



***Trabajo final presentado
en opción al Título de
Máster en Automática***

Autor: Yeizabet Nápoles Báez

Tutores: Dr. C. Yunier Valeriano Medina

Dr. C. Guillermo González Yero

Santiago de Cuba

2022



**UNIVERSIDAD
DE ORIENTE**

Facultad de Ingeniería Eléctrica

Departamento de Ingeniería en Automática

***Trabajo final presentado
en opción al Título de
Máster en Automática***

Título: Modelado y control del sistema de posición de electrodos de un Horno Cuchara.

Autor: Yeizabet Nápoles Báez

Tutores: Dr. C. Yunier Valeriano Medina

Consultante: Dr. C. Guillermo González Yero

Pensamientos

No es la especie más fuerte la que sobrevive, ni la más inteligente, sino la que responde mejor al cambio.

Charles Darwin

Dedicatoria

A mis padres que continúan apoyándome en el difícil camino de la superación y a los que le profeso el mayor de los cariños.

A mi hermana que me impulsa a esforzarme cada día para ser un buen ejemplo.

Agradecimientos

A mi familia su fe en mí y el apoyo brindado.

A mis compañeros de trabajo por la ayuda brindada en el desarrollo de esta investigación, en especial **a Migue y a Guillermo** por la paciencia que me tuvieron y su apoyo incondicional.

Al profesor Rubén que no dudó en abandonar las comodidades del hogar para apoyar la realización de los experimentos de esta tesis.

Al profesor Valeriano pues a pesar de la distancia y sus múltiples obligaciones siempre apoyó con sus conocimientos el desarrollo de la tesis.

A Osber y a José Carlos, trabajadores de Turno B, por su ayuda invaluable en la realización de los experimentos.

A todas las personas, que de una manera u otra han contribuido en la realización de este trabajo y en mi formación.

Muchas Gracias

Resumen

El sistema de regulación de la posición de los electrodos de hornos de arco eléctrico es un tema que suscita el interés de los investigadores. El modelado, simulación y control son elementos que generan constantes desafíos a resolver en este tipo de procesos debido a las altas complejidades del mismo y a las no linealidades en el presente. Esta tesis presenta y valida un modelo del sistema de regulación de la posición de electrodos que tiene en cuenta las variaciones en el tiempo de los parámetros del mismo producto al desgaste de los electrodos y el comportamiento asimétrico del desplazamiento. Con el modelo obtenido, mediante la identificación experimental, se realiza el ajuste de varios controladores mediante diversos métodos de diseños. Estos controladores son evaluados y en dependencia de los resultados de los mismos se selecciona aquel que posee el mejor compromiso entre robustez, rechazo a perturbaciones y esfuerzo de control. A partir de estos análisis se derivó la selección del controlador PI no lineal con robustez garantizada como aquel que brinda las mejores relaciones de compromiso. La estabilidad del sistema, ante el controlador seleccionado, se estudió mediante el criterio del círculo y arrojó buenos resultados. La identificación del sistema y el ajuste de los controladores, así como las simulaciones necesarias para ello, se realizaron utilizando la herramienta Matlab®.

Abstract

The system for regulating the position of the electrodes of electric arc furnaces is a topic that arouses the interest of researchers. Modeling, simulation and control are elements that generate constant challenges to be solved in this type of process due to its high complexities and present non-linearities. This thesis presents and validates a model of the electrode position regulation system that takes into account the variations in time of the parameters of the same product to the wear of the electrodes and the asymmetric behavior of the displacement. With the obtained model, by means of experimental identification, the adjustment of several controllers is carried out by means of various design methods. These controllers are evaluated and depending on their results, the one that has the best compromise between robustness, rejection of disturbances and control effort is selected. From these analyzes, the selection of the non-linear PI controller with guaranteed robustness was derived as the one that provides the best compromise relationships. The stability of the system, before the selected controller, was studied using the circle criterion and yielded good results. The identification of the system and the adjustment of the controllers, as well as the simulations necessary for this, were carried out using the Matlab® tool.

Índice

Introducción.....	1
Capítulo 1. Marco teórico	6
Introducción.....	6
1.1. Los hornos de arco eléctrico.....	6
1.1.1. El Arco Eléctrico.....	6
1.1.2. Operación del horno de Arco Eléctrico.....	7
1.1.3. Circuito eléctrico del Horno de Arco Eléctrico	8
1.1.4. El Horno Cuchara.....	9
1.2. Sistema de Regulación de Impedancia	10
1.2.1. La impedancia como variable eléctrica	11
1.2.2. Sistema de control de la posición de los electrodos.....	12
1.3. Modelado del Horno de Arco Eléctrico	16
1.3.1. Modelos analíticos	18
1.3.2. Aproximación de las características de corriente-tensión	19
1.3.3. Modelos de Ayrton, Mayr, y Cassie.....	20
1.3.4. Modelos de caja negra.....	21
1.4. Estrategias de control en el sistema de posición de electrodos.....	24
Conclusiones.....	29
Capítulo 2. Modelado del sistema de regulación de los electrodos y ajuste del controlador NPI-RR.....	31
Introducción.....	31
2.1. Sistema de regulación de la posición de los electrodos.....	31
2.2. El subsistema hidráulico del sistema de regulación de la posición de los electrodos.....	33
2.2.1. <i>Modelado del subsistema hidráulico</i>	35

2.3. El subsistema eléctrico del sistema de regulación de la posición de los electrodos.....	45
2.3.1. <i>Modelado del subsistema eléctrico</i>	45
2.4. Diseño del lazo de control del sistema de regulación de la posición de electrodos.....	51
2.4.1. <i>Determinación a través de la vía experimental de controlador presente en la planta</i>	52
2.4.2. <i>Control del sistema de regulación de la posición</i>	55
2.4.3. <i>Análisis del desempeño de los controladores.</i>	65
Conclusiones.....	74
Conclusiones.....	76
Recomendaciones	78
Bibliografía	79
Anexos	87
Anexo 1 - Código Matlab utilizado para la búsqueda de las constantes L y T en el Método de ajuste Ziegler-Nichols	87
Anexo 2 – Código Matlab utilizado para implementar en el Simulink la no linealidad del controlador NPI-RR.....	88
Anexo 3 – Código Matlab utilizado para la búsqueda de los valores de las funciones multiobjetivo correspondientes a los diferentes controladores	89

Lista de símbolos, términos especiales y abreviaturas no normalizadas

AMIGO: Aproximate MIGO

a: Coeficiente modelo Ayrton

B: Susceptancia

b: Coeficiente modelo Ayrton

C(s): Controlador

c: Coeficiente modelo Ayrton

c_t: Señal de control tratada

d: Coeficiente modelo Ayrton

e: Error de control

e_l: Valor del error en el vértice inferior de la función del NPI-RR

e_h: Valor del error en el vértice superior de la función del NPI-RR

e_t: Error tratado

FOPID: PID de orden fraccional

f_{mul}: Función multiobjetivo

G: Conductancia

g: Conductancia del arco

G_e: Función de transferencia del subsistema eléctrico

G_{min}: Función de transferencia del sistema de posición de los electrodos con peso mínimo de los electrodos

G_{med}: Función de transferencia del sistema de posición de los electrodos con peso medio de los electrodos

G_{max}: Función de transferencia del sistema de posición de los electrodos con peso máximo de los electrodos

G_{SH}: Función de transferencia del subsistema hidráulico

G_{SH_down}: Función de transferencia del subsistema hidráulico en el desplazamiento hacia abajo

Lista de símbolos, términos especiales y abreviaturas no normalizadas

G_{SH_up} : Función de transferencia del subsistema hidráulico en el desplazamiento hacia arriba

G_{SH_min} : Función de transferencia del subsistema hidráulico con peso mínimo de los electrodos

G_{SH_max} : Función de transferencia del subsistema hidráulico con peso máximo de los electrodos

HAE : Horno de Arco Eléctrico

HV/MV : Transformador de alta a media tensión

I : Corriente

I_1 : Corriente fase 1

I_2 : Corriente fase 2

I_3 : Corriente fase 3

I_s : Corriente de salida del convertidor de corriente en tensión

i_a : Corriente del arco

i_t : Corriente tratada

IAE : Integral Absoluta del Error

ISE : Integral Cuadrada del Error

K : Ganancia del subsistema hidráulico

K_d : Ganancia Derivativa

$K_{d_min}^o$: Valor nominal de la ganancia derivativa mínima

$K_{d_max}^o$: Valor nominal de la ganancia derivativa máxima

K_h : Ganancia Proporcional en el vértice superior de la función del NPI-RR

K_i : Ganancia Integral

$K_{i_min}^o$: Valor nominal de la ganancia integral mínima

$K_{i_max}^o$: Valor nominal de la ganancia integral máxima

K_l : Ganancia Proporcional en el vértice inferior de la función del NPI-RR

K_{min} : Ganancia mínima del subsistema hidráulico

K_{max} : Ganancia máxima del subsistema hidráulico

K_p : Ganancia Proporcional

$K_{p_min}^o$: Valor nominal de la ganancia proporcional mínima

Lista de símbolos, términos especiales y abreviaturas no normalizadas

$K_{p_max}^o$: Valor nominal de la ganancia proporcional máxima

K_{rate} : Razón de cambio de la ganancia proporcional del controlador NPI-RR

$\Delta K(e)$: Función no lineal del controlador NPI-RR representada por valores absolutos de la ganancia proporcional

LPV : Lineal Variante en el Tiempo

$MIGO$: M constrained Integral Gain Optimization

$MIMO$: Múltiples entradas – Múltiples salidas

M_s : Máxima Sensibilidad

M_{s_min} : Máxima Sensibilidad correspondiente al controlador de mínimas ganancias

M_{s_max} : Máxima Sensibilidad correspondiente a la robustez requerida considerando el mayor rechazo a perturbaciones

M_t : Máxima Sensibilidad Complementaria

MV/LV : Transformador de media a baja tensión

NPI : PI no lineal

$NPID$: PID no lineal

$NPI - RR$: PI no lineal en región de robustez

PCC : Punto de Acoplamiento Común

PID : Proporcional Integral Derivativo

Pos : Posición de los electrodos

p_{ro} : potencia del arco al momento de interrupción

R : Resistencia

R_1 : Resistencia de cortocircuito

R_2 : Resistencia del transformador de la línea de alto voltaje

R_3 : Resistencia del transformador del horno

R_4 : Resistencia del circuito de conexión de los electrodos

R_A : Resistencia del arco

R_{el} : Resistencia de los electrodos

$S(i\omega)$: Función de sensibilidad

$SBPA$: Secuencias Binarias Pseudoaleatorias

$SISO$: Una entrada – Una salida

$SWONT - RR$: SoftWare-based Optimal Non linear Tuning in Robust Region

Lista de símbolos, términos especiales y abreviaturas no normalizadas

SWORD: SoftWare-based Optimal Robust Desing

T(iw): Función de sensibilidad complementaria

T: Constante de tiempo del subsistema hidráulico

T_{min}: Constante de tiempo mínima del subsistema hidráulico

T_{max}: Constante de tiempo máxima del subsistema hidráulico

TV: Variación total

t_s: tiempo de establecimiento

τ: Retardo del subsistema hidráulico

τ_a: Constante de tiempo del arco eléctrico

τ_{min}: Retardo mínimo del subsistema hidráulico

τ_{max}: Retardo máximo del subsistema hidráulico

u(t): salida del controlador

U₁: Tensión de la fase 1

U₂: Tensión de la fase 2

U₃: Tensión de la fase 3

U₁₂: Tensión entre la fase 1 y la fase 2

U₂₃: Tensión entre la fase 2 y la fase 3

U₃₁: Tensión entre la fase 3 y la fase 1

U₀: Tensión del arco en estado estático

V: Tensión

V₁: Tensión de la fase 1 sin caída de la tensión del transformador

V₂: Tensión de la fase 2 sin caída de la tensión del transformador

V₃: Tensión de la fase 3 sin caída de la tensión del transformador

V_a: Tensión del arco

V_c: Tensión de control del convertidor de tensión en tensión

V_m: Punto de potencial neutro

V_o: Tensión de salida del convertidor de tensión en tensión

V_s: Tensión de salida del convertidor de corriente en tensión

v_t: Tensión tratada

X: Reactancia

X₁: Reactancia de cortocircuito

Lista de símbolos, términos especiales y abreviaturas no normalizadas

X_2 : Reactancia del transformador de la línea de alto voltaje

X_3 : Reactancia del transformador del horno

X_4 : Reactancia del circuito de conexión de los electrodos

X_{el} : Reactancia de los electrodos

X_{sc} : Impedancia de cortocircuito

Y : Admitancia

Z : Impedancia

Z_{tr} : Impedancia del transformador

$Z_{línea}$: Impedancia de línea

Z_{arco} : Impedancia del arco

Z_{media} : Impedancia media

ΔZ : Error de impedancia

Z_t : Impedancia tratada

\emptyset : Ángulo de fase

INTRODUCCIÓN

Un horno de arco eléctrico (HAE) es un horno que se calienta por medio de un arco eléctrico generado entre dos electrodos comúnmente de grafito. Esta vía provee un medio relativamente simple para la fusión de metales y es usado en la producción de aluminio, plomo, acero de alta pureza y otros metales.

La fabricación de aceros en hornos de arco eléctrico en el 2016, según [1], fue de unas 417 719 000 t lo que representaba el 25.7% de la producción mundial. En el año 2017 la producción aumentó a unas 471 778 000 t para un 27.9% del total, según datos extraídos de [2], mientras que en el 2018 las 477 070 000 t producidas representaba el 27.6 % [3]. Ya en el año siguiente la producción aumentó a unas 524 303 000 t para un 28.7% del total, según datos extraídos de [4].

Mientras otros procesos de fabricación del acero han desaparecido, estos hornos pasaron por cambios extraordinarios que le han permitido producir casi una tercera parte del acero en el mundo [5]. Al ser la chatarra su principal materia prima, posee las ventajas típicas de los procesos de reciclaje como son el menor consumo de energía y su menor impacto ambiental en comparación con otras formas de fabricación de acero.

El proceso de fabricación de las acerías eléctricas se divide básicamente en cuatro etapas: almacenamiento y manipulación de las materias primas, fundición, afinado, y la colada continua. La fundición de la chatarra y el afinado del acero líquido se llevan a cabo en los HAE, los cuales son considerados como una de las cargas más nocivas para el sistema de potencia en cuanto a calidad se refiere [6-9].

El objetivo fundamental de los hornos de arco eléctrico es la producción de un acero específico al menor costo posible [10], y para su control se dispone de sistemas avanzados de monitoreo y control. Esta tarea es compleja dada la pluralidad de subsistemas que forman parte del HAE y de la cantidad de variables implicadas en cada uno de estos. Generalmente, en este tipo de hornos se toman la potencia y la impedancia del horno como variables de control [11].

El nivel de potencia se regula modificando la relación de transformación de los transformadores del HAE lo cual se hace a través del “cambiador de tap” o “cambiador de derivación” [11].

Según [12] el control de su impedancia se basa en la relación existente entre la longitud del arco eléctrico y la impedancia de fase, de manera que la impedancia de cada fase se controla regulando la distancia entre la punta del electrodo y la superficie del baño de escoria. La regulación de electrodos resulta ser la mejor forma de controlar el consumo y la calidad de la energía en estos procesos [13]; siendo tratado el tema en una gran diversidad de trabajos [13-18].

En la etapa de fundición existe una gran variación de la impedancia equivalente del circuito, producto a que las piezas del material a fundir cortocircuitan constantemente los electrodos. Esto a su vez trae aparejado fluctuaciones aleatorias de las corrientes del circuito y con ello de la potencia reactiva, así como caídas momentáneas de voltaje (flicker). Otro grave problema que se tiene en esta etapa es la presencia de fuertes distorsiones armónicas en las señales de voltaje y corriente [7, 8, 19].

Por otra parte, en los hornos cuchara, donde se lleva a cabo la etapa de afino, las variaciones de impedancia y las distorsiones armónicas disminuyen considerablemente, desapareciendo así la mayoría de las complejidades a la hora de analizar el comportamiento eléctrico del horno [20-22].

Los estudios referentes al comportamiento, modelado y control de los hornos de arco eléctrico se ha concentrado en los hornos de fundición [7-9, 14, 19, 21, 23-27] por ser estos los que presentan los mayores consumos energéticos, y las mayores variaciones y anomalías en el control de sus principales parámetros. A pesar de ello podemos encontrar algunos estudios referentes al horno de afino de manera individual [28-30] o tratado en conjunto con el horno principal [13, 15, 16].

El aspecto más importante de un sistema es el conocimiento de su dinámica [31], es decir, como se comporta la señal de salida frente a una variación de la señal de entrada. Un conocimiento preciso de la relación entrada/salida permite predecir la respuesta del sistema y basado en ella seleccionar la acción de control adecuada para mejorarla [32].

Variadas son las técnicas utilizadas en la obtención de un modelo que describa la dinámica del arco eléctrico y del sistema de posición de los electrodos del horno, aunque todas ellas se encuentran contenidas en dos enfoques esenciales: la vía analítica y la vía experimental o de “caja negra”.

Entre los que se encuentran contenidos en la vía analítica tenemos a los modelos basados en el circuito equivalente [33], en la modulación de la frecuencia [34] o en las características tensión-corriente [35-39]. En el caso de la vía experimental los trabajos relacionados son más recientes y varios de ellos utilizan en la obtención del modelo la inteligencia artificial [40-44].

Las formas de control también han evolucionado y hoy podemos encontrar desde métodos de control tradicionales como son los controladores PID [17, 45] hasta otros de mayor complejidad y mayores prestaciones como son los controladores de orden fraccional [14, 28, 41-43], los controladores no lineales [13, 15, 16, 46-48] y los controladores que tienen como base la inteligencia artificial [18, 29, 30, 40, 49-53]. Cada uno de estos controles, al igual que las técnicas de modelado, tienen sus propias ventajas y desventajas, y es trabajo del investigador seleccionar la adecuada para resolver su problemática.

En la empresa siderúrgica ACINOX Las Tunas se encuentran en funcionamiento dos hornos de arco eléctrico. Uno principal en el cual se funde la chatarra y otro más pequeño, el horno cuchara, donde se lleva a cabo el afino. A este horno cuchara desde su puesta en funcionamiento, hace ya tres décadas, no se le ha realizado ningún tipo de ajuste al sistema de regulación de la posición de los electrodos a pesar de sufrir la instalación cambios a través de los años. Cambios que afectan la dinámica del proceso y generan un control menos efectivo.

Este sistema de control también presenta como dificultad que su controlador es analógico y los valores de sus componentes se han devaluado con el paso de los años, no existiendo repuestos en el mercado internacional para este tipo de tecnología por ser esta obsoleta.

A pesar de que los consumos en los hornos cucharas con respecto al de los hornos de fundición son menores para nuestro país, y en especial para la empresa ACIONX Las Tunas, resulta estratégico lograr menores consumos de energía eléctrica en el

horno de afino. Esto es posible si se disminuyen los tiempos de afino y si se logra un mejor control de su arco eléctrico a través del sistema de regulación de electrodos.

En base a lo dicho anteriormente se plantea como **problema de la investigación** la necesidad de resolver las insuficiencias presentes en el sistema de posición de los electrodos del horno cuchara en relación al ajuste de su controlador el cual no asegura un alto desempeño, robustez y precisión; y como **objeto de la investigación** el sistema de posición de electrodos de un horno cuchara.

El **objetivo de la investigación** es: diseñar un sistema de regulación de la posición de los electrodos del horno cuchara de la empresa ACINOX Las Tunas que asegure un alto desempeño, robustez y precisión.

Como **campo de acción** se tiene el modelado y el control del sistema de posición de electrodos de un horno cuchara.

Por lo tanto, se plantea la **hipótesis** siguiente: si se logra obtener un modelo que caracterice el proceso de regulación de la posición de los electrodos y en base a este modelo se diseña un sistema de control adecuado se obtendrá un mejor control de la impedancia, y con ello, una disminución del consumo energético y de los tiempos de afino. Para el cumplimiento del objetivo propuesto se han asumido las siguientes **tareas de investigación**:

1. La caracterización desde el punto de vista teórico, histórico y contextual de los hornos de arco eléctrico.
2. La realización de una revisión bibliográfica sobre el modelado y control del sistema de impedancia de los hornos de arco eléctrico.
3. La realización de un conjunto de experimentos que permitan obtener una base de datos con las principales variables que caracterizan un horno cuchara.
4. La obtención de un modelo a partir de los datos obtenidos que caracterice el sistema de impedancia del horno cuchara.
5. El diseño de un sistema de control de impedancia del horno cuchara, basado en el modelo obtenido.
6. La comprobación de la pertinencia y factibilidad de los resultados obtenidos mediante simulaciones.

Para la realización de esta tesis se emplearon métodos de investigación teóricos y experimentales. Se inició con el método histórico-lógico a través de la revisión bibliográfica de las técnicas para el modelado de hornos de arco eléctrico y hornos cucharas, así como los posibles métodos de diseño de controladores para la regulación de electrodos profundizando en aquellas más abordadas en la bibliografía utilizada.

El método de análisis-síntesis se utilizó para analizar las ventajas y desventajas de las estrategias de control utilizadas con mayor frecuencia en el sistema de regulación de electrodos y a partir de este seleccionar el más adecuado para este trabajo.

El uso de métodos experimentales, como el diseño y la simulación permitió la recopilación de los datos pertenecientes al proceso de afino en el horno cuchara, y el procesamiento de estos para luego con la herramienta de software Matlab® llevar a cabo la obtención de un modelo del proceso, el diseño del controlador correspondiente y la realización de las simulaciones necesarias para comprobar los resultados obtenidos.

El informe de esta investigación se organiza en introducción, desarrollo que contiene dos capítulos, las conclusiones, las recomendaciones, las referencias bibliográficas y los anexos.

En el primer capítulo se resumen las principales características de los hornos de arco eléctrico y de los sistemas de regulación de la posición de electrodos. Además, se analizan las ventajas y desventajas de las principales técnicas de modelado y control abordadas en la literatura sobre este tipo de sistemas y a partir de ellas se seleccionan las más adecuadas para el sistema objeto de la investigación.

En el segundo capítulo se obtienen los modelos del subsistema hidráulico y del subsistema eléctrico a través de la identificación experimental. Estos dos modelos se unen para conformar el modelo del sistema de regulación de la posición de los electrodos y a partir de él se realiza el ajuste de diversos controladores. Las respuestas y desempeños de estos controladores se comparan para seleccionar de ellos cual se adecua más a los requerimientos previamente establecidos.

Capítulo 1. MARCO TEÓRICO

INTRODUCCIÓN

Los hornos de arco eléctrico se usan ampliamente en la industria siderúrgica para fundir el metal a través de la generación de arcos eléctricos. En el presente capítulo se realiza un resumen de los principales aspectos referentes a las características de los hornos de arco eléctrico de tipo cuchara y de su sistema de regulación de impedancia. También se realiza un estudio de los métodos utilizados en la actualidad para el modelado del sistema antes mencionado, así como las principales técnicas de control existentes.

1.1. LOS HORNOS DE ARCO ELÉCTRICO

Un horno de arco eléctrico (HAE) consiste en un sistema eléctrico industrial conectado por medio de múltiples cables de grueso calibre a electrodos de grafito que están soportados por columnas y mástiles [54]. El principio de operación básico consiste en establecer y controlar un arco eléctrico como fuente de potencia para formar un plasma que transfiera el calor que logre la fundición de la chatarra y demás materiales que participan en la producción del acero.

1.1.1. EL ARCO ELÉCTRICO

El arco eléctrico es la principal no linealidad en el proceso de un horno de arco y la polaridad de los electrodos de grafito con referencia a la carga metálica tiene un efecto significativo en la estabilidad del este.

El arco eléctrico, caracterizado por una alta corriente y una baja tensión, es una descarga eléctrica en un gas que genera una ionización térmica del medio en contacto [9]. Este arco que se forma por la ionización del gas y la creación del plasma permite el paso de la corriente eléctrica [19, 55].

Si en un arco alimentado por corriente alterna se miden la tensión y la corriente, se encuentran curvas deformadas que dependen del medio del arco, del material de los electrodos y de la frecuencia de la corriente [8]. En la Fig. 1.1 se muestra esta curva para un arco en aire, con electrodos de carbón y con una frecuencia de 60Hz.

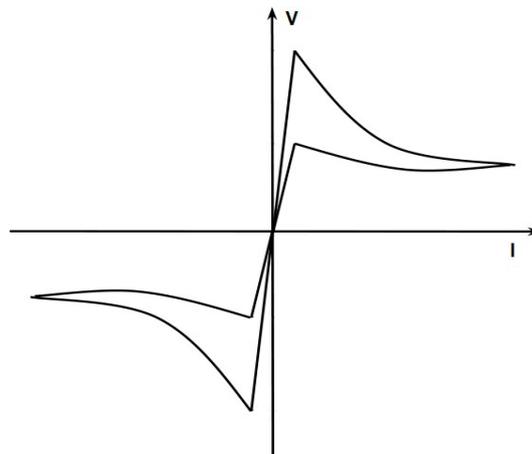


Fig. 1.1 Curva típica de V-I de un arco eléctrico producido por una corriente alterna.

1.1.2 OPERACIÓN DEL HORNO DE ARCO ELÉCTRICO

El horno de arco eléctrico emplea las altas temperaturas ocasionadas por el arco eléctrico para la fundición y refinación de metales. La disposición general del horno y su respuesta viene indicada por su geometría, la ubicación y control de los electrodos [9]. El ciclo de fundición típico de un HAE se muestra en la Fig. 1.2. La chatarra es depositada en el interior del horno y los electrodos desplazados hacia el metal, así se completa el circuito eléctrico causando un cortocircuito intencional.

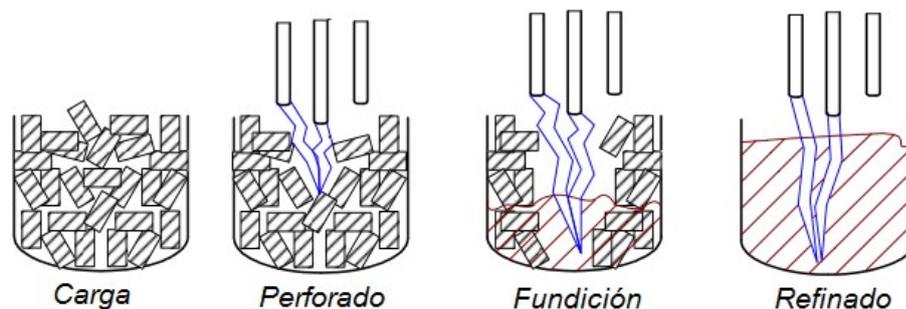


Fig. 1.2 Fases de trabajo de un horno de arco eléctrico [22].

En la fase inicial del proceso de fundición, o etapa de perforado, el sistema pasa de una condición de corto circuito a una de circuito abierto constantemente y de forma aleatoria debido al movimiento y burbujeo del material. Los fragmentos de metal al comenzar a fundirse se reacomodan provocando colapsos o derrumbes del material que en ocasiones lo alejan de los electrodos causando la extinción del arco eléctrico. Normalmente, cuando la carga inicial de material se encuentra fundida, una segunda carga es adicionada al horno y se reinicia el proceso de perforado ocasionando

nuevamente el colapso de material y sus efectos sobre el arco eléctrico. Finalmente se procede a la etapa de refinado de la colada en la cual el nivel de potencia es prácticamente constante.

1.1.3. CIRCUITO ELÉCTRICO DEL HORNO DE ARCO ELÉCTRICO

En la figura 1.3 se muestra un diagrama unifilar típico de un horno de arco eléctrico de corriente alterna.

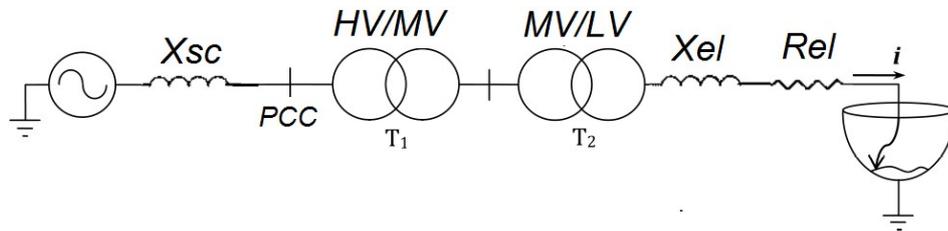


Fig. 1.3 Instalación típica de un horno de arco eléctrico [56].

El circuito consta de los siguientes elementos principales: una fuente de voltaje trifásica en serie con la impedancia X_{sc} que modela la impedancia de cortocircuito en el punto de acoplamiento común o PCC, un transformador de alto a medio voltaje (HV/MV), un transformador de medio a bajo voltaje (MV/LV), y el modelo del circuito de baja tensión que considera los cables de conexión y los electrodos donde la impedancia está formada por una parte real (la resistencia, R_{el}) y otra imaginaria (la reactancia, X_{el}) [8, 57].

En general el fenómeno del arco eléctrico entre los electrodos se puede representar por una resistencia variable y las impedancias de los conductores que conectan los electrodos. El circuito equivalente del horno para el análisis de sus características eléctricas se puede simplificar y representar como se muestra en la Fig. 1.4.

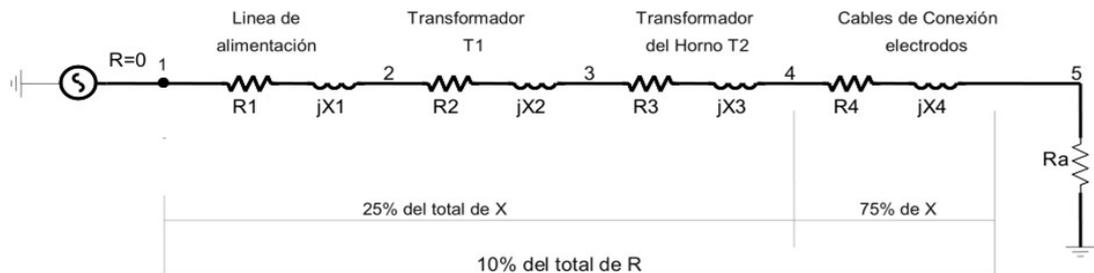


Fig. 1.4 Circuito eléctrico total de un Horno de Arco Eléctrico [19].

El circuito está formado en esencia por una fuente de tensión ideal, seguida de la impedancia de cortocircuito $R_1 + jX_1$ en el PCC, la impedancia del transformador $R_2 + jX_2$ que se conecta a la línea de alta tensión, la impedancia del transformador del horno $R_3 + jX_3$, la impedancia del circuito de conexión de los electrodos $R_4 + jX_4$, y el modelo de resistencia del arco R_A .

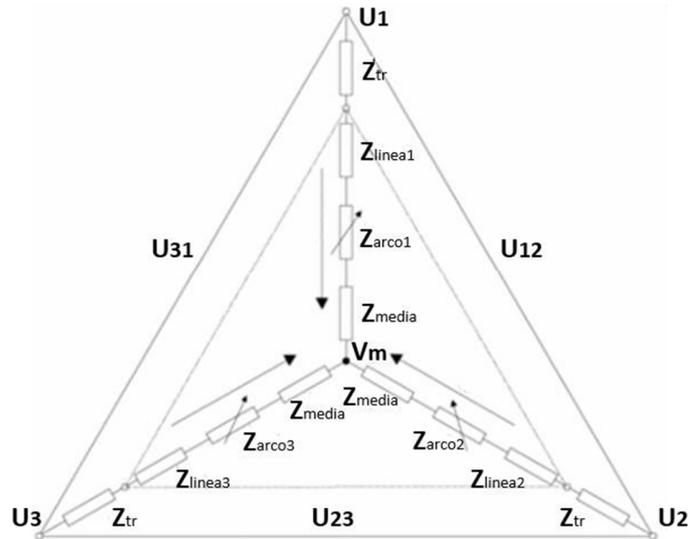


Fig. 1.5 Diagrama eléctrico trifásico general de un HAE de corriente alterna [25].

El diagrama general, para las tres fases, del modelo eléctrico del horno de arco eléctrico de corriente alterna se puede observar en la Fig. 1.5 donde U_1, U_2, U_3 son los voltajes de fase; U_{12}, U_{23}, U_{31} son los voltajes de fase-a-fase; V_1, V_2, V_3 son los voltajes de fase sin las caídas de voltaje del transformador; I_1, I_2, I_3 las corrientes de fase; Z_{tr} la impedancia del transformador; Z_{linea} la impedancia de línea; Z_{arco} la impedancia de arco; Z_{media} la impedancia media; y V_m el punto de potencial neutro.

1.1.4. EL HORNO CUCHARA

La segunda etapa del proceso de fundición de acero se realiza en un equipo que recibe el nombre de horno cuchara que no es más que un horno de arco eléctrico de menor envergadura, el cual posee transformador de 8 a 45 MVA según [16] [58], tres electrodos para producir el arco, y la cuchara que actúa como el armazón del horno. El mismo consiste en un contenedor cilíndrico abierto en la parte superior y recubierto

con material refractario. Una vez que el acero líquido sale del horno principal, es vaciado sobre la cuchara [59].

Este horno resulta ser la instalación ideal para el ajuste de la composición y la temperatura del acero líquido; existiendo una mayor probabilidad de alcanzar la calidad deseada del acero, y una mayor constancia de la colada y entre coladas [60].

El calentamiento del horno cuchara por arco eléctrico se basa en un sistema formado por una bóveda con tres electrodos, cada uno con un diámetro de unos 450 mm y más cercanos entre sí que en el horno principal [61].

En la Fig. 1.6 se puede observar como el sistema no solo está formado por los electrodos que crean el arco eléctrico; consta también de diversos equipos eléctricos, un sistema de adición de aleantes, agitación, toma de muestras y control de temperatura.

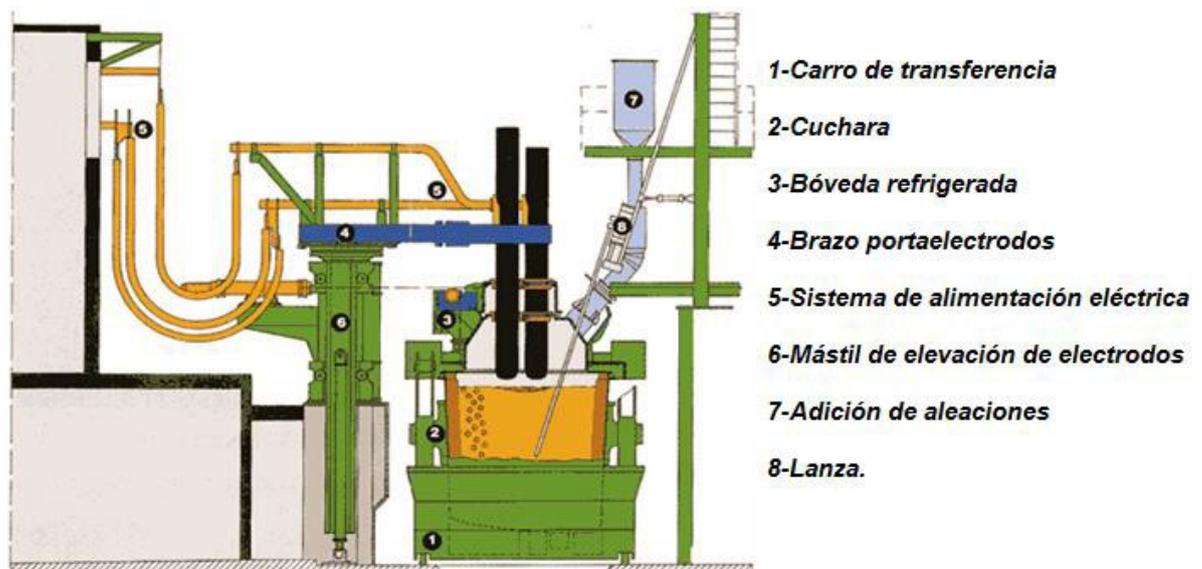


Fig. 1.6 Esquema general del Horno Cuchara [58].

Durante este periodo de refinamiento en el horno cuchara la potencia a la entrada es reducida por el ajuste de la salida de voltaje del transformador creando un arco cuya longitud maneje la energía necesaria para llegar a lo profundo del metal líquido [62].

1.2. SISTEMA DE REGULACIÓN DE IMPEDANCIA

En el sistema de regulación de electrodos de un horno de arco eléctrico se toma como punto de referencia el valor de la corriente de alimentación o el valor de la impedancia

del arco según sea las características de la instalación o los requerimientos del proceso, siendo esta última variante, la regulación de la impedancia, la más utilizada.

1.2.1. LA IMPEDANCIA COMO VARIABLE ELÉCTRICA

La impedancia (Z) describe las características de la resistencia de un circuito eléctrico en presencia de corriente alterna. Matemáticamente es un número complejo formado por una parte real (la resistencia, R) y otra imaginaria (la reactancia, X) [63]. La impedancia se puede expresar utilizando las coordenadas rectangulares en la forma $R + jX$, o en la forma polar como una magnitud y ángulo de fase: $|Z|\angle\theta$ [64].

En algunos casos resulta conveniente utilizar el recíproco de la impedancia

$$\frac{1}{z} = \frac{1}{R+jX} = Y = G + jB \quad (1.1)$$

donde Y representa la admitancia, G la conductancia y B la susceptancia.

La unidad de medida de la impedancia es el ohm (Ω) y la de la admitancia siemens (S). En la Fig. 1.7 se muestra la relación matemática entre R , X , $|Z|$, y θ .

En general la impedancia no sólo depende de la magnitud de la variable de entrada. La salida puede presentar cambios de amplitud, de corrimientos de fase y del espectro de frecuencias que dependen de la magnitud, fase y frecuencia de entrada.

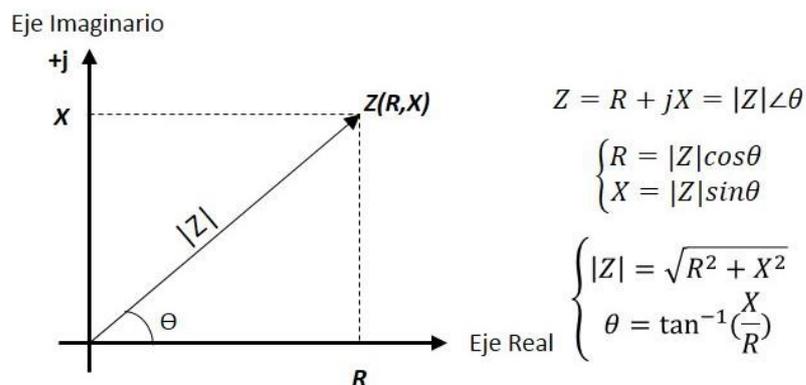


Fig. 1.7 Relación entre la impedancia, la resistencia, la reactancia y el ángulo de fase [65].

Cuando se determinan los valores del parámetro de impedancia para un componente del circuito es importante entender que valor indica en la realidad. Conceptualmente hay tres clases de valores: ideal, real y medido. Estos valores son fundamentales para comprender el valor de impedancia obtenida a través de mediciones.

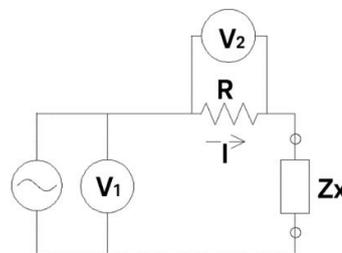
Un valor ideal es el valor de un componente del circuito que excluye los efectos parásitos. El modelo de un componente ideal asume un elemento puramente resistivo o inductivo que no dependen de la frecuencia.

El valor real tiene en cuenta los efectos parásitos y representa la impedancia eficaz. Como los efectos parásitos tienen un vector de impedancia diferente para una frecuencia diferente el valor real depende de la frecuencia.

El valor medido es el valor obtenido con el instrumento de medición y refleja los residuos inherentes del instrumento, e inexactitudes. Los valores medidos siempre contienen errores en comparación con los valores reales y son intrínsecos a la medición. Este valor es por lo general lo que se desea obtener y la meta es lograr una medición lo más cercana posible al valor real.

Existen varios métodos de medición de impedancia que pueden ser elegidos de acuerdo con sus ventajas y desventajas. Entre ellos se encuentran los métodos de Bridge, Resonante, I-V, implementación de una red de análisis, y Bridge auto-balanceado [65].

En el método I-V, Fig. 1.8, la impedancia desconocida (Z_x) es calculada a través de la medición de los valores de voltaje y corriente.



$$Z_x = \frac{V_1}{I} = \frac{V_1}{V_2} R$$

Fig. 1.8 Métodos I-V (Corriente y voltajes).

1.2.2. SISTEMA DE CONTROL DE LA POSICIÓN DE LOS ELECTRODOS.

Durante la etapa de fundición y de afino es necesario ajustar la potencia del arco cambiando la cantidad de energía de la entrada pues la fundición constante del acero causa variaciones en la longitud de arco, y a su vez en la energía de alimentación, si el sistema no es controlado de forma adecuada [13, 15, 16, 46, 47].

La potencia activa del arco es ajustada cambiando el voltaje del secundario del transformado a través de los conmutadores del transformador (*taps*) o, en caso de tener un voltaje constante, cambiando la corriente o impedancia del circuito eléctrico del horno. Aunque cuando se utiliza el principio de control de impedancia del arco se obtiene aproximadamente un control no interactivo entre los tres controladores de la posición de los electrodos [66].

Ambas variables, corriente e impedancia, son controladas mediante un sistema de control de posición del electrodo, Fig. 1.9, que mueve el electrodo verticalmente para ajustar su valor de acuerdo al valor de referencia requerido [28]. La distancia entre electrodo y el acero totalmente fundido (baño), es decir, la longitud del arco eléctrico, determina la impedancia del mismo y, en consecuencia, el resto de parámetros eléctricos de la operación [11]. Es obligatorio decir que se trabaja de forma que se extraiga del arco la mayor potencia posible.

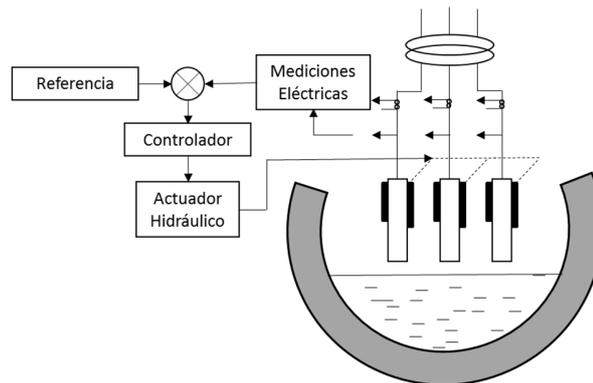


Fig. 1.9 Sistema de regulación de posición de electrodos [14].

Entre las características generales del sistema de regulación de la posición de los electrodos más notables se encuentran:

1. El mecanismo medidor, si bien se puede construir con gran sensibilidad, tiene siempre masas y rozamientos con sus inercias correspondientes.
2. Hay que acelerar o frenar las masas de los electrodos.

Para lo cual el sistema de control ha de cumplir:

1. Poseer una constante de tiempo mínima de todos los elementos de medición y variación.
2. Poseer una masa a acelerar y frenar lo más reducida posible.

3. Poseer una fuerza de aceleración y frenado lo más potente posible.

Circunstancias que, de cumplirse adecuadamente, aportan las siguientes ventajas:

1. Se consigue muy rápidamente la potencia máxima, manteniéndose ésta casi constante.
2. Se presentan muy raras veces detenciones en el interruptor de potencia debidas a sobre intensidades.
3. Se reduce el consumo de energía, y el tiempo de fusión; durante el afino la regulación trabaja con extraordinaria precisión y rapidez.

Destacar la existencia de diferentes sistemas de control de posición de electrodos, cada uno con sus propias ventajas y desventajas. Ejemplos de ellos se pueden mencionar: ARCOS (Siemens VAI, Primetals Technologies), el HIREG (Danieli, Italy), el EMPERE (AmecSpie, France), y el DECTEQ (Ferrotron, Germany) [13].

ARCOS posee como una de sus principales ventajas que la estructura del regulador define diferentes niveles de velocidades de operación para los diferentes sentidos del error de regulación. Como desventaja se tiene la combinación de las características del circuito eléctrico e hidráulico en un bloque no lineal.

Por su parte HIREG tiene como una de sus ventajas la división del bloque de control del circuito eléctrico e hidráulico y como desventaja las limitaciones que poseen los instrumentos para corregir las características no lineales.

El sistema EMPERE regula una amplia gama de parámetros (impedancia de fase, resistencia del arco eléctrico, voltaje del arco eléctrico) aunque no es capaz de operar ajustando la velocidad en los diferentes rangos de la regulación.

En el caso de DECTEQ la estructura del sistema es abierta por lo que resulta fácil su ajuste. Una de sus desventajas es que no posee ninguna posibilidad de definir velocidades de operación para diferentes rangos del error de regulación.

1.2.2.1. EL CONTROLADOR Y EL ACTUADOR HIDRÁULICO

Una longitud de arco constante implicaría impedancias del arco constantes; fenómeno este ajeno a la realidad pues las longitudes del arco y las impedancias no lo son. En consecuencia, la impedancia del arco medida se compara con el valor de referencia y se genera una señal del error (ΔZ) que llega a la entrada del controlador. A la salida

del controlador se tiene una señal de ± 10 V que va hasta la válvula de control y le indica a esta cuanto deben levantarse o bajarse los electrodos y en qué dirección. Se utilizan tres actuadores hidráulicos en el proceso de hornos de arco eléctrico para mover cada electrodo en posición vertical y así ajustar la longitud del arco eléctrico. En las regulaciones hidráulicas el movimiento vertical de los electrodos se realiza uniendo las columnas porta-electrodos con el vástago del pistón de un cilindro hidráulico. Por medio de dispositivos especialmente diseñados la entrada de agua al cilindro se conecta a un desagüe, en cuyo caso el electrodo baja, o viceversa. Su accionamiento puede hacerse manualmente (regulación manual) o con servomecanismos que responden a las características de la corriente en el arco eléctrico (regulación automática).

En la Fig. 1.10 se muestra una configuración típica de un actuador hidráulico.

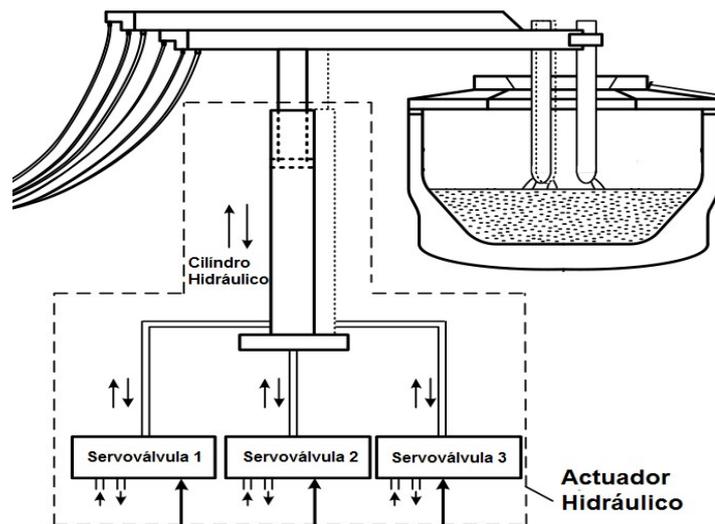


Fig. 1.10 Configuración típica de un actuador hidráulico [16].

1.2.2.2. EL ELECTRODO

En los hornos de arco eléctricos la corriente se lleva al interior del horno mediante los electrodos, que se introducen en el horno y permiten que los arcos eléctricos se formen entre sus extremos y la carga sin que a pesar de la elevada temperatura se fundan [67]. En los hornos de acería los electrodos comúnmente empleados son de grafito; los cuales son muy resistentes, densos y tienen una baja resistividad eléctrica.

Un electrodo de grafito completo está compuesto de dos partes: un cuerpo cilíndrico sólido, de color negro con *sockets* roscados en los extremos, y un dispositivo de conexión llamado comúnmente “*niple*”, que sirve para conectar un electrodo con otro a medida que se van consumiendo en el proceso de fusión dentro del horno de arco eléctrico.

De acuerdo al cliente, el diámetro es la principal característica que determina la compra de un electrodo de grafito, ya que depende de la medida específica del orificio del horno en que son insertados [68].

El consumo de electrodos se debe principalmente a la oxidación y al desgaste mecánico causado por el hundimiento del electrodo dentro de la chatarra y el baño de acero líquido. Históricamente el consumo del electrodo había sido tan alto como 12 a 14 libras por toneladas de acero aproximadamente; aunque en la actualidad se ha reducido entre 3.5 a 4.5 libras por tonelada de acero producto a las mejoras constantes en su proceso de fabricación, y a la efectividad del proceso de fundición.

1.3. MODELADO DEL HORNO DE ARCO ELÉCTRICO

La dinámica del sistema muchas veces no se puede conocer por medio de análisis netamente físicos. Esto se debe a factores que inciden en el proceso tales como temperatura, presión atmosférica, humedad relativa, inercias mecánicas, entre otras. Existen diferentes métodos que permiten lograr una aproximación al sistema, esto se conoce como modelado del sistema. El modelado no es más que asociar una expresión o varias expresiones matemática al comportamiento de un sistema y su resulta esencial en la correcta sintonización del controlador [69].

Un modelo es una representación idealizada pero precisa de los componentes de un sistema dinámico cuyo comportamiento se quiere estudiar o predecir. Los modelos proporcionan una forma unificada para tratar con sistemas de tipos muy diferentes, que hacen posible introducir una serie de conceptos útiles e intentan capturar algunos aspectos del proceso que son relevantes para el control [31].

Hay dos grandes tipos de métodos que se pueden usar. Uno es el modelado físico, y el otro es el modelado a partir de los datos. El modelado físico usa las leyes físicas para derivar las ecuaciones que describen el sistema. El modelado de los datos es un

procedimiento experimental. Los datos se generan perturbando la señal de entrada (la variable manipulada) y registrando la salida del sistema. Se intenta entonces encontrar un modelo que se ajuste bien a los datos.

Partir de un sistema físico, y lograr resumir del mismo un modelo del proceso que puede ser utilizado como su reemplazo a los fines de análisis y diseño, es una tarea de varias etapas. Existen varios factores que hacen muy importante el definir claramente el alcance del problema a resolver.

Es imposible representar todos los aspectos físicos del proceso; solo se capturan aquellos aspectos más relevantes para el problema en cuestión. El comportamiento dinámico de un sistema puede representarse matemáticamente de varias formas, los diversos fenómenos representados varían en los grados de detalle.

Para caracterizar un sistema y su desempeño, se necesitan un conjunto de cantidades fundamentales dependientes cuyos valores describirán el estado natural de un sistema dado, y un conjunto de ecuaciones en las variables antes mencionadas que describirán como el estado natural del sistema cambia con el tiempo.

El conocimiento de los parámetros asociados a los modelos de sistemas industriales, se ha convertido en un reto fundamental en diferentes campos de la ingeniería, tales como el diseño de sistemas de control de alto desempeño [70], el diagnóstico automatizado de equipos [71], y la planeación y ejecución de acciones de mantenimiento [72], entre otros. Esto ha incentivado el desarrollo de numerosos métodos de identificación/estimación con aplicación a sistemas lineales y no-lineales, tales como: técnicas basadas en predicción de error para sistemas lineales [73], métodos probabilísticos para el modelado de procesos [74], uso de aproximaciones lineales para el modelado de sistemas no lineales [75], y la identificación basada en datos de sistemas no lineales complejos [76].

Luego que se ha formulado teóricamente, y se han estimado los parámetros, es importante verificar que el modelo provee una representación adecuada del proceso físico.

Aun cuando existen varias técnicas para analizar la exactitud de un modelo, la técnica más satisfactoria involucra graficar la predicción del modelo teórico superpuesta con

los datos experimentales. De esta forma, podemos a simple vista tener una impresión de cuán bueno es el modelo.

1.3.1. MODELOS ANALÍTICOS

En [77] se plantea que los modelos analíticos o de primeros principios son aquellos basados en las relaciones físico-químicas del proceso a identificar. Este enfoque conduce generalmente a modelos complejos y no lineales que deben ser sometidos a un proceso de simplificación y linealización. El inconveniente principal de este enfoque consiste en que se requiere un conocimiento muy especializado sobre la tecnología del proceso, no siempre disponible.

Cuando se derivan modelos físicos un sistema se divide típicamente en subsistemas. Se determinan las ecuaciones de cada subsistema, y se combinan los resultados para obtener un modelo para el sistema completo.

El modelado físico es a menudo muy costoso en tiempo y con frecuencia hay que tomar decisiones difíciles sobre las aproximaciones que son apropiadas. Los modelos obtenidos pueden, sin embargo, ser muy útiles ya que tienen una base física sólida. También dan una idea considerable sobre la dependencia del modelo respecto a los parámetros físicos [31].

Desde un punto de vista eléctrico, el entendimiento y descripción del arco eléctrico son los principales objetivos que sigue cualquier modelo. El grado de complejidad no determina el desempeño de un modelo, en realidad, las distintas aplicaciones y el grado de simplificación que se decida asumir, implican posibles imprecisiones con respecto al comportamiento real, válidas dentro del rango específico de la aplicación dada.

En la medida en que mejora el conocimiento de los fenómenos físicos involucrados, han surgido nuevos modelos que intentan reflejar alguna consideración o uso particular, tratando de establecer una relación entre el comportamiento del arco con algunos fenómenos presentes en la red eléctrica.

Los modelos físicos, cuyas ecuaciones describen el arco, usualmente utilizan tal cantidad de parámetros que su correcta aplicación no es posible para la mayoría de los usuarios. De este modo, su utilización queda limitada a unos cuantos capaces de

descifrar la gran cantidad de variables involucradas en el conjunto de ecuaciones. Su principal aplicación se da en el entendimiento de los procesos físicos involucrados en el arco eléctrico y la posibilidad de valorar su comportamiento. Entre los modelos físicos presentes en la literatura podemos encontrar el de modulación de frecuencia [34], el del circuito equivalente [33], y el descrito en [35].

1.3.2. APROXIMACIÓN DE LAS CARACTERÍSTICAS DE CORRIENTE-TENSIÓN

Un horno de arco eléctrico trifásico puede ser modelado como un circuito eléctrico representándose el arco eléctrico por una resistencia variable. Existe una diversidad de modelos que cumplen con lo antes expuesto dentro de los que se encuentran el de fuente trifásica de tensión controlada [56], el de la característica V-I idealizada [35], el de la característica V-I dinámica [36], el de la resistencia variable en el tiempo [37], el de fuente de tensión controlada [38] y el de aproximación lineal por partes [39].

Son modelos basados en la curva tensión-corriente característica de la carga, obtenida a partir de mediciones y ensayos con la intención de simplificar parámetros dentro de un modelo del arco eléctrico.

En el modelo de fuente de tensión controlada, el horno de arco eléctrico es modelado como una fuente de tensión controlada, a partir de una aproximación lineal por partes de la característica corriente-tensión de la carga. De este modo, los cambios en las condiciones de operación del horno son tenidos en cuenta mediante la modificación de la característica corriente-tensión sin importar si se considera el modelo de la carga de manera estática o dinámica.

El modelo de aproximación lineal por partes se basa en la curva característica corriente-tensión, la cual se aproxima por tramos lineales teniendo la potencia activa consumida por la carga entre los parámetros de entrada, haciendo el modelo dependiente de las condiciones de carga.

La utilización de las características corriente-tensión como base para el modelado tiene la ventaja que integra las propiedades físicas del arco en parámetros eléctricos propios de la red, reduciendo de este modo los problemas típicos en la determinación de parámetros. Sin embargo, la necesidad de contar previamente con curvas

características reduce la simpleza del análisis, perdiendo así parte de su ventaja sobre otros métodos [9].

1.3.3. MODELOS DE AYRTON, MAYR, Y CASSIE

Otros modelos abordados en la literatura son los de Ayrton, Mayr, y Cassie. El de Mayr es una representación conveniente de un arco para corrientes bajas, mientras el de Cassie ofrece mejores resultados para altas corriente [17].

1.3.3.1. MODELO DE AYRTON.

Este modelo del arco eléctrico resulta práctico y conveniente para estudios en estado estacionario, en que la longitud del arco y el instante de reignición son relativamente fáciles de determinar.

El modelo plantea la tensión del arco v_a , como función no lineal de la corriente de arco i_a , como se muestra en la ecuación 1.2:

$$v_a = a + bl + \frac{cd}{i_a} \quad (1.2)$$

donde, para electrodos de carbón en aire a una presión normal, los coeficientes son: $a = 39 V$, $b = 26 V/cm$, $c = 11.7 VA$ y $d = 105 VA/cm$.

1.3.3.2. MODELO DE CASSIE

El modelo de Cassie considera la densidad de corriente y la temperatura del canal del arco eléctrico constantes, el campo eléctrico y el área de sección transversal variables en función de la corriente, y la conductancia proporcional a la sección transversal. La pérdida de energía se da por convección y es proporcional a la energía almacenada por unidad de volumen.

La ecuación 1.3 muestra la expresión matemática del modelo.

$$\frac{1}{g} \frac{dg}{dt} = \frac{1}{\tau_a} \left(\frac{v_a^2}{U_0^2} - 1 \right) \quad (1.3)$$

donde: g es la conductancia del arco eléctrico; v_a es la tensión del arco eléctrico; U_0 es la tensión del arco en estado estático y τ_a la constante de tiempo del arco eléctrico.

1.3.3.3. MODELO MAYR

El modelo de Mayr, considerado como uno de los modelos básicos del arco eléctrico, plantea que la transferencia de calor al medio se realiza en toda la periferia del arco, de sección transversal constante, por conducción y que la conductividad varía exponencialmente con la energía almacenada.

La ecuación 1.4 muestra la expresión matemática del modelo:

$$\frac{1}{g} \frac{dg}{dt} = \frac{1}{\tau_a} \left(\frac{v_{ai}^2}{p_{ro}} - 1 \right) \quad (1.4)$$

donde: g es la conductancia del arco eléctrico y p_{ro} es la potencia del arco al momento de la interrupción.

1.3.4. MODELOS DE CAJA NEGRA

Un modelo de “caja negra” es aquel en el cual el sistema es modelado mediante una única función de transferencia que aproxima el comportamiento determinado de una salida ante una entrada considerada [78]. Este tipo de modelado requiere el trabajo entorno a un punto de equilibrio considerado pues fuera de este punto de funcionamiento el comportamiento del sistema real no encaja con el de la función de transferencia [78].

En la literatura podemos encontrar dos vertientes fundamentales en cuanto a la identificación para la obtención de un modelo de caja negra, la identificación experimental mediante señales típicas [31, 79-83] y la identificación paramétrica [79-81].

La identificación experimental mediante señales especiales o identificación clásica resulta ser el enfoque más directo y el que permite obtener el modelo de un proceso a más corto plazo. Las señales utilizadas con más frecuencia son los escalones y las llamadas secuencias binarias pseudoaleatorias [77].

La restricción más importante de esta solución es la necesidad de introducir señales de prueba que perturban de manera indeseable al proceso, y que a menudo tropiezan con la resistencia de los operadores de planta. Una limitación muy importante de estos métodos es que, como resultado del proceso de identificación, se obtienen exclusivamente modelos determinísticos, sin considerar los posibles modelos de

perturbación, lo que redundaría en un grado de aproximación, en ocasiones excesivo, no apropiado para el desarrollo de estrategias de control sofisticadas.

Por otra parte, la identificación paramétrica está basada en los denominados métodos de minimización del error de predicción, derivados de la tradicional teoría de mínimos cuadrados, los métodos de modelo de referencia, y los métodos de aproximación estocástica. La adaptación de esta teoría a la identificación de procesos se basa en aceptar como cierto que el proceso puede ser representado por un modelo de estructura fija, generalmente una ecuación lineal en diferencias, lo que implica que dicho modelo tiene naturaleza discreta.

A diferencia de los métodos de identificación clásica, los de identificación paramétrica permiten caracterizar de forma más ajustada a los modelos, ya que incorporan en su estructura modelos de perturbación lo que los hacen ideales para el empleo de estrategias de control sofisticadas [77].

Los procedimientos para construir modelos e identificar sistemas involucran las técnicas antes mencionadas que deben tener en cuenta la planificación experimental, la selección de la estructura del modelo, la estimación de parámetros y la validación.

La construcción de modelos a partir de datos implica tres elementos básicos:

- Los datos.
- Un conjunto de modelos candidatos.
- Una regla por medio de la cual los modelos candidatos puedan ser parametrizados y evaluados usando los datos.

La estructura básica del proceso de identificación se observa en la Fig. 1.11. De lo anterior se desprende que el procedimiento de identificación sigue un flujo lógico natural: recoger los datos, buscar un conjunto de modelos, seleccionar el mejor modelo de acuerdo con el criterio de selección y, por último, validarlo. Generalmente, el primer modelo seleccionado no pasa la validación, razón por la cual es necesario revisar algunos de los pasos sueltos.

Las deficiencias en un modelo pueden deberse a varias razones: el procedimiento numérico es inadecuado para escoger el mejor modelo, el criterio de selección es inadecuado, el conjunto de modelos no es apropiado, o el conjunto de datos no contiene la suficiente información para guiarnos.

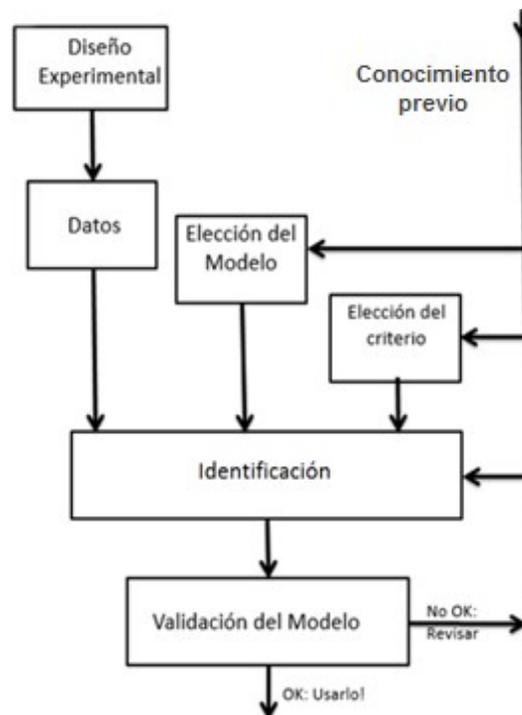


Fig. 1.11 Estructura básica del proceso de identificación.

En resumen [80], se plantea algunas recomendaciones útiles para una correcta estrategia de identificación, siendo algunas de las más relevantes:

- En la etapa de análisis debe tenerse en cuenta que, aunque el sistema sea no lineal, puede ser útil adoptar un modelo lineal con el objetivo de estudiar su comportamiento ante variaciones relativamente pequeñas sobre un punto de trabajo.
- Pueden utilizarse hipótesis simplificadoras para describir el comportamiento de un sistema mediante un modelo de orden reducido más fácil de identificar y luego de utilizar.
- En el análisis debe tenerse en cuenta la determinación del tiempo de duración de las experiencias, porque pueden existir parámetros que varíen en función de perturbaciones lentas no medibles, o aparecer no linealidades que no están presentes en un estado transitorio alrededor de un punto de trabajo.
- Debe analizarse si el sistema cuyo modelo será identificado, trabajará a lazo cerrado o a lazo abierto, caso este que requiere mayor precisión.

- Es importante considerar el ruido presente. Ante señales muy ruidosas es recomendable filtrar la información que se va a procesar, para que los datos analizados reflejen de forma más exacta el comportamiento real del sistema.
- Es importante validar la concordancia entre los resultados del análisis del modelo matemático obtenido, y los resultados del estudio experimental del sistema físico.

1.4. ESTRATEGIAS DE CONTROL EN EL SISTEMA DE POSICIÓN DE ELECTRODOS

En el funcionamiento normal del horno eléctrico de arco, en su parte eléctrica, las variables que pueden controlarse son, únicamente, la tensión secundaria del transformador principal, la posición de los electrodos y, como consecuencia de ambas, la intensidad. La tensión secundaria corresponderá a la toma del transformador elegida y su cambio se produce en contadas ocasiones a lo largo de un proceso de fusión y afino por lo que muchos trabajos de investigación se centran en el control de la posición de electrodos.

Un tiempo de respuesta rápido y un pequeño sobrepaso son necesarios en el sistema de posición de los electrodos a la hora de lograr un consumo eficiente de energía. Sin embargo, estos requerimientos son difíciles de cumplir debido a que la dinámica de este sistema presenta altas no linealidades, fuertes interacción entre las fases, retrasos de transporte, variaciones en el tiempo de algunos de sus parámetros, y diversas perturbaciones [42].

En los últimos 60 años han existido avances esenciales en el diseño de sistemas de control, que han dado como resultado un mejor conocimiento y comprensión, evolucionando las reglas de sintonía sencillas a métodos potentes de diseño. Este desarrollo se ha acelerado por los avances en computación y por el desarrollo de herramientas de diseño basadas en computadora [31].

Para desarrollar métodos de diseño existe un amplio rango de problemas de control con objetivos muy diversos. En cualquier caso, las especificaciones a utilizar en el diseño tienen que determinar la robustez, el rechazo a las perturbaciones y la sensibilidad al ruido de medida (esfuerzo de control). Los criterios empleados se expresan en el dominio del tiempo o se relacionan con la respuesta en frecuencia,

existiendo relación entre las especificaciones en el dominio del tiempo y de la frecuencia [31]. Además, hay también una serie de cuestiones no técnicas importantes que se deben considerar como el tiempo y esfuerzo, así como el nivel de conocimiento requerido para aplicar el método de diseño por parte del usuario. En estudios previos se ha reportado que solo el 20 por ciento de los lazos de control en una industria operan bien y disminuyen la variabilidad del proceso; el 30 por ciento de las razones que lo propician se debe a una mala sintonía, generalmente por la falta de conocimiento y de tiempo del personal técnico [31, 84, 85].

En el diseño e implementación de este sistema de control es conveniente tener un parámetro que se pueda cambiar para influir en los compromisos claves en el problema de diseño. Se puede obtener un comportamiento expresado por tiempo de respuesta rápido y buena atenuación de las perturbaciones de carga, pero necesitaran grandes señales de control. Mientras que, requisitos más estrictos sobre la robustez pueden conducir a un comportamiento más pobre.

Entre las estrategias de control abordadas con mayor frecuencia en la literatura podemos encontrar los controladores inteligentes [29, 30, 49-53, 86], el controlador proporcional-integral-derivativo (PID) [17, 25, 45], el control PID no lineal [13, 15, 16, 46, 47] y el controlador de orden fraccional [28, 41, 42].

El control inteligente surge como resultado de la interacción del control automático y la inteligencia artificial. En este tipo de control, las técnicas de inteligencia artificial son utilizadas en unión a los controladores clásicos y buscan mejorar las características de estos ante las perturbaciones existentes en el sistema.

Dentro de las técnicas de control inteligentes enfocadas en la regulación del sistema de posición de los electrodos que con mayor frecuencia abordan los investigadores se encuentran la lógica difusa [53, 87] y las redes neuronales [29, 86, 88], así como la combinación de estas con el control predictivo [51] y los algoritmos genéticos [50, 52]. La mayoría de ellos son controladores complejos que para su implementación en la práctica requieren una alta velocidad en la adquisición de los datos y en los dispositivos de procesamiento, elemento este que dificulta su implantación práctica en la industria. Otro elemento a tener en cuenta con respecto a los controladores inteligentes antes mencionados es que no son capaces de garantizar al mismo tiempo la estabilidad y la

robustez del proceso, y un buen desempeño a la hora de lograr un compromiso entre el rechazo a las perturbaciones y el esfuerzo de control.

Otra forma de control ampliamente utilizada, y que en estos momentos se encuentra implementada en el proceso objeto de estudio, así como en la mayoría de los procesos industriales, es la del controlador PID.

La estructura de un controlador PID clásico viene dada por la siguiente ecuación:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (1.5)$$

Al observar (1.5) se tiene que la salida del controlador, $u(t)$, no es más que la suma de la salida de tres términos: K_p es el parámetro proporcional y se puede interpretar como el valor de la ganancia del controlador, K_i es el parámetro integral y permite que el valor de la salida del controlador cambie a una razón proporcional a la señal de error $e(t)$ y, K_d es el parámetro derivativo y permite que la magnitud de la salida del controlador sea proporcional a la velocidad de cambio de la señal de error [89].

La mayoría de los métodos de diseño de sistemas de control convencionales, se basan en el diseño de una configuración fija, en el que en un principio el diseñador decide la configuración básica del sistema completo y el lugar donde el controlador estará colocado en relación con el proceso controlado [90].

En términos generales, los controladores PID se han diseñado utilizando dos enfoques diferentes: control basado en modelo y sintonía directa. Los basados en modelos comienzan con un modelo matemático sencillo del proceso, generalmente un sistema de primer orden con retardo de tiempo. Los basados en sintonía directa aplican un controlador al proceso, y se efectúan algunos experimentos sencillos para obtener los parámetros del controlador [91].

Los requisitos para un control de alto rendimiento están a menudo más allá de las capacidades de los controladores PID simples pues son conocidas las limitaciones de estos en la obtención de altos desempeños en sistemas donde existen no linealidades e incertidumbres en su modelo. Es por esta razón que en las últimas décadas se han introducido diferentes tipos de PID mejorados para suplir estas desventajas.

Dentro de estos PID mejorados se encuentra el PID no lineal, *NPID*, cuyo objetivo es introducir funciones no lineales del error para lograr que la respuesta del sistema sea mejor a la de un PID convencional. Los controladores NPID se pueden aplicar para

sistemas no lineales donde se utilizan para ajustar la no linealidad, para obtener una respuesta adecuada en un rango de condiciones, y para sistemas lineales en donde se desea lograr un rendimiento que no es posible para un PID lineal, como aumento de amortiguación, reducción del tiempo de subida para entradas paso o rápidas y mejora la precisión del seguimiento [92].

Cuando el error es grande la ganancia no lineal amplifica el error sustancialmente para lograr una corrección grande e impulsar rápidamente la salida del sistema hacia su valor deseado. Si el error disminuye la ganancia se reduce automáticamente evitando las oscilaciones excesivas y los grandes sobreimpulsos. Debido a este ajuste automático de ganancia los controladores tipo NPID presentan la ventaja de una ganancia inicial alta para obtener una respuesta rápida, suida de una ganancia baja para evitar un comportamiento oscilatorio [93-95].

La ley general de control de un NPID puede plantearse como muestra a continuación la ecuación 1.6:

$$u(. , t) = K_p(.)e(t) + K_i(.) \int_0^t e(t)dt + K_d(.) \frac{de(t)}{dt} \quad (1.6)$$

donde $u(. , t)$ es la salida del controlador, $K_p(.)$, $K_i(.)$ y $K_d(.)$ son las ganancias variables y $e(t)$ es el error de control.

El control NPID es una buena mejora del control PID para manejar en línea relaciones de compromiso, pero no se han publicado métodos de diseño con robustez garantizada [96].

Otra clase de PID mejorado presente en la literatura es el PID de orden fraccional, *FOPID*. En los primeros años de la década del 60 se llevaron a cabo las primeras aplicaciones en el área del control, utilizando operadores integrales de orden no entero para el control de servomecanismos y sistemas con saturación [43]. También este tipo de control ha demostrado sus potencialidades para el control de los hornos de arco eléctrico [14, 28].

La estructura de controlador fraccional $PI^\lambda D^\mu$ es la más extendida. El controlador PID puede encontrarse representado con la expresión de la ecuación 1.5 y la estructura de controlador fraccional pasa a tener la forma en el dominio de Laplace de la ecuación 1.7 [97]:

$$G(s) = K + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu \quad (1.7)$$

donde $K_p(\cdot)$, $K_i(\cdot)$ y $K_d(\cdot)$ son las ganancias del controlador, λ corresponde al orden (no entero) del integrador, y μ corresponde al orden (no entero) del derivador.

Cuando la ganancia integral fraccionaria se conecta a lazo cerrado da sistemas robustos a cambios en la carga o ganancia del proceso, es decir, los cambios en la carga se reflejan en cambios en el ancho de banda del sistema en lazo cerrado, pero se mantiene constante el margen de fase o, lo que es equivalente, la sobreoscilación máxima [98, 99].

En resumen, su principal ventaja consiste en que posibilitan el diseño de sistemas de control robusto en procesos cuyos parámetros dinámicos varían en un amplio rango de procesos con amplias variaciones en la carga [100], características ambas presentes en el proceso objeto de estudio. A pesar de ellos, este tipo de controlador no concibe un ajuste preciso de la relación de compromiso entre rechazo a perturbaciones y robustez.

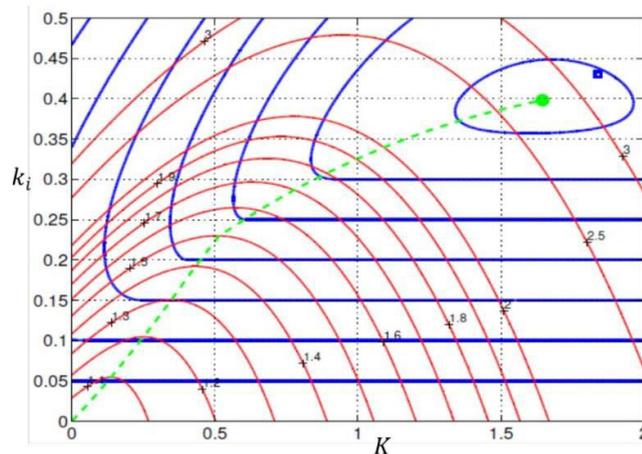


Fig. 1.12 Ejemplo de curvas de relación de compromiso para control PI

En la Figura 1.12 se ilustra un ejemplo de relación de compromiso para control PI en el plano $k_p - k_i$, donde las curvas que asemejan parábolas representan regiones de robustez con M_s y M_t constantes. Las curvas con un tramo horizontal indican el comportamiento del índice de desempeño IAE (Integral Absoluta del Error), mientras que el lugar geométrico de las ganancias del controlador que minimizan IAE para diferentes valores de M_s se indica mediante la línea a tramos. Sobre esta misma base

se construyeron los cimientos del reciente método de control propuesto en [96], donde, el compromiso entre rechazo a perturbaciones y robustez requiere la mayor prioridad en el diseño, lo cual es típico en control de procesos.

Para entender en que consiste este controlador es necesario conocer el concepto que se expone en [96] y que plantea que un controlador NPI-RR corresponde a todo controlador cuya ley de control se base en la expresión general de la ecuación 1.6 de un NPID, pero si y solo si los conjuntos de valores de las ganancias del controlador describen una trayectoria continua contenida en una región dada de restricciones de robustez. La robustez se puede medir por medio de la sensibilidad M_s y la sensibilidad complementaria M_t , se asume que $M_s = M_t$ y que la misma está delimitada en una región dada entre un controlador de ganancias mínimas $(K_{p-min}^o, K_{i-min}^o, K_{d-min}^o)$

correspondientes a un valor de M_{s-min} y otro con valores de ganancias máximas $(K_{p-max}^o, K_{i-max}^o, K_{d-max}^o)$ correspondientes a la robustez requerida para un valor de M_{s-max} entonces se tiene que cumplir que: $K_p(.) \in [K_{p-min}^o, K_{p-max}^o]$, $K_i(.) \in [K_{i-min}^o, K_{i-max}^o]$, $K_d(.) \in [K_{d-min}^o, K_{d-max}^o]$, y $M_s(.) \in [M_{s-min}, M_{s-max}]$

Destacar además que, para equilibrar los criterios de diseño robustez, esfuerzo de control y rechazo a perturbaciones, los cuales se encuentran en conflicto, este controlador utiliza la optimización multiobjetivo con criterios de desempeño globales para lograr un balance entre los objetivos deseados.

En el aspecto de la optimización resaltar que los índices de desempeño que se utilizan son la integral absoluta del error IAE y la integral cuadrática del error ISE para medir el rechazo a las perturbaciones y el índice la variación total TV como indicador de esfuerzo de control por no depender este último del tipo del ruido presente en el sistema.

CONCLUSIONES

Los modelos obtenidos por la vía analítica presentan como principal desventaja que usualmente utilizan tal cantidad de parámetros que su correcta aplicación no es posible para la mayoría de los usuarios. De igual forma, los obtenidos a través de las características corriente-tensión necesitan contar previamente con curvas características, lo que reduce la simpleza del análisis. Por lo antes expuesto para el

desarrollo de este trabajo se utilizará la técnica de modelado a través de una caja negra.

Por otra parte, los controladores inteligentes son una herramienta poderosa cuando no se conoce con exactitud el comportamiento del proceso, pero requiere en su implementación una capacidad computacional elevada, y no son capaces de garantizar a la vez la estabilidad y la robustez del sistema.

El controlador PID lineal es fácil de ajustar, pero solo es capaz de lograr desempeños satisfactorios entorno a un punto de trabajo, resultando inadecuado para un proceso donde el punto de operación varía constantemente. El controlador NPID resulta excelente para lograr una buena relación de compromiso en línea, pero no es capaz de garantizar robustez. El controlador FOPID por sus características resulta robusto ante cambios en la dinámica del proceso o ante perturbaciones en la carga, pero no garantiza una buena relación de compromiso.

Como el interés de este trabajo es lograr un buen desempeño, precisión y robustez se seleccionó para el control al NPI-RR pues este controlador logra equilibrar los criterios de diseño robustez, esfuerzo de control y rechazo a perturbaciones; todos ellos requerimientos claves para un correcto control de este tipo de procesos.

Capítulo 2. MODELADO DEL SISTEMA DE REGULACIÓN DE LOS ELECTRODOS Y AJUSTE DEL CONTROLADOR NPI-RR

INTRODUCCIÓN

En este capítulo se obtiene el modelo matemático que describe el comportamiento del subsistema hidráulico del sistema de regulación de la posición de los electrodos. A continuación, se obtiene el modelo matemático del subsistema eléctrico de dicho sistema. Luego se unen ambos subsistemas para conformar en su totalidad el sistema de regulación y a partir del mismo se ajustan los parámetros correspondientes a un controlador NPI-RR. Por último, el controlador no lineal se compara con el controlador proporcional existente en el momento de realizados los experimentos en el sistema, y con controladores proporcional y proporcional-integral ajustados a partir del modelo del sistema obtenido mediante experimentos.

2.1. SISTEMA DE REGULACIÓN DE LA POSICIÓN DE LOS ELECTRODOS

La planta objeto de estudio la constituye el horno de arco eléctrico tipo cuchara de la acería de ACINOX Las Tunas, Cuba. El mismo es un horno de corriente alterna trifásico con una capacidad de producción de 60 t y un consumo aproximado de 82 kWh/t. Entre los sistemas que lo conforman se encuentra el de la regulación de la posición de los electrodos. Este sistema constituye una parte importante del horno cuchara, pues la posición del electrodo determina de manera directa la impedancia del arco y por consecuencia la longitud del arco.

Entre los tipos de sistemas de regulación de hornos de arco eléctrico más difundidos se encuentran SIMELT, Q-REG, DIGITARC y ARCELEC [101]. En el caso específico de ACINOX Las Tunas la tecnología utilizada desde su fundación es la que brinda el Simelt, Fig. 2.1. Las funciones del mismo varían desde el tratamiento de las señales que llegan desde el proceso hasta el control de la posición de los electrodos y el acondicionamiento de la señal que va hacia la servoválvula.

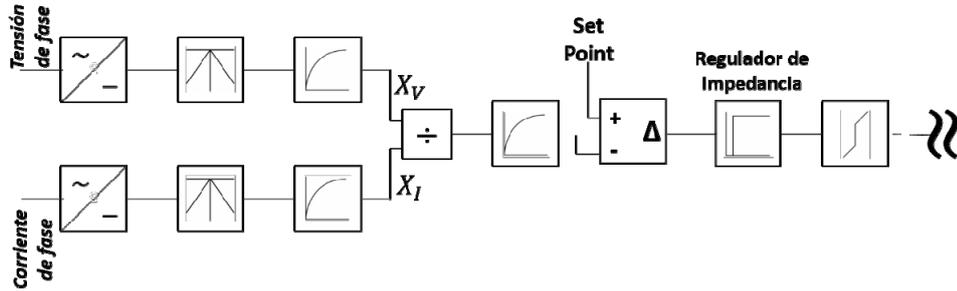


Fig. 2.1 Esquema del Simelt del Horno Cuchara de Acinox Las Tunas.

Los primeros bloques que conforman el esquema del Simelt se encargan de escalar las señales de tensión y corriente de fase, convirtiendo la tensión de fase de 0-750 VAC en 0-10 V DC, y la corriente de fase de 0-75 kA AC en 0-10 VDC. En los bloques posteriores se acondicionan ambas señales antes de pasar a un bloque donde se dividen para obtener el valor de la impedancia. A esta señal de impedancia también se le realiza un tratamiento para luego ser comparada con la referencia y el error que se obtiene de esta comparación llaga al regulador de impedancia. Para el caso específico del horno cuchara de ACINOX el controlador que en el momento de realizado los estudios se encontraba en funcionamiento es del tipo proporcional. Por último, la señal de control es acondicionada antes de ser enviada hacia la entrada del subsistema hidráulico.

Aunque el Simelt constituye una parte fundamental del lazo de control de regulación de la posición no constituye el único elemento. En la Fig. 2.2 se puede observar dicho sistema a lazo cerrado y los elementos que lo conforman.

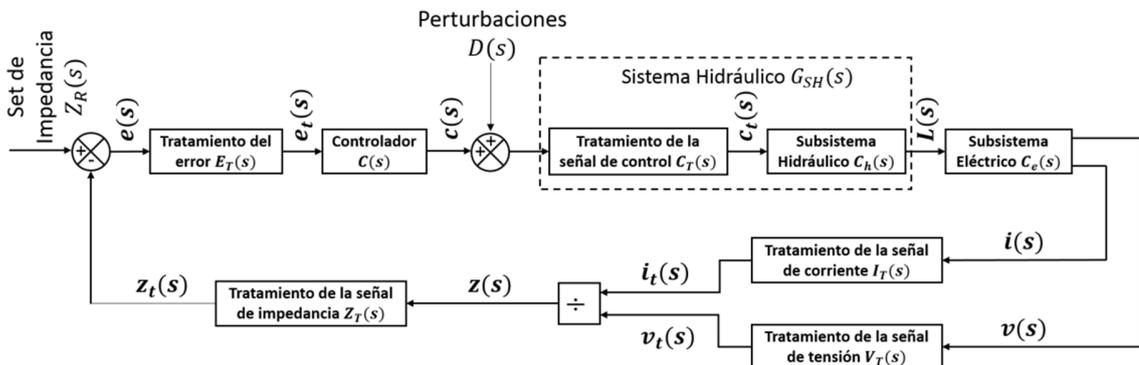


Fig. 2.2 Lazo cerrado del sistema de regulación de la posición de los electrodos.

El set de impedancia puede variar en dependencia del tap y la curva con la que se esté trabajando, en las condiciones actuales de la fábrica el mismo no sufre variaciones y se mantiene en un valor constante. Antes de que el error obtenido de la comparación entre el set y la impedancia medida llegue a la entrada del controlador el mismo pasa por un proceso de tratamiento con el objetivo de estabilizar la señal.

La señal de control resultante constituye la entrada del subsistema hidráulico encargado de posicionar el electrodo en dependencia del valor de impedancia medido. Esta posición influye directamente en el valor de la corriente y la tensión que puede ser traducido en un valor de impedancia específica, siendo esta última una medición indirecta de la longitud del arco. Las señales de tensión y corriente de fase tomadas para el cálculo del valor de la impedancia son tratadas en el propio Simelt para minimizar los ruidos presentes en la medición. El esquema de la Fig. 2.2 se puede resumir en el sistema de control a lazo cerrado de la Fig. 2.3.

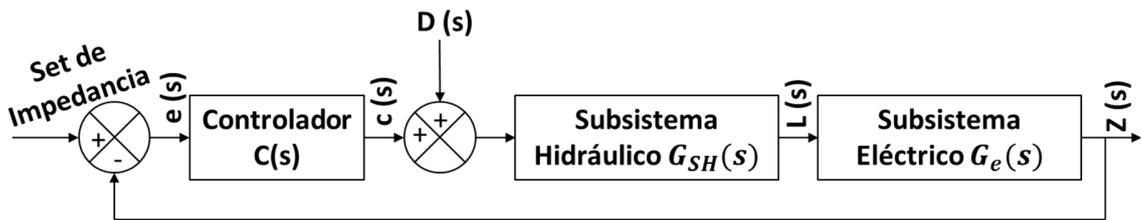


Fig. 2.3 Lazo cerrado del sistema de regulación de la posición de los electrodos simplificado.

A la hora de realizar la identificación de este tipo de sistemas los autores suelen obtener por separado ambos subsistemas y luego los unen para obtener un único sistema [13, 41, 42, 47]. En base a esto la identificación se dividirá en dos partes; en un primer momento se realizará la identificación del subsistema hidráulico y las principales no linealidades en él presente para, luego de validado, proceder a obtener el modelo del subsistema eléctrico a través de la vía experimental.

2.2. EL SUBSISTEMA HIDRÁULICO DEL SISTEMA DE REGULACIÓN DE LA POSICIÓN DE LOS ELECTRODOS.

La transmisión hidráulica es la más utilizada para el movimiento de los electrodos de los hornos de arco eléctrico. Comparado con los de transmisión electromecánicos

poseen varias ventajas: ninguna transmisión mecánica compleja, altas velocidades y la capacidad de mover grandes masas con altas aceleraciones [102].

Los actuadores hidráulicos son elementos que transforman la energía hidráulica proporcionada por la bomba en energía mecánica [103]. Según el movimiento y el trabajo que realicen se pueden agrupar en lineales (cilindros) o rotativos (motores). En particular los cilindros son actuadores que transforman la energía hidráulica en una fuerza lineal, siendo utilizada en donde se requiere grandes fuerzas de empujes y desplazamientos. En los cilindros de simple efecto, como en el caso de estudio, el fluido sale y entra por una sola cámara, y su movimiento en sentido contrario se realiza por fuerzas externas al propio sistema hidráulico como puede ser la fuerza de gravedad.

La dinámica de este tipo de sistemas está caracterizada por la presencia de no linealidades como son las fuerzas de fricción, la dinámica de la válvula, la compresibilidad del aceite, y la influencia de las cargas [104].

En el caso particular de los modelos en el dominio de la frecuencia los autores se dividen entre los modelos de tercer orden con integrador (2.1) [102, 105, 106] y de segundo orden con integrador y retraso de transporte (2.2) [41, 107]. De estas dos variantes la más utilizada en el caso particular de los actuadores de los sistemas de posición de electrodos de un horno de arco eléctrico es la (2.2).

$$\frac{L(s)}{U(s)} = \frac{K}{s(T_1s+1)(T_2s+1)} \quad (2.1)$$

$$\frac{L(s)}{U(s)} = \frac{K}{s(Ts+1)} e^{-\tau s} \quad (2.2)$$

En la identificación de este tipo de sistemas se pueden distinguir dos tipos de señales [105]: la señal de entrada que se envía al sistema y que el actuador debe reproducir (señal que se envía a la servo-válvula) y la señal de salida que indica cómo se está comportando dicho actuador (señal recogida del sensor de posición).

Para implementar el modelo en herramientas de simulación, es necesario tener en cuenta que en el camino entre la señal de entrada y la de salida se deben incluir las no linealidades estáticas. Una zona muerta, visible de forma experimental, pues los electrodos no comienzan a desplazarse hasta que la señal que llega del controlador no sobrepasa un umbral determinado. También, aparece la saturación al encontrarse

acotado el recorrido del actuador por las propias características físicas de la instalación.

2.2.1. MODELADO DEL SUBSISTEMA HIDRÁULICO.

Para comenzar el diseño del experimento a través del cual se establecen los límites que conforman la zona muerta del subsistema se determinó el rango de salida del controlador y el comportamiento del sistema en base a esta salida. El controlador varía su valor de salida en un rango de $\pm 10V$ de tal forma que ante un valor negativo el electrodo se desplaza hacia abajo y en caso de un valor positivo en sentido contrario. Para llevar a cabo el experimento se utiliza el esquema a lazo abierto de la Fig. 2.4. En el desplazamiento hacia arriba se generó una señal de tensión con el Fluke-725 partiendo de 0 V y aumentando en escalones de 0.1 V hasta que se detecte que el brazo portaelectrodos comienzan a desplazarse. Este desplazamiento se detecta colocando un lineómetro a la salida del subsistema y conectando el mismo a un PLC que muestra la señal de posición medida en la PC. Para el caso del desplazamiento hacia abajo se realiza la operación análoga al del sentido opuesto, solo que en este caso partiendo de 0 V disminuyendo a continuación en escalones de -0.1 V.

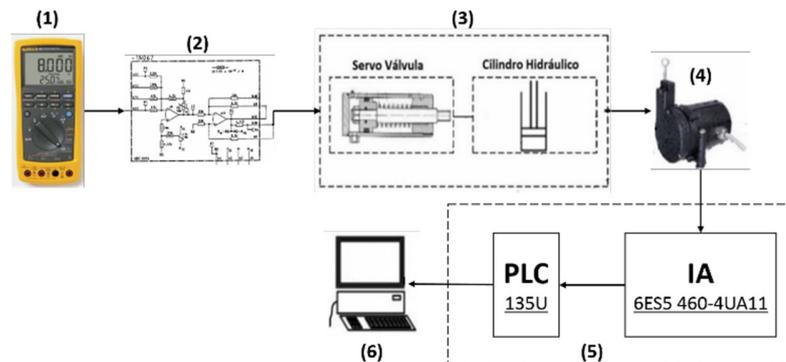


Fig. 2.4 Esquema a lazo abierto para determinación de la zona muerta. (1) Fluke generador, (2) Tarjeta de SIMELT (Sistema de Control Eléctrico del Horno Cuchara), (3) Transmisión hidráulica de la posición de los electrodos, (4) Transductor de posición lineal, (5) Tarjeta de entrada analógica y PLC, (6) PC

Para lograr mayor exactitud en la determinación de la zona muerta se partió del valor inmediato inferior del valor en el que se detectó el inicio del desplazamiento positivo y

se comenzó a generar escalones que aumentaban dicha señal en 0.01 V hasta detectar el movimiento del brazo portaelectrodos. De manera análoga se realizó para el desplazamiento en sentido contrario.

La zona muerta del proceso se determinó al comprobarse que el cilindro comienza a desplazarse cuando a su entrada están presentes valores de tensión superiores a 0.87 V en el desplazamiento hacia arriba e inferiores a los -0.76 V en el desplazamiento hacia abajo.

En el caso de la saturación las propias características físicas del cilindro hidráulico limitan el desplazamiento del mismo. Para determinar los valores límites de la saturación se colocó el brazo portaelectrodos en el tope inferior y se tomó este como punto cero y a continuación se desplazó el brazo hasta que llegó a su tope superior determinado por un limitador físico presente en la instalación. El desplazamiento antes mencionado se midió a continuación utilizando una cinta métrica dando como resultado que el mismo se mueve en un rango de 0 a 177 cm, siendo estos los límites de la saturación.

Se reconoce que el subsistema es de parámetros variables en el tiempo, no obstante, se estima que los parámetros varían muy lentamente en el tiempo y por ello el sistema puede considerarse lineal en cada punto de operación. La realización de varios experimentos fuera de línea, utilizando señales especiales, podría ser suficiente para ofrecer modelos simples que reproduzcan el comportamiento del proceso con mejor aproximación que modelos anteriores.

En la identificación de procesos mediante señales especiales, las utilizadas con más frecuencia son los escalones y las secuencias binarias pseudoaleatorias (SBPA) [108, 109]. Las señales aleatorias poseen, con respecto a otras como el escalón, la ventaja de que su amplitud puede ser muy pequeña, reduciéndose por tanto el grado de perturbación que se introduce en la planta objeto de identificación.

Una excelente combinación de señales para la identificación puede consistir en la aplicación previa de un escalón en la variable de control y después aplicar la SBPA. La respuesta al escalón permitiría estimar con mayor precisión tres parámetros importantes: la ganancia estacionaria, el tiempo de retardo y la constante de tiempo dominante. Los dos primeros pueden servir para chequear y corregir el resultado de la

identificación obtenida mediante la SBPA, mientras el tercero permite seleccionar más acertadamente el período de conmutación de la SBPA de acuerdo con la regla práctica de que el período de conmutación debe ser de 5 a 7 veces menor que la constante de tiempo menor del proceso [108-110].

En el proceso de diseño de la señal SBPA a utilizar en los experimentos, se excitó el sistema con una señal tipo escalón cuya amplitud correspondió al máximo valor que se puede tener a la entrada del proceso. La respuesta ante esta excitación fue procesada y se obtuvo la constante de tiempo dominante, la misma brinda la información necesaria para el correcto diseño de las señales pseudoaleatorias.

Para la realización de los experimentos, en el caso de estudio, se utilizó el equipamiento que se muestra en la Fig. 2.5. Para generar las señales excitadoras se utiliza una PC con la herramienta de software Matlab. Esta señal se envía hacia la tarjeta de adquisición de datos TDA NI USB 6008, la cual genera una señal de salida analógica de 0-5 V que se conecta a la planta convertida al rango de ± 10 V con un transductor. A continuación, con otro conversor, los ± 10 V se convierten en ± 150 mA para alimentar la servo-válvula de simple efecto que gobierna los movimientos de la transmisión hidráulica de la posición de los electrodos.

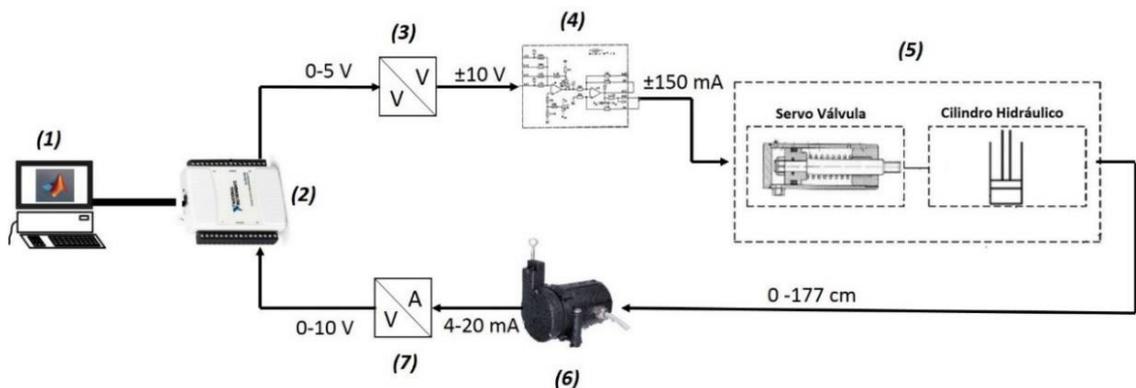


Fig. 2.5 Esquema de la configuración utilizada en la realización de los experimentos. (1) PC, (2) Tarjeta TDA NI USB 6008, (3) Conversor de tensión en tensión, (4) Tarjeta de SIMELT (Sistema de Control Eléctrico del Horno Cuchara), (5) Transmisión hidráulica de la posición de los electrodos, (6) Transductor de posición lineal, y (7) Conversor de Corriente en Tensión.

El movimiento realizado por el cilindro hidráulico es medido por un transductor de posición lineal. El mismo es calibrado de tal forma que cuando el cilindro se encuentra en la posición inicial genera un valor de salida mínimo de 4 mA, y cuando este llega a su tope mecánico, 177 cm, se tiene el valor máximo de 20 mA. Esta señal de salida del transductor requiere ser adecuada para ser medida por la tarjeta de adquisición de datos, por lo que se utiliza un convertidor de corriente en tensión para llevar la señal de 4-20 mA a 0-10 V. Esta señal que llega a una entrada analógica de la tarjeta se envía hacia la PC para su almacenamiento y posterior procesamiento.

2.2.1.1. DISEÑO DE TRANSDUCTORES DE TENSIÓN Y DE CORRIENTE.

Como ya se mencionó en el esquema utilizado para la realización de los experimentos fue necesario utilizar un transductor de tensión tal que la señal de 0-5 V procedente de la tarjeta de adquisición de datos se convierta en una señal de ±10 V que simula la señal de salida del controlador. Para ello se utilizó el circuito que se muestra en la Fig. 2.6.

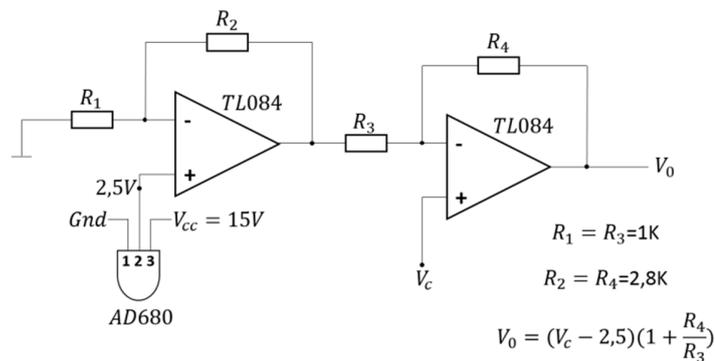


Fig. 2.6 Transductor de tensión (0-5V) en tensión (±10V).

El circuito de la Fig. 2.6 es el encargado de que al aplicar una señal de 0-5 V por V_c se obtenga una de ±10 V por V_0 , siendo el primero la señal que llega desde la tarjeta de adquisición de datos y el segundo el que va hacia la entrada del subsistema. Para comprobar el correcto funcionamiento del circuito se generó una rampa de 0-5 V en la computadora utilizando como elemento intermediario la tarjeta de adquisición y se recolectó la respuesta a la salida.

De esta comprobación se obtuvo que para 0 V a la entrada tendremos -9.28 V a la salida, mientras que para los 5 V a la entrada tendremos 9.49 V a la salida. Como función que relaciona el valor de la entrada con la salida la que se muestra en (2.3).

$$V_0 = 3.714V_c - 9.297 \quad (2.3)$$

El circuito de la Fig. 2.7 es el encargado de que al aplicar una señal de 4-20 mA por I_s se obtenga una de 0-10 V por V_s , siendo el primero la señal que llega desde el lineometro y el segundo el que va hacia una entrada analógica de la tarjeta de adquisición de datos. Para comprobar el correcto funcionamiento del circuito se generaron diferentes valores de corriente en el rango de 4-20 mA por I_s y se recolectó la respuesta a la salida

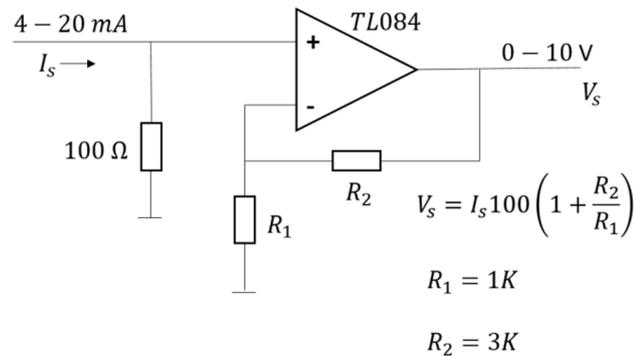


Fig. 2.7 Transductor de corriente (4-20 mA) en tensión (0-10 V).

Para comprobar este circuito se generaron tres corrientes a la entrada para observar el comportamiento a la salida y así obtener una ecuación que relacione el V_s con I_s (2.4). Los valores de corrientes generados fueron de 4 mA, 10 mA y 20 mA obteniéndose a la salida 1.544 V, 3.87 V y 7.82 V.

$$V_s = 0.2984I_s - 0.5007 \quad (2.4)$$

También se buscó la relación existente entre la tensión de entrada, que representa la señal de 4-20 mA procedente del lineometro, y la posición del electrodo en cm, (2.5), al tenerse que cuando el brazo se encuentra en el tope inferior se mide una tensión de 7.62 V y en el tope superior de 1.42 V.

$$Pos = -28.55V_s + 217.54 \quad (2.5)$$

2.2.1.2. DESCRIPCIÓN DE EXPERIMENTOS, TRATAMIENTO DE DATOS Y SELECCIÓN DE LA ESTRUCTURA DEL MODELO.

Luego de que se comprobaron los circuitos de conversión se procedió a realizar los experimentos apoyándonos en el esquema de la Fig. 2.5. Para obtener los modelos deseados se planificaron cuatro experimentos que se describen a continuación.

Experimento 1: El electrodo posicionado en el tope inferior del recorrido y se generó una señal SBPA en el rango de 0 - 10 V con dos repeticiones. La respuesta del sistema es medida mediante el transductor de posición, siendo almacenada junto con la señal SBPA en la PC. Ambas señales, entrada y salida, se encuentran graficadas en la Fig. 2.8 a).

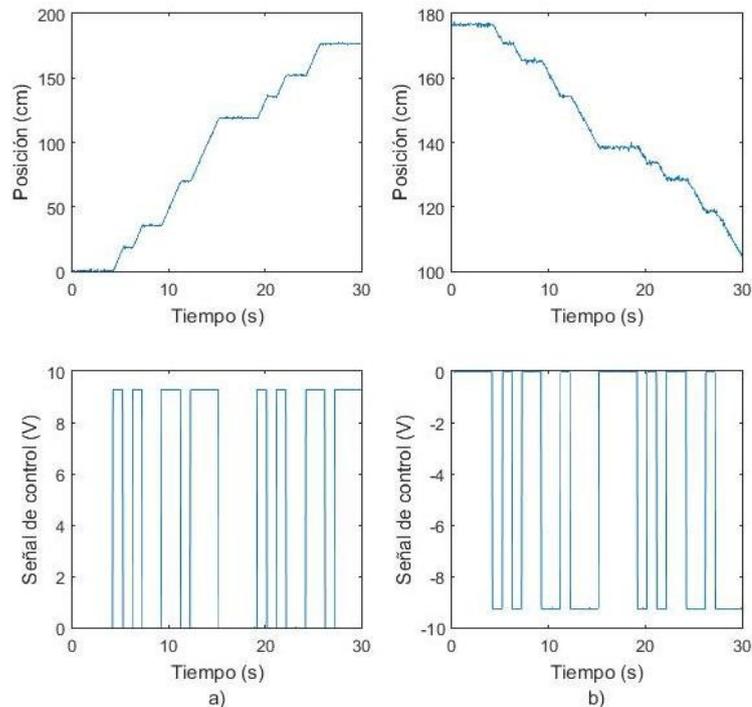


Fig. 2.8 a) Respuesta del sistema hidráulico en el primer experimento con una señal SBPA de amplitud 0 a 10V (electrodos subiendo); b) Respuesta del sistema hidráulico en el segundo experimento con una señal SBPA de amplitud -10 a 0V (electrodos bajando)

Experimento 2: El electrodo posicionado en el tope superior del recorrido y se generó una señal SBPA en el rango de -10 a 0 V con dos repeticiones. La Fig. 2.8 b) ilustra las señales de entrada y de salida obtenidas durante este experimento.

Experimentos 3 y 4: Estos se realizaron para identificar la influencia del peso de los electrodos, el primero con un electrodo nuevo de 606 Kg (máximo peso) y el segundo con un electrodo de 208 Kg por máximo desgaste (peso mínimo). En ambos casos se tomó como punto de partida la posición de los electrodos durante un punto de operación típico del sistema de regulación de la posición de los electrodos, aproximadamente a 47 cm de la posición inferior. La señal SBPA generada a la entrada del sistema se diseñó en un rango de ± 3 V con 10 repeticiones; el rango escogido responde a la variación máxima promedio de la planta en torno a su punto de operación típico. Las respuestas del sistema se encuentran graficadas en la Fig. 2.9.

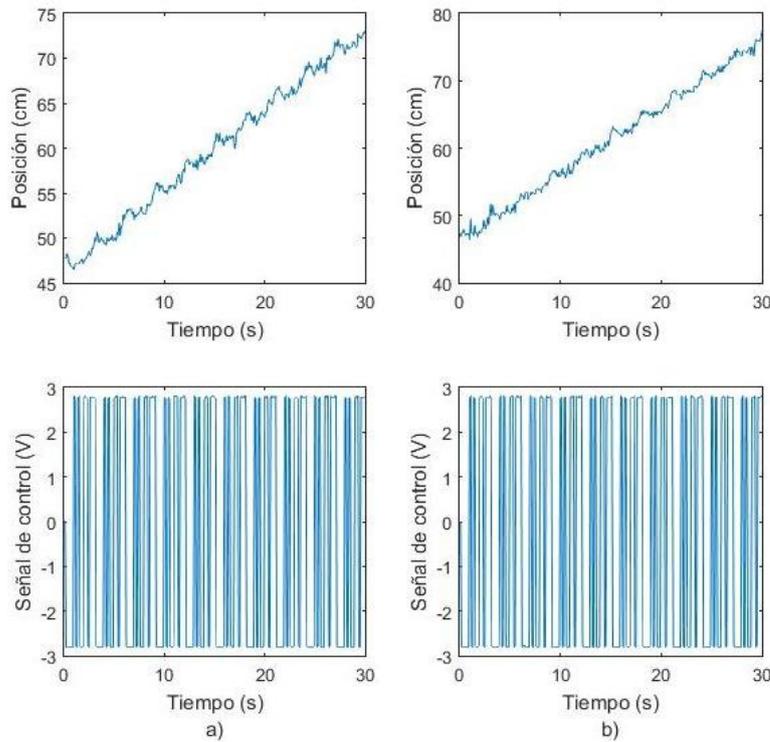


Fig. 2.9 Respuesta del sistema ante una señal PRBS entorno al punto de operación (± 3 V) teniendo en cuenta el peso de los electrodos. a) Experimento 3 con peso máximo de los electrodos (606 Kg) y b) Experimento 4 con peso mínimo de los electrodos (228 Kg).

Luego de almacenados los datos de entrada y salida de todos los experimentos a una razón de 20 muestras por segundo, y siguiendo los pasos que involucran el proceso de identificación, se procede a tratar los datos utilizando las facilidades que brinda el toolbox de identificación del Matlab®. También en este paso se seleccionaron los datos

que serían utilizados para la identificación y para la validación. Para los experimentos 1 y 2, referentes a la asimetría, se utilizó para la identificación la primera secuencia de las señales SBPA y la segunda para la validación. De forma análoga se tomaron los datos de estimación y validación para los experimentos 3 y 4 diseñados para identificar la incidencia del peso de los electrodos.

Una vez concluido el proceso de tratamiento de los datos se seleccionó la estructura de modelo a utilizar. En el caso de los actuadores hidráulicos, varios reportes consultados proponen modelos como (2.1) y (2.2) [41, 102, 106, 111]. En esta investigación se seleccionó la estructura (2.2), de segundo orden con integrador y retardo, por haber sido la más utilizada en los principales reportes de actuadores hidráulicos para los HAE [41, 42, 107]. Además, la misma al ser de bajo orden resulta conveniente para su uso con métodos de sintonía de controladores PID y se conoce que puede representar adecuadamente el comportamiento dinámico observado en este tipo de sistemas.

2.2.1.3. OBTENCIÓN Y VALIDACIÓN DE LOS PARÁMETROS DEL MODELO.

Los datos graficados en la Fig. 2.8 son procesados en el toolbox de identificación y a partir de ellos se obtienen los modelos que describen el comportamiento del sistema cuando este se desplaza hacia arriba $G_{SH_up}(s)$ y cuando lo hace en el sentido opuesto $G_{SH_down}(s)$. En este estudio se estableció como criterio de selección de los modelos un ajuste igual o superior al 90% en el caso de los experimentos 1 y 2 correspondientes al comportamiento asimétrico.

El modelo (2.6) que se presenta a continuación representa el desplazamiento hacia arriba y fue obtenido con un ajuste del 92.43%, Fig. 2.10 a), mientras que el modelo (2.7) representa el desplazamiento hacia abajo y fue obtenido con un ajuste del 95.02%, Fig. 2.10 b).

$$G_{SH_up}(s) = \frac{1.74}{s(0.018s+1)} e^{-0.015s} \quad (2.6)$$

$$G_{SH_down}(s) = \frac{0.57}{s(0.018s+1)} e^{-0.014s} \quad (2.7)$$

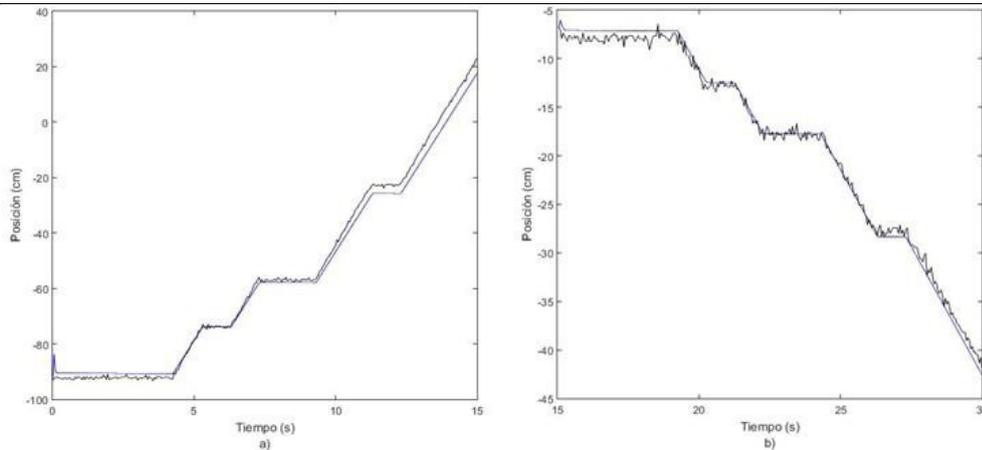


Fig. 2.10 Respuesta de los modelos de las ecuaciones a) (6) y b) (7) correspondiente al desplazamiento hacia arriba y hacia abajo de los electrodos respectivamente.

Al analizar los valores de los parámetros de ambos modelos correspondientes a la estructura dada por (2.2) se observa que el sentido del desplazamiento no tiene gran influencia en la constante de tiempo T y el retardo τ . Sin embargo, la ganancia K es aproximadamente tres veces mayor en (2.6) para el desplazamiento hacia arriba que en (2.7) para el desplazamiento hacia abajo. Estas diferencias en los valores de las ganancias son una representación directa de la diferencia existente en la velocidad en que responden ante una misma señal de entrada, lo cual puede notarse por simple observación de las gráficas de la Fig. 2.10. En las Fig. 2.10 a) y Fig. 2.10 b) se utilizan señales SBPA de igual amplitud y sentidos opuestos, en la primera el actuador hidráulico realiza la totalidad del recorrido en un tiempo inferior a los 30 s, mientras que en la segunda queda aproximadamente a la mitad del recorrido con un periodo de tiempo similar.

Los resultados (2.3) y (2.4) permiten considerar un parámetro del modelo del actuador hidráulico de un HAE variable y los restantes aproximadamente constantes, aunque varía mucho más lento que la dinámica del proceso. Esta afirmación induce la consideración del sistema como Lineal de Parámetros Variables (LPV, del inglés *Linear Parameter-Varying*) [112] [113]. El sentido del movimiento ascendente o descendente provoca una variación de la ganancia dinámica del modelo (2.2) en el rango correspondientes a $K \in [K_{min}, K_{max}]$, tal que:

$$K \in [0.57, 1.74] \quad (2.8)$$

A continuación, los datos de los experimentos 3 y 4 graficados en la Fig. 2.9, son procesados en el toolbox de identificación. Para los experimentos 3 y 4 se estableció como criterio de selección de los modelos un ajuste igual o superior al 80% porque tienen en cuenta con la misma estructura de modelo (2.2), el desplazamiento en ambos sentidos alrededor de un punto de operación típico utilizando electrodos con peso máximo y mínimo, respectivamente.

A partir de ellos se obtienen los modelos que describen el comportamiento del sistema cuando este se desplaza en ambos sentidos, el modelo (2.9), Fig. 2.11 a), con el peso máximo de los electrodos $G_{SH_max}(s)$ y el (2.10), Fig. 2.11 b), con el peso mínimo $G_{SH_min}(s)$. Los ajustes son de un 85.05% y un 85.91% respectivamente, valores que se consideran adecuados teniendo en cuenta que según (2.6) y (2.7) el sistema posee dinámicas diferentes en dependencia del sentido del movimiento, mientras que los modelos siguientes tienen implícito ambos sentidos del desplazamiento alrededor de un punto de operación típico para la fusión en el HAE.

$$G_{SH_max}(s) = \frac{0.363}{s(0.1s+1)} e^{-0.018s} \quad (2.9)$$

$$G_{SH_min}(s) = \frac{0.40}{s(0.04s+1)} e^{-0.0046s} \quad (2.10)$$

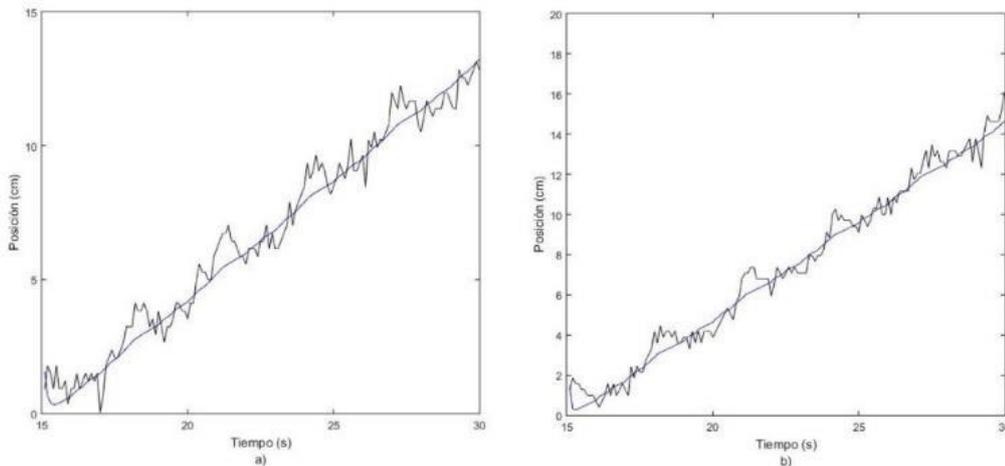


Fig. 2.11 Respuesta de los modelos de las ecuaciones a) (2.9) y b) (2.10) correspondiente al peso máximo y mínimo de los electrodos respectivamente.

Los resultados (2.9) y (2.10) permiten afirmar que los parámetros del modelo del actuador hidráulico de un HAE son variables, aunque varían más lento que la dinámica

del proceso. Esta afirmación corrobora la consideración de este sistema como LPV [112] [113]. Las variaciones en el peso de los electrodos provocan una variación en los parámetros dinámicos del modelo (2.2) en rangos correspondientes a $K \in [K_{min}, K_{max}]$, $T \in [T_{min}, T_{max}]$ y $\tau \in [\tau_{min}, \tau_{max}]$, tal que:

$$K \in [0.363, 0.40]; T \in [0.04, 0.1] \text{ y } \tau \in [0.0046, 0.018] \quad (2.11)$$

Los rangos de variación dados en (2.11) para los parámetros del modelo LPV (2.2), indican que los tres parámetros sufren variaciones producto al cambio del peso de los electrodos, pero las variaciones mayores se producen en la constante de tiempo T y el retardo τ .

2.3. EL SUBSISTEMA ELÉCTRICO DEL SISTEMA DE REGULACIÓN DE LA POSICIÓN DE LOS ELECTRODOS.

Variadas son las propuestas de los autores para la obtención de un modelo que represente este subsistema de acuerdo con el objetivo final [41, 102, 114, 115]. En [10, 41, 42] se propone un modelo en el dominio de la frecuencia cuya estructura de segundo orden sin retardo (2.12), que es utilizado, junto con el modelo del subsistema hidráulico, en el diseño y ajuste de controladores para dicho sistema de regulación.

$$\frac{Z(s)}{L(s)} = \frac{K}{(T_1s+1)(T_2s+1)} \quad (2.12)$$

En la identificación de este tipo de sistemas se pueden distinguir dos tipos de señales: la posición del electrodo como señal de entrada y la impedancia del arco como señal de salida. La primera constituye la salida del subsistema de posición del electrodo, mientras que la segunda es la medición indirecta de la longitud del arco.

2.3.1. MODELADO DEL SUBSISTEMA ELÉCTRICO.

Debido a las complejidades del sistema y los riesgos derivados de introducir grandes perturbaciones al mismo en el proceso de identificación se utilizará únicamente una señal tipo escalón como elemento perturbador en lugar de una señal SBPA.

Para la realización de los experimentos, en el caso de estudio, se utilizó el equipamiento que se muestra en la Fig. 2.12. A la entrada del sistema se genera un escalón que provoca un cambio en la posición del electrodo y este cambio (0-177 cm)

es detectado por el transductor de posición lineal que envía una señal de 4-20 mA a la tarjeta de entrada analógica 6ES5 460-4UA11.

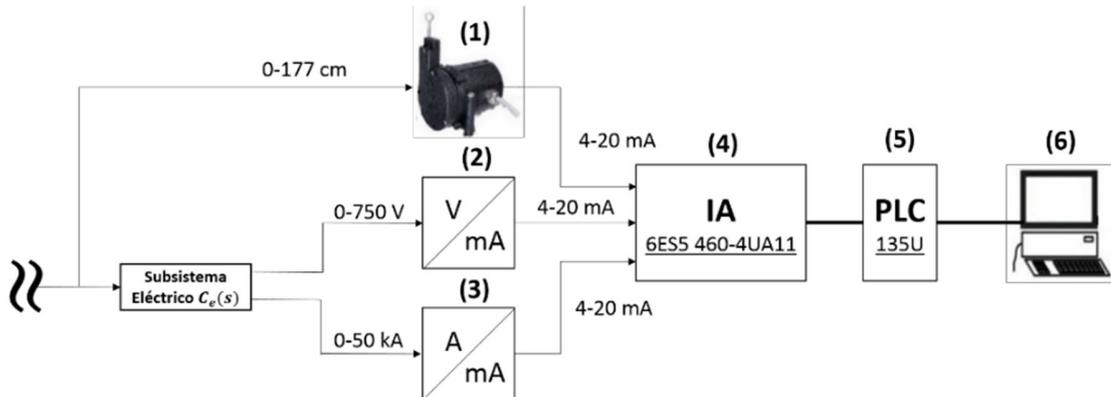


Fig. 2.12 Esquema de la configuración utilizada en la realización de los experimentos. (1) Transductor de posición lineal, (2) Conversor de Tensión en corriente, (3) Conversor de Corriente en Corriente, (4) Tarjeta de Entrada Analógica, (5) PLC y (6) PC.

El cambio en la posición provoca un cambio en la impedancia cuyo valor se obtiene a partir de los valores de la tensión y corriente en el secundario del transformador. Estos valores de tensión (0-750 V) y corriente (0-50 kA) son convertidos, utilizando los conversores de tensión en corriente y de corriente en corriente respectivamente, en 4-20 mA para ser enviados a la tarjeta de entrada analógica 6ES5 460-4UA11.

Las señales de posición, tensión y corriente son enviadas desde la tarjeta de entrada hasta el PLC 135U a una razón de 20 muestras por segundo donde a partir de los valores de tensión y corriente se obtiene el valor de la impedancia. Las señales de posición e impedancia son almacenadas en una PC para luego ser tratadas y utilizadas en el proceso de identificación.

La Fig. 2.13 a) muestra la posición del electrodo durante una operación normal del Horno Cuchara. En la misma se observa como una vez que alcanza la estabilidad sufre pequeños cambios en su posición variando en un rango de 1 a 6 cm como se muestra en la Fig. 2.13 b).

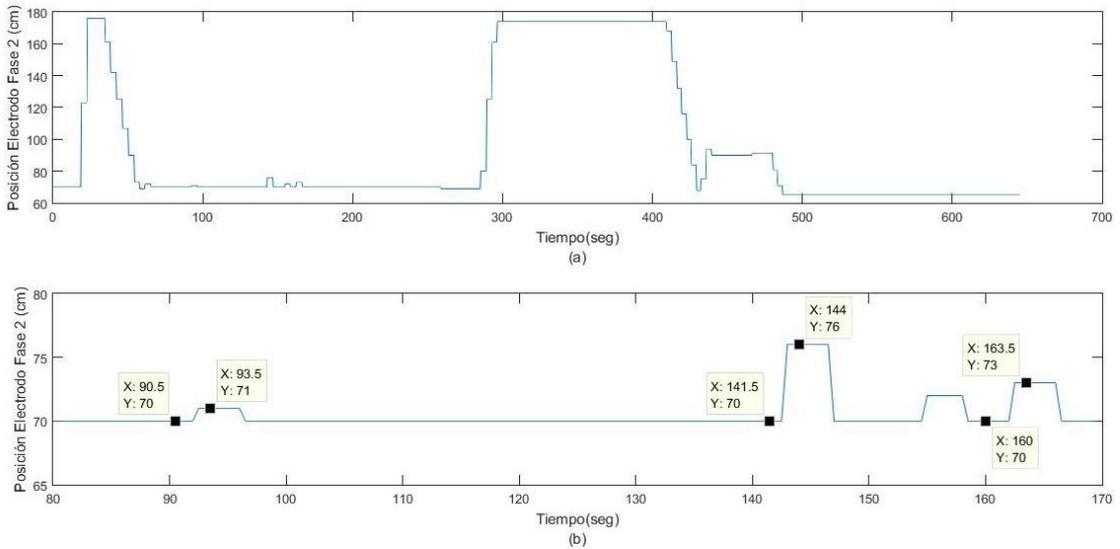


Fig. 2.13 Posición del electrodo durante una operación normal del Horno Cuchara.

A continuación, se procedió a determinar cuánto es necesario que el electrodo se desplace desde su posición nominal para que se produzca la extinción del arco. Para ello, una vez que la posición del electrodo se encontraba estable se le dio de forma manual el mando para que se desplazara en sentido ascendente hasta que se produjo la extinción del arco. En el momento en que se extingue el arco se bloquean los electrodos y se procede a verificar cual fue el desplazamiento necesario para que se produjera dicha extinción. El procedimiento antes descrito se repitió en 5 ocasiones dando un valor promedio de desplazamiento de 25 cm.

A partir de estos datos se seleccionaron como valores de amplitud de las señales escalones 6 cm al ser este el valor máximo de las variaciones típicas desde la estabilidad, y 21 cm como valor inferior en 4 cm al desplazamiento necesario para que se extinga el arco.

En la Fig. 2.14 se muestra la respuesta del subsistema cuando se le perturba con dos escalones cuya amplitud corresponde con los valores seleccionados a partir del análisis del comportamiento del sistema una vez que el mismo ha alcanzado la estabilidad. El primer escalón de amplitud 6 cm se generó a los 120.5 s, mientras que el de amplitud igual a 21 cm se generó a los 186 s. Ambos escalones se mantienen durante un tiempo aproximado de 40 s, tiempo este necesario para que el sistema estabilice una vez que se produce la perturbación.

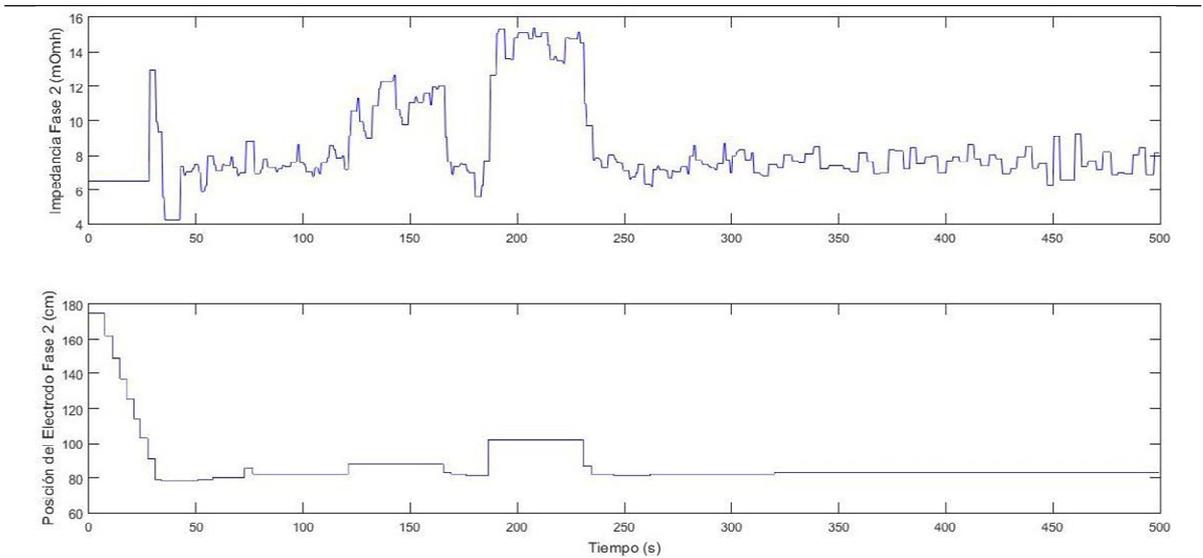


Fig. 2.14 Respuesta del subsistema ante la aplicación de una perturbación tipo escalón.

Luego de almacenados los datos de entrada y salida del experimento a una razón de 2 muestras por segundo, y siguiendo los pasos que involucran el proceso de identificación, se procede a tratar los datos utilizando las facilidades que brinda el toolbox de identificación del Matlab® como se muestra en la Fig. 2.15. También en este paso se seleccionaron los datos que serían utilizados para la identificación y para la validación, Fig. 2.16.

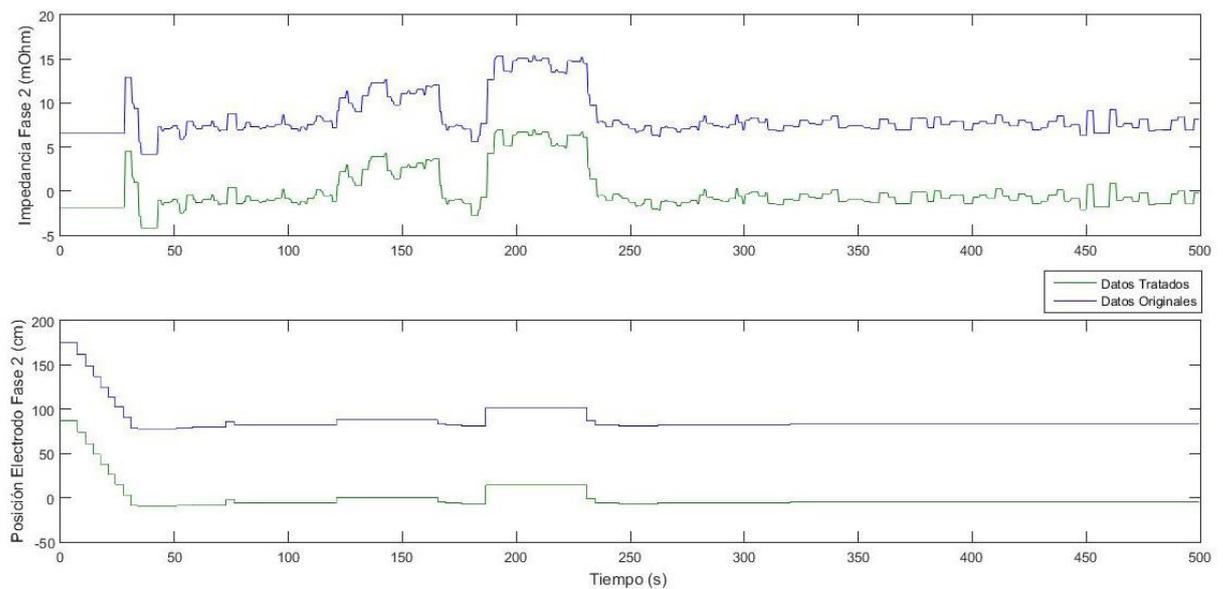


Fig. 2.15 Tratamiento de los datos en el toolbox de identificación del Matlab® del Matlab.

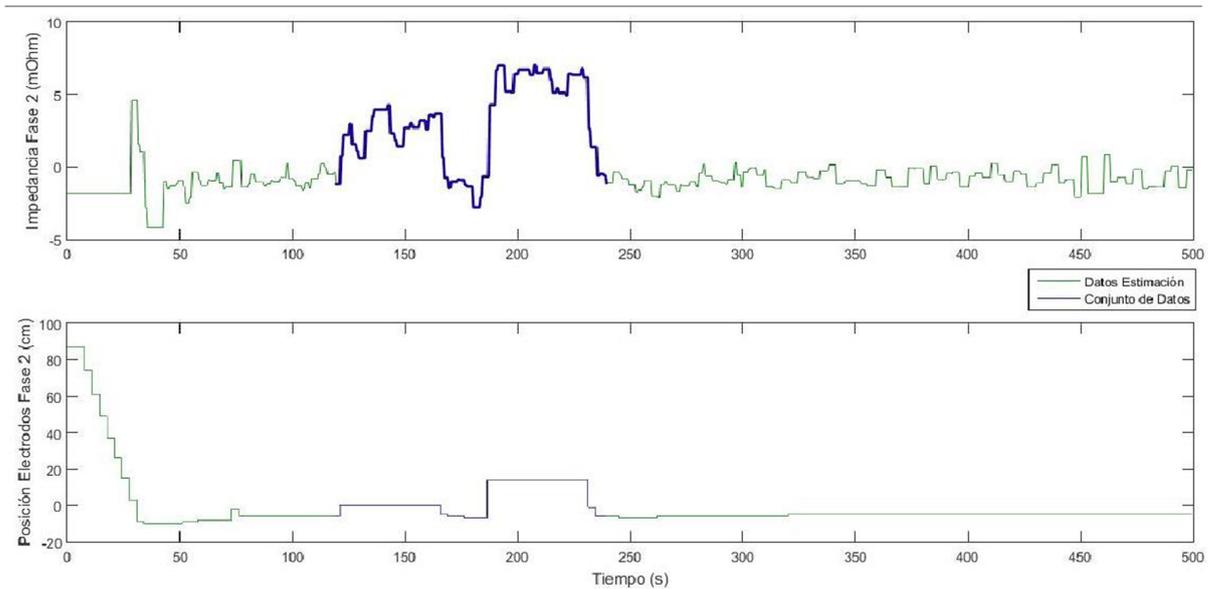


Fig. 2.16 Selección de los datos para la obtención del modelo.

A pesar de que en la literatura consultada [10, 41, 42] se plantea un modelo de segundo orden sin retardo como la estructura adecuada para este tipo de sistema se obtuvieron varios modelos con diversidad de estructuras para verificar la pertinencia de este planteamiento para el caso de estudio.

Tabla 2.1 Modelos del subsistema eléctrico obtenidos utilizando el toolbox de identificación del Matlab® de Matlab.

Modelo	% de Ajuste	FPE (Error de Predicción Final)	MSE (Error Medio Cuadrado)
$P_1 = \frac{0.40489}{(1.4061s+1)}$	49.39	0.5567	0.533
$P_2 = \frac{0.4043}{(1.1782s+1)(0.17614s+1)}$	49.98	0.5785	0.5207
$P_3 = \frac{0.40479}{(1.1956s+1)(0.023133s+1)(0.71783s+1)}$	49.63	0.6679	0.528
$P_4 = \frac{19.045}{(10000s+1)(0.0069653s+1)} e^{-4678s}$	14.29	8.981	1.529

Debido a las fuertes perturbaciones a las que está sometida el proceso, en el caso de la impedancia, y las cuales no pueden ser eliminadas los porcentos de ajuste de los modelos obtenidos son relativamente bajos. A pesar de ello en la Fig. 2.17 se muestra

los datos de estimación, así como los modelos que presentaron los mejores resultados y se puede observar que los mismos siguen de forma adecuada la respuesta del sistema.

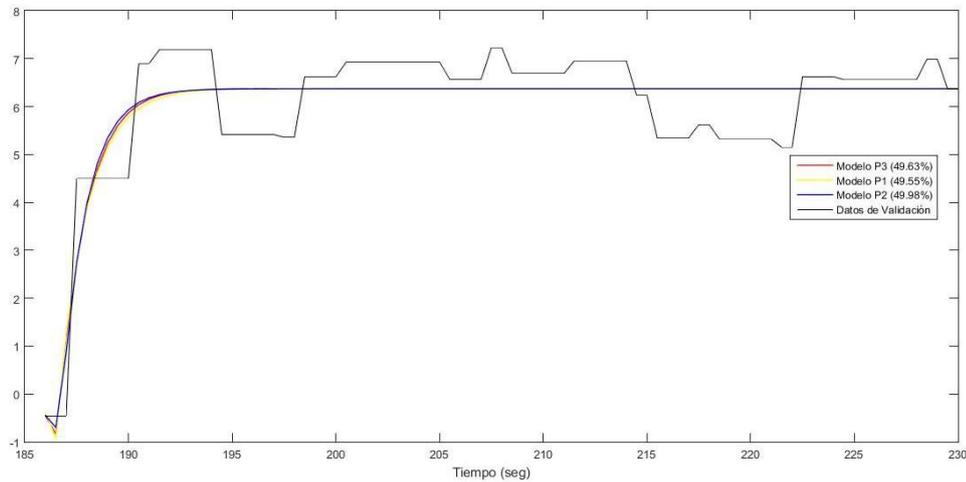


Fig. 2.17 Datos de validación y modelos con mejores resultados.

De los tres modelos que se presentan en la Fig. 2.17 el de mejores resultados tanto en los porcentajes de ajuste como en el error es el de segundo orden sin retardo con ajuste de un 49.98 % (13), coincidiendo este resultado con lo planteado en la literatura. En la Fig. 2.18 se muestra la gráfica de los residuos correspondientes a dicho modelo.

$$G_e = \frac{0.4043}{(1.1782s+1)(0.17614s+1)} \quad (13)$$

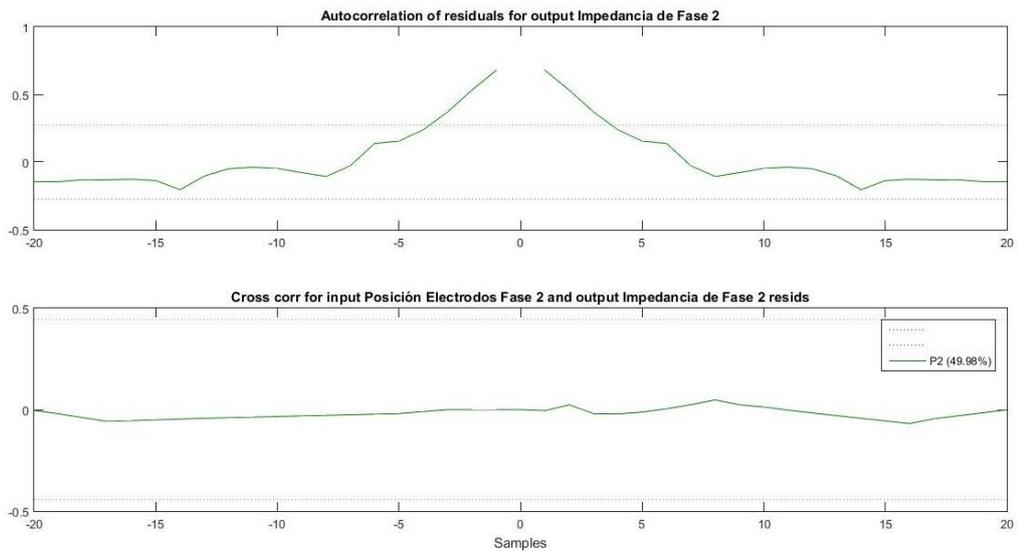


Fig. 2.18 Gráfica de residuos del modelo $P_2 = \frac{0.4043}{(1.1782s+1)(0.17614s+1)}$.

2.4. DISEÑO DEL LAZO DE CONTROL DEL SISTEMA DE REGULACIÓN DE LA POSICIÓN DE ELECTRODOS.

En la Fig. 2.3 se muestra el lazo de control del sistema de regulación de la posición de los electrodos simplificados el que queda como se muestra en la Fig. 2.19 si sustituimos en el mismo los modelos obtenidos para ambos subsistemas en epígrafes anteriores donde los valores de K , T y τ son variables en el tiempo (11).

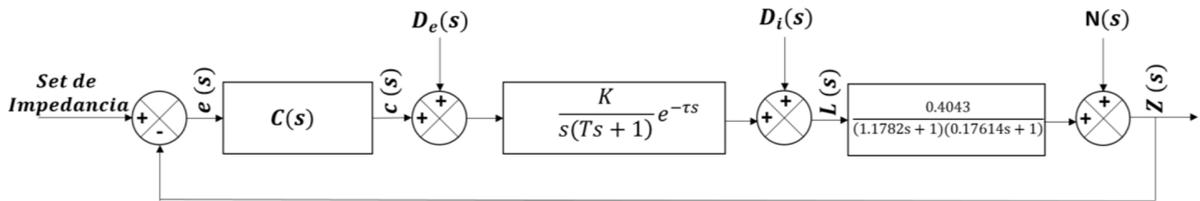


Fig. 2.19 Lazo cerrado del sistema de regulación de la posición de los electrodos simplificado.

En la industria de procesos, la mayor parte de los controladores se utilizan para responder a un cambio en la perturbación, se requiere de una buena regulación, y no para seguir un cambio en el valor deseado, con excepción de los controladores esclavos en los sistemas de control en cascada [116].

Si el controlador se ha sintonizado para lograr una buena respuesta en un cambio en el valor deseado, no eliminará las perturbaciones en forma efectiva, si el sistema contiene un integrador o si su constante de tiempo es grande. Es importante, entonces, determinar los requisitos de funcionamiento del lazo de control para seleccionar el procedimiento de sintonización adecuado.

De las características presentes en lazo de control se derivan que el controlador a diseñar debe:

- Ser robusto ante variaciones de los parámetros del sistema.
- Garantizar un error en estado estacionario igual a cero ante cambios en la referencia y un tiempo de establecimiento menor al existente.
- Garantizar un error en estado estacionario igual a cero ante perturbaciones a la entrada del proceso y un tiempo de establecimiento menor al existente.

- Garantizar un error en estado estacionario igual a cero ante perturbaciones entre el subsistema hidráulico y el subsistema eléctrico, y un tiempo de establecimiento menor al existente.
- Ser capaz de atenuar el ruido presente a la salida del proceso pues el mismo presenta valores relativamente elevados.

2.4.1. DETERMINACIÓN A TRAVÉS DE LA VÍA EXPERIMENTAL DE CONTROLADOR PRESENTE EN LA PLANTA.

De la documentación de la planta se conoce que el actual controlador es de tipo proporcional, aunque el valor de la ganancia es desconocido por lo que se procedió a identificar dicho valor utilizándose para ello el esquema de la Fig. 2.20. En el mismo las señales de entrada y de salida del controlador son adquiridas por la tarjeta TDA NI USB 6008 y a continuación enviadas a una PC para el almacenamiento y procesamiento de los datos.

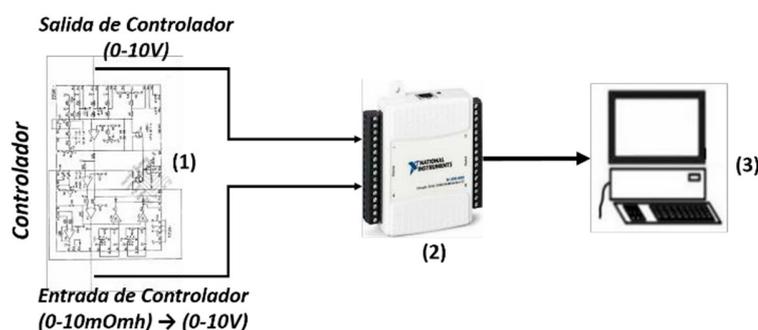


Fig. 2.20 Esquema utilizado para la identificación del controlador. (1) Tarjeta de Control en el Simelt, (2) Tarjeta de Adquisición de Datos TDA NI USB 6008 y (3) PC.

La recolección de los datos se realizó durante un periodo de 30 s durante el proceso de afino del Horno Cuchara, Fig. 2.21. Para ello se tuvo en cuenta que el proceso se encontrara estable y que no fuera sometido a la influencia de perturbaciones externas.

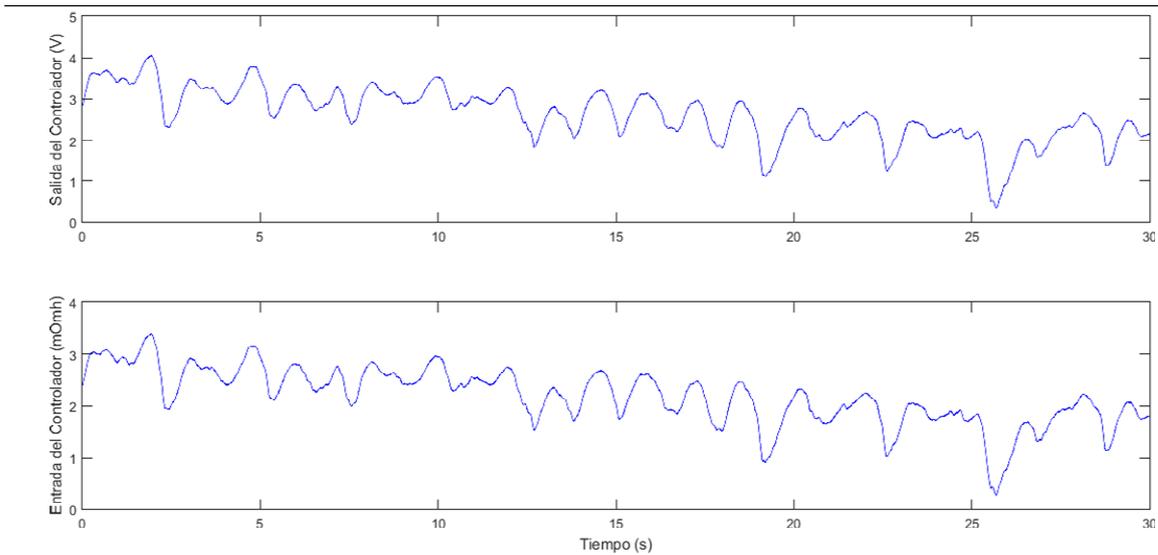


Fig. 2.21 datos de entrada y de salida de la tarjeta de control del Simelt.

Luego de almacenados los datos de entrada y salida del experimento a una razón de 2 muestras por segundo, y siguiendo los pasos que involucran el proceso de identificación, se procede a tratar y seleccionar los datos de estimación y validación utilizando las facilidades que brinda el toolbox de identificación del Matlab® como se muestra en la Fig. 2.22.

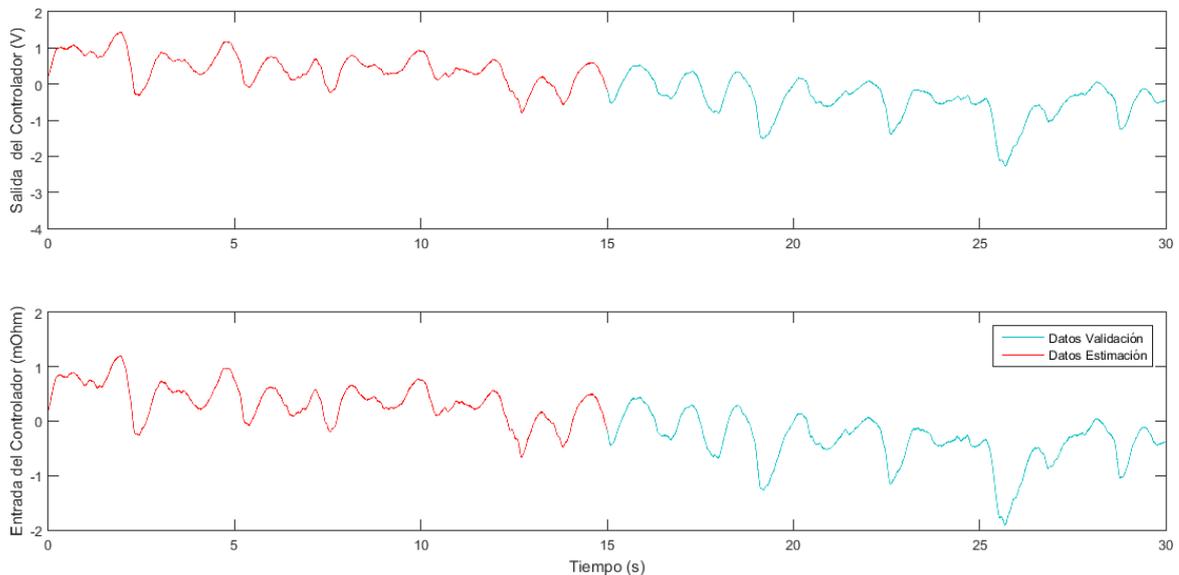


Fig. 2.22 Selección de los datos de estimación y validación.

Se seleccionó como estructura para la estimación del modelo la de ganancia sin ceros, polos o retardo pues se conocía con anterioridad la misma era del tipo proporcional. En la Fig. 2.23 se muestra la comparación entre los datos de validación y la salida del modelo obtenido (2.14), el cual posee un ajuste del 96.66%.

$$C(s) = 1.2003 \quad (2.14)$$

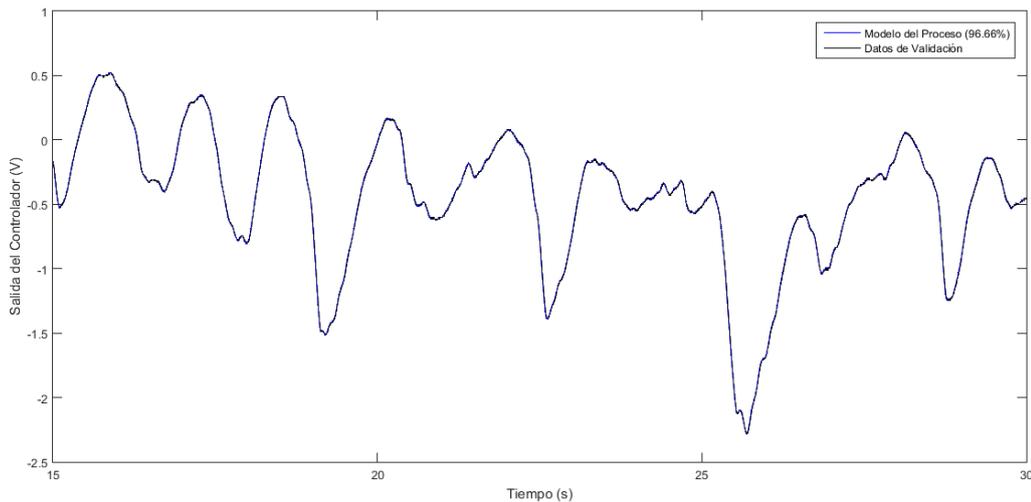


Fig. 2.23 Comparación entre los datos de validación y la salida del modelo del proceso.

En la Fig. 2.24 y Fig. 2.25 se puede observar la influencia que tiene en la respuesta del sistema tanto el valor del controlador como los valores de los parámetros del mismo ante cambios en la referencia y perturbaciones en la entrada del proceso respectivamente. Aun cuando el sistema a lazo cerrado logra mantener la estabilidad producto a que el mismo es del tipo integrador, en todos los casos la respuesta presenta mejores resultados cuando en presencia del controlador proporcional. De igual forma el peso de los electrodos, los cuales influyen directamente en los valores de los parámetros del modelo, tienen influencia sobre la respuesta del sistema.

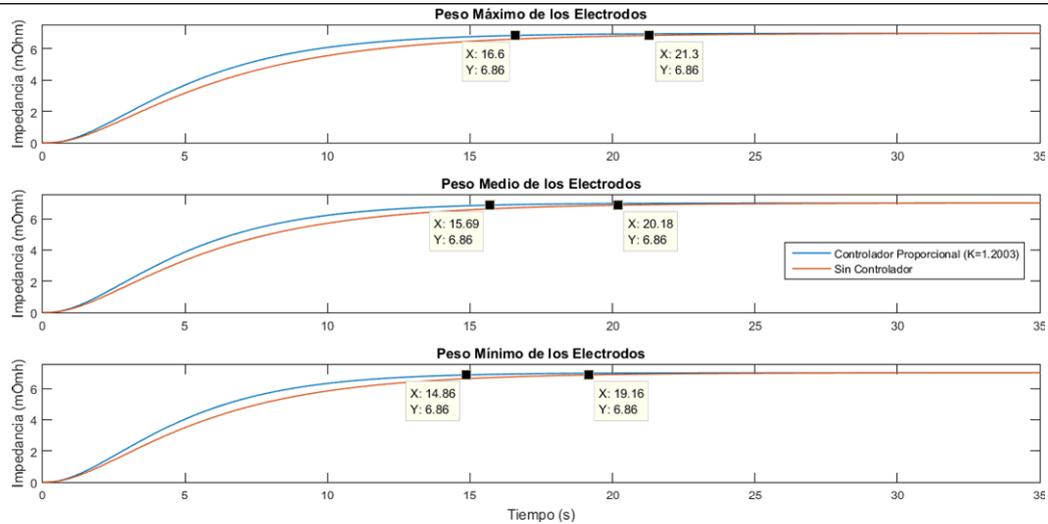


Fig. 2.24 Respuesta del sistema (sin controlador y con controlador del tipo proporcional) ante cambios en la referencia y en el peso de los electrodos.

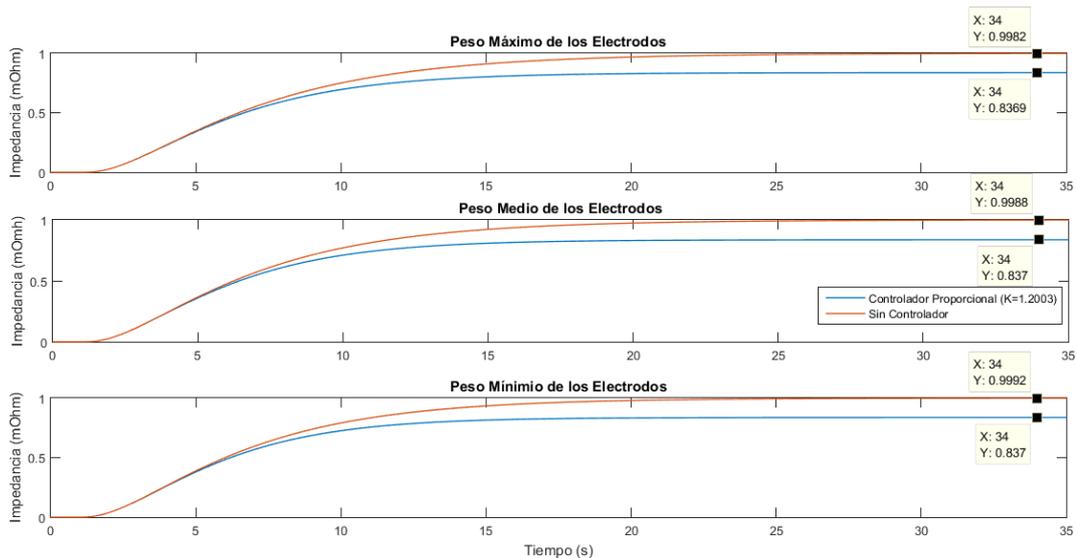


Fig. 2.25 Respuesta del sistema (sin controlador y con controlador del tipo proporcional) ante una perturbación en la entrada y en el peso de los electrodos.

2.4.2. CONTROL DEL SISTEMA DE REGULACIÓN DE LA POSICIÓN.

Con el objetivo de obtener el controlador que más se ajuste a los requerimientos antes mencionados se diseñaron controladores del tipo P, PI y PI no lineal utilizando para ello varios métodos de ajuste. Debido a la variación de los parámetros del proceso se tomó como parámetros del modelo el punto medio de los valores obtenidos para los pesos mínimos y máximos de los electrodos (2.15) al unir ambos subsistemas.

$$G_{med}(s) = \frac{0.1542}{s(0.07s+1)(1.1782s+1)(0.17614s+1)} e^{-0.0113s} \quad (2.15)$$

2.4.2.1. CONTROLADOR PROPORCIONAL Y PROPORCIONAL-INTEGRAL UTILIZANDO PIDTUNER.

El Control System Toolbox™ del Matlab® proporciona algoritmos para analizar, diseñar y ajustar sistemas de control lineales de forma metódica. En el mismo el sistema puede ser especificado como una función de transferencia, como un sistema de espacio de estados, ceros, polos y ganancia o modelo de respuesta en frecuencia. Las funciones tales como los diagramas de respuesta escalón y los diagramas de Bode, permiten analizar y visualizar el comportamiento del sistema en los dominios del tiempo y la frecuencia.

Esta herramienta ajusta automáticamente compensadores S/SO (una entrada, una salida) y MIMO (múltiples entradas, múltiples salidas), incluido los controladores PID. Es posible ajustar controladores de ganancia programada y especificar varios objetivos de ajuste, tales como seguimiento de la referencia, anulación de las perturbaciones y márgenes de estabilidad. De igual forma, es posible validar los diseños mediante requisitos como la verificación del tiempo de subida, el sobreimpulso, el tiempo de establecimiento y los márgenes de ganancia y fase.

Esta herramienta será utilizada para el diseño de un controlador PID del tipo proporcional y otro del tipo proporcional integral tomando como modelo del proceso el valor medio de los parámetros mínimo y máximo del proceso (2.15). De igual forma se realiza el ajuste en los casos extremos de los parámetros (2.16) y (2.17) para determinar la influencia de estos parámetros en el valor de la ganancia del controlador.

$$G_{min}(s) = \frac{0.1617}{s(0.04s+1)(1.1782s+1)(0.17614s+1)} e^{-0.0046s} \quad (2.16)$$

$$G_{max}(s) = \frac{0.1468}{s(0.1s+1)(1.1782s+1)(0.17614s+1)} e^{-0.018s} \quad (2.17)$$

Ambos casos de ajuste buscan mejorar la respuesta que obtenida utilizando el controlador que actualmente se encuentra en funcionamiento. Como criterio de diseño para el caso del controlador proporcional se tiene que el sobrepaso ante cambios en la referencia y en la respuesta ante perturbaciones a la entrada no debe ser mayor al

1%, y el tiempo de establecimiento debe ser menor al de la respuesta ante el controlador con ganancia igual a 1.2003.

Tabla 2.2 Respuesta del sistema ante cambio en los valores de sus parámetros y los valores de la ganancia del controlador proporcional.

Proceso	K	Tiempo Establecimiento (s)		Error ante Perturbación	
		Referencia	Perturbación Entrada	Entrada	Salida
$G_{min}(s)$	1.7138	8.44	8.44	0.416	0
$G_{med}(s)$	1.7385	8.66	8.66	0.425	0
$G_{max}(s)$	1.7782	8.82	8.82	0.438	0

En el caso del controlador proporcional integral se tiene como criterio de diseño que el error ante perturbaciones en la entrada y la salida deben ser cero, en el seguimiento a la referencia el sobrepaso no debe ser mayor al 30% y los tiempos de establecimiento deben ser menores al de la respuesta ante el controlador con ganancia 1.2003.

Si tomamos como función de transferencia que caracteriza el proceso al valor medio de los parámetros (2.15) se observan cambios relativamente pequeños en los valores de ajuste de los controladores. Teniendo en cuenta este comportamiento se tomará para el ajuste de los controladores el punto donde los electrodos tienen un desgaste intermedio.

Tabla 2.3 Respuesta del sistema ante cambio en los valores de sus parámetros y los valores de la ganancia del controlador proporcional integral.

Proceso	K_p	K_i (l)	Tiempo Establecimiento (s)		Error Perturbación	
			Referencia	Perturbación Entrada	Entrada	Salida
$G_{min}(s)$	4.292	100 (0.01)	9.83	9.83	0	0

$G_{med}(s)$	4.2134	105.26 (0.0095)	10.2	10.2	0	0
$G_{max}(s)$	4.1707	109.89 (0.0091)	10.7	10.7	0	0

2.4.2.2. CONTROLADOR PROPORCIONAL UTILIZANDO EL MÉTODO ZIEGLER-NICHOLS.

Este método se basa en la determinación de algunas características de la dinámica del proceso. Los parámetros del controlador se expresan entonces en términos de estas características mediante fórmulas sencillas y se basa en obtener información del proceso en la forma de la respuesta a un escalón en lazo abierto [31].

Al ser el proceso analizado del tipo integral a lazo abierto este método no puede ser utilizado de forma directa. Algunos autores [117, 118] proponen derivar la respuesta de este tipo de sistemas para obtener así una respuesta adecuada para la utilización de este método. Cuando se realiza este procedimiento para el caso de los valores medios de los parámetros (2.15) la respuesta es como la se presenta en la Fig. 2.26.

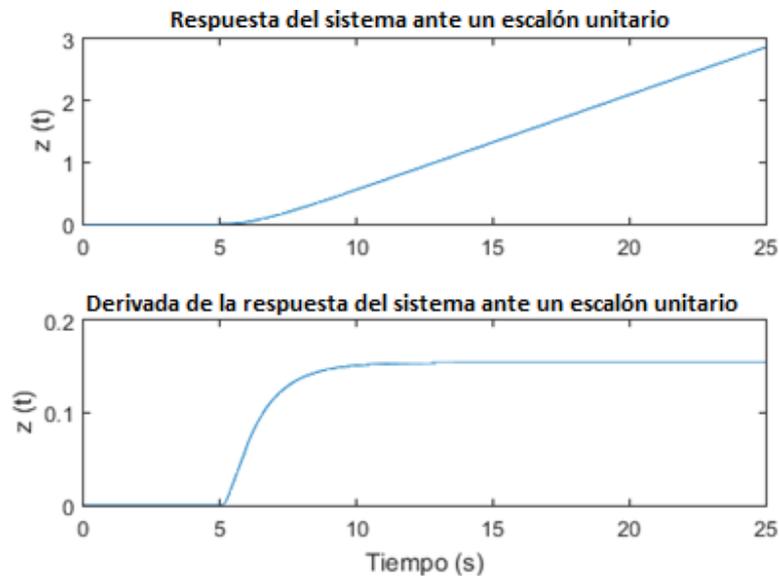


Fig. 2.26 Respuesta del sistema ante un escalón unitario derivada.

En el método Ziegler-Nichols la respuesta a un escalón se caracteriza por sólo dos parámetros T y L [31] como se muestra en la Fig.2.27.

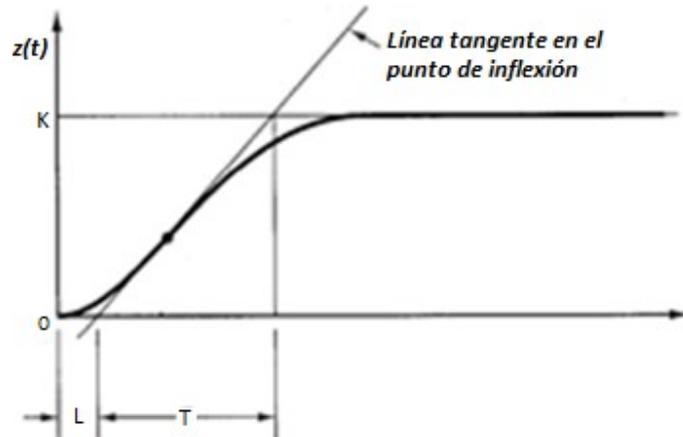


Fig. 2.27 Respuesta al escalón unitario de un proceso industrial típico.

Estos parámetros para el caso de estudio se obtuvieron utilizando el código Matlab del Anexo1 donde $L = 0.2006$ y $T = 1.7031$. Para el caso de un controlador del tipo proporcional la regla de sintonía plantea que el valor de la ganancia proporcional se obtiene mediante la ecuación (2.18), siendo el valor correspondiente para el caso de estudio $K_p = 8.4907$.

$$K_p = \frac{T}{L} \quad (2.18)$$

2.4.2.3. CONTROLADOR PROPORCIONAL-INTEGRAL UTILIZANDO LA HERRAMIENTA SWORD [84, 85, 119].

La herramienta de software MatLab® llamada SWORD es presentada por primera vez en [9], [119], para derivar controladores PID robustos que minimizan el valor de IAE durante perturbaciones de carga a la entrada del proceso, con respecto a las restricciones de robustez de la norma H-infinito en las funciones de sensibilidad y sensibilidad complementaria, tal como se representa en la siguiente expresión:

$$\underset{K, T_i, T_d}{\text{minimizar}} \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad \text{sujeto a} \quad \begin{cases} |S(i\omega)| \leq M_s \\ |T(i\omega)| \leq M_t \end{cases} \forall \omega \in \mathbb{R}^2 \quad (2.19)$$

Esta herramienta es el fruto de más de cuatro años de experiencia de aplicación del software, en una versión preliminar denominada designpid, a un gran conjunto de procesos; que propiciaron que la actual herramienta sea considerada adecuada para el diseño de controladores PID tanto en la industria como

en la academia. Ha sido desarrollada en MatLab® 7.14 (R2012a) y constituye una herramienta rápida, interactiva y fácil de modificar por el usuario; que demostró, mediante experimentos de simulación y propósitos de uso real, ser capaz de proporcionar en tan solo unos segundos, controladores PI y PID óptimos (con filtros de ruido de medida) con respecto a los tres criterios: rendimiento, robustez y sensibilidad al ruido.

Este software tiene un gran potencial como fuente de conocimiento de controladores PID robustos y constituye una herramienta para futuras investigaciones. Además, es gratuito y está disponible en internet, lo que representa una ventaja respecto a varios paquetes de software comercial que también proporcionan herramientas de diseño PID.

Esta herramienta está desarrollada en el ambiente de trabajo de Matlab y se encarga del ajuste de controladores PID óptimos mediante el método de sintonía AMIGO que no es más que el método MIGO (*M constrained Integral Gain Optimization*) aproximado [31].

Para el control PID de un proceso con función de transferencia dada, la restricción de robustez se traduce en restricciones sobre los parámetros del controlador, llamada región de robustez. Para determinar la región de robustez, se considera que el cuadrado de la distancia desde un punto del diagrama de Nyquist de la función de transferencia del lazo a un punto (-c) es:

$$f(K, K_i, K_d, \omega) = |c + (K + i(K_d\omega - \frac{K_i}{\omega}))P(i\omega)| \quad (2.20)$$

Donde $P(i\omega)$ es la función de transferencia de la planta y la restricción de robustez se obtiene como:

$$f(K, K_i, K_d, \omega) \geq r^2 \quad (2.21)$$

Siendo r un valor directamente relacionado con la robustez y que puede variarse de acuerdo al sistema a controlar, siendo su valor recomendado de aproximadamente 0.4 ($M_s = 1.4$) [31].

El método MIGO para el diseño de controladores PID puede ser considerado una adaptación del diseño robusto de un controlador PID. El mismo consiste en maximizar la ganancia integral K_i sujeta a restricciones sobre la robustez y la inyección de ruido.

Teniendo en cuenta las recomendaciones sobre las restricciones de robustez que plantean los autores [31, 84, 119] se seleccionó una sensibilidad y una sensibilidad complementaria igual a 1.4 ($M_s = M_t = 1.4$) y como función de transferencia del proceso el valor medio de los parámetros del sistema (15), quedando como valores finales de las ganancias proporcional y de la ganancia integral son de $K_p = 1.7526$ y $K_i = 10.3$ ($I = 0.0974$).

2.4.2.4. CONTROLADOR PI NO LINEAL EN REGIÓN DE ROBUSTEZ (NPI-RR).

Según [96] un PI no lineal con robustez garantizada (NPI-RR) corresponde a todo controlador $C(s)$ cuya ley de control se basa en un PI no lineal, pero solo si los valores de sus ganancias describen una trayectoria continua y están contenidas en una región dada por restricciones de robustez.

El NPI-RR presentado en [83] logra balancear la relación de compromiso entre robustez y rendimiento. Para lograrlo, se presenta un primer procedimiento que resuelve la ley de control asociada dada en (1.8), se determina su espacio de decisión a partir de controladores PI robustos que minimizan integral absoluta del error (IAE) y se satisfacen condiciones límites dadas por el rechazo a perturbaciones más bajo permisible y la mínima robustez requerida. A continuación, se lleva a cabo un segundo procedimiento para optimizar la sintonía de la función no lineal inherente al NPI-RR utilizando una técnica multiobjetivo con criterios de desempeño globales.

Este procedimiento parte de la ley de control PID clásica (1.5) para plantear una nueva ley de control de la forma (1.6) con el espacio de decisión correspondiente, cumpliendo requerimientos deseados de rechazo a perturbaciones y robustez:

Paso 1) Definir la robustez requerida por el sistema de control con el valor máximo correspondiente de M_{s-max} , considerando el caso en que se necesita el mayor rechazo a perturbaciones posible porque el sistema está sometido a la perturbación crítica d_c . Seleccionar el controlador PI que tiene las ganancias proporcional e integral máximas k_{max} , k_{i-max} que satisface el requerimiento de robustez y aporta el máximo rechazo a perturbaciones posible.

Paso 2) Obtener los valores mínimos de las ganancias proporcional e integral k_{min} , k_{i-min} correspondientes a un valor de M_{s-min} de un controlador PI que aporte el

rechazo a perturbaciones deseado en estado estacionario y cumpla que $M_{s-min} < M_{s-max}$. Para ello se requiere definir un valor límite Δh_{T-es} de la variación de la variable controlada en estado estacionario, debido tanto al ruido de medición como a perturbaciones d mucho más pequeñas que la crítica d_c , es decir $d \ll d_c$. Entonces, el controlador PI de ganancias mínimas puede seleccionarse evaluando el comportamiento de varios controladores PI robustos sintonizados en un intervalo de robustez razonable: $1.2 \leq M_{s-min} < M_{s-max}$.

Paso 3) Modelar la relación funcional \emptyset entre la ganancia integral y la ganancia proporcional para los controladores PI robustos que minimizan IAE en el intervalo delimitado por los pasos 1) y 2), con los índices de robustez $M_{s-min} \leq M_s \leq M_{s-max}$ N , utilizando un modelo de regresión $\Delta k_i = \emptyset(\Delta K)$ con $K^o \leq k_p \leq K^o$ y

$$K_{i-min}^o \leq k_i \leq K_{i-max}^o$$

Paso 4) Formular la nueva ley de control NPI-RR y el respectivo espacio de decisión para su sintonía:

Consideración 1: Los parámetros del nuevo controlador tienen que estar en un sector dentro de una región de robustez; tal que $M_{s-min} \leq M_s \leq M_{s-max}$ para cumplir los requerimientos de los pasos 1) y 2). En dicha región, los controladores PI que minimizan IAE describirán la trayectoria dada por la relación funcional entre los parámetros k_i y k_p obtenida en el paso 3) y que corresponde al siguiente intervalo de la ganancia proporcional:

$$K_{min}^o \leq k_p \leq K_{max}^o \quad (2.22)$$

Planteamiento 1: Si $k_d = 0$, $K = K_{min}^o + \Delta K$ y $k_i = K_{i-min}^o + \Delta k_i$, $\forall \Delta k_i = \emptyset(\Delta K)$ para cualquiera de los controladores PI que minimizan IAE en el intervalo (2.22), entonces la ley de control (1.6) puede plantearse como:

$$C(s) = K_{min}^o + \Delta K(e) + \frac{k_{i-min} + \emptyset(\Delta K)}{s} \quad (2.23)$$

Planteamiento 2: La expresión (1.8) permite considerar múltiples PI para el intervalo (2.22); por tanto, (2.23) puede transformarse a la forma no lineal (1.8) considerando que $K(\cdot)$ o $K(e)$ es una función no lineal dependiente de $e(t)$ tal que $K(e) = K_{min}^o + \Delta K(e)$ y que existe una relación funcional \emptyset entre la ganancia integral y la ganancia proporcional para los controladores que pertenecen a (2.22) y minimizan IAE.

Entonces (2.23) adopta la forma presentada a continuación, la cual constituye la ley de control general del NPI-RR:

$$C'(s) = K_{min}^o + \Delta K(e) + \frac{K_{i-min}^o + \phi(\Delta K)}{s} \quad (2.24)$$

Planteamiento 3: La expresión general (2.24) tiene una equivalente, cuando en el paso 3) se demuestra que la relación funcional ϕ entre la ganancia integral y la ganancia proporcional es aproximadamente lineal; entonces $\Delta k_i(e) = k_{i-rate} * \Delta K(e) + \Delta k_{i-min}$, siendo k_{i-rate} la razón de cambio lineal de la ganancia integral respecto a la ganancia proporcional y Δk_{i-min} el residuo de la función ϕ calculada para el diseño nominal correspondiente a K_{min}^o, k_{i-min}^o . En este caso se tiene que $k_{i-min} = k_{i-min}^o + \Delta k_{i-min}$ y se puede utilizar la siguiente expresión como la ley de control del NPI-RR:

$$C'(s) = (1 + \frac{k_{i-rate}}{s}) \Delta K(e) + K_{min}^o + \frac{k_{i-min}^o + \Delta k_{i-min}}{s} \quad (2.25)$$

Planteamiento 4: El espacio de decisión para sintonizar (2.24) o (2.25) está dado por el intervalo (2.21).

La ley de control NPI-RR (2.24) o (2.25) está restringida a cierto espacio de decisión, para cumplir los requerimientos de robustez y rechazo a perturbaciones. Este intervalo determina condiciones iniciales que simplifican la utilización de optimización multiobjetivo con índices de desempeño globales para sintoniza $\Delta K(e)$, con el propósito de considerar además la relación de compromiso entre el rechazo a perturbaciones y el esfuerzo de control. El método mejora la aplicabilidad práctica del NPI porque: toma en cuenta la robustez, el rechazo a perturbaciones y el esfuerzo de control, utiliza la trayectoria óptima de IAE para el balance en línea de la relación de compromiso entre robustez y rechazo a perturbaciones, y optimiza la función no lineal para la relación de compromiso entre el rechazo a perturbaciones y el esfuerzo de control.

La función no lineal para $\Delta K(e)$ es una función lineal a tramos combinada con zona muerta y saturación y los motivos de su elección vienen dados en [16]. La zona muerta permite una ley de control lineal para la región próxima al estado estacionario, lo cual evita conmutaciones innecesarias como las que puede producir el propio ruido de medición. Por su parte la saturación es una necesidad natural del concepto NPID-RR,

porque la restricción de robustez impone límites a los valores máximos de las ganancias proporcional e integral del NPI-RR. La ganancia no lineal que se plantea tiene la siguiente expresión algebraica:

$$\Delta K(e) = \begin{cases} K_{min}^o + [K_{rate} * (e + e_l)] & \text{si } |e| \leq e_l \\ K_{min}^o + [K_{rate} * (e - e_l)] & \text{si } -e_l > e > -e_h \\ K_{min}^o + [K_{rate} * (e_h - e_l)] & \text{si } |e| \geq e_h \end{cases} \quad (2.26)$$

Donde K_{rate} es la razón de cambio de la ganancia proporcional, $|e_l|$ determina los valores extremos de la zona muerta y vértices inferiores de la función y $|e_h|$ los puntos donde se alcanza el valor máximo de la ordenada. Todas las funciones se asumen simétricas respecto al eje de las ordenadas, como se muestra en la Fig. 2.28. El valor mínimo de la ordenada $K_l = K^o$ es constante mientras se cumple que $-e_l > e > e_h$ para obtener el controlador deseado cuando el sistema está en estado estacionario.

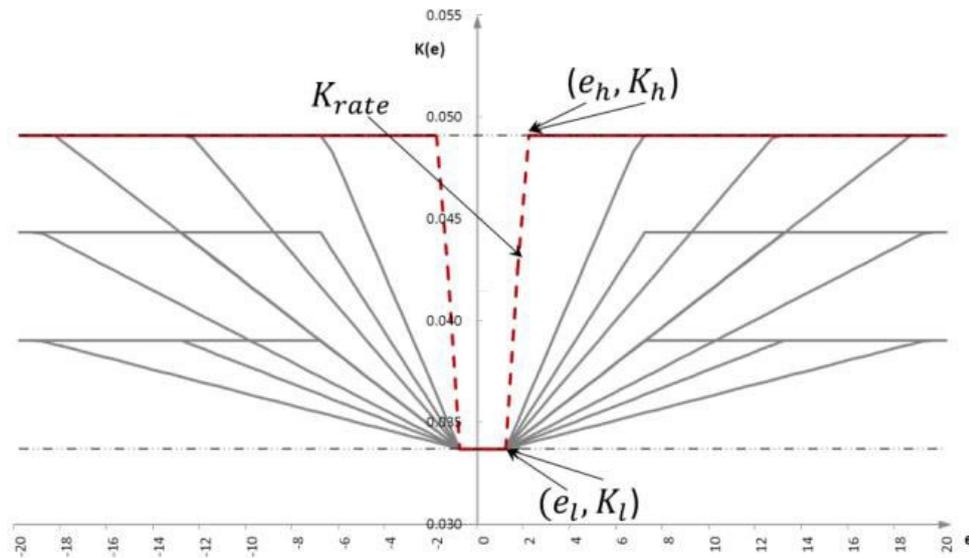


Fig. 2.28 Ejemplo de una función óptima del NPI-RR en un espacio de decisión

Utilizando la herramienta de software SWONT_RR (SoftWare-based Optimal Non linear Tuning in Robust Region) [91], se procedió a obtener un controlador NPI-RR. Para el uso de esta herramienta es necesario determinar previamente el nivel de ruido al que está sometida la planta, las perturbaciones máximas y mínimas a la entrada del

proceso, así como la sensibilidad y la sensibilidad complementaria mínima y máxima de la planta para las restricciones de robustez.

Tabla 2.4 Parámetros para el diseño del controlador NPI-RR.

Función de Transferencia	(2.15)
Nivel de Ruido	0.005
Perturbación Mínima	0.1
Perturbación Máxima	1
Sensibilidad y Sensibilidad Complementaria mínima ($M_{s_min} = M_{t_min}$)	1.2
Sensibilidad y Sensibilidad Complementaria máxima ($M_{s_max} = M_{t_max}$)	2

El controlador obtenido a partir de estos parámetros está dado por la ley de control:

$$C(s) = \left(1 + \frac{0.2216}{s}\right) \Delta K(e) + 1.0554 + \frac{0.0224}{s} \quad (2.27)$$

donde la función no lineal tiene la siguiente expresión:

$$\Delta K(e) = \begin{cases} 1.0554 & \text{si } |e| \leq 0.0444 \\ 1.0554 + [-6.7935(e + 0.0444)] & \text{si } -0.0444 > e > -0.3231 \\ 1.0554 + [-6.7935(e - 0.0444)] & \text{si } 0.0444 < e < 0.3231 \\ 3.2812 & \text{si } |e| \geq 0.0444 \end{cases} \quad (2.28)$$

2.4.3. ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO DE LOS CONTROLADORES.

Para el análisis del desempeño de los diversos controladores ajustados, Tabla 2.5, se analizaron varios criterios como son el tiempo de establecimiento (t_s) y el error en estado estacionario ante perturbaciones y cambios en la referencia, aunque el mayor énfasis se tiene en la respuesta ante las perturbaciones pues como se ha mencionado con anterioridad durante una operación normal no existen cambios en la referencia del sistema.

Tabla 2.5 Resumen de controladores ajustados para los valores del proceso $G_{med}(s)$.

	Controlador
<i>P (Original)</i>	1.2003
<i>P (Toolbox Matlab)</i>	1.7385

PI (Toolbox Matlab)	$4.2134 \left(1 + \frac{0.0095}{s}\right)$
P (Ziegler-Nichols)	8.4907
PI (SWORD)	$1.7526 \left(1 + \frac{0.0974}{s}\right)$
NPI-RR	$\left(1 + \frac{0.2216}{s}\right) \Delta K(e) + 1.0554 + \frac{0.0224}{s}$

Como desde el inicio del presente trabajo se resaltó la importancia de lograr buenos compromisos entre la respuesta del sistema y el esfuerzo de control también se tuvieron en cuenta elementos como la integral absoluta del error (IAE), la integral del cuadrado de error (ISE), el esfuerzo de control total (TV), y la función multiobjetivo donde se relacionan estos tres elementos, donde a ISE y IAE se le da un peso del 40% y a TV del 20% (2.29).

$$f_{mult} = 0.4 * IAE + 0.4 * ISE + 0.2 * TV \quad (2.29)$$

Las simulaciones para obtener los tiempos de establecimiento, los errores en estado estacionario, así como los valores de ISE, IAE, TV y f_{mult} se realizaron bajo las mismas condiciones y bajo las mismas influencias externas utilizando el toolbox de Matlab Simulink como muestra la Fig. 2.29 y Fig. 2.30. En el Anexo 2 se observa el código Matlab utilizado para implementar la no linealidad del controlador NPI-RR en el Simulink.

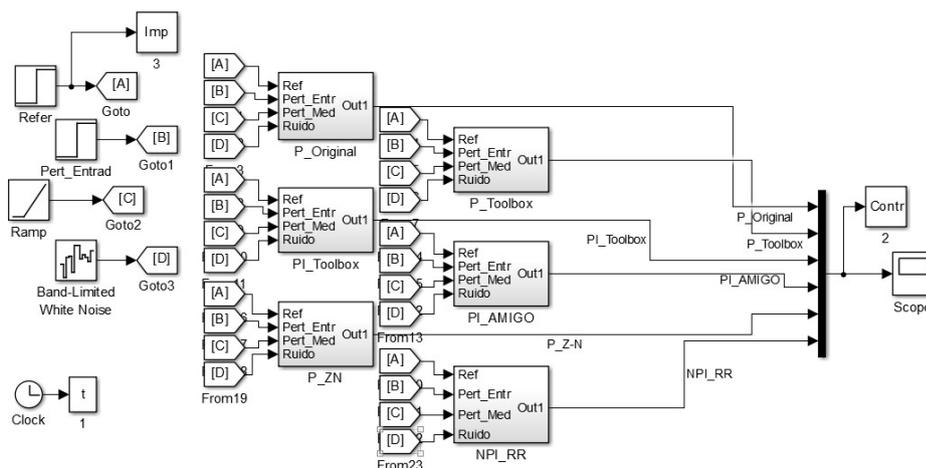


Fig. 2.29 Esquema Simulink utilizado en las simulaciones de los controladores.

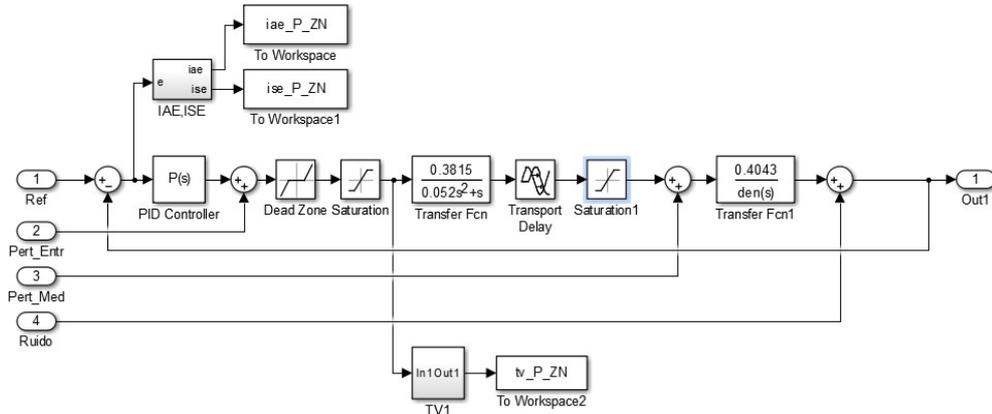


Fig. 2.30 Esquema Simulink utilizado en las simulaciones de los controladores.

En las simulaciones se agregaron las no linealidades correspondientes la saturación a la salida del controlador, a la zona muerta a la entrada del subsistema hidráulico y a la saturación a la salida del mismo para la obtención de simulaciones de respuesta del sistema más cercanas al comportamiento real de la planta.

El escalón de amplitud 7 que se da a los 5 segundo tiene como objetivo simular la respuesta del sistema cuando comienza el proceso de fundición. Como perturbación en la entrada se toma el típico escalón unitario, esta vez a los 250 s, mientras que la perturbación entre los subsistemas hidráulicos y eléctricos es del tipo rampa pues durante el proceso de fundición el electrodo se desgasta y con ello va perdiendo peso y longitud. El nivel de ruido utilizado fue de 0.005, lo que permite que la simulación tenga un comportamiento similar a la del sistema real.

En la Fig. 2.31 se observa el comportamiento del sistema ante cambio en la referencia y ante las perturbaciones a la entrada de los subsistemas. En dicha figura se observa como los controladores proporcionales no son capaces de lograr un error a estado estacionario igual a 0 ante las diversas perturbaciones y los cambios en la referencia. Esta respuesta tiene la particularidad de que la perturbación entre el subsistema hidráulico y eléctrico está presente desde el momento en que se produce el cambio en la referencia hasta el final de la perturbación.

Esto provoca que las respuestas ante los cambios en la referencia y la perturbación a la entrada del sistema se encuentren superpuesta con dicha perturbación intermedia.

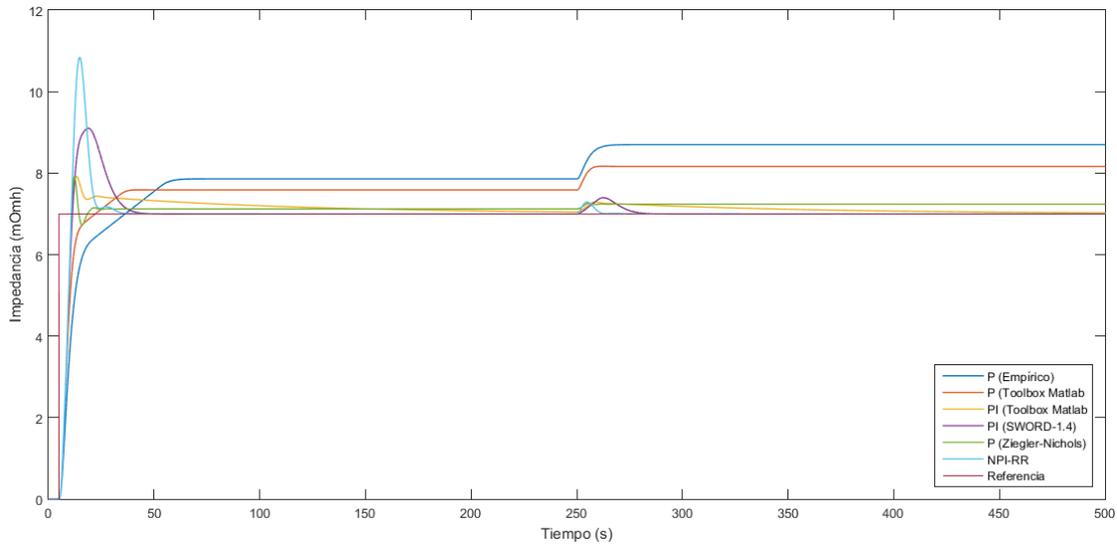


Fig. 2.21 Respuesta del sistema sin la presencia de ruido ante cambio en la referencia y perturbaciones a las entradas de los subsistemas superpuestas sin la presencia de ruido.

Para lograr determinar con mayor exactitud los tiempos de establecimiento y los errores a estado estacionario se simularon las respuestas del sistema ante ambas perturbaciones y el cambio en la referencia de manera individual como muestra la Fig. 2.32 y los resultados se muestran en la Tabla 2.6.

Tabla 2.6 Respuesta temporal del sistema ante las perturbaciones y el cambio en la referencia.

Controlador	t_s	Error	t_s	Error	t_s	Error
<i>P (Original)</i>	34.73 *	0.731	35.7 *	1.479	44.15 *	0.8589
<i>P (Toolbox Matlab)</i>	15.37 *	0.417	25.3 *	1.012	30.99 *	0.5879
<i>PI (Toolbox Matlab)</i>	126.3	0	14.23	0.039	264.4 *	0
<i>P (Ziegler-Nichols)</i>	12.2 *	0.053	10.66 *	0.0267	23.23 *	0.1204
<i>PI (SWORD)</i>	32.4	0	171.4	0	34.11	0
<i>NPI-RR</i>	18.83	0	8.5	0	15.76	0
	Seguimiento a la referencia		Perturbación a la Entrada del sistema		Perturbación entre los Subsistemas	

* Denota que hay un error a estado estacionario y el tiempo de establecimiento es de cuando alcanza dicho valor.

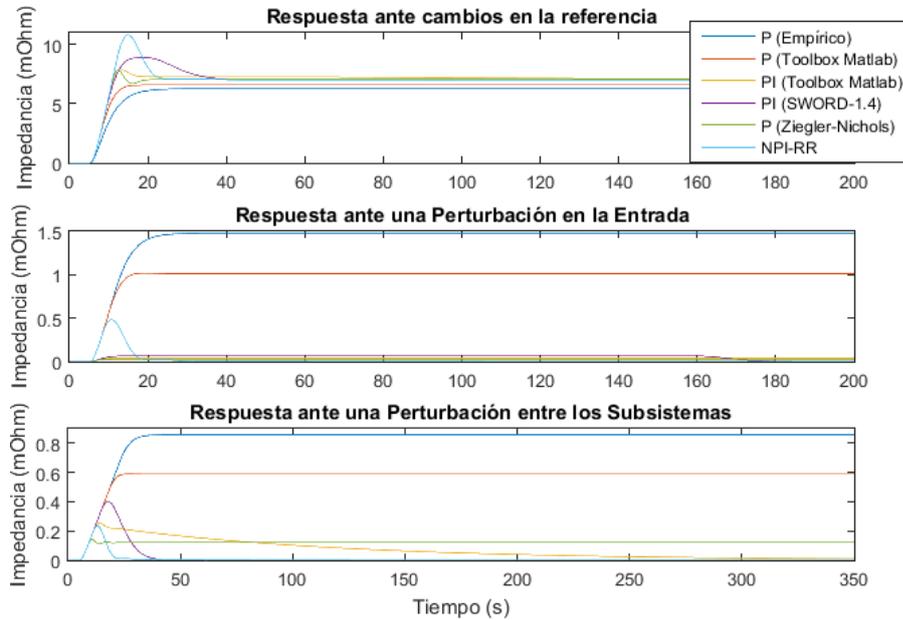


Fig. 2.32 Respuesta del sistema sin la presencia de ruido ante cambio en la referencia y perturbaciones a las entradas de los subsistemas de forma individual.

Los datos presentados en la Tabla 2.6 muestran como los controladores del tipo proporcional no son capaces de asurar un error a estado estacionario igual a cero ante las perturbaciones y el cambio en la referencia. De los tres controladores proporcionales, Fig. 2.34, el empírico es el de menores rendimientos pues presenta los mayores tiempos de establecimiento y los mayores errores en estado estacionario al compararlo con los restantes controles proporcionales. En el caso del esfuerzo de control el ajustado utilizando el método Ziegler-Nichols se sale de los límites impuestos por las características del equipamiento, Fig. 2.33.

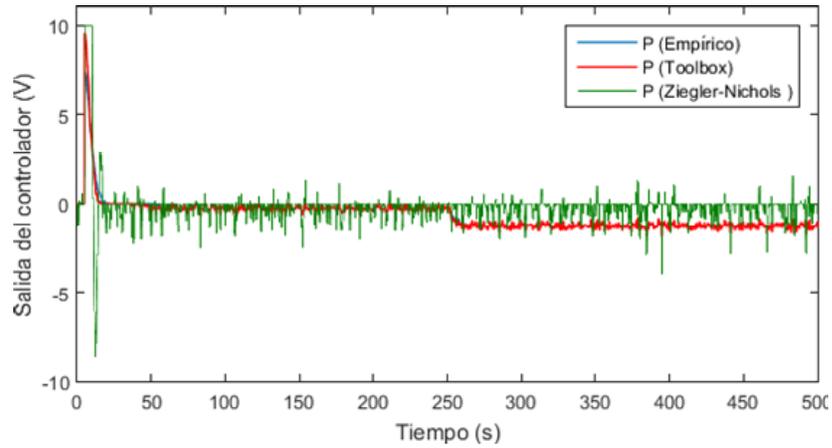


Fig. 2.33 Esfuerzo de control realizado por los controladores P.

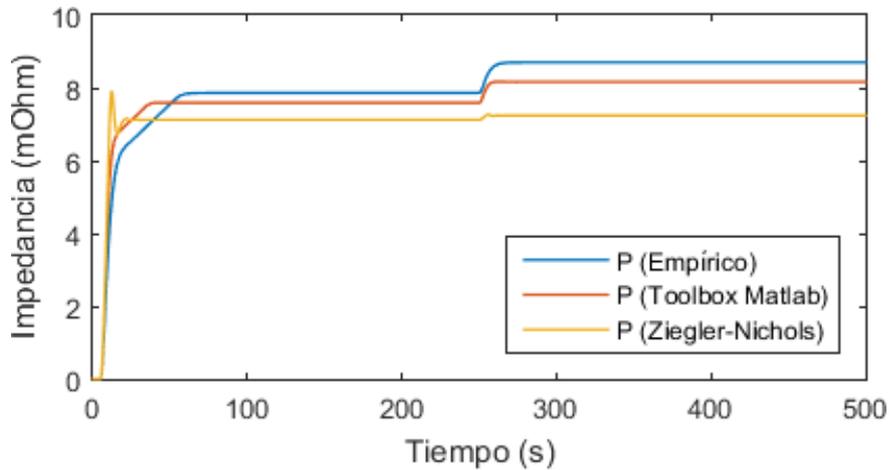


Fig. 2.34 Respuesta del sistema sin la presencia de ruido ante cambio en la referencia y perturbaciones a las entradas de los subsistemas (Controladores P)

En el caso de los controladores PI, Fig. 2.35, se logra obtener un error a estado estacionario 0 ante las perturbaciones y el cambio en la referencia a excepción del error a estado estacionario ante una perturbación de entrada del sistema en el caso del controlador PI ajustado utilizando el toolbox de Matlab PIDtuner donde existe un pequeño error a estado estacionario de 0.039.

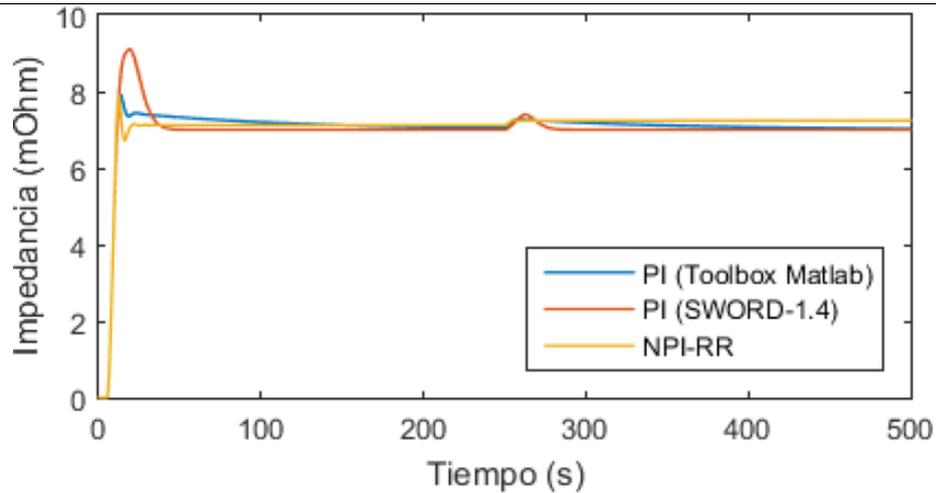


Fig. 2.35 Respuesta del sistema sin la presencia de ruido ante cambio en la referencia y perturbaciones a las entradas de los subsistemas (Controladores PI).

Teniendo en cuenta solo los criterios de respuestas temporales se tienen que el controlador proporcional con mejores rendimientos es aquel ajustado utilizando el método Ziegler-Nichols al tener los menores errores a estado estacionario y tiempos de establecimientos, En el caso de los controles PI la mejor respuesta la presenta el controlador no lineal al lograr un error a estado estacionario igual a cero y los menores tiempos de establecimiento.

Si el análisis se centra en la respuesta del sistema ante perturbaciones existentes entre el subsistema hidráulico y eléctrico, al ser este tipo de perturbación la más frecuente, la mejor respuesta se encuentra ante la presencia del controlador NPI-RR al tener una reducción del tiempo de establecimiento entre 18 y 248 segundos menor que el resto de los controladores analizados, y un error a estado estacionario cero.

Aun cuando los datos anteriores dan una idea aproximada del comportamiento del sistema no tiene en cuenta la influencia del ruido ni las relaciones de compromiso existentes entre la respuesta del sistema y el esfuerzo de control realizado para lograr dicha respuesta. Por tal motivo, el sistema fue sometido a un ruido que simule el comportamiento real de la planta y a partir de dicha respuesta se calcularon los valores de ISE, IAE, TV y f_{mult} para los diferentes controladores, Fig. 2.36.

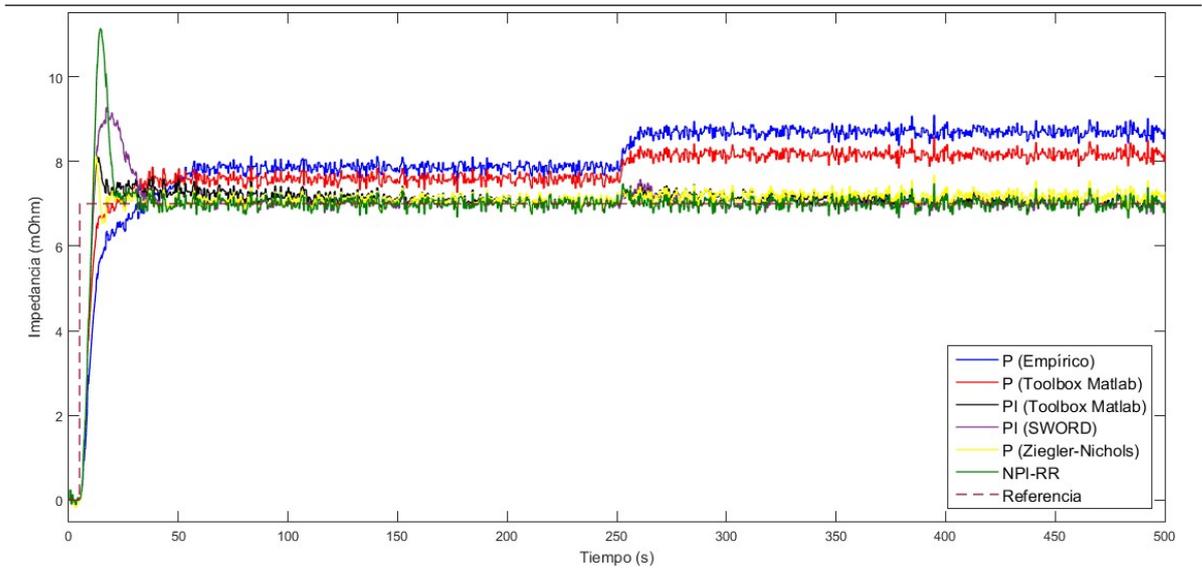


Fig. 2.36 Respuesta del sistema con la presencia de ruido ante cambio en la referencia y perturbaciones a las entradas de los subsistemas superpuestas con la presencia de ruido.

En la Tabla 2.7 se resumen los valores de índices IAE, ISE, TV y f_{mult} teniendo en cuenta la existencia de cambios en la referencia y ante la ausencia de dichos cambios. Estos valores fueron obtenidos utilizando el código Matlab del Anexo 3 a partir de los valores ISE, IAE y TV que se derivan de las simulaciones.

Tabla 2.7 Índices de rendimiento función multiobjetivo del sistema ante los diferentes controladores.

Controlador	ISE	IEA	TV	f_{mult}	ISE	IAE	TV	f_{mult}
<i>P (Original)</i>	1048.7	642.94	142.05	705.04	684.35	405.41	65.62	449.03
<i>P (Toolbox Matlab)</i>	553.6	448.34	209.8	442.74	325.75	279.8	97.26	261.67
<i>PI (Toolbox Matlab)</i>	152.63	105.17	347.01	172.52	13.37	46.96	158.25	55.78
<i>P (Ziegler-Nichols)</i>	150.05	100.46	547.22	209.65	11.34	46.30	250.16	73.09
<i>PI (SWORD)</i>	185.74	98.27	209.34	155.47	8.07	29.33	89.52	32.86
<i>NPI-RR</i>	207.35	92.96	376.85	195.49	4.45	24.16	97.89	31.02
	<i>Con Referencia</i>				<i>Sin Referencia</i>			

Si se comparan las gráficas presentes en las Fig. 2.36 y Fig. 2.32, cuya única diferencia reside en la presencia o ausencia de ruido, no se observan cambios significativos en el comportamiento de sus respuestas temporales. Esto demuestra que todos los controladores, incluyendo el empírico, son capaces de atenuar el ruido.

En la Tabla 2.7 se tiene que de forma general los controladores PI brindan un mejor compromiso entre el esfuerzo de control (TV) y el rechazo a perturbaciones (ISE, IAE) que los controladores proporcionales, existan o no cambios en la referencia. Si el análisis se centra en los controladores PI se tiene que ante la presencia de un cambio en la referencia el controlador NPI-RR presenta los resultados más pobres pues el proceso de ajuste del mismo va encaminado sobre toda a obtener buenas respuestas ante perturbaciones y ruido.

Esta última afirmación queda corroborada en la segunda parte de la tabla donde los valores ISE e IAE para el caso del controlador NPI-RR tienen un descenso considerable, lo que se traduce en una excelente respuesta temporal y el esfuerzo de control tiene una gran reducción lo que provoca que la función multiobjetivo de dicho controlador sea la de menor valor para el caso en que no existen cambios en la referencia.

Partiendo de que el proceso no sufre cambios en la referencia durante una operación normal y que las mejores respuestas y desempeños se buscan ante la presencia de perturbaciones y ruido, así como se persigue una buena relación de compromiso entre el rechazo a las perturbaciones y el esfuerzo de control, de los controladores diseñados se selecciona el NPI-RR como el de mejores resultados.

A este controlador se le realiza el análisis de estabilidad utilizando el criterio del círculo [120, 121] al ser uno de los más utilizados para los sistemas con presencia de no linealidades, apoyándonos en la herramienta una función [122] de Matlab® con la forma $circle(num, den, F_{min}, F_{max})$ donde se comprueba si en el rango de variación de la ganancia el sistema es estable y se grafica dicho resultado.

Para el caso de NPI-RR con los valores de F_{min} y F_{max} dependientes de los valores de la ganancia mínimas y máximas de dicho controlador y del proceso se tiene que el

sistema es absolutamente estable pues el círculo correspondiente radica fuera de la trayectoria de Nyquist de G_{med} , Fig. 2.37.

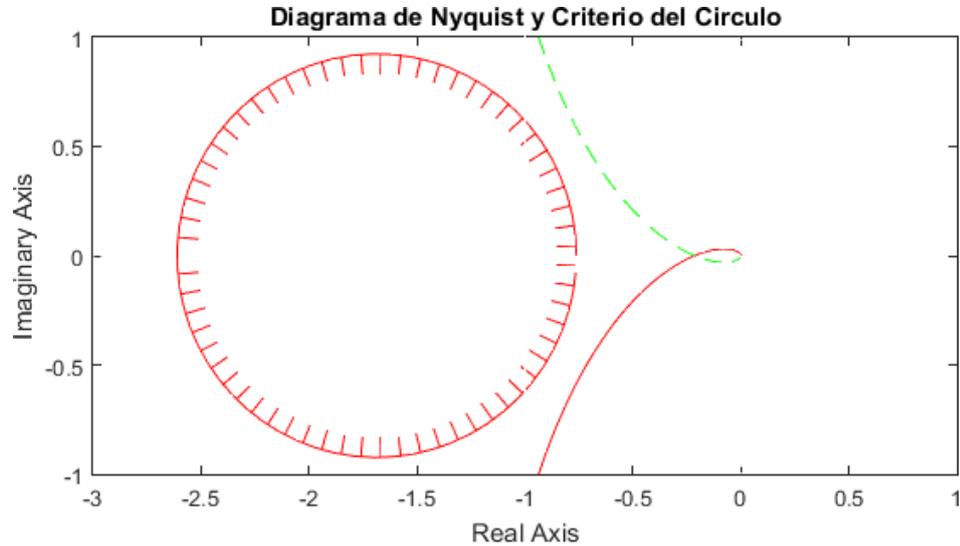


Fig. 2.37 Diagrama de Nyquist con los resultados del análisis de estabilidad de $G_{med}(s)$, utilizando el Criterio del Círculo

CONCLUSIONES

En el presente capítulo se obtuvieron los modelos de los subsistemas hidráulico y eléctrico que en conjunto conforman el sistema de regulación de la posición de los electrodos y a partir de ellos se realizó el ajuste de diferentes controladores en la búsqueda de aquel que brindara las mejores prestaciones.

Debido a las características variantes en el tiempo y el comportamiento asimétrico de la traslación que posee el subsistema hidráulico el modelo obtenido se obtuvo con un ajuste del 85% por lo que puede ser evaluado como un buen resultado. También para este subsistema se obtuvieron los valores extremos de los parámetros en dependencia de los pesos mínimo y máximo de los controladores. En el caso del subsistema eléctrico los porcentajes de ajuste fueron menores, condicionado sobre todo por la alta presencia de ruido en la medición.

Ya con el modelo del sistema determinado se procedió a diseñar diversos controladores mediante diferentes métodos y posteriormente se evaluaron los desempeños de los mismos. Luego de los análisis se seleccionó el controlador PI no

lineal en región de robustez como aquel que logra un mejor equilibrio de los criterios de diseño: robustez, esfuerzo de control y rechazo a perturbaciones.

CONCLUSIONES

A partir de la valoración efectuada del marco teórico relativa al modelado y control de sistema de regulación de la posición de los electrodos de un horno de arco eléctrico, y en particular el caso de los hornos tipo cuchara, se establece la importancia de incluir en el modelo el comportamiento asimétrico y variante en el tiempo del subsistema de hidráulico. Este trabajo se encarga de la obtención de un modelo del sistema de regulación de la posición a través de la identificación experimental y el diseño de controladores que logren una buena relación de compromiso entre robustez, esfuerzo de control y rechazo a perturbaciones.

Para la identificación del modelo se realizaron un conjunto de experimentos a lazo abierto divididos en dos etapas. En la primera etapa, correspondiente a subsistema hidráulico, el proceso de identificación se realizó utilizando como señal excitadora una SBPA previo diseño de la misma y con la planta detenida, teniendo en cuenta el comportamiento asimétrico del mismo y el comportamiento variante en el tiempo según el peso de los electrodos con un ajuste final de un 85%. En la segunda etapa el proceso de identificación del subsistema eléctrico se realizó utilizando como señal excitadora una señal tipo escalón pues el proceso se encontraba en funcionamiento y las condiciones de seguridad no permitían la aplicación de la señal SBPA. Para este caso los porcentajes de ajuste fueron menores, en el orden del 50%, pues en el mismo hay una gran dispersión de los datos producto a la alta presencia de ruido, pero a pesar de ello los resultados se pueden tomar como satisfactorios. Los modelos de ambos subsistemas se unieron para conformar el modelo del sistema el cual resultó en un modelo de cuarto orden con integrador y retardo.

Partiendo de la presencia de un integrador y de ruido los controladores diseñados fueron del tipo proporcional o proporcional integral. El ajuste de los mismos fue realizado utilizando diversos métodos y herramientas como es el caso del método Ziegler-Nichols y el toolbox de Matlab PIDtuner para el caso de los controladores lineales, y la herramienta SWORD para el controlador con diseño robusto. De los controladores ajustados se tiene que el posee un mejor compromiso entre la robustez,

el esfuerzo de control y el rechazo a perturbaciones es el NPI-RR, al tener la menor función de costo ($f_{mult} = 31.02$) luego de realizada las simulaciones correspondientes. De los resultados obtenidos se derivan dos posibles controladores a utilizar según el equipamiento del que se dispone. Si se pretende utilizar el Simelt actualmente presente en la planta se recomienda el uso del controlador proporcional obtenido utilizando el toolbox de Matlab pues, aunque el ajustado a través del método Ziegler-Nichols presenta mejores respuestas temporales que el seleccionado, la señal de control de este último sobrepasa el límite impuesto por el equipamiento.

En el caso de que se autorice la modificación del equipamiento el controlador que brinda los mejores resultados es el antes mencionado NPI-RR pues el mismo brinda un error a estado estacionario igual a cero con tiempos de establecimientos menores a los restantes controladores, traduciéndose en un mejor control de la impedancia, y con ello, una disminución del consumo energético y de los tiempos de afino, todo ello con un esfuerzo de control aceptable.

RECOMENDACIONES

Como continuidad a los resultados alcanzados se recomienda:

Realizar un estudio riguroso sobre las variaciones en el tiempo de los parámetros del subsistema hidráulico para la selección de una sensibilidad y una sensibilidad complementaria máxima y mínima más ajustada a las condiciones de la planta.

Adecuar el método de diseño del controlador NPI-RR tal que se tenga en cuenta el comportamiento asimétrico del subsistema hidráulico.

Estudiar y valorar la pertinencia de un control en cascada entre el subsistema hidráulico y el subsistema eléctrico.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] E. Committee, "Steel Statistical Yearbook 2017," W. Association, Ed., ed. Beijing, China, 2017.
- [2] E. Committee, "Steel Statistical Yearbook 2018," W. Association, Ed., ed. Beijing, China, 2018.
- [3] E. Committee, "Steel Statistical Yearbook 2019," W. Association, Ed., ed. Beijing, China, 2019.
- [4] E. Committee, "Steel Statistical Yearbook 2020," W. Association, Ed., ed. Beijing, China, 2020.
- [5] J. Madfías, "El impacto de las recientes innovaciones en los hornos eléctricos de arco," *Metallon, Argentina, abr-2013*, 2013.
- [6] M. Seker and A. Memmedov, "An experimental approach for understanding VI characteristic of electric arc furnace load," *Elektronika ir Elektrotechnika*, vol. 23, pp. 30-35, 2017.
- [7] G. M. Cardona and J. C. Nieto, "Modelo Estocástico del Horno de Arco Eléctrico basado en un modelo oculto de Markov," Ingeniero Electricista, Universidad Tecnológica de Pereira. Facultad de Ingenierías Eléctrica., Ingenierías: Eléctrica, Electrónica, Física y Ciencias de la Computación, 2015.
- [8] J. J. M. Durango, "Desarrollo de una metodología para reducir el efecto flicker generado por un horno de arco eléctrico," Maestría en Ingeniería Eléctrica, Universidad Tecnológica de Pereira. Facultad de Ingenierías Eléctrica., 2013.
- [9] G. R. Estrada Villa, "Evaluación del modelo de arco eléctrico para estimar niveles de Flicker," Magister en Ingeniería -Automatización Industrial, Departamento Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación, Universidad Nacional de Colombia-Sede Manizales, 2014.
- [10] S. Billings, F. Boland, and H. Nicholson, "Control of steelmaking in the electric arc furnace," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 10, pp. 189-196, 1977.
- [11] H. J. A. Paternina, "Análisis de la resistividad eléctrica de la escoria y su efecto en la operación de un horno de arco eléctrico," Magister en Ingeniería - Recursos Minerales, Departamento de Materiales y Minerales, Universidad Nacional de Colombia, Medellín, Colombia, 2017.
- [12] B. Boulet, V. Vaculik, and G. Wong, "Control of Non-Ferrous electric arc furnaces," *IEEE Canadian review*, pp. 1-13, 1997.
- [13] A. Nikolaev, P. Tulupov, and G. Astashova, "The comparative analysis of electrode control systems of electric arc furnaces and ladle furnaces," in *2016 2nd International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM)*, 2016, pp. 1-7.
- [14] M. Moghadasian and E. Al-Nasser, "Modelling and control of electrode system for an electric arc furnace," in *2nd International Conference on Research in Science, Engineering and Technology (ICRSET'2014)*, 2014, pp. 21-22.
- [15] A. Nikolaev, E. Povelitsa, G. Kornilov, and A. Anufriev, "Research and Development of Automatic Control System for Electric Arc Furnace Electrode Positioning," in *Applied Mechanics and Materials*, 2015, pp. 707-713.

-
- [16] A. Nikolaev, G. Kornilov, and E. Povelitsa, "Developing and Testing of Improved Control System of Electric Arc Furnace Electrical Regimes," in *Applied Mechanics and Materials*, 2015, pp. 488-494.
- [17] M. Peens, "Modelling and control of an electrode system for a three-phase Electric Arc Furnace," Master of Engineering, Engineering, University of Pretoria, 2007.
- [18] U. Choe, Y. Sin, and C. Yun, "A Study on the Electrode Protection System of an 100t Ultra High Power Electric Furnace," *arXiv preprint arXiv:1604.02914*, 2016.
- [19] C. G. Castaño, "Modelo de horno de arco eléctrico para estudios del efecto flicker y su solución con métodos de compensación," Master en Ingeniería Eléctrica, Universidad Tecnológica de Pereira. Facultad de Ingenierías Eléctrica., 2013.
- [20] F. Issouribehere, "Medición, caracterización y compensación de Flicker en hornos de arco eléctrico," Magister en Ingeniería, Departamento de Electrotecnia, Universidad Nacional de la Plata, 2006.
- [21] J. G. P. Cantero, "Modelado del horno de arco eléctrico para estudios relacionados con la calidad de la energía eléctrica," Máster en Ciencias, Ingeniería Eléctrica, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Distrito Federal, México, 2007.
- [22] C. ÖZGEN, "A New Field-Dat Based EAF Model Applied To Power Quality Studies," Master Of Science In Electrical And Electronics Engineering, Engineering Department, Middle East Technical University, 2009.
- [23] H. A. B. Rosero, "Técnica de identificación de parámetros para un modelo de horno de arco eléctrico," Ingeniero Electricista, Universidad Tecnológica de Pereira. Facultad de Ingenierías Eléctrica., 2015.
- [24] F. Martell-Chávez, M. Ramírez-Argáez, A. Llamas-Terres, and O. Micheloud-Vernackt, "Theoretical estimation of peak arc power to increase energy efficiency in electric arc furnaces," *ISIJ international*, vol. 53, pp. 743-750, 2013.
- [25] V. Logar, D. Dovžan, and I. Škrjanc, "Mathematical modeling and experimental validation of an electric arc furnace," *ISIJ international*, vol. 51, pp. 382-391, 2011.
- [26] H. Khoshkhoo, S. H. H. Sadeghi, R. Moini, and H. A. Talebi, "An efficient power control scheme for electric arc furnaces using online estimation of flexible cable inductance," *Computers & Mathematics with Applications*, vol. 62, pp. 4391-4401, 2011.
- [27] M. A. Á. López, C. A. H. Baena, and J. J. M. Durango, "Calibración de los Parámetros de un Modelo de Horno de Arco Eléctrico Empleando Simulación y Redes Neuronales," *Revista EIA*, vol. 11, pp. 39-50, 2014.
- [28] C. A. R. Martínez, R. R. Perez, V. F. Batlle, and F. C. García, "Sistema de control de orden fraccional de un horno de arco eléctrico de Antillana de Acero," 2011.
- [29] S. Zhang, K. Li, P. Li, and Z. Zhang, "Application of the electrode system intelligent controller for ladle furnace," in *2007 International Conference on Mechatronics and Automation*, 2007, pp. 2570-2574.
- [30] S. Zhang and K. Li, "Design and application of the electrode system intelligent controller for 70t If furnace," in *2007 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2007, pp. 726-730.
- [31] K. J. Åström and T. Hägglund, *Control PID avanzado*: Pearson, Madrid, 2009.

- [32] S. G. Castro, *Teoría de control. Diseño electrónico* vol. 72: Univ. Politèc. de Catalunya, 1998.
- [33] G. Montanari, M. Loggini, A. Cavallini, L. Pitti, and D. Zaninelli, "Arc-furnace model for the study of flicker compensation in electrical networks," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 9, pp. 2026-2036, 1994.
- [34] G. Manchur and C. C. Erven, "Development of a model for predicting flicker from electric arc furnaces," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 7, pp. 416-426, 1992.
- [35] A. Emanuel and J. Orr, "An improved method of simulation of the arc voltage-current characteristic," in *Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power. Proceedings (Cat. No. 00EX441)*, 2000, pp. 148-154.
- [36] E. Acha and M. Madrigal, *Power systems harmonics: Computer Modelling and Analysis*, Primera Edición ed.: John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [37] R. Horton, T. A. Haskew, and R. F. Burch IV, "A time-domain ac electric arc furnace model for flicker planning studies," *IEEE Transactions On Power Delivery*, vol. 24, pp. 1450-1457, 2009.
- [38] S. Varadan, E. B. Makram, and A. A. Girgis, "A new time domain voltage source model for an arc furnace using EMTP," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 11, pp. 1685-1691, 1996.
- [39] E. C. Plata and H. Tacca, "Arc furnace modeling in ATP-EMTP," in *International Conference on Power Systems Transients IPST*, 2005.
- [40] D. Gajic, I. Savic-Gajic, I. Savic, O. Georgieva, and S. Di Gennaro, "Modelling of electrical energy consumption in an electric arc furnace using artificial neural networks," *Energy*, vol. 108, pp. 132-139, 2016.
- [41] V. Feliu-Batlle and R. Rivas-Perez, "Robust fractional-order controller for an EAF electrode position system," *Control Engineering Practice*, vol. 56, pp. 159-173, 2016.
- [42] V. Feliu-Batlle, R. Rivas-Perez, F. Castillo-Garcia, and C. A. Rodriguez-Martinez, "A robust fractional order controller for an EAF electrode position system," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 47, pp. 10670-10675, 2014.
- [43] Y. Mora-Inchaustegui, R. Rivas-Perez, and V. Feliu-Batlle, "Control de orden fraccional de la temperatura en la zona de calentamiento de un horno siderúrgico," presented at the Memorias del II Taller de Aplicaciones Informáticas para la Automatización, V Conferencia Científica UCIENCIA, Ciudad de la Habana, Cuba, 2010.
- [44] F. Janabi-Sharifi and G. Jorjani, "An adaptive system for modelling and simulation of electrical arc furnaces," *Control Engineering Practice*, vol. 17, pp. 1202-1219, 2009.
- [45] B. Boulet, G. Lalli, and M. Ajersch, "Modeling and control of an electric arc furnace," in *Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003.*, 2003, pp. 3060-3064.
- [46] A. Nikolaev and P. Tulupov, "Method of setting optimum asymmetric mode of operation of electric arc furnace," in *2016 11th France-Japan & 9th Europe-Asia Congress on Mechatronics (MECATRONICS)/17th International Conference on Research and Education in Mechatronics (REM)*, 2016, pp. 033-037.
- [47] A. Nikolaev, P. Tulupov, and D. Savinov, "Mathematical model of electrode positioning hydraulic drive of electric arc steel-making furnace taking into

- account stochastic disturbances of arcs," in *2017 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM)*, 2017, pp. 1-6.
- [48] Y. N. Báez, L. M. Martí, and G. G. Yero, "Diseño de un controlador PI no lineal con robustez garantizada para el control de admitancia en un Horno Cuchara.," ed. XVIII Simposio Internacional de Ingeniería Eléctrica., 2019.
- [49] W. Yuhua, "Based on Fuzzy Control of Ore Smelting Electric Arc Furnace Electrode Regulator System," in *2009 Second International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation*, 2009, pp. 668-671.
- [50] M. Moghadasian and E. Alenasser, "Modelling and artificial intelligence-based control of electrode system for an electric arc furnace," *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*, vol. 3, p. 47, 2011.
- [51] W. Zheng and M. Xianmin, "Model Predictive Control Based on Improved DBD Algorithm and Application of Electrode Control in EAF," in *2009 Second International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation*, 2009, pp. 806-809.
- [52] X.-H. Liu, R. Kuai, P. Guan, X.-M. Ye, and Z.-L. Wu, "Fuzzy-PID control for arc furnace electrode regulator system based on Genetic Algorithm," in *2009 International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, 2009, pp. 683-689.
- [53] G. Ping, L. Ji-Chao, and L. Xiao-He, "Direct adaptive fuzzy sliding mode control of arc furnace electrode regulator system," in *2009 Chinese Control and Decision Conference*, 2009, pp. 2776-2781.
- [54] F. M. Chávez and I. Y. S. Chávez, "Estrategias de Control de Potencia para Incrementar la Eficiencia Energética en Hornos de Arco Eléctrico de Corriente Alterna," 2013.
- [55] C. G. Castaño, A. A. Gómez, and J. J. M. Durango, "Modelos de horno de arco eléctrico para estudios del efecto flicker," *tecnura*, vol. 20, pp. 15-28, 2016.
- [56] R. Collantes-Bellido and T. Gomez, "Identification and modelling of a three phase arc furnace for voltage disturbance simulation," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 12, pp. 1812-1817, 1997.
- [57] A. Singh, R. K. Singh, and A. K. Singh, "Power Quality Issues of Electric Arc Furnace and their Mitigations-A Review," *International Journal of Advanced Engineering Research and Science*, vol. 4, pp. 22-41, 2017.
- [58] Steeluniversity. (2019, <https://steeluniversity.org/product/horno-cuchara7?lang=es>). *Horno cuchara. Modelo 3D*.
- [59] D. A. Gavilanes Ruiz, "Diseño de una escoria sintética desulfurante para el proceso de afino en el horno cuchara de una acería," Ingeniería Química, Escuela Politécnica Nacional, Quito, 2016.
- [60] J. V. Pérez, "Estudio de factibilidad tecnológico de la instalación de un nuevo horno cuchara en la acería eléctrica de la empresa Antillana de Acero," Metalúrgico, Instituto Superior Politécnico "José Antonio Echevarría", La Habana, Cuba, 2014.
- [61] J. L. Enríquez Berciano and E. Tremps Guerra, *Monografías sobre Tecnología del Acero. Parte II Metalurgia Secundaria*: Universidad Politécnica de Madrid, 2007.

- [62] J. Bello, *Fundamentals of the electric arc furnace*: Metallurgical Soc. of AIME, 1971.
- [63] J. Riera, P. Riu, P. Casan, and J. R. Masclans, "Tomografía de impedancia eléctrica en la lesión pulmonar aguda," *Medicina intensiva*, vol. 35, pp. 509-517, 2011.
- [64] R. Rodríguez Gómez, C. Hurtado, and J. Carlos, "Sistema de medición y análisis de impedancia," *Ingeniería Electrónica, Automática y Comunicaciones*, vol. 36, pp. 56-66, 2015.
- [65] K. Okada and T. Sekino, "The impedance measurement handbook. A guide to measurement technology and techniques," in *Agilent Technologies*, ed. Estados Unidos, 2003.
- [66] X.-y. Gu, Y.-a. Bao, and Z.-q. Lang, "Self-tuning control of the electrode position system for electric arc furnaces," in *26th IEEE Conference on Decision and Control*, 1987, pp. 2053-2057.
- [67] E. Tremps Guerra, J. L. Enríquez Berciano, D. Fernández Segovia, and S. d. Elío de Bengy, *Monografías sobre Tecnología del Acero. Parte I Acería Eléctrica*: Universidad Politécnica de Madrid., 2009.
- [68] L. C.A. (2014, <http://www.corporacionlinca.com/venezuela/>). *Electrodos de grafito*.
- [69] J. A. Malagón Maldonado, "Diseño e Implementación de un Sistema de Supervisión Basado en Control Difuso para Planta de Temperatura T5553 Ubicada en el Laboratorio de Control en la Facultad Tecnológica," *Ingeniería en Control, Tecnológico, Universidad Distrital Francisco José de Caldas*, 2018.
- [70] C. Garcia-Rodriguez, J. A. Cortés-Romero, and H. Sira-Ramirez, "Algebraic identification and discontinuous control for trajectory tracking in a perturbed 1-DOF suspension system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 3665-3674, 2009.
- [71] R. Flores and T. I. Asiaín, "Diagnóstico de fallas en máquinas eléctricas rotatorias utilizando la técnica de espectros de frecuencia de bandas laterales," *Información tecnológica*, vol. 22, pp. 73-84, 2011.
- [72] I. R. Campuzano-Martínez, "Diagnóstico de generadores eléctricos de potencia con técnicas de monitoreo en línea y fuera de línea," *Información tecnológica*, vol. 27, pp. 11-20, 2016.
- [73] O. Nelles, *Nonlinear system identification: from classical approaches to neural networks and fuzzy models*: Springer Science & Business Media, 2013.
- [74] H. Kodamana, B. Huang, R. Ranjan, Y. Zhao, R. Tan, and N. Sammaknejad, "Approaches to robust process identification: A review and tutorial of probabilistic methods," *Journal of Process Control*, vol. 66, pp. 68-83, 2018.
- [75] M. Schoukens and K. Tiels, "Identification of block-oriented nonlinear systems starting from linear approximations: A survey," *Automatica*, vol. 85, pp. 272-292, 2017.
- [76] W.-X. Wang, Y.-C. Lai, and C. Grebogi, "Data based identification and prediction of nonlinear and complex dynamical systems," *Physics Reports*, vol. 644, pp. 1-76, 2016.
- [77] A. A. Behar and M. M. Iranzo, *Identificación y Control Adaptativo. Robótica y Automática*: Pearson Educación, 2002.

- [78] A. Antona Castañares, "Identificación, modelado y control de un cuadricóptero de bajo coste.," Ingeniería en Tecnologías Industriales, Departamento de Automática y Electrónica, Universidad Politécnica de Madrid, 2018.
- [79] A. Fujimori and L. Ljung, "System Identification-Theory for the User System Identification-Theory for the User, 1999," *Transactions of the Japan Society for Aeronautical and Space Sciences*, vol. 49, pp. 129-136, 2006.
- [80] P. A. Padilla, F. C. Mumañ, H. D. Abreu, M. A. T. Alberto, and E. L. Robaina, "Métodos de identificación dinámica," in *Monografía*, U. d. Oriente, Ed., ed. Santiago de Cuba, Cuba, 2004.
- [81] L. Ljung and T. Glad, *Modeling of dynamic systems*. New Jersey, EE.UU: Prentice Hall, 1994.
- [82] M. G. Forbes, R. S. Patwardhan, H. Hamadah, and R. B. Gopaluni, "Model predictive control in industry: Challenges and opportunities," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 48, pp. 531-538, 2015.
- [83] G. G. Yero, M. R. Mendoza, and L. M. Martí, "Un nuevo método de control PI no lineal robusto," *Revista Científica de Ingeniería Electrónica, Automática y Comunicaciones ISSN: 1815-5928*, vol. 38, p. 16, 2019.
- [84] O. Garpinger, "Analysis and Design of Software-Based Optimal PID Controllers," Magister, Department of Automatic Control, Lund University, Sweden, 2015.
- [85] O. Garpinger and T. Hägglund, "A Software Tool for Robust PID Design," presented at the 17th IFAC World Congress, Seoul, Korea, Democratic People's Republic of, 2008.
- [86] L. Li and Z.-z. Mao, "A novel robust adaptive controller for EAF electrode regulator system based on approximate model method," *Journal of Central South University*, vol. 19, pp. 2158-2166, 2012.
- [87] A. Bogdanoff, L. Yliniemi, and K. Leiviskä, "Intelligent methods in the electric arc furnace control," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 31, pp. 143-146, 1998.
- [88] W. E. Staib and R. B. Staib, "The intelligent arc furnace controller: a neural network electrode position optimization system for the electric arc furnace," in *[Proceedings 1992] IJCNN International Joint Conference on Neural Networks*, 1992, pp. 1-9.
- [89] K. Ogata, *Ingeniería de control moderna 5ta Ed*: Prentice Hall, 2010.
- [90] B. C. Kuo, *Sistemas de control automático*, Séptima ed.: Pearson Educación, 1996.
- [91] L. M. Martí, "Sintonía y Optimización de los controladores PI no lineales con robustez garantizada mediante software.," Master, Ingeniería Automática, Universidad de Oriente, Santiago de Cuba, Cuba, 2019.
- [92] Z. Gao, Y. Huang, and J. Han, "An alternative paradigm for control system design," in *40th IEEE Conference on Decision and Control* Orlando, Florida, USA, 2001, pp. 4578-4585.
- [93] M. A. Shamseldin, M. Sallam, A. M. Bassiuny, and A. M. A. Ghany, "Real-time implementation of an enhanced nonlinear PID controller based on harmony search for one-stage servomechanism system," *Mechanical Engineering and Sciences*, vol. 12, pp. 4161-4179, 2018.

- [94] H. H. Fayek, "Load Frequency Control of a Power System with 100% Renewables," in *2019 54th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, 2019, pp. 1-6.
- [95] S. A. Rashad, M. Sallam, A. Bassiuny, and A. A. Ghany, "Control of master slave robotics system using optimal control schemes," in *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2019, p. 012056.
- [96] G. G. Yero, "Modelado y control de nivel en un molde de vaciado continuo," Doctor en Ciencias Técnicas, Control Automático, Universidad de Oriente, Santiago de Cuba, Cuba, 2017.
- [97] J. Hernández Romera, "Diseño de controladores fraccionales basados en la teoría robusta de realimentación cuantitativa," Máster en Informática Avanzada e Industrial, Universidad de Almería, 2016.
- [98] B. M. Vinagre and C. A. Monje, "Introducción al control fraccionario," *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial* vol. 3, pp. 5-23, 2006.
- [99] A. Soukkou, M. C. Belhour, and S. Leulmi, "Review, Design, Optimization and Stability Analysis of Fractional-Order PID Controller," *I. J. Intelligent Systems and Applications*, vol. 7, pp. 73-96, 2016.
- [100] R. R. Pérez, F. C. García, J. S. Moriano, and V. F. Batlle, "Control robusto de orden fraccionario de la presión del vapor en el domo superior de una caldera bagacera," *Iberoamericana de Automática e Informática industrial*, vol. 11, pp. 20-31, 2014.
- [101] A. A. Nikolaev, P. G. Tulupov, and V. S. Ivekeev, "Comparative Analysis of Modern Electric Control Systems of Electric Arc Furnaces," presented at the International Ural Conference on Electrical Power Engineering, 2020.
- [102] A. A. Nikolaev, M. V. Bulanov, and A. S. Denisevich, "Experimental study of control characteristics of electrodes hydraulic drives of Electric Arc Furnaces and Ladle Furnaces.," presented at the International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies, 2020.
- [103] F. R. R., *Oleohidráulica básica. Diseño de circuitos*. Barcelona, España: EDICIONS UPC, 1997.
- [104] M. A. S. Aboeela, M. E.-S. M. Essa, and M. A. M. Hassan, "Modeling and identification of hydraulic servo systems," *International Journal of Modelling and Simulation*, 2017.
- [105] R. D. C. Espinosa and R. G. Cárdenas, "Identificación y control digital con redes neuronales para un sistema hidráulico," *Vector*, vol. 12, pp. 32-39, 2017.
- [106] D. Maneetham and N. Afzulpurkar, "Modeling, simulation and control of high speed nonlinear hydraulic servo system," *Journal of Automation, Mobile Robotics & Intelligent Systems*, vol. 4, pp. 94-103, 2010.
- [107] A. S. Hauksdottir, T. Soderstrom, Y. P. I. Thorfinnsson, and A. Gestsson, "System identification of a three-phase submerged-arc ferrosilicon furnace.," *TRANSACTIONS ON CONTROL SYSTEMS TECHNOLOG*, vol. 3, pp. 377-387, 1995.
- [108] A. A. Behar and M. M. Iranzo, *Identificación y Control Adaptivo*: Prentice Hall (Grupo Pearson), 2003.
- [109] D. Vázquez Rey, "Estudio y aplicación de métodos de identificación paramétrica en sistemas de tiempo discreto y su validación en equipos didácticos de laboratorio," Universitat Politècnica de Catalunya, 2017.

- [110] L. Ljung, *System Identification. Theory for the user.*: Prentice Hall PTR, 1999.
- [111] M. E. A. Pérez, V. H. B. Baltazar, S. P. Ramírez, and F. M. Valle, "Diseño de controladores P, PI y PID para el comportamiento dinámico de un servo-sistema hidráulico, basado en desarrollo experimental.," ed: EPISTEMUS, 2014, pp. 13-21.
- [112] C. Briat, "Linear parameter-varying and time-delay systems," *Analysis, observation, filtering & control.*, vol. 3, pp. 5-7, 2014.
- [113] D. Ghosh, X. Bombois, J. Huillery, G. Scorletti, and G. Mercere, "Optimal identification experiment design for LPV systems using the local approach.," *Automatica*, vol. 87, pp. 258-266, 2018.
- [114] S. Ding, Z. Wang, W. Kong, H. Yang, and G. Song, "Electrode regulating system modeling in electrical smelting furnace using recurrent neural network with attention mechanism.," *Neurocomputing*, vol. 359, pp. 32-40, 2019.
- [115] O. Lozynskyy, Y. Paranchuk, and O. Kobylanskyi, "Simulink Model of Electric Modes in Electric Arc Furnace," ed: IEEE International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering, 2017, pp. 54-57.
- [116] V. M. A. Ruiz, "MÉTODOS DE SINTONIZACIÓN DE CONTROLADORES PID QUE OPERAN COMO SERVOMECANISMOS," *Ingeniería. Revista de la Universidad de Costa Rica.*, vol. 13, pp. 13-29, 2003.
- [117] J. A. H. NOVOA and W. J. M. RODRIGUEZ, "Identificación y sintonización de controladores PID para procesos de integración.," Master, CIENCIAS DE LA COMPUTACIÓN Y ELECTRÓNICA, UNIVERSIDAD DE LA COSTA - CUC, BARRANQUILLA, COLOMBIA, 2019.
- [118] S. P. GARCÍA, "Ajuste de controladores PID para sistemas integradores con tiempo muerto," Magíster, Ingenierías, UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA, Medellín, 2014.
- [119] O. Garpinger and T. Häggglund, "Software-based optimal PID design with robustness and noise sensitivity constraints," *Journal of Process Control*, vol. 33, pp. 90-101, 2015.
- [120] M. C. Turner and J. Sofrony, "Improved Circle and Popov Criteria for systems containing magnitude bounded nonlinearities," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 50, pp. 7409-7414, 2017.
- [121] R. E. H. Guerra, G. Schmitt-Braess, R. H. Haber, A. Alique, and S. Ros, "EXTENDED CIRCLE CRITERION: STABLE FUZZY CONTROL OF A MILLING PROCESS.," presented at the 15th Triennial World Congress, Barcelona, España, 2002.
- [122] J. H. Taylor. (2017, http://www.ece.unb.ca/jtaylor/NLS_software.html). *Enhanced MATLAB Tools for Linear and Nonlinear System Stability Analysis*.

ANEXOS

ANEXO 1 - CÓDIGO MATLAB UTILIZADO PARA LA BÚSQUEDA DE LAS CONSTANTES**L Y T EN EL MÉTODO DE AJUSTE ZIEGLER-NICHOLS**

```
H=tf([0.1542],[0.0145 0.3023 1.4243 1.0000]);
H.iodelay=0.0113;
pp=pole(H);
dt=0.05;
t=0:dt:50;
y=step(H,t); % Respuesta ante un paso escalón unitario
dy=diff(y)/dt; % Primera Derivada de la respuesta
[m,p]=max(dy); % Punto de Inflexión
d2y=diff(dy)/dt; % Segunda Derivada de la respuesta
yi=y(p);
ti=t(p);
L=ti-yi/m % Retardo
Tau=(y(end)-yi)/m+ti-L % Constante de Tiempo
```

**ANEXO 2 – CÓDIGO MATLAB UTILIZADO PARA IMPLEMENTAR EN EL
SIMULINK LA NO LINEALIDAD DEL CONTROLADOR NPI-RR.**

```
function [K,ki] = fcn(e)
e_l=0.082519293051863;
e_h=-0.205357692231079;
K_l=1.055383940476708;
K_rate=-9.338026679955682;
ki_min=0.044416055048805;
ki_rate=0.221563562849730;
c=-0.022037823144334;
if e <= e_l && e >= -e_l
    K=K_l;
elseif e > -e_h && e < -e_l
    K=K_l+(K_rate*(e+e_l));
elseif e < e_h && e > e_l
    K=K_l+(K_rate*(e-e_l));
else
    K=K_l+(K_rate*(e_h-e_l));
end
ki=ki_min+c+(K-K_l)*ki_rate;
```

ANEXO 3 – CÓDIGO MATLAB UTILIZADO PARA LA BÚSQUEDA DE LOS VALORES DE LAS FUNCIONES MULTIOBJETIVO CORRESPONDIENTES A LOS DIFERENTES CONTROLADORES

```

% Determinación de los pesos de ISE, IAE y TV
w_ise=0.4;
w_iae=0.4;
w_tv=0.2;

% Calculo de la Función Objetivo de P Original
Ise_P_Org=max(ise_P_Org)
Iae_P_Org=max(iae_P_Org)
Tv_P_Org=max(tv_P_Org)
f_P_Org=Ise_P_Org*w_ise+Iae_P_Org*w_iae+Tv_P_Org*w_tv

% Calculo de la Función Objetivo de P Toolbox
Ise_P_Toolbox=max(ise_P_Toolbox)
Iae_P_Toolbox=max(iae_P_Toolbox)
Tv_P_Toolbox=max(tv_P_Toolbox)
f_P_Toolbox=Ise_P_Toolbox*w_ise+Iae_P_Toolbox*w_iae+Tv_P_Toolbox*w_tv

% Calculo de la Función Objetivo de PI Toolbox
Ise_PI_Toolbox=max(ise_PI_Toolbox)
Iae_PI_Toolbox=max(iae_PI_Toolbox)
Tv_PI_Toolbox=max(tv_PI_Toolbox)
f_PI_Toolbox=Ise_PI_Toolbox*w_ise+Iae_PI_Toolbox*w_iae+Tv_PI_Toolbox*w_tv

% Calculo de la Función Objetivo de P SWORD (1.4)
Ise_PI_AMIGO=max(ise_PI_AMIGO)
Iae_PI_AMIGO=max(iae_PI_AMIGO)
Tv_PI_AMIGO=max(tv_PI_AMIGO)
f_PI_AMIGO=Ise_PI_AMIGO*w_ise+Iae_PI_AMIGO*w_iae+Tv_PI_AMIGO*w_tv

% Calculo de la Función Objetivo de P Z-N
Ise_P_ZN=max(ise_P_ZN)
Iae_P_ZN=max(iae_P_ZN)
Tv_P_ZN=max(tv_P_ZN)
f_P_ZN=Ise_P_ZN*w_ise+Iae_P_ZN*w_iae+Tv_P_ZN*w_tv

% Calculo de la Función Objetivo de PI Lambda
Ise_PI_Lambda=max(ise_PI_Lambda)
Iae_PI_Lambda=max(iae_PI_Lambda)
Tv_PI_Lambda=max(tv_PI_Lambda)
f_PI_Lambda=Ise_PI_Lambda*w_ise+Iae_PI_Lambda*w_iae+Tv_PI_Lambda*w_tv

% Calculo de la Función Objetivo de NPI-RR
Ise_NPI_RR=max(ise_NPI_RR)
Iae_NPI_RR=max(iae_NPI_RR)
Tv_NPI_RR=max(tv_NPI_RR)
f_NPI_RR=Ise_NPI_RR*w_ise+Iae_NPI_RR*w_iae+Tv_NPI_RR*w_tv

```