies, a cada una le corresponderá una probabilidad. Esta probabilidad indicará la posibilidad de que ese hábitat sea la solución más óptima al problema. Por otro lado si ese hábitat presenta una baja probabilidad es difícil que termine siendo la solución del problema y más susceptible de que sufra una mutación [5]. Para ello se define  $m$  como el ratio de mutación, el cual es inversamente proporcional a la probabilidad de la solución.

$$m(S) = m_{max} \left( \frac{1 - P_S}{P_{max}} \right)$$

El proceso de mutación ayuda a que las soluciones con un bajo HSI tengan la oportunidad de mutar y convertirse en buenas soluciones. El proceso también puede hacer que una solución empeore, para ello mediante el elitismo salvamos las mejores soluciones de los procesos de mutación para que, en el caso de que la mutación no resulte factible no perder la información. Existen varios métodos para implementar el proceso de mutación, en general se pueden implementar los mismos procesos que en los algoritmos genéticos.

### 3.3. Definiciones de interés y estructura del algoritmo

De cara a formalizar el algoritmo realizamos algunas definiciones:

- Un hábitat  $H \in SIV^m$  es un vector de  $m$  elementos que representan una posible solución al problema.
- Un SIV representa una de las variables independientes del problema, por lo que nos podemos referir a  $H$  como conjuntos de variables que proporcionen una determinada solución.
- El HSI es una medida de la bondad de la solución representada por un determinado hábitat  $H$ .
- Un ecosistema  $H^n$  es un conjunto de  $n$  hábitats, siendo  $n$  un valor real constante durante la resolución del problema.
- El ratio de inmigración  $\lambda_i$  es proporcional a la posibilidad de que las variables o SIVs de hábitats cercanos migren al hábitat  $H_i$ , es decir, depende del HSI del hábitat  $i$ .
- En la práctica suponemos que  $\lambda$  y  $\mu$  son funciones lineales con los mismos valores máximos  $I$  y  $E$  respectivamente.
- La probabilidad de que un hábitat  $H_i$  sufra una modificación es proporcional a  $\lambda_i$  y que el hábitat  $H_j$  desde el que se produce la migración es proporcional a  $\mu_j$ .
- El operador de mutación  $M$  es un operador que modifica de manera aleatoria un SIV del hábitat por otro generado aleatoriamente.



- $\Psi$  es la función de transición del ecosistema. Se comienza obteniendo los ratios de inmigración y emigración de cada hábitat seguido del cálculo de sus HSI. A continuación se realizan las modificaciones de los SIVs de los diferentes hábitats y se recalcula el HSI de estos. Finalmente se realiza el proceso de mutación y se vuelven a calcular los HSI.
- Un algoritmo BBO obtiene la solución a un problema de optimización.  $I$  es una función que crea un ecosistema inicial de forma aleatoria que permite arrancar la simulación.  $\mathcal{T}$  es la condición de parada para las iteraciones del algoritmo ya sea un HSI determinado del mejor hábitat o bien un numero predefinido de iteraciones.
- El algoritmo seguirá el siguiente esquema:

*Function BBO*

$I$

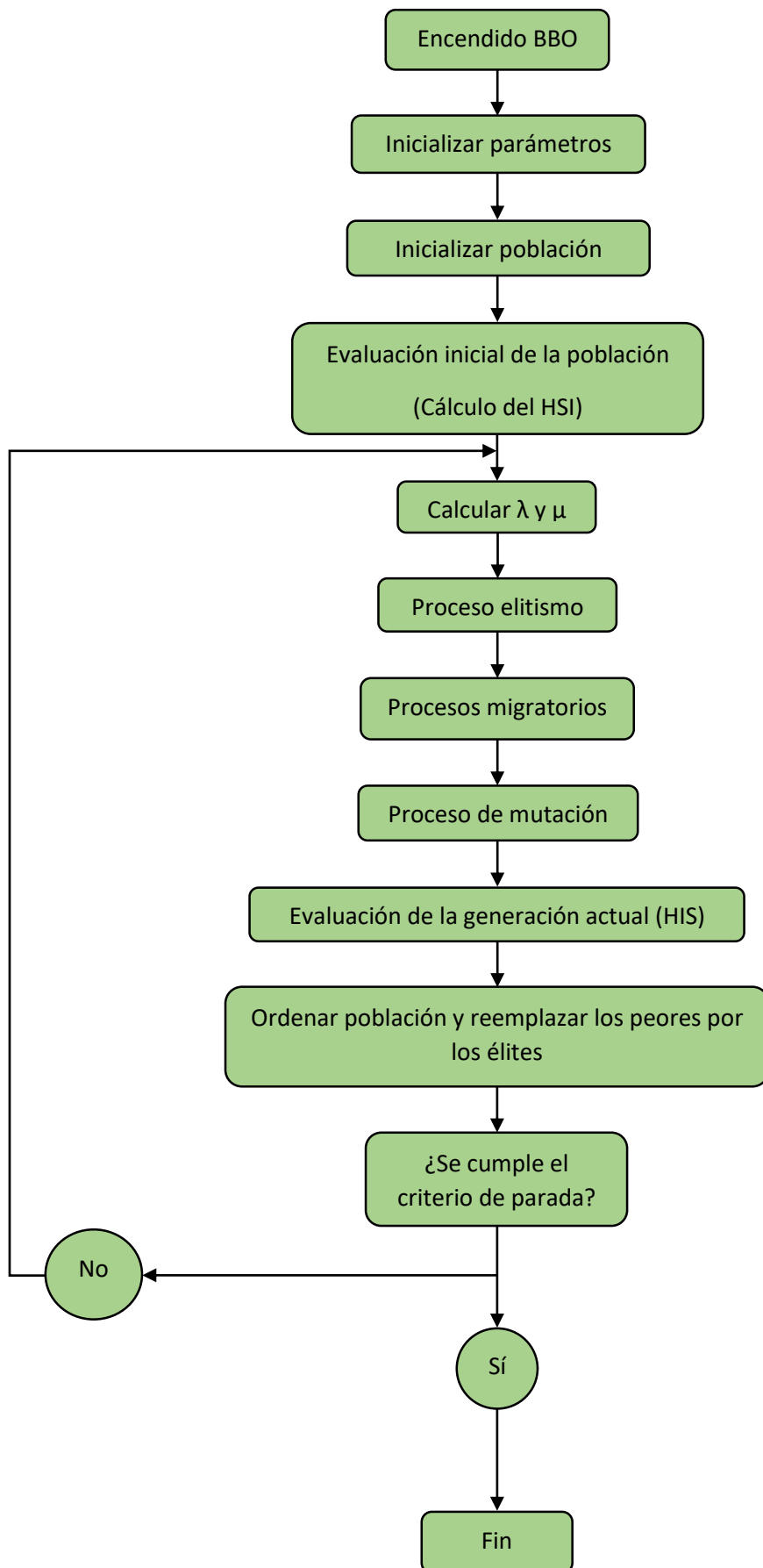
*While not  $\mathcal{T}$*

$\Psi$

*End while*

*End BBO*

A continuación se muestra un esquema del funcionamiento del algoritmo:



### 3.4. Modelo matemático

Si  $\lambda_s$  y  $\mu_s$  son los ratios de inmigración y emigración respectivamente para una población de  $S$  especies en un hábitat, podemos definir  $P_s$  como la probabilidad de que hayan  $S$  especies en el hábitat en un determinado instante en el tiempo. Con el paso del tiempo podemos definir la probabilidad como:

$$P_S(t + \Delta t) = P_S(t)(1 - \lambda_S \Delta t - \mu_S \Delta t) + P_{S-1} \lambda_{S-1} \Delta t + P_{S+1} \mu_{S+1} \Delta t$$

$$P = [P_0 \quad \dots \quad P_{S_{max}}]^T$$

La ecuación muestra la probabilidad de que en un instante  $t + \Delta t$  hayan  $S$  especies en el hábitat, considerando  $\Delta t$  lo suficientemente pequeño como para que no se dé más de una emigración o inmigración simultáneamente. Para que se dé la situación han de darse una de las siguientes situaciones:

- Hay  $S$  especies en el instante  $t$  y no se ha dado inmigración o emigración hasta el instante siguiente.
- Hay  $S-1$  especies en el instante  $t$  y se produce la inmigración de una especie.
- Hay  $S+1$  especies en el instante  $t$  y se produce la emigración de una especie.

Para un rango de  $S \in [0, n]$ , tal que  $n = S_{max}$ . Podemos definir el sistema:

$$\dot{P}_S = \begin{cases} -(\lambda_S - \mu_S)P_S + \mu_{S+1}P_{S+1} & S = 0 \\ -(\lambda_S - \mu_S)P_S + \lambda_{S-1}P_{S-1} + \mu_{S+1}P_{S+1} & 1 \leq S \leq n-1 \\ -(\lambda_S - \mu_S)P_S + \lambda_{S-1}P_{S-1} & S = n \end{cases}$$

Esto expresado en forma de ecuación matricial:

$$\dot{P} = A * P$$

Donde A es de la forma:

$$A = \begin{bmatrix} -(\lambda_0 + \mu_0) & \mu_1 & 0 & \dots & 0 \\ \lambda_0 & -(\lambda_1 + \mu_1) & \mu_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \lambda_{n-2} & -(\lambda_{n-1} + \mu_{n-1}) & \mu_n \\ 0 & \dots & 0 & \lambda_{n-1} & -(\lambda_n + \mu_n) \end{bmatrix}$$

Para la figura 4 las rectas de emigración e inmigración rectilíneas, tenemos que los ratios se pueden expresar como se muestra a continuación:

$$\mu_k = \frac{E * k}{n}$$

$$\lambda_k = I * \left(1 - \frac{k}{n}\right)$$

Donde k es el número de especies S para el cual determinamos los ratios del hábitat. En el caso de que los máximos ratios de inmigración y emigración sean iguales,  $E=I$ , tenemos que  $\mu_k + \lambda_k = E = I$ .

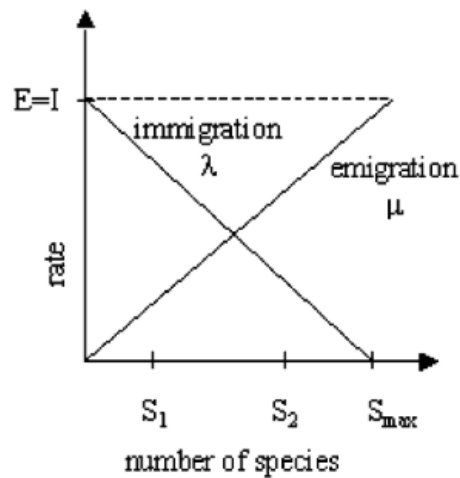


Figura 4: distribución de especies con curvas idénticas [5]

Con esto podemos sacar factor común y redefinir la matriz A como:

$$A = E * A'$$

$$A' = \begin{bmatrix} -1 & 1/n & 0 & \cdots & 0 \\ n/n & -1 & 2/n & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & 2/n & -1 & n/n \\ 0 & \cdots & 0 & 1/n & -1 \end{bmatrix}$$

Como hemos comentado anteriormente, los hábitats con un alto HSI son consideradas buenas soluciones así como los hábitats con un bajo HSI consideradas malas soluciones. Por simplicidad suponemos que las curvas de las especies serán idénticas como se muestra en la figura, en ella S representa las posibles soluciones del HSI. S1 sería considerada como una solución pobre con un bajo HSI, por otro lado S2 se considera una buena solución con un HSI elevado.

Una vez el hábitat alcanza un estado estacionario, la probabilidad de que se alcance un determinado número de especies se determina de la forma:

$$P(\infty) = \frac{v}{\sum_{i=1}^{n+1} v_i}$$

Siendo v el autovector del autovalor cero de la matriz A'.

$$v_i = \begin{cases} \frac{n!}{(n+1-i)! * (i-1)!} & (i = 1, 2, \dots, i') \\ v_{n+2-i} & (i = i' + 1, \dots, n+1) \end{cases}$$

Tomando i' como (n+1)/2 redondeado al primer entero más alto.

## 4. VSC, Voltage Source Converter

Los avances y descubrimiento en la ingeniería de los materiales semiconductores en las últimas décadas han permitido el desarrollo de la electrónica de potencia y su utilización en el control de potencia en sistemas eléctricos, compensación y filtrado entre otros. Esto permitió la sustitución de los sistemas existentes por unos mucho más eficientes. Un convertidor de potencia consiste en un circuito de potencia formado por una serie de interruptores y elementos pasivos junto con un sistema de control y/o protección. Estos se relacionan mediante la apertura o cierre de los interruptores y la realimentación de las señales de control.

Un convertidor de potencia se puede simplificar a un sistema MIMO (multiple input – multiple output) compuesto por interruptores controlables. Su principal función consiste en facilitar el intercambio de potencia entre varios subsistemas de una forma determinada por unas especificaciones dadas. Estos permiten la conexión de subsistemas con diferentes características tales como tensión, forma de la onda de corriente, frecuencia, ángulo y número de fases, etc. En definitiva, permiten la interconexión de sistemas que de otra manera no sería posible. Las características de los convertidores dependen esencialmente del tipo de interruptores electrónicos que utilicen:

- Interruptores no controlables: diodos de potencia, el encendido o apagado se determina mediante el sentido de la corriente del circuito.
- Interruptores semicontrolables: El más utilizado es el silicon controlled rectifier (SCR), más conocido como tiristor. Su funcionamiento se basa en una corriente de puerta que permite la apertura del interruptor permitiendo el paso de la corriente a través de él, pero el flujo solo puede ser unidireccional. Una vez que se extingue la corriente de puerta el interruptor se cierra una vez que se extingue la corriente a través de él.

- Interruptores controlables: el paso o interrupción del paso de corriente se puede controlar completamente mediante la corriente de puerta. Los MOSFET, IGBT... son interruptores completamente controlables.

Los convertidores de potencia se pueden clasificar de forma general según los tipos de subsistemas con los que interactúa:

- DC/AC: convertidor continua-alterna
- DC/DC: convertidor continua-continua
- AC/AC: convertidor alterna-alterna

Un convertidor DC/AC es equivalente a un convertidor AC/DC. Si el flujo de potencia va desde el lado de alterna al de continua el convertidor se denomina rectificador y si el flujo de potencia se da desde el lado de continua al de alterna el convertidor se denomina inversor. En el caso de que el convertidor utilice una electrónica específica puede permitir una transferencia bidireccional de potencia, es decir, puede invertir su funcionamiento.

Los convertidores DC/DC pueden implementarse uniendo directamente dos subsistemas de continua o bien emplear un enlace de alterna entre ellos, esto es utilizando dos convertidores DC/AC enfrentados por el lado de alterna. De forma análoga los convertidores AC/AC pueden comunicar dos subsistemas de forma directa o a través de dos convertidores DC/AC enfrentados por el lado de continua. Estos últimos son comúnmente utilizados en motores de corriente alterna y plantas de energía eólica de velocidad variable.

#### **4.1. Configuraciones básicas**

La configuración básica de un VSC de medio puente consiste en un par de interruptores completamente controlables. En sistema DC que permite

mantener el voltaje de la red puede representarse mediante una fuente de continua, una batería, un panel fotovoltaico, etc. El VSC de medio puente de la figura se denomina de dos niveles, ya que el lado de alterna se encuentra en todo momento a la tensión de los nodos  $p$  o  $n$  en función del interruptor que se encuentra activo en cada momento. El control de la tensión en el lado de alterna se realiza mediante la técnica de modulación del ancho de pulso (PWM).

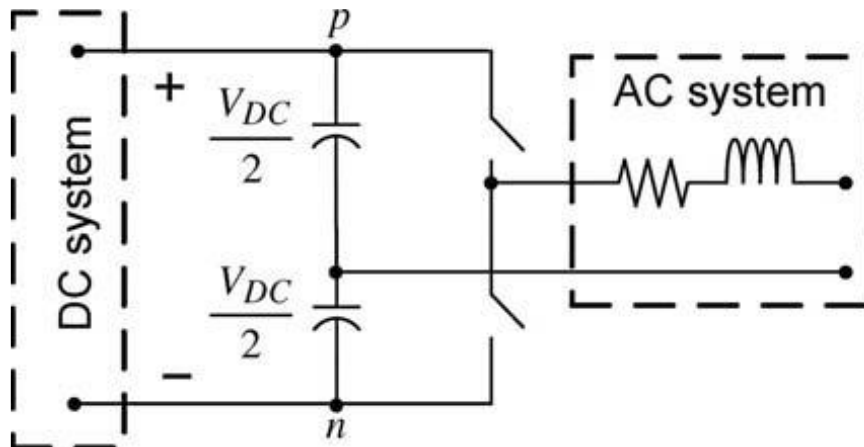


Figura 5: VSC de medio puente de dos niveles [7]

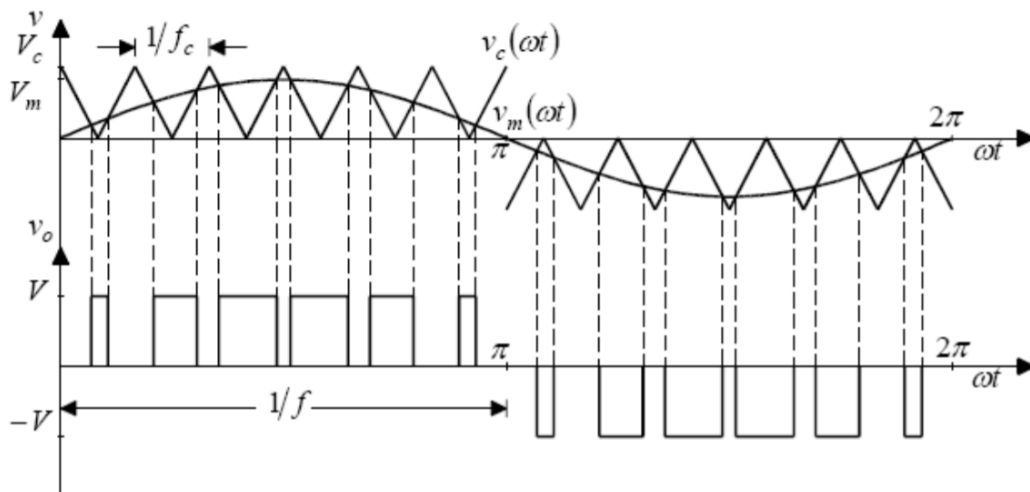


Figura 6: modulación del ancho de pulso del VSC medio puente de dos niveles [8]

En el caso de disponer dos VSC de medio puente conectados en paralelo por su lado de continua dispondremos del doble de tensión en el lado de alterna en



comparación con la configuración de medio puente. Esta configuración la denominamos VSC de puente completo o convertidor en puente en H.

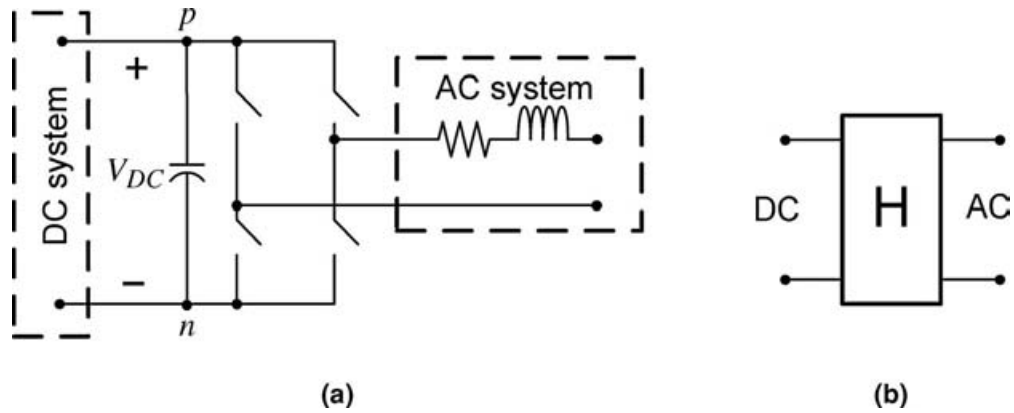


Figura 7: VSC puente completo o puente en H [7]

Si lo que deseamos es alimentar un sistema trifásico seguimos el procedimiento anterior y añadimos otro VSC de medio puente en paralelo al puente en H.

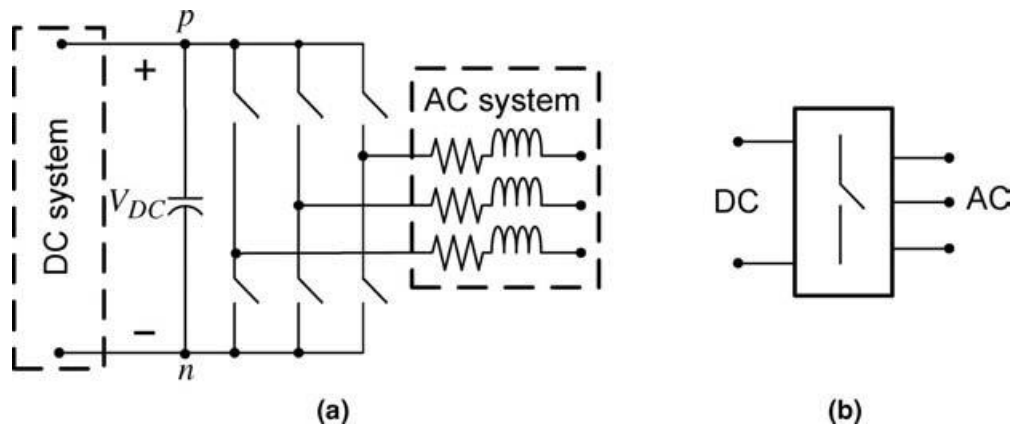


Figura 8: VSC de tres fases [7]

En aplicaciones para el control de grandes potencias en los que los interruptores pueden soportar las condiciones de operación de voltaje o corriente, por ello se conectan varios interruptores en serie o paralelo dando lugar a una estructura denominada “válvula”, tal y como se muestra en la figura.

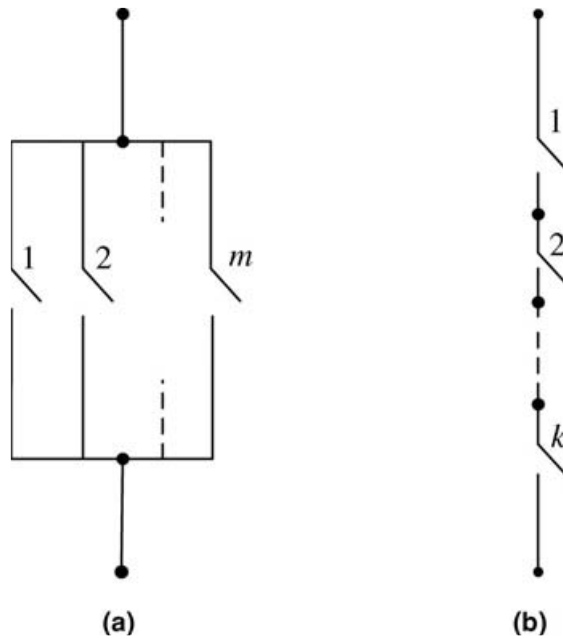


Figura 9 : interruptores en composición de válvula [7]

Otra opción para aumentar la potencia que puede soportar un VSC, para un sistema trifásico, es utilizar módulos de 3 fases. Estos se pueden conectar en serie o paralelo en el lado de continua y en el lado de alterna los transformadores se configuran según el nivel de tensión deseado en lado de alterna.

#### 4.2. Convertidor de medio puente

Como se ha comentado anteriormente un convertidor en medio puente está compuesto por dos interruptores, representados en la figura como dos transistores bipolares. Los puntos p y n representan los nodos del lado de continua y el punto t el nodo del lado de alterna. A la hora de representarlo los condensadores se han sustituido por fuentes continua de tensión de valor constante  $V_{dc}/2$ . Denominamos la potencia entregada por el subsistema de continua, o potencia instantánea, como  $P_{DC}$ , a la potencia entregada al subsistema de alterna como  $P_t$  y a la potencia entregada a la red como  $P_s$ .

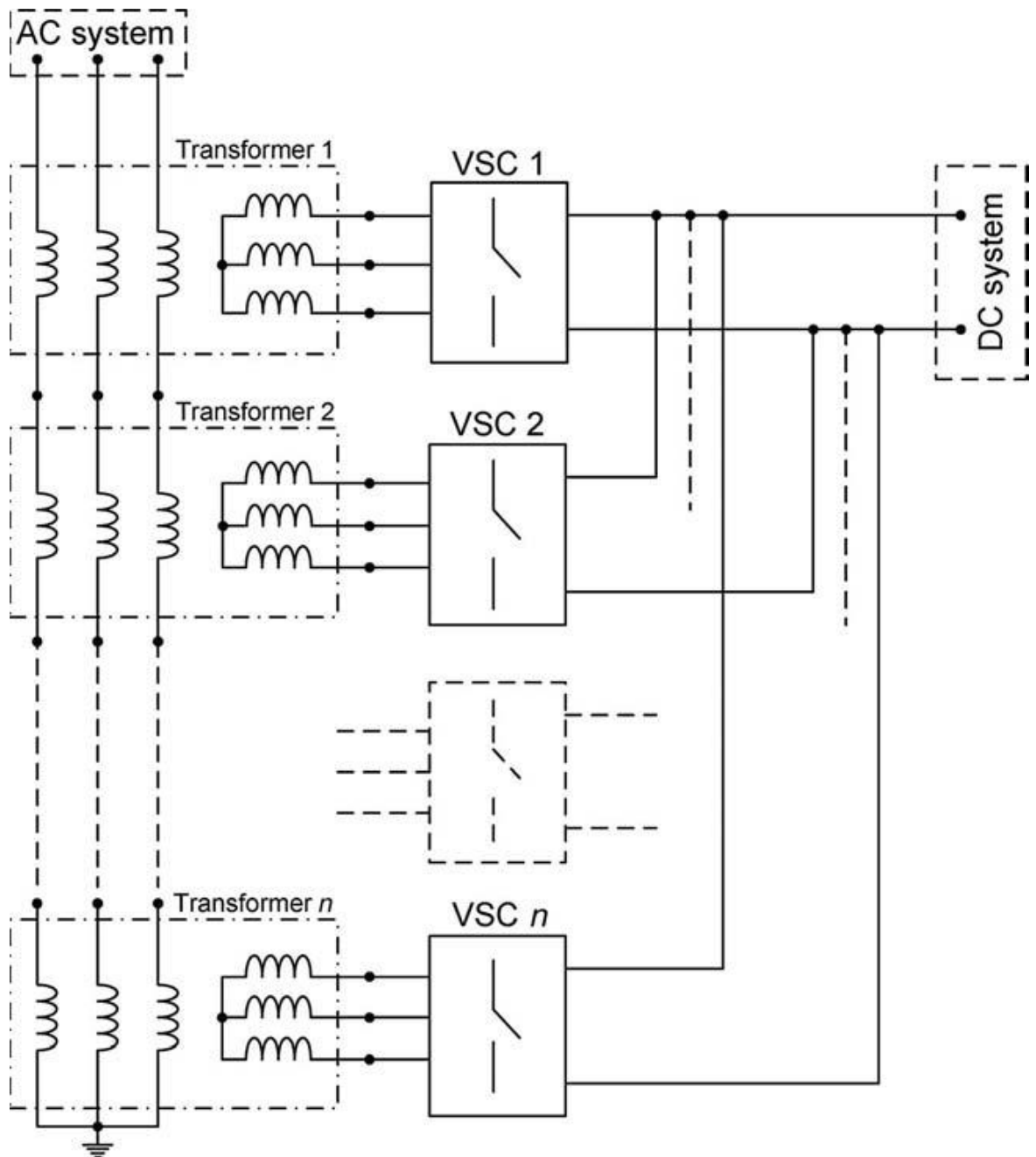


Figura 10 : VSC multimodular [7]

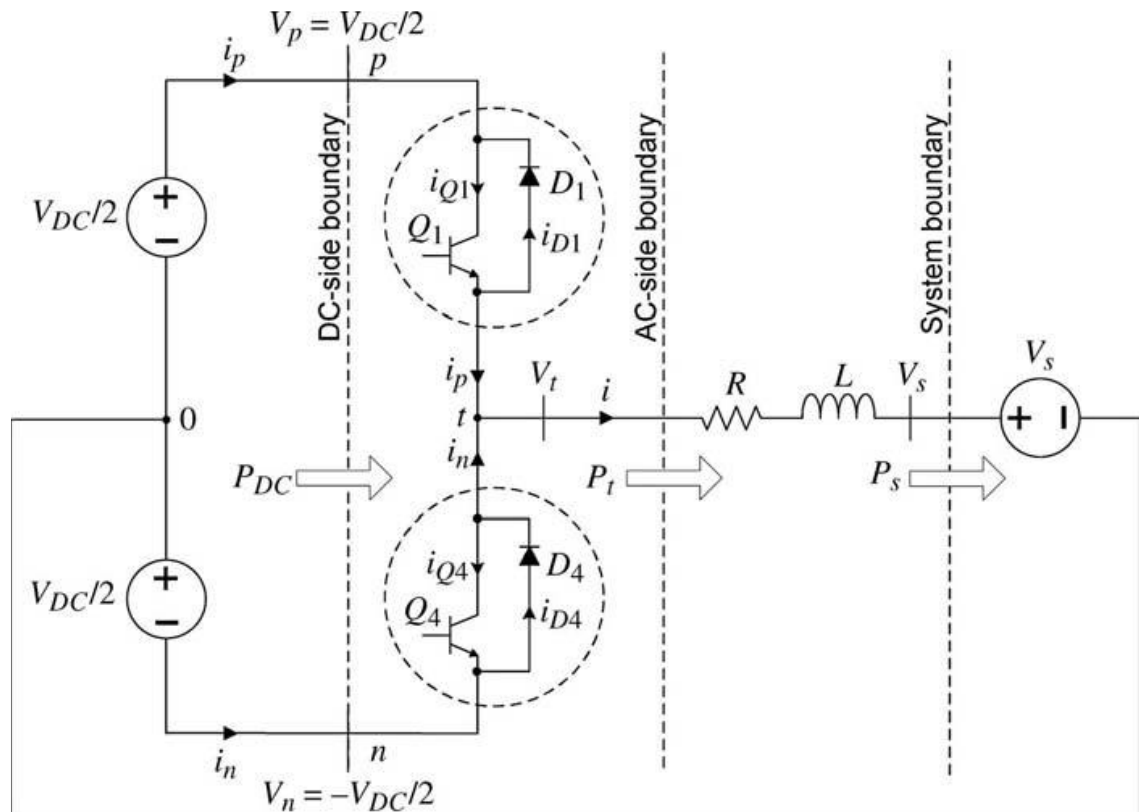


Figura 11 : Representación simplificada del convertidor en medio puente [7]

#### 4.2.1. Modulación por ancho de pulso (PWM)

El funcionamiento del convertidor en medio puente está basado en la apertura y cierre de los interruptores, de manera que ambos han de encontrarse en estado complementarios en todo momento para evitar un cortocircuito en el sistema. El control se lleva a cabo mediante el ciclo de histéresis de la comparación de dos señales: una onda triangular portadora de la señal y una onda sinusoidal moduladora, de periodo  $T_s$ , ambas de amplitud unidad. Asumimos que el interruptor se encuentra cerrado cuando la señal de control está en estado alto y viceversa.

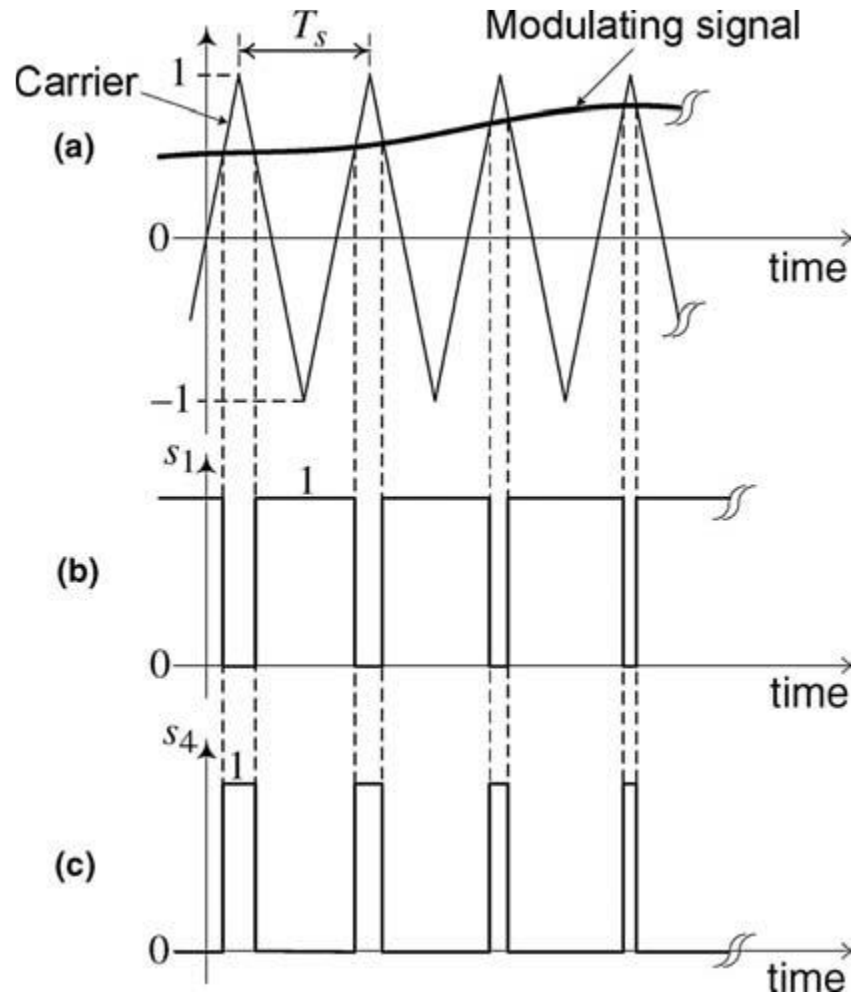


Figura 12 : Señales de control del estado de los interruptores [7]

Siendo  $S_1$  y  $S_4$  las señales de control de los interruptores superior e inferior respectivamente podemos obtener el comportamiento matemático del convertidor:

$$\begin{cases} S_1(t) + S_4(t) = 1 \\ V_t(t) = \left( \frac{V_{DC}}{2} * S_1(t) \right) - \left( \frac{V_{DC}}{2} * S_4(t) \right) \\ i_p = i * S_1(t) \\ i_n = i * S_4(t) \end{cases}$$

Así las potencias representadas en el esquema del circuito se pueden definir como:

$$\begin{cases} P_{DC}(t) = V_p * i_p + V_n * i_n = \frac{V_{DC}}{2} * (S_1(t) - S_4(t)) * i \\ P_t(t) = V_t(t) * i = \frac{V_{DC}}{2} * (S_1(t) - S_4(t)) * i \\ P_s(t) = V_s * i \end{cases}$$

### 4.3. Modelo promediado del convertidor

A la hora de realizar un control del sistema los controladores y filtros que pueda tener el modelo en lazo cerrado pueden dar lugar a un filtrado de las señales de alta frecuencia actuando como un filtro paso-bajo.

Dadas las funciones de comportamiento definidas anteriormente, los valores instantáneos de tensión y corriente pueden ser expresados a partir de los valores medios del modelo.

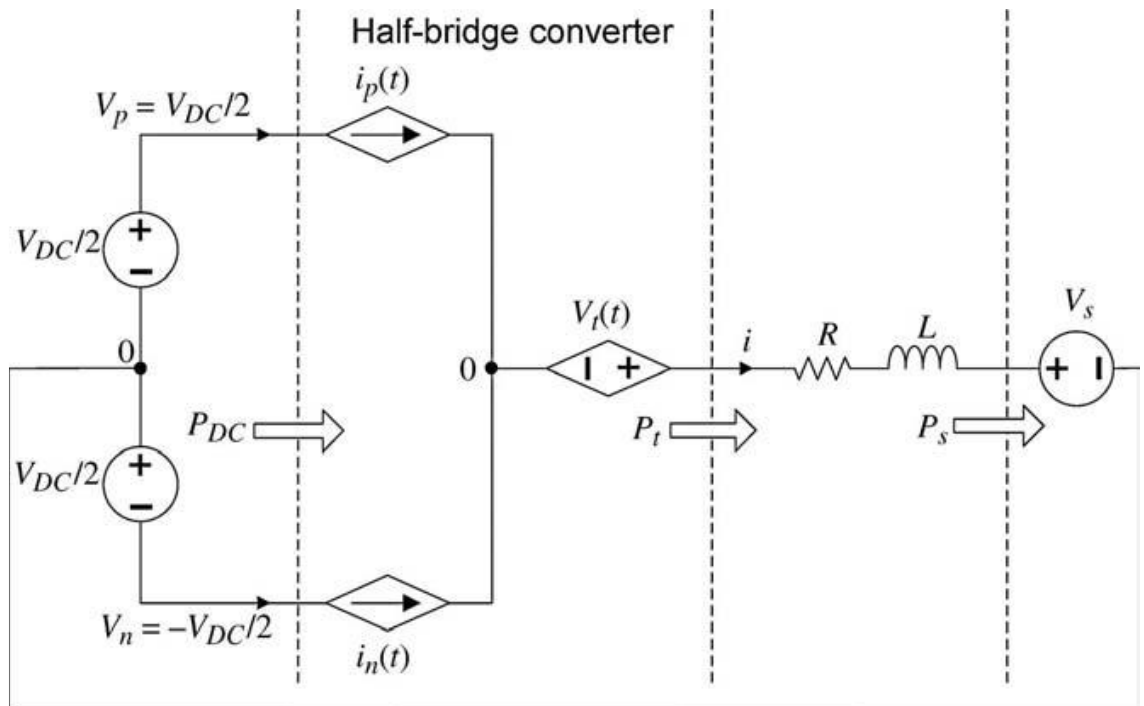


Figura 13 : Circuito equivalente VSC [7]

La corriente  $i$  de la figura satisface la siguiente ecuación diferencial:

$$L * \frac{di(t)}{dt} + R * i(t) = Vt(t) - V_s$$

$Vt$  es una función periódica de periodo  $T_s$ , según [9] se puede definir según la serie de Fourier:

$$Vt(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} Vt(\tau) d\tau + \sum_{h=1}^{h=\infty} [ah * \cos(h * \omega_s * t + bh) * \sin(h * \omega_s * t)]$$

Donde  $h$  es el orden del armónico y  $\omega_s = 2\pi/T_s$ , siendo  $ah$  y  $bh$  los términos sinusoidales:

$$ah = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} Vt(t) * \cos(h * \omega_s * \tau) * d\tau$$

$$bh = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} Vt(t) * \sin(h * \omega_s * \tau) * d\tau$$

Sustituyendo en la ecuación diferencial de la corriente del convertidor nos queda una función donde se diferencian dos partes: en primer lugar un valor constante debido a la componente de continua de la señal y en segundo lugar la componente oscilatoria de la señal.

$$L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) = \left( \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} Vt(\tau) d\tau - V_s \right) + \sum_{h=1}^{h=\infty} [ah * \cos(h * \omega_s * t) + bh * \sin(h * \omega_s * t)]$$

Según el principio de superposición podemos expresar la mediad como:

$$i(t) = \bar{i}(t) + \tilde{i}(t)$$

En el caso de que la inversa de la constante de tiempo del circuito (R/L) sea mucho menor que  $\omega_s$  podemos despreciar el rizado de la onda, es decir la componente de alterna.

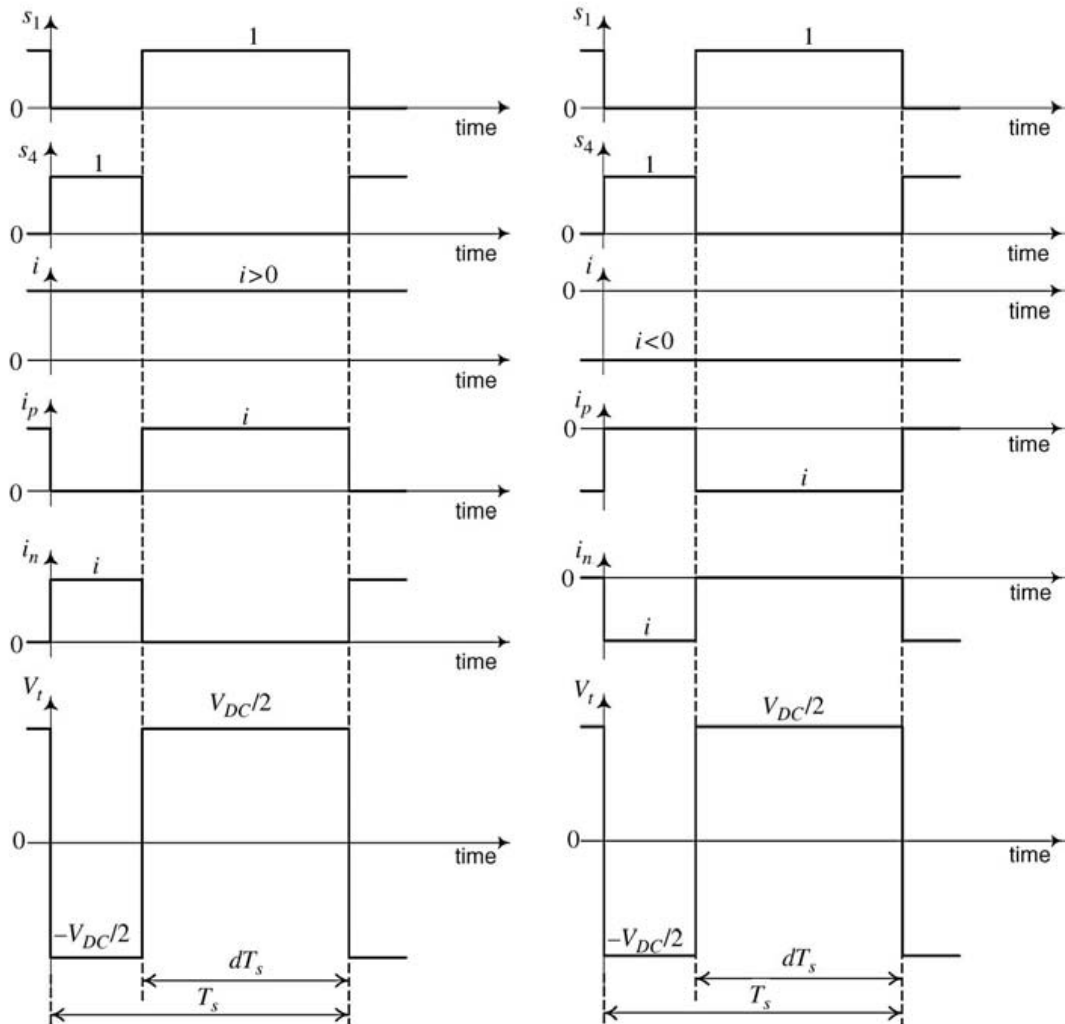


Figura 14 : formas de onda del convertidor de medio puente [7]

Si los valores promedio de las señales de los interruptores vienen dados por

$$\begin{cases} \bar{s}_1(t) = d \\ \bar{s}_4(t) = 1 - d \end{cases}$$

Y asumimos que los valores promedios de  $V_{DC}$  e  $i$  son valores constantes, que la frecuencia de la onda portadora es mucho mayor que la de la onda moduladora



en el control de los interruptores y definimos el ciclo de trabajo como  $d = (m+1)/2$   
podemos definir los valores promedios de las señales como:

$$\bar{V}_t = m * \frac{V_{DC}}{2}$$

$$\bar{i}_p = \frac{1+m}{2} * i$$

$$\bar{i}_n = \frac{1-m}{2} * i$$

$$\bar{P}_{DC} = m * \frac{V_{DC}}{2} * i$$

$$\bar{P}_t = m * \frac{V_{DC}}{2} * i$$

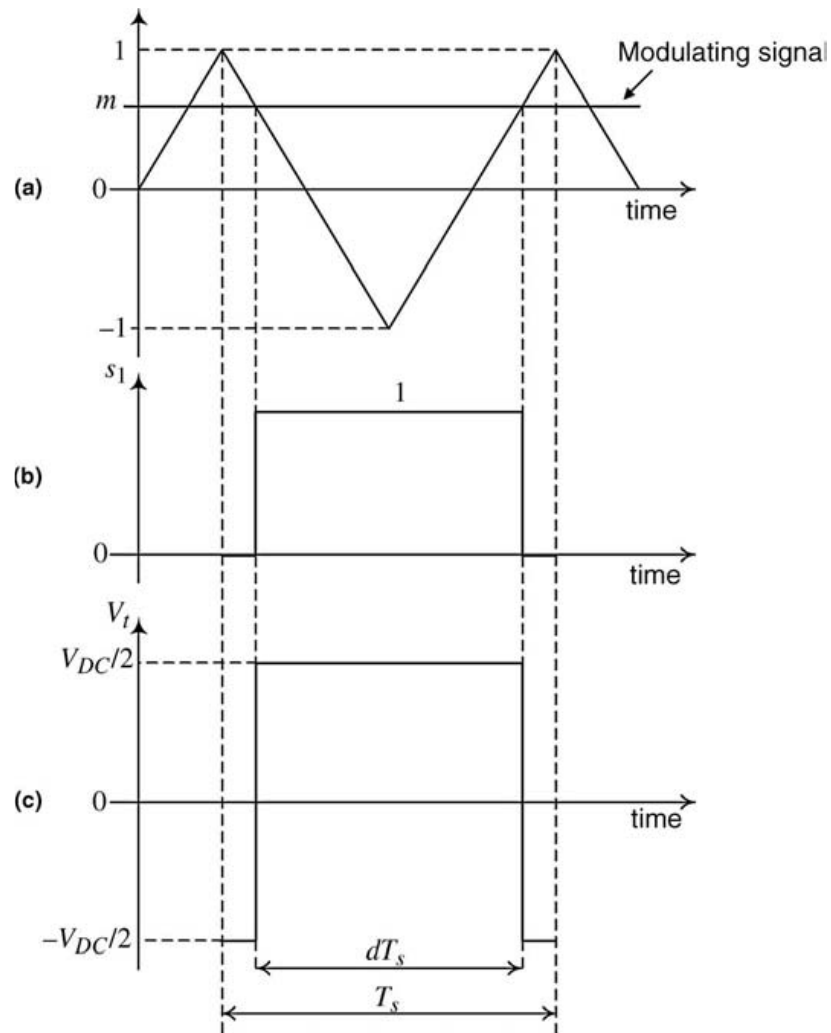


Ilustración 15: Ciclos de trabajo interruptores [7]

El cambio de variable  $m$  se puede describir como la relación entre la magnitud de la señal moduladora y del ciclo de trabajo. Así si  $m$  va variando su valor entre -1 y 1 el promedio de  $V_t$  varía linealmente entre  $-V_{DC}/2$  y  $V_{DC}/2$ , siendo en caso  $m = 0$  el correspondiente a un promedio de 0 voltios.

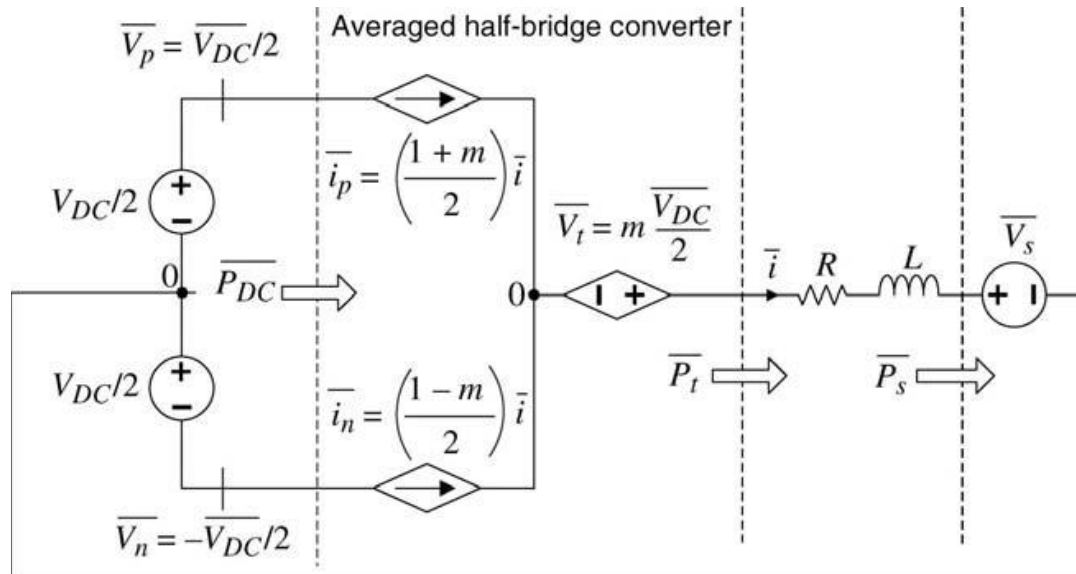


Figura 16 : Circuito equivalente controlador en medio puente

#### 4.4. Control del VSC

A continuación vamos a desarrollar el control del VSC mediante diagramas de bloques. De aquí en adelante todas las variables son tomadas como valores promedio si no se indica lo contrario.

Podemos definir la ecuación diferencial que define el comportamiento del convertidor de la figura como:

$$L * \frac{di}{dt} + (R + r_{on}) * i = V_t - V_s$$

$$V_t = m * \frac{V_{DC}}{2}$$

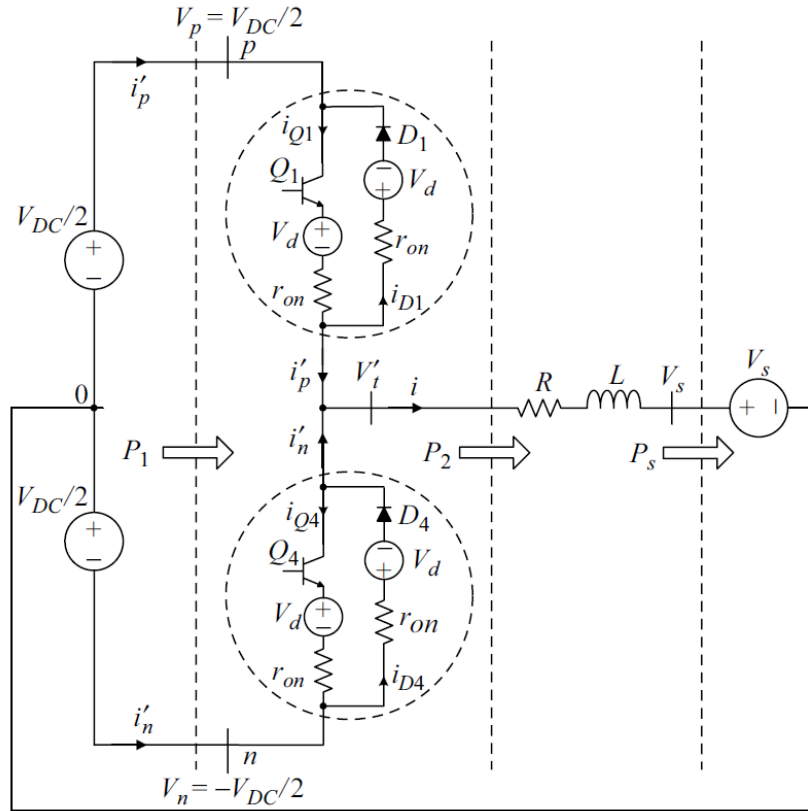


Figura 17: esquema convertidor de medio puente [7]

Tomamos la intensidad de corriente  $i$  como la variable de estado del sistema,  $V_t$  como la entrada al bloque del sistema y  $V_s$  como una perturbación de la señal de control. Desarrollando  $V_t$  en función de la señal moduladora,  $m$ , y de la tensión máxima del convertidor,  $V_{DC}/2$ , el diagrama de bloques queda:

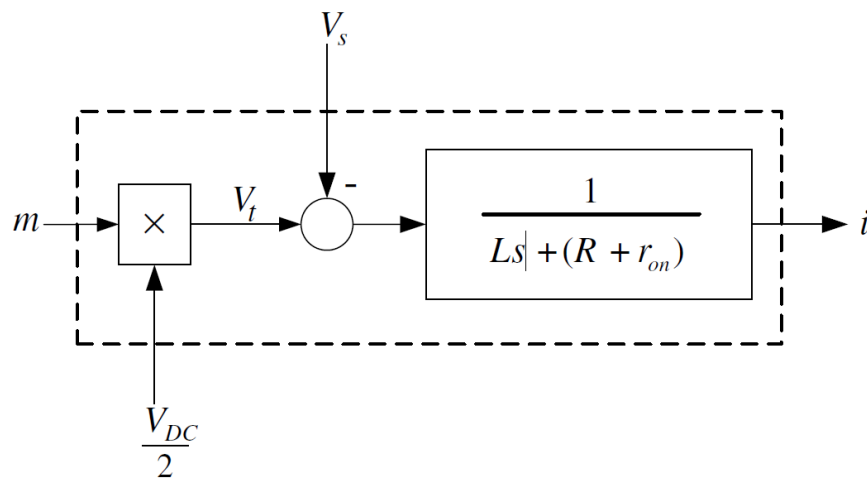


Figura 18: Diagrama de bloques para el control del VSC

El objetivo del control es que la intensidad siga una referencia dada, para ello utilizamos un controlador y realimentamos la señal de salida. El controlador se ha de encargar de adecuar la señal moduladora,  $m$ , para que la intensidad de salida siga a la de referencia.

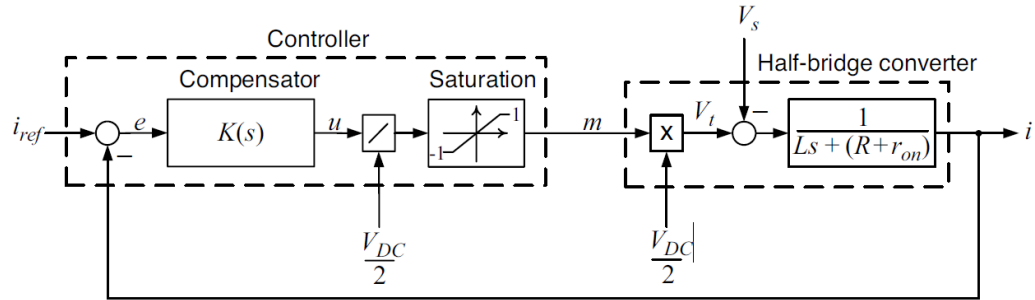


Figura 19: Control el lazo cerrado del VSC [7]

La salida  $u$  del compensador define la tensión que habríamos de introducir al bloque del convertidor para obtener intensidad deseada. Como lo que nos interesa es la señal moduladora, según la definición de  $V_t$ , dividimos entre la tensión máxima e introducimos un bloque de saturación, pues los posibles valores de  $m$  están acotados entre -1 y 1. Si elegimos un controlador del tipo PI conseguiremos eliminar los posibles errores en estado estacionario y asegurarnos de que  $i$  alcanza el valor deseado. La ganancia del sistema en bucle cerrado queda:

$$\ell(s) = \left( \frac{K_p}{L * s} \right) * \left( \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s + \frac{R + r_{on}}{L}} \right)$$

Si elegimos las ganancias del controlador de manera que el cero de la ganancia en bucle cerrado elimine el polo, este se encuentra cerca del origen y me va a originar una dinámica muy lenta, tal que  $K_p / L = 1/\tau_i$  conseguiremos que el sistema presente la constante de tiempo que nosotros definamos,  $\tau_i$ . El sistema quedará como una función de transferencia de primer orden:

$$G(s) = \frac{i(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{1}{\tau_i * s + 1}$$

#### 4.5. Control de sistemas trifásicos

Existen diversas técnicas de control para los convertidores, nosotros nos centraremos en el uso de la técnica de control basada en sistemas de referencia dq. Esta técnica nos permite el uso de controladores de menor orden al tomar los términos variantes en el tiempo como valores constantes.

##### 4.5.1. Sistema de referencia dqo

Cualquier sistema trifásico puede ser representado mediante unos ejes de coordenadas ortogonales a, b y c mediante un vector espacial  $\vec{S}(t)$ .

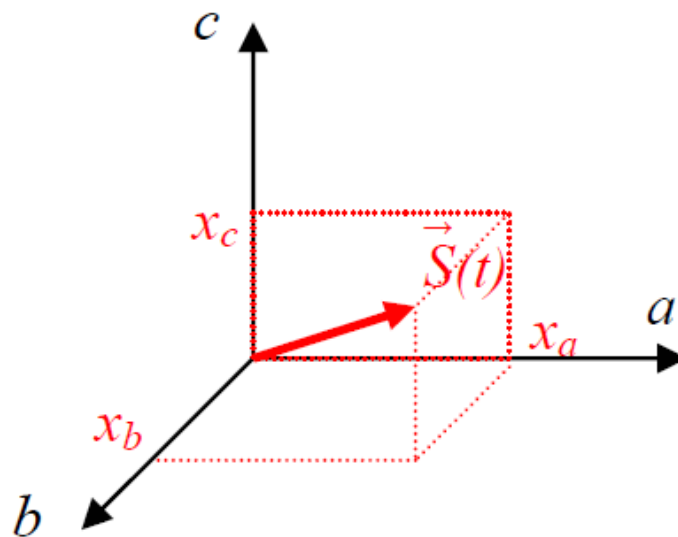


Figura 20: Sistema de ejes coordenados abc [10]

Este vector  $S$  se puede descomponer en la suma de otros dos vectores,  $S'(t)$  y  $H(t)$ . El vector  $H(t)$  se puede definir como un vector homopolar, es decir, todas sus componentes son iguales,  $h(t)$ .

$$S'(t) = \begin{pmatrix} x'(t) \\ y'(t) \\ z'(t) \end{pmatrix}$$

$$H(t) = \begin{pmatrix} h(t) \\ h(t) \\ h(t) \end{pmatrix}$$

$$h(t) = \frac{x(t) + y(t) + z(t)}{3}$$

Estos vectores nos permiten definir un nuevo sistema de referencia denominado  $\alpha\beta\gamma$ . El vector  $H(t)$ , al tener sus 3 componentes iguales, tendrá la dirección  $[1,1,1]^T$  en el sistema de referencia definido por  $abc$ . Definimos el eje  $\gamma$  tal que coincide con la dirección del vector  $H(t)$ . Por otro lado definimos el eje  $\alpha$  como la proyección del eje  $a$  sobre el plano perpendicular a la dirección de  $H(t)$ ,  $\Pi$ , que contiene la vector  $S'(t)$ .

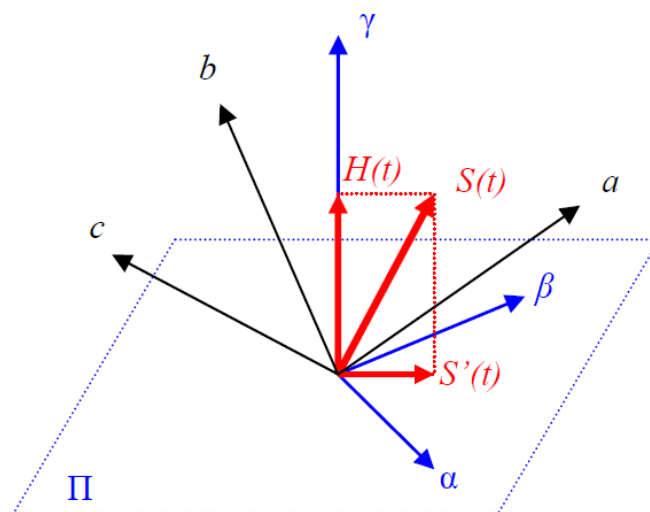


Figura 21: Sistema de referencia  $\alpha\beta\gamma$  [10]

Si consideramos un sistema trifásico equilibrado sabemos que la suma de sus componentes nula, por lo que el vector  $H(t)$  será un vector nulo y por tanto el vector  $S(t)$  quedará contenido en el plano definido por  $\alpha\beta$ . Por otro lado el sistema trifásico se puede representar mediante un vector giratorio de módulo constante. Definida una magnitud  $f$  del sistema trifásico en el sistema de referencias  $abc$ :

$$f(t) = \begin{pmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f_{max} * \cos(\omega * t) \\ f_{max} * \cos\left(\omega * t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ f_{max} * \cos\left(\omega * t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix}$$

$$f_a(t) + f_b(t) + f_c(t) = 0$$

Hemos de realizar un cambio de fase para representar las magnitudes en el sistema de referencia  $\alpha\beta\gamma$  mediante una matriz  $C$  de cambio de base.

$$\begin{pmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \\ f_\gamma(t) \end{pmatrix} = C * \begin{pmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} * \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \\ f_\gamma(t) \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} * f_{max} * \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} \cos(\omega * t) \\ \cos\left(\omega * t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega * t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \\ f_\gamma(t) \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} * f_{max} * \begin{pmatrix} \cos(\omega * t) \\ \sin(\omega * t) \\ 0 \end{pmatrix}$$

El vector  $S(t)$  tendrá un módulo igual a  $\sqrt{\frac{2}{3}} * f_{max}$  y girará a una velocidad angular igual a la del sistema trifásico,  $\omega$ .

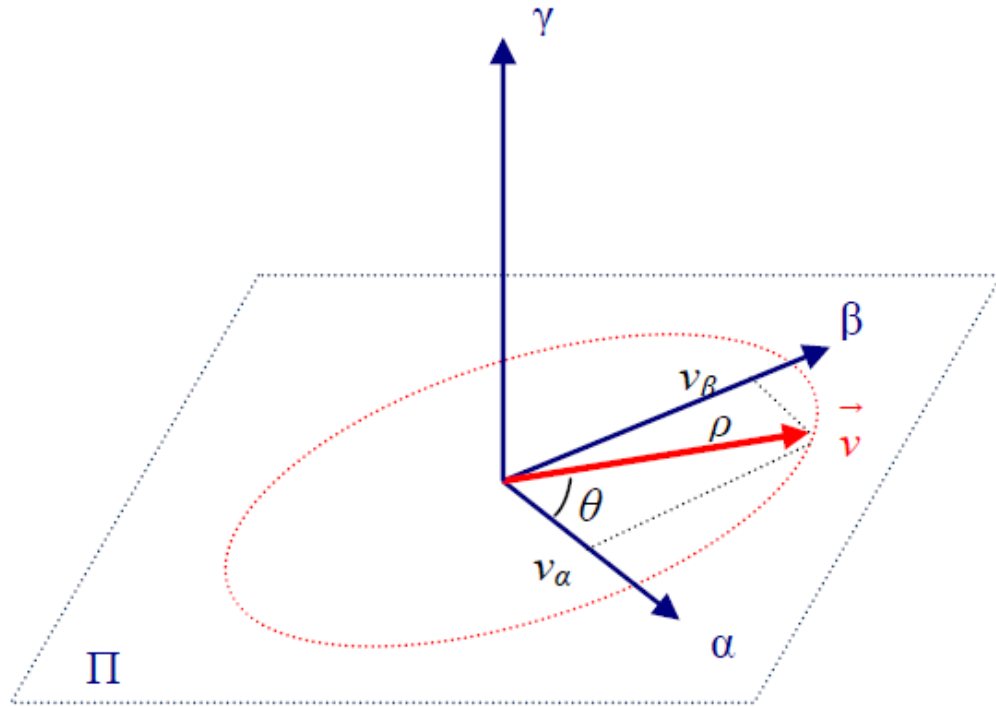


Figura 22: trayectoria del vector  $S(t)$  en el plano  $\alpha\beta$  [10]

La idea del sistema de referencia dq es que los vectores espaciales permanezcan fijos en el espacio. Para ello solo hemos de hacer girar el sistema de referencia  $\alpha\beta\gamma$  a la misma velocidad y sentido a los que gira el vector espacial. El giro se produce sobre el eje  $\gamma$  pues el vector está contenido en el plano  $\Pi$ . Volvemos a utilizar una matriz de cambio de referencia,  $R$ , para realizar el cambio de base al sistema tal que  $\theta$  es la velocidad de rotación de los ejes:

$$\begin{pmatrix} f_a(t) \\ f_q(t) \\ f_o(t) \end{pmatrix} = R * \begin{pmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{pmatrix}$$



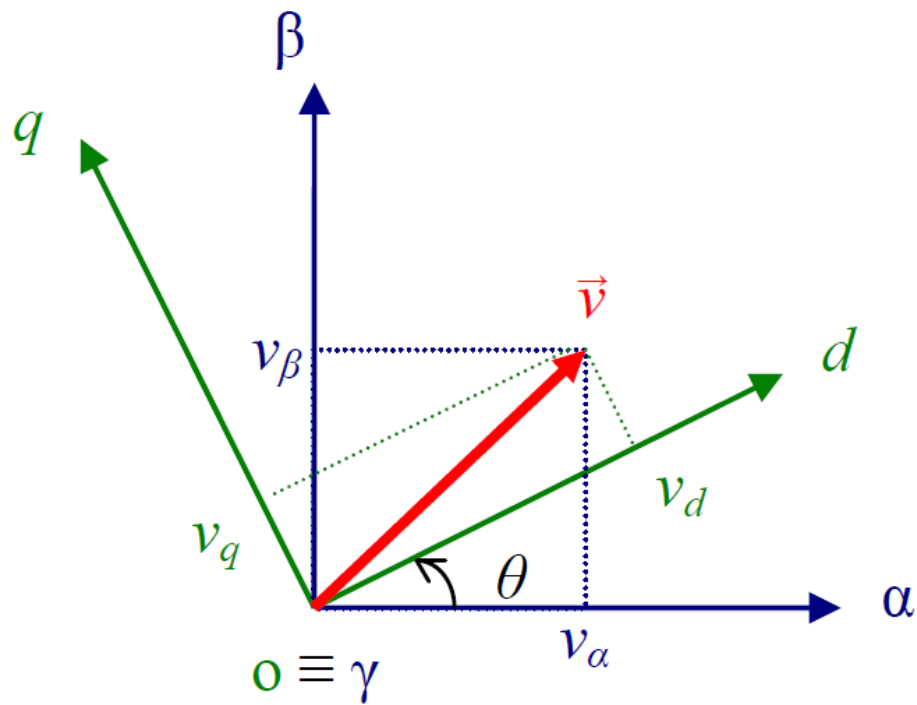


Figura 23: Sistema de referencia dq [10]

Según [11] la transformada de Park se puede definir como la matriz de transformación que convierte las componentes de un sistema trifásico variables en el tiempo definidas en un sistema de ejes coordenados abc en unos valores constantes definidos en un sistema de referencia dqo en régimen permanente.

$$T = R * C = \sqrt{\frac{2}{3}} * \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \\ f_o(t) \end{pmatrix} = T * \begin{pmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{pmatrix}$$

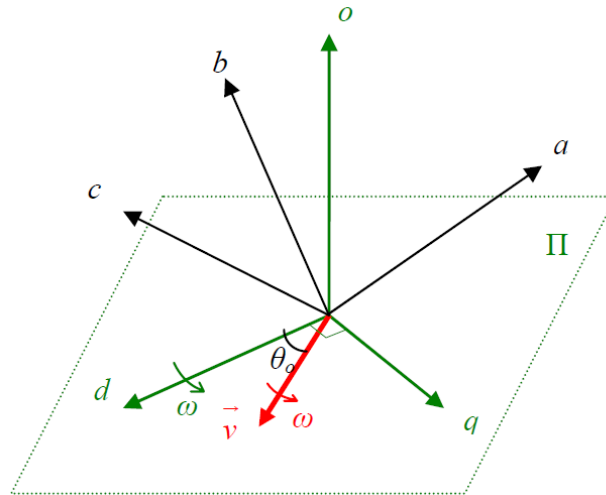


Figura 24: Sistema dq respecto abc [10]

#### 4.5.2. Representación de la potencia en sistema dq

Según [7] podemos definir la potencia activa y la reactiva de un sistema en función de las componentes de la tensión y de la intensidad en el sistema de referencias dq, tal que  $V_d$  y  $V_q$  son respectivamente la componentes d y q de la tensión e  $i_d$  e  $i_q$  con las componentes de la intensidad.

$$P(t) = \frac{3}{2} * (V_d(t) * i_d(t) + V_q(t) * i_q(t))$$

$$Q(t) = \frac{3}{2} * (-V_d(t) * i_q(t) + V_q(t) * i_d(t))$$

Considerando el caso de que  $V_q = 0$  podremos controlar las potencia en función de las intensidades.

#### 4.5.3. Dinámica del control mediante aplicación del sistema dq

Mediante el control trataremos de que la salida del sistema trifásico definido en abc siga una referencia dada en dq. Para llevar a cabo el control realizaremos

una realimentación de las salidas del sistema y emplearemos un controlador para generar una señal de control. Los bloques de cambio de sistema de referencia aplican las matrices de transformación definidas anteriormente para realizar el cambio entre bases.

En la figura  $Y_{dref}$  e  $Y_{qref}$  son las referencias de salida en el sistema dq,  $[y_a, y_b, y_c]$  son las salidas del sistema trifásico y  $[d_a, d_b, d_c]$  son las perturbaciones de la planta. Por otro lado  $\varepsilon(t)$  es la velocidad de giro de los ejes del sistema dq.

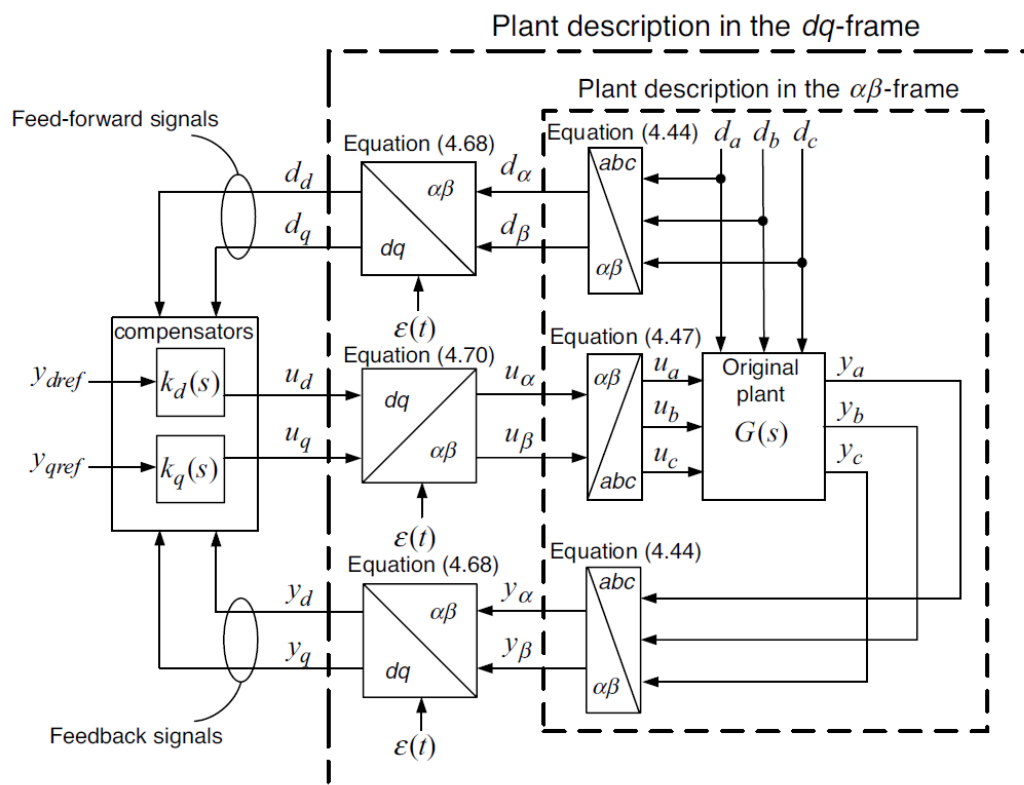


Figura 25: Control de la planta en sistema dq [7]

La dinámica de un VSC no ideal puede ser modelada como la de un VSC ideal más la acción de las resistencias de los interruptores y la fuga de corriente representada por la fuente de intensidad de la figura. Estas pérdidas son debidas a la conducción y a la conmutación de los interruptores. Estos valores suelen ser contantes e independientes de las tensiones y corrientes del convertidor, por lo

que para mayor simplicidad pueden agruparse dentro de los subsistemas de continua o de alterna y tratar al convertidor como ideal.

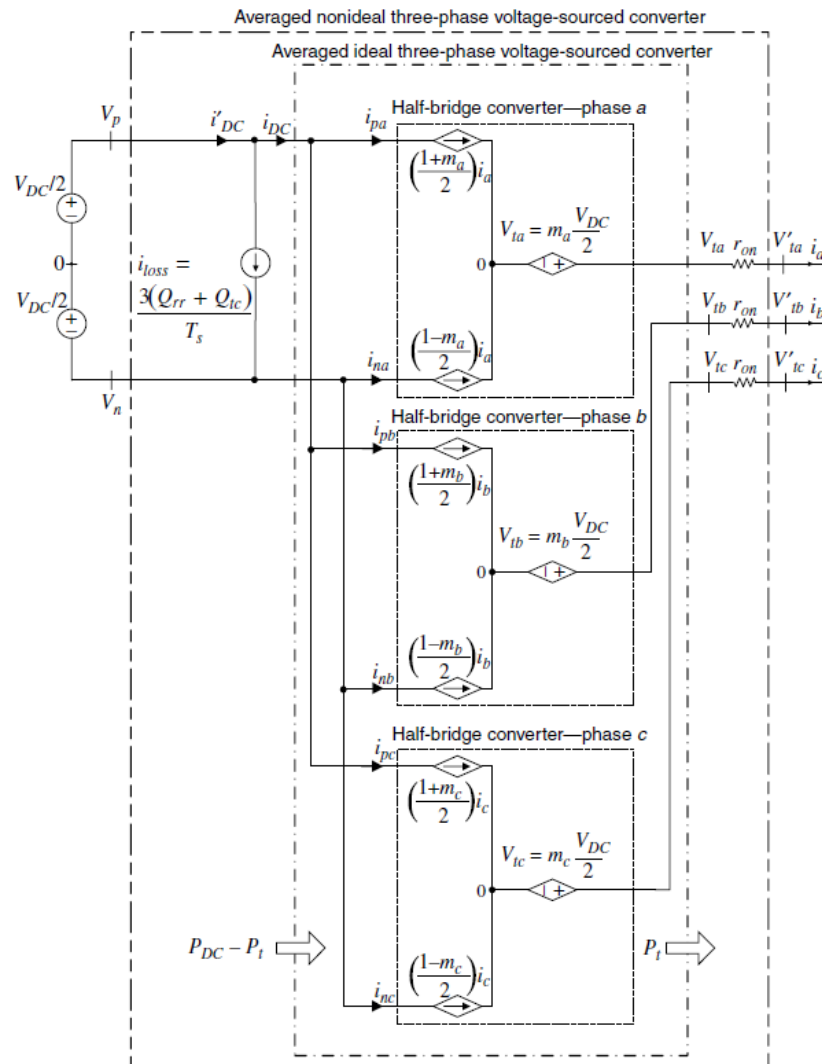


Figura 26: Esquema de un VSC no ideal [7]

Ahora si el sistema es ideal, la potencia trifásica viene dada por la suma de las potencias de las tres líneas:

$$P_t(t) = V_{DC}(t) * i_{DC}(t) = V_{ta}(t) * i_a(t) + V_{tb}(t) * i_b(t) + V_{tc}(t) * i_c(t)$$

El control mediante un sistema de referencia dq hace que la elección de los parámetros de los controladores sea mucho más sencilla debido a la eliminación de la variación en el tiempo de los parámetros del sistema. Como se ha

comentado anteriormente el control de la tensión de salida se realiza a través de la señal moduladora, que este caso serán tres señales, una por cada fase, sinusoidales equilibradas.

$$V_{td}(t) = \frac{V_{DC}}{2} * m_t(t)$$

$$V_{tq}(t) = \frac{V_{DC}}{2} * m_q(t)$$

$$P_t(t) = V_{DC}(t) * i_{DC}(t) = \frac{3}{2} (V_{td}(t) * i_d(t) + V_{tq}(t) * i_q(t))$$

El modelado de las ecuaciones anteriores da un modelo para el VSC según un sistema de referencia dq.

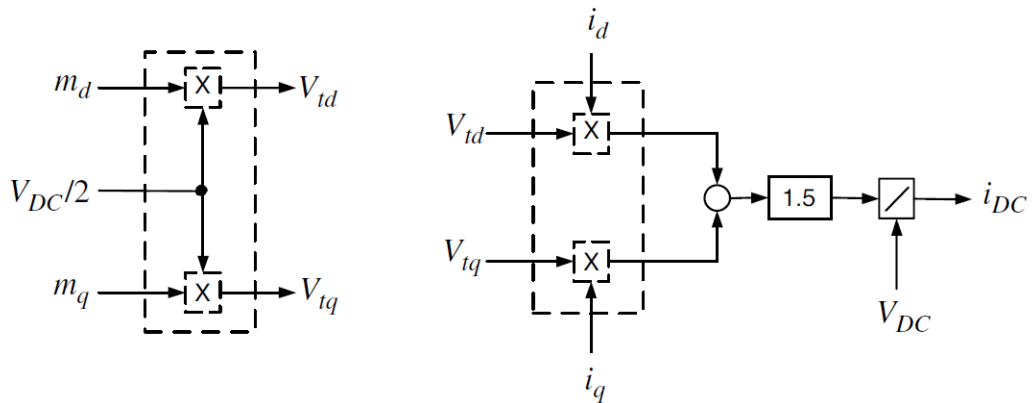


Figura 27: Diagrama de bloques VSC sistema dq [7]

De forma similar al control realizado en la figura 19, implementando los diagramas de bloques anteriores, podemos realizar un control de la corriente expresada según el marco de referencia dq:

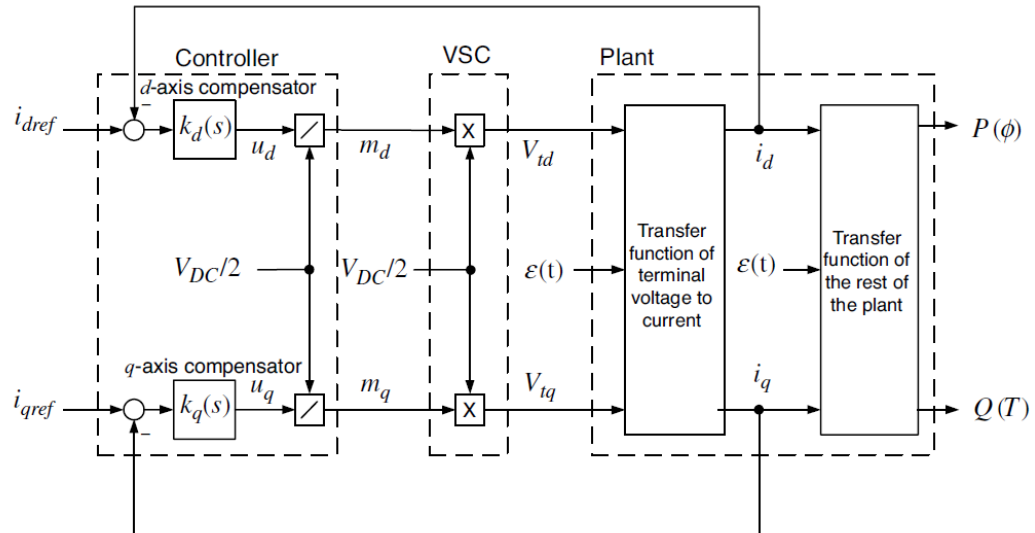


Figura 28: Seguimiento de referencia de la corriente [7]

#### 4.6. Control del convertidor con frecuencia impuesta por la red

En este apartado trataremos el desarrollo de uno de los objetivos principales del proyecto, el control de la potencia activa y reactiva del controlador. Para ello utilizaremos el anteriormente introducido sistema de referencia dq que nos va a permitir reducir a dos el número de sistemas a controlar de tal manera que las variables se presentan como parámetros en corriente continua en estado estacionario. Ya que las variables se presentan en valores de continua, el uso de términos integrales en los parámetros del controlador nos permite alcanzar condiciones de estado estacionario de error nulo. Por otro lado, este método tiene la desventaja de que hemos de realizar la sincronización con la fase del sistema mediante lo que se conoce como *phase-locked loop* (PLL).

A la hora de realizar el control de la transferencia de potencia del convertidor existen dos métodos generalizados: control mediante corriente y control mediante tensión. El control mediante tensión presenta el inconveniente de que no hay control alguno sobre las corrientes del sistema, lo que puede acarrear picos de intensidad y sobrecargas si se produce un cambio brusco en los valores de referencia de las potencias requeridas. Nos centraremos en el estudio del

control mediante intensidad, método empleado más a delante para el control de la planta del proyecto.

La potencia activa y la reactiva se controlan mediante el ángulo de fase y la amplitud de la intensidad de línea respecto a la tensión ( $V_s$ ) del punto de acople (PCC).

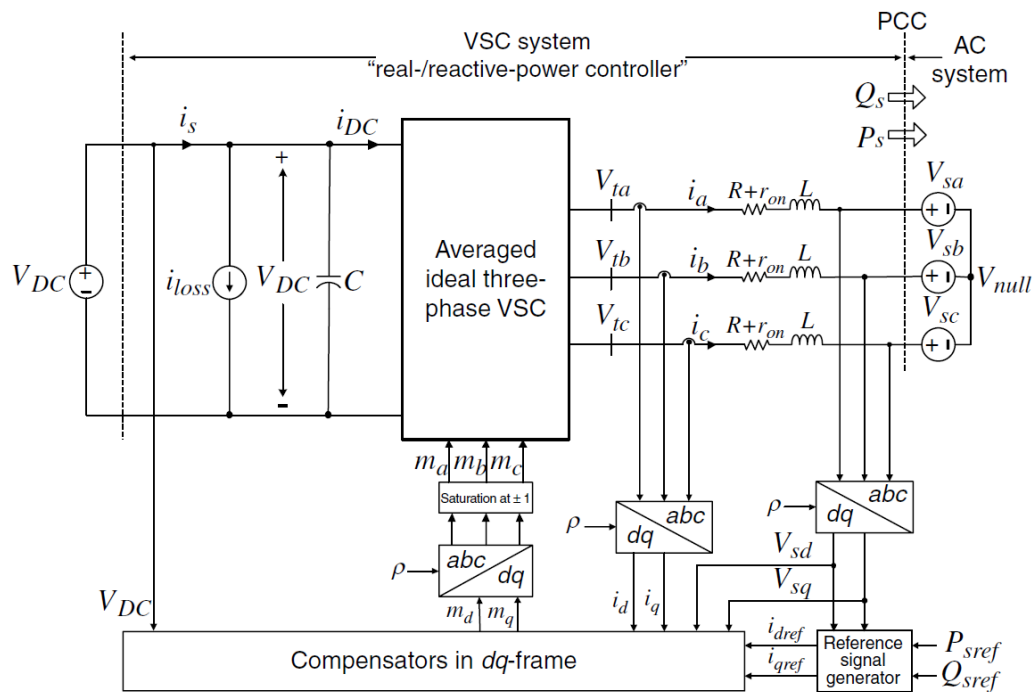


Figura 29: Bucle de control de intensidad del VSC [7]

Como se puede procesar el mecanismo de control trabaja con valores expresados en sistema de referencia dq, por lo que las señales control habrán de ser transformadas de nuevo al sistema de referencia abc. Como hemos comentado este tipo de control permite evitar que se produzcan picos de corrientes, para lo cual se situarían unos bloques de saturación a las señales de referencia de las intensidades, los cuales no se muestran en la figura anterior.

#### 4.6.1. Análisis del bucle de control de la corriente

En este apartado desarrollaremos y explicaremos la dinámica del control de las corrientes en sistema de referencia dq, para lo que tendremos que implementar el mecanismo de sincronización del PLL.

El comportamiento del circuito de puede representar mediante la ecuación diferencial:

$$V_t - V_s = R * i + L * \frac{di}{dt}$$

Donde la resistencia  $r_{on}$  está integrada en el valor de R.

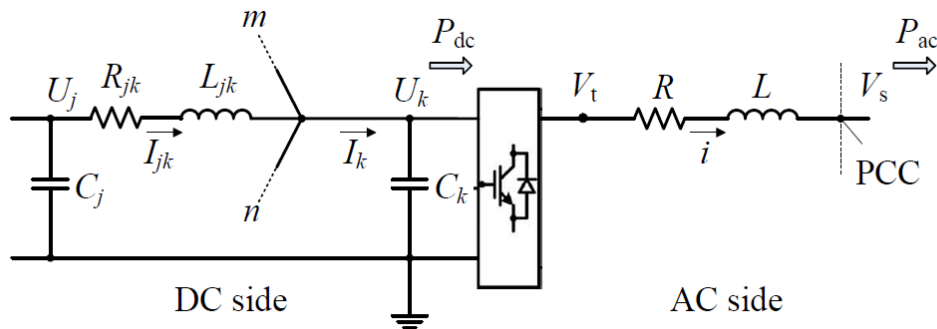


Figura 30: Circuito equivalente básico VSC [12]

Transformamos la ecuación anterior al sistema de referencia dq, según [12]:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L} * i_d + \omega * i_q + \frac{1}{L} * (V_{td} - V_{sd})$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L} * i_q - \omega * i_d + \frac{1}{L} * (V_{tq} - V_{sq})$$



El sistema de ejes ortogonales dq se encuentra girando a una velocidad impuesta por la tensión de la red  $V_s$ . Una técnica de control comúnmente utilizada es hacer que la tensión de red coincida con uno de los ejes del sistema de referencia, en nuestro caso asumimos que coincide con el eje d. De esa manera las componentes dq de la tensión de red son:

$$V_{sd} = |V_s| \quad ; \quad V_{sq} = 0$$

Esta condición ha de mantenerse siempre que la velocidad de giro del sistema de ejes esté coordinada con la velocidad de  $V_s$  (PLL estable), es decir, la frecuencia del sistema  $\omega$  será igual a  $d\rho/dt$ . Siendo  $\rho$  el deslizamiento de los ejes del sistema dq:

$$\rho = \omega * t + \theta_0$$

$$V_{sd} = \hat{V}_s * \cos(\omega * t + \theta_0 - \rho)$$

$$V_{sq} = \hat{V}_s * \sin(\omega * t + \theta_0 - \rho) = 0$$

La utilidad del uso del sistema de referencias dq va a depender en mayor medida de la elección de  $\omega$  y de  $\rho$ . Si la frecuencia impuesta por la red permanece constante  $\omega = \omega_0$ , el deslizamiento del sistema dq sería  $\rho = \omega_0 * t + \theta_0$ . Así pues las variables de control quedan:

$$V_{sd} = \hat{V}_s * \cos(\omega_0 * t + \theta_0 - \rho)$$

$$V_{sq} = \hat{V}_s * \sin(\omega_0 * t + \theta_0 - \rho) = 0$$

Necesitamos de un mecanismo que haga que  $\rho$  no se desvíe del valor de referencia marcado por la frecuencia impuesta de la red, es decir, que haga que  $V_{sq}$  tienda a cero. En [7] el seguimiento de la referencia se lleva a cabo mediante la siguiente ley de control:

$$\omega(t) = H(d/dt) * V_{sq}(t)$$

$$\frac{d\rho}{dt} = H(d/dt) * \hat{V}_s * \sin(\omega_0 * t + \theta_0 - \rho)$$

Como se observa el sistema del controlador del PLL no es lineal, esto puede acarrear ciertos problemas que generan variaciones que afecten a la estabilidad de los valores estacionarios o bien la generación de órbitas cerradas oscilatorias, lo que se denomina como ciclos límites [13]. Con el objetivo de evitar la aparición de los ciclos límites se introducen ciertas modificaciones al controlador: consideramos que inicialmente la frecuencia de la red se encuentra en su valor nominal,  $\omega_0$ , y se acotan sus posibles fluctuaciones de la posición de equilibrio,  $\omega_{\min} < \omega_0 < \omega_{\max}$ . Los valores máximos y mínimos de acotación de la variación de la frecuencia de la red han de ser pequeños y cercanos a la posición de equilibrio, pero también han de ser lo suficientemente grandes como para permitir oscilaciones de la frecuencia durante los estados transitorios.

Ya que tratamos de que el argumento del seno que aparece en la definición del controlador se cancele, podemos afirmar que los valores del argumento estarán siempre cercanos al cero. Por tanto, si  $\omega_0 * t + \theta_0 \approx 0 \rightarrow \sin(\omega_0 * t + \theta_0) \approx \omega_0 * t + \theta_0$ .

$$\frac{d\rho}{dt} = H(d/dt) * \hat{V}_s * (\omega_0 * t + \theta_0 - \rho)$$

Aplicando la transformada de Laplace, la función en lazo abierto es:

$$\frac{\rho}{\omega_0 * t + \theta_0} = H(s) * \hat{V}_s$$

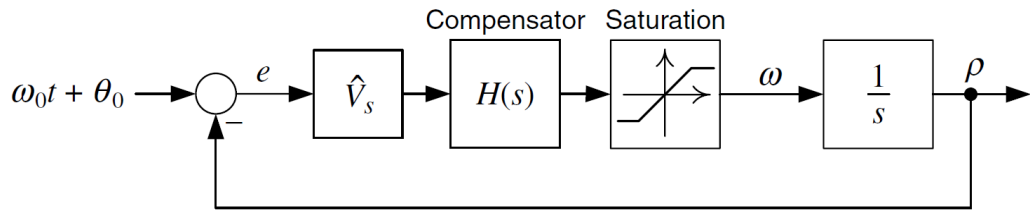


Figura 31: buble de control para el PLL [7]

A continuación se muestra la dinámica que seguiría la implementación den el convertidor la sintonización de  $p$ . La integración se lleva a cabo mediante un oscilador controlado de tensión (VCO). El VCO se puede considerar como un integrador cuya salida se resetea cada vez que cuza un cierto valor umbral, en nuestro caso  $2\pi$ .

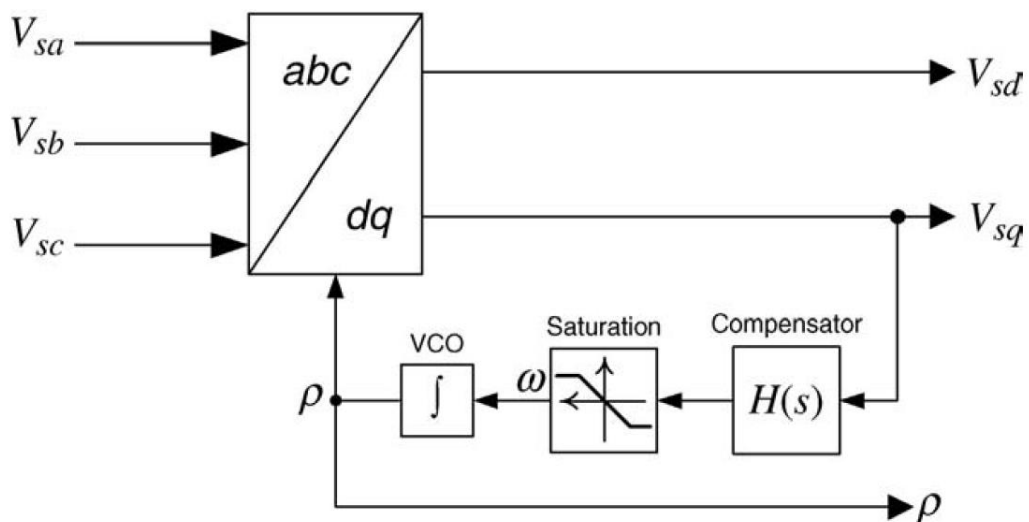


Figura 32: control del PLL aplicado al sistema [7]

La entrada de referencia al PLL consta de un valor contante,  $\theta_0$ , y de una función rampa,  $\omega_0 \cdot t$ . Ya que el bucle de control dispone un integrador, la salida será capaz de alcanzar el valor constante de la referencia pero no es de la señal rampa. Para asegurarnos de que  $p$  alcanza un estado estacionario con error cero el controlador  $H(s)$  ha de incluir como mínimo otro integrador más.

Por otro lado las potencias del sistema se pueden representar como:

$$P(t) = \frac{3}{2} * (V_{sd} * i_d + V_{sq} * i_q) = \frac{3}{2} * V_{sd} * i_d$$

$$Q(t) = \frac{3}{2} * (V_{sq} * i_d - V_{sd} * i_q) = -\frac{3}{2} * V_{sd} * i_q$$

De estas ecuaciones obtenemos la relación entre las potencias entregadas al subsistema de alterna y las corrientes en el sistema de referencia dq, los valores de referencia seguirán la misma dinámica, por lo que podemos decir que:

$$i_{dref}(t) = \frac{2}{3 * V_{sd}} * P_{ref}(t)$$

$$i_{qref}(t) = -\frac{2}{3 * V_{sd}} * Q_{ref}(t)$$

Suponiendo un estado estacionario, las ecuaciones que definen el comportamiento del sistema:

$$L * \frac{di_d}{dt} = -R * i_d + L * \omega_o * i_q + (V_{td} - V_{sd})$$

$$L * \frac{di_q}{dt} = -R * i_q - L * \omega_o * i_d + (V_{tq} - V_{sq})$$

Las tensiones de salida del convertidor  $V_t$  se podían obtener en función de la señal moduladora del PWM:

$$V_{td}(t) = \frac{V_{DC}}{2} * m_d(t)$$

$$V_{tq}(t) = \frac{V_{DC}}{2} * m_q(t)$$

Si nos fijamos en las ecuaciones del sistema vemos que las intensidades se encuentran acopladas mediante unos términos  $L * \omega_o$ , esto no nos va a permitir controlar las potencias del sistema de manera independiente. Con el objetivo de eliminar el acople entre las señales podemos definir las señales moduladoras de la siguiente manera:

$$m_d = \frac{2}{V_{DC}} * (u_d - L * \omega_o * i_q + V_{sd})$$

$$m_q = \frac{2}{V_{DC}} * (u_q - L * \omega_o * i_d + V_{sq})$$

Sustituyendo:

$$V_{td}(t) = (u_d - L * \omega_o * i_q + V_{sd})$$

$$V_{tq}(t) = (u_q - L * \omega_o * i_d + V_{sq})$$

Volviendo a sustituir en las ecuaciones del sistema:

$$L * \frac{di_d}{dt} = -R * i_d + u_d$$

$$L * \frac{di_q}{dt} = -R * i_q + u_q$$

Las corrientes del sistema pueden ser controladas mediante las señales de control correspondientes a cada una de manera independiente. Ambos lazos de control son idénticos por lo que los compensadores para ambas intensidades serán iguales, representado en la figura 34.

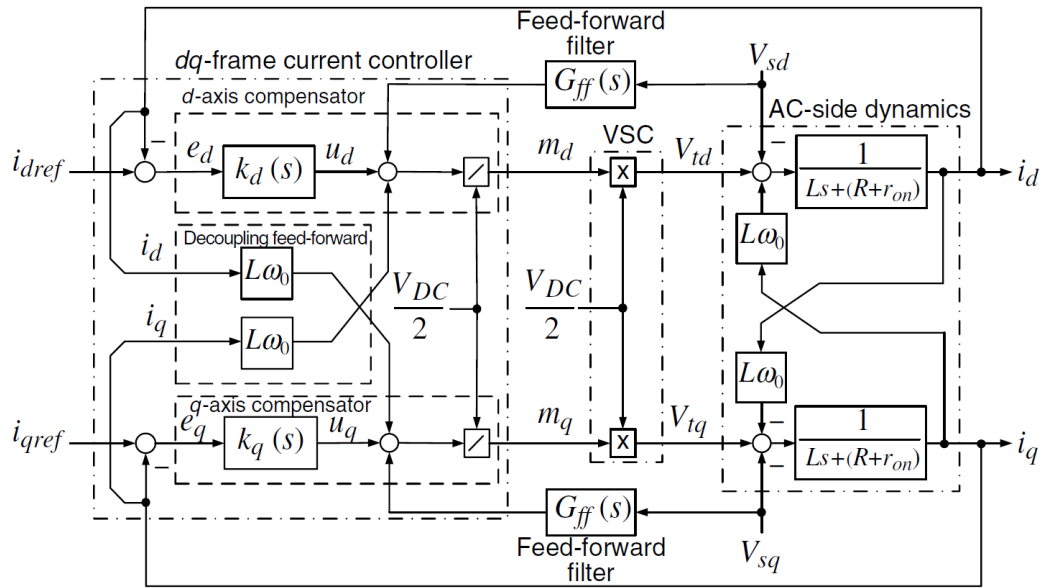


Figura 33: Bloque de control de la corriente del VSC [7]

La estructura del controlador es la misma que la desarrollada en el apartado 4.4, un sistema de primer orden:

$$G(s) = \frac{i(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{1}{\tau_i * s + 1}$$

Donde los parámetros de los controladores  $K_d$  y  $k_q$ , controladores PI, son:

$$k_p = \frac{L}{\tau_i}$$

$$k_i = \frac{R + r_{on}}{\tau_i}$$

$\tau_i$  suele ser un valor lo suficientemente pequeño para tener una respuesta rápida pero que permita que el ancho de banda,  $1/\tau_i$ , sea bastante inferior al periodo de conmutación de los interruptores.

Ahora bien, tratamos de que las potencias sigan una referencia dada. Las señales de referencia de las intensidades pueden ser obtenidas mediante un controlador

PI al que como entrada introduciremos el error de seguimiento de los valores de referencia de las potencias.

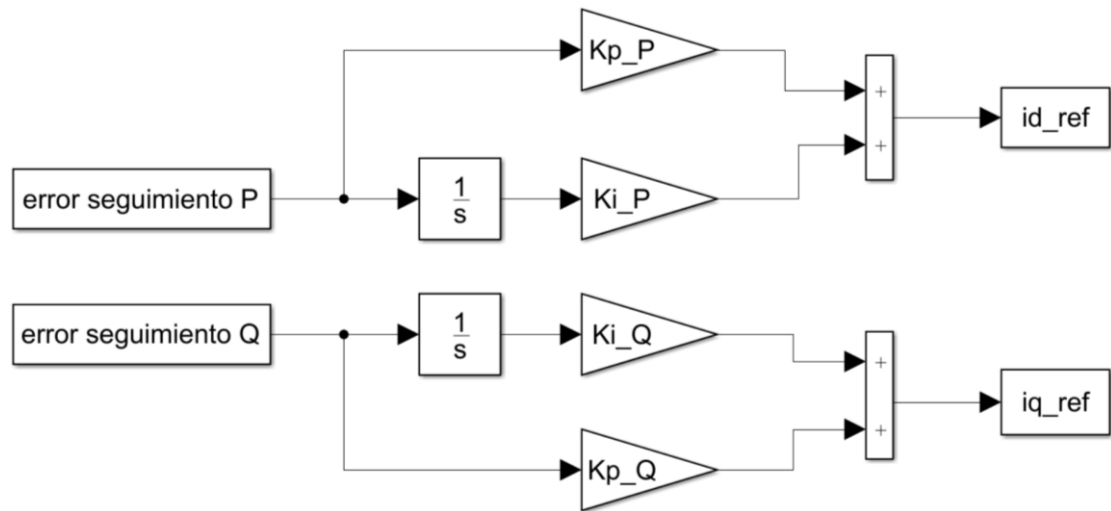


Ilustración 34: Controlador PI para el control de las corrientes de referencia [elaboración propia]

## 5. Control óptimo inteligente del VSC

Para realizar un control óptimo del funcionamiento del VSC vamos a hacer uso del algoritmo de Optimización Basado en Biogeografía. El algoritmo lo utilizaremos para desarrollar un controlador PI autoajustable para el seguimiento de la referencia de las potencias activa y reactiva.

Un controlador PI tradicional donde los valores de las ganancias son constantes están pensados para sistemas que van a funcionar en un punto fijo de operación. La principal ventaja del uso de controladores adaptativos reside en que, pese a su mayor complejidad, estos son capaces de autoajustarse en función de las variaciones en la dinámica de la planta, variación del punto de operación, etc. Por otro lado, también pueden utilizarse en diferentes aplicaciones, siendo necesario su desarrollo una única vez siempre que dispongamos de un modelo aproximado de la planta a controlar.

Seguiremos la dinámica de un regulador autoajustable o STR. Básicamente, según [14], estos constan de las siguientes partes:

- Un algoritmo recursivo de estimación de parámetros.
- Un mecanismo de adaptación.
- Un regulador con parámetros ajustables.

En un principio calculas unos valores mediante la regla de Ziegler-Nichols de las rectas tangentes, se realiza un ajuste fino manualmente, unos valores iniciales para dar comienzo a la acción de control para posteriormente sustituirlos por los valores estimados. Esta configuración de control deja la puerta abierta a posibles combinaciones con diversos métodos a la hora de estimación de los parámetros. Utilizaremos, para el cálculo de los valores óptimos del controlador en cada



momento utilizaremos el algoritmo bioinspirado para luego modificar el valor de los parámetros del controlador. Este dispondrá de un dispositivo de apagado o encendido para cuando se detecten variaciones en el error de seguimiento, ya sean por variación del punto de operación o debidas a perturbaciones que pueda sufrir la planta.

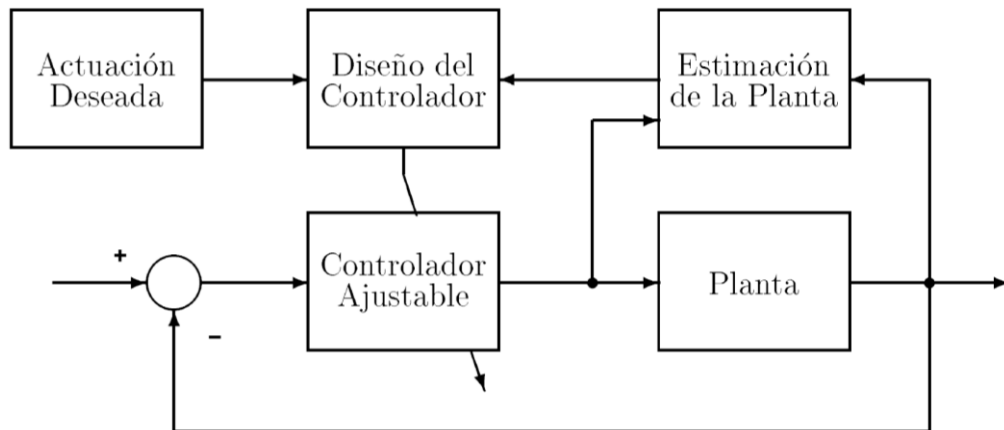


Figura 35: esquema controlador STR [14]

A partir de la estructura del STR implementamos el controlador que vamos a utilizar para el control del VSC. En lugar de la estimación de la planta para el cálculo de los parámetros vamos a utilizar una función de coste, esta nos proporcionará los valores del ITAE para las ganancias calculadas en el proceso iterativo del algoritmo.

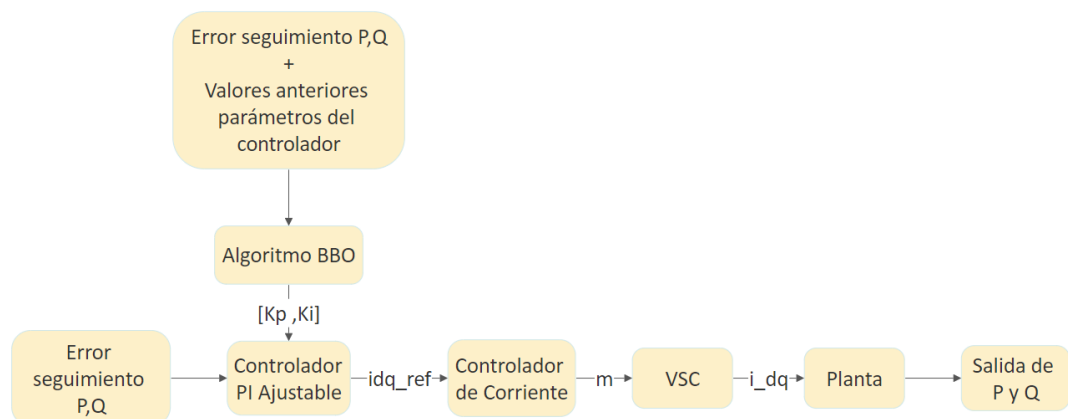


Figura 36: Esquema controlador adaptativo inteligente [elaboración propia]

Según se expone en [15], una de las principales ventajas de estas técnicas de optimización es la robustez de los resultados y la flexibilidad en el ámbito de aplicación. La principal ventaja de los sistemas robustos es la capacidad de alcanzar estados estacionarios de error nulo ante posibles perturbaciones o desviaciones del punto de operación, así como posibles dinámicas no modeladas [14].

Mediante la combinación del algoritmo metaheurístico con el controlador autoajutable nos aseguramos que el controlador va a tener un control robusto durante el funcionamiento de la planta del sistema a controlar, dándonos la posibilidad de disponer de un controlador aplicable al control de otros procesos que posean una dinámica diferente.

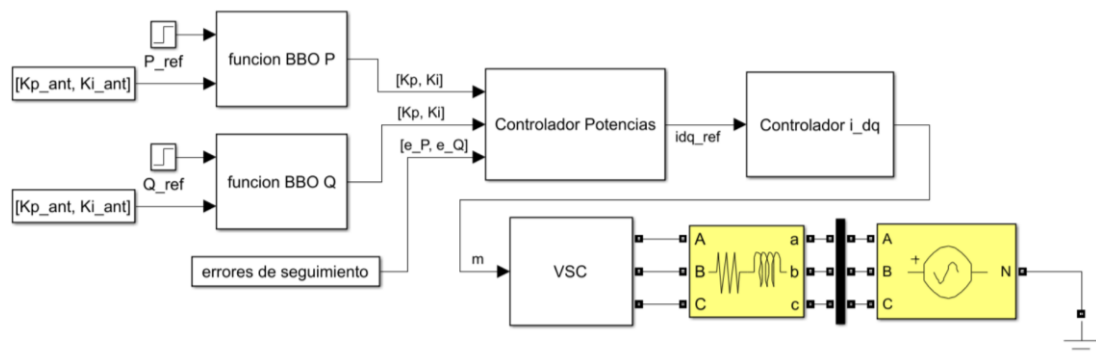


Ilustración 37: Estructura del controlador [elaboración propia]

Se implementan dos controladores independientes entre si y de idéntica estructura, uno para el control de la potencia activa y otro para el control de la potencia reactiva, figura 34.

### 5.1. Mecanismo de optimización

Para el cálculo de las ganancias de los controladores utilizamos un bloque de función de Simulink, en el que implementamos el código del tipo BBO. Cuando

se activa el algoritmo se crea una población inicial aleatoria, estos individuos de la población serán los diferentes valores candidatos a valores de las ganancias de los controladores. Para evitar desviaciones excesivas del comportamiento deseado se introduce como semilla en esa población inicial los valores actuales de las ganancias para que las iteraciones empiecen desde ese valor. Al tratarse de un método de prueba error puede darse el caso de que la activación del algoritmo no dé lugar a una variación de las ganancias porque no se encuentre ningún valor mejor que el introducido como semilla o calculado en la iteración anterior.

La activación del bloque función se produce cuando el error de seguimiento supera un cierto valor, en el caso de que la señal de activación esté en estado bajo se conservan las ganancias de la iteración anterior o las introducidas como condición inicial.

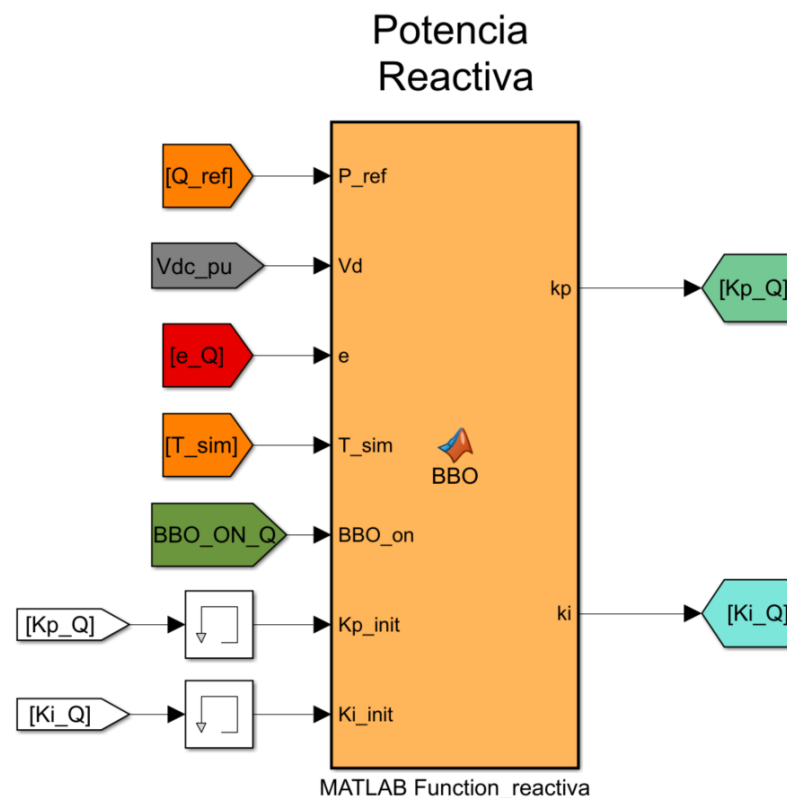


Figura 38: Bloque función Simulink [elaboración propia]

Al bloque función introducimos los siguientes parámetros:

- La trayectoria de referencia de la potencia en cuestión que queremos controlar.  $Q_{ref}$ .
- La tensión suministrada por el subsistema de continua.  $V_{dc\_pu}$ .
- El error de seguimiento de la trayectoria de referencia.  $e_Q$ .
- El tiempo actual de la simulación.  $T_{sim}$ .
- La señal de activación del bloque función.  $BBO\_ON\_Q$ .
- Los valores de las ganancias del controlador de la iteración anterior.  $[Kp\_Q, Ki\_Q]$ .

## 5.2. Mecanismo de activación

Con el objetivo de evitar saturar la capacidad de procesamiento y ralentizar la simulación implementamos un mecanismo de control para el encendido y apagado de las funciones de optimización.

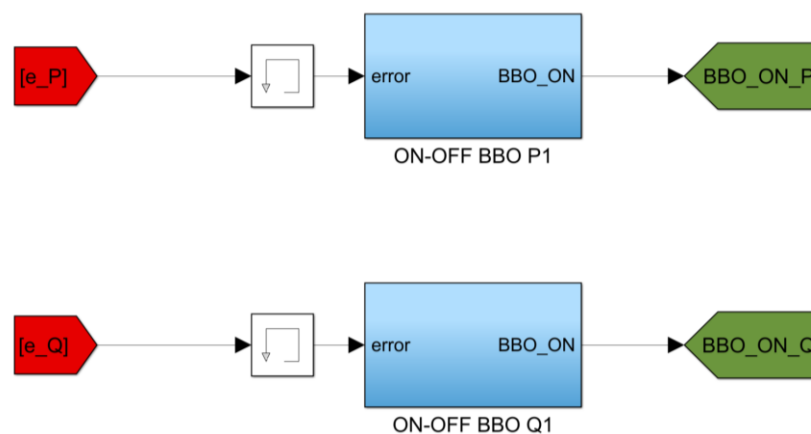


Figura 39: Mecanismo de control del BBO [elaboración propia]

Una vez que la señal de error supera un cierto valor la señal de activación del bloque función queda en estado alto y se inicia un contador. Este contador determinará el tiempo que el bloque función estará activo. Una vez se supera el tiempo fijado de funcionamiento la señal de activación vuelve al estado bajo. Para ello utilizaremos un bloque función embebida.

### 5.3. Control de la corriente

A continuación se desarrolla el bloque de control de la corriente que se muestra en la figura 33. Las mediciones se realizan en valores por unidad, por lo que al final del bloque los parámetros se multiplican por los valores base de la tensión y obtener la señal de modulación en sistema de referencia dq que, tras realizar el cambio de base a sistema abc, introduciremos en el VSC. El valor de  $dp/dt$  permanece constante, ya que el valor de frecuencia de la red lo tomamos como un valor constante.

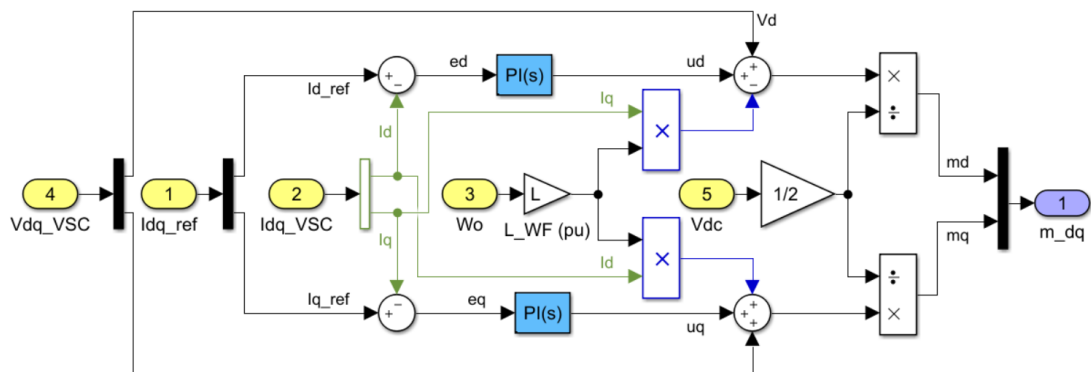


Figura 40: GS Current Controler [elaboración propia]

#### 5.4. Resultados de la simulación

Observamos que ante una referencia, representado como una línea discontinua, las potencias del sistema son capaces de seguir la trayectoria. Vemos que una vez comienza la simulación las señales de activación del bloque función están en

estado alto el tiempo prefijado para que se calculen las ganancias óptimas para el punto de operación. Vemos que cuando la potencia activa cambia la referencia, la señal de activación vuelve al estado alto y se recalculan las ganancias. Sin embargo, vemos que las ganancias de la potencia reactiva no varían. Esto se debe a que en el proceso iterativo del BBO no se han encontrado otros valores que produzcan un resultado más óptimo.

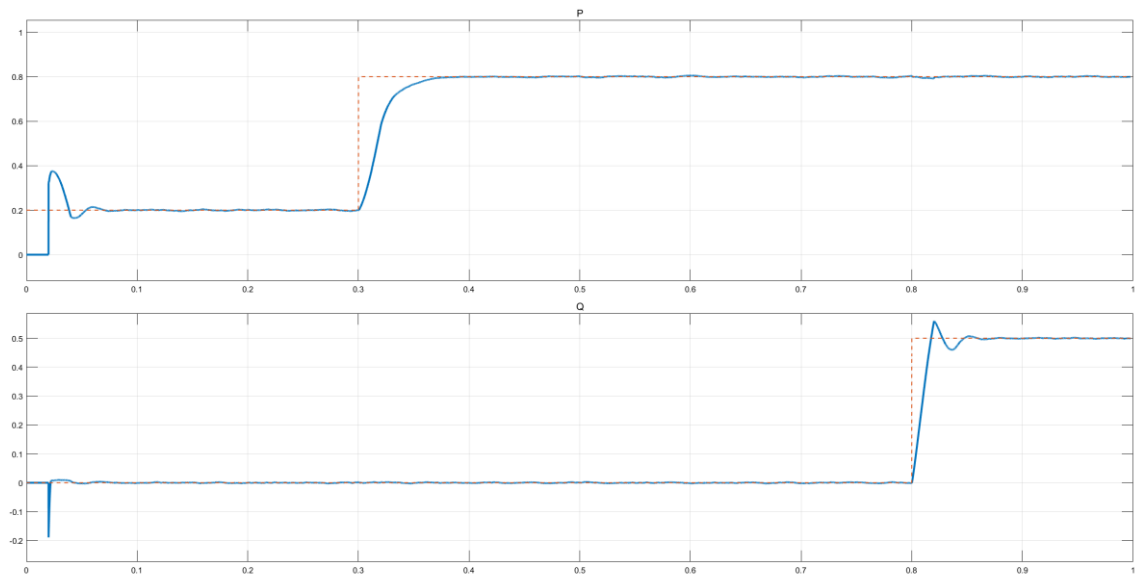


Figura 41: Representación de las potencias activa y reactiva [elaboración propia]

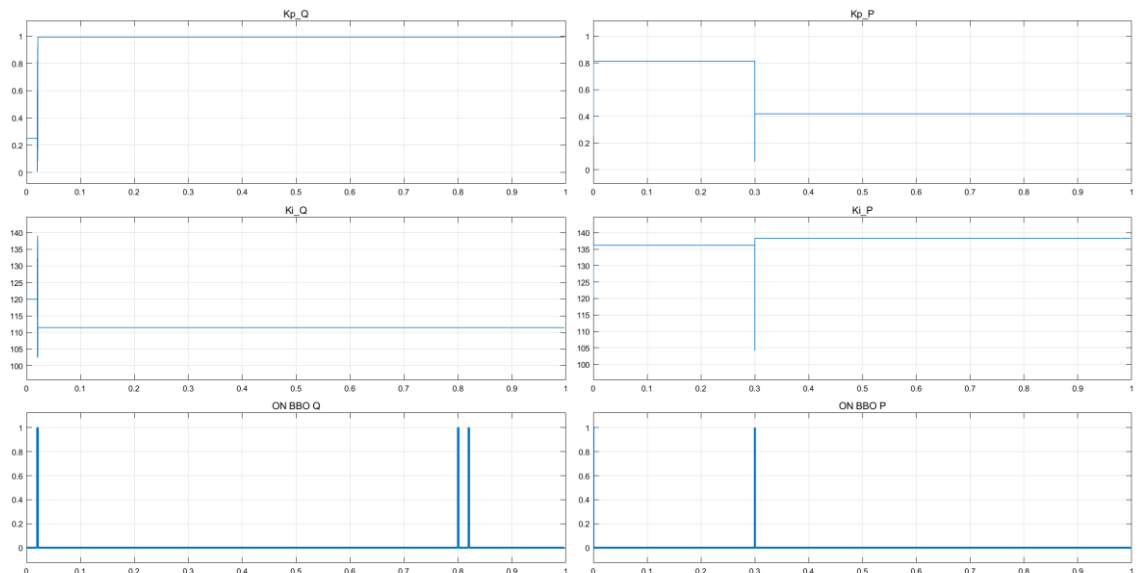


Ilustración 42: Evolución de las ganancias del controlador y señales de activación del BBO [elaboración propia]

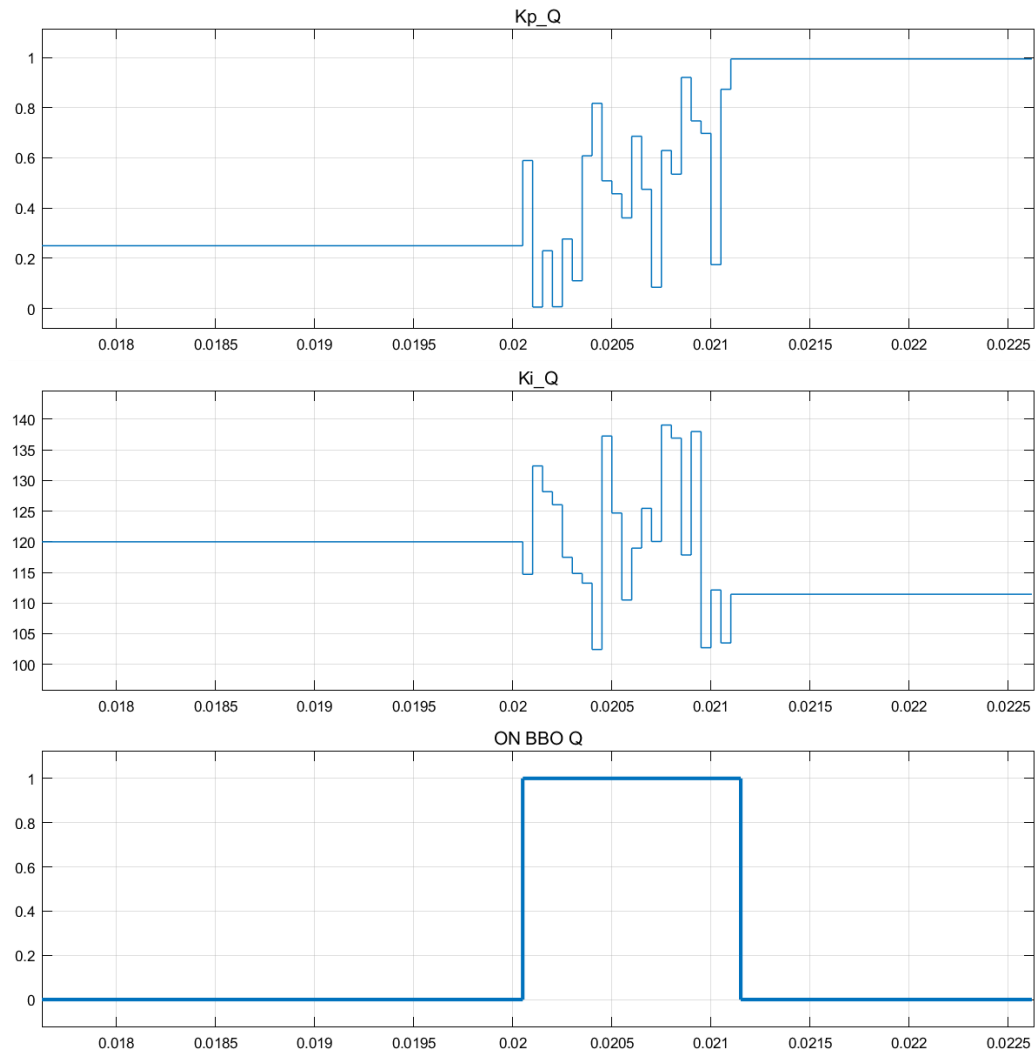


Figura 43: Evolución de las ganancias del controlador de la potencia reactiva [elaboración propia]

Ahora bien, para comprobar la robustez ante perturbaciones introducimos una señal escalon a los 0.5 segundos a la salida del controlador al que estamos implementando el control inteligente.

Se observa que ante las perturbaciones, la función de optimización entra en funcionamiento y reajusta el controlador para hacer frente a la desviación.

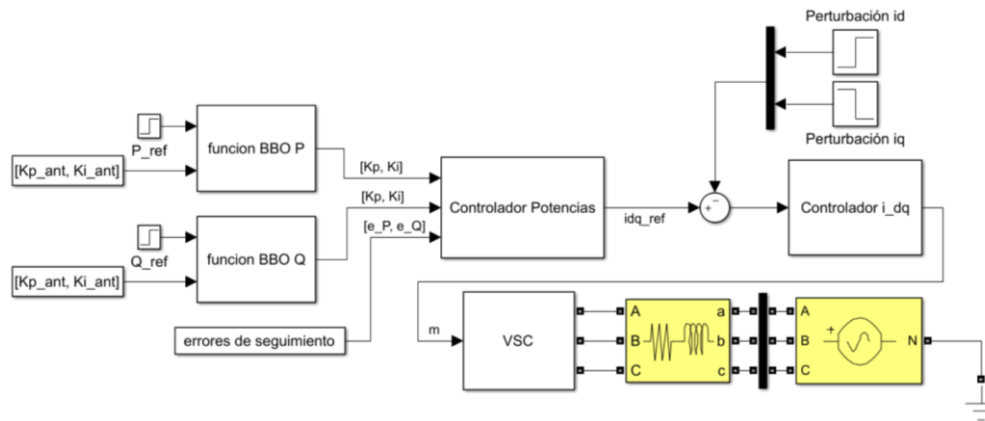


Figura 44: Perturbaciones introducidas a la salida del controlador [elaboración propia]

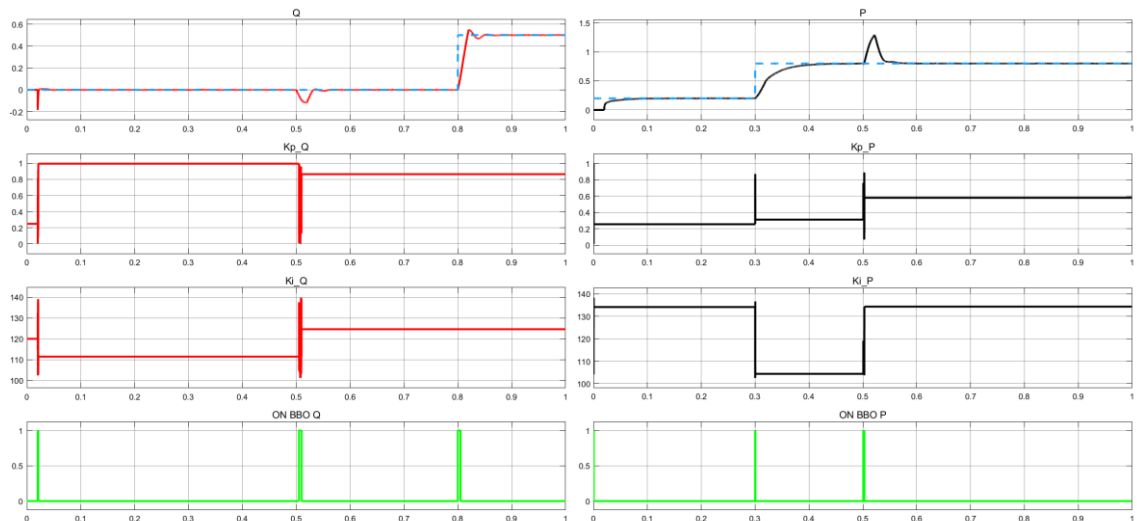


Figura 45: Comportamiento del controlador ante las perturbaciones [elaboración propia]

Comparamos el funcionamiento del sistema con y sin la actuación del algoritmo de optimización. En la gráfica observamos que en la actuación sin el algoritmo el sistema presenta una dinámica más lenta y aunque es capaz de hacer frente a las perturbaciones presenta un peor comportamiento. Para comprobar en mayor profundidad las ventajas que supone la implementación de este tipo de control obtenemos una serie de indicadores de rendimiento: error cuadrático integral (ISE), error absoluto integral (IAE) y error absoluto por tiempo integral (ITAE).



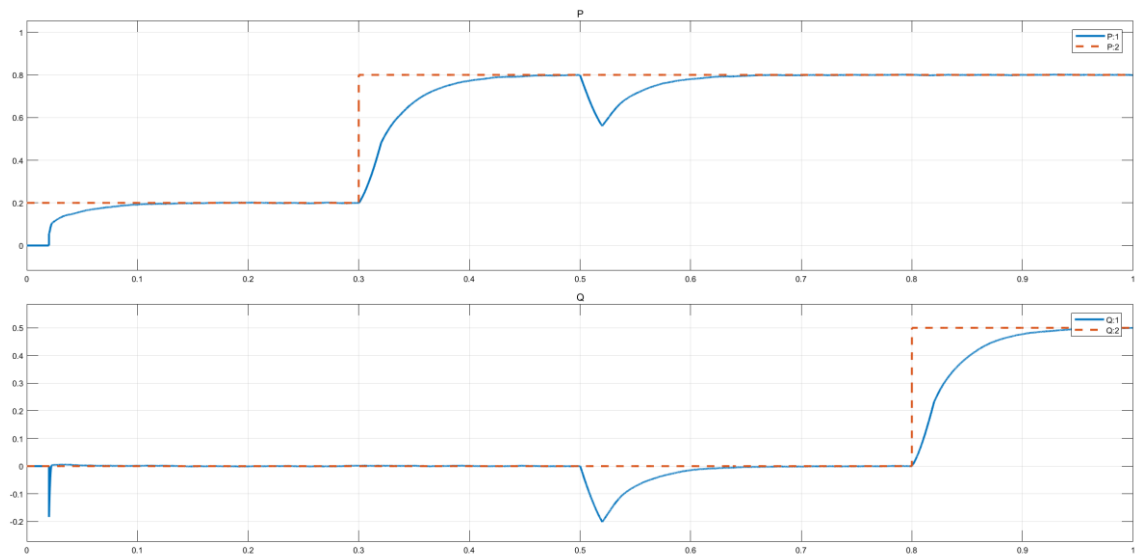


Figura 46: Evolución de las potencias sin la actuación de los algoritmos [elaboración propia]

$$ISE = \int e^2 dt$$

$$IAE = \int |e| dt$$

$$ITAE = \int t * |e| dt$$

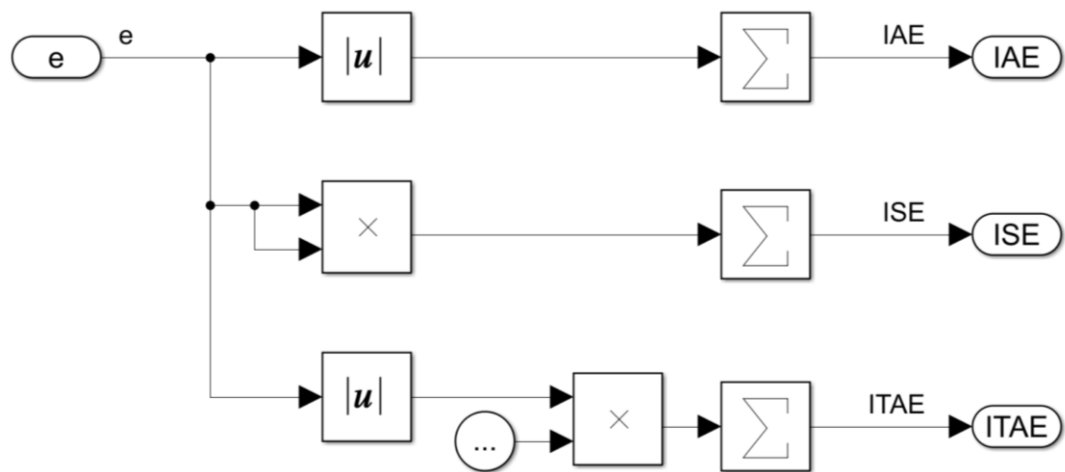


Figura 47: Bloques para el cálculo de parámetros en Simulink [elaboración propia]

POTENCIA ACTIVA (P)	BBO ACTIVADO	BBO DESACTIVADO
ISE	1.6551e-06	2.2835e-06
IAE	0.0013	0.0015
ITAE	0.0013	0.0015
POTENCIA REACTIVA (Q)	BBO ACTIVADO	BBO DESACTIVADO
ISE	4.9073e-10	2.1448e-06
IAE	2.2152e-05	0.0015
ITAE	2.2152e-05	0.0015

## 6. Conclusiones

En la realización de este proyecto hemos realizado el modelado un control de un convertidor en fuente de tensión, VSC, mediante técnicas de control óptimo a partir de algoritmos ehurísticos inspirados en la naturaleza. Se encuentran antecedentes del uso del tipo de algoritmo en cuestión que hemos utilizado en este proyecto para la resolución de problemas de “Job Scheduling” con buenos resultados, sin embargo, no se han encontrado artículos sobre aplicaciones al control óptimo de sistemas. Esto nos deja la puerta abierta a la futura publicación de artículos al respecto vistos los buenos resultados obtenidos de las simulaciones.

En un principio hemos visto las tripas del algoritmo y las bases sobre las que se asienta para pasar a un estudio de la electrónica de control empleada. Los convertidores en fuente de tensión son una de las topologías más aplicadas a sistemas de transmisión en alta tensión. Suelen estar caracterizados por su fiabilidad y alta capacidad de conmutación.

Por último se analiza la combinación del algoritmo metaheurístico con los controladores del mecanismo de seguimiento de referencia del convertidor, que concluye en unos buenos resultados de las simulaciones. Para la realización del proyecto, el programa de Simulink ha resultado de gran utilidad a la hora de analizar, modelar y simular el sistema.

Este proyecto deja abiertas varias posibilidades de trabajos futuros para dar continuidad al estudio y aplicación de este tipo de algoritmos. Por ejemplo en el caso de utilizar modelos más realistas como subsistemas de continua tales como, por ejemplo, el control de la potencia producida por campo fotovoltaico o el desarrollo de una estructura “hardware in the loop” para cargarlo en un microcontrolador.

## Referencias

- [1] S. Rajasomashekar and P. Aravindhababu, "Biogeography based optimization technique for best compromise solution of economic emission dispatch," *Swarm Evol. Comput.*, vol. 7, pp. 47–57, 2012.
- [2] S. H. A. Rahmati and M. Zandieh, "A new biogeography-based optimization (BBO) algorithm for the flexible job shop scheduling problem," *Int. J. Adv. Manuf. Technol.*, vol. 58, no. 9–12, pp. 1115–1129, 2012.
- [3] R. MacArthur and E. Wilson, "The Theory of Biogeography," *NJ Princet. Univ. Press*, 1967.
- [4] P. K. Ammu, K. C. Sivakumar, and R. Rejimoan, "Biogeography-Based Optimization - A Survey," *Int. J. Electron. Comput. Sci. Eng.*, vol. 2, no. 1, pp. 154–160, 1956.
- [5] D. Simon, "Biogeography-based optimization," *IEEE Trans. Evol. Comput.*, vol. 12, no. 6, pp. 702–713, 2008.
- [6] D. Simons, *Wiley.Evolutionary.Optimization.Algorithms.0470937416*. Hoboken, New Jersey: Wiley & Sons, Inc., 2013.
- [7] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-sourced converters in power systems : modeling, control, and applications*. 1972.
- [8] R. S. P. del L. Pérez Ordóñez, "Diseño e implementación de un compensador de potencia reactiva basado en un convertidor trifásico con modulación sinusoidal de ancho de pulso controlado por un procesador digital de señales."
- [9] E. (Universidad P. de C. Ballester, *Electrónica de Potencia:Principios Fundamentales y Estructuras Básicas*. .
- [10] M. Pietzsch García, "Convertidores CC/CA para la conexión directa a la red de sistemas fotovoltaicos," no. Cc, p. 177, 2004.
- [11] B. E. De, "Apéndice B Transformación de Park o D-Q," pp. 311–324.

- [12] S. Huang, *COORDINATED CONTROL OF VSC BASED MULTI-TERMINAL DC ( VSC-MTDC ) POWER* by Shimeng Huang B . S . Tsinghua University , 2008 M . S .  
*University of Pittsburgh , 2010 Submitted to the Graduate Faculty of the Swanson School of Engineering in partial fulfillment.* 2015.
- [13] V. Morente, “Bifurcaciones transcíticas y ciclos límites en un modelo dinámico de competición entre dos especies . Una aplicación a la pesquería de engraulis encrasicholus de la Región Suratlántica española,” pp. 651–677.
- [14] M. J. Rodriguez Rubio, Francisco López Sánchez, *Control Adaptativo y Robusto.* 1996.
- [15] N. Alancay, S. Villagra, and N. A. Villagra, “Algoritmos metaheurísticos trayectoriales para optimizar problemas combinatorios,” *Inf. Científicos - Técnicos UNPA*, vol. 8, no. 3, p. 56, 2018.

