

# **DISEÑO DE UN CONTROLADOR PARA UN GENERADOR EÓLICO**

**RAFAEL ALFONSO PUELLO GONZÁLEZ  
CAMILO VILLEGAS GARZÓN**

**FACULTAD DE INGENIERÍAS  
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA  
UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA  
PEREIRA**

**2016**

# **DISEÑO DE UN CONTROLADOR PARA UN GENERADOR EÓLICO**

**RAFAEL ALFONSO PUELLO GONZÁLEZ  
CAMILO VILLEGAS GARZÓN**

Proyecto de Grado

Para optar al título de Ingeniero Electricista

Director: Ph.D EDUARDO GIRALDO SUAREZ

**FACULTAD DE INGENIERÍAS  
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA  
UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA  
PEREIRA**

2016

## **AGRADECIMIENTOS**

Le doy gracias a Dios y a mis padres por el apoyo incondicional en el transcurso de mi vida, por haberme dado la oportunidad de tener la mejor educación, por inculcarme principios y valores, sobre todo por ser un ejemplo de vida para mí.

Gracias a Dios principalmente, a mis padres, a mi hermana y a mis abuelos por ayudarme en toda mi vida, gracias por su amor, apoyo, por sus enseñanzas y por haberse preocupado por darme la oportunidad de estar en la universidad. Al padre Gerardo Jaramillo por su apoyo incondicional en el transcurso de mi carrera y a Daniela Atehortua por su amor, consejos y apoyo los cuales fueron muy importantes para finalizar mi carrera.

# ÍNDICE GENERAL

ÍNDICE GENERAL.....	i
ÍNDICE DE FIGURAS.....	v
ÍNDICE DE TABLAS .....	vi
INTRODUCCIÓN .....	1
JUSTIFICACIÓN.....	2
1. MODELADO DEL SISTEMA.....	3
1.1. TURBINA .....	3
1.2. GENERADOR SÍNCRONO DE IMANES PERMANENTES (GSIP).....	6
1.3. RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA TRIFÁSICO TIPO PUENTE DE DIODOS ..	8
1.4. CONVERTIDOR DC-DC TIPO BOOST O ELEVADOR.....	10
1.5. INVERSOR DC-AC.....	13
2. CONTROLADORES .....	16
2.1. CONTROLADORES CONVENCIONALES.....	16
2.1.1. CONTROLADOR PI.....	18
2.1.2. CONTROLADOR PI APLICADO A UN GENERADOR SÍNCRONO.....	19
2.2. CONTROLADOR PROPUESTO .....	20
2.2.1. ELEMENTOS BÁSICOS.....	24
2.2.2. MODELO DE PREDICCIÓN .....	24
2.2.3. FUNCIÓN DE COSTE.....	26
2.2.4. MINIMIZACIÓN DE LA FUNCIÓN DE COSTE.....	27
2.2.5. PARÁMETROS DE AJUSTE.....	29
2.2.6. TRAYECTORIA DE REFERENCIA .....	30
2.2.7. RESTRICCIONES.....	31
2.2.8. OBTENCIÓN DE LA LEY DE CONTROL.....	31
2.2.9. OBTENCIÓN DEL CONTROLADOR LINEAL.....	32
3. MÉTODOS DE IDENTIFICACIÓN DE MODELOS .....	33
3.1. IDENTIFICACIÓN DE MODELOS POR EL MÉTODO DE MININOS CUADRADOS. .....	33

3.1.1. MÍNIMOS CUADRADOS FUERA DE LÍNEA .....	33
3.1.2. MÍNIMOS CUADRADOS EN LÍNEA.....	36
4. PROCEDIMIENTO Y RESULTADOS.....	38
4.1. IDENTIFICACIÓN DE LAS FUNCIONES DE TRANSFERENCIA POR EL MÉTODO DE MÍNIMOS CUADRADOS FUERA DE LÍNEA.....	38
4.1.1. CONVERTIDOR PWM BASADO EN IGBT DC/AC.....	38
4.1.2. CONVERTIDOR BOOST PWM BASADO EN IGBT DC-DC.....	40
4.1.3. SISTEMA DE EXCITACIÓN DE LA MAQUINA SÍNCRONA.....	40
4.1.4. DISEÑO DEL CONTROLADOR GPC.....	40
4.2. DISEÑO DEL CONTROLADOR GPC SIN RESTRICCIONES.....	41
4.3. DISEÑO DEL CONTROLADOR GPC CON RESTRICCIONES.....	43
4.3.1. PROCEDIMIENTO Y ANÁLISIS DE RESULTADO PARA CONTROL GPC CON RESTRICCIONES EN LA SALIDA.....	43
4.3.2. PROCEDIMIENTO Y ANÁLISIS DE RESULTADO PARA CONTROL GPC CON RESTRICCIONES EN LA ENTRADA.....	45
4.3.3. PROCEDIMIENTO Y ANÁLISIS DE RESULTADO PARA CONTROL GPC CON RESTRICCIONES EN LA ENTRADA Y EN LA SALIDA.....	46
5. CONCLUSIONES .....	48
BIBLIOGRAFÍA.....	50
ANEXOS.....	52
ANEXO 1: TOMA DE MUESTRAS EN EL CONTROLADOR PI DEL INVERSOR.....	53
ANEXO 2: TOMA DE MUESTRAS EN EL REGULADOR DC DEL INVERSOR.....	53
ANEXO 3: TOMA DE MUESTRAS PARA EL REGULADOR DC EN LA ENTRADA DEL INVERSOR.....	54
ANEXO 4: TOMA DE MUESTRAS EN EL CONVERTIDOR BOOST.....	54
ANEXO 5: TOMA DE MUESTRAS EN EL SISTEMA DE EXCITACIÓN DE LA MAQUINA SÍNCRONA.....	55
ANEXO 6: INTERFAZ DEL MPC DESIGN DE MATLAB.....	55
ANEXO 7: EFECTO DEL GPC EN LA SEÑAL DE SALIDA VS LA REFERENCIA EN EL EJE DIRECTO D DEL CONVERTIDOR DC/AC.....	56
ANEXO 8: EFECTO DEL GPC EN LA SEÑAL DE SALIDA VS LA REFERENCIA EN EL EJE DE CUADRATURA Q DEL CONVERTIDOR DC/AC.....	57

ANEXO 9: EFECTO DEL GPC EN LA SEÑAL DE SALIDA VS LA REFERENCIA EN EL REGULADOR DC DEL CONVERTIDOR DC/AC. ....	58
ANEXO 10: EFECTO DEL GPC EN LA SEÑAL DE SALIDA VS LA REFERENCIA EN EL CONVERTIDOR BOOST. ....	59
ANEXO 11: EFECTO DEL GPC EN LA SEÑAL DE SALIDA VS LA REFERENCIA EN EL SISTEMA DE EXCITACIÓN DE LA MAQUINA SÍNCRONA. ....	60
ANEXO 12: ERROR CUADRÁTICO DEL GPC VS PI EN EL EJE DIRECTO D CON RESTRICCIONES EN LA SALIDA. ....	61
ANEXO 13: ERROR CUADRÁTICO DEL GPC VS PI EN EL EJE DE CUADRATURA Q CON RESTRICCIONES EN LA SALIDA. ....	62
ANEXO 14: ERROR CUADRÁTICO DEL GPC VS PI EN EL REGULADOR DC DEL CONVERTIDOR DC/AC CON RESTRICCIONES EN LA SALIDA. ....	63
ANEXO 15: ERROR CUADRÁTICO DEL GPC VS PI EN EL CONVERTIDOR BOOST CON RESTRICCIONES EN LA SALIDA. ....	64
ANEXO 16: ERROR CUADRÁTICO DEL GPC VS PI EN EL SISTEMA DE EXCITACIÓN DE LA MAQUINA SÍNCRONA CON RESTRICCIONES EN LA SALIDA. ....	65
ANEXO 17: VARIACIÓN DE LA SEÑAL DE ENTRADA DEL EJE DIRECTO D. ....	66
ANEXO 18: VARIACIÓN DE LA SEÑAL DE ENTRADA DEL EJE EN CUADRATURA Q. ....	67
ANEXO 19: VARIACIÓN DE LA SEÑAL DE ENTRADA DEL VOLTAJE VDC. ....	68
ANEXO 20: VARIACIÓN DE LA SEÑAL DE ENTRADA DEL CONVERTIDOR BOOST. ....	69
ANEXO 21: VARIACIÓN DE LA SEÑAL DE ENTRADA DEL SISTEMA DE EXCITACIÓN DE LA MAQUINA SÍNCRONA. ....	70
ANEXO 22: ERROR CUADRÁTICO CON RESTRICCIONES EN LA ENTRADA EN EL EJE DIRECTO D. ....	71
ANEXO 23: ERROR CUADRÁTICO CON RESTRICCIONES EN LA ENTRADA EN EL EJE EN CUADRATURA Q. ....	72
ANEXO 24: ERROR CUADRÁTICO CON RESTRICCIONES EN LA ENTRADA VDC. ...	73
ANEXO 25: ERROR CUADRÁTICO CON RESTRICCIONES EN LA ENTRADA DEL CONVERTIDOR BOOST CON. ....	74
ANEXO 26: ERROR CUADRÁTICO CON RESTRICCIONES EN LA ENTRADA EN EL SISTEMA DE EXCITACIÓN DE LA MAQUINA SÍNCRONA. ....	75
ANEXO 27: ERROR CUADRÁTICO CON RESTRICCIONES DE ENTRADA Y SALIDA EN EL EJE DIRECTO D. ....	76

ANEXO 28: ERROR CUADRÁTICO CON RESTRICCIONES DE ENTRADA Y SALIDA EN EL EJE EN CUADRATURA Q.....	77
ANEXO 29: ERROR CUADRÁTICO CON RESTRICCIONES DE ENTRADA Y SALIDA EN VDC. ....	78
ANEXO 30: ERROR CUADRÁTICO CON RESTRICCIONES DE ENTRADA Y SALIDA EN EL CONVERTIDOR TIPO BOOST. ....	79
ANEXO 31: ERROR CUADRÁTICO CON RESTRICCIONES DE ENTRADA Y SALIDA EN EL SISTEMA DE EXCITACIÓN DE LA MAQUINA SÍNCRONA.....	80

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1. Esquema ilustrativo de la turbina de un generador eólico [18].	4
Figura 1.2. Curva coeficiente de potencia de la turbina [18].	4
Figura 1.3. Rectificador trifásico en puente [18].	9
Figura 1.4. Convertidor Boost o elevador [18].	11
Figura 1.5. Convertidor Boost con interruptor ON [18].	11
Figura 1.6. Convertidor Boost con interruptor OFF [18].	12
Figura 1.7. Topología del inversor [18].	14
Figura 2.1. Diagrama de bloques del controlador PID.	16
Figura 2.2. Diagrama de bloques del controlador PI.	18
Figura 2.3. Diagrama de bloques del controlador MPC.	22
Figura 2.4. Horizonte de predicción del controlador MPC.	23
Figura 2.5. Estructura del controlador MPC.	23
Figura 2.6. Diagrama de bloques del controlador GPC.	32
Figura 4.1. Error cuadrático del GPC vs PI en el eje directo D.	41
Figura 4.2. Error cuadrático del GPC vs PI en el eje de cuadratura Q.	41
Figura 4.3. Error cuadrático del GPC vs PI en el regulador DC del convertidor DC/AC.	42
Figura 4.4. Error cuadrático del GPC vs PI en el convertidor Boost.	42
Figura 4.5. Error cuadrático del GPC vs PI en el sistema de excitación de la máquina síncrona.	42



## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 4-1. Tabla comparativa entre en el PI y el GPC sin restricciones.....	43
Tabla 4-2. Tabla comparativa entre en el PI y el GPC con restricciones en la salida.....	45
Tabla 4-3. Tabla comparativa entre en el PI y el GPC con restricciones en la entrada .....	46
Tabla 4-4. Tabla comparativa entre en el PI y el GPC con restricciones en la entrada y en la salida .....	47

## INTRODUCCIÓN

En los sistemas de generación de energía eólicos, actualmente existen diversos factores que generan complicaciones en el momento de realizar acciones de control sobre estos, uno de los factores más influyentes es la aleatoriedad de la velocidad del viento, la cual es la causante de la fluctuación de la magnitud en el voltaje que este entrega, por esta razón se debe hacer un proceso de adecuación de la señal de salida por parte de convertidores de potencia, los cuales entregan una señal constante y confiable para su utilización. Pero los convertidores de potencia no son del todo favorables, implícitamente traen nuevos problemas que antes no se tenían, ya que se debe tener un adecuado diseño y un eficiente método de control del mismo, el cual es el objetivo en este proyecto, donde principalmente se requiere mantener dentro de los parámetros de la red eléctrica las variables del generador eólico como el voltaje, la corriente y la frecuencia, frente a cambios en la velocidad del viento.

Con los métodos de control tradicionales derivados del PID como el control PI aplicados en estos sistemas, se ha podido observar una buena respuesta de este frente a cambios en la velocidad del viento, sin embargo se presenta transitorios indeseados por que el tiempo de respuesta de este control es lento frente a cambios en la referencia, es allí donde se propone una técnica alternativa de control en la cual se busca eliminar o reducir los transitorios indeseados del sistema mejorando su tiempo de respuesta, mediante un algoritmo que permite predecir el estado futuro del sistema, a este tipo de control se le denomina control predictivo MPC "Model Predictive Control".

El MPC se ha convertido en uno de los métodos más populares tanto en el mundo industrial como en el académico y ha funcionado con éxito en muchas aplicaciones industriales [12]. Su estructura está compuesta principalmente por un algoritmo de control que se denomina función de coste, la cual computa una secuencia de variables que puedan ser manipulables a futuro en el sistema, con el fin de mejorar el proceso a controlar, para esto es necesario

obtener un modelo del sistema, y establecer parámetros como el horizonte de control y tiempos de muestreo de las variables medidas [12].

Con el fin de observar una mejor o peor respuesta del sistema de generación eólico se busca diseñar controladores clásicos como el control PI para este y comparar su respuesta con el diseño del control MPC.

## **JUSTIFICACIÓN**

Muchos de los procesos industriales actuales dependen de una o múltiples variables que determinan la calidad de la producción, además de esto, la planta no está exenta de perturbaciones externas que puedan hacer que el producto final no sea el deseado, generando innumerables pérdidas monetarias.

Por ende, las variables y las posibles perturbaciones deben ser controladas de forma precisa y automática, lo cual es imposible de lograr manualmente por un operario, por esto se deben usar herramientas computacionales que actúen de forma eficaz.

Debido a la gran precisión que deben llevar algunos procesos industriales se determinó que el método de control predictivo es la solución más inteligente y apropiada, ya que entre sus funciones principales se destaca el de hacer predicciones del sistema y adelantarse a estos eventos, lo cual hace que su tiempo de respuesta sea casi automático.

El método de control predictivo ha estado asociado a rigurosos sistemas como refinerías y plantas de producción de energía eléctrica debido a su gran precisión y tiempo de respuesta, haciéndolo un sistema de control atractivo para sectores industriales: químico, alimentario, automovilístico, aeronáutico, metalúrgico, papelería, etc.

## **1. MODELADO DEL SISTEMA**

Para entender el funcionamiento del sistema es necesario comprender la función que cumplen todos componentes que lo conforman, hacer una descripción de las variables que hacen parte de cada componente del sistema y observar cómo afectan a este.

En este capítulo se desarrollará un modelo matemático del sistema en donde se tiene como objetivo principal describir de forma detallada cada componente que hace parte de este, cuales variables físicas son importantes para la descripción del modelo y cuáles no son relevantes en el comportamiento del sistema.

### **1.1. TURBINA**

La turbina es un elemento mecánico de vital importancia para el sistema de generación de energía eólico, el cual tiene la función de convertir la energía del viento que está presente en forma de energía cinética en energía eléctrica. Mediante un movimiento rotacional que se presenta en las aspas de la turbina y conjuntamente en el eje o rotor de esta, donde allí por medio de este movimiento la energía mecánica de rotación presente en el eje será luego transformada en energía eléctrica mediante un generador síncrono de imanes permanentes.

Este elemento del sistema está compuesto por diferentes componentes que tienen como función acondicionar el movimiento mecánico y generar una velocidad rotacional adecuada para la generación de energía eléctrica a un nivel de tensión, corriente y frecuencia deseada. En la Figura 1-1 se ilustran los elementos que conforman la turbina necesarios para la adecuación de la velocidad rotacional presente en el eje del generador síncrono.

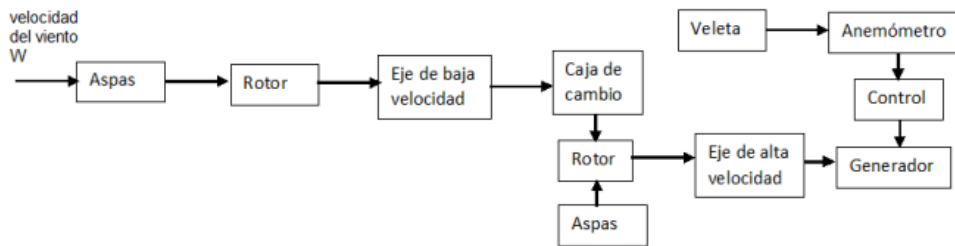


Figura 1.1. Esquema ilustrativo de la turbina de un generador eólico [18].

Las turbinas eólicas se caracterizan por tener un comportamiento el cual es definido mediante una curva en la que se observa el cambio del coeficiente de potencia de la turbina ( $C_p$ ) el cual se puede definir como la fracción de energía del viento que es convertida en energía mecánica de rotación, con respecto al tipo de velocidad del viento.

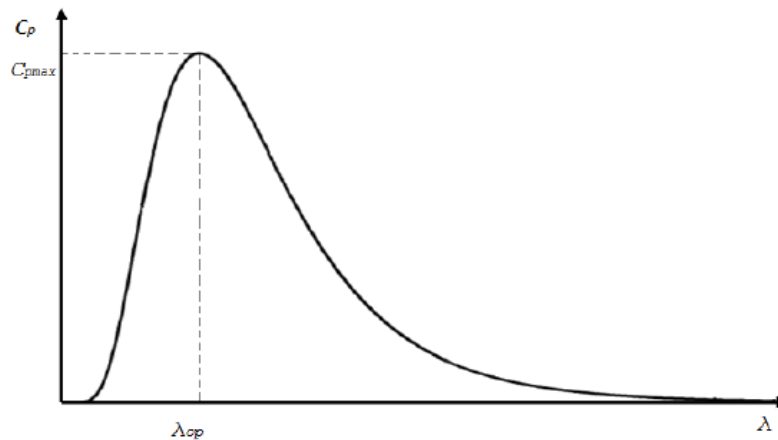


Figura 1.2. Curva coeficiente de potencia de la turbina [18].

Todos estos componentes mecánicos que conforman la turbina tienen como función extraer del viento potencia mecánica y la cual puede ser expresada por la ecuación 1.1 que está en función de la densidad del viento ( $\rho$ ), su velocidad ( $v$ ), el coeficiente de potencia de la turbina ( $C_p$ ) y el radio de acción del viento en la turbina ( $R_a$ ). [13]

$$P_w = \frac{\Pi \rho R_a^2}{2} C_p(\lambda) v^3 \quad (1-1)$$

Para que la turbina cumpla la función de extraer potencia del viento este debe generar un momento de torsión o torque en las aspas de la turbina, el cual está representada por la ecuación 1.2.

$$T_{wt} = \frac{\pi \rho R_a^3}{2} C_p(\lambda) v^2 \quad (1-2)$$

Como el coeficiente de potencia de la turbina está presente en las ecuaciones de torque y potencia, es necesario tener una expresión metamatemática que represente este coeficiente, el cual se determina por la ecuación 1.3 y está en función del tipo de velocidad radial.

$$C_p = 0,22 \left( \frac{116}{\lambda} - 5 \right) e^{-\frac{12,5}{\lambda}} \quad (1-3)$$

Existe una forma aproximada de expresar el coeficiente de p de la turbina y se puede observar en la ecuación 1.4, la cual puede ser solucionada mediante una técnica de análisis numérico denominada mínimos cuadrados.

$$C_p = a_0 + a_1 \lambda + a_2 \lambda^2 \quad (1-4)$$

Para determinar un valor numérico del tipo de velocidad del viento ( $\lambda$ ), se presenta una expresión matemática en la ecuación 1.5.

$$\lambda = \frac{\Pi \rho R_a^3}{2} C_p(\lambda) v^2 \quad (1-5)$$

Finalmente en el eje de entrada del generador síncrono se presenta una velocidad rotacional y un torque los cuales son las variables de entrada necesarias para la generación de energía eléctrica, pero como la velocidad del viento tiene valores aleatorios es necesario tener un elemento mecánico denominado caja de engranaje que tenga como función compensar los cambios de velocidad del viento, para que el generador síncrono no sobrepase velocidades que puedan ocasionar averías en este y tampoco velocidades bajas que no le permitan generar energía, las ecuaciones 1.6 y 1.7 ilustran las expresiones matemáticas para el torque y la velocidad rotacional presentes en el eje del generador.

$$T_m = \frac{T_{wt}}{G} \quad (1-6)$$

$$W_H = W_L G \quad (1-7)$$

Donde la variable G hace referencia a la ganancia de la caja de engranaje.

Para determinar una ecuación de Torque de entrada del generador aproximada es necesario reemplazar en la ecuación 1.6, las ecuaciones 1.5, 1.4 y 1.2. [14]

$$T_m = \frac{d_1 v^2}{G} + \frac{d_2 v W_H}{G} + \frac{d_3 W_H^2}{G} \quad (1-8)$$

## **1.2. GENERADOR SÍNCRONO DE IMANES PERMANENTES (GSIP)**

Los generadores síncronos son máquinas que tienen como función convertir potencia mecánica de un motor primario en potencia eléctrica, generalmente son trifásicos. El termino síncrono específica que la frecuencia eléctrica producida esta entrelazada o sincronizada con

la tasa mecánica de rotación del generador, en donde la relación de la frecuencia de las variables eléctricas (tensión y corriente) y la velocidad de rotacional del rotor, en un estado de régimen permanente es igual a número de pares de polos. Las maquinas síncronas son muy utilizadas como generadores por que presentan características que favorecen los sistemas eléctricos de potencia entre las cuales están el control sobre la potencia activa a partir de maquina motriz y reactiva a partir de la corriente de excitación.

El GSIP es un tipo de generador síncrono el cual en la parte de excitación cuenta con un conjunto de imanes y no con un bobinado, esta configuración tiene como finalidad poder generar un campo constante de excitación lo cual hace que la maquina sea más eficiente por qué no requiere del uso de escobillas, esto a su vez trae beneficios económicos por qué no hay elementos que causen fricción como las escobillas y la inversión en mantenimiento es mínima. [15][16].

Una variable de gran importancia para la calidad en la generación de energía eléctrica en los generadores sincrónicos son las oscilaciones o cambios de velocidad que se presenten en el rotor de este. Los generadores eólicos presentan cambios en la velocidad del rotor de magnitudes considerables debido a la naturaleza aleatoria de la velocidad del viento la cual es la fuente de energía que produce el movimiento rotacional en el rotor, el generador síncrono de imanes permanentes es una posible solución para el mejoramiento de la calidad de la energía eléctrica en los sistemas de generación eólicos, debido a que sin importar la velocidad de entrada presente en el rotor este mantiene un campo de excitación constante

Para poder entender de una manera más simple las ecuaciones que describen al generador síncrono, se aplica la siguiente transformación para las corrientes de fase del generador y se expresa mediante la siguiente matriz [16].

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \sigma & \cos(\sigma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\sigma + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \sigma & \sin(\sigma - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\sigma + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1-9)$$



Las ecuaciones que describen el comportamiento del GSIP están descritas por las ecuaciones 1.10 hasta 1.13, en donde se muestran las variables de voltaje en los ejes directo (d) y cuadratura (q) y los cuales están en función del número de polos ( $\eta_p$ ), resistencia del estator (R), inductancia del estator ( $L_s$ ), flujo de magnetización del rotor ( $\psi_m$ ), las corrientes en el eje directo y en cuadratura ( $i_d$ ) e ( $i_q$ ) y la velocidad angular del rotor ( $w$ ).[14]

$$\frac{d\theta}{dt} = w \quad (1-10)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{\eta_p}{J_H} \psi_m i_q - \frac{T_m}{J_H} \quad (1-11)$$

$$v_d = -Ri_d + \eta_p L_s w i_q - L_s \frac{di_d}{dt} \quad (1-12)$$

$$v_q = -Ri_q + \eta_p L_s w i_d - L_s \frac{di_q}{dt} + w \psi_m \quad (1-13)$$

### 1.3. RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA TRIFÁSICO TIPO PUENTE DE DIODOS

Este tipo de rectificadores trifásicos tienen como función principal convertir señales alternas o sinusoidales en señales continuas, son ampliamente utilizados en la industria, especialmente en aplicaciones de alta potencia que requieran alimentar altas cargas con corriente y tensión continua, en este tipo de rectificador cada diodo conduce  $120^\circ$ , lo hacen en pares y bajo una

secuencia (D1,D6), (D1,D2), (D3,D2), (D3,D4), (D5,D4), (D5,D6),(D1,D6). La conducción de los pares de diodos se presenta según el voltaje entre líneas que haya, en términos más simples conducen los pares de polos que tengan el voltaje línea a línea instantánea más alto. [18]

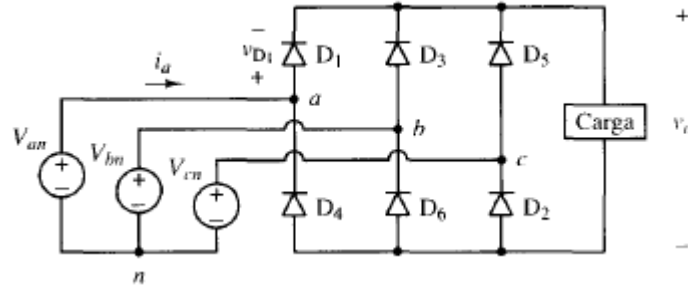


Figura 1.3. Rectificador trifásico en puente [18].

El valor de tensión continua en la carga está determinado por la ecuación 1.14.

$$V_o = \frac{1}{\Pi/3} \int_{\frac{\Pi}{3}}^{\frac{2\Pi}{3}} V_{m,L-L} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{3V_{m,L-L}}{\Pi} \quad (1-14)$$

La tensión en la carga y corriente del diodo (rms) se determinan por las ecuaciones 1.14 y 1.15.

$$V_{rms} = \left[ \frac{1}{\Pi/3} \int_{\frac{\Pi}{3}}^{\frac{2\Pi}{3}} V_{m,L-L}^2 \sin^2(\omega t) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1-15)$$

$$I_{rms} = \left[ \frac{1}{\Pi} \int_{\frac{\Pi}{3}}^{\frac{2\Pi}{3}} I_m^2 \sin^2(\omega t) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1-16)$$

La corriente en un diodo que está en conducción es el equivalente a la corriente de carga, para calcular la corriente en cada fase del generador síncrono se aplica la ley de Kirchhoff en los nodos a, b y c de la figura 1.3 y como resultado quedan las ecuaciones 1.17, 1.18 y 1.19. [18]

$$I_a = I_{D1} - I_{D4} \quad (1-17)$$

$$I_b = I_{D3} - I_{D6} \quad (1-18)$$

$$I_c = I_{D5} - I_{D2} \quad (1-19)$$

#### **1.4. CONVERTIDOR DC-DC TIPO BOOST O ELEVADOR**

El convertidor elevador es uno de los diferentes convertidores DC-DC lo cuales están conformados por cuatro elementos básicos: una bobina, un capacitor, un diodo y un interruptor o switch controlado. El cual tiene como función elevar la magnitud del voltaje de salida con respecto al voltaje de entrada. Este es un tipo de convertidor conmutado que funciona abriendo y cerrando periódicamente un interruptor electrónico. Para el análisis del convertidor se parte de unas suposiciones [18]:

- El circuito está diseñado para operar en régimen permanente.
- El periodo de conmutación del interruptor electrónico esta denominado por la letra T.

- El interruptor electrónico conduce en un intervalo de tiempo  $DT$  y no lo hace en un intervalo de tiempo  $(1-D) T$ .
- La corriente en la bobina es permanente y positiva.

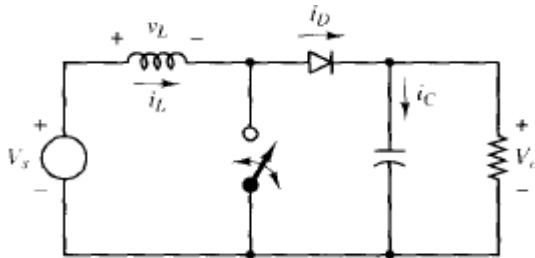


Figura 1.4. Convertidor Boost o elevador [18].

Cuando el interruptor conduce (ON) el diodo esta polarizado inversamente y se anula el paso de la corriente por este, las ecuaciones del convertidor cuando el interruptor está en estado ON son las siguientes.

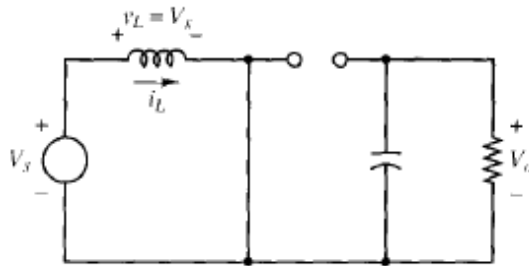


Figura 1.5. Convertidor Boost con interruptor ON [18].

$$(\Delta I_L)_{\text{cerrado}} = \frac{V_s DT}{L} \quad (1-20)$$

Cuando el interruptor está abierto (OFF) la corriente que está circulando por la bobina no puede no puede variar de forma instantánea, por lo que el diodo se polariza de forma directa proporcionándole un camino a la corriente que circula por la bobina hacia la carga. A

continuación se muestra el modelo matemático para el convertidor Boost con el interruptor en estado OFF.

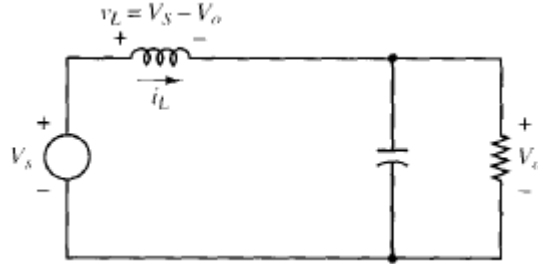


Figura 1.6. Convertidor Boost con interruptor OFF [18].

Se parte aplicándola segunda ley de Kirchhoff para obtener la siguiente ecuación.

$$V_L = V_s - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (1-21)$$

Despejando  $\frac{di_L}{dt}$  de la ecuación 1.21 se obtiene la siguiente ecuación.

$$\left(\frac{di_L}{dt}\right)_{abierto} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (1-22)$$

El interruptor permanece abierto o en estado OFF un intervalo de tiempo  $(1-D)T$ , lo cual significa que:

$$(dt)_{abierto} = \Delta t_{abierto} = (1 - D)T \quad (1-23)$$

Finalmente desajando  $\frac{di_L}{dt}$  se tiene la ecuación 1.23.

$$(\Delta I_L)_{abierto} = \frac{(V_s - V_o)(1 - D)T}{L} \quad (1-24)$$

La variación de la corriente al abrir y cerrar el interruptor en régimen permanente debe ser igual a cero.

$$(\Delta I_L)_{abierto} + (\Delta I_L)_{cerrado} = 0 \quad (1-25)$$

Reemplazando la ecuación 1.24 y 1.20 en la ecuación 1.25 se obtiene:

$$\frac{(V_s - V_o)(1 - D)T}{L} + \frac{V_s DT}{L} = 0 \quad (1-26)$$

Finalmente despejando de la ecuación 1.26  $V_o$  se obtiene.

$$V_o = \frac{V_s}{1 - D} \quad (1-27)$$

Como la configuración de conexión entre la carga y el condensador es en paralelo el voltaje en la carga es el mismo voltaje en el condensador y el voltaje medio en el inductor en un periodo de tiempo es cero. [18]

## 1.5. INVERSOR DC-AC

La aplicación principal de este circuito es convertir señales de voltaje y corriente continuas en señales alternas, la finalidad de utilizar este inversor es poder generar señales a una frecuencia deseada para así poder acoplar este generador a una red interconectada con más generadores e inyectar potencia a un sistema. En capítulos posteriores se explicara una técnica de control que permitirá a este sistema de generación mantener las condiciones necesarias para la generación de energía eléctrica en una red interconectada. En la figura 1.7 se puede observar la topología del inversor, en donde se detalla que en la entrada la fuente de alimentación es DC, la cual en este caso proviene del convertidor tipo Boost conectado

en paralelo con un capacitor y un puente de transistores IGBT's en donde están conectados en la parte de alterna una inductancia trifásica y un banco de condensadores.

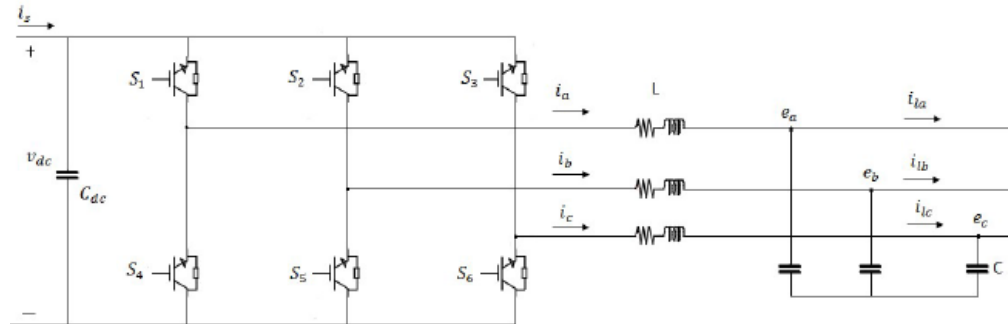


Figura 1.7. Topología del inversor [18].

La dinámica de funcionamiento del inversor consiste en la operación complementaria o alterna de los transistores que hay en cada fase, se puede observar en la figura 1.6 que si los transistores que están ubicados por fase operan al tiempo se originaría un corto, además la inductancia en ningún momento de la operación puede quedar en circuito abierto, esto genera una serie de restricciones y es necesario establecer algunas reglas de funcionamiento para los transistores que en este caso actúan como interruptores [17].

Para obtener un modelo matemático del inversor es necesario resolver el circuito usando las leyes de Kirchhoff, teniendo en cuenta la caída de tensión de cada componente o la corriente que circula por a través de estos [17].

Para la parte de alterna del circuito:

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a - i_b \\ i_b - i_c \\ i_c - i_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a - v_b \\ v_b - v_c \\ v_c - v_a \end{bmatrix} = 3L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} \quad (1-28)$$

Para la parte de continua del inversor:

$$i_{dc} = C \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{v_{dc}}{R} \quad (1-29)$$

Despejando  $\frac{v_{dc}}{dt}$  se tiene que:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{i_{dc}}{C} - \frac{v_{dc}}{RC} \quad (1-30)$$



## 2. CONTROLADORES

### 2.1. CONTROLADORES CONVENCIONALES

El controlador PID (proporcional, integral y derivativo) es un algoritmo de control compuesto de tres parámetros distintos: la acción integral, proporcional y derivativa. Su característica principal es la realimentación, por consiguiente, el controlador calcula el error haciendo la diferencia entre el valor de la referencia y la salida.

Cada uno de los tres parámetros le da un efecto distinto al controlador, la acción proporcional es un valor constante que hace que el error de estado estacionario se aproxime a cero, la acción integral elimina el error de estado estacionario y la acción derivativa mantiene el error al mínimo cuando hay cambios en el valor absoluto de esta magnitud.

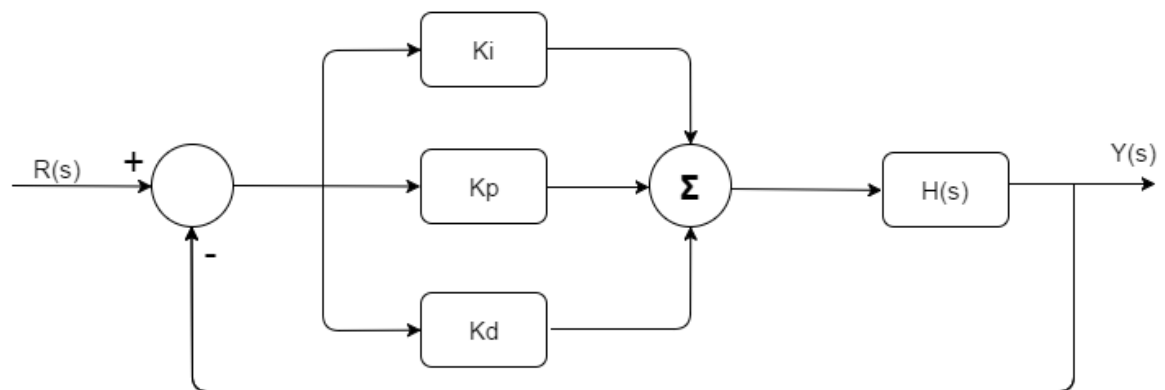


Figura 2.1. Diagrama de bloques del controlador PID.

En la figura anterior podemos definir:

R(s): referencia

Ki: acción integral

Kp: acción proporcional

Kd: acción derivativa

H(s): planta

Y(s): salida

En la actualidad existen numerosas topologías con diversas variantes, pero la esencia de la acción proporcional, integral y derivativa sigue presente en cada uno de ellos.

Las características del PID comenzaron a utilizarse en controladores en el siglo XIX, pero no fue sino hasta 1922 que el científico y matemático ruso Nicolás Minorsky analizara las propiedades de los controladores PID en su publicación “Estabilidad direccional de cuerpos dirigidos automáticamente” el cual fue uno de los primeros artículos en hablar de controladores de tres términos aplicado a la dirección de un buque del gobierno [1].

Los sistemas de control con el paso del tiempo, se han convertido en una industria multimillonaria, debido a la popularidad del automatismo en procesos industriales, los controladores se hacen vitales, ya que son la pieza clave para el buen funcionamiento de los autómatas, en consecuencia, la demanda en el mercado para los controladores aumenta exponencialmente [2].

Según la opinión de académicos e industriales en una encuesta, el controlador PID es la segunda tecnología de mayor influencia en el control de procesos durante el siglo XX. Algunos aspectos que lo catalogan como uno de los mejores controladores son su bajo costo, confiabilidad y simplicidad en su desarrollo y funcionamiento [3].

Los controladores PID en la mayoría de los casos son la mejor solución en procesos industriales donde los requerimientos de desempeño no son tan exigentes y el tiempo de respuesta a los cambios en la referencia no son necesariamente rápidos, pero existen casos

donde la precisión y la rapidez son cruciales en una planta, es allí donde se deben usar técnicas de control más avanzadas, las cuales proporcionen mayor confiabilidad al sistema.

### 2.1.1. CONTROLADOR PI

Este controlador es una variante del PID, en donde el valor de  $K_d$  que es la acción derivativa es igual a cero, de este modo obtenemos un sistema que tiene por característica la acción integral y proporcional.

Este sistema de control incrementa el sobre impulso, el tiempo de estabilización y elimina el error de estado estable, pero a su vez disminuye la velocidad de respuesta, comprometiendo así la estabilidad del sistema, por estas razones solo se utiliza en la industria cuando el tiempo de estabilización no es una limitante.

Su representación en diagrama de bloques es como se muestra a continuación:

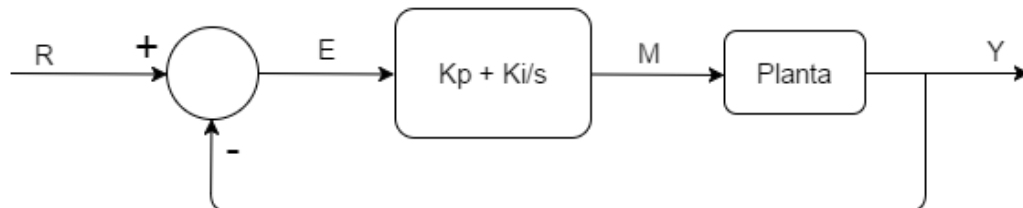


Figura 2.2. Diagrama de bloques del controlador PI.

La Ley de control está dada por:

$$m(t) = K_p * e(t) + K_i * \int e(t)dt \quad (2-1)$$

Aplicando la transformada de Laplace se tiene:

$$Y(s) = \frac{M(s)}{E(s)} = K_P + \frac{K_i}{s} = \frac{K_P * (s + \frac{K_i}{K_P})}{s} \quad (2-2)$$

De esta manera podemos observar que el controlador PI también puede ser visto como un controlador integrativo con un cero en:

$$s = -\frac{K_i}{K_P} \quad (2-3)$$

Donde éste cero mejora las condiciones de estabilidad del sistema [4].

### 2.1.2. CONTROLADOR PI APLICADO A UN GENERADOR SÍNCRONO

La generación eólica se ve afectada por la inconstante velocidad del viento, por esto se hace necesario que el sistema se adapte a los cambios en el ambiente en el que se encuentra. Si se desea conectarse a la red, se debe garantizar una potencia que sea constante en el tiempo, y para esto, se han utilizado técnicas simples de control como el PI, el cual soluciona medianamente el problema, pero con un tiempo de respuesta lento a los cambios en la referencia.

Para controlar debidamente la potencia entregada por el generador se debe identificar los parámetros que aumentan o disminuyen la potencia activa y reactiva.

Una de las características principales del generador síncrono es que el factor de potencia puede variar por medio de la corriente de campo  $I_F$ , de este modo si se modifica mientras la potencia activa se mantiene constante se puede hacer que la corriente de línea se adelante o se atrase con respecto al voltaje en terminales, gracias a esto se puede controlar la potencia reactiva [13].

Para controlar la potencia activa del generador se debe tener en cuenta que la velocidad de la maquina no se debe modificar para cambiar el nivel de potencia que vaya a entrega, por tal motivo, el único modo de controlar esta potencia que suministra a la red es variando el par que se impone en el eje por acción de la fuente de energía mecánica [13].

Teniendo en cuenta los parámetros que controlan la potencia entregada del generador síncrono, el controlador PI puede jugar un papel importante, el cual si se diseña adecuadamente, se puede lograr que la respuesta transitoria para una entrada dada no presente ninguna sobreelongacion o presente una relativamente pequeña. Sin embargo la velocidad de respuesta, como se ha mencionado antes, se hace mucho más lenta, debido a que el controlador PI, al ser un filtro pasa baja, atenúa las componentes de frecuencia alta de la señal [6].

## **2.2. CONTROLADOR PROPUESTO**

Muchos de los procesos industriales actuales dependen de una o múltiples variables que determinan la calidad de la producción, además de esto, la planta no está exenta de perturbaciones externas que puedan hacer que el producto final no sea el deseado, generando innumerables pérdidas monetarias. Por ende, las variables y las posibles perturbaciones deben ser controladas de forma precisa y automática por parte del controlador del sistema, el cual se debe elegir dependiendo de las exigencias de la planta.

En el caso de la generación eólica el controlador debe cumplir con varias restricciones para entregar una señal de salida deseada a pesar de las múltiples perturbaciones a la que este expuesta. Como mínimo el diseño del controlador para el sistema debe cumplir con los siguientes objetivos:

- Prevenir los efectos de sobrecarga en la turbina producidos por factores externos de carácter transitorio.

- Garantizar la calidad en la potencia que se desea entregar, la cual no debe fluctuar debido a que podría tener un efecto desfavorable en la dinámica de la red eléctrica.
- Proteger la turbina y el generador de los cambios bruscos en la velocidad del viento, efectuando la parada de emergencia de las aspas cuando sea necesario.

Debido al tipo de variables que existen en la generación eólica, y a la importancia que tiene el mantener la calidad de la potencia entregada, se puede concluir que entre más rápida sea la respuesta del controlador, la eficiencia y la confiabilidad de la planta aumentan proporcionalmente. Por lo tanto el control predictivo es uno de los métodos más eficientes para cumplir con dichas exigencias, ya que a diferencia del controlador PI, el tiempo de respuesta es prácticamente instantáneo.

Actualmente existen muchos tipos de algoritmos de control predictivo, entre los más populares están:

- Control Predictivo Generalizado (GPC)
- Control con Matriz Dinámica (DCM)
- Control Algorítmico basado en Modelos (MAC)
- Control Predictivo Funcional (PFC)
- Controlador Autosintonizado (EP-SAC)
- Control Adaptativo de Horizonte Extendido (EHAC)

Cada uno de estos algoritmos de control predictivo posee características específicas que hacen que unas sean más eficientes que otras dependiendo de las exigencias del sistema. Para este proyecto se eligió el método de control predictivo generalizado (GPC) para el desarrollo de los objetivos planteados, y su justificación de su uso será explicado a lo largo del documento.

El control predictivo generalizado (GPC) fue propuesto por Clark et al, y se ha convertido en uno de los métodos más populares en el ámbito del control predictivo tanto en el mundo industrial como en el académico. Se ha empleado con éxito en numerosas aplicaciones industriales, mostrando buenas prestaciones, a la vez que un cierto grado de robustez. Puede resolver muchos problemas de control diferentes para un amplio campo de procesos con un número razonable de variables de diseño, que son especificadas por el operario dependiendo del conocimiento previo del proceso y de los objetivos del control [7].

La planta que se desea controlar debe estar descrita como una función de transferencia linealizada, debido a que el GPC solo tiene sentido para sistemas lineales.

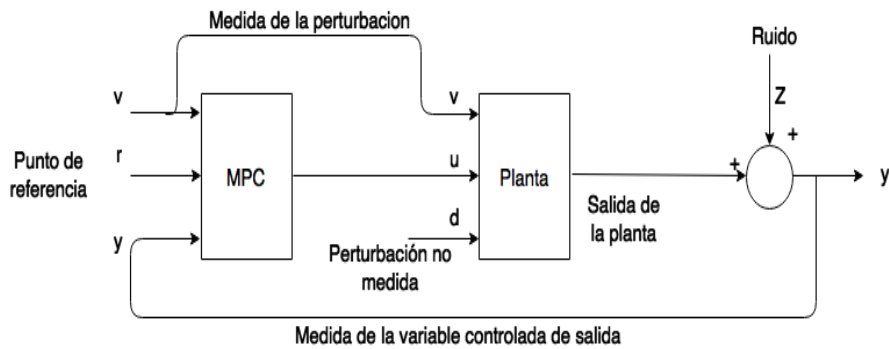


Figura 2.3. Diagrama de bloques del controlador MPC.

La idea básica del GPC es calcular una secuencia de futuras acciones de control de tal forma que minimice una función de coste [7]. En todo instante de tiempo se hacen predicciones de la salida en un determinado horizonte de predicción  $N$ . Esta predicción de la salida desde  $N$  hasta  $N+P$  dependen de los valores pasados ya conocidos, y de las señales futuras de control las cuales se pretenden enviar al sistema y que son las que se desean calcular.

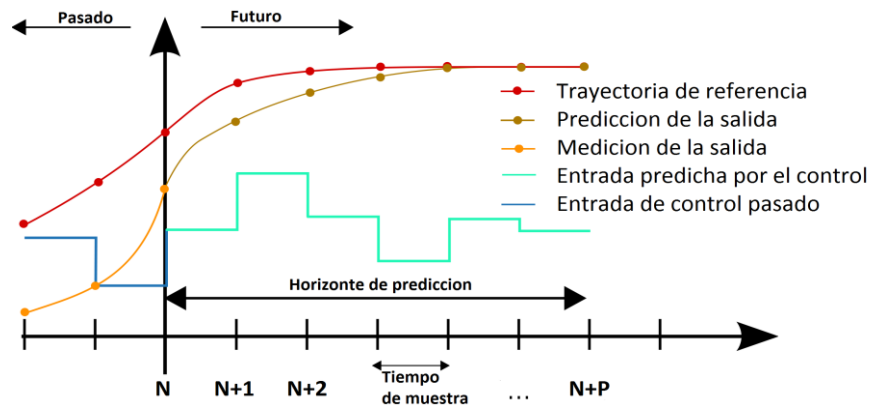


Figura 2.4. Horizonte de predicción del controlador MPC.

Las señales de control futura se calculan gracias a una función que consta de dos términos independientes: la sumatoria de los errores cuadráticos entre la salida y la referencia en un determinado horizonte de predicción, y el esfuerzo de control, que se penaliza o no dependiendo del ajuste que se le quiera dar.

Para poder lograr estas estrategias el controlador utiliza la siguiente estructura:

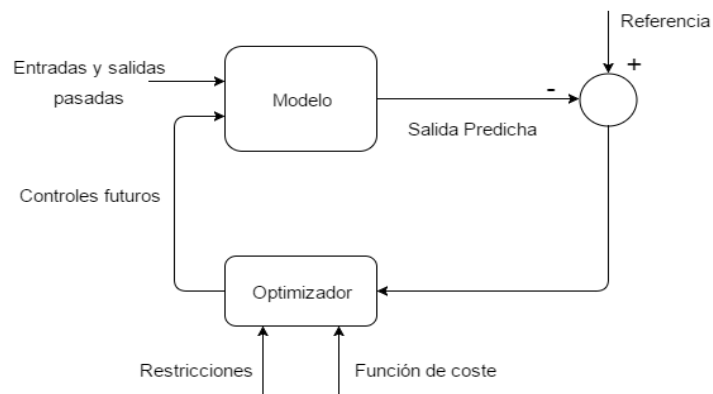


Figura 2.5. Estructura del controlador MPC.

El optimizador tiene como objetivo el predecir las señales de salida futuras, teniendo en cuenta la función de coste y las posibles restricciones que tenga la planta, por tal motivo el



modelo debe ser capaz de reproducir fielmente la dinámica del proceso, para así predecir efectivamente las salidas futuras.

El método de control predictivo cuenta con una serie de ventajas que lo hacen atractivo para procesos industriales, algunas de estas son:

- Intuitivo en su manejo, cualquier tipo de personal sin conocimiento profundo de la teoría de control puede manipularlo.
- Se pueden usar para controlar diversos procesos con diferentes grados de dificultad, incluyendo sistemas con grandes retardos.
- Se pueden tratar con gran facilidad los sistemas multivariables.
- Tiene como característica básica compensación del retardo.
- Fácil introducción de restricciones, las cuales pueden ser incluidas durante el proceso de diseño.
- Si se conocen los valores futuros de la referencia resulta ser aún más útil.

### **2.2.1. ELEMENTOS BÁSICOS**

Todos los controladores predictivos varían entre ellos por su algoritmo de ejecución, pero tienen en común tres elementos básicos los cuales son:

- Modelo de predicción
- Función de coste
- Obtención de la ley de control

### **2.2.2. MODELO DE PREDICCIÓN**

Los controladores predictivos basados en modelos (MBPC) se fundamentan en la predicción del futuro de la variable controlada, producida por algún modelo del proceso a controlar y

que servirá al controlador para tomar acciones correctas basadas en esta información [8]. Este elemento tiene como objetivo calcular las predicciones de las señales que se quieren controlar, pero para esto se debe contar con dos componentes importantes, el modelo del proceso y el modelo de las perturbaciones.

**Modelo del proceso:** Este elemento relaciona todas las variables de entrada manipulables con las variables de salida que se desean controlar. Conceptualmente, el modelo del proceso no tendría por qué restringirse a un modelo lineal, pues se podría predecir con otro tipo de modelos: no-lineal, basado en reglas, redes neuronales, etc., aunque con evidentes dificultades a la hora de deducir un controlador predictivo [8].

**Modelo de las perturbaciones:** Consta de dos partes. Una que incluye la relación entre las variables de entrada que no son manipulables con la salida (perturbaciones identificables) y otra que describe una parte de la salida que es medible pero no es explicada por el resto de modelos (perturbación no identificable).

Para obtener el modelo que predice las señales futuras se debe integrar en una sola función el modelo del proceso y el de la perturbación, sin embargo, se pueden distinguir dos direcciones de desarrollo distinto:

Los que tienen en cuenta el modelo de la perturbación:

- Respuesta impulsional.
- Respuesta antes escalón.
- Función de transferencia.
- Espacio de estados.

Los que no tienen en cuenta el modelo de la perturbación:

- Modelo de perturbación tipo Offset.
- Modelo de perturbación tipo Drift.

- Modelo de perturbación tipo ARMA y ARIMA.

Las anteriores técnicas mencionadas entregan un modelo de predicción de gran exactitud, las diferencias entre ellas no son muy significativas y la elección de alguna de estas depende de las exigencias del método de control predictivo que se desea implementar.

No obstante, aunque el modelo de predicción sea muy exacto, si se tiene variables de entradas que no puedan ser manipulables se desconocerían los valores futuros, haciendo que las predicciones del controlador sean de muy baja calidad. Para solucionar este efecto negativo el GPC utiliza el modelo CARIMA el cual contiene polinomios de filtrado  $T(z^{-1})$  para mejorar la robustez y describir así un modelo de predicción más confiable.

### 2.2.3. FUNCIÓN DE COSTE

Los diferentes tipos de algoritmos MPC proponen diferentes funciones de coste para llegar a la ley de control. La metodología del diseño del controlador GPC está basada en forzar a la salida del proceso a cumplir unas especificaciones determinadas en un conjunto de etapas futuras, apoyándose en las predicciones del modelo CARIMA en un horizonte dado [8]. La expresión general de la función de coste se denota como:

$$J(N_1, N_2, N_u) = \sum_{i=N_1}^{N_2} \delta(i) [\hat{y}(t+i|t) - w(t+i)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda(j) [\Delta u(t+j-1)]^2 \quad (2-4)$$

En esta expresión se puede distinguir dos elementos, el primer sumando corresponde a la minimización del error que hay en la predicción, el cual se eleva al cuadrado para que los errores con signo distinto no se compensen entre sí.

El segundo sumando considera el esfuerzo de control, puede llegar a suavizar las restricciones en determinado caso. Este término puede no tenerse en cuenta dependiendo del tipo de control predictivo a usarse.

#### 2.2.4. MINIMIZACIÓN DE LA FUNCIÓN DE COSTE

La minimización de la función se realiza para obtener la ley de control, y para lograrlo se debe asumir en primer lugar que:

$$N1 = 1 \quad (2-5)$$

$$N2 = N \quad (2-6)$$

$$N3 = N \quad (2-7)$$

Puesto que el modelo incorpora una señal de ruido blanco  $\xi(t)$ , la función a minimizar puede transformarse como se puede ver a continuación:

$$J(u) = \sum_{i=1}^N \delta(i) [\hat{y}(t+i|t) - w(t+i)]^2 + \sum_{j=1}^N \lambda(j) [\Delta u(t+j-1)]^2 \quad (2-8)$$

Dado que la esperanza matemática del ruido blanco es cero y además, teniendo en cuenta la relación de independencia de los términos cuadráticos del ruido frente al vector de acciones de control [8]. La función a minimizar, escrito en forma cuadrática, resulta:

$$J(u) = (Y - W)^T \delta (Y - W) + u^T \lambda u \quad (2-9)$$

Siendo  $\delta$  y  $\lambda$  matrices diagonales con dimensiones  $N \times N$ , y donde además se tiene que:

$$Y = [\hat{y}(t + 1|t) \quad \hat{y}(t + 1|t) \quad \cdots \quad \hat{y}(t + N|t)]^T \quad (2-10)$$

$$u = [\Delta u(t) \quad \Delta u(t + 1) \quad \cdots \quad \Delta u(t + N - 1)]^T \quad (2-11)$$

$$W = [w(t + 1) \quad w(t + 2) \quad \cdots \quad w(t + N)]^T \quad (2-12)$$

Por otro lado, como la función de coste abarca todo el horizonte de predicción, podemos encontrar para el modelo de predicción deducido una interpretación vectorial si desarrollamos la ecuación del modelo CARIMA [8]:

$$\hat{Y}(t + i|t) = G_i \Delta u(t + i - 1) + \Gamma_i \Delta u^f(t - 1) + F_i y^f(t) \quad (2-13)$$

Reescribiendo la anterior ecuación en una expresión vectorial para el modelo de predicción se obtiene:

$$Y = Gu + \Gamma \Delta U^f + FY^f \quad (2-14)$$

En esta expresión G representa la matriz que corresponde a los coeficientes de  $G_i$  puestos de mayor a menor potencia en  $Z^{-1}$  y  $\Gamma$  y F se componen de los coeficientes de los polinomios  $\Gamma_i$  y  $F_i$  respectivamente.

Reemplazando la ecuación (2-14) en (2-9) obtenemos:

$$J(u) = (Gu + \Gamma\Delta U^f + FY^f - W)^T \delta(Gu + \Gamma\Delta U^f + FY^f - W) + u^T \lambda u \quad (2-15)$$

Para encontrar las acciones futuras que hagan mínima la función de coste se debe derivar la ecuación (2-15) con respecto al vector de acciones de control  $u$ :

$$\frac{\partial J}{\partial u} = 2G^T \delta(Gu + \Gamma\Delta U^f + FY^f - W) + 2\lambda u = 0 \quad (2-16)$$

Finalmente obtenemos una expresión que permite calcular los  $N$  futuros cambios de la acción de control que hacen mínimo la función de coste.

$$u = (G^T \delta G + \lambda)^{-1} G^T \delta(W - \Gamma\Delta U^f - FY^f) \quad (2-17)$$

### 2.2.5. PARÁMETROS DE AJUSTE

Los parámetros  $N1$ ,  $N2$ ,  $N_u$ ,  $\delta_i$  y  $\lambda_j$  contribuyen a la formación de la función de coste, estos se convierten en factores de diseño que determinan el comportamiento del bucle de control [8].

Definimos entonces cada uno de los parámetros de diseño a continuación:

**$N1$  y  $N2$ :** son los valores mínimo y máximo, respectivamente, que establecen el llamado horizonte de predicción.  $N2$  suele ser grande para que en ese número de periodos de muestreo la planta haya mostrado toda su información dinámica [8].

**$N_u$ :** se le denomina el horizonte de control, este determina los grados de libertad para los cambios futuros de la acción de control, de tal forma que para los instantes que van más allá de dicho horizonte se impone la siguiente expresión [8].

$$\Delta u(t + N_u) = \Delta u(t + N_u + 1) = \Delta u(t + N_u - 1) = 0 \quad (2-18)$$

Así  $N_u$  pequeños (pocos grados de libertad) producen acciones de control más moderados y salidas más lentas, mientras que con  $N_u$  grande se producen acciones de control mayores, dando lugar a respuestas más rápidas [8].

**$\delta(j)$  y  $\lambda(j)$ :** Estos parámetros son conocidos como factores de ponderación y permiten dar diferentes pesos a cada uno de los factores de la función de coste, esto se traduce en dar una mayor o menor importancia relativa de unos sobre otros [8]. Si se tiene el caso de valores grande de  $\delta_i$  se penalizan los errores futuros y si se tiene un valor grande para  $\lambda_j$  se consigue penalizar el esfuerzo del control.

Estos factores de ponderación, en general, suelen seleccionarse de valor constante o toman la forma de olvido exponencial, sobre todo en el caso de los  $\delta_i$ , con esto se consigue ponderar más los errores recientes que los antiguos. Obviamente, estos coeficientes contribuyen a caracterizar el funcionamiento del controlador e influyen en el comportamiento y estabilidad del lazo cerrado, consiguiendo así, distintos efectos en la salida: estabilización, disminución de la sobre-oscilación, etc [8].

### 2.2.6. TRAYECTORIA DE REFERENCIA

Una de las características más importantes del control predictivo es que si se conoce de antemano los cambios futuros de la referencia, el controlador puede reaccionar a estos antes de que se presenten, eliminando los retardos en la respuesta del proceso. Los métodos de control predictivo suelen usar una trayectoria de referencia  $w(t+k)$ , la cual no tiene por qué coincidir con la referencia real ya que usualmente es una aproximación que va desde la salida  $y(t)$  hasta la referencia conocida, esto se logra mediante el siguiente sistema de primer orden:

$$w(t) = y(t); k = 1 \dots N \quad (2-19)$$

$$w(t + k) = \alpha w(t + k - 1) + (1 - \alpha)r(t + k) \quad (2-20)$$

Donde  $\alpha$  es un parámetro que está entre 0 y 1, este valor influye de manera directa en la respuesta dinámica del sistema por lo cual, si  $\alpha$  es un valor cercano a 1 la aproximación será más suave, pero si el valor es cercano a 0 el seguimiento de la trayectoria será mucho más rápido.

### **2.2.7. RESTRICCIONES**

Todo proceso real se ve afectado por limitaciones que traen consigo los elementos que constituyen la planta, por ejemplo los actuadores de un sistema como los motores, válvulas, bombas, compresores y demás, tienen un campo de acción restringido debido a su forma física, asimismo los elementos que miden variables como los sensores tienen sus debidas distancias máximas y mínimas en las que pueden censar efectivamente. Además de estas limitantes físicas del proceso, el usuario puede imponer otras condiciones en las que especifica un rango de acción para que la respuesta del sistema sea la deseada, de esta manera, tanto las restricciones físicas como las especificadas por el usuario conforman un conjunto de parámetros limitantes que se deben tomar en cuenta en la función de coste.

### **2.2.8. OBTENCIÓN DE LA LEY DE CONTROL**

Luego de obtener la ecuación (2-17) que corresponde a la minimización de la función de coste se puede obtener la ley de control, la cual tiene como objetivo encontrar una combinación de acciones que optimicen la función minimizada. Dependiendo de la estructuración de la ley de control se puede obtener mayor o menor robustez en el sistema, además de esto, se debe considerar en el diseño la libre evolución de las variables



manipuladas, debido a que estas pueden introducir al proceso señales de ruido que en el peor de los casos podría conducir a la inestabilidad.

### 2.2.9. OBTENCIÓN DEL CONTROLADOR LINEAL

Para obtener el controlador lineal, se asume la estrategia de horizonte móvil el cual consiste en resolver en cada periodo de muestreo un problema de optimización diferente, puesto que la evolución dinámica del sistema incorpora nueva información. Gracias a esto podemos obtener la ecuación que describe el control predictivo generalizado:

$$U(Z) = \frac{T(Z^{-1})}{(T(Z^{-1}) + R(Z^{-1})Z^{-1})\Delta} * \left( H(z)w(z) - \frac{S(Z^{-1})}{T(Z^{-1})}Y(z) \right) \quad (2-21)$$

Y su representación en diagramas de bloques es el siguiente:

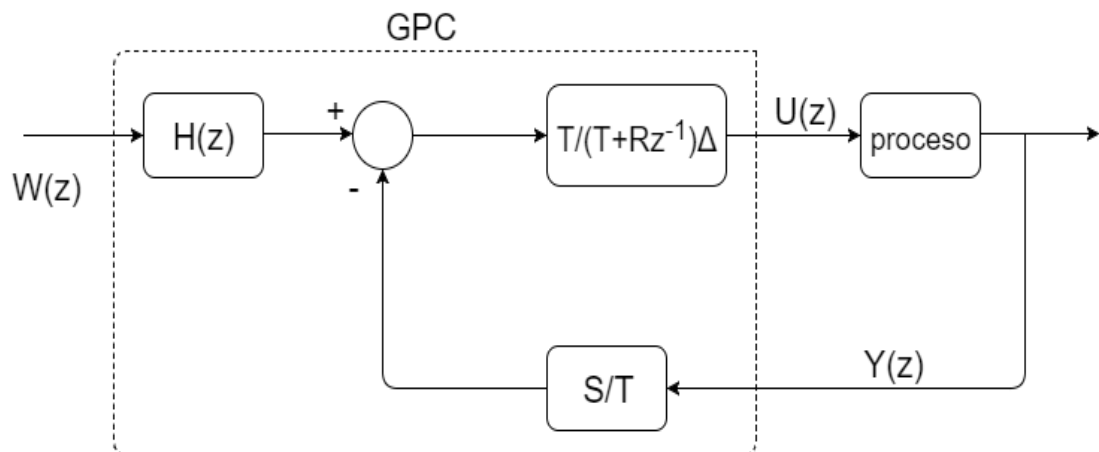


Figura 2.6. Diagrama de bloques del controlador GPC.

### **3. MÉTODOS DE IDENTIFICACIÓN DE MODELOS**

Como se vio en el capítulo anterior, una de las características más importantes del GPC es que se debe tener la función de transferencia que modela la planta que se desea controlar, y para identificarla correctamente existen diferentes técnicas que permiten un modelado aproximado del comportamiento del sistema, teniendo en cuenta las entradas y las salidas, de este modo se puede obtener finalmente una ecuación que representa la dinámica de la planta. Para este proyecto de investigación se utilizó el método de mínimos cuadrados fuera de línea para la identificación de las diversas plantas donde se empleará el controlador GPC.

#### **3.1. IDENTIFICACIÓN DE MODELOS POR EL MÉTODO DE MÍNIMOS CUADRADOS.**

El método de mínimos cuadrados es uno de los enfoques más básicos y de mayor utilización en la práctica, muchos autores tales como Eykhoff y Peterkal han estudiado profundamente este método debido a sus propiedades estadísticas, además esta herramienta ha sido una de las bases de los métodos de identificación en línea (on-line), dándole una gran popularidad en los sistemas de control digital.

##### **3.1.1. MÍNIMOS CUADRADOS FUERA DE LÍNEA**

Este método consiste en identificar una función de transferencia teniendo en cuenta que el cálculo iterativo solo se hace solo una vez, cuando es fuera de línea, por tal motivo el diseño del controlador para este sistema también se hace una sola vez. Caso contrario, cuando se hace en línea, para cada dato de entrada y salida se calcula una nueva función de transferencia y se debe diseñar un controlador diferente para cada una de estas.

Para una correcta identificación del sistema se debe garantizar una gran cantidad de datos de entrada y salida, dado que estas proporcionan la información necesaria para capturar la

dinámica real del sistema. Con estos conjuntos de datos se hace la estimación de la función de transferencia usando el modelo siguiente (de orden 2):

$$y(z) = \frac{b_0 z + b_1}{z^2 + a_1 z + a_0} * u(z) \quad (3-1)$$

Obtenemos ahora la ecuación en diferencias del modelo anterior

$$y[k] = -a_1 y[k-1] - a_2 y[k-2] + b_0 u[k-1] + b_1 u[k-2] \quad (3-2)$$

A la hora de empezar el proceso de identificación las incógnitas serán los coeficientes de la función de transferencia  $\{a_0, a_1, b_0, b_1\}$  debido a esto se plantea un conjunto de ecuaciones la cual se debe cumplir para todas las mediciones con K variado desde 1 hasta N.

$$\{y[k]\} = \{y[1], y[2] \dots y[N]\} \quad (3-3)$$

$$\{u[k]\} = \{u[1], u[2] \dots u[N]\} \quad (3-4)$$

Ahora planteamos el sistema de ecuaciones para cada una de las muestras, dado que tenemos coeficientes con K-2 emplearemos un K=3, para obtener las ecuaciones en el momento en que se da la primera muestra, la cual sucede cuando  $y=1$ , en conclusión el sistema de ecuaciones comenzaría desde K=3 hasta N.

$$y[3] = -a_1 y[2] - a_2 y[1] + b_0 u[2] + b_1 u[1] \quad (3-5)$$

$$y[4] = -a_1 y[3] - a_2 y[2] + b_0 u[3] + b_1 u[2] \quad (3-6)$$

$$\begin{aligned}
 & \vdots \\
 y[N] &= -a_1 y[N-1] - a_2 y[N-2] + b_0 u[N-1] + b_1 u[N-2]
 \end{aligned} \tag{3-7}$$

Reorganizando matricialmente tenemos:

$$\begin{bmatrix} y[3] \\ y[4] \\ \vdots \\ y[N] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -y[2] & -y[1] & u[2] & u[1] \\ -y[4] & -y[3] & u[3] & u[2] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -y[N-1] & -y[N-2] & u[N-1] & u[N-2] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ b_0 \\ b_1 \end{bmatrix} \tag{3-8}$$

Ahora definimos que:

$$Y = \begin{bmatrix} y[3] \\ y[4] \\ \vdots \\ y[N] \end{bmatrix} ; \quad \Phi = \begin{bmatrix} -y[2] & -y[1] & u[2] & u[1] \\ -y[4] & -y[3] & u[3] & u[2] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -y[N-1] & -y[N-2] & u[N-1] & u[N-2] \end{bmatrix} ; \quad \theta = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ b_0 \\ b_1 \end{bmatrix} \tag{3-9}$$

En este caso el número mínimo de ecuaciones que necesito para resolver el sistema es cuatro, ya que solo tenemos cuatro incógnitas, pero la matriz  $\Phi$  debe ser mucho mayor, ya que debe tener la capacidad de reproducir fielmente la dinámica del sistema.

El objetivo principal es encontrar el vector  $\theta$ , para esto definimos entonces el mínimo error cuadrático como:

$$J = (Y - \Phi\theta)^T (Y - \Phi\hat{\theta}) \tag{3-10}$$

En donde  $\hat{\theta}$  es la solución estimada del sistema, por tal motivo yo derivó la función J con respecto a la solución estimada, y la igualo a cero, para que el error mínimo sea muy cercano o igual a cero.

$$\frac{dJ}{d\hat{\theta}} = 0 \quad (3-11)$$

Aplicando esta derivada tenemos:

$$\frac{dJ}{d\hat{\theta}} = -2\Phi^T Y + 2\Phi^T \Phi \hat{\theta} = 0 \quad (3-12)$$

Finalmente obtenemos la solución despejando el estimador de la solución  $\hat{\theta}$

$$\hat{\theta} = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y \quad (3-13)$$

### 3.1.2. MÍNIMOS CUADRADOS EN LÍNEA

Como se dijo anteriormente, para este método se debe calcular la función de transferencia para cada pareja de puntos de entrada y de salida, debido a esto se debe calcular un controlador diferente cada vez que se actualicen los datos.

Este método cuenta con la siguiente ecuación:

$$\hat{\theta}[k] = \hat{\theta}[k-1] + \frac{P[k-1] \Phi[k-1]}{1 + \Phi^T[k-1] P[k-1] \Phi[k-1]} * (Y[k] - \Phi^T[k-1] \hat{\theta}[k-1]) \quad (3-14)$$

Donde  $\hat{\theta}[k - 1]$  son los valores iniciales, los cuales podemos imponer, y aparece una nueva matriz P la cual se puede definir como:

$$P[k - 1] = (\Phi^T \Phi)^{-1} \quad (3-15)$$

La matriz P[k] se calcula de forma iterativa para cada conjunto de datos:

$$P[k] = P[k - 1] - \frac{P[k - 1] \phi[k - 1] \phi^T[k - 1] P[k - 1]}{1 + \phi^T[k - 1] P[k - 1] \phi[k - 1]} \quad (3-16)$$

## **4. PROCEDIMIENTO Y RESULTADOS**

En el presente capítulo se mostrará detalladamente el procedimiento mediante el cual se realizaron las simulaciones del controlador GPC en un parque eólico de 10 MW que provee el software Matlab Simulink, la cual consta de cinco aerogeneradores de 2 MW conectados a un sistema de distribución de 25 kV exportando energía a una red de 120 kV a través de una línea de transmisión de 30 km. La turbina eólica contiene un generador síncrono conectado a un rectificador de diodos, un convertidor Boost PWM basado en IGBT DC-DC y un convertidor PWM basados en IGBT DC/AC. Una de las características de este parque eólico que proporciona Simulink es que permite extraer la máxima energía del viento cuando su velocidad es baja, mediante la optimización de la turbina, reduciendo al mínimo las tensiones mecánicas durante las ráfagas de viento.

Para diseñar el controlador GPC se procedió identificar la función de transferencia de cada una de las plantas en donde se hacía evidente el uso del controlador:

- Convertidor PWM basado en IGBT DC/AC: para este sistema se emplearon 3 controladores GPC.
- Convertidor Boost PWM basado en IGBT DC-DC.
- Sistema de excitación de la maquina síncrona.

### **4.1. IDENTIFICACIÓN DE LAS FUNCIONES DE TRANSFERENCIA POR EL MÉTODO DE MÍNIMOS CUADRADOS FUERA DE LÍNEA.**

#### **4.1.1. CONVERTIDOR PWM BASADO EN IGBT DC/AC.**

Para este inversor DC/AC se hizo necesario calcular cuatro funciones de transferencia: para el eje directo (D), el eje de cuadratura (Q), y otros dos para el regulador DC. La simulación que proporciona el entorno de programación Matlab Simulink del generador eólico tiene consigo controladores PI

tanto en el convertidor DC/AC como en el convertidor Boost y en el sistema de excitación de la maquina síncrona, por tal motivo se procedió a tomar muestras en la entrada y en la salida del controlador PI, con un tiempo de muestreo de 0,001 segundos.

Como se desea implementar el método de mínimos cuadrados fuera de línea, la cantidad de datos debe ser considerable de modo que se pueda capturar la dinámica del sistema, por tal motivo se hizo la simulación para 5 segundos, obteniendo así un total de 5001 muestras.

Para el inversor conformado por el eje de cuadratura, el eje directo y el regulador DC se guardaron los datos de entrada, salida y referencia tal como se muestra en los anexos 1, 2 y 3.

Una vez almacenadas estas muestras, con la ayuda de la herramienta “*System Identification Tool*” de Matlab se identificaron las funciones de transferencia ya discretizadas con el método de mínimos cuadrados fuera de línea, en el cual ingresamos únicamente las muestras de entrada y salida utilizando el mismo tiempo de muestreo con el que se obtuvieron los datos.

Las funciones de transferencia obtenidas se anexan a continuación:

Función de transferencia para el eje de directo D:

$$H_D(Z) = \frac{0.4093Z}{Z^2 - 1.559Z + 0.5812} \quad (4-1)$$

Función de transferencia para el eje de cuadratura Q:

$$H_Q(Z) = \frac{0.206Z}{Z^2 - 1.483Z + 0.7039} \quad (4-2)$$

Funciones de transferencia para el regulador DC en el convertidor DC/AC:

$$H_{DC1}(Z) = \frac{-0.156Z}{Z^2 - 1.99Z + 0.9905} \quad (4-3)$$



$$H_{DC2}(Z) = \frac{1.634Z}{Z^2 + 0.4107Z + 0.2227} \quad (4-4)$$

#### 4.1.2. CONVERTIDOR BOOST PWM BASADO EN IGBT DC-DC.

Para la identificación de la función de transferencia del convertidor Boost se utilizó la misma metodología descrita en el numeral anterior, se almacenaron las muestras tal como se muestra en el anexo 4 y su función de transferencia fue igualmente calculada con la herramienta de Matlab.

$$H_{Boost}(Z) = \frac{0.02211Z}{Z^2 + 0.0005391Z - 0.9963} \quad (4-5)$$

#### 4.1.3. SISTEMA DE EXCITACIÓN DE LA MAQUINA SÍNCRONA.

Finalmente se tomaron las muestras en la entrada, salida y referencia tal como se muestra en el anexo 5 y la función de transferencia que se obtuvo de estas muestras es la siguiente:

$$H_{Maq}(Z) = \frac{0.3224Z}{Z^2 - 0.6056Z + 0.1338} \quad (4-6)$$

#### 4.1.4. DISEÑO DEL CONTROLADOR GPC.

Para el diseño del controlador GPC se utilizó la herramienta “*MPC Design*” de Matlab, en el cual se debe asignar la función de transferencia discretizada que se desee controlar. Una vez importada la planta o función de transferencia se le debe ajustar el intervalo de control, el horizonte de predicción y el horizonte de control, los cuales son parámetros que caracterizan el diseño del controlador GPC.

Los parámetros que se eligieron para el diseño de los controladores son los siguientes:

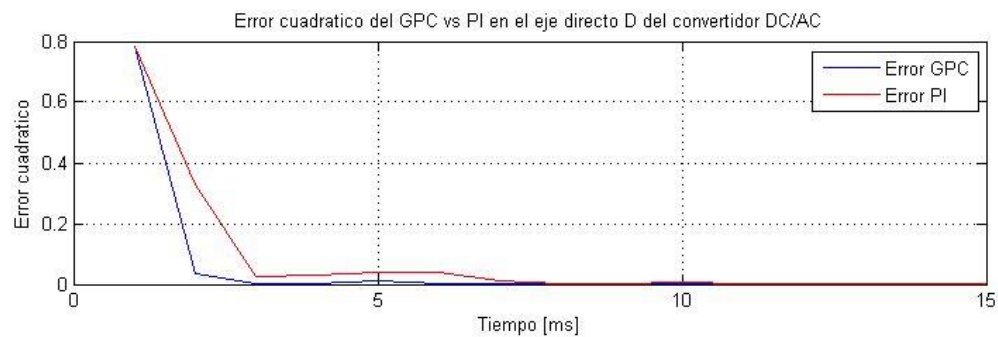
- Intervalo de control: 0.001 (Es el mismo tiempo de muestreo que se ha utilizado anteriormente).

- Horizonte de predicción: 1000 (Es como mínimo el inverso del intervalo de control para que el controlador tenga un buen funcionamiento).
- Horizonte de control: 3. (Determina los grados de libertad para los cambios futuros de la acción de control, se le asignó un valor pequeño debido a que el controlador es más exacto cuando el horizonte de control es corto, aunque el tiempo de respuesta se vuelve más lento).

## 4.2. DISEÑO DEL CONTROLADOR GPC SIN RESTRICCIONES.

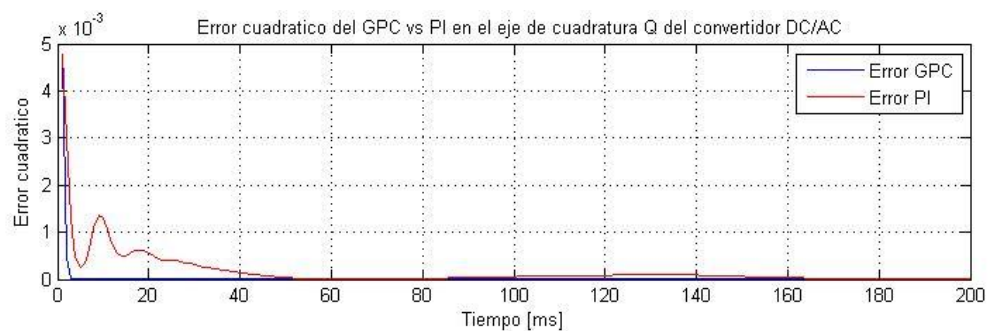
Para cada una de las plantas en el generador eólico se obtuvieron las gráficas comparativas del error cuadrático entre el controlador GPC y el PI:

Eje de directo D:



**Figura 4.1. Error cuadrático del GPC vs PI en el eje directo D.**

Eje de cuadratura Q:



**Figura 4.2. Error cuadrático del GPC vs PI en el eje de cuadratura Q.**

Regulador DC del convertidor DC/AC:



Figura 4.3. Error cuadrático del GPC vs PI en el regulador DC del convertidor DC/AC.

En el convertidor Boost:

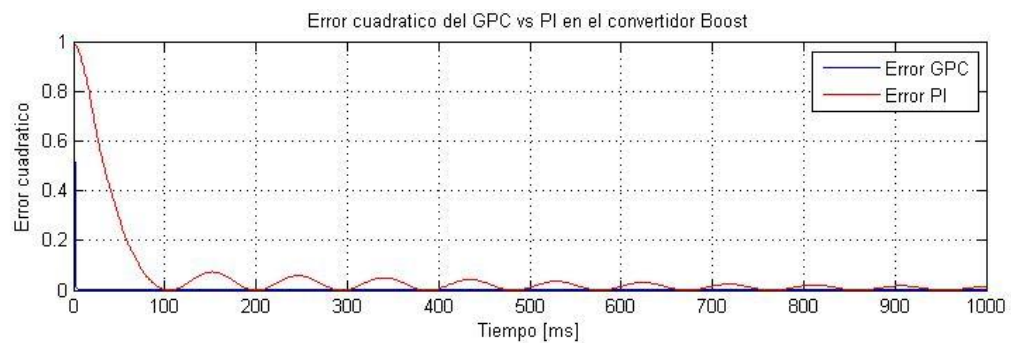


Figura 4.4. Error cuadrático del GPC vs PI en el convertidor Boost.

Finalmente, para el sistema de excitación de la maquina síncrona:

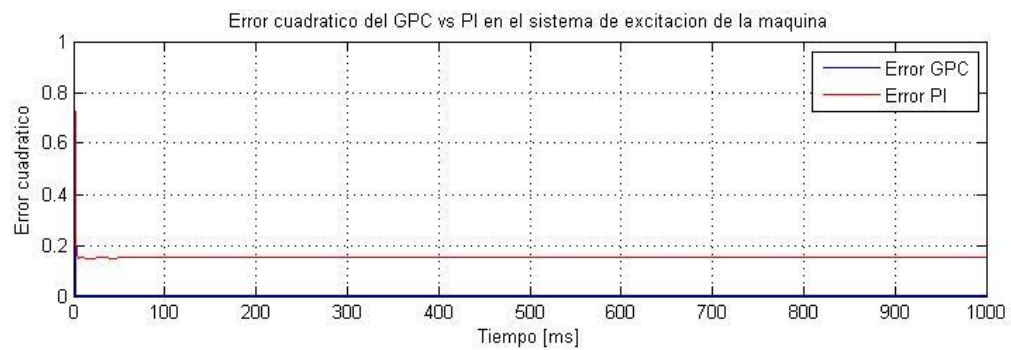


Figura 4.5. Error cuadrático del GPC vs PI en el sistema de excitación de la maquina síncrona.

Los resultados cuantitativos del GPC comparados con el controlador PI se aprecian en la siguiente tabla.

Planta	Controlador PI		Controlador GPC	
			Sin restricciones	
	Ts [ms]	Error	Ts [ms]	Error
<b>Eje de directo D</b>	12	0,001287	6	0,0008382
<b>Eje de cuadratura Q</b>	180	3,419E-05	5	5,316E-06
<b>Regulador Vdc</b>	600	0,2749	20	0,00391
<b>Convertidor Boost</b>	1000	0,0546	7	0,00106
<b>Sistema de excitación de la maquina</b>	80	0,153	4	0,00102

Tabla 4-1. Tabla comparativa entre en el PI y el GPC sin restricciones

### 4.3. DISEÑO DEL CONTROLADOR GPC CON RESTRICCIONES.

Las restricciones en el controlador GPC son una herramienta adicional que tiene como función principal limitar los valores a los que podría llegar la señal de salida de la planta, evitando de esta forma que existan diferencias muy grandes entre la referencia y la salida de la planta. Con las restricciones buscamos disminuir el error cuadrático del controlador para tener una mayor eficiencia y exactitud.

#### 4.3.1. PROCEDIMIENTO Y ANÁLISIS DE RESULTADO PARA CONTROL GPC CON RESTRICCIONES EN LA SALIDA.

Para poder ingresar una restricción en la salida que pueda disminuir el error cuadrático debemos ver la gráfica de la señal de salida de la planta y compararla con la referencia.

En los anexos 7, 8, 9, 10 y 11 se describen las gráficas comparativas entre la referencia y la señal de salida de la planta del eje de directo D, el eje de cuadratura Q, el regulador DC, el convertidor BOOST

y el sistema de excitación de la maquina respectivamente, con el fin de encontrar los valores restrictivos que puedan influir positivamente en la planta.

Para el eje directo D, en el anexo 7, se pudo notar que el punto mínimo que tiene la referencia es de -1.1 y la señal de salida de la planta tiene un valor mínimo por debajo de esta, en consecuencia, para evitar el sobrepaso se asignó una restricción al control GPC de  $Y_{\min} = -1.1$  disminuyendo de esta forma el error cuadrático en el controlador, su grafica del error cuadrático se puede apreciar en el anexo 12.

En el eje de cuadratura Q se pudo apreciar que la señal de salida de la planta contiene valores que están por debajo de la referencia en los primeros milisegundos, debido a esto se le impuso una restricción en la salida del controlador GPC de  $Y_{\min} = -0.0698$  obteniendo una gráfica del error cuadrático presentada en el anexo 13.

Para el regulador DC fue mucho más complejo la elección de la restricción debido a que esta planta consta de dos funciones de transferencia diferentes, la primera que es con la que se diseña el controlador GPC y la otra que puede ser vista como una perturbación al sistema. Como se vio en el anexo 9, existen sobrepasos por encima y por debajo de la referencia, se probaron las dos posibilidades y el que presento resultados favorables fue la restricción en el punto máximo de la señal de control del GPC en  $Y_{\max} = 1100$ , su grafica del error cuadrático se presenta en el anexo 14.

En el convertidor Boost la señal de salida tiene un sobrepaso por encima de la referencia, por tal motivo se ingresó una restricción en el punto máximo del controlador GPC de  $Y_{\max} = 1.0158$ , su grafica del error cuadrático se presenta en el anexo 15.

Finalmente, para el sistema de excitación de la maquina síncrona pudimos notar que existe un sobrepaso por encima de la referencia, debido a esto se asignó una restricción en el punto máximo del controlador GPC de  $Y_{\max} = 1$ , su grafica del error cuadrático se presenta en el anexo 16.

El efecto producido por las restricciones descritas anteriormente para cada una de las plantas se puede apreciar cuantitativamente en la siguiente tabla.

Planta	Controlador PI		Controlador GPC	
			Con restricciones en la salida	
	Ts [ms]	Error	Ts [ms]	Error
<b>Eje de directo D</b>	12	0,001287	6	0,0008381
<b>Eje de cuadratura Q</b>	180	3,419E-05	5	4,844E-06
<b>Regulador Vdc</b>	600	0,2749	20	0,003886
<b>Convertidor Boost</b>	1000	0,0546	7	0,00104
<b>Sistema de excitación de la maquina</b>	80	0,153	4	0,001013

Tabla 4-2. Tabla comparativa entre en el PI y el GPC con restricciones en la salida

#### 4.3.2. PROCEDIMIENTO Y ANÁLISIS DE RESULTADO PARA CONTROL GPC CON RESTRICCIONES EN LA ENTRADA.

Para poder incluir restricciones de entrada en este sistema es necesario observar cuales son los valores más altos y/o más bajos en la entrada a la planta del convertidor PWM basado en IGBT's DC/AC, en el convertidor tipo Boost y en el sistema de excitación de la maquina síncrona cuando el MPC no tiene restricciones los cuales se muestran en los anexos 17, 18, 19, 20 y 21

Para el eje directo D se observa que el valor más bajo y/o alto de la entrada a la planta son -1.8 y 0.25, por lo tanto, aplicando estos valores en el controlador GPC como restricciones de entrada, se tiene una representación gráfica del error cuadrático mostrado en el anexo 22.

Para el eje en cuadratura Q se observa que el valor más bajo y/o alto de la entrada a la planta es -0.2, por lo tanto, aplicando este valor en el controlador GPC como restricción de entrada, se tiene una representación gráfica del error cuadrático mostrado en el anexo 23.

Para el voltaje de entrada del inversor  $V_{dc}$  se observa que el valor más bajo y/o alto de la entrada a la planta es 12000, por lo tanto, aplicando este valor en el controlador GPC como restricción de entrada, se tiene una representación gráfica del error cuadrático mostrado en el anexo 24.

Para el convertidor BOOST se observa que el valor más bajo y/o alto de la entrada a la planta es 38, por lo tanto, aplicando este valor en el controlador GPC como restricción de entrada, se tiene una representación gráfica del error cuadrático mostrado en el anexo 25.

Para el sistema de excitación de la maquina síncrona se observa que el valor más bajo y/o alto de la entrada a la planta es 2.6, por lo tanto, aplicando este valor en el controlador GPC como restricción de entrada, se tiene una representación gráfica del error cuadrático mostrado en el anexo 26.

El efecto producido por las restricciones en la entrada descritas anteriormente para cada una de las plantas se puede apreciar cuantitativamente en la siguiente tabla.

Planta	Controlador PI		Controlador GPC	
			Con restricciones en la entrada	
	Ts [ms]	Error	Ts [ms]	Error
<b>Eje de directo D</b>	12	0,001287	6	0,001025
<b>Eje de cuadratura Q</b>	180	3,419E-05	5	0,00005612
<b>Regulador Vdc</b>	600	0,2749	20	0,003915
<b>Convertidor Boost</b>	1000	0,0546	7	0,001069
<b>Sistema de excitación de la maquina</b>	80	0,153	4	0.001027

Tabla 4-3. Tabla comparativa entre en el PI y el GPC con restricciones en la entrada

#### 4.3.3. PROCEDIMIENTO Y ANÁLISIS DE RESULTADO PARA CONTROL GPC CON RESTRICCIONES EN LA ENTRADA Y EN LA SALIDA.

Para poder incluir restricciones en la entrada y salida se repite el mismo procedimiento aplicado en secciones anteriores, observando los valores más altos y/o más bajos en la entrada y salida a la planta del convertidor PWM basado en IGBT's DC/AC, en el convertidor tipo Boost y en el sistema de excitación de la maquina síncrona cuando el MPC no tiene restricciones. Observando e identificando los valores más bajos y/o altos de la entrada y salida a la planta, se procede a aplicar estos valores en el controlador GPC como restricciones de entrada y

salida, en donde con estas condiciones se obtiene una representación gráfica del error cuadrático mostrado en los anexos 27, 28, 29, 30 y 31.

El efecto producido por las restricciones en la entrada y en la salida descritas anteriormente para cada una de las plantas se puede apreciar cuantitativamente en la siguiente tabla.

Planta	Controlador PI		Controlador GPC	
			Con restricciones en entrada y salida	
	Ts [ms]	Error	Ts [ms]	Error
<b>Eje de directo D</b>	12	0,001287	6	0,001025
<b>Eje de cuadratura Q</b>	180	3,419E-05	3	0,000056 01
<b>Regulador Vdc</b>	600	0,2749	20	0,003913
<b>Convertidor Boost</b>	1000	0,0546	7	0,001051
<b>Sistema de excitación de la maquina</b>	80	0,153	3	0.001026

Tabla 4-4. Tabla comparativa entre en el PI y el GPC con restricciones en la entrada y en la salida



## 5. CONCLUSIONES

- Es fundamental conocer el modelo matemático de los sistemas que se desean controlar, debido a que en base a este conocimiento se puede establecer de que orden es el sistema para proceder a la identificación de la planta por el método de mínimos cuadrados fuera de línea.
- Es muy importante una vez identificado la planta, conocer cuáles son los valores más altos y/o bajos en la entrada y salida de esta cuando es sometida a un proceso de control sin restricciones mediante el método de control predictivo generalizado GPC, para así poder establecer cuáles son los valores límite de algoritmo de predicción, ya que este se basa de estos valores para obtener la señal de control.
- En todos los casos estudiados el control predictivo GPC presenta un mejor comportamiento que el método clásico de control PI, ya que logra mantener un error de estado estacionario igual a cero y presenta un error cuadrático acumulativo inferior que el método clásico PI en todos los casos.
- El controlador GPC tiene un mejor comportamiento frente perturbaciones que el controlador clásico PI, debido a que tiene la posibilidad de limitar sus valores mediante las restricciones del algoritmo de predicción, impidiendo así que la señal de control llegue a valores donde se pueda saturar. En los convertidores electrónicos donde se usa la modulación por ancho de pulso PWM como el convertidor tipo Boost y el inversor DC/AC, se tiende a presentar ruido debido a la pérdida de información en la modulación de ancho de pulso lo cual genera oscilaciones presentes en la salida controlada sobre la referencia. En el caso del controlador PI cuando es sometido a cambios grandes en la referencia, no puede estabilizar la salida debido a que se satura

la señal de control, es por eso que al introducir restricciones y acotar la señal de control en el controlador GPC, se garantiza una estabilización en la señal de salida de la planta.

- Debido al constante crecimiento de la demanda energética del país, y a los cambios climáticos producidos por el fenómeno del niño, lo cual afecta directamente nuestra fuente primaria principal para la generación de energía eléctrica y la escases y limitación de los combustibles fósiles para la generación de energía como fuentes de generación de respaldo, se hace necesario la implementación de fuentes renovables y esto a su vez implica la necesidad de investigar sobre métodos de control que optimicen estos sistemas, ya que la mayor limitante de estas fuentes renovables de energía es la aleatoriedad de sus fuentes primarias, es por esto que el estudio del control predictivo GPC cobra gran importancia debido a la versatilidad y adaptabilidad que tiene para la implementación en cualquier sistema.
- Con los resultados obtenidos en este proyecto se incentiva el uso de controladores de naturaleza predictiva, debido a su excelente respuesta ante cualquier tipo de planta se puede asegurar una efectividad casi del 100%, dándonos un nivel de confiabilidad muy alto para los procesos en lo que se quiera incluir este controlador. Aunque su implementación es algo compleja a nivel industrial, vale la pena considerar el uso de este método de control, ya que podría aumentar la producción significativamente.

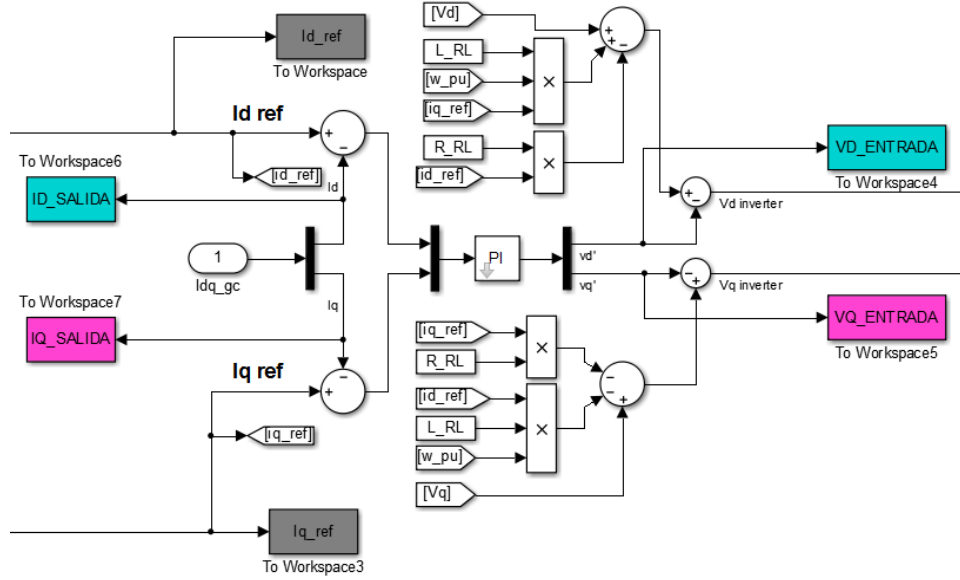
## BIBLIOGRAFÍA

- [1] Betancur, C.; Tafur, L. Sintonización de un control óptimo cuadrático con computación evolutiva para un puente grúa. Universidad Tecnológica de Pereira, Facultad de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Ciencias de la Computación, 6 de junio 2008.
- [2] Ramos, M. A. P. Análisis, síntesis y construcción de un controlador adaptable genérico con supervisión inteligente. Cenidet, Tesis doctoral, departamento de Electrónica, Cuernavaca, Morelos, México. 29 de septiembre 2006.
- [3] Rhinehart, R.R. The century's greatest contributions to control practice. ISA transactions, Vol. 39. 3-13, 2000.
- [4] Giraldo, D.; Giraldo, E. Teoría de control análogo. Universidad Tecnológica de Pereira, 2009.
- [5] Coto, J. Análisis de sistemas de energía eléctrica. Universidad de Oviedo, 2002.
- [6] Ogata, K. Ingeniería de Control Moderna. 4 edición, Pearson Education, Madrid, 2003.
- [7] Rodríguez, F.; López, M. Control Adaptativo y Robusto. Universidad de Sevilla, 1996.
- [8] Aguado, B.; Martínez, I. Identificación y control adaptativo. Prentice Hall, Madrid 2002.
- [9] Clarke, D.W.; Mohtadi, C.; Tuffs, P.S. Generalized Predictive Control-Part I. Automatica: vol. 23 (2), pp. 137-148, 1987a.

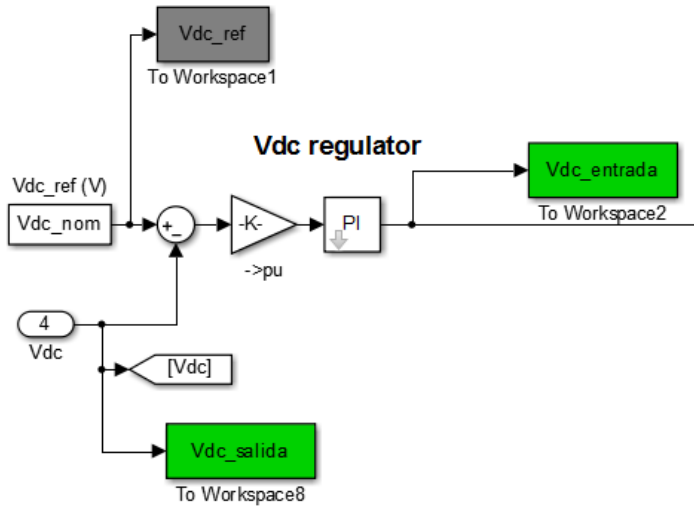
- [10] Clarke, D.W.; Mohtadi, C.; Tuffs, P.S. Generalized Predictive Control-Part II. Extensions and Interpretations, *Automatica*: vol. 23 (2), pp. 149-160, 1987b.
- [11] Aström, K. J.; Wittenmark, K. B. *Computer Controlled System. Theory and Design*. Prentice Hall International, Englewood Cliffs, N. J., 1984.
- [12] Camacho, E.F.; Bordons, C. *Model Predictive Control*, Springer-Verlag London Limited, 2004.
- [13] Ren, Y.; Bao, G. Control Strategy of Maximum Wind Energy Capture of Direct-Drive Wind Turbine Generator Based on Neural-Network, in *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2010 Asia-Paci\_c*, 2010.
- [14] Albarracin, D. L.; Giraldo, E. Adaptive optimal multivariable control of a permanentmagnet synchronous generator, in *Transmission & Distribution Conference and Exposition Latin America (PES T&D-LA), 2014 IEEE PES*. IEEE, 2014.
- [15] Patil, K.; Mehta, B. Modeling and simulation of variable speed wind turbine ence on. IEEE, 2014.
- [16] Gong, X.; Yang, X.; Qiao, W. Wind speed and rotor position sensorless control for direct-drive pmg wind turbines, in *Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2010 IEEE*, 2010.
- [17] Ramos, A. Desarrollo y puesta en marcha de un inversor trifásico mediante la dsp tms320f2812 de texas instruments, in *Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCEE), Madrid España 2014*.
- [18] Hart, D. W. *Electrónica de potencia*, PEARSON EDUCACION. S.A., Madrid, 2001.

## **ANEXOS**

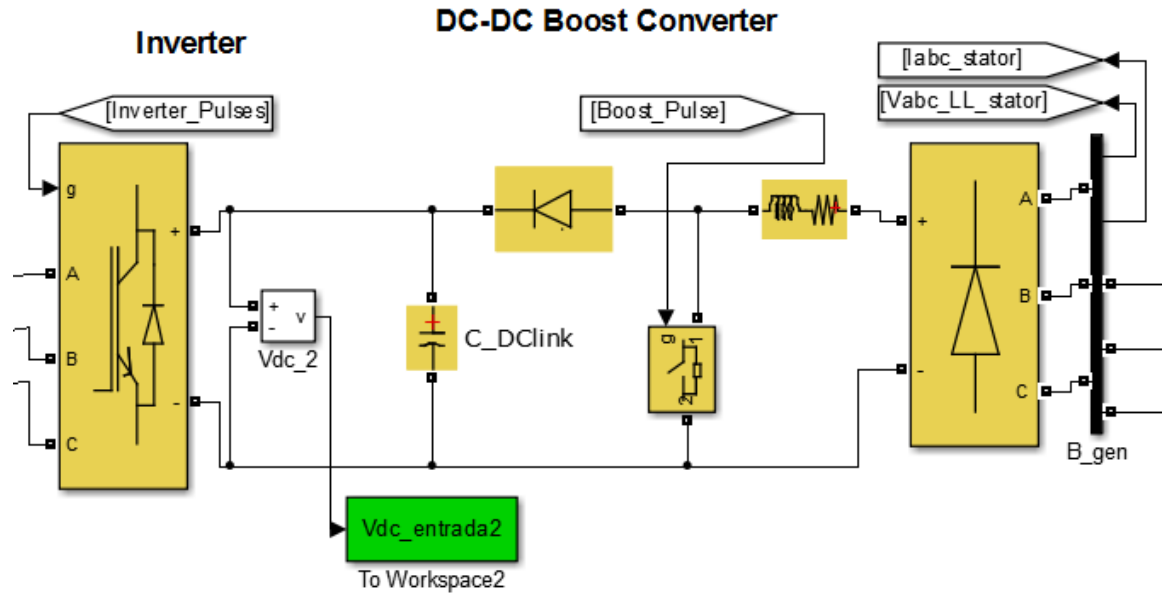
**ANEXO 1: TOMA DE MUESTRAS EN EL CONTROLADOR PI DEL INVERSOR.**



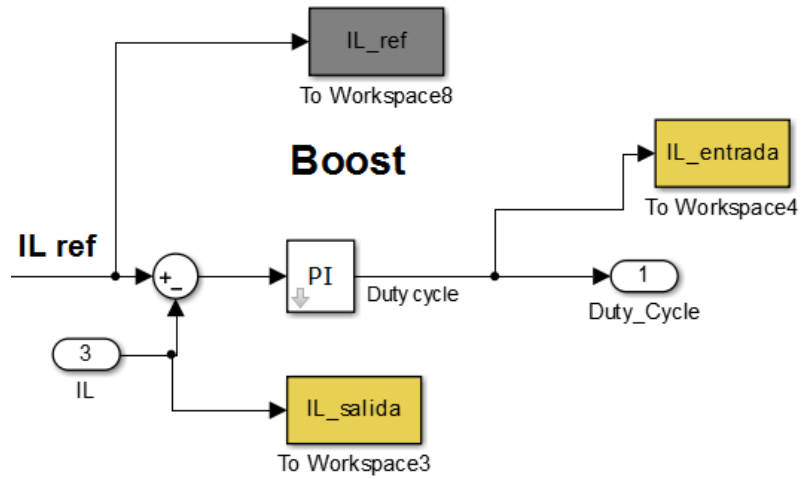
**ANEXO 2: TOMA DE MUESTRAS EN EL REGULADOR DC DEL INVERSOR.**



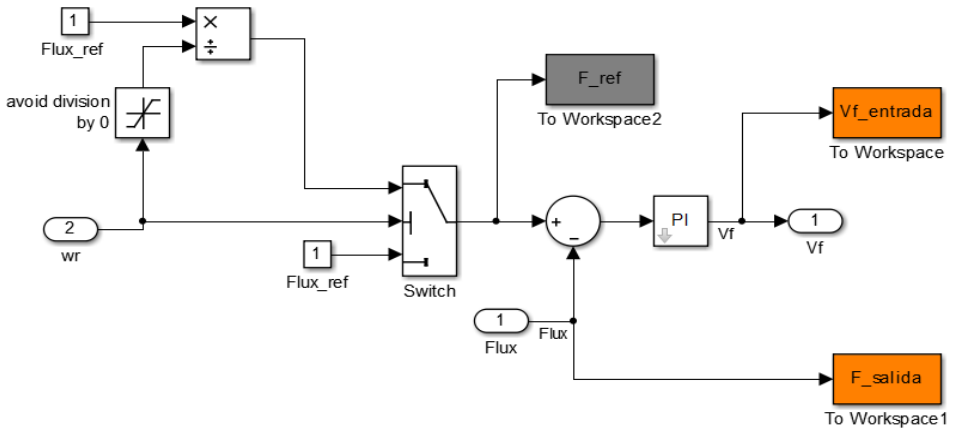
**ANEXO 3: TOMA DE MUESTRAS PARA EL REGULADOR DC EN LA ENTRADA DEL INVERSOR.**



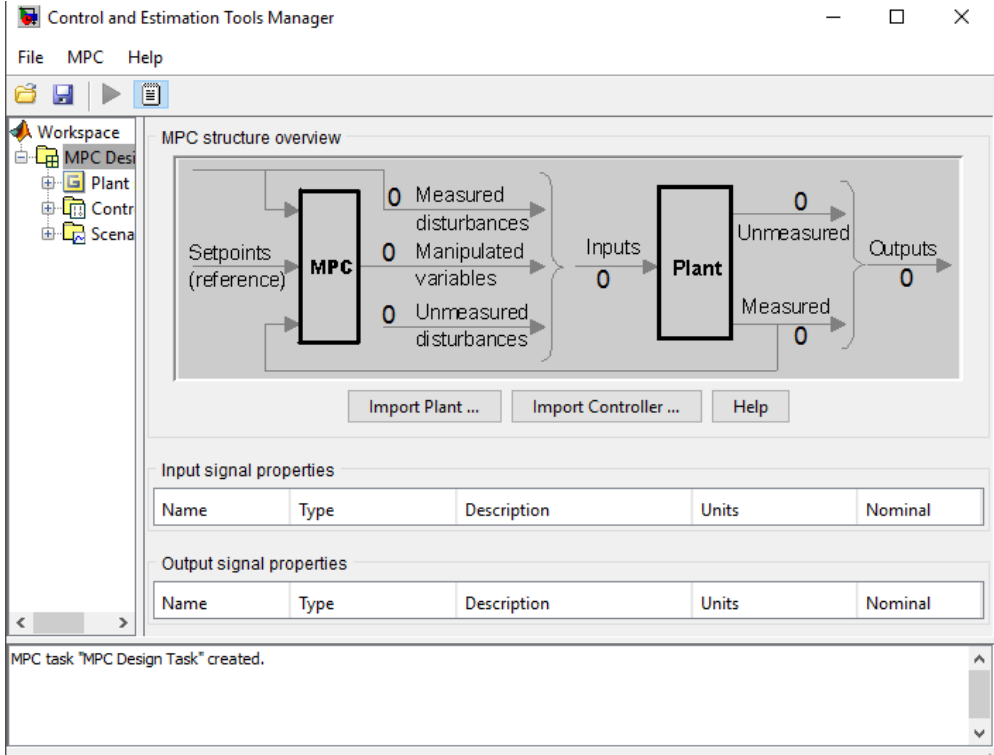
**ANEXO 4: TOMA DE MUESTRAS EN EL CONVERTIDOR BOOST.**



### ANEXO 5: TOMA DE MUESTRAS EN EL SISTEMA DE EXCITACIÓN DE LA MAQUINA SÍNCRONA.

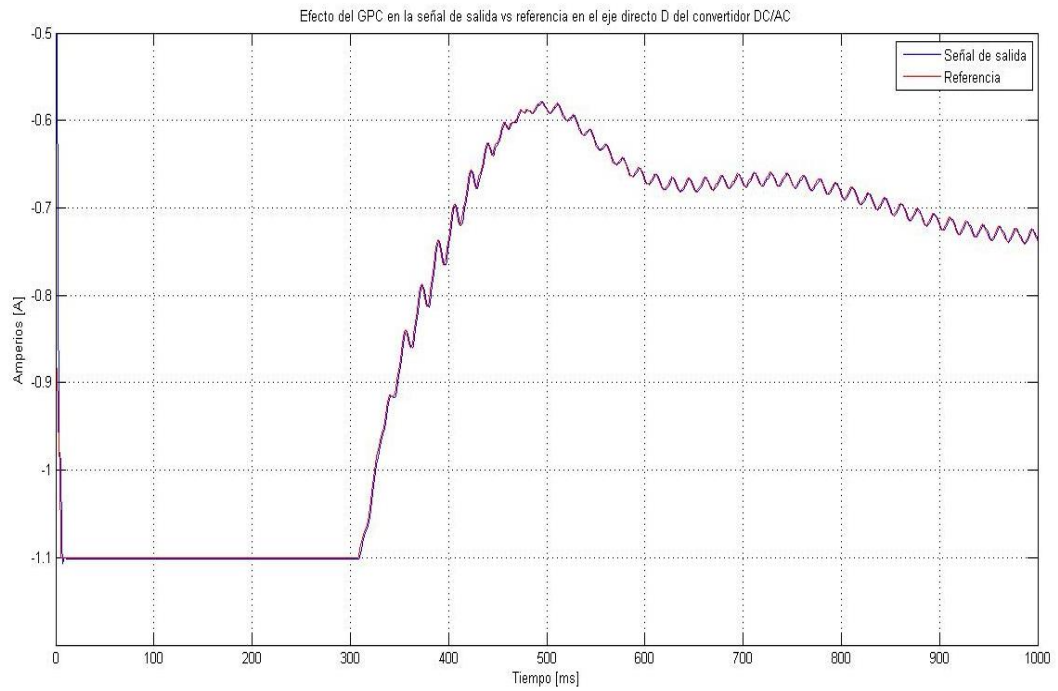


### ANEXO 6: INTERFAZ DEL MPC DESIGN DE MATLAB.

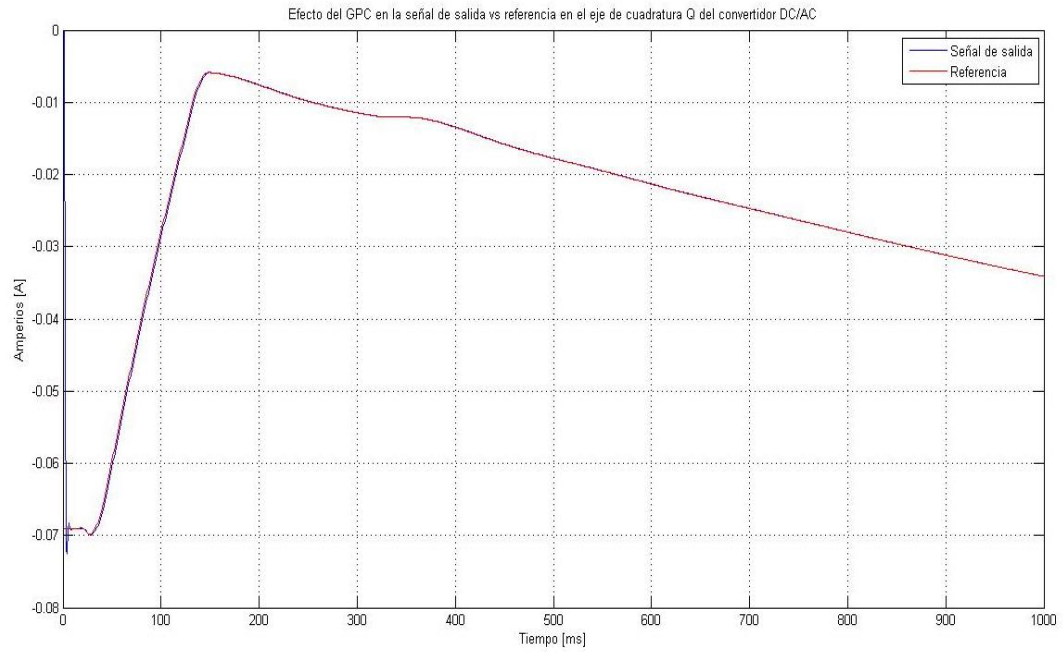




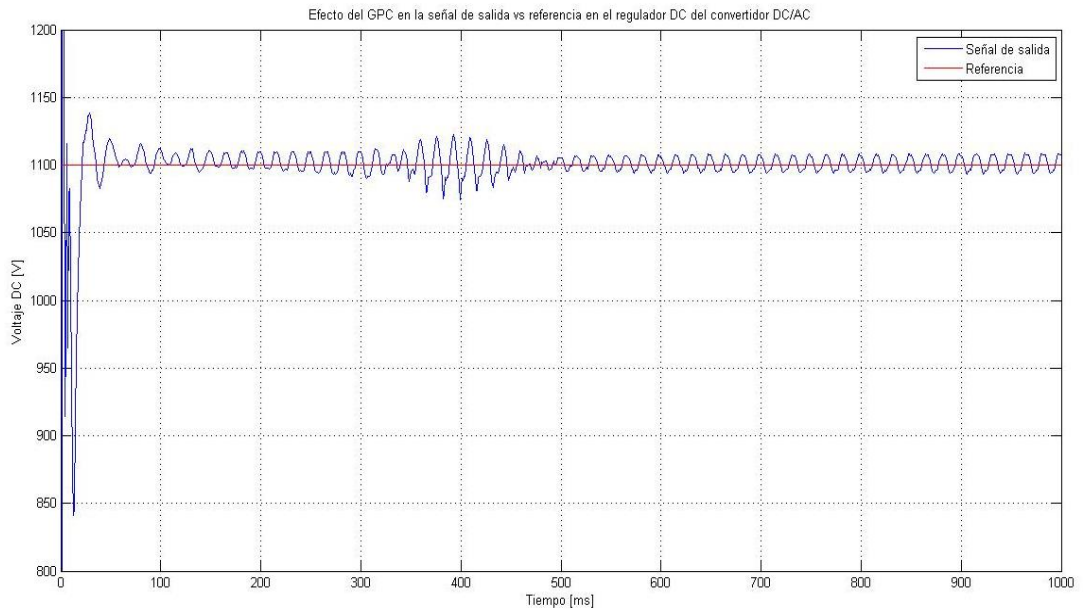
## ANEXO 7: EFECTO DEL GPC EN LA SEÑAL DE SALIDA VS LA REFERENCIA EN EL EJE DIRECTO D DEL CONVERTIDOR DC/AC.



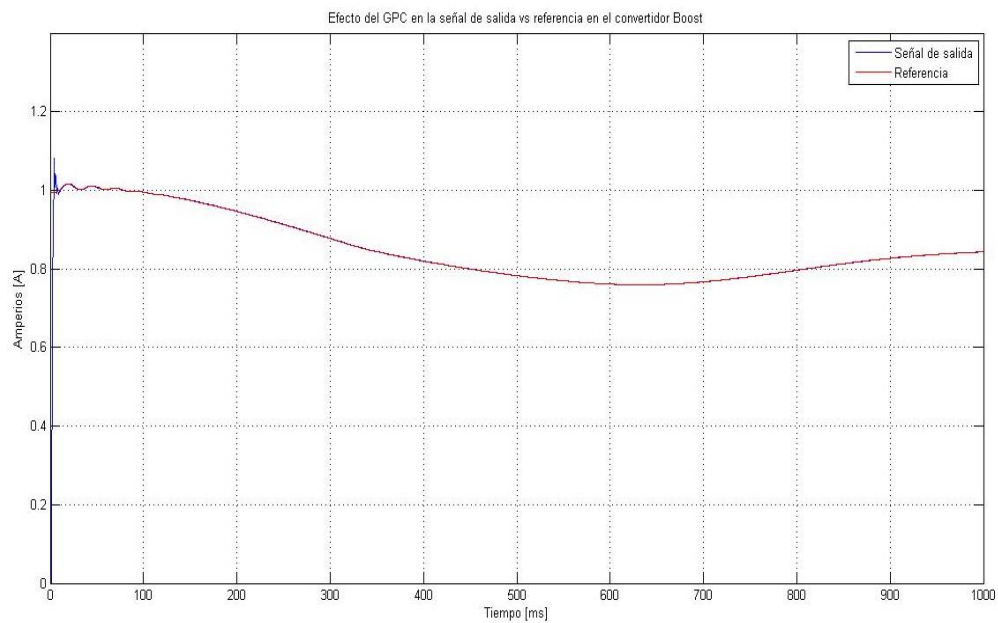
## ANEXO 8: EFECTO DEL GPC EN LA SEÑAL DE SALIDA VS LA REFERENCIA EN EL EJE DE CUADRATURA Q DEL CONVERTIDOR DC/AC.



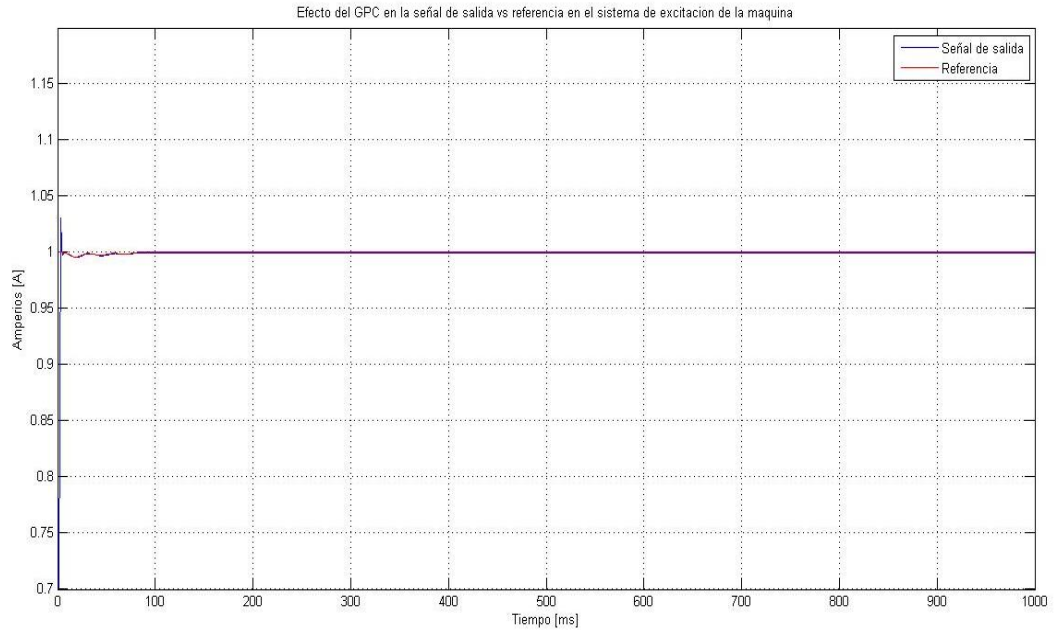
## ANEXO 9: EFECTO DEL GPC EN LA SEÑAL DE SALIDA VS LA REFERENCIA EN EL REGULADOR DC DEL CONVERTIDOR DC/AC.



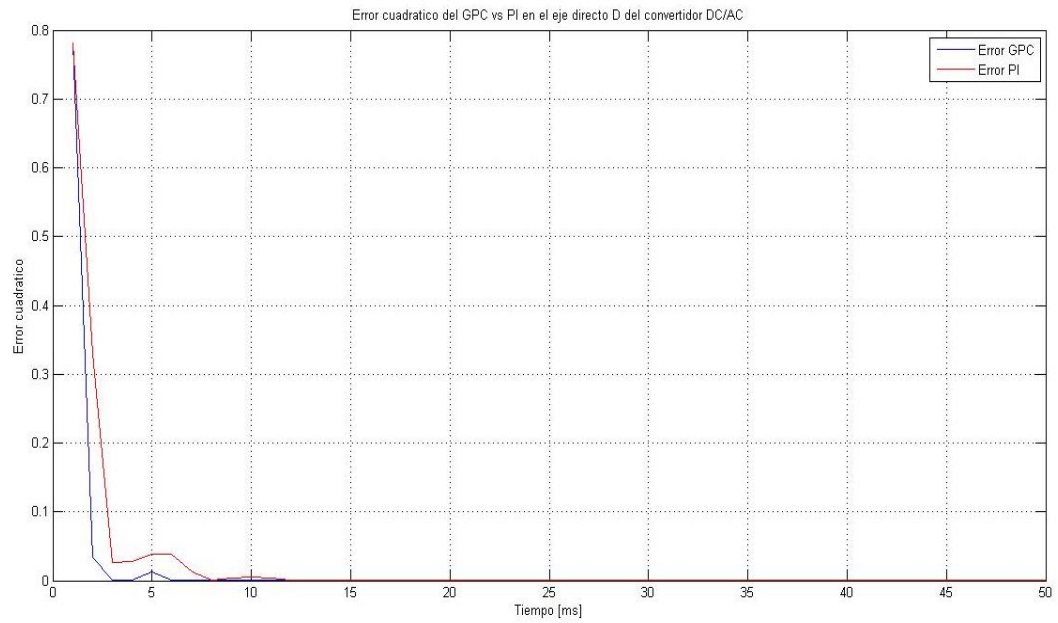
## ANEXO 10: EFECTO DEL GPC EN LA SEÑAL DE SALIDA VS LA REFERENCIA EN EL CONVERTIDOR BOOST.



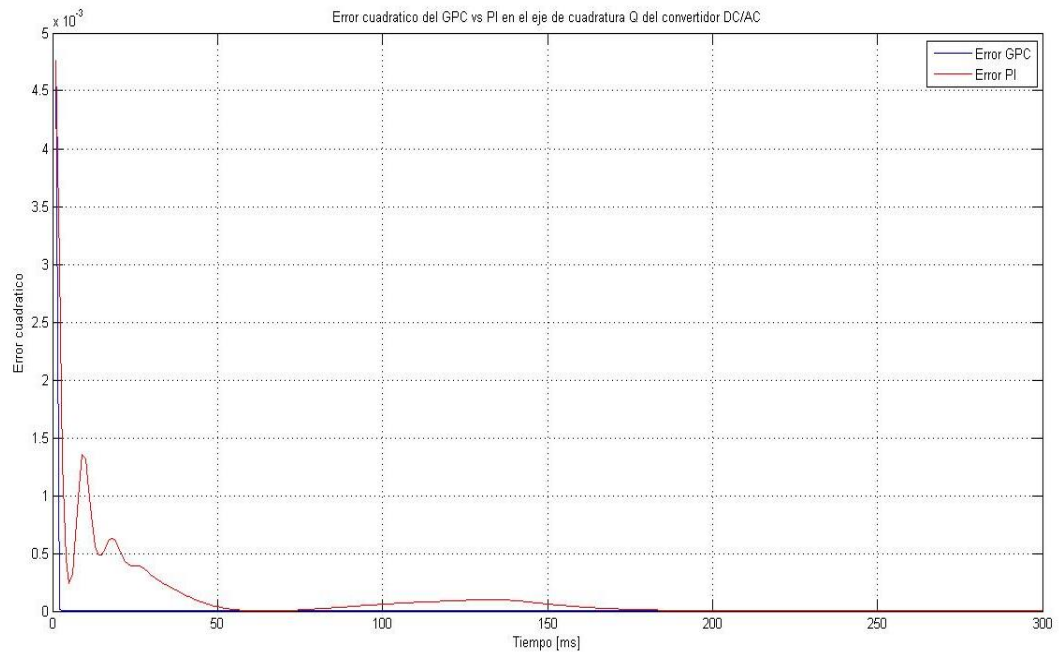
## ANEXO 11: EFECTO DEL GPC EN LA SEÑAL DE SALIDA VS LA REFERENCIA EN EL SISTEMA DE EXCITACIÓN DE LA MAQUINA SÍNCRONA.



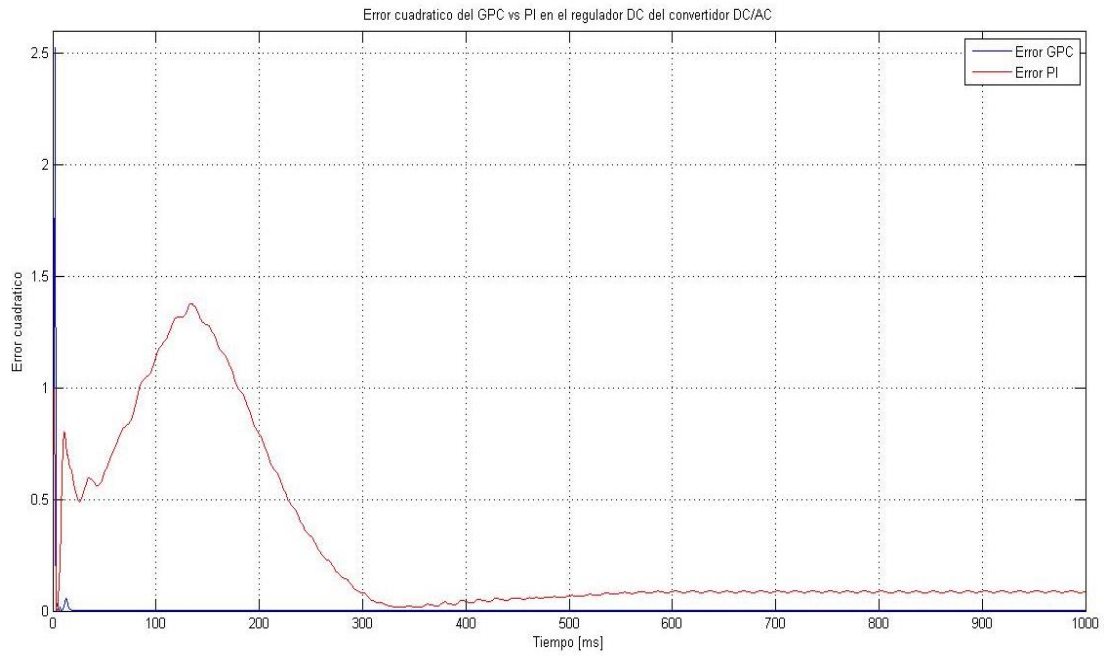
## ANEXO 12: ERROR CUADRÁTICO DEL GPC VS PI EN EL EJE DIRECTO D CON RESTRICCIONES EN LA SALIDA.



### ANEXO 13: ERROR CUADRÁTICO DEL GPC VS PI EN EL EJE DE CUADRATURA Q CON RESTRICCIONES EN LA SALIDA.

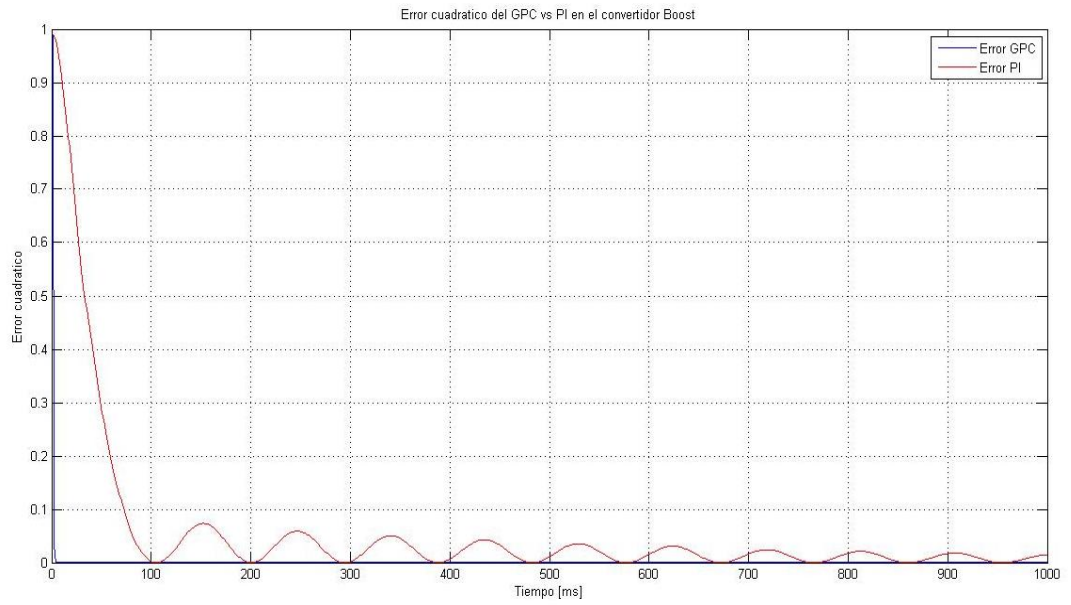


## ANEXO 14: ERROR CUADRÁTICO DEL GPC VS PI EN EL REGULADOR DC DEL CONVERTIDOR DC/AC CON RESTRICCIONES EN LA SALIDA.

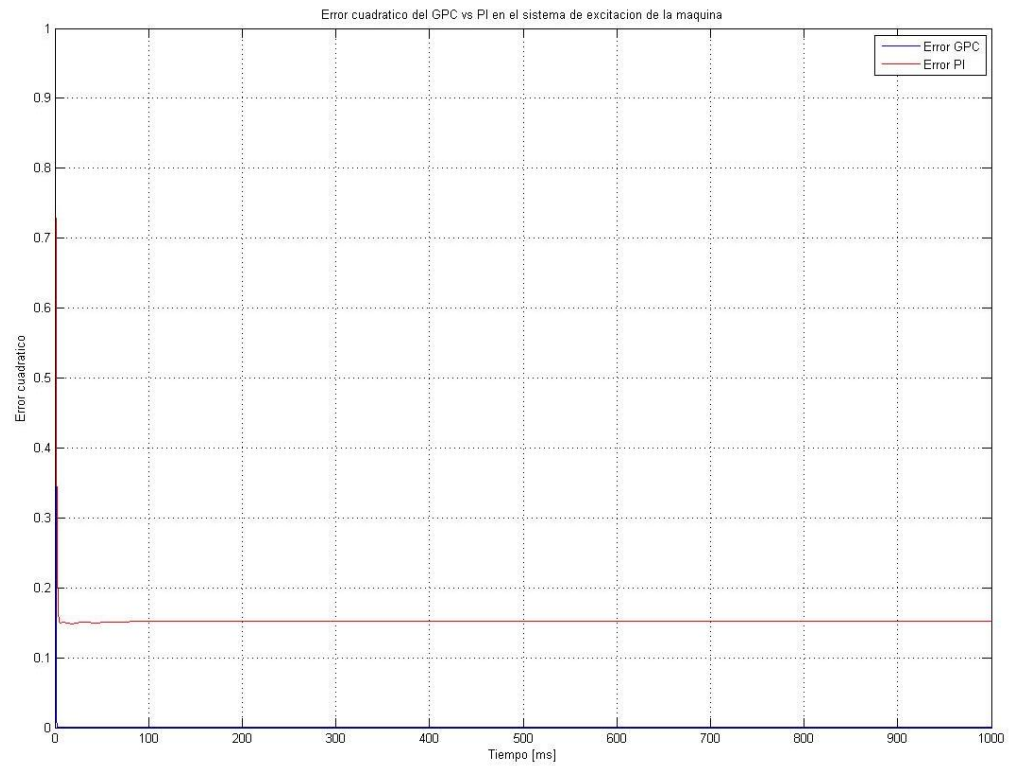




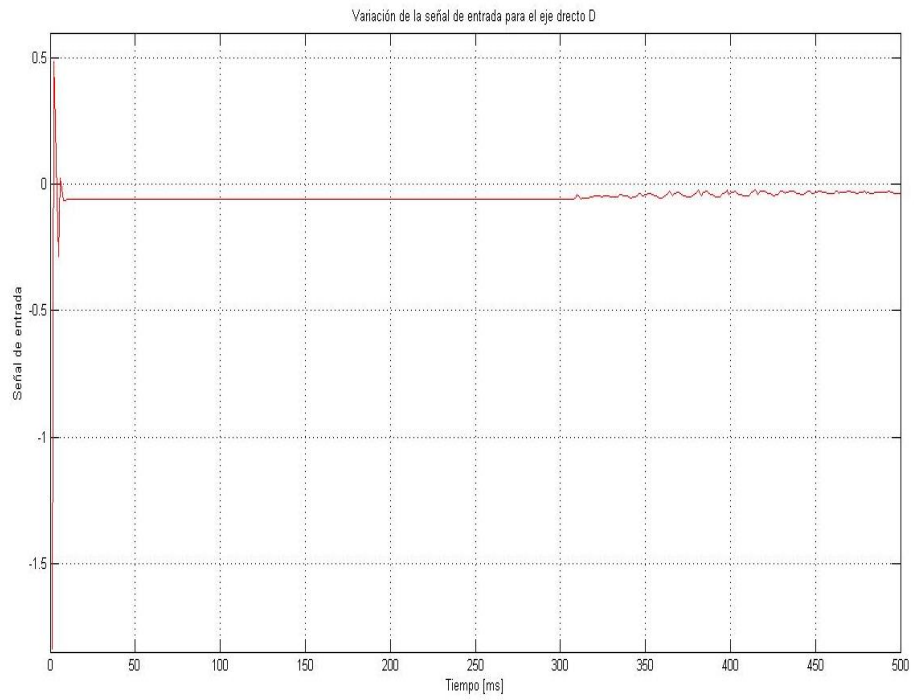
## ANEXO 15: ERROR CUADRÁTICO DEL GPC VS PI EN EL CONVERTIDOR BOOST CON RESTRICCIONES EN LA SALIDA.



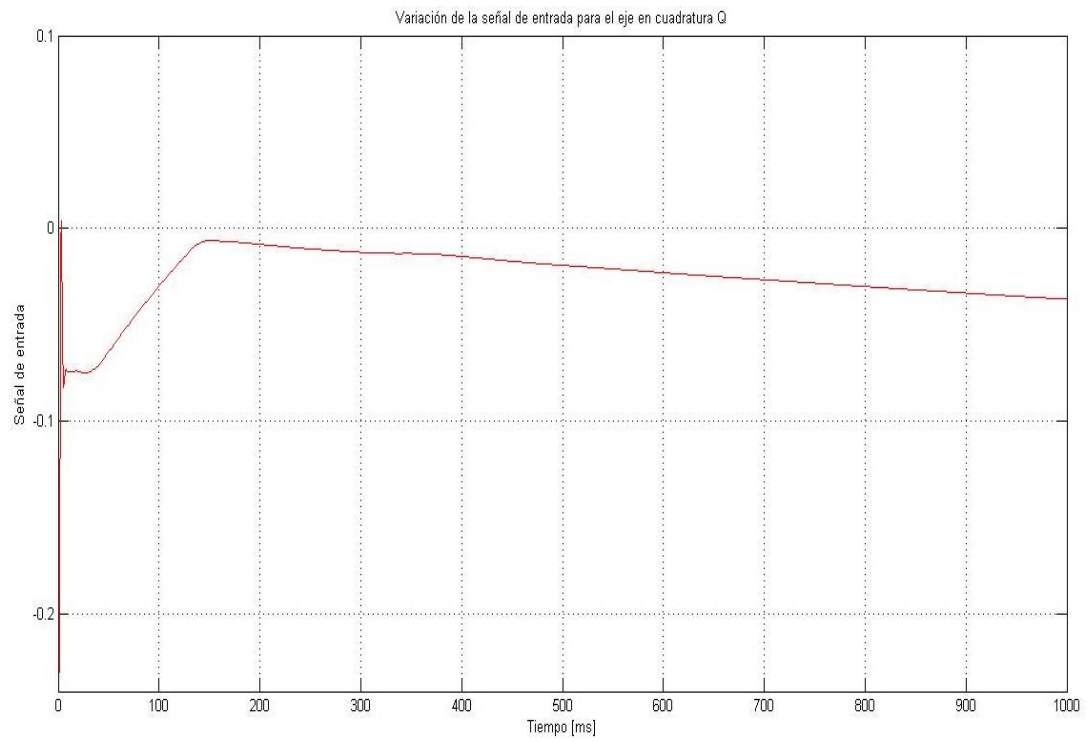
## ANEXO 16: ERROR CUADRÁTICO DEL GPC VS PI EN EL SISTEMA DE EXCITACIÓN DE LA MAQUINA SÍNCRONA CON RESTRICCIONES EN LA SALIDA.



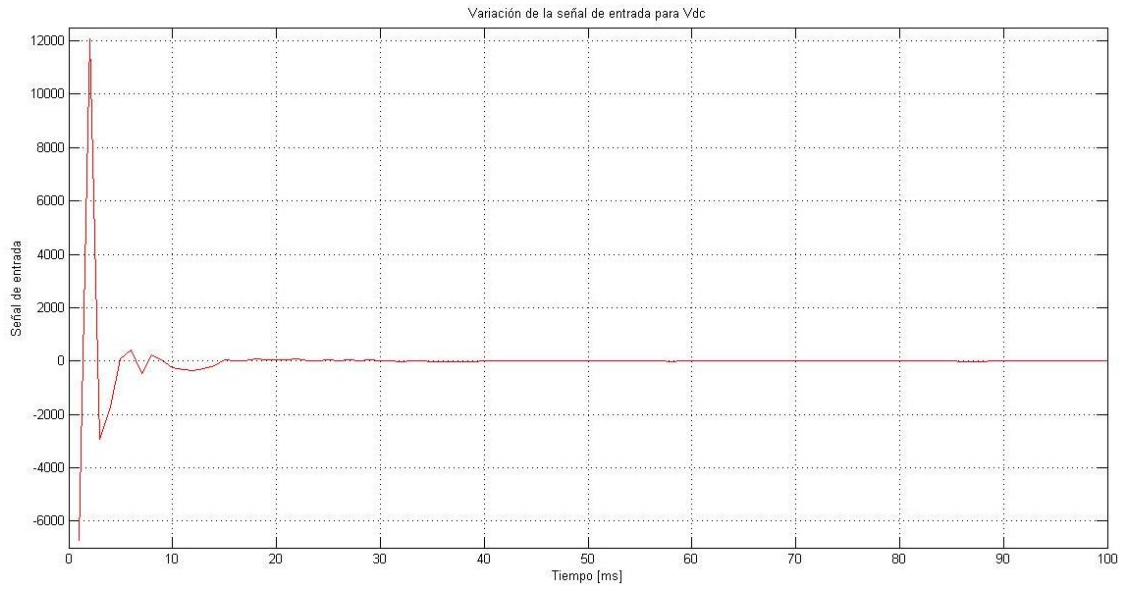
## ANEXO 17: VARIACIÓN DE LA SEÑAL DE ENTRADA DEL EJE DIRECTO D.



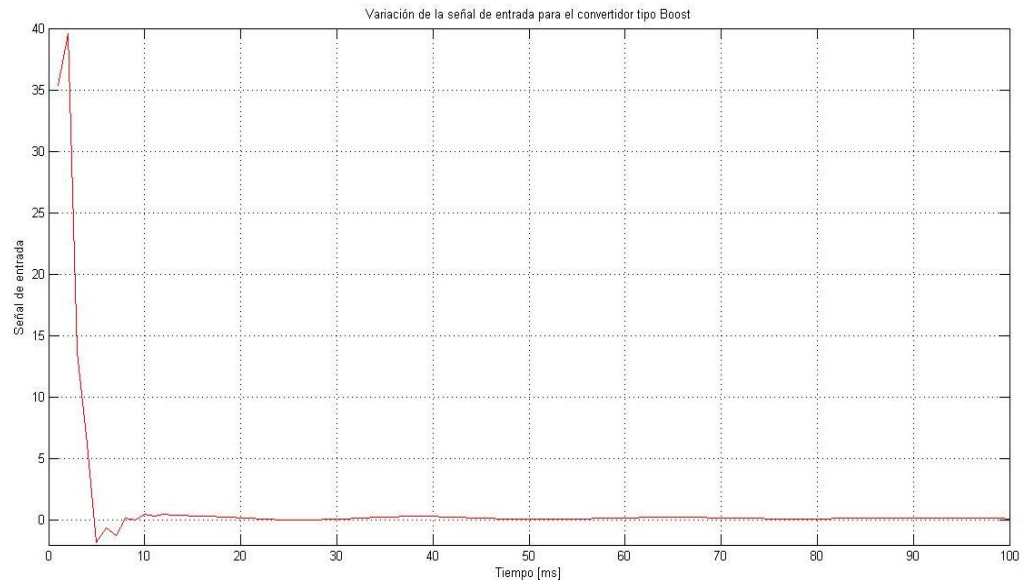
## ANEXO 18: VARIACIÓN DE LA SEÑAL DE ENTRADA DEL EJE EN CUADRATURA Q.



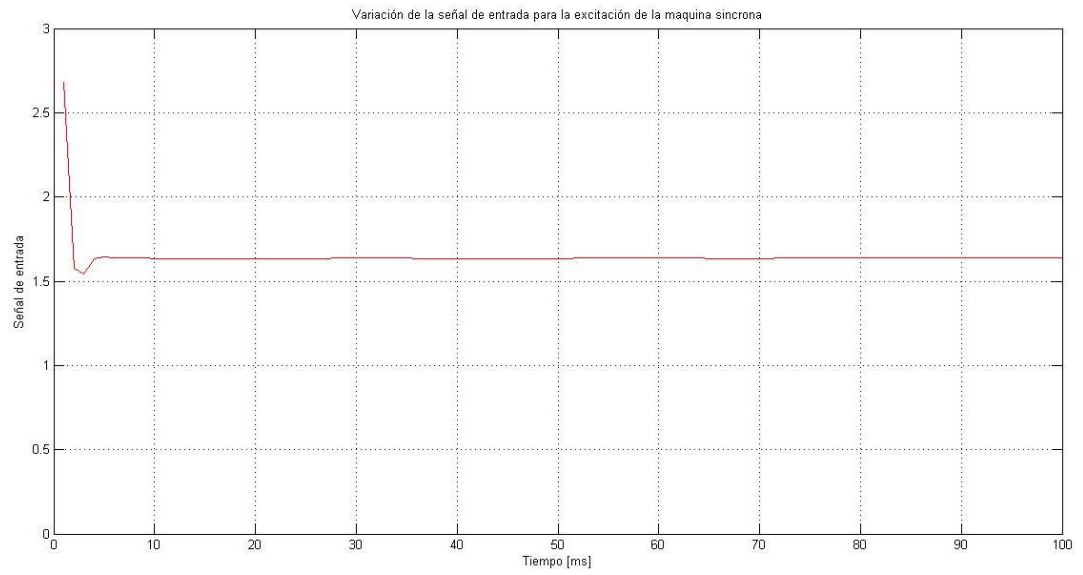
## ANEXO 19: VARIACIÓN DE LA SEÑAL DE ENTRADA DEL VOLTAJE VDC.



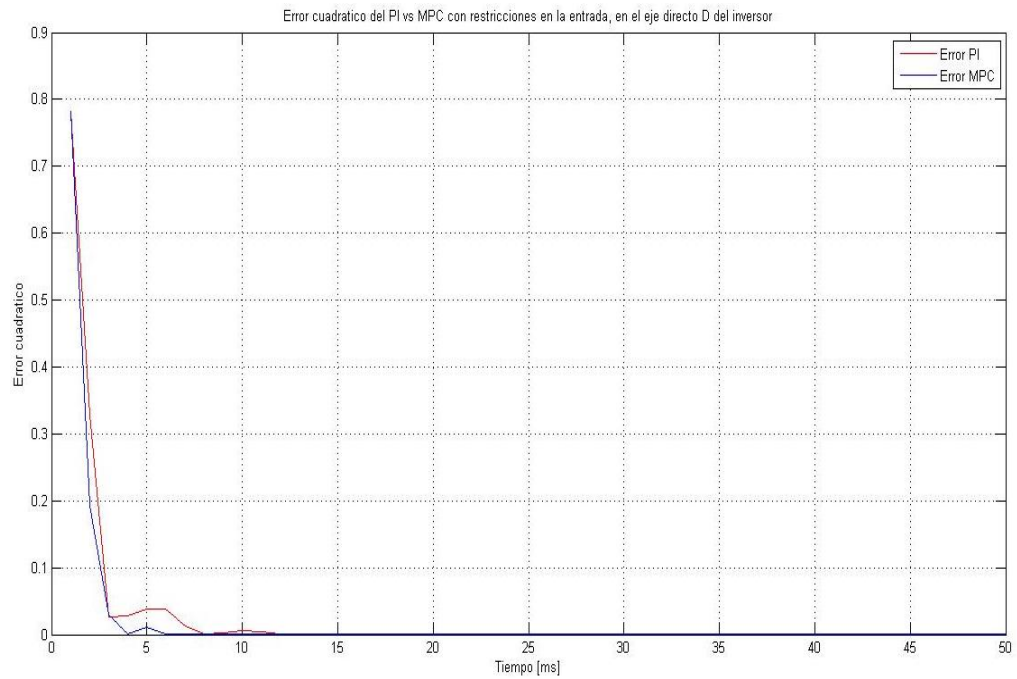
## ANEXO 20: VARIACIÓN DE LA SEÑAL DE ENTRADA DEL CONVERTIDOR BOOST.



## ANEXO 21: VARIACIÓN DE LA SEÑAL DE ENTRADA DEL SISTEMA DE EXCITACIÓN DE LA MAQUINA SÍNCRONA.

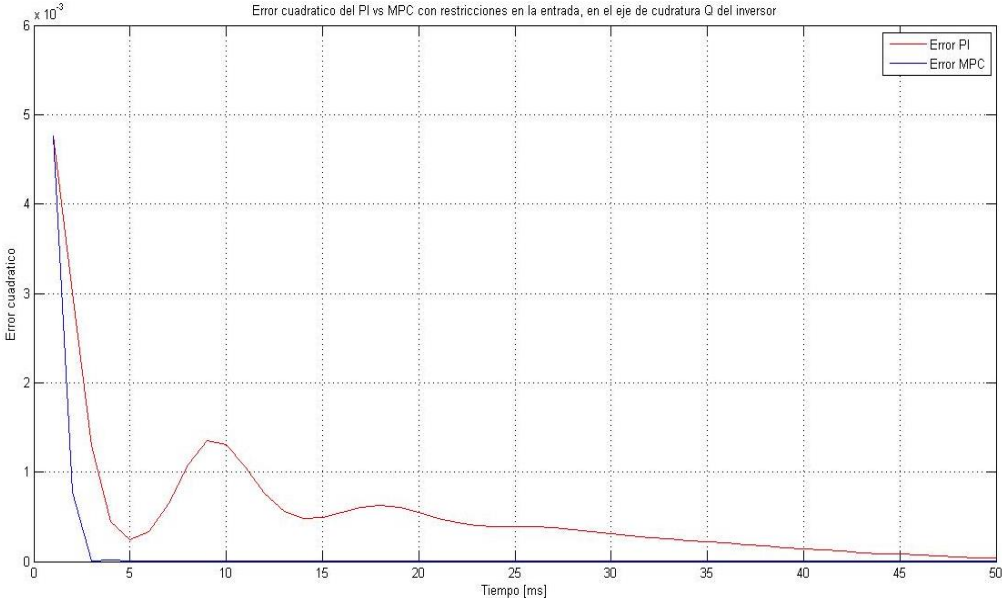


## ANEXO 22: ERROR CUADRÁTICO CON RESTRICCIONES EN LA ENTRADA EN EL EJE DIRECTO D.

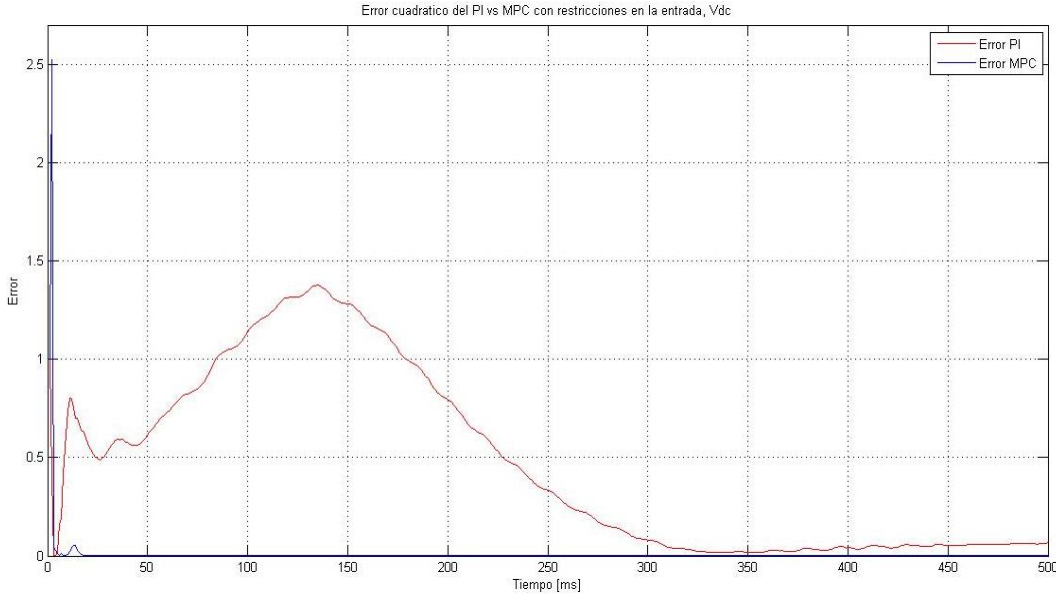




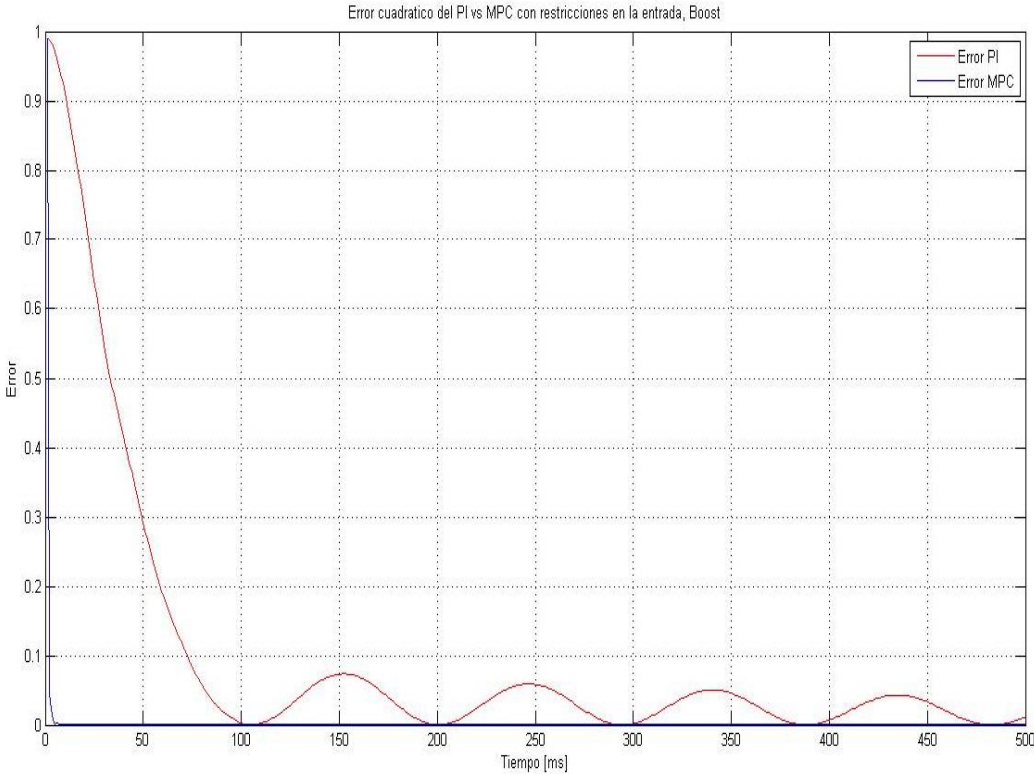
# ANEXO 23: ERROR CUADRÁTICO CON RESTRICCIONES EN LA ENTRADA EN EL EJE EN CUADRATURA Q.



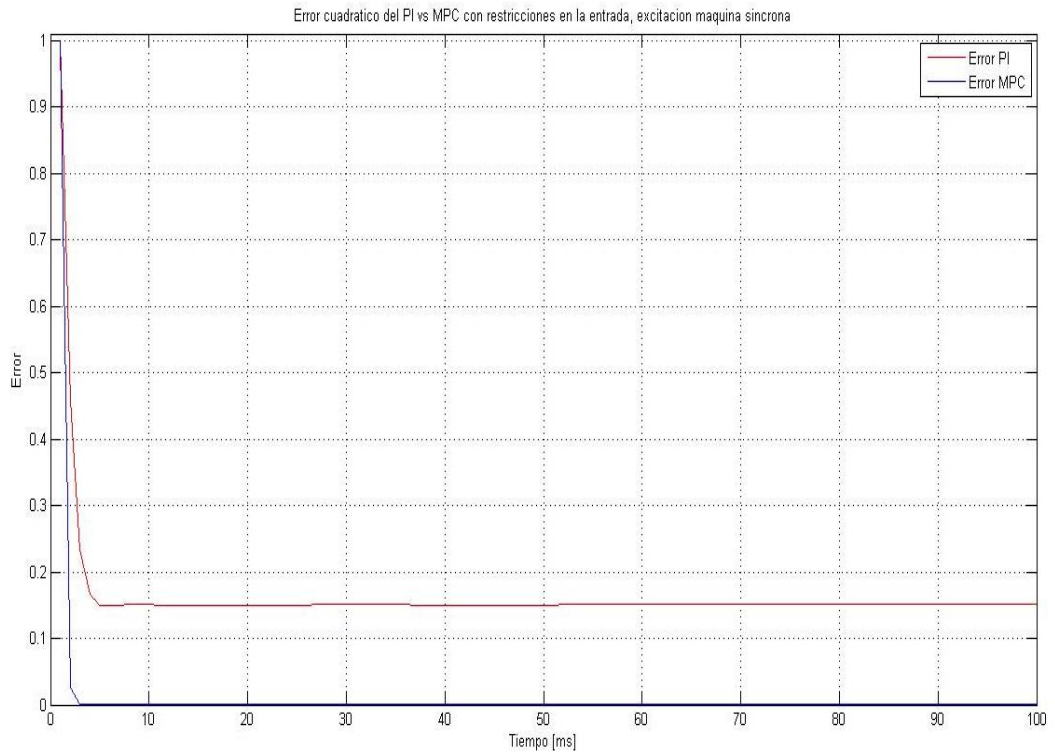
# ANEXO 24: ERROR CUADRÁTICO CON RESTRICCIONES EN LA ENTRADA VDC.



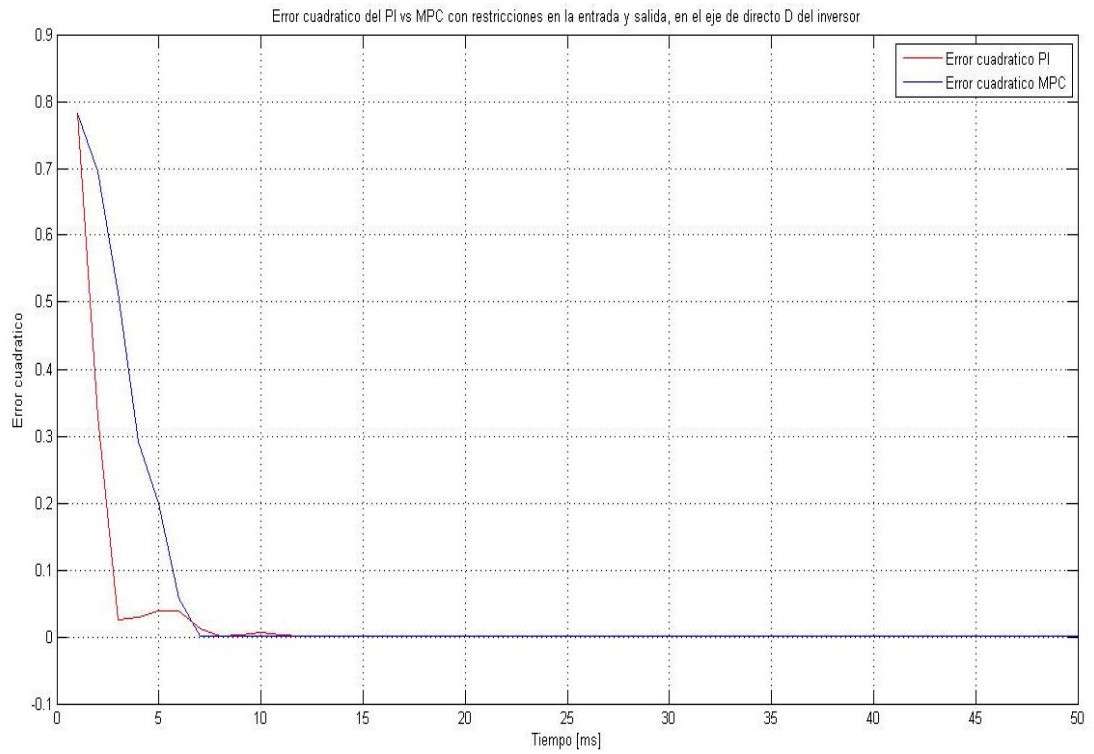
# ANEXO 25: ERROR CUADRÁTICO CON RESTRICCIONES EN LA ENTRADA DEL CONVERTIDOR BOOST CON.



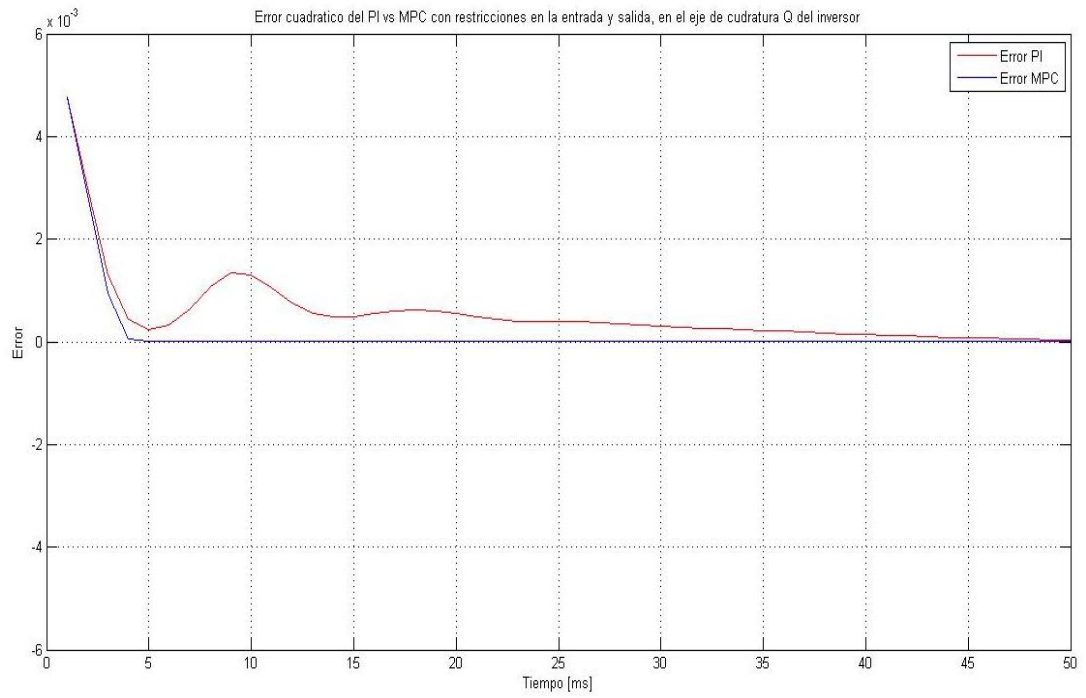
## ANEXO 26: ERROR CUADRÁTICO CON RESTRICCIONES EN LA ENTRADA EN EL SISTEMA DE EXCITACIÓN DE LA MAQUINA SÍNCRONA.



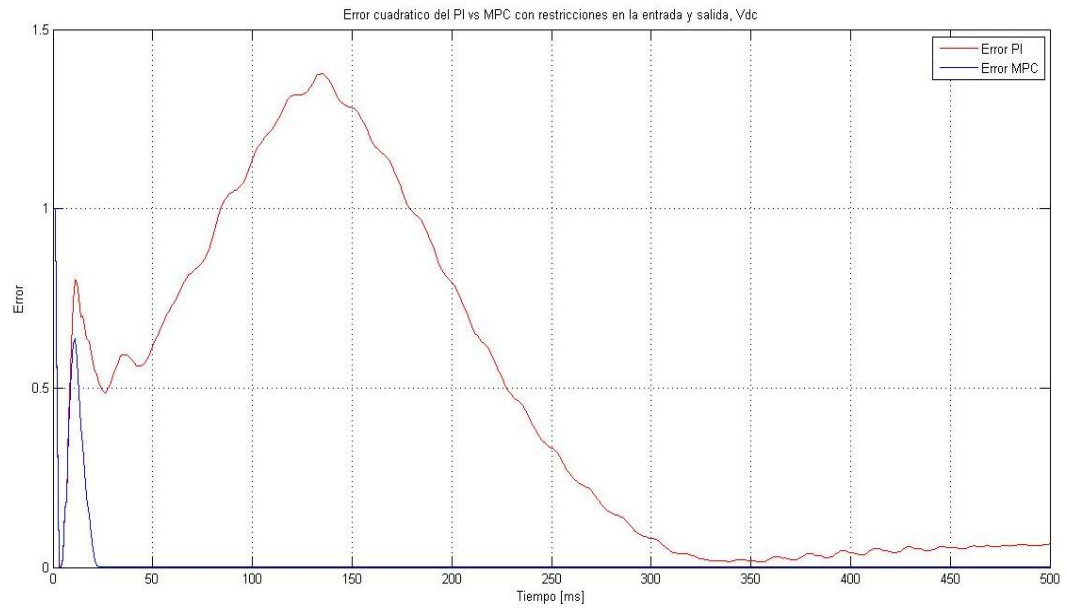
## ANEXO 27: ERROR CUADRÁTICO CON RESTRICCIONES DE ENTRADA Y SALIDA EN EL EJE DIRECTO D.



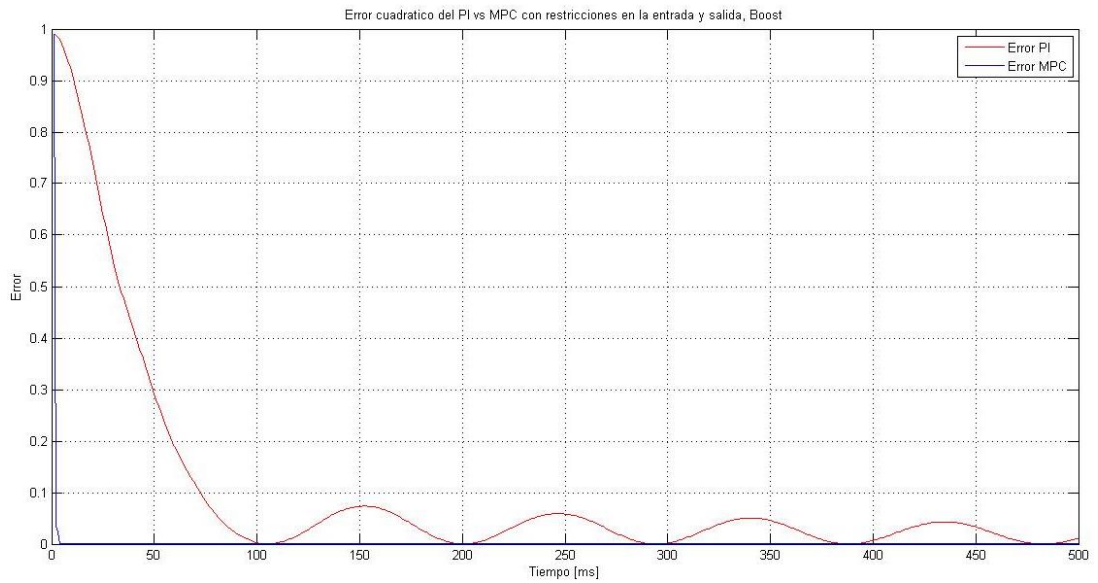
## ANEXO 28: ERROR CUADRÁTICO CON RESTRICCIONES DE ENTRADA Y SALIDA EN EL EJE EN CUADRATURA Q.



## ANEXO 29: ERROR CUADRÁTICO CON RESTRICCIONES DE ENTRADA Y SALIDA EN VDC.



### ANEXO 30: ERROR CUADRÁTICO CON RESTRICCIONES DE ENTRADA Y SALIDA EN EL CONVERTIDOR TIPO BOOST.





## ANEXO 31: ERROR CUADRÁTICO CON RESTRICCIONES DE ENTRADA Y SALIDA EN EL SISTEMA DE EXCITACIÓN DE LA MAQUINA SÍNCRONA.

