UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DEL ESTADO DE MÉXICO

Doctorado en Ciencias de la Ingeniería

Facultad de Ingeniería

T E S I S

SISTEMA DE CONTROL PARA LA ESTABILIZACIÓN DE VOLTAJE EN LA TERMINAL DE POTENCIAL DE UN ACELERADOR TÁNDEM VAN DE GRAAFF

Tesis presentada por: M. en C. Efrén Gutiérrez Ocampo
para obtener el grado de Doctor en Ciencias de la Ingeniería

Comité tutorial:
Dra. Martha Belem Saldívar Márquez
Dr. Juan Carlos Ávila Vilchis
Dr. Otniel Portillo Rodríguez

Noviembre 2025

Línea de Acentuación: Sistemas Dinámicos

Resumen

En esta investigación se desarrolla un modelo matemático basado en un circuito eléctrico equivalente que describe el comportamiento dinámico de la terminal de potencial de un acelerador Tándem Van de Graaff. El propósito principal es reducir las variaciones del voltaje en dicha terminal, con el fin de mejorar la estabilidad operativa del acelerador. Se proponen dos enfoques para modelar el tiempo de tránsito de la corriente que circula a través de las puntas de corona: el primero introduce una autoinductancia equivalente en el triodo corona, mientras que el segundo lo representa mediante un retardo temporal en la corriente de descarga. La validez del modelo se comprobó mediante pruebas experimentales realizadas en el Instituto Nacional de Investigaciones Nucleares (ININ). Se utilizó la Raíz del Error Cuadrático Medio (RECM) como métrica para cuantificar la exactitud de los modelos propuestos. Los resultados muestran que la RECM es menor en el modelo con autoinductancia equivalente, en comparación con el modelo retardado. Esto indica que el modelo con autoinductancia equivalente representa con mayor precisión el comportamiento real de la terminal de potencial del acelerador.

A partir del modelo propuesto, se evaluaron dos estrategias de control para mitigar las variaciones de voltaje en la terminal de potencial: un controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID) y un Controlador por Modos Deslizantes (CMD). El análisis comparativo, basado en el cálculo de la RECM, evidencia que ambas técnicas son eficaces para regular la tensión; sin embargo, la RECM es menor en el controlador por modos deslizantes, además de ofrecer un mejor desempeño dinámico al eliminar el sobreimpulso y reducir el tiempo de estabilización (3.6 s).

Los algoritmos de control fueron implementados en un sistema digital embebido, que constituye el núcleo del estabilizador desarrollado para la terminal de alto voltaje.

Los resultados experimentales corroboran los obtenidos por simulación, validando así la efectividad del enfoque propuesto. Es importante señalar que el control PID genera mayores variaciones en el voltaje de la terminal en comparación con el CMD. En el modo de operación GVM las oscilaciones máximas alcanzaron $\pm 1.17\ kV$ con el control PID, frente a $\pm 0.64\ kV$ obtenidas con el CMD, mientras en el modo SLIT las oscilaciones máximas alcanzaron $\pm 2.17\ kV$ con el control PID, frente a $\pm 0.94\ kV$ obtenidas con el CMD, lo que sugiere una mayor estabilidad con el CMD.

Abstract

This research develops a mathematical model based on an equivalent electrical circuit that describes the dynamic behavior of the potential terminal of a Tandem Van de Graaff accelerator. The main purpose is to reduce voltage variations at the terminal in order to improve the operational stability of the accelerator. Two approaches are proposed to model the transit time of the current flowing through the corona points: the first introduces an equivalent self-inductance in the corona triode, while the second represents it through a time delay in the discharge current. The validity of the model was verified through experimental tests conducted at the National Institute for Nuclear Research (ININ). The Root Mean Square Error (RMSE) was used as a metric to quantify the accuracy of the proposed models. The results show that the RMSE is lower in the model with equivalent self-inductance compared to the delayed model. This indicates that the model with equivalent self-inductance more accurately represents the real behavior of the accelerator's potential terminal.

Based on the proposed model, two control strategies were evaluated to mitigate voltage variations at the potential terminal: a Proportional-Integral-Derivative (PID) controller and a Sliding Mode Controller (SMC). The comparative analysis, based on RMSE calculations, shows that both techniques are effective in regulating the voltage; however, the RMSE is lower with the sliding mode controller, which also offers better dynamic performance by eliminating overshoot and reducing stabilization time (3.6 s).

The control algorithms were implemented in an embedded digital system, which forms the core of the stabilizer developed for the high-voltage terminal. Experimental results corroborate those obtained through simulation, thus validating the effectiveness of the proposed approach. It is important to note that the PID control

generates greater voltage variations at the terminal compared to the SMC. In GVM operation mode, the maximum oscillations reached $\pm 1.17\ kV$ with PID control, versus $\pm 0.64\ kV$ obtained with SMC; while in SLIT mode, the maximum oscillations reached $\pm 2.17\ kV$ with PID control, versus $\pm 0.94\ kV$ obtained with SMC, suggesting greater stability with the SMC.

Índice general

Resumen **2**

Abstract **4**

Dedicatoria **6**

Agradecimientos **7**

Glosario de términos y acrónimos **18**

1. Introducción **19**

1.1. Antecedentes 22

1.2. Planteamiento del problema 24

1.3. Justificación 25

1.4. Hipótesis 26

1.5. Objetivos 28

1.6. Alcances y limitaciones 29

1.6.1. Alcances 29

1.6.2. Limitaciones 29

1.7. Metodología 30

1.8. Estructura de esta tesis 31

2. Marco teórico **32**

2.1. Aceleradores de partículas 32

2.2. Acelerador Tándem Van de Graaff del Instituto Nacional de Investigaciones Nucleares 35

2.2.1. Componentes de un acelerador Tándem Van de Graaff 36
2.3. Controlador PID 46
2.4. Controladores por modos deslizantes 48
2.4.1. Conceptos básicos del control por modos deslizantes 50
2.4.2. Diseño de control por modos deslizantes de seguimiento de salida convencional 54
2.5. Implementación de controladores por medio de sistemas embebidos . 57
2.5.1. Hardware de los sistemas de control embebidos 59
2.5.2. Sistema embebido basado en la tarjeta NI sbRIO-9631 60
2.5.3. Implementación de controladores en sistemas embebidos usando las herramientas LabVIEW-FPGA 64

3. Modelado matemático de la terminal de potencial 66
3.1. Modelo basado en la autoinductancia del triodo de corona 67
3.2. Modelo basado en el tiempo de retardo de la corriente que pasa a través del triodo de corona 76
3.3. Componentes asociados con la terminal de potencial del acelerador Tándem Van de Graaff 85
3.4. Evaluación de los modelos matemáticos 96

4. Control de voltaje en la terminal de potencial 99
4.1. Control PID 100
4.1.1. Análisis de estabilidad y respuesta transitoria 103
4.2. Control por modos deslizantes 109
4.2.1. Representación en el espacio de estados 111
4.2.2. Control por modos deslizantes para el seguimiento de salida convencional 113
4.2.3. Simulaciones numéricas 116
4.3. Evaluación del desempeño de los controladores CMD y PID 117

5. Implementación de controladores estabilizantes 122
5.1. Integración de los componentes electrónicos del módulo TPS 124
5.2. Programación de la tarjeta sbRIO-9631 con el software LabVIEW . . 126

5.3. Programación de la interfaz de usuario en LabVIEW para el manejo del TPS . . . 133
5.3.1. Manejo del TPS del acelerador tándem Van de Graaff . . . 134
5.4. Resultados experimentales . . . 136
5.4.1. Controlador PID . . . 136
5.4.2. Controlador por modos deslizantes . . . 140
5.5. Discusión . . . 143

6. Conclusiones **148**
Referencias . . . 151

Índice de figuras

1.1. Esquema del acelerador tándem Van de Graaff 20
1.2. Diagrama del TPS actual del acelerador tándem Van de Graaff 21
1.3. Diagrama del TPS propuesto para el acelerador tándem Van de Graaff 25

2.1. Esquema de generador Van de Graaff 35
2.2. Laboratorio del acelerador Tándem Van de Graaff 36
2.3. Esquema fuente de iones SNICS 38
2.4. Tanque de acelerador Tándem Van de Graaff del ININ 39
2.5. Segmento de la columna del acelerador Tándem Van de Graaff del ININ 41
2.6. Segmento del tubo del acelerador Tándem Van de Graaff del ININ . . 42
2.7. Esquema del imán analizador de 90° del acelerador Tándem Van de Graaff del ININ 44
2.8. Diagrama de bloques de sistema con control PID 47
2.9. Diagrama de bloques de sistema con control PID estándar 48
2.10. Movimiento unidimensional de una unidad de masa (M) 50
2.11. Diagrama de un sistema embebido 61
2.12. Tarjeta NI sbRIO-9631 62
2.13. Diagrama a bloques de la tajeta NI sbRIO-9631 63

3.1. Esquema del acelerador tándem Van de Graaff con los componentes asociados a la terminal de potencial 67
3.2. Diagrama que muestra los componentes que conforman el triodo de corona 68
3.3. Circuito eléctrico equivalente del acelerador tándem Van de Graaff . . 69

3.4. Circuito equivalente de la terminal de potencial para su análisis en el dominio de la frecuencia. 70
3.5. Diagrama de bloques que describe el comportamiento de la terminal de potencial. 71
3.6. Diagrama de bloques para la entrada $-KV_g(s)$. 71
3.7. Diagrama de bloques simplificado del sistema para la entrada $-KV_g(s)$. 71
3.8. Diagrama de bloques para la entrada de corriente de carga $I_g(s)$. . . . 72
3.9. Diagrama de bloques para la entrada de corriente de carga $I_g(s)$. . . . 72
3.10. Voltaje $V_t(s)$ en función de las entradas de voltaje $KV_g(s)$ y de corriente $I_g(s)$. 73
3.11. Voltaje $V_t(s)$ en función de las entradas de voltaje $KV_g(s)$ y de la corriente $I_g(s)$ (modelo AITC). 74
3.12. Señal de osciloscopio del voltaje en la terminal de potencial $V_t(s)$ y la señal de voltaje de control $V_g(s)$. 75
3.13. Resultados de la simulación del voltaje en la terminal de potencial para una variación en las puntas de corona del 20 % al 80 % (modelo AITC). 76
3.14. Voltaje en la terminal del acelerador en funcionamiento para una variación en las puntas de corona del 20 % al 80 %. 77
3.15. Comparación de resultados experimentales y de simulación del voltaje en la terminal de potencial (modelo AITC). 78
3.16. Circuito eléctrico equivalente de la fuente de potencial tomando en cuenta el tiempo de retardo t_r en la corriente que pasa por las puntas de corona. 79
3.17. Circuito equivalente de la terminal de potencial para su análisis en el dominio de la frecuencia tomando en cuenta el tiempo de retardo t_r. . 80
3.18. Diagrama de bloques de la terminal de potencial del acelerador Tándem Van de Graaff. 80
3.19. Diagrama de bloques para la entrada $-KV_g(s)$. 81
3.20. Diagrama de bloques simplificado para la entrada $-KV_g(s)$. 81
3.21. Diagrama de bloques para la entrada $I_g(s)$. 81
3.22. Diagrama de bloques simplificado para la entrada $I_g(s)$. 82

3.23. Voltaje $V_t(s)$ en función de la entrada de voltaje $-KV_g(s)$ y de corriente $I_g(s)$. 82
3.24. Simulación del voltaje en la terminal de potencial V_t para una variación en las puntas de corona del 20 % al 80 % (modelo con retardo). . 83
3.25. Comparación de resultados experimentales y de simulación del voltaje en la terminal de potencial (modelo con retardo). 84
3.26. *(A)* Longitud de la terminal. *(B)* Disposición coaxial del tanque con respecto la terminal de potencial del acelerador tándem Van de Graaff (TVG). 86
3.27. Configuración para la obtención de los parámetros del triodo de corona, V_{ap} , I_{ap} y V_{gp} de forma experimental. 89
3.28. Valores de la resistencia R_p obtenidos experimentalmente (negro) y ajuste de los datos experimentales (rojo). 94
3.29. Valores del factor de amplificación μ_p obtenidos experimentalmente (negro) y ajuste de los datos experimentales (rojo). 96
3.30. Configuración para obtención del tiempo t_r. 97
3.31. Estimación del desfasamiento ϕ_{tr} con un osciloscopio. 98

4.1. Diagrama de bloques del sistema en lazo cerrado con un controlador PID. 100
4.2. Diagrama de bloques de la terminal de potencial en lazo cerrado con el controlador PID. 101
4.3. Sintonización del controlador PID considerando una distancia del 10 % de las puntas de corona. 102
4.4. Voltaje en la terminal de potencial para diferentes valores de distancia de las puntas de corona. Simulación del sistema en lazo cerrado con el controlador PID. 104
4.5. Localización de los polos y ceros del sistema en lazo cerrado con el controlador PID, para diferentes valores de la distancia de las puntas de corona (del 10 % al 90 %). 106
4.6. Voltaje cuando se varía la distancia de las puntas de corona, considerando valores fijos para las ganancias del controlador PID. 108

4.7. Localización de los polos y ceros del sistema considerando ganancias fijas del control PID 110
4.8. Resultado de la simulación del sistema en el espacio de estados 113
4.9. Simulación del sistema en lazo cerrado con el CMD 117
4.10. Acercamiento voltaje máximo en la terminal potencial obtenido con el CMD 117
4.11. Acercamiento voltaje mínimo en la terminal potencial obtenido con el CMD 118
4.12. Comportamiento de la variable de deslizamiento σ 118
4.13. Comportamiento de la señal de control en modos deslizantes de salida convencional u 119
4.14. Acercamiento del comportamiento de la señal de control en modos deslizantes de salida convencional u 119
4.15. Voltaje cuando se varía la distancia de las puntas de corona obtenido con el CMD 120

5.1. Diagrama de conexión de los componentes del TPS 123
5.2. Diagrama del Módulo electrónico TPS 124
5.3. Módulo electrónico TPS 126
5.4. Diagrama a bloques de la programación del TPS 128
5.5. Proyecto del sistema embebido en LabVIEW 129
5.6. Diagrama de programación del FPGA en LabVIEW 131
5.7. Algoritmo de CMD implementado en LabVIEW 131
5.8. Algoritmo del control PID implementado en LabVIEW 132
5.9. Interfaz de usuario del estabilizador en LabVIEW. 133
5.10. Diagrama de flujo de la operación del TPS. 137
5.11. Voltaje generado en la terminal de potencial del acelerador con la ejecución del controlador PID. 138
5.12. Voltaje generado en la terminal de potencial del acelerador en modo GVM con la ejecución del controlador PID. 139
5.13. Voltaje generado en la terminal de potencial del acelerador en modo SLIT con la ejecución del controlador PID. 141

5.14. Voltaje generado en la terminal de potencial del acelerador con la ejecución del CMD. 142
5.15. Voltaje generado en la terminal de potencial del acelerador en modo GVM con la ejecución del CMD. 143
5.16. Voltaje generado en la terminal de potencial del acelerador en modo SLIT con la ejecución del CMD. 144

.

Índice de tablas

1.1. Variación de voltaje en la terminal de potencial. V_{ref} denota el voltaje de referencia en la terminal de potencial. 27
1.2. Porcentaje de error en la regulación de voltaje en la terminal de potencial. V_{ref} denota el voltaje de referencia en la terminal de potencial. 27

2.1. Relación de los parámetros de los formatos en un controlador PID. . . 48

3.1. Valores calculados de L_p, R_p, y K de la terminal de potencial. 73
3.2. Medición experimental del voltaje del ánodo V_{ap}, corriente del ánodo I_{ap}, voltaje de catodo V_{gp} y el voltaje de la rejilla V_g del tubo al vacío 6BK4. 90
3.3. Valores de la resistencia interna del triodo de corona R_p con respecto a la posición de las puntas de corona, obtenidos experimentalmente. . 93
3.4. Valores del factor de amplificación del triodo de corona μ_p con respecto a la posición de las puntas de corona, obtenidos experimentalmente. . 95
3.5. Valores numéricos de la RECM para los modelos AITC y retardado. . 98

4.1. Ganancias del controlador PID para diferentes valores de la distancia de las puntas de corona. 103
4.2. Parámetros de operación del sistema de estabilización de la fuente de potencial del acelerador para diferentes valores de distancia de las puntas de corona. 105
4.3. Elementos constantes de la función de transferencia para diferentes valores de distancia de las puntas de corona. 106

4.4. Polos, ceros y factor de amortiguamiento del sistema en lazo cerrado con el control PID. 107
4.5. Elementos constantes de la función de transferencia para diferentes valores de distancia de las puntas de corona, considerando valores fijos de las ganancias del controlador PID. 109
4.6. Polos, ceros y factor de amortiguamiento del sistema con el control PID, considerando ganancias fijas. 110
4.7. RECM de los controladores CMD y PID. 121
4.8. Maximo sobreimpulso de los controladores: CMD y PID. 121
4.9. Tiempo de asentamiento en los dos controladores CMD y PID. 121

5.1. Señales de entrada y salida del TPS. 125
5.2. Comparación del comportamiento del TPS en modo de control GVM con los controles PID y CMD. 145
5.3. Comparación del comportamiento del TPS en modo SLIT con los controles PID y CMD. 146
5.4. Variación de voltaje deseada (hipótesis) y variación generada en la terminal de potencial con la implementación de los controladores PID y CMD. V_{ref} denota el voltaje promedio en la terminal de potencial. . 147

Glosario de términos y acrónimos

AITC	Auto Inductancia del Triodo de Corona
ASIC	Circuito Integrado de Aplicaciones Específicas
AUTO	Modo Automático
ADC	Convertidor Analógico Digital
CMD	Control por Modos Deslizantes
CPLD	Dispositivos Lógico Programables Complejos
CPO	Capacitor Pick Off
CPU	Unidad Central de Proceso
DAC	Convertidor Digital Analógico
DSP	Procesador Digital de Señales
FPGA	Arreglo de Compuertas Programables en Campo
GVM	Modo Voltímetro Generador
ININ	Instituto Nacional de Investigaciones Nucleares
PC	Computadora Personal
PID	Proporcional Integral Derivativo
PLC	Controlador Lógico Programable
RECM	Raíz del Error Cuadrático Medio
RTOS	Sistema Operativo de Tiempo Real
SCADA	Sistema de Control Supervisorio y Adquisición de Datos
SISO	Una Entrada - Una Salida
SLIT	Modo rejillas de deslizamiento
STBY	Modo inicial de operación
TPS	Estabilizador de la terminal de potencial
TVG	Tándem Van de Graaff

Capítulo 1

Introducción

Los aceleradores producen iones con carga positiva para hacerlos colisionar a altas velocidades contra los átomos de algún material para generar una respuesta característica, lo que permite analizar sus propiedades. El acelerador tándem Van de Graaff (TVG) es una herramienta para la realización de estudios ambientales (agua, suelo, aire) así como en el campo de la industria agroalimentaria, de materiales y conservación del arte. Lo anterior se realiza por medio de técnicas analíticas IBA (Ion Beam Analysis) [1].

Un esquema del acelerador Tándem Van de Graaff se muestra en la Figura 1.1. El principio de operación se describe a continuación. La terminal de potencial (1) es un componente fundamental para la aceleración de partículas. Esta se comporta como un capacitor el cual se carga mediante un sistema Van de Graaff, que consiste de una fuente de corriente (2) y una banda de carga (3), que transporta las cargas producidas en la fuente de corriente hacia la terminal de potencial, donde se produce un voltaje de hasta 6 MV. Un haz de partículas se genera en una fuente de iones negativos (4); estos iones son atraídos y acelerados por la terminal de potencial. Posteriormente los iones llegan a un película de carbón ubicada en la parte central del tubo acelerador, para realizar un intercambio de carga (5), donde los iones negativos pierden electrones y se transforman en iones positivos, que son repelidos y acelerados hacia el otro extremo del tubo acelerador (6). Las partículas salen del tanque principal del acelerador (7) con una energía aproximadamente igual al doble del voltaje de la terminal. Posteriormente, el haz de partículas pasa por el electroimán analizador

(8), para eliminar partículas con estados de carga no deseados. Finalmente, el haz se dirige a una línea de experimentación (9) por medio de un electroimán selector (10) [2].

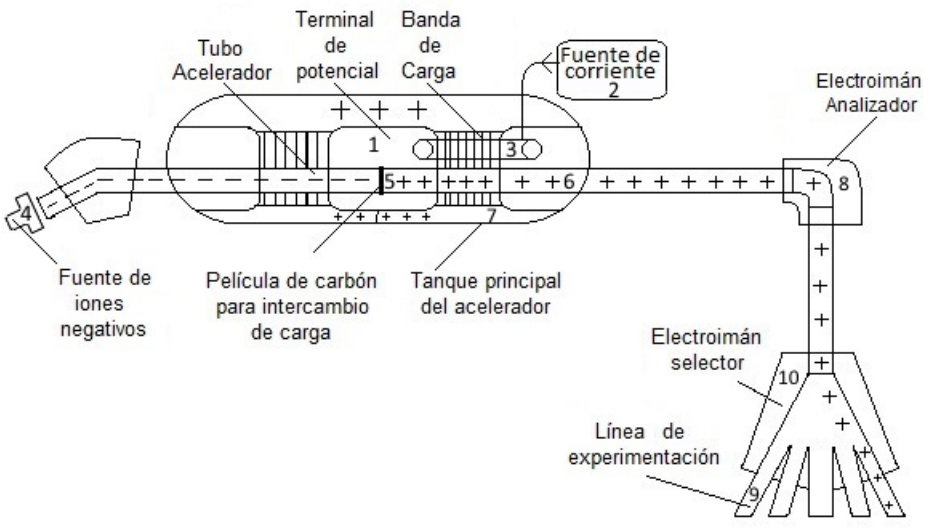


Figura 1.1: Esquema del acelerador tándem Van de Graaff

El acelerador Tándem Van de Graaff de 6 MV en terminal, modelo EN que se encuentra instalado en el ININ, tiene una fuente de iones tipo SNICS (Source of Negative Ions by Cesium Sputtering). Este cuenta con un electroimán de resolución cercana a 10 keV para protones. Se tienen 5 líneas para realizar experimentos, acondicionadas de acuerdo a la técnica de análisis requerida. Para asegurar que el voltaje en la terminal de potencial no tenga variaciones mayores de aproximadamente $\pm 1kV$, se utiliza un estabilizador TPS (Terminal Potential Stabilizer) y de esta manera producir un haz de partículas que pueda ser empleado en las líneas de experimentación.

La Figura 1.2 muestra un esquema del TPS del acelerador Tándem Van de Graaff y sus componentes asociados. A continuación, se describen brevemente sus funciones.

1. Puntas de corona. Drenan corriente de la terminal de potencial.

2. Voltímetro generador. Mide el voltaje en la terminal en corriente directa (DC).

3. Capacitor Pick Off (CPO). Mide las variaciones de voltaje en corriente alterna (AC).

4. Rejillas de deslizamiento. Monitorean la posición del haz después del electroimán analizador.

5. Terminal de potencial. Terminal de alto voltaje para la aceleración de partículas.

6. Fuente de corriente continua. Polariza la banda de carga de la terminal de potencial.

7. Electroimán analizador. Filtra solo las partículas de cierta energía.

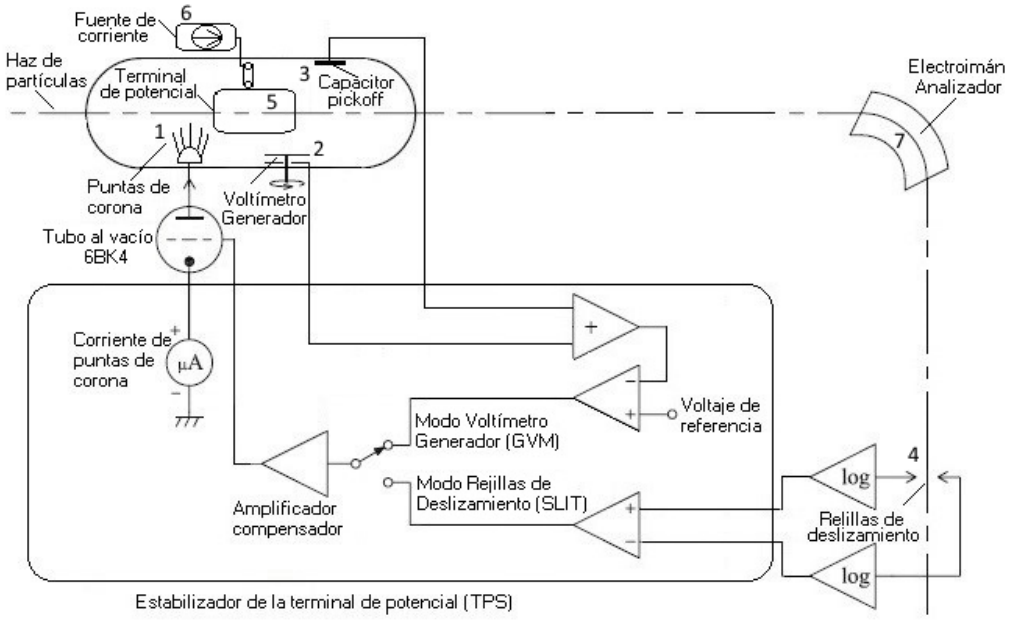


Figura 1.2: Diagrama del TPS actual del acelerador tándem Van de Graaff

El TPS cuenta con tres modos básicos de operación que se describen a continuación.

a) Modo voltímetro generador (GVM). Se utiliza principalmente en el inicio de la operación del acelerador, cuando no se tiene aún la generación del haz de

partículas a su salida, pero se desea fijar el voltaje de la terminal de potencial en algún valor asociado con la energía de las partículas que se quieren acelerar. En este modo se toma en cuenta la señal de voltaje medida por el voltímetro generador y del capacitor Pick Off. La regulación del voltaje en la terminal de potencial del acelerador se lleva a cabo por medio de la cantidad de corriente que se drena a través de las puntas de corona.

b) Modo rejillas de deslizamiento (SLIT). Este modo se pone en funcionamiento cuando se tiene presente el haz de partículas después del electroimán analizador, el cual al chocar con las dos rejillas de deslizamiento genera una corriente proporcional a la posición del haz. Una vez monitoreada esta posición se puede controlar aumentando o disminuyendo el voltaje de la terminal de potencial por medio del drenado de corriente de la terminal de potencial a través de las puntas de corona.

c) Modo automático. Este modo realiza una conmutación automática entre el modo GVM y el modo SLIT dependiendo principalmente de la corriente en las rejillas de deslizamiento. Si se tiene una corriente por arriba de un valor previamente establecido en las rejillas de deslizamiento, el sistema permanece en modo SLIT, pero si el valor es menor, el sistema conmuta a modo GVM, en el que el usuario puede variar el voltaje de la terminal de forma manual hasta obtener la corriente del haz para conmutar a modo SLIT.

1.1. Antecedentes

La historia de los estabilizadores para el control y regulación de la fuente de alto voltaje en los aceleradores del Tipo Tándem Van de Graaff, se remonta a los años 40, que es cuando surge este tipo de máquinas. En la literatura se puede identificar su evolución de acuerdo con los diversos enfoques desarrollados para su actualización.

Desde la aparición de los aceleradores de partículas, se han desarrollado diversas estrategias para estabilizar el voltaje en la terminal de potencial. A lo largo del tiempo, la tecnología empleada para este propósito ha experimentado una notable evolución. En las últimas cinco décadas, se ha pasado del uso de dispositivos dis-

cretos de estado sólido, como diodos y transistores, a componentes más sofisticados, como los amplificadores operacionales [3], [4], [5], [6], [9], [11]. Más recientemente, los reportes indican una tendencia hacia la implementación de circuitos digitales, que incorporan convertidores analógico-digital (ADC) y digital-analógico (DAC) [2], [7], [10], [12].

En cuanto a la regulación del voltaje en la terminal de potencial, se reporta la disminución de las fluctuaciones de voltaje en la terminal de potencial hasta llegar a ± 1 kV en el modo SLIT [2], [5], [9], [11]. Por otro lado, se han reportado diferentes estrategias de control para la regulación del voltaje de la terminal de potencial incluyendo compensadores Proporcionales [4], [6], [9], [2], PID [12], en adelanto de fase [3] y predictivos [7].

Los mecanismos utilizados para la regulación del voltaje incluyen el método de descarga por puntas de corona, mediante el control de la rejilla de un tubo al vacío, como se describió en la introducción de este trabajo. En algunos casos, la estabilización también se logra mediante el control de la fuente de corriente de la banda de carga en la terminal de potencial, en los aceleradores tipo Van de Graaff, o mediante el control de la fuente de corriente de las cadenas de carga, en el caso de los aceleradores tipo Pelletrón, que son estructuralmente similares a los aceleradores con un generador Van de Graaff. En este tipo de acelerador la carga eléctrica se mueve mediante un sistema de transporte mecánico que consiste de una cadena de "pellets"(tubos conductores conectados por eslabones de material aislante), que se utiliza para generar altos voltajes en la terminal de potencial del acelerador.

Un aspecto importante en el análisis del comportamiento del acelerador es la dinámica asociada con el tiempo de tránsito que se tiene en la corriente de descarga de corona. Cabe resaltar que, en la mayoría de los trabajos reportados, esta dinámica no se considera, lo que merma la precisión de los modelos considerados. En este proyecto de investigación se tomará en cuenta esta dinámica en el modelo matemático con el fin de tener una representación más confiable del comportamiento del acelerador y de esta manera lograr una disminución significativa de las fluctuaciones de voltaje en la terminal de potencial.

1.2. Planteamiento del problema

El TPS del acelerador Tándem Van de Graaff del ININ se instaló en el año 1986, por lo que se requiere hacer una actualización, ya que la tecnología con la que se desarrolló, que está basada en circuitos analógicos, es obsoleta y actualmente no se consiguen componentes de reemplazo. Por otra parte, con el deterioro de estos, las variaciones de voltaje que presenta son de aproximadamente ±10 kV. De acuerdo con la literatura consultada, en aceleradores similares se ha logrado mejorar su funcionamiento al reducir la variación de voltaje en un intervalo que va desde ±1 kV hasta ±1.5 kV, a través de la implementación de diversas estrategias de control, entre las cuales se pueden mencionar compensadores en adelanto de fase, controladores Proporcionales, Proporcionales-Integrales, y algoritmos predictivos [5], [7], [2], [11]. El proyecto propuesto plantea el desarrollo de un nuevo sistema para la estabilización de la fuente de alto voltaje el cual contempla dos vertientes, que se describen a continuación:

a) El uso de nuevas técnicas para el control del voltaje en la terminal de potencial, donde uno de los factores más relevantes a considerar es el tiempo de tránsito de la corriente de la descarga de corona empleado para la regulación del voltaje en la terminal de potencial. El tiempo de tránsito depende de la distancia cátodo-ánodo que existe en el triodo de corona. Para un potencial positivo en la terminal, los portadores de carga son principalmente iones negativos. El tiempo de tránsito se define como el tiempo que los portadores de carga requieren para cruzar la descarga y se interpreta como un retardo en la corriente de descarga. En la literatura para aceleradores similares al del ININ, se han reportado tiempos de tránsito de aproximadamente 30 ms [3], [5]. Cabe resaltar que en la mayoría de las investigaciones desarrolladas sobre el diseño de control para la reducción de la variación de voltaje en el TPS no se ha contemplado este retardo.

b) La integración de herramientas modernas de hardware para la implementación del estabilizador. En la Figura 1.3 se muestra una configuración propuesta basada en un sistema embebido y una computadora personal (PC) que funciona como interfaz de usuario. Este nuevo sistema tiene las mismas entradas y salidas que el TPS descrito en la sección anterior (ver Figura 1.2), esto permitirá que la sustitución se realice de forma rápida y sin hacer adaptaciones considerables.

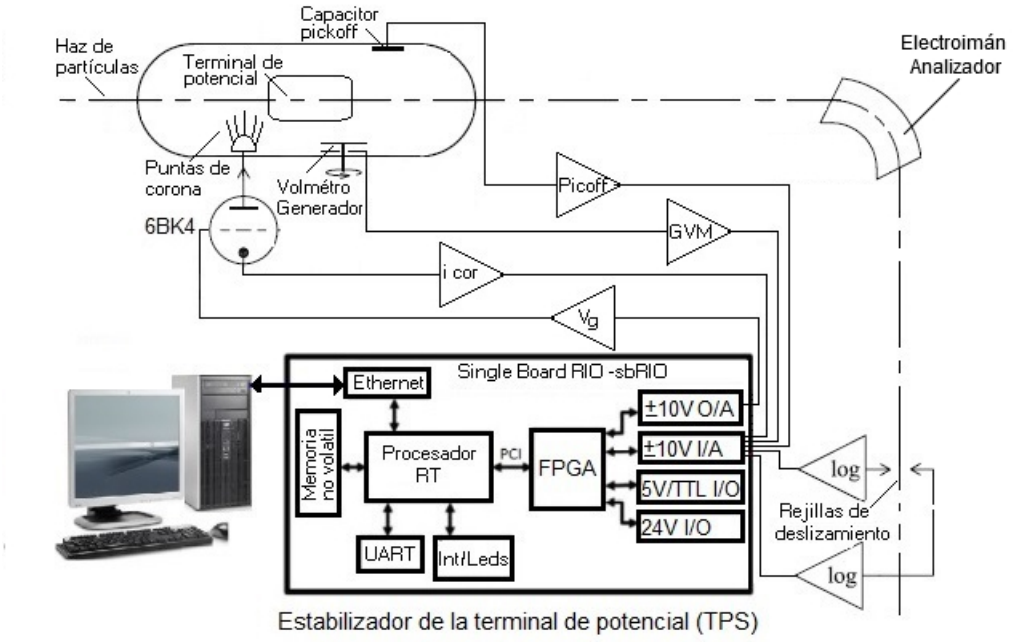


Figura 1.3: Diagrama del TPS propuesto para el acelerador tándem Van de Graaff

1.3. Justificación

El acelerador de partículas Tándem Van de Graff tiene una gran variedad de aplicaciones entre las que destacan estudios ambientales (agua, suelo, aire), así como en el campo de la industria agroalimentaria, de materiales y hasta conservación del arte [1]. Para el adecuado funcionamiento del acelerador, se requiere de un haz de partículas monoenergéticas constante. Esto se puede lograr si el voltaje en la terminal del acelerador no presenta fluctuaciones de magnitud considerable, es decir, si las variaciones de voltaje no superan ± 1.5 kV en modo GVM y ± 1 kV en modo SLIT [5].

Con el desarrollo de un controlador estabilizante para el TPS basado en técnicas de control modernas, y su implementación en un sistema digital embebido se pretende obtener una disminución en las variaciones de voltaje en la terminal de potencial del acelerador de ± 10 kV a ± 1.5 kV en modo GVM y de ± 5 kV a ± 1 kV en modo SLIT. Es importante mencionar que el controlador se diseñará a partir de un modelo matemático que tome en cuenta el tiempo de tránsito generado por los portadores de

carga en el triodo de corona, lo que permitirá describir de una manera más precisa las dinámicas del sistema.

La mayoría de los aceleradores Tándem Van de Graaff, instalados en diversos laboratorios alrededor del mundo, tienen la desventaja de que los componentes de su TPS son analógicos, lo que hace que se tengan que calibrar constantemente y su manejo no sea lo suficientemente accesible ya que no cuentan con una interfaz de usuario intuitiva y amigable. Este es el caso del acelerador en el que se implementará el controlador propuesto donde se tiene instalado un TPS modelo D-CON-1936-22, fabricado por la compañía High Voltage Engineering en el año 1986. El sistema propuesto ofrecerá mayor flexibilidad en la configuración de las operaciones mediante el uso de software. Al eliminar los componentes analógicos, se reducirán las tareas de ajuste que normalmente se requieren debido a la variación de sus parámetros. Además, una computadora personal funcionará como interfaz de usuario, lo que facilitará el manejo del estabilizador de forma amigable. Al emplear componentes modernos en su implementación, se prevendrá su obsolescencia en el corto plazo.

Otro factor que motiva el desarrollo de este proyecto es el incremento en la disponibilidad del acelerador del ININ al reducir el tiempo promedio por año que el acelerador estará fuera de servicio por fallas y recalibración en el TPS, que en la actualidad es aproximadamente de 30 días. Por otra parte, el sistema facilitará la implementación de algoritmos y funciones de control al considerar dispositivos digitales en lugar de componentes electrónicos físicos. Con este tipo de tecnología, cualquier modificación en los algoritmos de control se realizará de forma inmediata y sin requerir el reemplazo de componentes físicos.

En la actualidad, en otras partes del mundo, los aceleradores de este tipo se han actualizado para continuar brindando servicio en los laboratorios donde están instalados [13], [9], [11]. Con el desarrollo de este sistema, en el país se contará con desarrollos propios en el campo de los aceleradores de partículas.

1.4. Hipótesis

Con el desarrollo del estabilizador para la terminal de potencial del acelerador TVG, por medio de la implementación de una ley de control que se ejecute en un

sistema digital, se logrará disminuir el porcentaje de error de regulación en el voltaje de la terminal de potencial.

La Tabla 1.1 muestra las variaciones de voltaje en la terminal de potencial del acelerador TVG del ININ en los modos de operación GVM y SLIT que se tienen actualmente y los que se desean alcanzar con el sistema de control que será desarrollado en este proyecto.

Cabe mencionar que el intervalo de voltaje de operación en la terminal de potencial es 1-6 MV. Los datos son propuestos de acuerdo con las necesidades de los usuarios del acelerador y con los resultados obtenidos y reportados en los trabajos consultados [2], [10], [11].

Tabla 1.1: Variación de voltaje en la terminal de potencial. V_{ref} denota el voltaje de referencia en la terminal de potencial.

Modo de operación	**Variación de voltaje actual**	**Variación de voltaje deseada**
Voltímetro generador (GVM)	V_{ref} ±10000 V	V_{ref} ±1500 V
Modo rejillas de deslizamiento (SLIT)	V_{ref} ±5000 V	V_{ref} ±1000 V

Las variaciones que presenta este voltaje pueden expresarse en términos del porcentaje de error de regulación, como se muestra en la Tabla 1.2. En este caso V_{ref} se consideró igual a 1 MV, ya que es el voltaje mínimo con el que generalmente opera el acelerador.

Tabla 1.2: Porcentaje de error en la regulación de voltaje en la terminal de potencial. V_{ref} denota el voltaje de referencia en la terminal de potencial.

Modo de operación	**Porcentaje de error actual**	**Porcentaje de error deseado**
Voltímetro generador (GVM)	V_{ref} ±1.0 %	V_{ref} ±0.15 %
Modo rejillas de deslizamiento (SLIT)	V_{ref} ±0.5 %	V_{ref} ±0.1 %

1.5. Objetivos

El objetivo general de este trabajo es el diseño e implementación de un sistema de control para regular el voltaje en la terminal de potencial de un acelerador tándem Van de Graaff, que permita reducir el porcentaje de error en estado estacionario de acuerdo a los valores presentados en la Tabla 1.2 .

Los objetivos particulares son:

1.- Desarrollar un modelo matemático de la fuente de potencial del acelerador tándem Van de Graaff, de manera que el comportamiento del voltaje predicho por el modelo, describa el comportamiento observado experimentalmente en la terminal de potencial del acelerador, considerando todo el rango de variación de la distancia de las puntas de corona.

2.- Diseñar una ley de control que permita estabilizar la fuente de potencial, cumpliendo con las siguientes especificaciones tanto en su respuesta transitoria como en estado estacionario: una sobreelongación máxima del 5 % y un tiempo de asentamiento de 10 segundos. Además, se debe considerar un criterio de error en estado estacionario menor o igual al 0.15 %. Finalmente, verificar la factibilidad de implementación de dicha ley de control.

3.- Analizar la estabilidad del sistema y evaluar su desempeño mediante simulaciones numéricas.

4.- Implementar y validar experimentalmente el sistema de control en el acelerador Tándem Van de Graaff del ININ, asegurando que las variaciones de voltaje en la terminal se mantengan dentro de los siguientes límites establecidos: $\pm 1500\ V$ respecto al voltaje de referencia en modo de operación GVM, y $\pm 1000\ V$ respecto al voltaje de referencia en modo SLIT.

1.6. Alcances y limitaciones

1.6.1. Alcances

- Desarrollo de un sistema de control para la estabilización de la terminal de potencial del acelerador Tándem Van de Graaff del ININ.
- Inclusión de los tres modos de operación del estabilizador: voltímetro generador, rejillas de deslizamiento y automático.
- Implementación de un sistema digital embebido basado en FPGA, donde se ejecutarán los algoritmos de control.
- Diseño de una interfaz de usuario en una computadora personal para la interacción con el sistema, incluyendo controles e indicadores.
- Validación del sistema mediante pruebas experimentales.
- Realización de un análisis comparativo con otros sistemas de estabilización reportados en la literatura.
- Evaluación de los siguientes parámetros:
  - Variación de voltaje en la fuente de potencial.
  - Estrategia de control utilizada.
  - Modelo matemático empleado.
  - Tecnología de implementación.
  - Interfaz de usuario para la interacción con el sistema.

1.6.2. Limitaciones

- El modelo matemático se centrará exclusivamente en la terminal de potencial, sus sensores y actuadores asociados.
- La fuente de corriente de carga será considerada como una fuente ideal de corriente constante, sin variaciones durante la operación.

- El análisis comparativo se limitará a sistemas desarrollados para aceleradores similares al del ININ.

1.7. Metodología

El desarrollo del proyecto de investigación contempla las siguientes etapas:

I. Revisión bibliográfica.
Investigación sobre el estado del arte de las técnicas de modelado y control de los sistemas estabilizadores para aceleradores de partículas del tipo Tándem Van de Graaff.

II. Modelado matemático de la fuente de alto voltaje.
En esta etapa se caracterizará el comportamiento dinámico de la terminal de potencial del acelerador considerando los componentes asociados al sistema, como son el voltímetro generador, el capacitor Pick Off y el circuito de las puntas de corona que se utiliza para drenar la corriente de la terminal de potencial y de esta manera controlar el voltaje en la misma. El modelo contemplará la dinámica asociada con el tiempo de tránsito de la corriente de descarga de corona [4], [13], [14].

III. Diseño e implementación del sistema de control.
A partir del modelo matemático desarrollado, se diseñará e implementará una ley de control que garantice la regulación del voltaje en la terminal de potencial. La evaluación del desempeño de la ley de control se llevará a cabo mediante simulaciones. El sistema de control de estabilización se implementará con tecnologías modernas de instrumentación virtual usando LabVIEW®, además de un sistema embebido, en este sistema se ejecutará la ley de control que considere los modos de operación, GVM, SLIT y AUTO.

IV. Desarrollo de interfaz de usuario.
Se desarrollará una interfaz de usuario con la cual los usuarios podrán elegir entre los distintos modos de operación del sistema de estabilización: GVM, SLIT y AUTO. Esta contará con un control para el ajuste manual del voltaje de

la terminal de potencial, así como los indicadores de los parámetros del sistema (voltaje de la terminal de potencial, corriente en las rejillas de deslizamiento y la corriente de puntas de corona principalmente). Otro parámetro importante que se podrá visualizar será una gráfica en tiempo real de las variaciones de voltaje en la terminal de potencial.

V. Validación experimental.
El sistema estabilizador desarrollado será integrado al acelerador Tándem Van de Graaff del ININ y se realizará un conjunto de pruebas para evaluar su desempeño y verificar que cumple con los requerimientos planteados en la hipótesis inicial de la investigación. Lo anterior se llevará a cabo en conjunto con el personal que se encarga de la operación de este acelerador.

1.8. Estructura de esta tesis

La tesis se divide en 6 capítulos, los cuales se distribuyen de la siguiente manera: En el Capítulo 2 se describen aspectos generales de los aceleradores de partículas y se presenta una descripción del acelerador Tándem Van de Graaff con sus componentes asociados. Los modelos matemáticos de la terminal de potencial del acelerador Tándem Van de Graaff se presentan en el Capítulo 3, los cuales se utilizarán para el diseño del control del voltaje en la terminal de potencial del acelerador. El Capítulo 4 presenta el diseño de un control PID y un control por modos deslizantes para resolver la tarea del control de voltaje de la terminal de potencial. En el Capítulo 5, se presenta la implementación del estabilizador del acelerador Tándem Van de Graaff que se desarrolló por medio de un sistema embebido y utilizando programación en LabVIEW. También se presentan los resultados de las pruebas experimentales realizadas. En el Capítulo 6 se presentan las conclusiones generales de la investigación.

Capítulo 2

Marco teórico

2.1. Aceleradores de partículas

En 1896, el físico francés Henri Becquerel realizó uno de los descubrimientos científicos más trascendentales para la humanidad: el descubrimiento de la radiactividad. Este fenómeno se caracteriza por la capacidad de ciertos átomos, como el radio, el polonio y el torio, de emitir energía de manera espontánea. Investigaciones posteriores permitieron determinar que dicha energía consiste en la emisión de partículas y fotones, clasificados como radiación alfa, beta y gamma, nombres derivados de las primeras letras del alfabeto griego.

Ernest Rutherford y sus colaboradores Marsden y Geiger en el año de 1911 utilizaron una fuente de partículas alfa como proyectiles para bombardear una película delgada transparente de oro, con el objetivo de poner a prueba el modelo atómico de Thomson, llamado modelo del pastel. La conclusión a la que llegarían con los resultados de los experimentos de Rutherford fue la de suponer que la mayor parte de la masa de los átomos de oro estaba concentrada en un pequeño volumen, al cual se le llamó núcleo atómico y fue así lo que dio origen al modelo nuclear de los átomos.

El estudio del núcleo atómico tanto en el ámbito teórico como experimental dio origen a una nueva rama de la ciencia llamada la física nuclear y el estudio experimental de estos sistemas inició estudiando las colisiones de los núcleos con proyectiles producidos por fuentes radiactivas.

Entre las principales limitaciones al inicio de la física nuclear se encontraba la

escasez de fuentes radiactivas, así como la baja intensidad de estas, lo cual implicaba la realización de experimentos prolongados y agotadores. Además, los investigadores carecían de la capacidad para seleccionar adecuadamente el tipo de proyectil y ajustar su energía de forma precisa. La necesidad de generar haces de partículas como alfas, deuterones, protones, entre otras, en el que se tuviera control sobre su energía y corriente dio origen al diseño de los aceleradores de partículas.

El desarrollo del primer acelerador de partículas con la capacidad de bombardear núcleos y provocar una transmutación nuclear controlada por el ser humano desató una intensa competencia entre científicos durante la primera década del siglo XX. Tras dos décadas de esfuerzos, los investigadores británicos John Cockcroft y Ernest Walton lograron dicho objetivo en 1932, al construir el primer acelerador de iones positivos. Con este dispositivo generaron un haz de protones de baja energía que fue utilizado para bombardear isótopos de litio (^7Li), dando lugar a la primera transmutación nuclear artificial de la historia. Este logro les valió en 1933 el Premio Nobel de Física [15].

Aceleradores electrostáticos

Este tipo de aceleradores también se conocen como aceleradores en corriente directa, las partículas (después de la ionización) se aceleran a través de un tubo acelerador, en un solo paso excepto para aceleradores en tándem donde la aceleración se lleva a cabo en dos etapas. El tubo está construido de forma rectilínea, con una serie de electrodos a lo largo del eje con un voltaje controlado para cada electrodo, con el objetivo de enfocar el haz y para distribuir el gradiente de voltaje uniformemente a lo largo de las superficies de aislamiento. Para aceleradores de un solo paso se producen iones positivos por medio de una fuente y para aceleradores tándem la fuente produce iones negativos. [18].

Acelerador Van de Graaff

En 1931, Robert Jemison Van de Graaff construyó en la Universidad Norteamericana de Princeton, el primer generador electrostático de alto voltaje mediante el empleo de una banda transportadora de cargas móvil, con el que se llegaron a acelerar partículas hasta los 15 MeV. Uno de los principales problemas de este tipo

de generador son las fuertes descargas eléctricas que se producen. La banda está fabricada de un tejido de caucho vulcanizado u otro material aislante flexible.

El principio de operación es el siguiente (Figura 2.1): una banda sin fin de material aislante se coloca entre dos poleas P_1 y P_2, separadas unos pocos metros una de otra en disposición vertical. Un motor acoplado a la inferior la hace girar a una velocidad lineal de hasta unas decenas de metros por segundo. Existe un mecanismo junto a la polea inferior que carga eléctricamente a la banda, este consiste básicamente en un cepillo o peine de alambres (C_1) próximo a la banda que está conectado a una fuente de voltaje de corriente directa (DC). Un campo eléctrico intenso $\vec{E}$, en las proximidades de las puntas del peine ioniza el medio (gaseoso) presente, y repele a los iones de su mismo signo eléctrico hacia la banda, que los transporta hacia la polea superior. La cantidad de carga eléctrica transportada por la banda está controlada por la fuente de voltaje y puede ser negativa o positiva dependiendo de la polaridad de esta. Un peine de características similares (C_2) está situado junto a la polea superior y recoge dichas cargas que se acumulan sobre la superficie externa de un electrodo colector esférico, que recibe el nombre de terminal de potencial, cargándola a un potencial creciente según se acumulan las cargas que recibe de la banda. El voltaje en la terminal es una función del diámetro de esta. Según crece el potencial, se pueden generar descargas dependiendo de la constante dieléctrica del medio ambiente. Para reducir este fenómeno se utilizan tanques presurizados con gas un gas dieléctrico comprimido como exafluoruro de azufre (SF_6) o una mezcla de Nitrógeno con Bióxido de Carbono ($N_2 + CO_2$), donde se aloja el generador Van de Graaff y otros componentes del acelerador [19].

La terminal de potencial se comporta como un capacitor esférico, si esta tiene un radio r_1 y está encerrada dentro de una capa concéntrica puesta a tierra de radio r_2, la capacitancia C se obtiene mediante la Ecuación (2.1) y está dada en Faradios.[20]:

$$C = 4\pi\epsilon\epsilon_0 \frac{r_1 r_2}{r_2 - r_1} \tag{2.1}$$

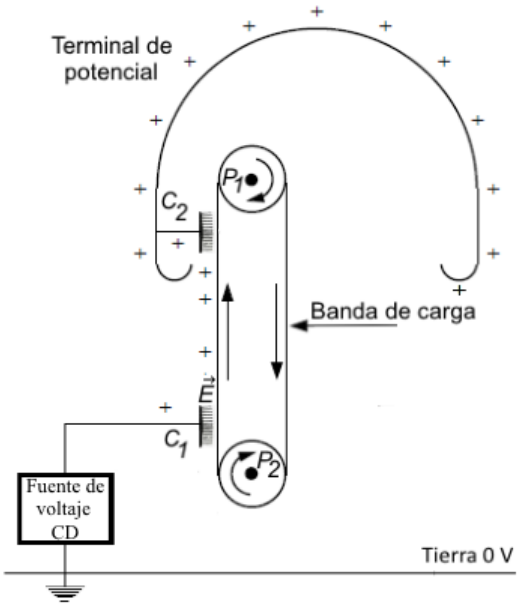


Figura 2.1: Esquema de generador Van de Graaff

2.2. Acelerador Tándem Van de Graaff del Instituto Nacional de Investigaciones Nucleares

En el Instituto Nacional de Investigaciones Nucleares (ININ) se encuentra en funcionamiento un acelerador de partículas tipo Tándem Van de Graaff modelo EN, construido por la compañia High Voltaje Enginnering Corporation en 1965, el cual inició operaciones en marzo de 1968. Este maneja hasta 6 MV en la terminal de potencial.

La aceleración de las partículas la realiza en 2 pasos y se pueden obtener protones de energías de 1.5 a 12.0 MeV. Con este acelerador también es posible acelerar iones más pesados; como Li^{2+}, B^{3+}, C^{4+}, Si^{6+}, Fe^{6+} [21]. En las siguientes secciones se da una descripción detallada de este acelerador.

En la Figura 2.2 se muestra la distribución física de los componentes dentro del laboratorio del acelerador Tándem Van de graaff.

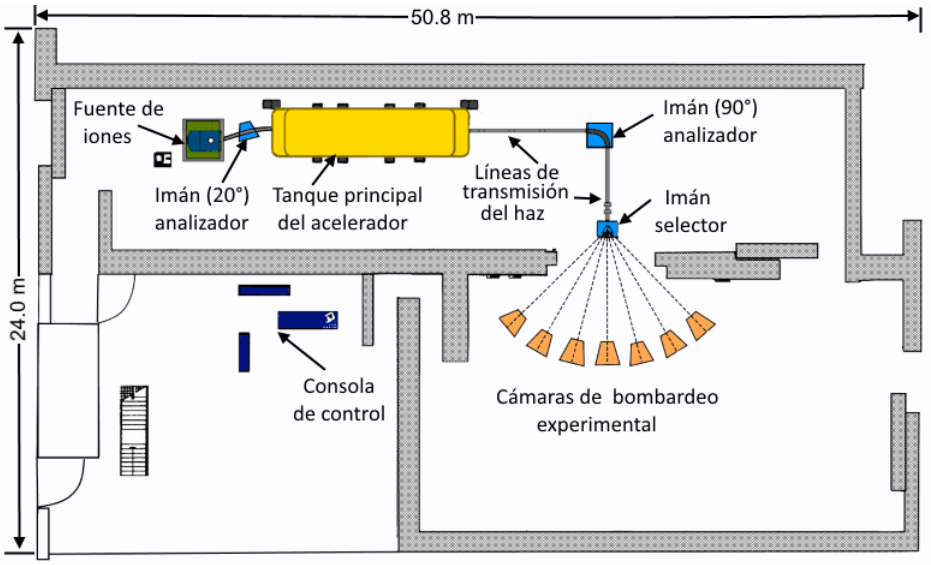


Figura 2.2: Laboratorio del acelerador Tándem Van de Graaff

2.2.1. Componentes de un acelerador Tándem Van de Graaff

El proceso en el acelerador Tándem Van de Graaff del ININ, inicia en la fuente de iones, donde se extraen partículas con polaridad negativa y energías entre 20 y 60 keV, estas se enfocan y son desviadas 20° por un electroimán para eliminar las partículas no deseadas. Posteriormente, llegan al tanque acelerador, realizando una aceleración en dos etapas. Las partículas que inicialmente tenían una polaridad negativa, se convierten en iones positivos por medio de un mecanismo de intercambio de carga en el centro del acelerador y con esta polaridad abandonan el acelerador. Estas son desviadas 90° por otro electroimán, que selecciona las partículas deseadas, éstas son enfocadas y llegan a un electroimán selector que dirige el haz a una línea de experimentación específica. Los componentes principales para realizar el proceso de aceleración en la instalación del acelerador Tándem Van de Graaff se presentan a continuación.

Fuente de iones

Los aceleradores del tipo tándem aceleran iones negativos, por lo que la fuente proporciona un haz de iones de este tipo. En el Laboratorio del Acelerador Tándem Van de Graaff del ININ, se tiene una fuente de iones denominada SNICS (Source

of Negative Ions by Cesium Sputtering), fabricada y comercializada por la compañía National Electrostatics Corporation (NEC); que produce protones y deuterones, además de iones pesados como: Berilio, litio, carbono y es capaz de generar aproximadamente 51 haces correspondientes a diferentes elementos. Esta fuente fue desarrollada de manera independiente por dos grupos de investigación: J.H. Billen, H.T. Richards y G.T. Caskey, pertenecientes a la Universidad de Wisconsin, y R.M. Middleton, de la Universidad de Pensilvania. La Figura 2.3 muestra el diagrama de una fuente SNICS. La generación de iones comienza cuando se incrementa la temperatura del contenedor que almacena cesio (Cs) neutro, provocando su evaporación y desplazamiento hacia la región comprendida entre el ionizador y el cátodo. El cesio depositado sobre la superficie del ionizador se calienta hasta aproximadamente 1000°C mediante una resistencia eléctrica con una potencia estimada entre 125 y 135W. Como resultado del efecto térmico, los átomos de cesio pierden su electrón de valencia al superar la energía de enlace, formando iones de cesio positivos. Estos iones son atraídos por un potencial eléctrico negativo hacia el cátodo, compuesto por un material seleccionado según el tipo de partícula que se desea acelerar. Al impactar sobre el cátodo, los iones de cesio inducen la emisión de iones negativos del material mediante un proceso denominado sputtering, el cual consiste en desprender átomos del cátodo que, al interactuar con el cesio, adquieren electrones y se convierten en iones negativos. Los iones negativos generados en el cátodo son posteriormente acelerados hacia el ánodo mediante un potencial intermedio, y finalmente dirigidos hacia la salida de la fuente mediante un voltaje de extracción. La corriente del haz resultante depende de diversos factores: la composición y potencial aplicado al cátodo, la temperatura y el flujo de iones de cesio neutro [22],[23].

Imán analizador de 20°

A continuación el haz de iones negativos es conducido hacia un analizador magnético para seleccionar los iones con cierta carga y masa. En este dispositivo, los iones son enfocados y desviados mediante un campo magnético constante generado por un electroimán que se ajusta de acuerdo a la energía de las partículas que se desean acelerar y eliminar aquellas partículas no deseadas. De manera análoga a cómo un prisma dispersa la luz según su longitud de onda, el campo magnético actúa como un

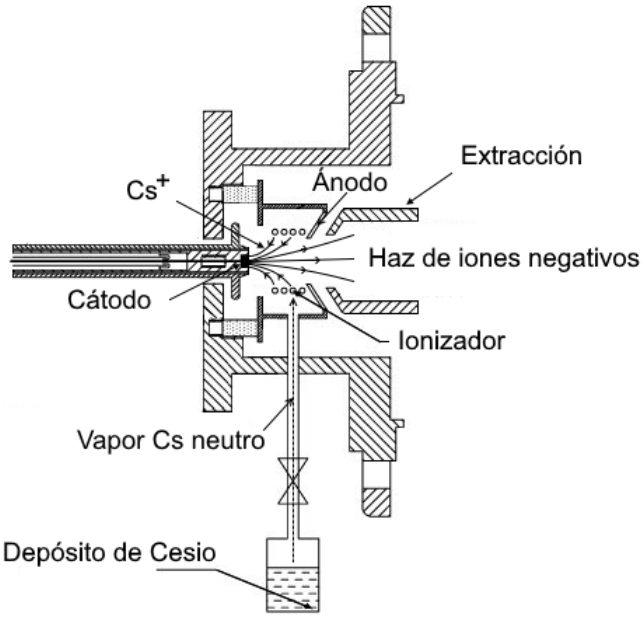


Figura 2.3: Esquema fuente de iones SNICS

separador que discrimina entre distintos grupos de partículas según sus propiedades. La función principal de este imán es seleccionar únicamente el haz que presenta la carga y masa que se requieren. Su uso es fundamental, ya que la fuente de iones genera partículas con múltiples estados de carga, y es necesario filtrar las que no cumplen con las condiciones deseadas. Finalmente, las partículas seleccionadas son enfocadas e inyectadas en el tanque del acelerador dentro de la línea de transmisión.

Tanque del acelerador

Un importante avance tecnológico en la construcción de aceleradores electrostáticos, fue el confinamiento del generador de alto voltaje dentro de un tanque presurizado con un gas dieléctrico como nitrógeno o hexafluoruro, a una presión relativamente alta, del orden de 10 atmósferas, lo que permite un aislamiento eficaz del voltaje. En este rango de presión, la rigidez dieléctrica del gas es aproximadamente proporcional a la presión aplicada. El tanque, que también alberga el generador y las columnas de alta y baja energía, es un contenedor de aproximadamente 2.5 metros de diámetro, 10 metros de longitud y un peso de 23 toneladas, que opera a una presión máxima de hasta 1.54 x $10^6 Pa$, con una mezcla de gas (80 % de $N2$ y 20 % de $CO2$). El uso

de este sistema permite incrementar significativamente la tensión de operación, así como aumentar la corriente que circula en su interior. Además, su implementación posibilita la reducción de la longitud de la columna de los aceleradores en comparación con los sistemas que operan en condiciones atmosféricas. La Figura 2.4 muestra el tanque del acelerador Tándem Van de Graaff del ININ. Este sistema cuenta con ventanas a través de las cuales se instalan instrumentos como las puntas de corona, el voltímetro generador y el capacitor Pick-off. Los tubos aceleradores están alojados en el interior del tanque del acelerador. En ellos se inyectan iones negativos extraídos de la fuente de iones, con energías del orden de unas decenas de keV. Estos ingresan a un tubo acelerador con forma cilíndrica cuya función es incrementar progresivamente la velocidad de las partículas. En el acelerador tándem modelo EN, el tubo acelerador fue diseñado con vidrio y acero, pegado con resina epoxi. Este componente se describe con mayor detalle en apartados posteriores [15], [19].

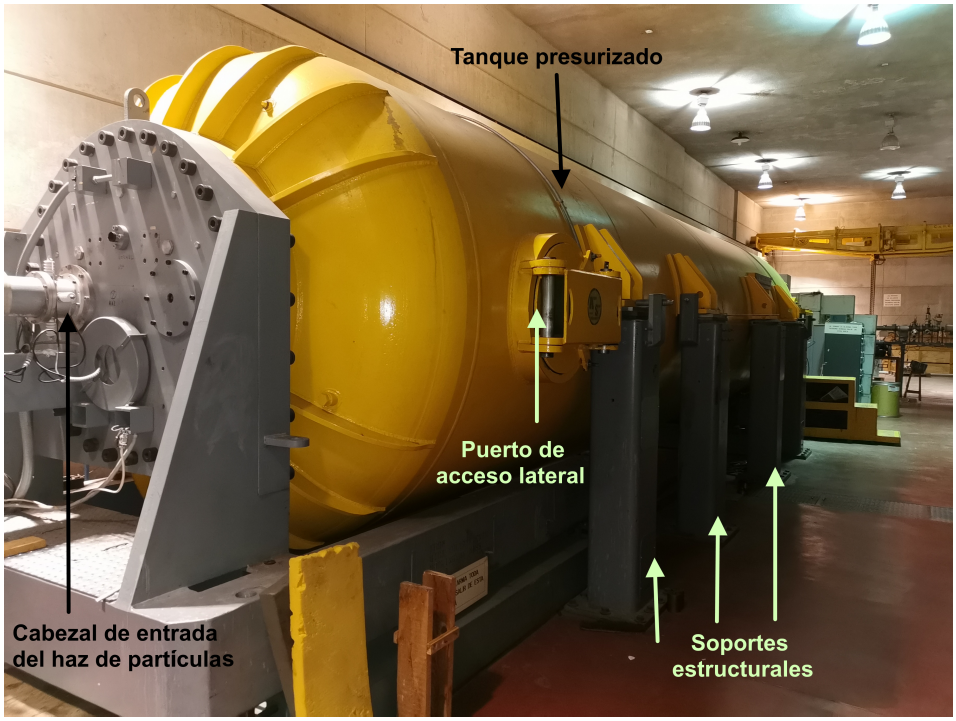


Figura 2.4: Tanque de acelerador Tándem Van de Graaff del ININ

Generador de alto voltaje

El generador electrostático de alto voltaje del acelerador es del tipo Van de Graaff, cuya característica principal es que emplea una banda móvil transportadora de cargas, como se describe en la Sección 2.1. Mediante este sistema se alcanza un voltaje de hasta 6 MV en la terminal de potencial. Después de que el haz de partículas es generado por la fuente de iones ubicada en la sección externa del acelerador, este se conduce mediante un sistema de alineación y transporte hacia la región interna del tanque presurizado, en la cual existe un diferencial de potencial electrostático que se crea por el transporte mecánico de cargas eléctricas desde un potencial a tierra hasta la terminal de alto voltaje, por medio de una banda transportadora de carga, compuesta por un material aislante, tensada entre entre dos cilindros separados. Uno de estos cilindros está conectado a un motor impulsor que hace girar la banda, denominada polea inferior. El segundo cilindro es conocido como polea superior. La carga se induce en la banda mediante efecto corona, el cual se genera por la presencia de un campo eléctrico de gran intensidad, que por efecto inductivo sobre el dieléctrico, mueve electrones del domo metálico de la terminal metálica a tierra, generándose así un voltaje positivo en la terminal.

El motor impulsor es de corriente alterna, con una potencia de 50 HP y gira a una velocidad de 3600 rpm. La banda transportadora está fabricada en nylon, mientras que la terminal de alto voltaje, construida en acero inoxidable, presenta una geometría cilíndrica con un diámetro de 1 metro. Los peines de transferencia de carga donde se produce el efecto corona son de acero inoxidable y la fuente de carga tiene un voltaje en corriente directa de hasta 50 kV con una corriente máxima de 500 μA.

Columna del acelerador

La columna aislante que soporta la terminal representa un diseño altamente especializado, resultado de un complejo desarrollo de ingeniería. La columna está construida con losas de vidrio unidas a planos de metal, que sirven para proporcionar resistencia mecánica y para hacer un divisor del voltaje total (ver Figura 2.5). Debido a que el vidrio es débil y poco confiable cuando está sometido a esfuerzos de tracción, la columna se coloca bajo compresión por medio de un resorte y un enlace

mecánico. De esta manera, la columna soporta cargas de aproximadamente una 2 toneladas. Para distribuir el voltaje de forma uniforme, la columna está rodeada de anillos equipotenciales con un diámetro exterior ligeramente inferior al de la terminal. El voltaje se divide de manera uniforme mediante el uso de una cadena de 312 resistencias en serie, cada una conectada a un anillo de la columna. Cada anillo está separado por un espacio lo suficientemente grande como para soportar el gradiente de voltaje axial a lo largo de la columna con facilidad, pero lo suficientemente pequeño como para evitar concentraciones de campo radial que podrían provocar una chispa en la pared del tanque. La columna soporta la banda de carga, el motor de la banda de carga, la terminal de alto voltaje, los arillos equipotenciales y los tubos aceleradores entre otras cosas.

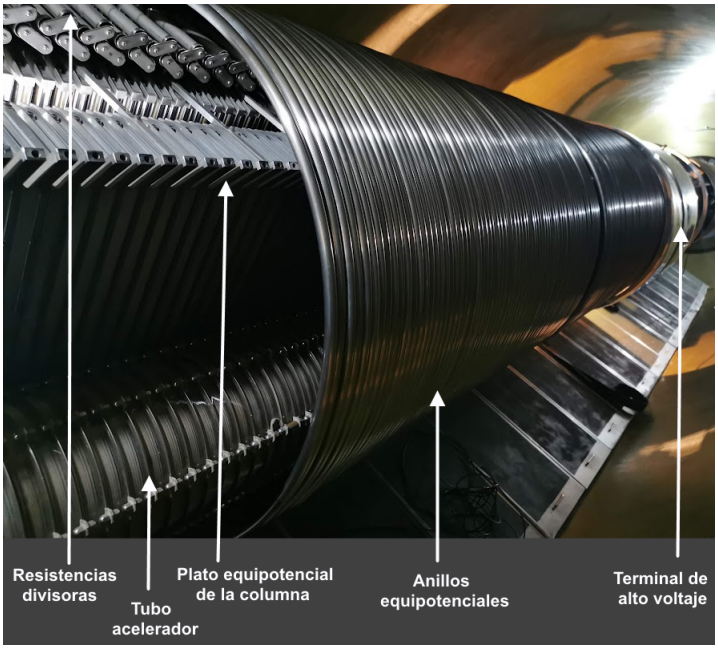


Figura 2.5: Segmento de la columna del acelerador Tándem Van de Graaff del ININ

Tubo acelerador

El tubo acelerador está conformado por discos de vidrio intercalados con electrodos metálicos circulares, ensamblados mediante adhesivos especiales, como las resinas epóxicas.

Algunos aceleradores modernos emplean cerámicas especiales en lugar de vidrio para la construcción de los tubos aceleradores, las cuales se unen a los electrodos mediante procesos de soldadura. El diámetro del tubo acelerador es de 0.20 m y la longitud total del tubo acelerador coincide con la longitud de la columna del acelerador, el tubo acelerador se divide en 4 segmentos de 2 m de longitud como el que se muestra en la Figura 2.6. A cada plano de los electrodos le corresponde un plato equipotencial en la columna, por lo que tanto el número como la separación de estos elementos son equivalentes. Una de las funciones clave del tubo acelerador es su papel como elemento de enfoque. Por esta razón, la aceleración de las partículas no se realiza en un solo paso, sino en múltiples etapas, lo cual genera un gradiente de voltaje a lo largo del tubo, idéntico al existente en la columna. Este gradiente es esencial, ya que las partículas que emergen de la fuente de iones no siempre están alineadas con el eje del tubo, por lo que requieren ser enfocadas hacia la trayectoria de este.

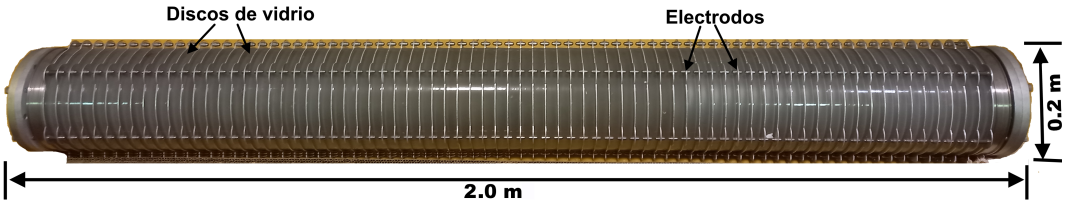


Figura 2.6: Segmento del tubo del acelerador Tándem Van de Graaff del ININ

Normalmente, la diferencia de potencial entre los electrodos más próximos a la fuente de iones se ajusta de modo que sea aproximadamente un 20 % menor en comparación con la de los electrodos más alejados. Este diseño tiene como propósito debilitar el campo eléctrico en esa región, lo que genera un efecto similar al de un embudo eléctrico. De este modo, las líneas de campo inducen a que las partículas cuya trayectoria inicial no está alineada con el eje del tubo corrijan su dirección hacia este.

El efecto de enfoque del tubo acelerador está directamente relacionado con el voltaje de operación, mejorando significativamente a medida que este se incrementa. Por esta razón, resulta más conveniente operar el acelerador a su voltaje máximo, ya que se obtiene un enfoque más eficiente de las partículas a lo largo de su trayectoria [15].

El tubo acelerador cumple dos funciones complementarias. Generar un alto vacío aislante que soporte los campos eléctricos lo más intenso posible y como un elemento de enfoque y transporte, que logre transmitir y enfocar el haz de partículas con una mínima degradación y pérdida.

El tubo acelerador se divide en dos secciones funcionales: la primera, denominada sección de baja energía, se encarga de acelerar iones negativos provenientes de la fuente de iones. La segunda, conocida como sección de alta energía, acelera los iones positivos resultantes tras el paso por el punto de inversión de carga.

El tubo acelerador está conformado por secciones de vidrio unidas a platos metálicos con un orificio central, los cuales funcionan como electrodos. En estos electrodos se aplica el gradiente de voltaje correspondiente a los planos equipotenciales de las columnas del acelerador.

Imán analizador de 90°

Se trata del electroimán más importante del laboratorio del acelerador TVG. Este componente actúa como un filtro, seleccionando únicamente las partículas con una energía específica. En otras palabras, discrimina el haz que posee la carga y masa deseadas, definiendo así la energía final del haz de partículas. Esta función es crucial, ya que tanto en la fuente de partículas como durante el proceso de intercambio de carga (stripping) se generan diversas especies iónicas con múltiples estados de carga y masa. Por ello, resulta indispensable eliminar las partículas no deseadas antes de que el haz incida sobre el blanco.

Se considera que la desviación magnética del haz es selectiva respecto a la masa, energía y estados de carga constantes. Las partículas con mayor o menor momento que el necesario para recorrer el ángulo de 90° son eliminadas del haz al chocar con las paredes del tubo donde se transporta el haz de partículas, como se muestra en la Figura 2.7. El imán analizador de 90° es capaz de deflectar protones, deuterio, iones como litio, carbono y oro entre otros.

Para conocer el campo magnético $\vec{B}$, se usa un sensor que utiliza la resonancia magnética nuclear producida en una sonda con una concentración alta en hidrógeno, colocada en la parte media del imán. Aquí, el espín nuclear de los protones de hidrógeno de la sonda tiende a alinearse con el campo magnético $\vec{B}$, describiendo

un movimiento de precisión. Una señal de radiofrecuencia induce una transición entre estados de espín. La frecuencia de la señal se denomina frecuencia de Larmor la cual es medida con un frecuencímetro y es proporcional a la intensidad del campo magnético aplicado.

El campo magnético del imán se ajusta de manera que las partículas con un momento determinado (P_0) describan una trayectoria circular de radio (R), siendo desviadas 90°. En la Figura 2.7 se ilustra esta desviación en la trayectoria de un haz de energía (E), causada por la acción de un campo magnético de radio (R). Dicho campo ($\vec{B}$) es generado al hacer circular corriente directa por las bobinas del imán. Para asegurar la estabilidad del campo magnético, las fuentes de corriente directa empleadas cuentan con sistemas de regulación y estabilización de alta precisión [15].

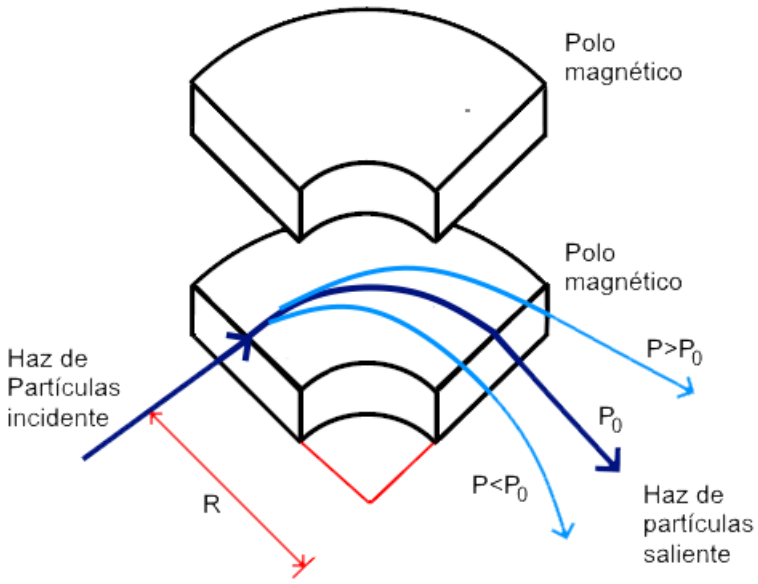


Figura 2.7: Esquema del imán analizador de 90° del acelerador Tándem Van de Graaff del ININ

Imán selector

Este imán se usa para seleccionar la salida del haz de partículas, estas salidas se encuentran cada 15° entre -45° y 45° con respecto la trayectoria de salida del imán

de 90°. En la actualidad se cuenta con dos líneas de haz para experimentación: una a -15 grados y otra a 15 grados.

- La línea de -15 grados está equipada para realizar análisis mediante la técnica PIXE (Particle Induced X-ray Emission). Por ejemplo, se ha utilizado para determinar la concentración de metales pesados como plomo (Pb), cadmio (Cd) y mercurio (Hg) en muestras de polvo atmosférico recolectadas en zonas urbanas. Esta aplicación permite evaluar la contaminación ambiental y su posible impacto en la salud pública.

- La línea de 15 grados está diseñada para experimentos con neutrones, generados por reacciones nucleares inducidas por el haz de partículas. Un ejemplo de aplicación es el estudio de materiales moderadores y blindajes utilizados en reactores nucleares, donde se analiza la interacción de neutrones con diferentes compuestos para optimizar la seguridad y eficiencia energética.

Líneas de transmisión del haz

Desde el momento en el que los iones son producidos y acelerados, necesitan un sistema de transporte que consta principalmente de las líneas de transmisión. El sistema de transporte está conformado por tubos metálicos de aluminio y acero inoxidable que se encuentran al vacío para conducir al haz de partículas a diferentes componentes del acelerador, desde la fuente de iones hasta las cámaras de dispersión.

Para evacuar cualquier gas de las líneas de transmisión que pueda interactuar con los iones se utilizan bombas de vacío. Al tener una presión baja, la dispersión del haz de iones contra las moléculas en reposo es limitada resultando en una mejor calidad de haz en todo el sistema. Para iones más pesados, una baja presión es aún más determinante. Las bombas de vacío se colocan a lo largo de toda la línea del acelerador, y pueden ser bombas mecánicas, de difusión, turbomoleculares, iónicas o criogénicas.

2.3. Controlador PID

La utilidad de los controles PID estriba en que se aplican en forma casi general a la mayoría de los sistemas de control. En particular, cuando el modelo matemático de la planta no se conoce y, por lo tanto, no se pueden emplear métodos de diseño analíticos, es cuando los controles PID resultan más útiles. En el campo de los sistemas para control de procesos, es un hecho bien conocido que los esquemas de control PID básicos y modificados han demostrado su utilidad para aportar un control satisfactorio, aunque tal vez en muchas situaciones específicas no aporten un control óptimo [24].

Modelo matemático del controlador PID

Considerando un sistema SISO (Single Input – Single Output) con condiciones iniciales nulas, su dinámica puede describirse mediante una ecuación diferencial ordinaria lineal. En una configuración de control en lazo cerrado, el controlador PID actúa sobre la planta con base en la señal de error, la cual se define como la diferencia entre la señal de referencia y la señal de respuesta del sistema. En este contexto, el comportamiento del controlador se puede representar mediante la ecuación (2.2).

$$u(t) = P(t) + I(t) + D(t) = k \cdot e(t) + k_i \cdot \int_0^t e(t)\,dt \; + k_d \cdot \frac{d}{dt}e(t) \tag{2.2}$$

donde

La acción proporcional, representada por $P(t)$, amplifica o atenúa el error de regulación mediante una ganancia proporcional k.

La acción integral, representada por $I(t)$, consiste en acumular el error de regulación a lo largo del tiempo, ponderado este mediante la ganancia integral k_i. Esta acción genera una señal de control basada en la suma del error pasado, lo que permite eliminar el error en estado estacionario.

La acción derivativa, denotada como $D(t)$, tiene como objetivo anticipar la evolución del error de regulación al considerar su tasa de cambio en el tiempo. Esta acción genera una señal de control proporcional a la derivada temporal del error, ponderada mediante la ganancia derivativa k_d.

La Figura 2.8 muestra el diagrama a bloques de un sistema en lazo cerrado con el controlador PID descrito por la ecuación (2.2).

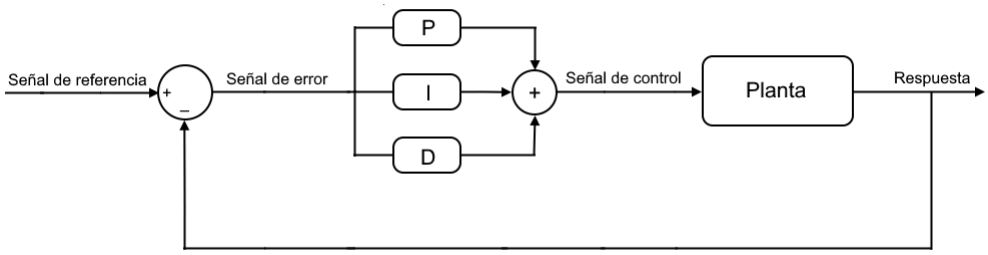


Figura 2.8: Diagrama de bloques de sistema con control PID

El formato de la ecuación (2.2) se utiliza comúnmente en el medio académico debido a que su interpretación es sencilla. Sin embargo, según el diagrama de bloques mostrado en la Figura 2.8, si se configuran las ganancias del controlador PID como $k = 0$, $k_i = 0$ y $k_d \neq 0$, es decir, solo se activa la acción derivativa, esta no puede generar una señal de control efectiva cuando no hay error o cuando el error es constante. Además, la acción derivativa es muy sensible al ruido, lo que puede provocar inestabilidad en el sistema. Por esta razón, se prefiere utilizar el formato estándar, que incluye siempre la acción proporcional, lo cual permite un control más robusto y confiable.

El formato estándar o formato de la Sociedad Internacional de Automatización (ISA, por sus siglas en inglés), de la ley de control PID se presenta en la ecuación (2.3).

$$u(t) = K\left[e(t) + \frac{1}{T_i} \cdot \int_0^t e(t)\,dt \;\; + T_d \cdot \frac{d}{dt}e(t)\right] \tag{2.3}$$

donde K es la ganancia Proporcional (sin unidades), T_i es el tiempo Integral (tiempo por ciclo de integración) y Td es el tiempo Derivativo (unidades de tiempo).

La Figura 2.9 muestra el diagrama a bloques de un sistema en lazo cerrado con el controlador PID descrito por la ecuación (2.3). Donde se aprecia que la acción proporcional está presente en todo momento, lo cual evita que el sistema opere únicamente con la acción derivativa. Esto es importante porque la acción derivativa,

por sí sola, puede generar problemas de estabilidad, especialmente en presencia de ruido o cuando el error es constante.

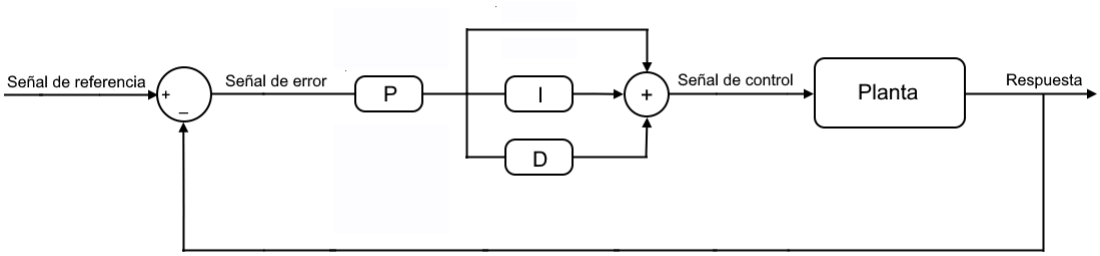


Figura 2.9: Diagrama de bloques de sistema con control PID estándar

En la Tabla 2.1 se muestra la relación de los parámetros de los dos formatos para expresar un controlador PID.

Tabla 2.1: Relación de los parámetros de los formatos en un controlador PID.

Formato académico	**Formato ISA**
k	K
k_i	K/T_i
k_d	$K \cdot T_d$

De la ecuación (2.3) se puede obtener la función de transferencia del controlador PID en función de variable compleja, para evaluar su desempeño.

$$G_c(S) = \frac{U(S)}{E(S)} = K\left[1 + \frac{1}{T_i \cdot S} + T_d \cdot S\right] \tag{2.4}$$

2.4. Controladores por modos deslizantes

El control por modos deslizantes (CMD) es una estrategia robusta que permite conducir y mantener al sistema en un estado deseado de estabilidad, definido como superficie deslizante, independientemente de las perturbaciones que afecten directa o indirectamente a la planta. La idea central consiste en llevar la dinámica del sistema

a una región del espacio de estados en la cual las variables permanezcan dentro de un rango aceptable, correspondiente a dicha superficie. Una de las características más destacadas de este enfoque es la naturaleza discontinua de su acción de control, lo cual contribuye a una baja sensibilidad frente a incertidumbres paramétricas y perturbaciones externas, resultando en un desempeño satisfactorio del sistema.

El diseño de un controlador por modos deslizantes se lleva a cabo en dos etapas fundamentales. La primera consiste en definir una superficie de deslizamiento que limite la magnitud de la acción de control, considerando las incertidumbres del modelo y las perturbaciones. La segunda etapa contempla el diseño de una ley de control que garantice la convergencia de la trayectoria del sistema hacia dicha superficie en un tiempo finito.

Esta ley de control se divide en dos componentes: la ley del modo de alcance, encargada de dirigir la dinámica del sistema hacia la superficie de deslizamiento desde cualquier estado inicial; y la ley del modo deslizante, responsable de mantener la trayectoria del sistema adherida a dicha superficie una vez alcanzada.

El primer texto formal en inglés sobre el CMD fue publicado por Itkis en 1976. Para 1980, las principales contribuciones en la teoría CMD habían sido completadas y fueron publicadas en la monografía de Utkin en 1981 (en idioma ruso) con su posterior versión en inglés. Una revisión exhaustiva fue publicada por DeCarlo et al. en 1988. En estas publicaciones, se estableció claramente el procedimiento de dos pasos para el diseño de CMD [26].

Los sistemas con CMD han demostrado ser una herramienta eficiente para controlar plantas dinámicas no lineales complejas de alto orden que operan bajo condiciones de incertidumbre, lo cual es un problema común para los procesos en la actualidad. Esto explica el alto nivel de actividad en la investigación y publicaciones en este tema durante las últimas décadas. En la teoría del control automático, la investigación de sistemas con acciones de control discontinuas, como el CMD, ha sido un tema de interés constante. En particular, los sistemas conmutados (reguladores de "encendido-apagado") se consideran adecuados para el diseño de sistemas de control con retroalimentación. Esto se debe a su facilidad de implementación y a la eficiencia que ofrecen los dispositivos de conmutación en términos de consumo energético y respuesta operativa. [27].

2.4.1. Conceptos básicos del control por modos deslizantes

Para describir los fundamentos principales del control por modos deslizantes se propone un sistema compuesto por una masa con un movimiento unidimensional (véase la Figura 2.10). El sistema se describe en el espacio de estados definiendo una variable para la posición $x_l = x$ y otra variable para la velocidad $x_2 = \dot{x}$ de modo que:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 & x_1(0) = x_{10}, \\ \dot{x}_2 = u + f(x_1, x_2, t) & x_2(0) = x_{20} \end{cases} \tag{2.5}$$

donde u es el control y la función $f(x_1, x_2, t)$ representa los disturbios, que pueden comprender la fricción seca y viscosa, así como cualquier otra fuerza de resistencia desconocida y se supone que está acotada, es decir, $f(x_1, x_2, t) \leqslant L > 0$.

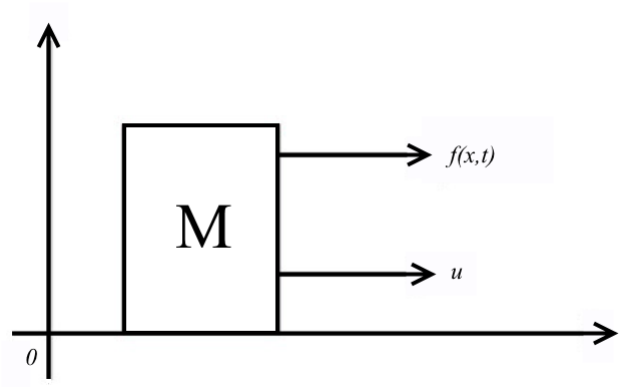


Figura 2.10: Movimiento unidimensional de una unidad de masa (M)

Se propone una dinámica para compensar el sistema descrito en (2.5), por medio de la siguiente ecuación diferencial homogénea lineal invariante en el tiempo (2.6):

$$\dot{x_1} + cx_2 = 0, \qquad c > 0 \tag{2.6}$$

Dado que $x_2(t) = \dot{x}_1$, la solución general de la Ecuación (2.6) y su derivada está dada por la Ecuación (2.7)

$$\begin{aligned} x_1(t) &= x_1(0)e^{-ct} \\ x_2(t) &= \dot{x_1}(t) = -cx_1(0)e^{-ct} \end{aligned} \tag{2.7}$$

se observa que tanto $x_1(t)$ como $x_2(t)$ convergen a cero asintóticamente. Así mismo, ningún efecto de la perturbación $f(x_1, x_2, t)$ se observa sobre el estado de la dinámica compensada. Para poder lograr esta compensación, primero se introduce una nueva variable (Ecuación (2.8)) en el sistema definido por la Ecuación (2.5):

$$\sigma = \sigma(x_1, x_2) = x_2 + cx_1, \qquad c > 0 \tag{2.8}$$

Para lograr la convergencia asintótica de las variables de estado x_1, x_2 a cero, se debe cumplir que, $\lim_{t\to\infty}(x_1, x_2) = 0$, con una velocidad de convergencia dada como en la Ecuación (2.7). Esto debe satisfacerse en presencia de la perturbación acotada $f(x_1, x2, t)$. Para lograrlo, la variable σ de (2.8) debe llegar a cero en tiempo finito mediante el control u.

Para garantizar la convergencia a cero de la variable σ, se emplea la teoría de Lyapunov, como se explica a continuación. Derivando la dinámica de σ y sustituyendo las Ecuaciones (2.5) se obtiene:

$$\dot{\sigma} = cx_2 + f(x_1, x_2, t) + u \qquad \sigma(0) = \sigma_0 \tag{2.9}$$

Considere la función candidata de Lyapunov definida por [26]:

$$V(\sigma) = \frac{1}{2}\sigma^2 \tag{2.10}$$

Para lograr la estabilidad asintótica de la dinámica definida por la Ecuación (2.9), se deben cumplir las siguientes condiciones:

(a) $\dot{V}(\sigma) < 0$ para $\qquad \sigma \neq 0$

(b) $\lim_{|\sigma|\to\infty} V(\sigma) = \infty$

Es claro que, de acuerdo con la Ecuación (2.10), la condición (b) se satisface. Para lograr una convergencia en tiempo finito (estabilidad global en tiempo finito), la condición (a) se puede modificar de la siguiente manera:

$$\dot{V} \leq -\alpha V^{\frac{1}{2}}, \qquad \alpha > 0 \tag{2.11}$$

Separando variables e integrando la desigualdad (2.11) en el intervalo de tiempo $0 \leq \tau \leq t$, se obtiene los siguiente.

$$V^{\frac{1}{2}}(t) \leq -\frac{1}{2}\alpha t + V^{\frac{1}{2}}(0) \tag{2.12}$$

De acuerdo con la Ecuación (2.12), $V(t)$ llega a cero en un tiempo finito t_r el cual esta acotado por

$$t_r \leq \frac{2V^{\frac{1}{2}}(0)}{\alpha} \tag{2.13}$$

De lo anterior se concluye que un control u que se calcula para satisfacer la Ecuación (2.11) llevará la variable σ a cero en un tiempo finito y la mantendrá en cero a partir de entonces.

La derivada de $V(\sigma)$ (2.11)se obtiene de la siguiente manera:

$$\dot{V} = \sigma\dot{\sigma} = \sigma(cx_2 + f(x_1, x_2, t) + u) \tag{2.14}$$

Considerando $u = -cx_2 + v$ y sustituyendo en (2.14) se obtiene lo siguiente:

$$\dot{V} = \sigma(f(x_1, x_2, t) + v) = \sigma f(x_1, x_2, t) + \sigma v \leq |\sigma|L + \sigma v \tag{2.15}$$

Proponiendo $v = -\rho sign(\sigma)$ donde

$$sign(\sigma) = \begin{cases} 1 & \text{si} \quad \sigma > 0 \\ 0 & \text{si} \quad \sigma = 0 \\ -1 & \text{if} \quad \sigma < 0 \end{cases} \tag{2.16}$$

y

$$sign(0) \in [-1 \quad 1] \tag{2.17}$$

con $\rho > 0$ y como $\sigma sig(\sigma) = |\sigma|$, podemos sustituir estos valores en el lado derecho de la Ecuación (2.15) obteniendo lo siguiente:

$$\dot{V} \leq |\sigma|L - |\sigma|\rho = -|\sigma|(\rho - L) \tag{2.18}$$

De (2.10), la ecuación (2.11) puede escribirse de la siguiente manera

$$\dot{V} \leq -\alpha V^{\frac{1}{2}} = -\frac{\alpha}{\sqrt{2}}|\sigma| \quad , \qquad \alpha > 0 \tag{2.19}$$

De las Ecuaciones (2.18) y (2.19) se obtiene que

$$\dot{V} \leq -|\sigma|(\rho - L) = -\frac{\alpha}{\sqrt{2}}|\sigma| \tag{2.20}$$

Para obtener el valor de ρ lo despejamos de la Ecuación (2.20)

$$\rho = L + \frac{\alpha}{\sqrt{2}} \tag{2.21}$$

De esta manera, una ley de control u que lleva a σ a cero en un tiempo finito t_r está dada por la Ecuación (2.22)

$$u = -cx_2 - \rho sign(\sigma), \tag{2.22}$$

donde ρ debe satisfacer la igualdad (2.21).

De lo anterior se desprende la siguiente observación. El primer componente de la ganancia de control L presentado en la Ecuación (2.21) compensa la perturbación acotada $f(x_1, x_2, y)$, mientras que el segundo término $\frac{\alpha}{\sqrt{2}}$ determina el tiempo de alcance de la superficie de deslizamiento dado por la Ecuación (2.13). Cuanto mayor sea α el tiempo de alcance será mas corto.

A continuación se presentan las siguientes definiciones para interpretar la variable σ presentada en la Ecuación (2.8), la dinámica compensada deseada (2.6) y la función de control (2.22) en un nuevo paradigma.

- La variable σ de la Ecuación (2.8) se llama variable deslizante
- Las Ecuaciones (2.6) y (2.8) reescritas en la forma de la Ecuación (2.23)

$$\sigma = x_2 + cx_1 = 0, \qquad c > 0 \tag{2.23}$$

  corresponden a una línea recta en el espacio de estados del sistema (2.5) y se denomina superficie deslizante.

  La condición (2.11), es equivalente a la Ecuación (2.24)

$$\sigma\dot{\sigma} \leq -\frac{\alpha}{\sqrt{2}}|\sigma| \tag{2.24}$$

La condición anterior se denomina de accesibilidad. Lo anterior significa que la trayectoria del sistema descrito en (2.5) se dirige hacia la superficie de deslizamiento σ (2.23) y permanece sobre ella a partir de entonces.

- El control $u = u(x_1, x_2)$ en la Ecuación (2.22) que dirige las variables de estado x_1, x_2 a la superficie de deslizamiento σ (2.23) en un tiempo finito t_r, y las mantiene en la superficie a partir de entonces en presencia de la perturbación acotada $f(x_1, x_2, t)$ es llamado controlador por modos deslizantes y se dice que tiene lugar un modo deslizante ideal en el sistema (2.5) para todo $t > t_r$.

2.4.2. Diseño de control por modos deslizantes de seguimiento de salida convencional

El control de seguimiento de salida de un servomecanismo es una práctica muy común. Por ejemplo, en un sistema de control de un convertidor de energía eléctrica de CD a CD, la conversión de energía eléctrica se realiza mediante el control de la conmutación en alta frecuencia del transistor de potencia para mantener el voltaje de salida en un nivel deseado.

Retomando el sistema original descrito por (2.5):

$$\begin{cases} \dot{x_1} = x_2 & x_1(0) = x_{10} \\ \dot{x_2} = u + f(x_1, x_2, t) & x_2(0) = x_{20} \\ y = x_1 \end{cases} \tag{2.25}$$

donde x_1, x_2 son la posición y la velocidad de la unidad de masa, y es la salida de control, u es el control y la función $f(x_1, x_2, t)$ representa los disturbios, que comprenden la fricción seca y viscosa, así como cualquier otra fuerza de resistencia desconocida, donde se cumple que $f(x_1, x_2, t) \leqslant L > 0$.

El problema a resolver es diseñar una ley de control CMD $u = u(x_1, x_2, t)$ donde la salida y (posición de la unidad de masa) siga asintóticamente un perfil de referencia $y_c(t)$ en un tiempo dado. En otras palabras, que el control $u = (x_1, x_2)$ lleve el error

de seguimiento de salida a cero: $\lim_{t\to\infty}(y_c(t)-y(t))=0$ en presencia de la perturbación acotada $f(x_1,x_2,t)$.

El procedimiento de diseño del control utiliza los conceptos de entrada-salida dinámica y grado relativo que se describen a continuación.

Considere un sistema dinámico de una entrada y una salida (SISO por sus sigla en inglés) con salida $y \in R$, vector de estado $x \in \Theta \subset R^n$, y entrada de control $u \in R$. Si $y^{(i)}$ es independiente de u para todo $i = 1, 2, ..., k-1$, pero $y^{(k)}$ es proporcional a u con un coeficiente de proporcionalidad distinto de cero en un dominio razonable $\Omega \subset \Theta \subset R^n$, entonces k se denomina *grado relativo*.

Para el sistema descrito en (2.25) la dinámica de entrada-salida tiene un grado relativo $k = 2$, ya que

$$y^{(2)} = u + f(y, \dot{y}, t) \tag{2.26}$$

El grado relativo del sistema descrito en (2.25) es igual al orden del sistema, lo que significa que el sistema no tiene ninguna dinámica interna [26].

El error de seguimiento de entrada-salida deseado que compense la dinámica del sistema descrito en (2.25) o (2.26), se puede definir como una ecuación diferencial lineal de orden igual a $(k-1)$ con respecto al error de seguimiento de salida $e = (y_c(t) - y(t))$. Específicamente, la definimos como en la ecuación (2.27)

$$\sigma = \dot{e} + ce, \qquad c > 0 \tag{2.27}$$

La siguiente etapa es el diseño de un CMD convencional u que lleve a $\sigma = 0$ en tiempo finito y lo mantenga en cero a partir de entonces, teniendo en cuenta que tan pronto como la variable deslizante σ llega a cero, el modo deslizante comienza y el error de seguimiento de salida e en modos deslizante obedecerá a la ecuación diferencial de primer orden deseada $(k-1)$:

$$\sigma = \dot{e} + ce = 0 \qquad c > 0 \tag{2.28}$$

que converge a cero cuando el tiempo se incrementa.

Usando (2.25), se obtiene la derivada de la variable de deslizamiento σ como:

$$\dot{\sigma} = \ddot{y}_c + c\dot{y}_c - f(y, \dot{y}, t) - c\dot{y} - u \tag{2.29}$$

Si se propone la variable $\varphi(y, \dot{y}, t) = \ddot{y}_c + c\dot{y}_c - f(y, \dot{y}, t) - c\dot{y}$ se obtiene lo siguiente:

$$\dot{\sigma} = \varphi(y, \dot{y}, t) - u \tag{2.30}$$

donde los valores de $y_c, \dot{y}_c$ y $\ddot{y}_c$ se conocen en todo tiempo. La perturbación acumulativa $\varphi(y, \dot{y}, t)$ se supone acotada, es decir, $\varphi(y, \dot{y}, t) \leq M$.

El CMD u de seguimiento de salida convencional, se puede diseñar utilizando la condición de existencia del modo deslizante (2.24) [26], reescrita en la forma de la ecuación (2.31)

$$\sigma\dot{\sigma} = -\bar{\alpha}|\sigma|, \qquad \bar{\alpha} = \frac{\alpha}{\sqrt{2}} \tag{2.31}$$

En consecuencia se tiene que

$$\sigma\dot{\sigma} = \sigma(\varphi(y, \dot{y}, t) - u) \leq |\sigma|M - \sigma u \tag{2.32}$$

proponiendo u de la forma:

$$u = \rho sign(\sigma) \tag{2.33}$$

y sustituyéndolo en la ecuación (2.32), se tiene:

$$\sigma\dot{\sigma} \leq |\sigma|(M - \rho) = -\bar{\alpha}|\sigma| \tag{2.34}$$

El factor ρ se obtiene al despejarlo de la ecuación (2.34):

$$\rho = M + \bar{\alpha} \tag{2.35}$$

Lo que concuerda con lo que se obtuvo en (2.21).

2.5. Implementación de controladores por medio de sistemas embebidos

Un sistema embebido es un sistema informático diseñado para realizar una o varias tareas específicas, usualmente en tiempo real, dentro de un dispositivo más grande. El sistema embebido es generalmente una combinación de un sistema de software y hardware y otros componentes que permiten ejecutar una operación en particular. El sistema embebido puede estar diseñado para realizar una sola función o múltiples funciones. Sin embargo, una vez definida su funcionalidad, esta suele mantenerse prácticamente sin cambios a lo largo del tiempo. El microprocesador es el componente clave de un sistema de este tipo.

A continuación se describen los tres componentes principales de un sistema embebido:

- Hardware: El hardware es el componente que contiene entidades físicas como microcontroladores, microprocesadores, FPGA, etc.
- Software de aplicación: El software de aplicación es utilizado para controlar las funciones del sistema.
- Sistema Operativo en Tiempo Real (RTOS): Es un software diseñado para sistemas en los que la precisión temporal es crucial. Garantiza que las tareas se ejecuten dentro de plazos específicos y predecibles, lo que lo hace ideal para aplicaciones que requieren una respuesta rápida y consistente.

Un sistema embebido puede configurarse para ejecutar una operación única o para realizar tareas de forma repetitiva. Puede programarse en un solo chip, lo que simplifica su implementación, y su consumo energético es reducido en comparación con otros tipos de sistemas. Las funciones se pueden ejecutar en tiempos que van desde los μs ($10^{-6}s$) hasta los ms ($10^{-3}s$) dependiendo el hardware utilizado.

En la actualidad, casi todos los dispositivos electrónicos contienen un sistema embebido, como son los relojes digitales, lavadoras, escáneres, sistemas de seguridad, cajeros automáticos, semáforos, teléfonos celulares entre otros. El sistema embebido puede adaptarse fácilmente a cualquier tipo de sistema o producto nuevo. Los sistema

embebidos también se consideran parte del Internet de las cosas (IoT, por sus siglas en inglés), donde los datos se pueden transferir fácilmente con menos participación humana en este proceso.

En la década de 1980, los sistemas de control industrial solo abarcaban el control supervisorio y adquisición de datos (SCADA, por sus siglas en inglés) y los controladores lógicos programables (PLC, por sus siglas en inglés). En la década de 1990 los sistemas de control industrial comenzaron a incorporar sistemas digitales desarrollados con microprocesadores y circuitos integrados programables. Los sistemas de control digitales presentan un potencial de procesamiento, eficiencia muy superior a los sistemas analógicos, y por lo tanto encontraron una amplia variedad de aplicaciones en la industria, como electricidad, agua, petróleo y gas, química, transporte, y manufactura. Existe una diferencia entre los sistemas de control por computadora con respecto a los sistema de control digital. En un sistema de control por computadora, la computadora asume el rol de un supervisor separado de las unidades de control. En contraste, un sistema de control digital incorpora hardware y software en el sistema a controlar, creando así un solo sistema unificado. Para diferenciar este tipo de sistemas, se usa el término "control embebido"para los sistemas de control digital. Otro término común para referirse a estos es "control integrado"[31], [35].

El rendimiento en la velocidad de los nuevos componentes y la flexibilidad inherente de las soluciones programables dan hoy muchas oportunidades para la implementación digital de sistemas de control. Esto está especialmente disponible con soluciones de software implementadas en microprocesadores de propósito general o procesadores digitales de señales (DSP, por sus siglas en inglés). Sin embargo, la tecnología de hardware específica como la matriz de compuertas lógicas programable en campo (FPGA, por sus siglas en inglés) también se puede considerar como un solución para aumentar el rendimiento de los controladores. Estos componentes genéricos combinan bajo costo de desarrollo, a partir de las aplicaciones reconfigurables con sus herramientas de software específicas y el significativo aumento en la densidad de integración. Con el tiempo se ha incrementado el interés por la tecnología FPGA aumentando el número de diseñadores en varios campos de aplicación como las telecomunicaciones, vídeo, procesamiento de señales, sistemas de control embebidos, y sistemas de control eléctrico. Se han utilizado con éxito los componen-

tes en diferentes aplicaciones como modulación de ancho de pulso (PWM), control de accionamientos de máquinas de inducción y sistemas de control multivariable [33], [34], [35], [37]. Esto se debe a que la tecnología basada en FPGA puede actuar de manera eficiente en la implementación de controladores y desafíos futuros de este campo. Con el avance tecnológico, el establecimiento de la tecnología digital se ha generalizado por las siguientes ventajas [32]:

- Alta flexibilidad para cambiar las estructuras de control.
- Inmunidad al ruido.
- No tiene problemas en la variaciones de los parámetros de control.

2.5.1. Hardware de los sistemas de control embebidos

Los sistemas de control embebidos se pueden definir como sistemas embebidos que realizan actividades de control. Estas actividades de control implican la adquisición de datos, procesamiento, cálculo y entrega de acciones de control en tiempo real. Estos generalmente se desarrollan en un hardware cliente y, a menudo, requieren un desempeño confiable, fiabilidad, y compatibilidad con controles en tiempo real. En algunos casos se utilizan arquitecturas distribuidas, en el que un gran número de procesos pueden ejecutarse simultáneamente. Tales sistemas tienen comúnmente diferentes tipos de microprocesadores, microcontroladores de propósito general y circuitos integrados de aplicaciones específicas (ASIC, por sus siglas en inglés), todos interconectados con enlaces de comunicación para trabajar con software embebido. Es crucial que cada proceso se pueda ejecutar con una variedad de módulos de hardware y programas de software [34]. El núcleo de un sistema de control embebido es un microprocesador diseñado para operar un conjunto de instrucciones en lenguaje máquina, incluido el firmware y el código de arranque que se almacenan en la memoria del hardware. Otro componente de hardware importante es el microcontrolador, normalmente un núcleo de CPU (Unidad Central de Proceso) para el procesamiento de funciones, junto con un manejador del bus de comunicación con componentes de memoria y externos o dispositivos periféricos. Para proporcionar flexibilidad, un sistema de control embebido normalmente tiene algunos chips ASIC

además del microprocesador. Un chip ASIC está diseñado para una aplicación específica, en lugar de ser una CPU de propósito general, una de sus funciones es no sobrecarga al CPU principal al obtener e interpretar instrucciones almacenadas en la memoria. Los chips ASIC se pueden basar en celdas estándar, FPGA o dispositivos lógicos programables complejos (CPLD, por sus siglas en inglés). También cuentan con módulos dedicados a la conversión analógico digital (ADC) y digital analógico (DAC), para el manejo de las señales de los sensores y actuadores, respectivamente. La Figura 2.11 muestra un diagrama de estos. Los sistemas de control embebidos que emplean hardware reconfigurable como FPGA y CPLD se denominan sistemas embebidos reconfigurables. Los sistemas reconfigurables pueden proporcionar un mayor rendimiento y flexibilidad para adaptarse a las necesidades cambiantes del sistema a un costo menor. Los sistemas de control integrados reconfigurables dinámicamente, explotan la capacidad de reconfiguración de los dispositivos programables en tiempo de ejecución para obtener un ahorro adicional. Un sistema de control embebido debe tener elementos de almacenamiento; típicamente software ejecutado por microprocesadores o microcontroladores. Para el almacenamiento de datos, el microprocesador o microcontrolador cuentan con varios tipos de memorias, como son la memoria de acceso aleatorio (RAM), la memoria de solo lectura (ROM) o memoria flash. La memoria flash tiene la característica que se puede borrar y reprogramar en bloques en lugar de programar solo un byte a la vez. Para transmitir y recibir datos entre dispositivos y componentes, el microprocesador, microcontrolador, ASIC y otros dispositivos pueden utilizar varios tipos de interfaces seriales, paralelas y búferes. Los búferes son utilizados por el microprocesador para almacenar datos operativos temporalmente [36].

2.5.2. Sistema embebido basado en la tarjeta NI sbRIO-9631

La tarjeta sbRIO-9631 (véase la Figura 2.12) tiene una arquitectura que combina un procesador en tiempo real, un arreglo de compuertas en campo (FPGA) y una amplia gama de entradas y salidas (E/S), incluyendo E/S analógicas, digitales y de comunicación, por lo que para su programación se deben instalar y emplear dos módulos propios de LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench): LabVIEW Real TIME y LabVIEW FPGA. Usando esta arquitectura

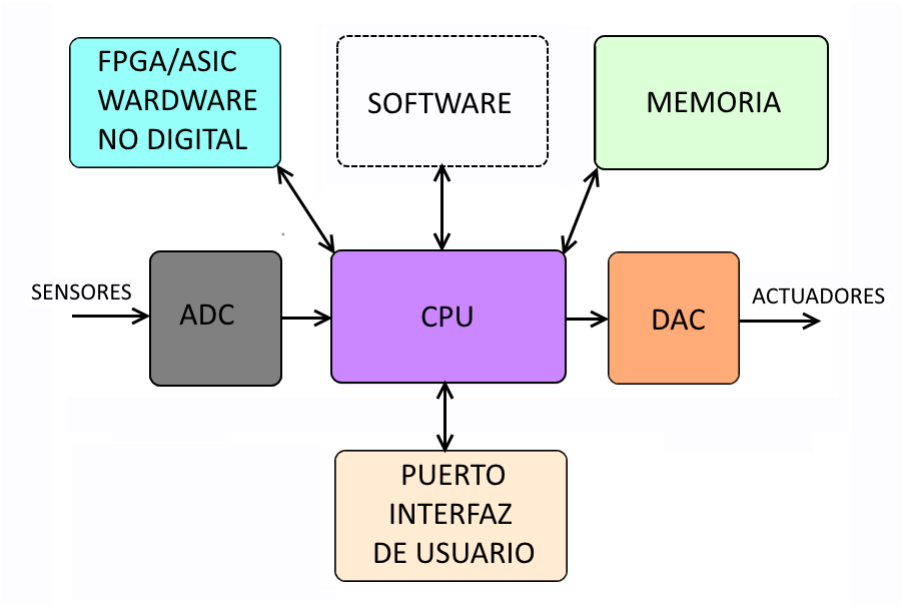


Figura 2.11: Diagrama de un sistema embebido

estándar y las herramientas gráficas de desarrollo LabVIEW se pueden diseñar y crear prototipos de sistemas de alto rendimiento.

Como se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 2.13, este dispositivo cuenta con un procesador industrial embebido MPC5200 Freescaler con una velocidad de procesamiento en tiempo real determinístico. El procesador de tiempo real se encuentra conectado con un chip FPGA Spartan-3E (1M de compuertas) a través de un bus PCI de alta velocidad. Todas las E/S de 266 MHz, se conectan directamente al FPGA, proporcionando una personalización de bajo nivel para la temporización y el procesamiento de las señales de E/S. Además, la tarjeta sbRIO-9631 cuenta con una memoria DRAM de 64 MB y una memoria Flash de 128 MB para almacenamiento no volátil.

El dispositivo sbRIO-9631 se programa utilizando el lenguaje de programación gráfico LabVIEW. El programa hace uso del módulo LabVIEW Real-Time que se ejecuta sobre el sistema operativo de tiempo real (RTOS, por sus siglas en inglés) Wind River VxWorks instalado previamente en el procesador MPC5200. El programa sobre el FPGA se puede personalizar utilizando el módulo LabVIEW que contiene mecanismos de transferencia de datos como DMA (Direct Memory Access),

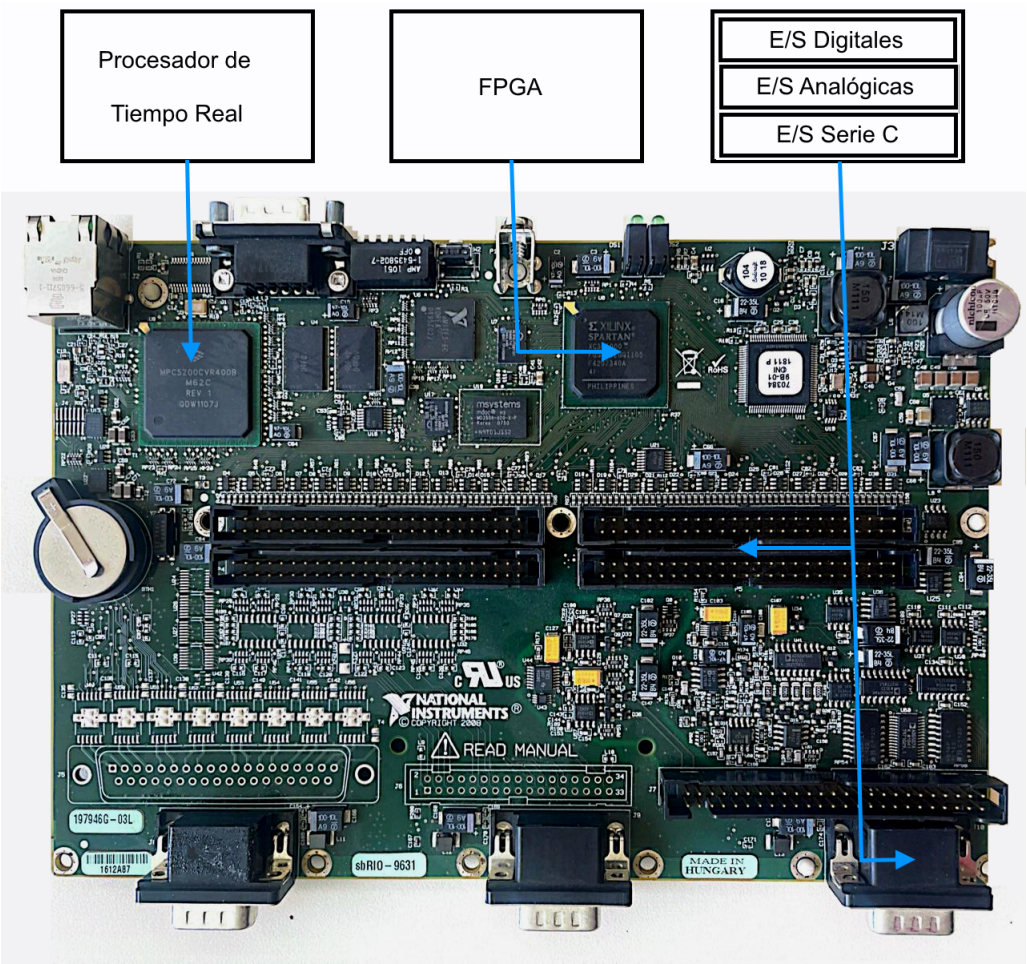


Figura 2.12: Tarjeta NI sbRIO-9631

registros de E/S y memorias compartidas, para transmitir los datos desde las E/S hacia el FPGA y también desde el FPGA al procesador embebido para el análisis en tiempo real, el post-procesamiento, el registro de datos y la comunicación con la PC conectada en red.

La tarjeta sbRIO-9631 posee un conector Ethernet RJ45 (19/100 BASE-TX) el cual permite conectar la tarjeta con una PC vía Ethernet y así poder descargar y ejecutar los programas realizados en el entorno gráfico de LabVIEW. Además, este conector permite comunicar la tarjeta con otros dispositivos y sistemas externos [37], [46].

Los conectores de E/S analógicos ubicados sobre la tarjeta sbRIO-9631, contienen

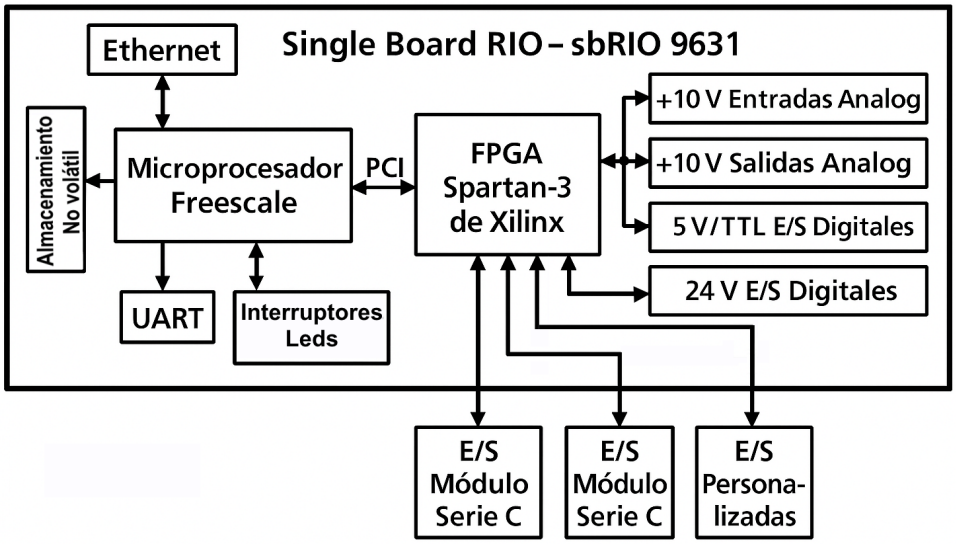


Figura 2.13: Diagrama a bloques de la tajeta NI sbRIO-9631

32 entradas analógicas AI (que equivalen a 16 canales diferenciales) con resoluciones ADC de 16 bits y cuatro salidas analógicas AO con resoluciones DAC de 16 bits. Los rangos de voltaje nominal DC de las entradas analógicas son de: 10V, 5V, 1V y 0.2V. El rango de voltaje DC de las salidas analógicas es de 10V. Todos los voltajes son relativos a AI GND y a AO GND respectivamente, a menos que se indique lo contrario.

Todos los pines de tierra (D GND, AI GND y AO GND) están conectados entre sí internamente en el dispositivo sbRIO. Todas las fuentes de alimentación externas deben tener su conexión a tierra externa al dispositivo sbRIO [44], [45], [46].

La tarjeta sbRIO-9631 es una plataforma que se utiliza en este trabajo de investigación para realizar la adquisición, procesamiento y control de señales analógicas y digitales en tiempo real. En este proyecto, se requiere calcular el valor RMS de una señal, lo cual puede implementarse directamente en el FPGA, aprovechando su capacidad de procesamiento paralelo y su conexión directa a las entradas analógicas de alta resolución (16 bits). Esto garantiza una medición precisa y en tiempo real. El procesador de tiempo real, por su parte, ejecuta las acciones de control basadas en los datos procesados por el FPGA. Gracias al sistema operativo VxWorks, se asegura una ejecución determinista y confiable de los algoritmos de control. Además, la

tarjeta permite generar señales analógicas de control mediante sus salidas DAC de 16 bits, así como manejar salidas digitales para el control de posición de las puntas de corona.

2.5.3. Implementación de controladores en sistemas embebidos usando las herramientas LabVIEW-FPGA

Los FPGA generalmente se programan usando lenguajes basados en texto, como el lenguaje de descripción de hardware (HDL, por sus siglas en inglés). Actualmente, existen otros entornos de programación de los FPGA para la implementación rápida de hardware, como el sistema Xilinx Simulink que se programa en el entorno de MATLAB y el LabVIEW-FPGA de la compañia National Instruments basado en el ambiente de programación LabVIEW. Estos dos lenguajes de alto nivel brindan la oportunidad de una fácil y rápida implementación y desarrollo de algoritmos altamente complejos. Es importante destacar que los sistemas se pueden evaluar, verificar, probar y luego implementar en un tiempo que va de 2 a 6 semanas. Además, las tendencias actuales respaldan estas herramientas para que sean competitivas en comparación con los lenguajes basados en texto, en términos de rendimiento y recursos de hardware. El desarrollo reciente en LabVIEW-FPGA ha motivado a investigadores e ingenieros a usar las herramientas que ofrece LabVIEW-FPGA, donde se encuentran una amplia variedad de bibliotecas para el desarrollo de tareas en el módulo LabVIEW-FPGA para la implementación de aplicaciones (véase por ejemplo [37]).

Para la implementación de las aplicaciones en esta plataforma de hardware, se recomienda seguir un enfoque sistemático en el proceso de diseño. Como primer paso, se deben evaluar los requisitos del sistema, como son el tiempo de muestreo del sistema, el número de canales de entrada y salida, etc. En el segundo paso, se debe establecer el modo de operación del sistema en tiempo real. Se consideran dos modos: el modo interactivo con la Computadora Personal (PC) y el modo interactivo directo. En el modo interactivo con la PC, el código desarrollado se divide en dos VIs (Instrumentos Virtuales). El primer VI que se considera el código principal se sintetiza en el hardware y se descarga en el núcleo del FPGA. El segundo VI La segunda parte se ejecuta en la PC y se codifica utilizando todas las funciones disponibles en

el entorno estándar de LabVIEW. Por lo tanto, se añadirán más funciones al proceso en términos de operaciones de punto flotante. En el modo interactivo directo, solo hay un VI para desarrollar el algoritmo. El diagrama de bloques desarrollado para este único VI se ejecutará en el núcleo del FPGA. Es importante destacar que los paneles frontales o interfaces de usuario (UI) de ambos modos se ejecutan en la PC para el monitoreo y el control del proceso. Después de seleccionar el modo de operación en tiempo real, se elige la plataforma FPGA. En este paso para elegir la plataforma FPGA se consideran diferentes criterios, como el tiempo de ejecución, el tamaño de la memoria, el número de multiplicadores, la interfaz del sistema, etc. A continuación, se crean los VIs que se ejecutaran en el núcleo FPGA; aquí se utilizan las paletas de módulos FPGA para construir los algoritmos diseñados. Después de lo anterior, los VI se compilan y ejecutan en una PC para la simulación y prueba del sistema. Si los VI diseñados lograron el rendimiento deseado, entonces se ejecuta el paso final, de lo contrario, se mejoran los VI diseñados. Este ciclo continuará hasta obtener una respuesta deseada. Finalmente, se ejecuta el procedimiento de compilación, generación de archivos para la configuración del FPGA (Bit Stream File). Es importante mencionar que existe una relación directa entre los paneles de LabVIEW y el lenguaje basado en texto VHDL (VHDL es un acrónimo proveniente de la combinación de los acrónimos; VHSIC: Very High Speed Integrated Circuit y HDL: Hardware Description Language), donde el panel frontal desarrollado en el ambiente de programación LabVIEW representa lo que en el lenguaje VHDL se conoce como entidad y el diagrama de bloques del ambiente de programación LabVIEW representa lo que en el lenguaje VHDL se conoce como la arquitectura. [33].

Capítulo 3

Modelado matemático de la terminal de potencial

Los componentes asociados con la terminal de alto voltaje que tienen influencia en el comportamiento dinámico de la terminal de potencial del acelerador Tándem Van de Graaff son los siguientes (véase la Figura 3.1):

- Resistencia de columna (alta y baja energía)
- Fuente de corriente de carga
- Circuito de puntas de corona
    - Triodo de corona
    - Triodo 6BK4 (válvula termoiónica)

Un aspecto crucial a considerar en el modelado matemático del sistema en estudio, es el tiempo de tránsito de la corriente de descarga utilizada para regular el voltaje en la terminal. El tiempo de tránsito del triodo de corona t_r es el tiempo requerido por los portadores de carga para cruzar la trayectoria de descarga (véase la Figura 3.2). Este tiempo depende de la distancia cátodo-ánodo, la inercia de los portadores de carga, el gas dieléctrico utilizado como aislante, así como como su presión. Tanto los electrones como los iones contribuyen al transporte de carga. Sin embargo, el tiempo de tránsito para un potencial positivo en la terminal se determina principalmente

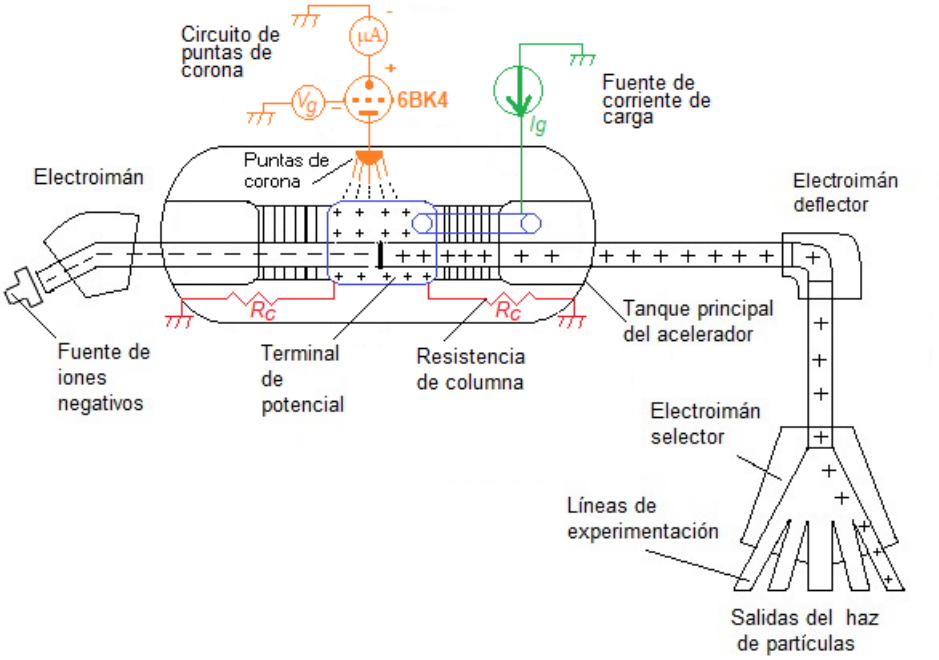


Figura 3.1: Esquema del acelerador tándem Van de Graaff con los componentes asociados a la terminal de potencial

por los iones negativos. En la literatura se han reportado tiempos de tránsito de aproximadamente 30 ms [3],[4],[14].

Para el planteamiento del modelo de la terminal se consideran dos enfoques diferentes para describir el tiempo de tránsito de la corriente de descarga de corona. El primero considera una autoinductancia equivalente en el triodo corona. En el segundo, el tiempo de tránsito se representa como un retraso en la corriente de corona.

3.1. Modelo basado en la autoinductancia del triodo de corona

El desfasamiento entre el voltaje de control V_g y el voltaje en la terminal de potencial V_t debido al tiempo de transito t_r se considera como una autoinductancia equivalente L_p [14]. Esta autoinductancia se conecta en serie con la resistencia interna R_p del triodo de corona (Figura 3.3).

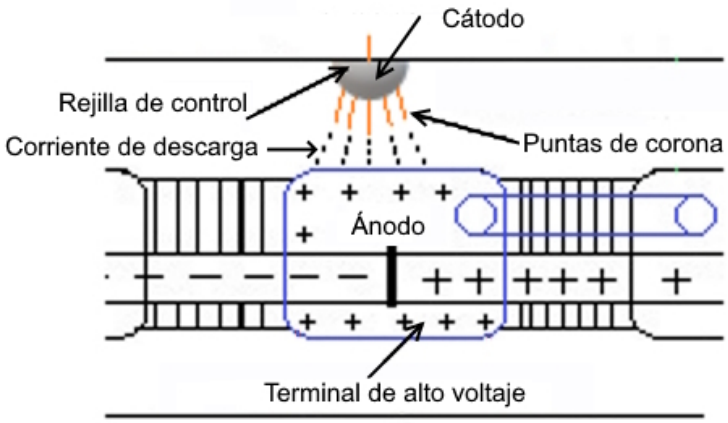


Figura 3.2: Diagrama que muestra los componentes que conforman el triodo de corona

La terminal de potencial del acelerador Tándem Van de Graaff junto con sus componentes asociados (véase la Figura 3.1) se puede representar con el circuito eléctrico mostrado en la Figura 3.3 [14]. El circuito está integrado por una fuente de voltaje que es controlada por el voltaje V_g, esta representa al triodo de corona en serie con el triodo de control (válvula termoiónica 6BK4) y un factor de amplificación K, definido como el producto del factor de amplificación de ambos triodos. En serie con la fuente de voltaje se tiene la resistencia interna R_p y la autoinductancia equivalente L_p del triodo de corona. La capacitancia de la terminal de potencial se representa por C_t. La resistencia de columna de alta y baja energía se representan con la resistencia R_c que conforma una carga externa de este circuito. La fuente de corriente de carga de la terminal de potencial se representa con la fuente I_g.

El modelo matemático derivado a partir del circuito mostrado en la Figura 3.3 describe el tiempo de tránsito de la corriente de descarga de corona a través de la inductancia L_p. Para hacer referencia a este modelo se usan las siglas AITC (auto-inductancia del triodo de corona).

El circuito eléctrico de la Figura 3.3 en el dominio de la frecuencia se muestra en la Figura 3.4. A partir de este se obtiene el modelo matemático del comportamiento dinámico de la terminal de potencial del acelerador, al definir la expresión que relaciona el voltaje $V_t(s)$ en la terminal de potencial en función de la corriente de carga $I_g(s)$ y el voltaje de control $KV_g(s)$, que son las entradas del sistema.

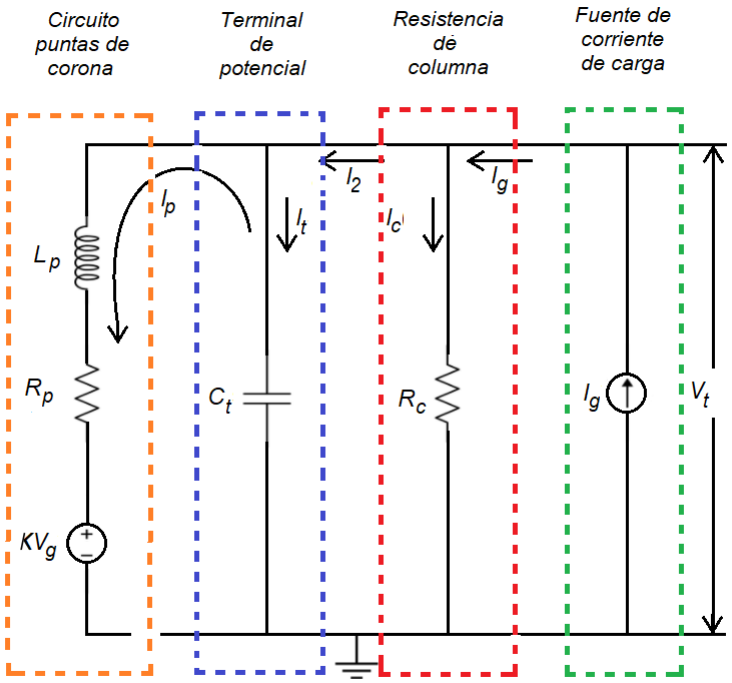


Figura 3.3: Circuito eléctrico equivalente del acelerador tándem Van de Graaff

El voltaje en la terminal de potencial $V_t(s)$ se obtiene de la siguiente manera:

$$V_t(s) = \frac{I_2(s) - I_1(s)}{C_t s} \tag{3.1}$$

De la ecuación (3.1) se observa que el voltaje de salida $V_t(s)$ está en función de las corrientes $I_2(s)$ e $I_1(s)$, que son las corrientes de carga y descarga del capacitor C_t que representa la terminal de potencial, los valores de estas corrientes están dados por las ecuaciones (3.2) y (3.3).

$$I_1(s) = \frac{V_t(s) - KV_g(s)}{L_p s + R_p} \tag{3.2}$$

$$I_2(s) = I_g(s) - I_c(s) \tag{3.3}$$

Donde $I_g(s)$ es la corriente que proporciona la fuente de carga de la terminal de potencial e $I_c(s)$ es la corriente de columna de alta y baja energía, y se obtiene por

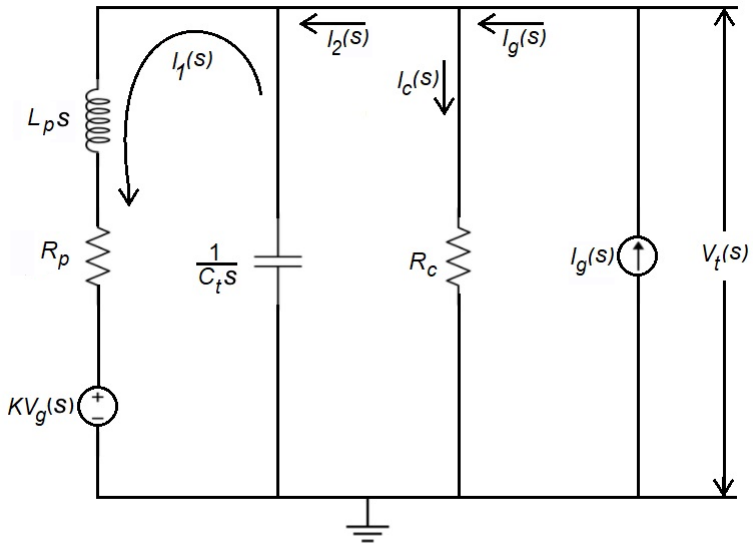


Figura 3.4: Circuito equivalente de la terminal de potencial para su análisis en el dominio de la frecuencia.

medio de la ecuación (3.4).

$$I_c(s) = \frac{V_t(s)}{R_c} \tag{3.4}$$

El diagrama de bloques que describe el comportamiento de la terminal de potencial del acelerador Tándem Van de Graaff se muestra en la Figura 3.5.

Para obtener el voltaje en la terminal de potencial $V_t(s)$ en función de las entradas definidas por la fuente de voltaje $-KV_g(s)$ y la fuente de corriente de carga de la banda $I_g(s)$, se aplica el principio de superposición, donde se analiza el sistema de manera individual, para cada una de estas entradas y finalmente se suma cada una de las respuestas para obtener la respuesta total del sistema. Para analizar el sistema con respecto a la entrada de voltaje $-KV_g(s)$ la entrada de corriente $I_g(s)$ se hace cero, así el diagrama de bloques de la Figura 3.5 se transforma en el diagrama de bloques de la Figura 3.6.

Simplificando el diagrama de bloques de la Figura 3.6, se obtiene el diagrama de la Figura 3.7.

La función de transferencia que relaciona la salida voltaje $V_t(s)$ y la entrada

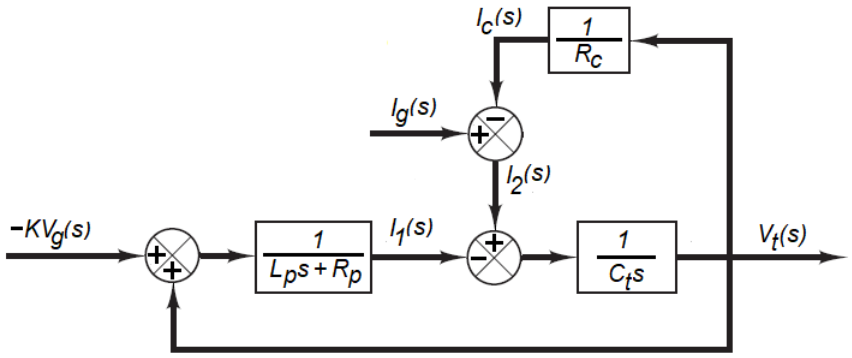


Figura 3.5: Diagrama de bloques que describe el comportamiento de la terminal de potencial.

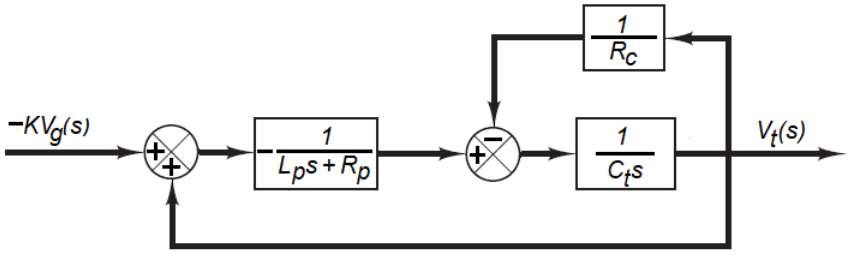


Figura 3.6: Diagrama de bloques para la entrada $-KV_g(s)$.

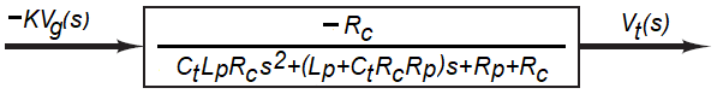


Figura 3.7: Diagrama de bloques simplificado del sistema para la entrada $-KV_g(s)$.

$-KV_g(s)$ se muestra en la ecuación (3.5).

$$\frac{V_t(s)}{-KV_g(s)} = \frac{-R_c}{C_t L_p R_c s^2 + (C_t R_c R_p + L_p)s + (R_c + R_p)} \tag{3.5}$$

Para analizar el sistema con respecto a la entrada de corriente $I_g(s)$ de la terminal de potencial, la entrada de voltaje $-KV_g(s)$ se hace cero, y el diagrama de bloques de la Figura 3.5 se transforma en el diagrama de bloques de la Figura 3.8.

Simplificando el diagrama de bloques de la Figura 3.8, se obtiene el diagrama de

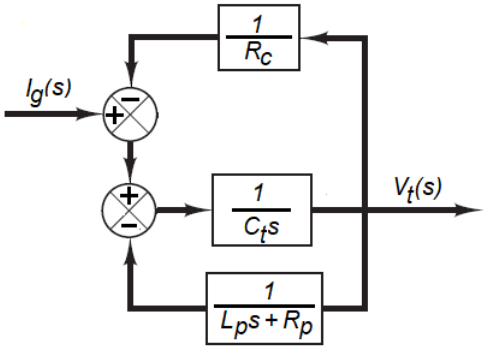


Figura 3.8: Diagrama de bloques para la entrada de corriente de carga $I_g(s)$.

la Figura 3.9.

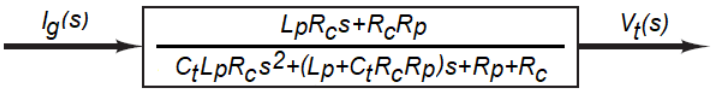


Figura 3.9: Diagrama de bloques para la entrada de corriente de carga $I_g(s)$.

La función de transferencia que relaciona la salida voltaje $V_t(s)$ y la entrada $I_g(s)$ se muestra en la ecuación (3.6).

$$\frac{V_t(s)}{I_g(s)} = \frac{L_p R_c s + R_c R_p}{C_t L_p R_c s^2 + (C_t R_c R_p + L_p)s + (R_c + R_p)} \tag{3.6}$$

Sumando las respuestas mostradas en los diagramas de las Figuras 3.7 y 3.9 se obtiene el voltaje $V_t(s)$ como se muestra en el diagrama de la Figura 3.10.

La salida de voltaje $V_t(s)$ en función de las entradas de voltaje $-KV_g(s)$ y de corriente $I_g(s)$ se muestra en la ecuación (3.7).

$$V_t(s) = \frac{KV_g(s)R_c + I_g(s)(L_p R_c s + R_c R_p)}{C_t L_p R_c s^2 + (C_t R_c R_p + L_p)s + (R_c + R_p)} \tag{3.7}$$

Cabe señalar que la inductancia L_p, la resistencia R_p y el factor de amplificación K, se modifican con la posición que guardan las puntas de corona con respecto a la terminal de potencial. Esta distancia se expresa en un porcentaje (0-100 %); cuando este porcentaje es cero, las puntas de corona están en el punto más cercano a la

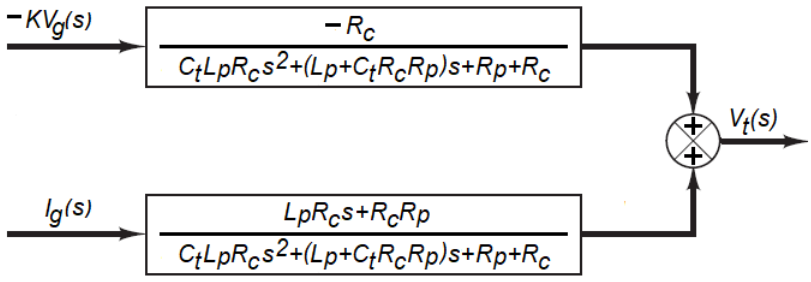


Figura 3.10: Voltaje $V_t(s)$ en función de las entradas de voltaje $KV_g(s)$ y de corriente $I_g(s)$.

terminal de potencial, y con el 100 %, las puntas de corona están en el punto más alejado de la terminal de potencial. Por otra parte, la capacitancia $C_t = 81.4\times10^{-12}\,F$ la resistencia $R_c = 33.91 \times 10^9\,\Omega$, y el tiempo de tránsito $t_r = 16.75 \times 10^3\,s$, se consideran que tienen un valor constante para cualquier posición de las puntas de corona. Los valores de estos componentes se calculan en la sección 3.3, de acuerdo con los procedimientos presentados en trabajos consultados [4],[14], estos se muestran en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1: Valores calculados de L_p, R_p, y K de la terminal de potencial.

Distancia / Elemento	**20 %**	**30 %**	**40 %**	**50 %**	**60 %**	**70 %**	**80 %**
$L_p(H)$	8.5×10^7	1.2×10^8	1.4×10^8	2.0×10^8	2.6×10^8	3.4×10^8	4.6×10^8
$R_p(\Omega)$	9.6×10^9	1.3×10^{10}	1.7×10^{10}	2.2×10^{10}	3×10^{10}	3.9×10^{10}	5.1×10^{10}
K	4×10^4	5.4×10^4	7.1×10^4	9.5×10^4	1.3×10^5	1.7×10^5	2.2×10^5

Con el modelo propuesto se realizaron simulaciones numéricas empleando Matlab®-Simulink. La Figura 3.11 muestra los resultados de la simulación del sistema, para una distancia de las puntas de corona de 70 %. Como señales de entrada se tienen la corriente de la banda $I_g(s) = 60 \times 10^{-6}\,A$, y el voltaje de control $V_g(s)$, que corresponde a una señal cuadrada con un voltaje de 0 a $-8\,V$ con un periodo de $17\,s$. Los valores anteriores son típicos en la operación del acelerador. La curva roja muestra el

voltaje $V_t(s)$ en la terminal de potencial, la curva negra muestra el voltaje generado por la corriente $I_g(s)$ y la curva azul indica el voltaje generado por el voltaje de entrada $V_g(s)$. Observe que la suma del voltaje que produce la corriente de entrada $I_g(s)$ con el voltaje producido por la tensión de control $V_g(s)$ generan el voltaje en la terminal $V_t(s)$.

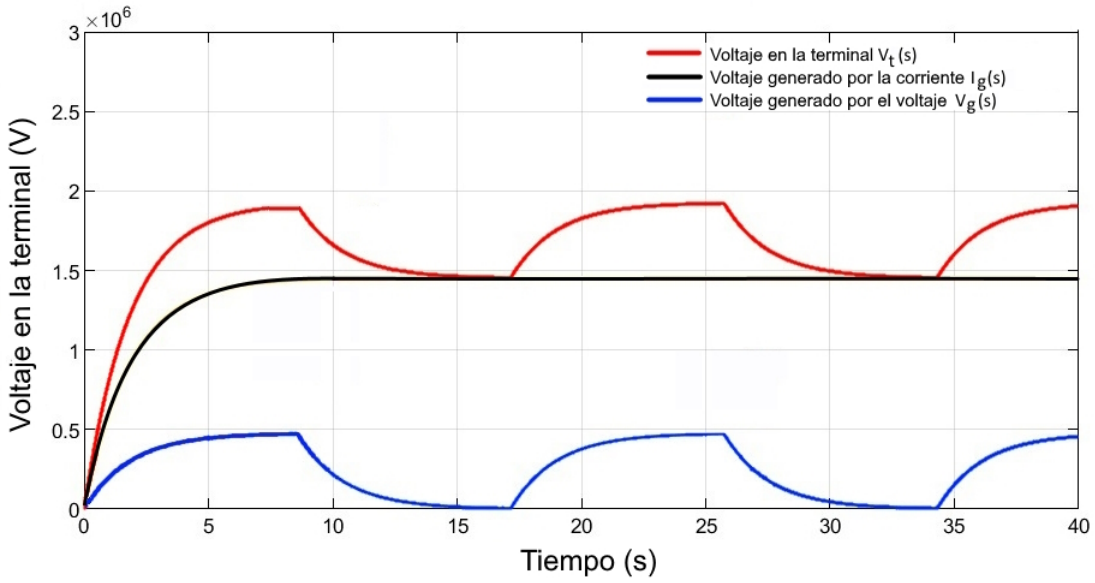


Figura 3.11: Voltaje $V_t(s)$ en función de las entradas de voltaje $KV_g(s)$ y de la corriente $I_g(s)$ (modelo AITC).

La Figura 3.12 muestra la medición del voltaje en la terminal $V_t(s)$ del acelerador Tándem Van de Graaff del Instituto Nacional de Investigaciones Nucleares (curva azul), usando el voltímetro generador conectando un osciloscopio digital Tektronix® modelo MSO2014B a este sensor. También se muestra la señal de voltaje de control $V_g(s)$ (curva amarilla), que es una señal cuadrada con un voltaje de 0 a $-8\,V$ y un periodo de 17 s. Para la prueba experimental, las condiciones de operación del acelerador son las mismas que se definieron en la simulación, es decir, se tiene una corriente de carga $I_g(s) = 60 \times 10^{-6}\,A$ y la distancia de las puntas de corona a la terminal es de 70 %. Se observa que la señal de voltaje en la terminal $V_t(s)$ medida es semejante en amplitud y forma a la señal obtenida con la simulación. Note que esta señal medida está atenuada, cada $50mV$ en el osciloscopio representan $0.5 \times 10^6\,V$ en la terminal de potencial.

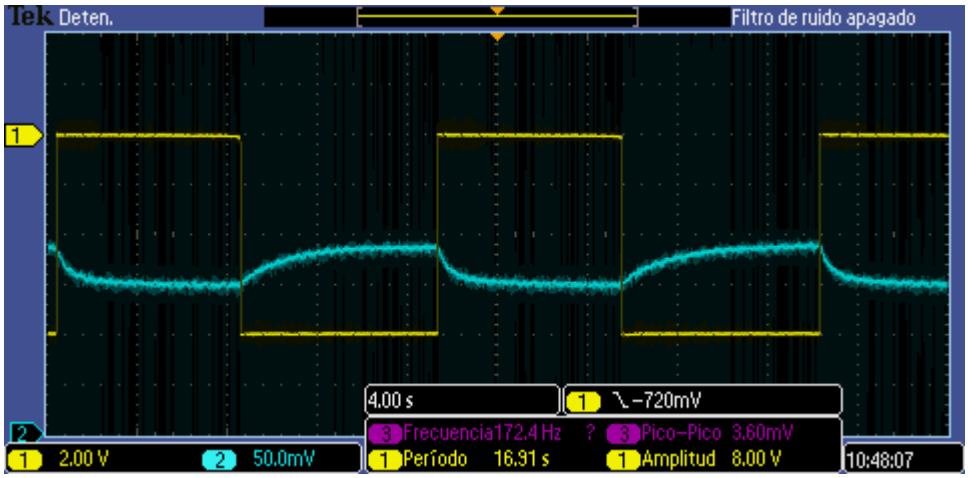


Figura 3.12: Señal de osciloscopio del voltaje en la terminal de potencial $V_t(s)$ y la señal de voltaje de control $V_g(s)$.

La Figura 3.13 muestra los resultados de la simulación del voltaje en la terminal de potencial cuando las puntas de corona se alejan de la terminal de potencial en un porcentaje que va desde el 20 % hasta el 80 % de la distancia total.

Para validar el modelo propuesto, se realizaron pruebas experimentales en el acelerador Tándem Van de Graaff del Instituto Nacional de Investigaciones Nucleares. La Figura 3.14 muestra el voltaje en la terminal de potencial con el acelerador en operación cuando las puntas de corona se alejan de la terminal de potencial en un porcentaje que va desde el 20 % hasta el 80 % de la distancia total.

La Figura 3.15 permite comparar el voltaje $V_t(s)$ obtenido mediante simulaciones (Sim) con el voltaje obtenido mediante pruebas experimentales (Exp). En los dos casos, las puntas de corona se alejan de la terminal en un porcentaje que está entre el 20 % y el 80 % de la distancia total. En la Figura 3.15, las curvas roja y negra representan los resultados de las simulaciones y de los experimentos, respectivamente, con una coincidencia notable. Esta concordancia valida la precisión del modelo propuesto y respalda su capacidad para reproducir el comportamiento del voltaje en la terminal. Note que al inicio de la simulación ($t = 0$ s), se tiene una discrepancia significativa entre las curvas negras y rojas debido a que en la simulación se consideran condiciones iniciales iguales a cero mientras que los datos experimentales se tomaron mientras el acelerador estaba en operación (condiciones iniciales no nulas).

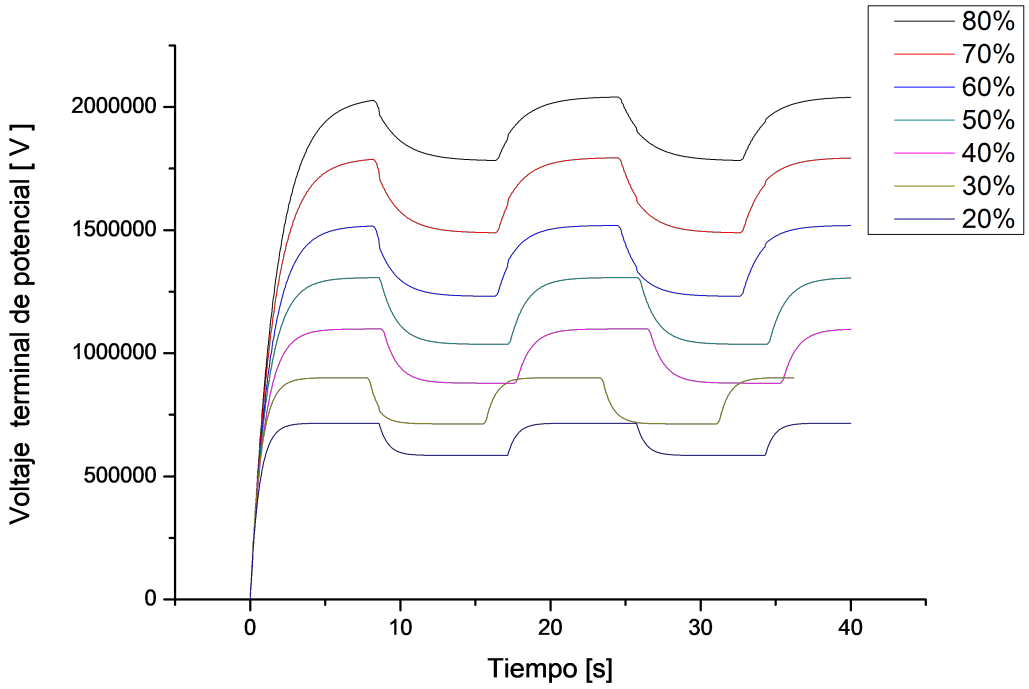


Figura 3.13: Resultados de la simulación del voltaje en la terminal de potencial para una variación en las puntas de corona del 20 % al 80 % (modelo AITC).

Note también que al rededor de $t = 35\ s$ hay un retraso en la respuesta obtenida en simulación que puede deberse al efecto de la inductancia L_p en el modelo. La inductancia se opone a los cambios de corriente, provocando un retraso en la respuesta.

3.2. Modelo basado en el tiempo de retardo de la corriente que pasa a través del triodo de corona

Esta sección presenta un modelo matemático de la terminal del acelerador Tándem Van de Graaff en el que se considera un retardo $t_r = \tau$ correspondiente al tiempo de tránsito de la corriente a través del triodo de corona. El modelo se determina a

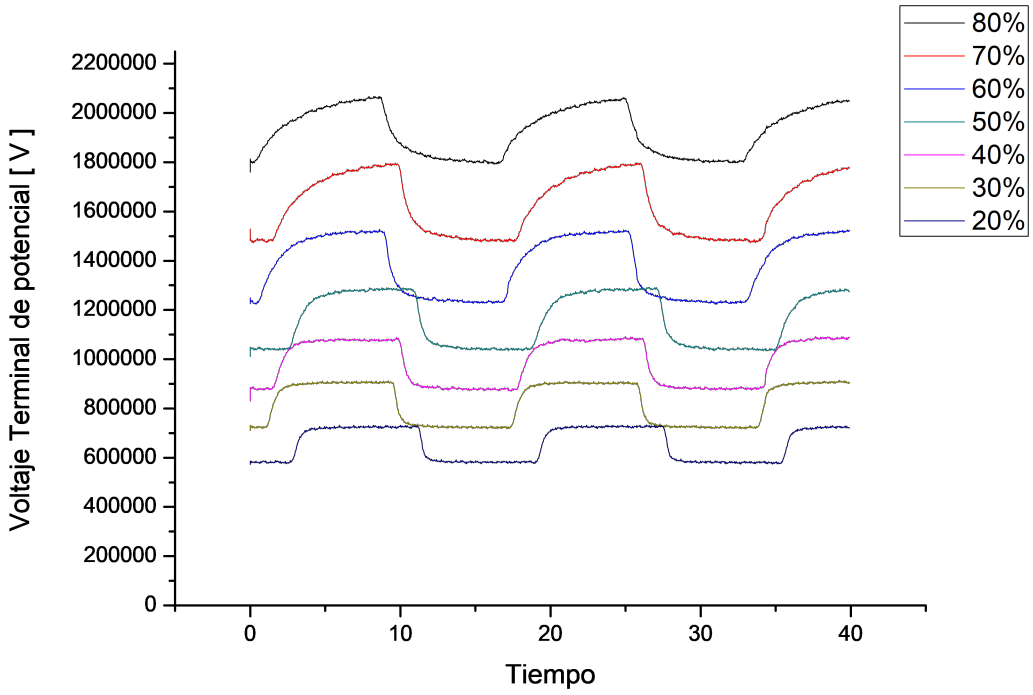


Figura 3.14: Voltaje en la terminal del acelerador en funcionamiento para una variación en las puntas de corona del 20 % al 80 %.

partir del circuito eléctrico mostrado en la Figura 3.16. Los elementos del circuito V_g, K, R_p, C_t, R_c e I_g fueron descritos al inicio de la Sección 3.1.

El circuito eléctrico equivalente en el dominio de la frecuencia que describe el funcionamiento del acelerador se muestra en la Figura 3.17. El modelo matemático del comportamiento del terminal del acelerador se obtiene definiendo la expresión que relaciona el voltaje $V_t(s)$ en la terminal en función de las entradas del sistema: la corriente de carga $I_g(s)$ y la tensión de control $KV_g(s)$.

El voltaje en la terminal de potencial $V_t(s)$ está dado por la ecuación (3.8)

$$V_t(s) = \frac{I_2(s) - I_1(s)e^{-s\tau}}{C_t s} \tag{3.8}$$

Se observa que, a diferencia de la ecuación (3.1), en la ecuación (3.8) se considera el tiempo de retardo τ en la corriente $I_1(s)$. De la ecuación (3.8) se observa que

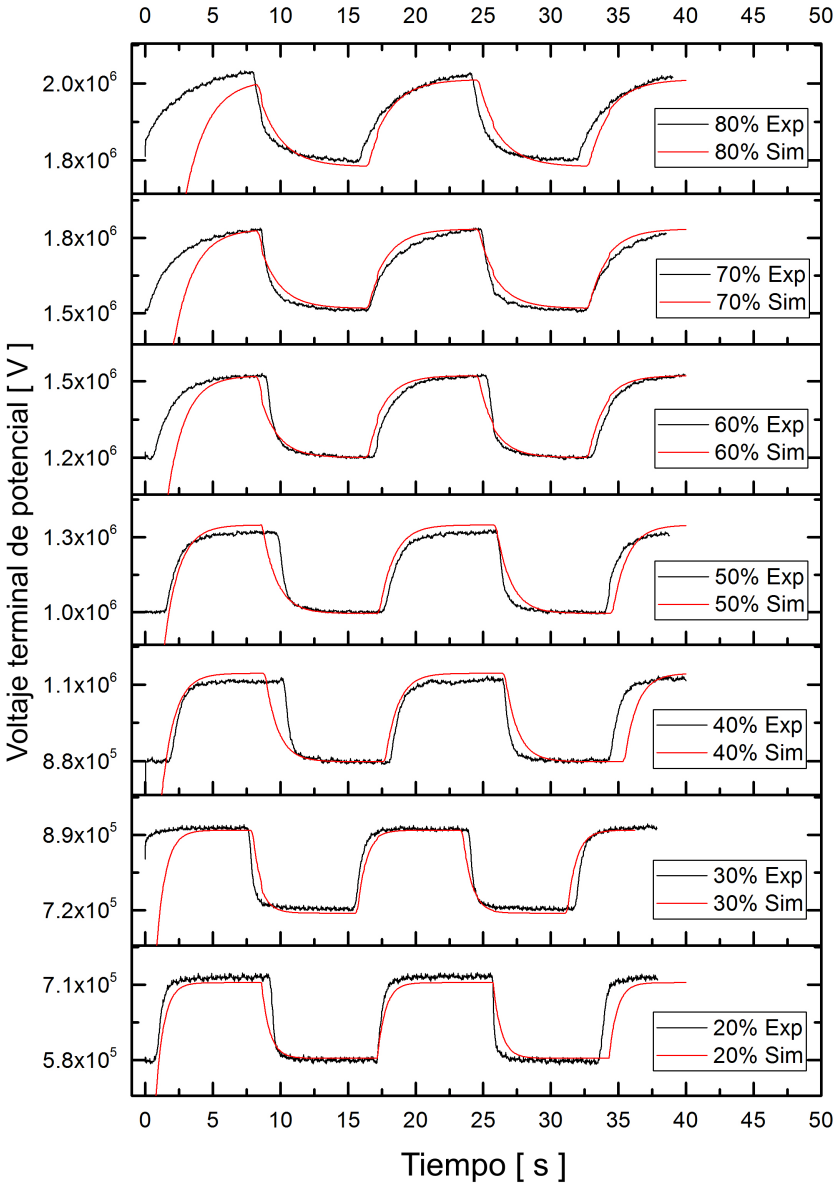


Figura 3.15: Comparación de resultados experimentales y de simulación del voltaje en la terminal de potencial (modelo AITC).

el voltaje de salida $V_t(s)$ está en función de las corrientes $I_2(s)$ e $I_1(s)$, que son las corrientes de carga y descarga del capacitor C_t que representa la terminal de

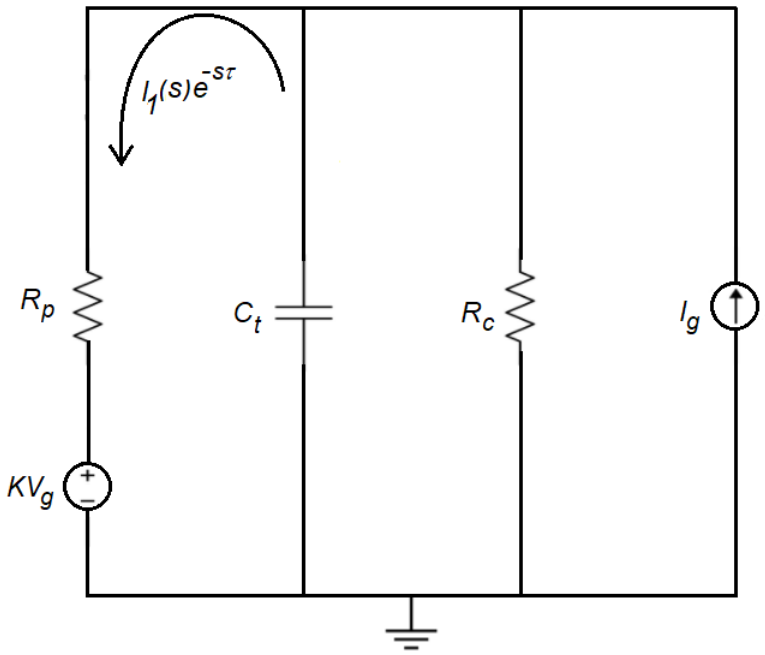


Figura 3.16: Circuito eléctrico equivalente de la fuente de potencial tomando en cuenta el tiempo de retardo t_r en la corriente que pasa por las puntas de corona.

potencial, los valores de estas corrientes están dados por las ecuaciones (3.9) y (3.10).

$$I_1(s) = \frac{V_t(s) - KV_g(s)}{R_p} \tag{3.9}$$

$$I_2(s) = I_g(s) - I_c(s) \tag{3.10}$$

donde $I_g(s)$ es la corriente que proporciona la fuente de carga de la terminal de potencial e $I_c(s)$ es la corriente de columna de alta y baja energía, y se obtiene de la ecuación (3.11).

$$I_c(s) = \frac{V_t(s)}{R_c} \tag{3.11}$$

El diagrama de bloques que describe el comportamiento de la terminal de potencial del acelerador Tándem Van de Graaff se muestra en la Figura 3.18.

Para obtener el voltaje en la terminal de potencial $V_t(s)$ en función de las entradas definidas por la fuente de voltaje $-KV_g(s)$ y la fuente de corriente de carga $I_g(s)$ se

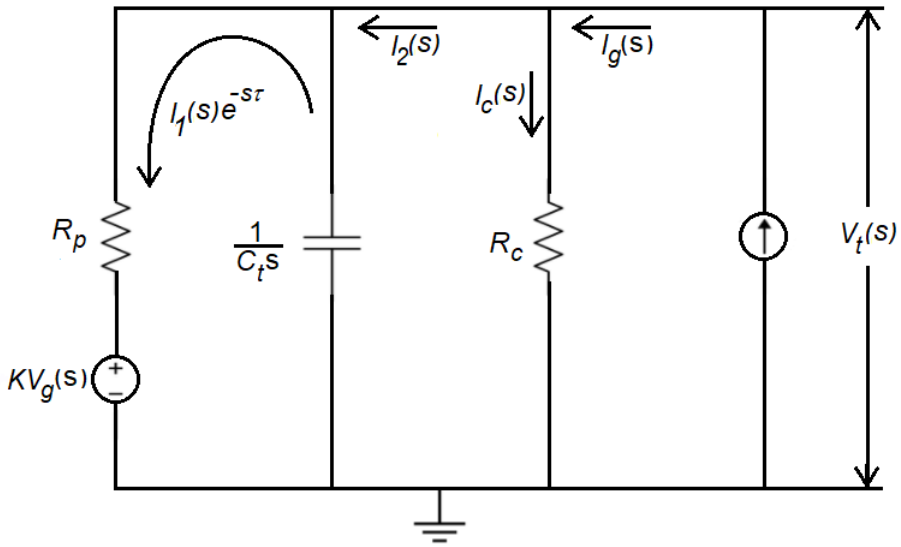


Figura 3.17: Circuito equivalente de la terminal de potencial para su análisis en el dominio de la frecuencia tomando en cuenta el tiempo de retardo t_r.

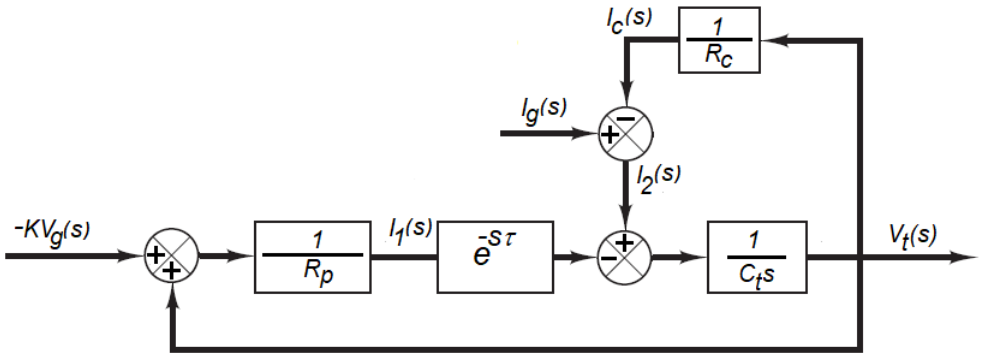


Figura 3.18: Diagrama de bloques de la terminal de potencial del acelerador Tándem Van de Graaff.

aplica el principio de superposición como se analizó en la Sección 3.1.

Para analizar el sistema con respecto a la entrada de voltaje $-KV_g(s)$, la entrada de corriente de carga $I_g(s)$ se considera igual a cero; el diagrama de bloques de la Figura 3.18 se transforma en el diagrama de bloques de la Figura 3.19.

Al simplificar el diagrama de bloques de la Figura 3.19, se obtiene el diagrama de la Figura 3.20.

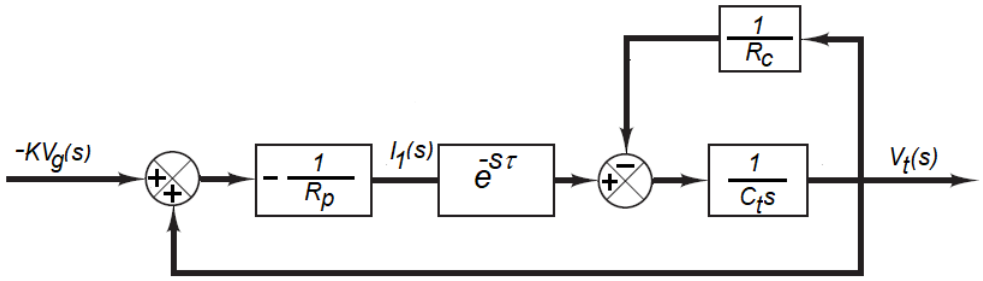


Figura 3.19: Diagrama de bloques para la entrada $-KV_g(s)$.

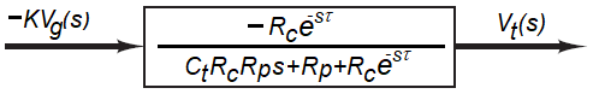


Figura 3.20: Diagrama de bloques simplificado para la entrada $-KV_g(s)$.

La función de transferencia que relaciona el voltaje de salida $V_t(s)$ y la entrada $-KV_g(s)$ se muestra en la ecuación (3.12).

$$\frac{V_t(s)}{-KV_g(s)} = \frac{-R_c e^{-s\tau}}{C_t R_c R_p s + R_p + R_c e^{-s\tau}} \tag{3.12}$$

Para analizar el sistema con respecto a la entrada de corriente de carga $I_g(s)$, la entrada de voltaje $-KV_g(s)$ se considera igual a cero; el diagrama de bloques de la Figura 3.18 se transforma en el diagrama de bloques de la Figura 3.21.

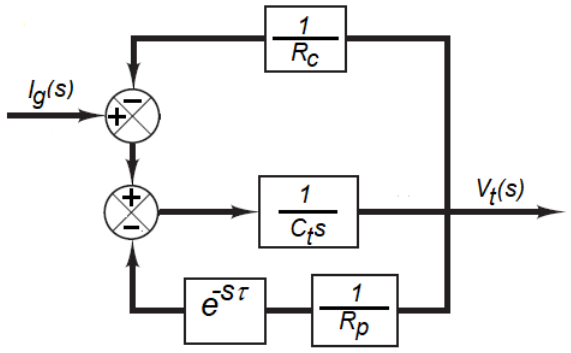


Figura 3.21: Diagrama de bloques para la entrada $I_g(s)$.

Al simplificar el diagrama de bloques de la figura 21, se obtiene el diagrama de la Figura 3.22.

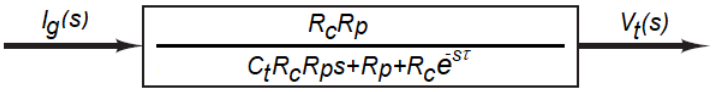


Figura 3.22: Diagrama de bloques simplificado para la entrada $I_g(s)$.

La función de transferencia que relaciona la salida voltaje $V_t(s)$ y la entrada $I_g(s)$ se muestra en la ecuación (3.13).

$$\frac{V_t(s)}{I_g(s)} = \frac{R_cR_p}{C_tR_cR_ps + R_p + R_ce^{-s\tau}} \tag{3.13}$$

Para obtener el voltaje $V_t(s)$ se suman las respuestas mostradas en los diagramas de las Figuras 3.20 y 3.22, llegando al resultado que se muestra en el diagrama de la Figura 3.23.

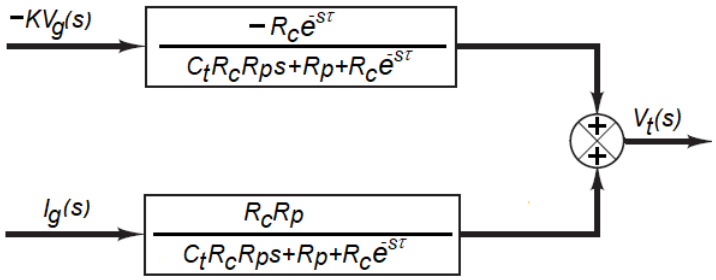


Figura 3.23: Voltaje $V_t(s)$ en función de la entrada de voltaje $-KV_g(s)$ y de corriente $I_g(s)$.

La salida de voltaje $V_t(s)$ en función de las entradas de voltaje $-KV_g(s)$ y de corriente $I_g(s)$ se muestra en la ecuación (3.14).

$$V_t(s) = \frac{KV_g(s)R_ce^{-s\tau} + I_g(s)R_cR_p}{C_tR_cR_ps + R_p + R_ce^{-s\tau}} \tag{3.14}$$

Como en el modelo anterior, se realizaron simulaciones numéricas y pruebas experimentales para evaluar la confiabilidad de este modelo.

La Figura 3.24 muestra el resultado de la simulación del voltaje en la terminal de potencial $V_t(s)$ cuando las puntas de corona se alejan de la terminal de potencial en un porcentaje que va desde el 20 % hasta el 80 % de la distancia total.

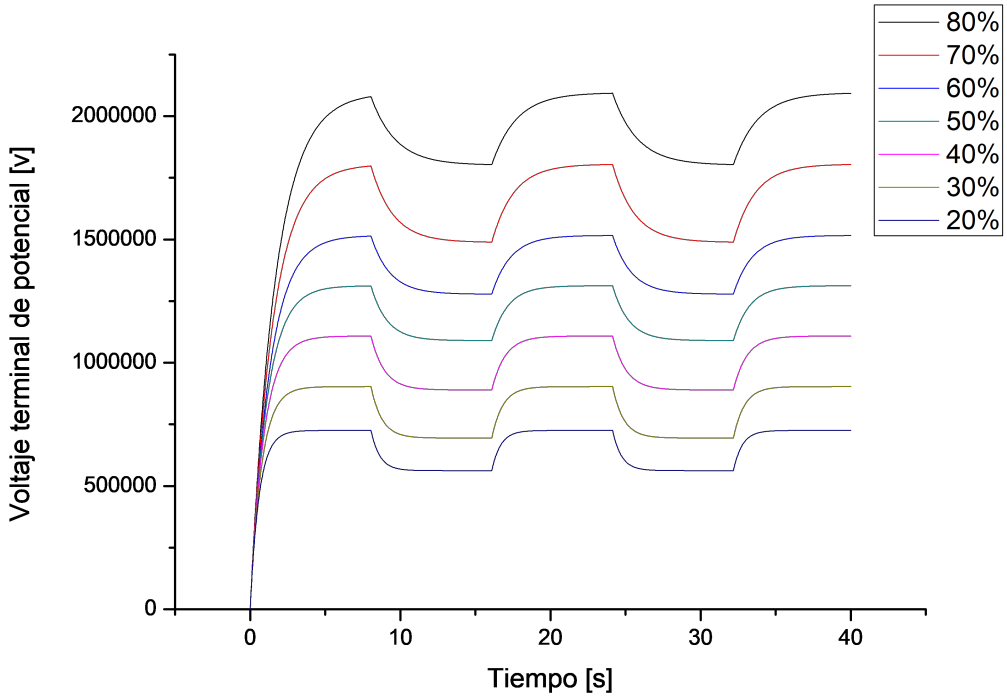


Figura 3.24: Simulación del voltaje en la terminal de potencial V_t para una variación en las puntas de corona del 20 % al 80 % (modelo con retardo).

La Figura 3.25 permite comparar los resultados de la simulación (curva roja) y los resultados experimentales (curva negra) cuando las puntas de corona se alejan de la terminal de potencial en un porcentaje que oscila entre el 20 % y el 80 % de la distancia total.

Se observa una discrepancia significativa cerca de $t = 0$ s, atribuible a las condiciones iniciales, como se explicó en la Sección 3.1.

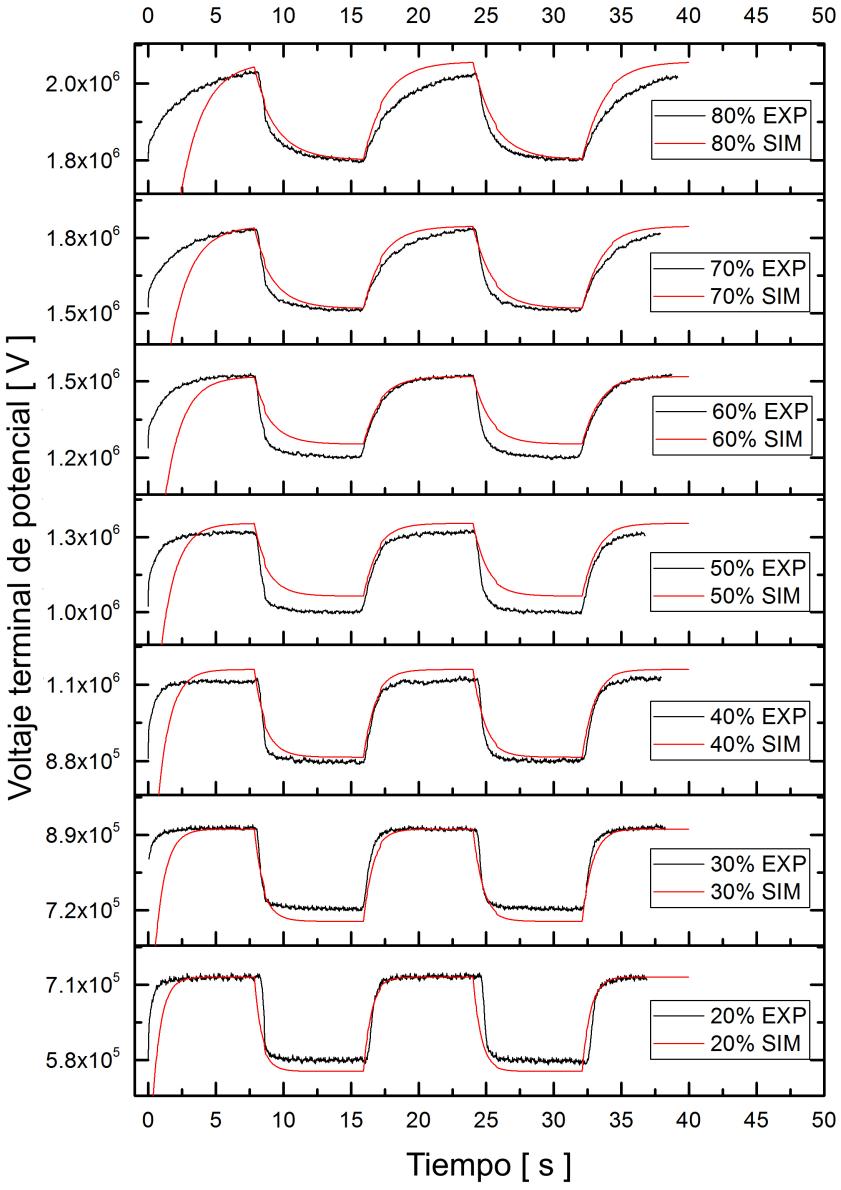


Figura 3.25: Comparación de resultados experimentales y de simulación del voltaje en la terminal de potencial (modelo con retardo).

3.3. Componentes asociados con la terminal de potencial del acelerador Tándem Van de Graaff

En esta sección se presentan los circuitos eléctricos equivalentes de los componentes relacionados con la terminal de alto voltaje del acelerador tándem Van de Graaff:

- Capacitancia de la terminal de potencial: C_p
- Resistencia de columna (alta y baja energía): R_c
- Fuente de corriente de carga: I_g
- Circuito de puntas de corona
  - Triodo de corona: R_p, μ_p, L_p
  - Triodo 6BK4 (válvula termoiónica): R_i, μ_i

La caracterización de estos elementos eléctricos es necesaria para modelar el comportamiento dinámico de la terminal de potencial del acelerador Tándem Van de Graaff. En las secciones siguientes se indica cómo obtener los valores numéricos de estos parámetros.

Capacitancia de la terminal de potencial

Un componente principal del acelerador Tándem Van de Graaff es la terminal de potencial, esta se considera, junto con el el tanque principal y el gas aislante en el interior de este, como un sistema coaxial [4], como se muestra en la Figura 3.26. De acuerdo con esta configuración, la capacitancia de la terminal de potencial C_t puede ser calculada mediante la ecuación (3.15), válida para un capacitor cilíndrico semejante a la configuración de la terminal de potencial del acelerador Tándem Van de Graaff, donde ε_0 es la permitividad eléctrica en el vacío, L es la longitud de la terminal de potencial, a es el radio del tanque del acelerador, b el radio de la terminal de potencial y ε_r es la permitividad relativa o constante dieléctrica del gas que se utiliza como aislante en el interior del acelerador (80 % Nitrógeno, 20 % CO_2) [4][47].

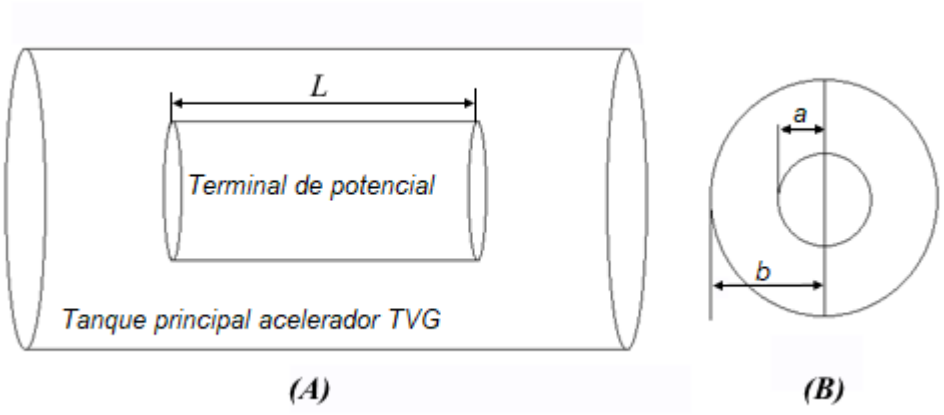


Figura 3.26: *(A)* Longitud de la terminal. *(B)* Disposición coaxial del tanque con respecto la terminal de potencial del acelerador tándem Van de Graaff (TVG).

$$C_t = 2\pi\varepsilon_r\varepsilon_0\frac{L}{\ln(\frac{b}{a})} \tag{3.15}$$

Los datos de las dimensiones y del gas que se emplea como aislante en el acelerador Tándem Van de Graaff son los siguientes: $L = 1.235\,m$, $a = 0.5334\,m$, $b = 1.2446\,m$, $\varepsilon_0 = 8.8541 \times 10^{-12}\,F/m$, $\varepsilon_r \approx 1$. Con los valores anteriores se obtiene un valor de capacitancia de la terminal de potencial de $C_t = 81.4 \times 10^{-12}\ F$.

Resistencia de la columna de alta y baja energía

Para determinar la resistencia equivalente de la columna de alta y baja energía R_c que forman parte del tubo acelerador, se consultó la información técnica. La resistencia de la columna de baja energía R_{cle} está integrada por un total de 156 resistencias, teniendo 13 resistencias con $R = 0\,\Omega$, 16 con un valor de $200\,M\Omega$ y el resto de $500\,M\Omega$. La resistencia de la columna de alta energía R_{che} está integrada por un total de 156 resistencias, 18 resistencias con $R = 0\,\Omega$ y el resto con un valor de $500\,M\Omega$ cada una. Para obtener la resistencia equivalente R_c se toma en cuenta que, para cada sección, las resistencias están en una configuración en serie, por lo cual para obtener el total de cada una de las resistencias de la columna de alta y baja energía se suman las resistencias respectivas. Así, la resistencia de baja energía tiene un valor de: $R_{cle} = 66.7 \times 10^9\,\Omega$ y la resistencia de alta energía tiene un valor

de $R_{che} = 69.01 \times 10^9\,\Omega$. Como ambas secciones se encuentran en una configuración paralelo, la ecuación (3.16) se usará para obtener la resistencia total:

$$R_c = \frac{R_{cle} R_{che}}{R_{cle} + R_{che}} \tag{3.16}$$

Sustituyendo los valores de R_{cle} y R_{che} en la ecuación (3.16), se tiene que la resistencia equivalente de la columna es de $R_c = 33.917 \times 10^9\,\Omega$.

Resistencia interna y factor de amplificación de la válvula termoiónica (triodo) modelo 6BK4

Para obtener los parámetros de la válvula 6BK4, se consultaron las hojas de datos del fabricante [14], [38] en donde se indica que la resistencia interna tiene un valor de $R_i \approx 3 \times 10^6\,\Omega$ y el factor de amplificación es de $\mu_i \approx 1000$.

Resistencia interna y factor de amplificación del triodo de corona

Desde la implementación del control de corona mediante rejilla, la estabilización del voltaje en la terminal del acelerador TVG se ha logrado, en la mayoría de los casos, mediante una descarga de corona regulada. En la práctica, esta corriente de corona se genera a partir de un campo de emisión catódico compuesto por un conjunto de agujas afiladas, denominadas puntas de corona. El electrodo de la terminal actúa como ánodo en esta descarga. Asimismo, un electrodo en forma de hongo, ubicado en la base de las puntas de corona, cumple la función de rejilla (véase la Figura 3.2). El conjunto formado por las puntas de corona, su base y la terminal constituye un triodo cuyo principio de funcionamiento es análogo al de una válvula de triodo convencional. Esta configuración es comúnmente conocida como triodo de corona [14].

Uno de los parámetros para describir el funcionamiento de un triodo es la resistencia interna R_p que se define como la relación que hay entre un cambio en el voltaje del ánodo V_{ap} con el cambio resultante en la corriente del ánodo I_{ap} para un voltaje rejilla V_{gp} dado (ley de Ohm), que se puede expresar por medio de la ecuación

(3.17):

$$R_p = \left.\frac{\partial V_{ap}}{\partial I_{ap}}\right|_{V_{gp}} \tag{3.17}$$

La distancia que hay entre las puntas de corona y la terminal está expresada en porcentaje: el 0 % indica que están completamente extendidas, es decir, lo más cerca de la terminal, el 100 % indica que están totalmente retraídas, es decir, más alejadas de la terminal.

Otro de los parámetros que describen el funcionamiento de un triodo es el factor de amplificación. Este relaciona el voltaje de rejilla, la corriente y el voltaje del ánodo en el triodo. Debido a la distancia estrecha que existe entre la rejilla (base de las puntas de corona) y el cátodo (puntas de corona), el voltaje en de la rejilla se considera que es el mismo que el del cátodo. El factor de amplificación del triodo de corona μ_p está definido como la relación del cambio en el voltaje del ánodo V_{ap} con respecto a una variación en el voltaje de la rejilla V_{gp}, para una corriente del ánodo I_{ap} dada, como se describe en las ecuaciones (3.18) y (3.19):

$$\mu_p = \left.\frac{\partial V_{ap}}{\partial V_{gp}}\right|_{I_{ap}} \tag{3.18}$$

donde

$$\mu_p = \begin{cases} \frac{\partial V_{ap}}{\partial V_{gp}} & \text{para} \quad V_{ap} > 0 \\ 0 & \text{para} \quad V_{ap} < 0 \end{cases} \tag{3.19}$$

De acuerdo con las ecuaciones (3.17) y (3.18), para calcular los valores de R_p y μ_p se obtuvieron de forma experimental el valor del voltaje del ánodo V_{ap} y el de la corriente del ánodo I_{ap} del triodo de corona, al variar el voltaje de rejilla V_{gp}. En la Figura 3.27 se muestra la configuración experimental para la obtención de los parámetros del triodo de corona, las mediciones del voltaje de ánodo V_{ap}, que en nuestro caso es el voltaje en la terminal, se realizaron por medio del voltímetro generador que es el sensor para medir voltaje de la terminal de potencial, la corriente de ánodo I_{ap}, que es la corriente que pasa a través de las puntas de corona, se midió por medio de un amperímetro marca High Voltage Engineering, con intervalo de medición de $0 - 300$ μA, localizado en la consola de control del acelerador, que despliega la corriente que pasa por las puntas de corona y el voltaje de la rejilla V_{gp}

se obtuvo por medio de un voltímetro, marca Fluke modelo 79 Series II, colocado en en el ánodo del triodo 6BK4, que es el mismo punto donde se encuentra el cátodo del triodo de corona y es una punto disponible para realizar esta medición. La Tabla 3.2 muestra los valores experimentales de voltaje de ánodo V_{ap}, la corriente de ánodo I_{ap} y el voltaje de la rejilla V_{gp}, para un valor en la posición de las puntas de corona del 0 % al 90 %, cuando se hace variar el voltaje en la rejilla de la válvula al vacío 6BK4, con una corriente de la banda de carga de $I_g = 100\,\mu A$ [47].

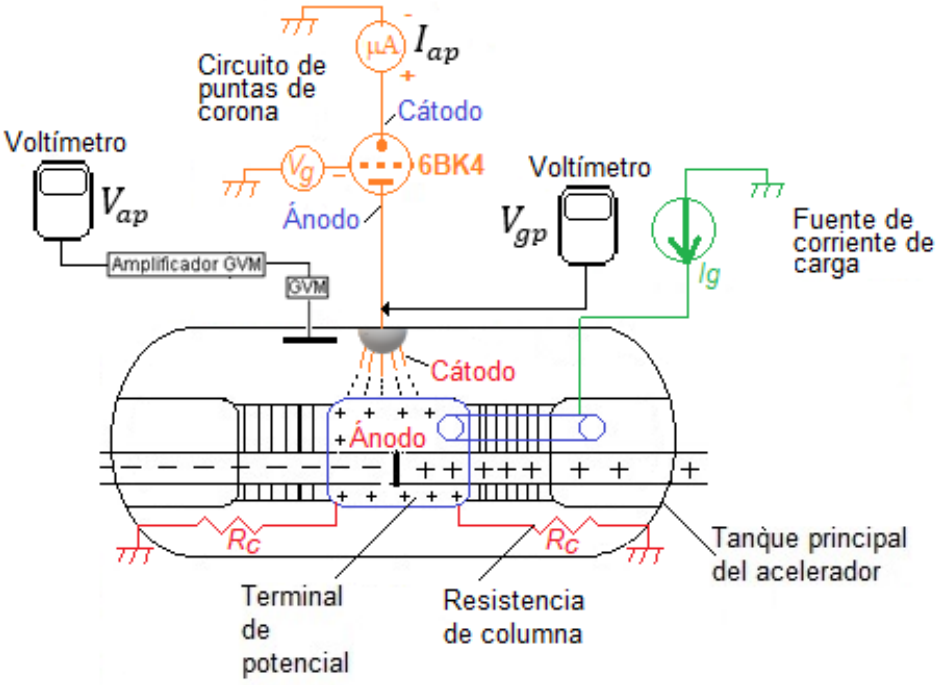


Figura 3.27: Configuración para la obtención de los parámetros del triodo de corona, V_{ap} , I_{ap} y V_{gp} de forma experimental.

Tabla 3.2: Medición experimental del voltaje del ánodo V_{ap}, corriente del ánodo I_{ap}, voltaje de catodo V_{gp} y el voltaje de la rejilla V_g del tubo al vacío 6BK4.

Distancia puntas de corona (%)	Voltaje de ánodo $V_{ap}\,(keV)$	Corriente de ánodo $I_{ap}\,(\mu A)$	Voltaje de cátodo $V_{gp}\,(kV)$	Voltaje rejilla 6BK4 $V_g\,(V)$
0	408	90	12.20	0
	422	85	14.25	-1
	438	80	16.20	-2
	454	80	18.01	-3
	469	75	20.00	-4
	483	70	21.85	-5
	497	60	23.55	-6
	509	35	25.80	-7
10	496	90	7.2	2
	518	85	9.10	1
	540	80	11.10	0
	563	75	13.01	-1
	585	70	15.05	-2
	608	65	17.00	-3
	630	60	18.80	-4
	653	55	20.70	-5
20	568	95	3.10	4
	594	90	5.10	3
	620	85	7.10	2
	646	80	7.10	1
	672	75	10.60	0
	698	70	12.50	-1
	724	65	14.50	-2
	750	60	16.40	-3
30	669	80	2.35	4
	705	75	4.45	3
	738	70	6.35	2
	769	65	8.20	1

Distancia puntas de corona (%)	Voltaje de ánodo $V_{ap}\,(keV)$	Corriente de ánodo $I_{ap}\,(\mu A)$	Voltaje de cátodo $V_{gp}\,(kV)$	Voltaje rejilla 6BK4 $V_g\,(V)$
	803	60	10.15	0
	833	55	12.10	-1
	865	50	13.95	-2
	897	45	18.8	-3
	807	80	2.38	4
	846	75	4.37	3
	880	70	6.20	2
40	927	60	8.10	1
	966	55	10.00	0
	1002	50	11.90	-1
	1038	45	13.75	-2
	955	78	2.15	4
	1007	72	4.00	3
50	1057	66	5.95	2
	1111	60	7.80	1
	1160	54	9.70	0
	1212	48	11.55	-1
	1148	73	1.85	4
	1208	62	3.65	3
60	1268	55	5.45	2
	1328	50	7.35	1
	1388	44	9.10	0
	1448	35	11.00	-1
	1397	60	1.45	4
	1470	55	3.16	3
70	1543	50	4.95	2
	1616	45	6.77	1
	1689	40	8.51	0
	1765	50	1.09	4
	1863	45	2.41	3
	1958	40	4.17	2

Distancia puntas de corona (%)	Voltaje de ánodo $V_{ap}\,(keV)$	Corriente de ánodo $I_{ap}\,(\mu A)$	Voltaje de cátodo $V_{gp}\,(kV)$	Voltaje rejilla 6BK4 $V_g\,(V)$
80	2024	35	5.84	1
	2149	30	7.71	0
	2246	25	9.15	-1
	2341	20	10.65	-2
90	2363	45	0.48	4
	2470	40	1.31	3
	2622	35	3.01	2
	2748	30	4.74	1
	2810	25	5.66	0

La Tabla 3.3 muestra los valores de la resistencia interna del triodo de corona R_p que se obtuvieron experimentalmente empleando la ecuación (3.17), en función de la distancia que guardan las puntas de corona con respecto a la terminal de potencial (0-90 %). En la Figura 3.28 se muestran los valores experimentales obtenidos de la resistencia R_p con respecto a la posición de las puntas de corona. Los datos se muestran en color negro y la curva roja muestra un ajuste de los datos obtenido mediante una regresión exponencial. El coeficiente de determinación R cuadrado obtenido para esta regresión fue de 0.9990, lo que indica que la función obtenida se aproxima en un 99.90 % a los datos obtenidos experimentalmente .

La ecuación (3.20) muestra la fórmula estándar del coeficiente de determinación (R^2) para evaluar el ajuste de una regresión exponencial.

$$R^2 = 1 - \frac{\sum(y_i - \hat{y}_i)^2}{\sum(y_i - \bar{y})^2} \tag{3.20}$$

donde (y_i) son los valores observados, $(\hat{y}_i)$ son los valores predichos por el modelo exponencial, $(\bar{y})$ es el promedio de los valores observados.

[utf8]inputenc [spanish]babel array booktabs

La ecuación (3.21), muestra la regresión exponencial de los datos experimentales obtenida con el software *Origin*©. La expresión describe el comportamiento de la

Tabla 3.3: Valores de la resistencia interna del triodo de corona R_p con respecto a la posición de las puntas de corona, obtenidos experimentalmente.

Posición de las puntas de corona (%)	**Resistencia interna del triodo de corona R_p (Ω)**
0	3.75×10^9
10	4.48×10^9
20	5.20×10^9
30	6.46×10^9
40	7.79×10^9
50	9.81×10^9
60	12.00×10^9
70	14.60×10^9
80	19.17×10^9
90	23.44×10^9

resistencia del triodo de corona R_p en función de la posición de las puntas de corona. Los coeficientes de la ecuación (3.21) obtenidos son los siguientes: $A_1 = 2.49644 \times 10^9$, $y_0 = 1.23886 \times 10^9$ y $t_1 = -41.06799$.

$$y = A_1 \exp^{\frac{-x}{t_1}} + y_0 \tag{3.21}$$

En la ecuación (3.21), x representa la posición que guardan las puntas de corona con respecto a la terminal de potencial, expresada en porcentaje.

La Tabla 3.4 muestra los resultados obtenidos experimentalmente del factor de amplificación del triodo de corona μ_p, por medio de la Ecuación (3.18), en función de la distancia que guardan las puntas de corona con respecto a la terminal de potencial (0-90 %). En la Figura 3.29 se muestran los valores obtenidos experimentalmente del factor de amplificación μ_p, con respecto a la distancia de las puntas de corona. En color negro se muestran los datos y la curva roja muestra un ajuste de los datos obtenido mediante una regresión exponencial. El coeficiente de determinación R cuadrado obtenido para esta regresión fue de 0.9952, lo que indica que la función obtenida se aproxima en un 99.52 % a los datos obtenidos experimentalmente.

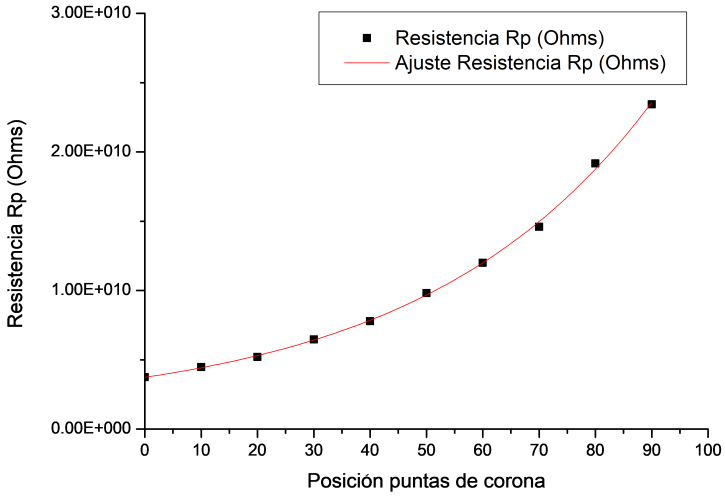


Figura 3.28: Valores de la resistencia R_p obtenidos experimentalmente (negro) y ajuste de los datos experimentales (rojo).

La ecuación (3.21), muestra la regresión exponencial de los datos experimentales, esta se obtuvo con el software *Origin*©, la cual describe el comportamiento del factor de amplificación del triodo de corona μ_p, en función de la posición de las puntas de corona. Los coeficientes de la ecuación (3.21) obtenidos son los siguientes: $A_1 = 2.58995$, $y_0 = 7.9225$ y $t_1 = -26.6982$.

Autoinductancia del triodo de corona

Para obtener el valor de la autoinductancia L_p, se hace uso de la ecuación (3.22) [14]:

$$L_p = \frac{(1 + \omega^2 R_p^2 C_T^2)\tan(\omega t_r)}{(\omega^2 C_T(\omega R_p C_T + \tan(\omega t_r))} \tag{3.22}$$

donde ω es la frecuencia angular, R_p es la resistencia del triodo de corona, C_T es la capacitancia de la terminal de potencial y t_r es el tiempo de transición del triodo de corona.

El tiempo de transición del triodo de corona t_r puede determinarse de la siguiente manera. Una señal senoidal de baja frecuencia es colocada en la rejilla del triodo 6BK4, esto se realiza por medio de un generador de funciones como se muestra en la

Tabla 3.4: Valores del factor de amplificación del triodo de corona μ_p con respecto a la posición de las puntas de corona, obtenidos experimentalmente.

Posición de las puntas de corona (%)	**Factor de amplificación del triodo de corona μ_p**
0	8.01
10	11.58
20	13.78
30	16.87
40	20.59
50	27.21
60	32.80
70	41.16
80	58.17
90	84.67

Figura 3.30. El ángulo de desfasamiento ϕ_{tr} entre la señal del amplificador Pick-up y la señal de la rejilla del triodo 6BK4 es medida con un osciloscopio.

La Figura 3.31 muestra las señales obtenidas por medio de un osciloscopio Tektronix, modelo MSO 2014B. Con la estimación del desfasamiento ϕ_{tr} se puede determinar el tiempo de transito t_r por medio de la ecuación (3.23).

$$t_r = \frac{\Delta\phi'_{tr}}{f \cdot 360^\circ} \tag{3.23}$$

donde $\Delta\phi'_{tr} = \phi_{tr} - 90^\circ$ y f es la frecuencia de las señales en Hz. A la medición de la señal de desfasamiento ϕ_{tr} se deben restar 90°, debido a que la medición que se realiza por medio del capacitor Pick-up del voltaje de la terminal de potencial tiene un desfasamiento de 90°, ya que la terminal de potencial se considera que se comporta como un capacitor.

Como se muestra en la Figura 3.31, el desfasamiento entre las señales obtenidas por medio del osciloscopio es de aproximadamente 130 ms, el periodo de las señales es igual a 453 ms, la frecuencia de 2.207 Hz. Antes de aplicar la fórmula (3.23), el desfasamiento obtenido en tiempo se debe transformar en grados por medio de la

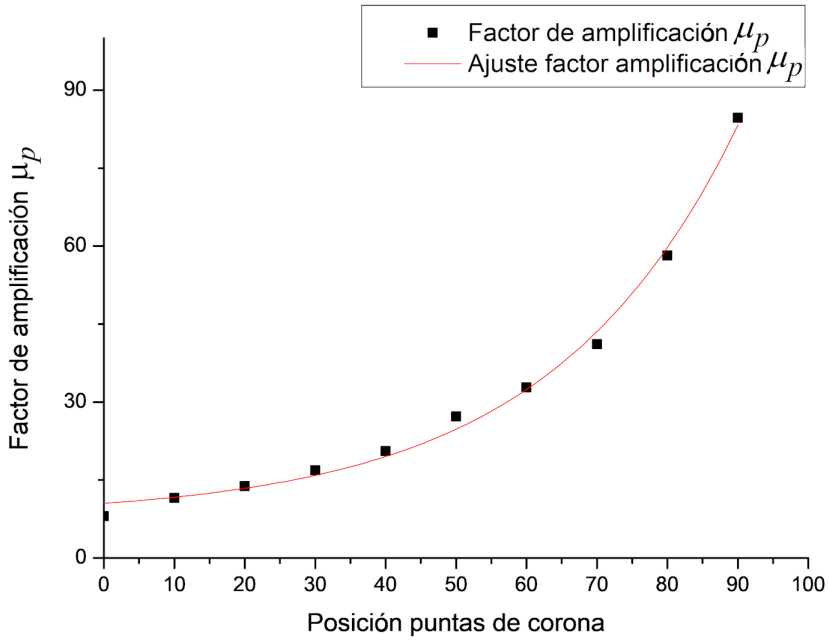


Figura 3.29: Valores del factor de amplificación μ_p obtenidos experimentalmente (negro) y ajuste de los datos experimentales (rojo).

ecuación (3.24) [47].

$$\phi_{tr} = \frac{(130ms)(360°)}{453ms} = 103.31° \tag{3.24}$$

Con los datos anteriores se tiene que $\Delta\phi'_{tr} = 103.31° - 90° = 13.31°$. Sustituyendo los datos anteriores en la ecuación (3.23), se obtiene que

$$t_r = (13.31°)/(2.207Hz(360°)) = 16.75\ ms$$

3.4. Evaluación de los modelos matemáticos

En este capítulo se presentaron dos modelos matemáticos para reproducir el comportamiento del voltaje de la terminal de potencial del acelerador tándem Van de Graaff del ININ: el modelo AITC, que considera la autoinductancia L_p del triodo de

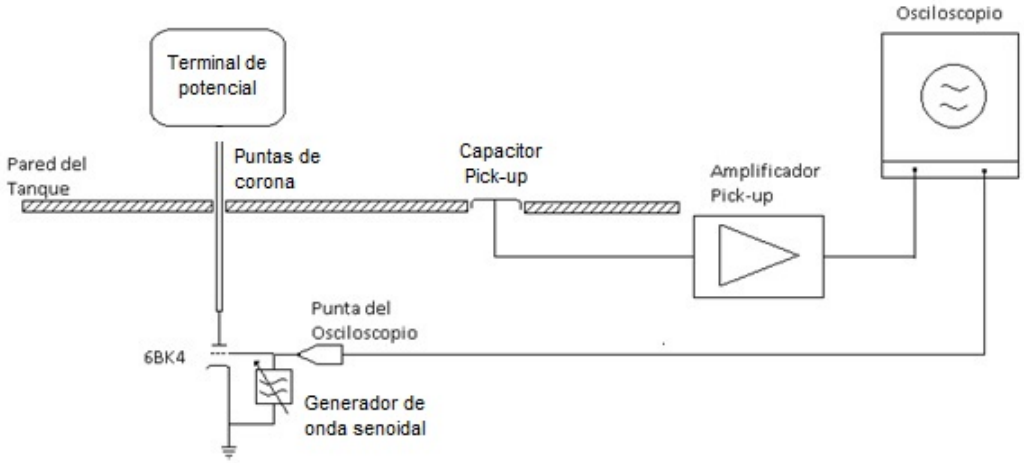


Figura 3.30: Configuración para obtención del tiempo t_r.

corona y el modelo retardado, que toma en cuenta el tiempo de tránsito t_r. Los resultados obtenidos concuerdan con los resultados reportados en otros trabajos (véase por ejemplo [10],[13]).

De acuerdo con las curvas mostradas en las Figuras 3.15 y 3.25, podemos concluir que el comportamiento del voltaje derivado del modelo AITC, es cercano al observado experimentalmente en la terminal de potencial del acelerador, en todo el rango de variación de la distancia de las puntas de corona, mientras que el modelo que toma en cuenta el tiempo de transito t_r, tiene diferencias significativas, principalmente cuando las puntas de corona se encuentran al 50, 60 y 80 %.

Una métrica para cuantificar la exactitud de los modelos propuestos es la Raíz del Error Cuadrático Medio (RECM). La RECM es una aproximación de la desviación estándar del error y tiene las mismas unidades que las señales que se analizan, lo que lo convierte en una métrica intuitiva para comprender la discrepancia entre señales [43]. Si la RECM es igual a cero, las señales comparadas son idénticas; cuanto menor sea el valor, mayor será la similitud.

La Tabla 3.5 muestra los valores de la RECM obtenidos al considerar los datos de las simulaciones con respecto a los datos generados experimentalmente para los dos modelos analizados: modelo AITC y modelo con retardo, cuando las puntas de corona se alejan de la terminal en un porcentaje de entre el 20 % y el 80 %. Observe

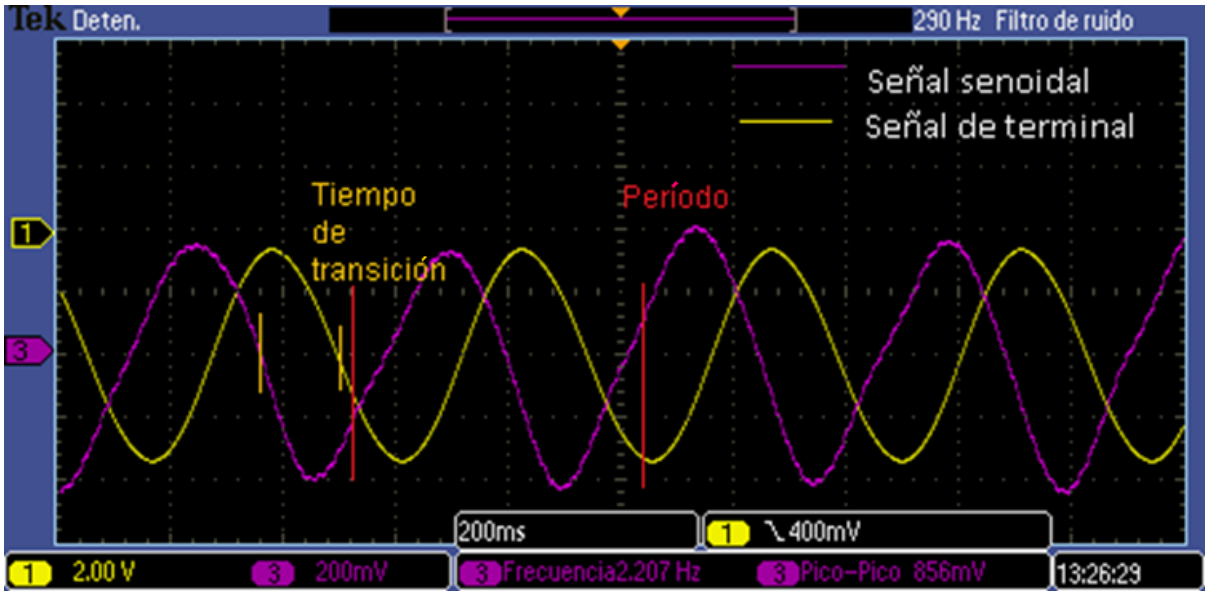


Figura 3.31: Estimación del desfasamiento ϕ_{tr} con un osciloscopio.

que, en todos los casos, la RECM es menor para el modelo AITC en comparación con la obtenida para el modelo retardado. Esto indica que el modelo AITC presenta una mayor cercanía con el comportamiento real de la terminal de potencial del acelerador.

Tabla 3.5: Valores numéricos de la RECM para los modelos AITC y retardado.

	RECM (Volts)						
Distancia / Modelo	**20 %**	**30 %**	**40 %**	**50 %**	**60 %**	**70 %**	**80 %**
AITC	32012	24932	30834	35514	32407	24830	17526
Retardado	39038	30460	42844	46402	31861	25680	21655

Empleando el modelo AITC, en el Capítulo 4 se examinan dos estrategias de control para regular la tensión en la terminal de potencial del acelerador: un PID y un controlador por modos deslizantes.

Capítulo 4

Control de voltaje en la terminal de potencial

En este capítulo se propone la implementación de dos estrategias de control para la estabilización de voltaje en la terminal del acelerador tándem Van de Graaff, a partir del modelo matemático AITC: un controlador PID y un controlador basado en la técnica de modos deslizantes.

Se seleccionó un controlador PID como primera opción ya que este tipo de control constituye una estrategia clásica para resolver la tarea de regulación en sistemas dinámicos (véanse por ejemplo [39], [40], [12]). En el campo de los sistemas de control de procesos, los esquemas de control PID básicos y modificados han demostrado un desempeño satisfactorio; sin embargo, no siempre son la mejor opción cuando se trata de sistemas no lineales, con retardos significativos, o bajo condiciones dinámicas complejas, donde técnicas de control más avanzadas pueden ofrecer una mayor robustez y precisión.

Por otro lado, el control por modos deslizantes es una poderosa estrategia de control que opera incluso en presencia de perturbaciones en el sistema, que pueden presentarse tanto en los elementos mecánicos como en los eléctricos [28], [29], [30]. Entre las perturbaciones o disturbios a los que puede estar sujeto el sistema se pueden mencionar problemas con el aislamiento eléctrico o con el transporte de carga relacionados con el movimiento mecánico de la banda del generador. Lo anterior debido principalmente a la falta de uniformidad de las propiedades de la banda, lo

que genera perturbaciones significativas de voltaje en el terminal del acelerador [3], [7].

En las Secciones 4.1 y 4.2 se presentan el desarrollo y los resultados obtenidos para cada una de las propuestas de control.

4.1. Control PID

Para regular el voltaje de la terminal de potencial del acelerador tándem Van de Graaff se propone la implementación del controlador PID definido por:

$$u(t) = \; P + I\frac{1}{s} + D\frac{N}{N\frac{1}{s}+1} \tag{4.1}$$

donde P es la ganancia proporcional, I es la ganancia integral y D es la ganancia derivativa. El último término de (4.1) representa una versión filtrada (primer orden) de la acción derivativa del controlador PID, donde s es la variable de Laplace y N es el factor de filtrado.

La Figura 4.1 muestra un diagrama de bloques del sistema.

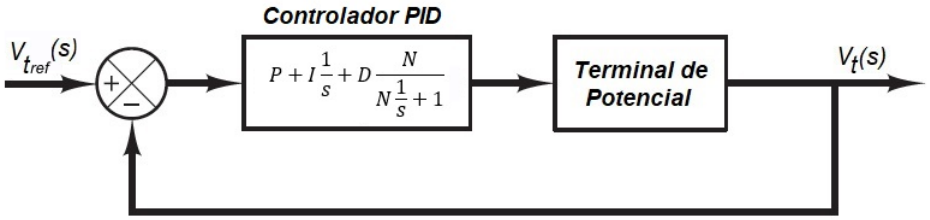


Figura 4.1: Diagrama de bloques del sistema en lazo cerrado con un controlador PID.

El diagrama completo del modelo de la planta presentado en la Sección 3.1, en lazo cerrado con el controlador PID definido por la ecuación (4.1) se muestra en la Figura 4.2.

Es importante mencionar que los valores de los parámetros del sistema L_p, R_p y K varían de acuerdo con la distancia de las puntas de corona, mientras que los valores de C_t =81.49×10^{-12} F, R_c =33.91×10^9 Ω e I_g permanecen constantes.

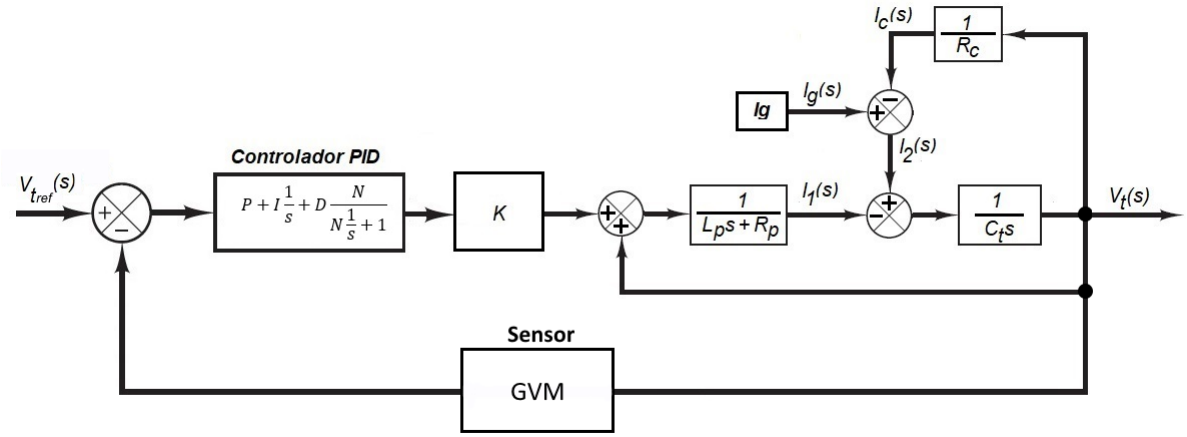


Figura 4.2: Diagrama de bloques de la terminal de potencial en lazo cerrado con el controlador PID.

La determinación de los valores de las ganancias para sintonizar el controlador PID y obtener una respuesta satisfactoria del sistema se realizó por medio de la herramienta *PID Tuner* de MATLAB-Simulink©. Las especificaciones de la respuesta del sistema consideradas para la sintonización son 5 % de sobreelongación máxima y 2.5 segundos de tiempo de asentamiento.

La Figura 4.3 muestra una gráfica generada en MATLAB-Simulink© con la herramienta *PID Tuner*. La curva se puede ajustar manualmente para que cumpla con las especificaciones deseadas, tanto en su respuesta transitoria como en estado estacionario. La herramienta proporciona los valores de los parámetros P, I, D y N del controlador de acuerdo con la respuesta especificada. En este caso se consideró una distancia de las puntas de corona del 10 % y una corriente de carga de $I_g = 100\,\mu A$.

Para obtener las ganancias del controlador en todo el rango de la distancia de las puntas de corona, se realizó la simulación del sistema variando la distancia de las puntas de corona del 10 % al 90 %, con una corriente de carga de $I_g = 100\,\mu A$. Para cada una de las distancias se realizó la respectiva sintonización del controlador, la Tabla 4.1 muestra las ganancias obtenidas para cada caso.

En la Figura 4.4 se muestran las curvas de voltaje en la terminal de potencial V_t obtenidas mediante el controlador PID, considerando una función escalón como señal de referencia, para diferentes valores de distancia de las puntas de corona. Se

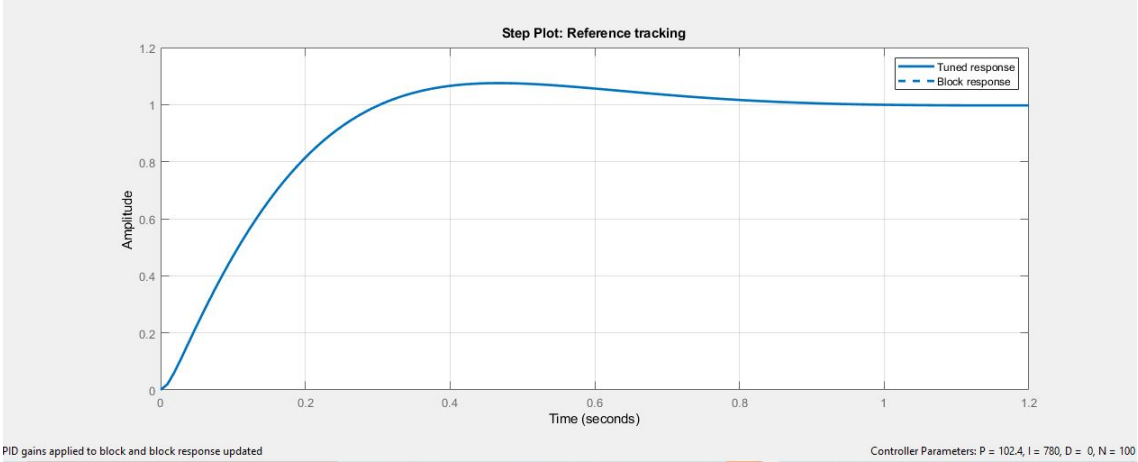


Figura 4.3: Sintonización del controlador PID considerando una distancia del 10 % de las puntas de corona.

observa que la respuesta del sistema tiene un sobreimpulso máximo $M_p = 5\,\%$. El factor de amortiguamiento ζ toma valores entre 0.702 y 0.905, por lo el sistema tiene un comportamiento subamortiguado.

Note que el sobreimpulso disminuye cuando las puntas están más cerca de la terminal. En cuanto al tiempo de establecimiento, se observa que $t_s < 2.5\,s$. De acuerdo con los resultados obtenidos, empleando el controlador PID, el voltaje en la terminal de potencial V_t se puede ajustar desde $420\,kV$ a $1900\,kV$, lo que corresponde a una variación en todo el intervalo de distancia de las puntas de corona (10 % - 90 %) con una corriente de carga $I_g = 100 \times 10^{-6}$ A. Por lo anterior, el controlador PID se puede utilizar para estabilizar el voltaje en la terminal de potencial del acelerador en todo el rango de distancia de las puntas de corona.

La Tabla 4.2 muestra los parámetros de operación del sistema obtenidos mediante simulaciones numéricas para todo el rango de distancia de las puntas de corona (10 % - 90 %). Estos datos son útiles ya que proporcionan los valores aproximados para la operación del acelerador, en este caso se considera una corriente de carga de 100 μA, que es la corriente típica con la que opera el acelerador. Cabe mencionar que, por las características del tubo al vacío (6BK4) por medio del cual se realiza la variación de la corriente de las puntas de corona para la regulación del voltaje de la terminal de potencial, se recomienda que esta corriente se encuentre en el intervalo de 25 μA

Tabla 4.1: Ganancias del controlador PID para diferentes valores de la distancia de las puntas de corona.

Ganancia / Distancia (%)	P	I	D	N
10	76	301	0.59	15
20	78	306	1.00	15
30	72	243	1.20	10
40	75	207	2.36	7
50	61	138	2.12	5
60	85	212	3.94	8
70	85	199	4.13	9
80	83	209	4.20	9
90	84	227	4.30	11

a 100 μA.

4.1.1. Análisis de estabilidad y respuesta transitoria

El análisis de estabilidad se realiza mediante el enfoque frecuencial, identificando la localización de los polos y ceros del sistema en el plano complejo s. Para el análisis de la respuesta transitoria, se identifican los valores del factor de amortiguamiento.

La forma general de la función de transferencia del sistema en lazo cerrado con el controlador PID está dada por:

$$\frac{V_t(s)}{V_g(s)} = \frac{As^2 + Bs + C}{S^4 + Ds^3 + Es^2 + Fs + G} \tag{4.2}$$

donde los valores de A, B, C, D, E, F y G se definen para los diferentes rangos de variación de la distancia de las puntas de corona (10 % - 90 %). La Tabla 4.3 muestra las constantes correspondientes a cada caso, considerando las ganancias del control PID indicadas en la Tabla 4.1.

Note que, de acuerdo con la función de transferencia definida por la ecuación (4.2), el sistema tiene 4 polos y 2 ceros. La Tabla 4.4 indica los valores de los polos, ceros y el factor de amortiguamiento del sistema, para cada una de las funciones de transferencia del sistema considerando el rango de variación de la distancia de las

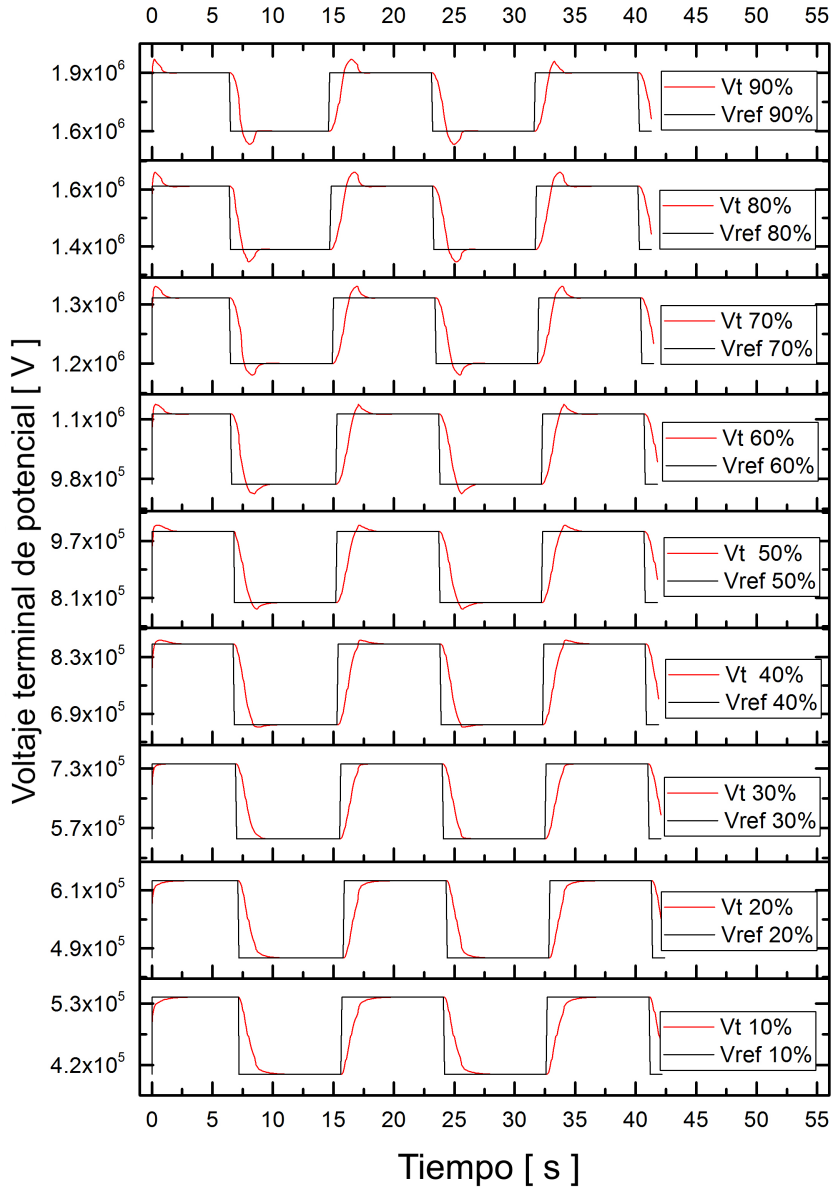


Figura 4.4: Voltaje en la terminal de potencial para diferentes valores de distancia de las puntas de corona. Simulación del sistema en lazo cerrado con el controlador PID.

Tabla 4.2: Parámetros de operación del sistema de estabilización de la fuente de potencial del acelerador para diferentes valores de distancia de las puntas de corona.

Parám. / Dist. %	Voltaje en Terminal mín. (kV)	Voltaje en terminal máx. (kV)	Voltaje en rejilla mín. (V)	Voltaje en rejilla máx. (V)	Corriente de puntas de c. mín. (μA)	Corriente de puntas de c. máx. (μA)
90	1650	1900	-4.40	-7.60	46	52
80	1400	1600	-4.00	-8.30	53	59
70	1160	1360	-3.20	-8.60	60	66
60	965	1165	-2.65	-9.40	65	71
50	797	997	-1.80	-10.10	70	76
40	660	860	-1.10	-11.10	74	80
30	542	742	-0.82	-11.86	78	84
20	470	630	-0.77	-11.48	81	86
10	400	542	-0.87	-11.26	84	88

puntas de corona del 10 % al 90 %. La Figura 4.5 muestra la localización en el plano complejo s de los polos y ceros del sistema.

De los cuatro polos del sistema en lazo cerrado, dos se localizan sobre el eje real (P_1, P_2) en el semiplano izquierdo, y dos corresponden a polos complejos conjugados (P_3, P_4), los cuales tienen parte real negativa. El sistema presenta dos ceros en el eje real (C_1 , C_2) que también se mantienen en el semiplano izquierdo.

Es claro que, puesto que todos los polos del sistema se mantienen en el semiplano izquierdo del plano complejo s, el sistema es estable en todo en todo el intervalo de la posición de las puntas de corona.

El cálculo de las ganancias de control para cada una de las distancias de las puntas de corona podría considerarse una desventaja de la implementación del controlador PID. Sin embargo, como se mostrará a continuación, el objetivo de control se logra aún considerando ganancias fijas en los diferentes escenarios de operación.

Para los resultados mostrados a continuación, se consideraron las ganancias fijas correspondientes al 50 % de la posición de las puntas de corona (véase la Tabla 4.1). Se evaluó el comportamiento del controlador PID al variar la distancia de las puntas de corona del 10 % al 90 %. La Figura 4.6 muestra los resultados del comportamiento del voltaje V_t en la terminal de potencial cuando se tiene una función escalón como señal de control. En este escenario, para el rango de distancia de las puntas de corona

Tabla 4.3: Elementos constantes de la función de transferencia para diferentes valores de distancia de las puntas de corona.

Distancia (%)	A	B	C	D	E	F	G
10	1.286×10^{8}	2.184×10^{9}	6.843×10^{9}	51.2	784.1	3872	6843
20	1.335×10^{8}	2.118×10^{9}	6.587×10^{9}	51.2	772.5	3559	6587
30	1.167×10^{8}	1.338×10^{9}	3.377×10^{9}	46.2	560.3	2154	3377
40	1.26×10^{8}	1.01×10^{9}	2.00×10^{9}	43.2	448.8	1494	2000
50	1.00×10^{8}	6.24×10^{8}	9.71×10^{8}	41.2	340.3	916.1	971.3
60	1.71×10^{8}	1.31×10^{9}	2.50×10^{9}	44.2	510.8	1710	2496
70	1.92×10^{8}	1.52×10^{9}	2.81×10^{9}	45.2	560.4	1898	2818
80	2.07×10^{8}	1.64×10^{9}	3.22×10^{9}	45.2	569.1	1965	3220
90	2.41×10^{8}	2.17×10^{9}	4.71×10^{9}	47.2	671.7	2523	4717

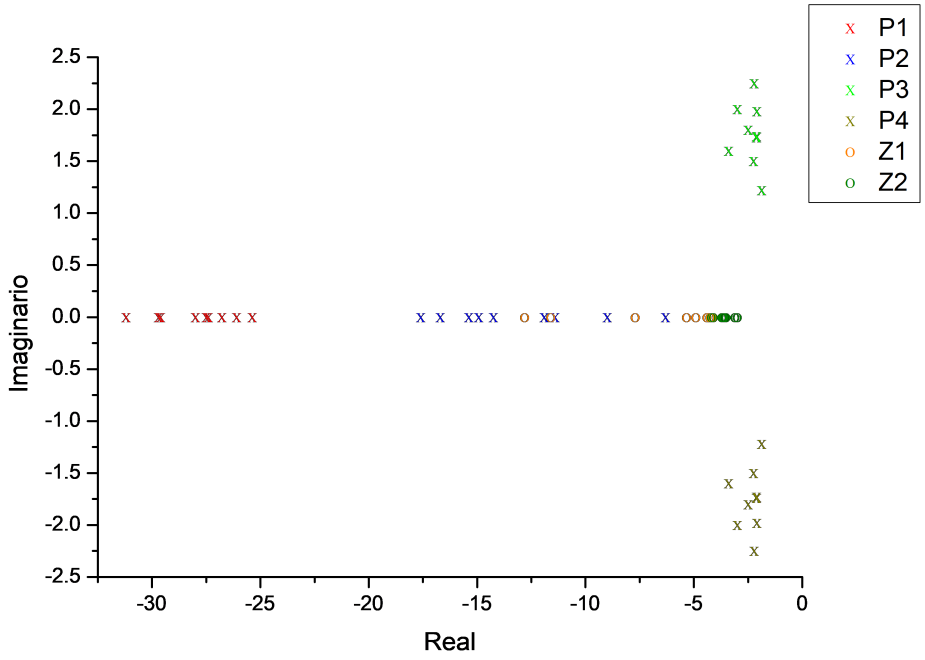


Figura 4.5: Localización de los polos y ceros del sistema en lazo cerrado con el controlador PID, para diferentes valores de la distancia de las puntas de corona (del 10 % al 90 %).

Tabla 4.4: Polos, ceros y factor de amortiguamiento del sistema en lazo cerrado con el control PID.

Posición	P_1	P_2	P_3		P_4		Z_1	Z_2	Factor
(%)	Re	Re	Re	Im	Re	Im	Re	Re	ζ
10	-27.4	-16.7	-3.4	1.6	-3.4	-1.6	-12.8	-4.1	0.905
20	-27.5	-17.6	-3.0	2.0	-3.0	-2.0	-11.6	-4.2	0.824
30	-29.6	-11.4	-2.5	1.8	-2.5	-1.8	-7.7	-3.7	0.815
40	-29.7	-9.0	-2.25	1.5	-2.25	-1.5	-4.4	-3.6	0.824
50	-31.2	-6.3	-1.87	1.22	-1.87	-1.22	-4.2	-3.1	0.838
60	-28.0	-11.9	-2.11	1.73	-2.11	-1.73	-4.13	-3.52	0.773
70	-26.77	-14.25	-2.10	1.74	-2.10	-1.74	-4.90	-2.99	0.769
80	-26.1	-14.93	-2.09	1.98	-2.09	-1.98	-4.25	-3.66	0.726
90	-25.38	-15.38	-2.22	2.25	-2.22	-2.25	-5.33	-3.65	0.702

del 30 % al 90 %, el factor de amortiguamiento ζ oscila entre 0.734 y 0.963, por lo que el sistema tiene un comportamiento subamortiguado. Para la distancia de las puntas de corona de 10 % y 20 %, el factor de amortiguamiento es de $\zeta = 1$; en este caso el sistema es críticamente amortiguado. Note que el sobreimpulso disminuye cuando las puntas están más cerca de la terminal. En cuanto al tiempo de establecimiento se observa que $t_s < 2.5\,s$.

De acuerdo con los resultados obtenidos con las ganancias fijas del controlador PID, el voltaje en la terminal de potencial V_t se puede ajustar desde $400\,kV$ a $1850\,kV$, lo que corresponde a una variación en todo el intervalo de distancia de las puntas de corona (10 % - 90 %) con una corriente de carga $I_g = 100 \times 10^{-6}$ A. Por lo anterior, el controlador PID se puede utilizar para estabilizar el voltaje en la terminal de potencial del acelerador en todo el rango de distancia de las puntas de corona, aún considerando las ganancias fijas.

La Tabla 4.5 muestra los elementos constantes de la función de transferencia definida por la ecuación (4.2), considerando ganancias fijas del control PID, para diferentes valores de distancia de las puntas de corona.

Se observa que la localización de los polos y ceros del sistema en lazo cerrado se mantiene con las mismas características. Es decir, dos polos en el eje real en el semiplano izquierdo (P_1, P_2) y dos polos complejos conjugados con parte real negativa

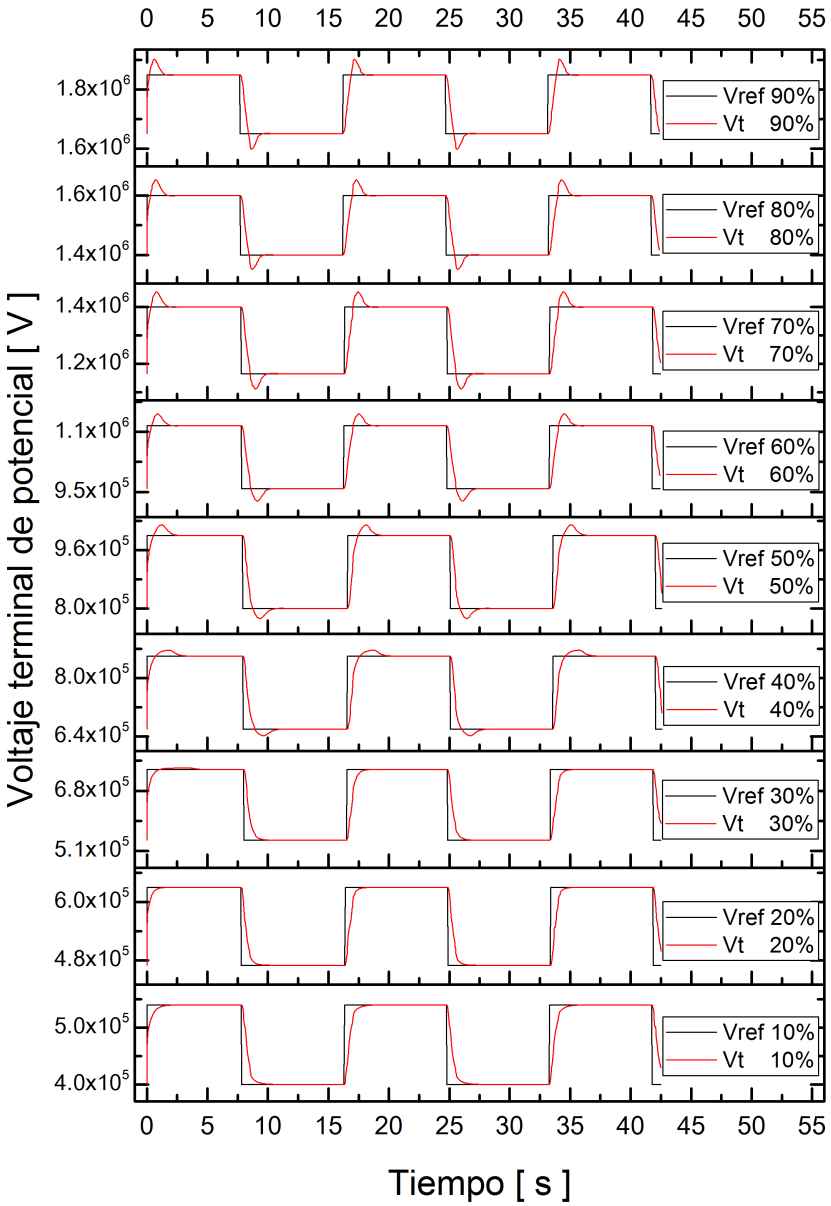


Figura 4.6: Voltaje cuando se varía la distancia de las puntas de corona, considerando valores fijos para las ganancias del controlador PID.

(P_3, P_4) , además de dos ceros complejos conjugados (Z_1 , Z_2) en el semiplano izquierdo. La Figura 4.5 muestra la localización de los polos y ceros del sistema para

Tabla 4.5: Elementos constantes de la función de transferencia para diferentes valores de distancia de las puntas de corona, considerando valores fijos de las ganancias del controlador PID.

Distancia (%)	A	B	C	D	E	F	G
10	1.09×10^8	6.71×10^8	1.05×10^9	41.2	402	1234	1046
20	1.03×10^8	6.36×10^8	9.9×10^8	41.2	380	1116	990
30	9.95×10^7	6.16×10^8	9.59×10^8	41.2	362	1023	959
40	9.88×10^7	6.11×10^8	9.52×10^8	41.2	349	957	952
50	1.00×10^8	6.24×10^8	9.71×10^8	41.2	340	916	971
60	1.05×10^8	6.52×10^8	1.02×10^9	41.2	336	901	1016
70	1.13×10^8	6.97×10^8	1.10×10^9	41.2	336	909	1086
80	1.23×10^8	7.58×10^8	1.18×10^9	41.2	569	941	1181
90	1.35×10^8	8.36×10^8	1.30×10^9	41.2	348	995	1304

diferentes valores de la posición de las puntas de corona (10 % - 90 %), considerando ganancias fijas del controlador PID. Puesto que los polos del sistema se mantienen en el semiplano izquierdo del plano complejo s, se puede concluir que el sistema es estable en todo en todo el rango de operación, considerando las ganancias fijas del controlador PID correspondientes al 50 % de la distancia de las puntas de corona.

4.2. Control por modos deslizantes

El control por modos deslizantes (CMD) propuesto permite conducir y mantener el sistema en un estado de estabilidad, sin importar las perturbaciones que actúen de forma directa o indirecta sobre la planta.

El diseño del control por modos deslizantes se estructura en dos etapas principales. En la primera, se define una superficie de deslizamiento que refleje el comportamiento deseado del sistema. En la segunda, se diseña una ley de control que garantice la convergencia de la trayectoria del sistema hacia dicha superficie en un tiempo finito. Esta ley de control se compone de dos etapas: el modo de alcance y el modo deslizante. El primero asegura que el sistema, partiendo de cualquier condición inicial en el espacio de estados, alcance la superficie de deslizamiento. El segundo mantiene la dinámica del sistema adherida a esta superficie, asegurando un comportamiento

Tabla 4.6: Polos, ceros y factor de amortiguamiento del sistema con el control PID, considerando ganancias fijas.

Pos.	P_1	P_2	P_3		P_4		Z_1		Z_2		Factor
Puntas	Re	Re	Re	Im	Re	Im	Re	Im	Re	Im	ζ
10 %	-28.6	-7.9	-3.35	0	-1.39	0	-3.1	0.26	-3.1	-0.26	1.0
20 %	-29.6	-7.1	-2.8	0	-1.7	0	-3.1	0.26	-3.1	-0.26	1.0
30 %	-30.4	-6.7	-2.1	0.59	-2.1	-0.59	-3.1	0.26	-3.1	-0.26	0.963
40 %	-30.9	-6.4	-1.97	0.98	-1.97	-0.98	-3.1	0.26	-3.1	-0.26	0.896
50 %	-31.2	-6.3	-1.87	1.22	-1.87	-1.22	-3.1	0.26	-3.1	-0.26	0.838
60 %	-31.4	-6.22	-1.81	1.40	-1.81	-1.4	-3.1	0.26	-3.1	-0.26	0.792
70 %	-31.4	-6.25	-1.79	1.53	-1.79	-1.53	-3.1	0.26	-3.1	-0.26	0.759
80 %	-31.2	-6.34	-1.81	1.64	-1.81	-1.64	-3.1	0.26	-3.1	-0.26	0.741
90 %	-30.1	-6.51	-1.87	1.73	-1.87	-1.73	-3.10	0.26	-3.1	-0.26	0.734

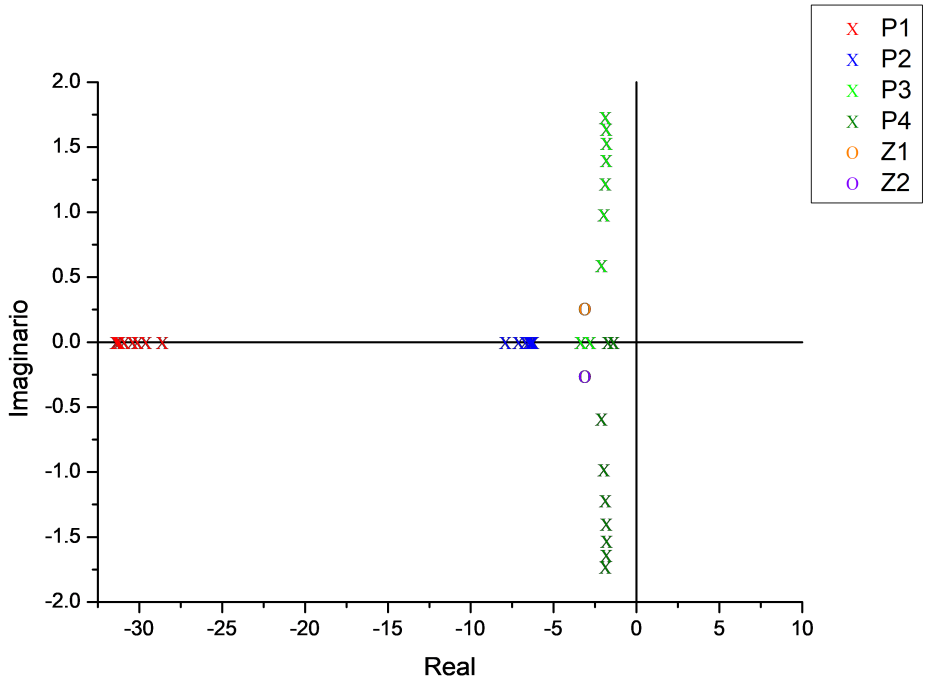


Figura 4.7: Localización de los polos y ceros del sistema considerando ganancias fijas del control PID

en lazo cerrado conforme a las especificaciones deseadas [26].

En el presente caso de estudio, el CMD propuesto tiene como objetivo regular el voltaje en el terminal V_t del acelerador tándem Van de Graaff en un nivel deseado, mediante conmutación de alta frecuencia del tubo de vacío de potencia 6BK4.

Para el diseño de este control, se obtiene una representación del sistema en el espacio de estados en el dominio del tiempo, como se describe en la Sección 4.2.1.

4.2.1. Representación en el espacio de estados

En la Sección 3.1 se obtuvo la caracterización en el dominio de la frecuencia del voltaje de la terminal de potencial del acelerador tándem Van de Graaff $V_t(s)$ en función de las entradas de voltaje $-KV_g(s)$ y de corriente $I_g(s)$, definida por la ecuación (4.3):

$$V_t(s) = \frac{KV_g(s)R_c + I_g(s)(L_pR_cs + R_cR_p)}{C_tL_pR_cs^2 + (C_tR_cR_p + L_p)s + (R_c + R_p)} \tag{4.3}$$

Reordenando la ecuación (4.3) se obtiene:

$$C_tL_pR_cs^2V_t(s) + (C_tR_cR_p + L_p)sV_t(s) + (R_c + R_p)V_t(s) = KV_g(s)R_c + L_pR_csI_g(s) + R_cR_pI_g(s) \tag{4.4}$$

Obteniendo la transformada inversa de Laplace de la ecuación (4.4) se llega a la Ecuación (4.5).

$$C_tL_pR_c\ddot{V}_t + (C_tR_cR_p + L_p)\dot{V}_t + (R_c + R_p)V_t = KV_gR_c + L_pR_c\dot{I}_g + R_cR_pI_g \tag{4.5}$$

Como la corriente de carga de la fuente de potencial I_g se considera constante, entonces $\dot{I}_g = 0$ y la Ecuación (4.5) se convierte en la Ecuación (4.6):

$$C_tL_pR_c\ddot{V}_t + (C_tR_cR_p + L_p)\dot{V}_t + (R_c + R_p)V_t = KV_gR_c + R_cR_pI_g \tag{4.6}$$

De lo anterior se tiene que el sistema es de segundo orden con las entradas V_g e I_g. La corriente I_g se considera que se ajusta a un valor deseado y permanece constante y el sistema es controlado por el voltaje V_g.

El sistema puede representarse en el espacio de estados definiendo las variables de estado $x_1(t) = V_t$, $x_2(t) = \dot{V}_t$ y la salida y de la siguiente manera:

$$x_1 = V_t$$

$$x_2 = \dot{V}_t$$

De las ecuaciones anteriores se tiene que.

$$\dot{x_1} = x_2$$

$$\dot{x_2} = \ddot{V}_t$$

Despejando $\ddot{V}_t$ de la Ecuación (4.6) se obtiene la Ecuación (4.7).

$$\ddot{V}_t = \frac{KV_gR_c + R_cR_pI_g - (C_tR_cR_p + L_p)\dot{V}_t - (R_c + R_p)V_t}{C_tL_pR_c} \tag{4.7}$$

Reordenando la ecuación Ecuación (4.7) y sustituyendo las variables de estado en ésta, se obtiene la Ecuación (4.8).

$$\dot{x_2} = -\frac{(R_c + R_p)}{C_tL_pR_c}x_1 - \frac{(C_tR_cR_p + L_p)}{C_tL_pR_c}x_2 + \frac{KV_gR_c}{C_tL_pR_c} + \frac{R_cR_pI_g}{C_tL_pR_c} \tag{4.8}$$

La Ecuación (4.8) puede reescribirse como:

$$\dot{x_2} = -C_1x_1 - C_2x_2 + C_3V_g + C_4I_g \tag{4.9}$$

Donde $C_1 = \frac{(R_c+R_p)}{C_tL_pR_c}$, $C_2 = \frac{(C_tR_cR_p+L_p)}{C_tL_pR_c}$, $C_3 = \frac{KR_c}{C_tL_pR_c}$, $C_4 = \frac{R_cR_p}{C_tL_pR_c}$

El sistema se puede representar en el espacio de estados de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{x_1} \\ \dot{x_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -C_1 & -C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ C_3 & C_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$

Donde $u_1 = V_g$ y $u_2 = I_g$.

La salida del sistema está dada por la Ecuación (4.10).

$$y = x_1 \tag{4.10}$$

La Figura 4.8 muestra los resultados de la simulación numérica del sistema definido por la ecuación 4.9 realizada en Matlab®-Simulink, considerando una distancia del 70 % de las puntas de corona. La señal de referencia de voltaje corresponde a una señal cuadrada de amplitud 8 V y un periodo de 17 s. Los parámetros del sistema están dados por $I_g = 100\text{x}10^{-6}$ A, $C_1 = 98.9543$ s^{-2}, $C_2 = 111.8397$ s^{-1}, $C_3 = 4.9211 \times 10^6$ s^{-2} y $C_4 = 1.3762 \times 10^{12}\Omega$ s^{-2}.

Note que la variable de estado x_1 es la salida del sistema (voltaje en la terminal V_t, curva azul), la cual tiene el mismo comportamiento que el obtenido en la simulación del modelo considerando la AITC equivalente en la Sección 3.1 y que se muestra en la Figura 3.11, lo que garantiza que los modelos son equivalentes y podemos utilizar este último para la implementación del CMD de seguimiento de salida.

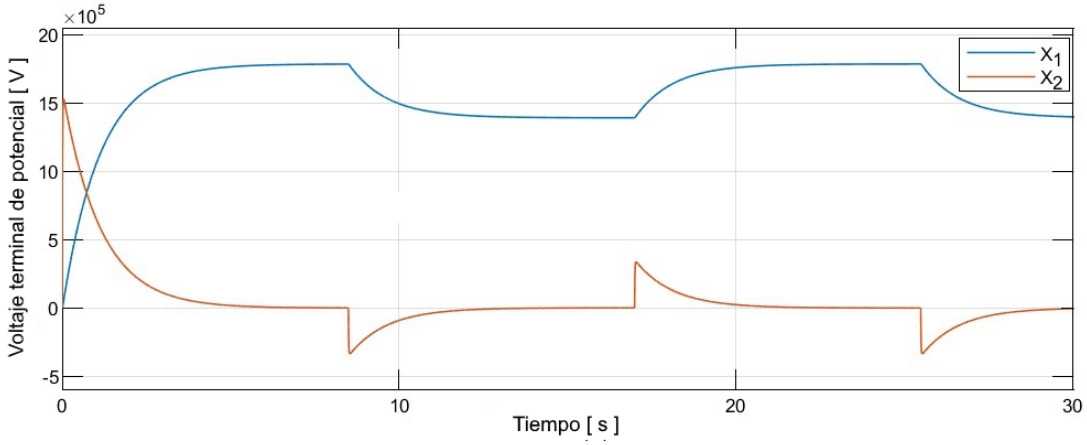


Figura 4.8: Resultado de la simulación del sistema en el espacio de estados

4.2.2. Control por modos deslizantes para el seguimiento de salida convencional

El sistema descrito en la Sección 4.2.1 se puede representar de la siguiente manera:

$$\begin{cases} \dot{x_1} = x_2 \\ \dot{x_2} = u + f(x_1, x_2) \\ y = x_1 \end{cases} \tag{4.11}$$

donde los estados x_1, x_2 corresponden al voltaje en la terminal de potencial V_t y la derivada de este $\dot{V}_t$, respectivamente, y es la salida controlada, u es el control de voltaje de la terminal de potencial, y el término $f(x_1, x_2, t)$ es un disturbio acotado.

El problema consiste en el diseño de una ley de control por modos deslizantes $u = u(x_1, x_2, t)$ que sea capaz de garantizar que la salida y siga asintóticamente una referencia predefinida y_c. En otras palabras, el control debe asegurar que la salida de seguimiento satisfaga $\lim_{t\to\infty}(y_c(t) - y(t)) = 0$ en presencia del disturbio acotado $f(x_1, x_2, t)$.

Para el diseño del control se utilizarán los conceptos de entrada-salida dinámica y grado relativo descritos en la Sección 2.4.2.

Para el sistema definido por la ecuación (4.11), la dinámica de entrada-salida tiene un grado relativo $k = 2$, ya que:

$$y^{(2)} = u + f(y, \dot{y}, t) \tag{4.12}$$

Como el grado relativo del sistema es igual al orden del sistema, el sistema no tiene ninguna dinámica interna [26].

El error de seguimiento de entrada-salida deseado que compensa la dinámica del sistema se puede definir como una ecuación diferencial lineal de orden igual a $(k-1)$ con respecto al error de seguimiento de salida $e = (y_c(t) - y(t))$. Específicamente, la definimos como:

$$\dot{e} + ce = 0 \qquad c > 0 \tag{4.13}$$

A partir de esta ecuación se define la superficie de deslizamiento σ como:

$$\sigma = \dot{e} + ce \qquad c > 0 \tag{4.14}$$

El, siguiente paso es el diseño de un CMD de seguimiento de salida convencional u que lleve a $\sigma = 0$ en tiempo finito y lo mantenga en cero a partir de entonces, teniendo en cuenta que tan pronto como la variable deslizante σ llega a cero, el modo deslizante inicia y el error de seguimiento de salida e en modo deslizante obedecerá a la ecuación diferencial definida en (4.13).

Derivando en el tiempo la variable de deslizamiento σ se tiene que

$$\dot{\sigma} = \ddot{y}_c + c\dot{y}_c - f(y, \dot{y}) - c\dot{y} - u \tag{4.15}$$

Definiendo $\varphi(y, \dot{y}) = \ddot{y}_c + c\dot{y}_c - f(y, \dot{y}) - c\dot{y}$ se obtiene lo siguiente:

$$\dot{\sigma} = \varphi(y, \dot{y}) - u \tag{4.16}$$

donde los valores de $y_c, \dot{y}_c$ y $\ddot{y}_c$ se conocen en todo el tiempo. La perturbación acumulativa $\varphi(y, \dot{y})$ se supone acotada, es decir, $\varphi(y, \dot{y}) \leq M$.

El CMD de seguimiento de salida convencional u, se puede diseñar utilizando la condición de existencia del modo deslizante (2.24) [26], reescrita en la forma de la ecuación (4.17)

$$\sigma\dot{\sigma} = -\bar{\alpha}|\sigma|, \qquad \bar{\alpha} = \frac{\alpha}{\sqrt{2}}, \qquad \alpha > 0 \tag{4.17}$$

De esta manera se tiene que

$$\sigma\dot{\sigma} = \sigma(\varphi(y, \dot{y}, t) - u) \leq |\sigma|M - \sigma u \tag{4.18}$$

se propone el control u descrito por:

$$u = \rho sign(\sigma) \tag{4.19}$$

donde

$$sign(\sigma) = \begin{cases} 1 & \text{if} \quad \sigma > 0 \\ 0 & \text{if} \quad \sigma = 0 \\ -1 & \text{if} \quad \sigma < 0 \end{cases} \tag{4.20}$$

Sustituyendo el control u definido por la ecuación (4.19) en la ecuación (4.18), se tiene:

$$\sigma\dot{\sigma} \leq |\sigma|(M - \rho) = -\bar{\alpha}|\sigma| \tag{4.21}$$

El factor ρ se obtiene al despejarlo de la ecuación (4.21)

$$\rho = M + \bar{\alpha} \tag{4.22}$$

Es importante señalar que el CMD es una estrategia de control robusta que es capaz de operar incluso en presencia de perturbaciones acotadas. Este hecho se puede identificar a partir de la Ecuación (4.11), donde las no linealidades y perturbaciones del sistema pueden englobarse en el término acotado $f(x_1, x_2)$. Se puede observar que el controlador funcionará satisfactoriamente siempre que la ganancia ρ sea mayor que el límite M.

4.2.3. Simulaciones numéricas

Empleando el software de MATLAB Simulink® se realizó la simulación del sistema, con los siguientes parámetros $x_1(0) = 0$, $x_2(0) = 0$, $\rho = 12$, $c = 2$, $f(x_1, x_2) = -C_1x_1 - C_2x_2 + C_4I_g$. El perfil de referencia y_c es una señal cuadrada con amplitud de 200 kV, con offset de 750 kV y periodo de 17 s. Se considera el caso en el que las puntas de corona están en una distancia del 50 % de la terminal. La derivada del error $\dot{e}$, que es parte de la variable de deslizamiento σ (véase la ecuación (4.14)), se calcula usando la operación de diferenciación numérica simple, $\frac{s}{0.01s+1}$, y una corriente de carga de $I_g = 100 \times 10^{-6}$ A.

La Figura 4.9 muestra la señal del voltaje en la terminal de potencial V_t que en el modelo es representada como $x_1 = y(t)$ y también muestra la señal de referencia $y_c(t)$. Observe que la salida de voltaje $y = V_t$ sigue el perfil de referencia de entrada $y_c(t)$. Las curvas mostradas en las Figuras 4.10 y 4.11 corresponden a un acercamiento de la señal de voltaje máximo y mínimo en la terminal de potencial V_t, respectivamente.

La Figura 4.12 muestra el comportamiento de la variable de deslizamiento σ, que alcanza el cero en un tiempo de $t_r \approx 0.5$ s. Las Figuras 4.13 y 4.14 muestran el comportamiento de la señal de control por modos deslizantes convencional u y un acercamiento de ésta, respectivamente. La Figura 4.15 muestra la señal del voltaje en la terminal de potencial V_t, con una función escalón como señal de referencia y una variación del 10 % al 90 % en la distancia existente entre las puntas de corona y la terminal de potencial del acelerador. Con el control propuesto, el voltaje en la terminal de potencial V_t se puede ajustar desde $410kV$ a $1900kV$ que corresponde a una variación en todo el intervalo de distancia de las puntas de corona (10 % - 90 %), siguiendo en todos los casos a la señal de referencia con una desviación máxima de aproximadamente $100V$, como se muestra en las gráficas de las figuras 4.10 y 4.11.

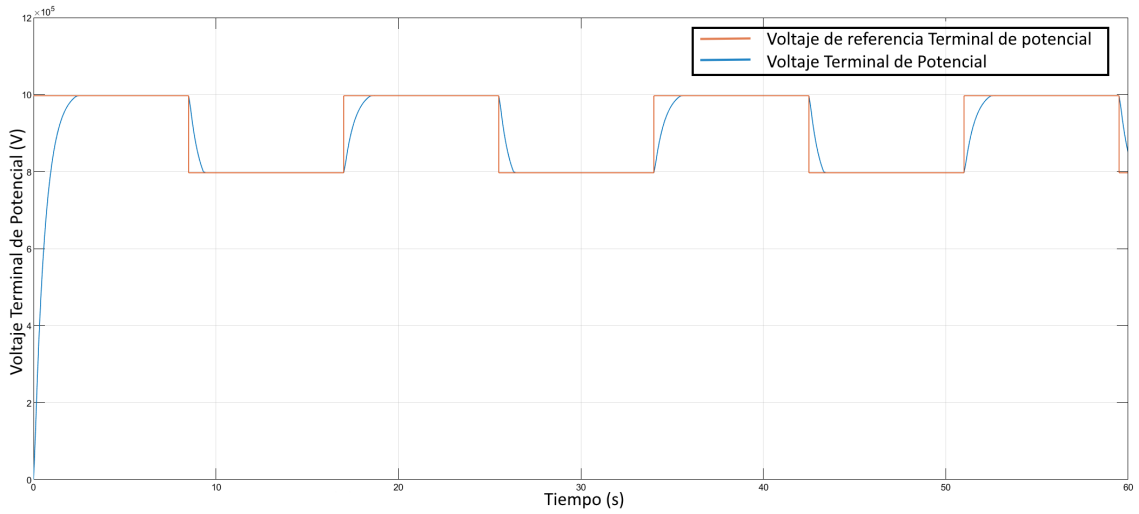


Figura 4.9: Simulación del sistema en lazo cerrado con el CMD

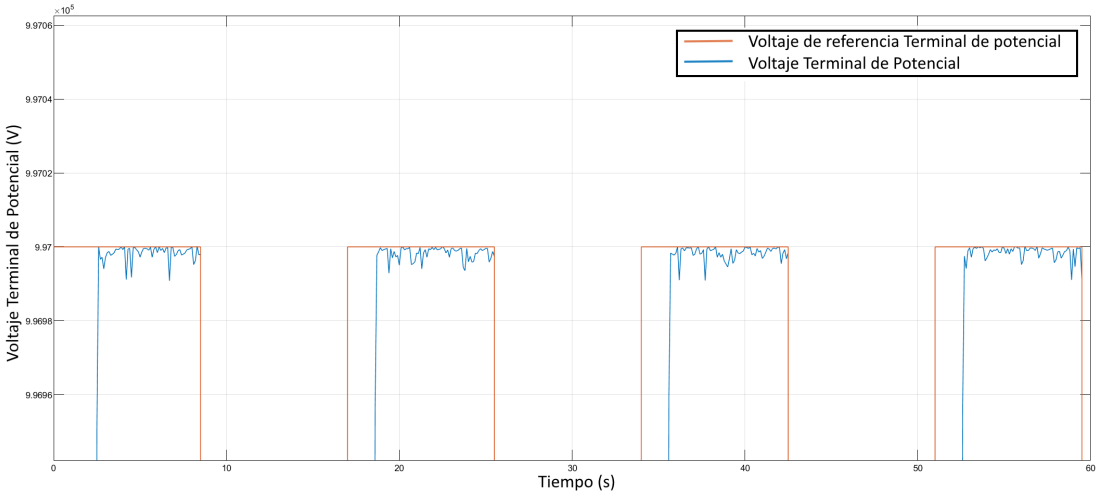


Figura 4.10: Acercamiento voltaje máximo en la terminal potencial obtenido con el CMD

4.3. Evaluación del desempeño de los controladores CMD y PID

En este capítulo se presentaron dos controladores para la regulación del voltaje de la terminal de potencial del acelerador Tándem Van de Graaff del ININ: el control PID y el CMD.

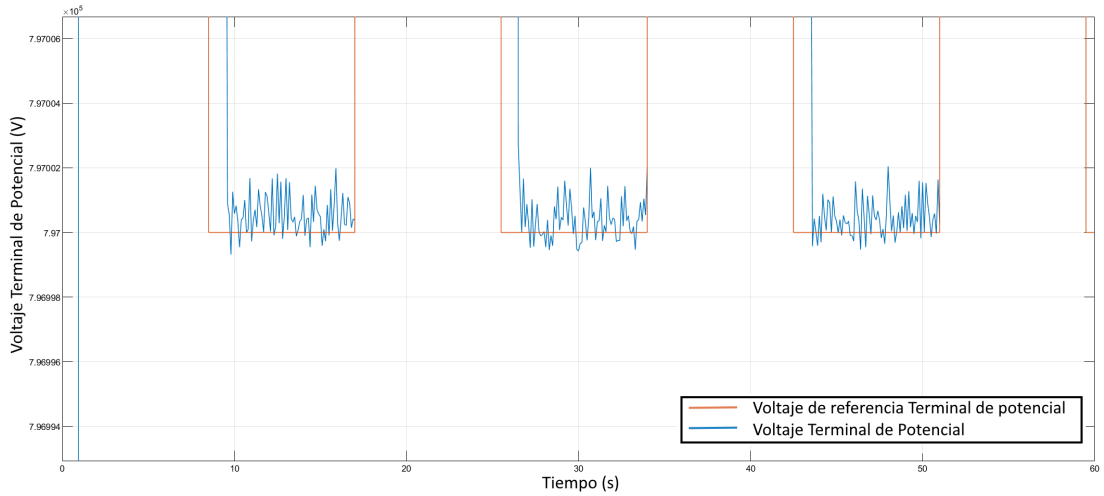


Figura 4.11: Acercamiento voltaje mínimo en la terminal potencial obtenido con el CMD

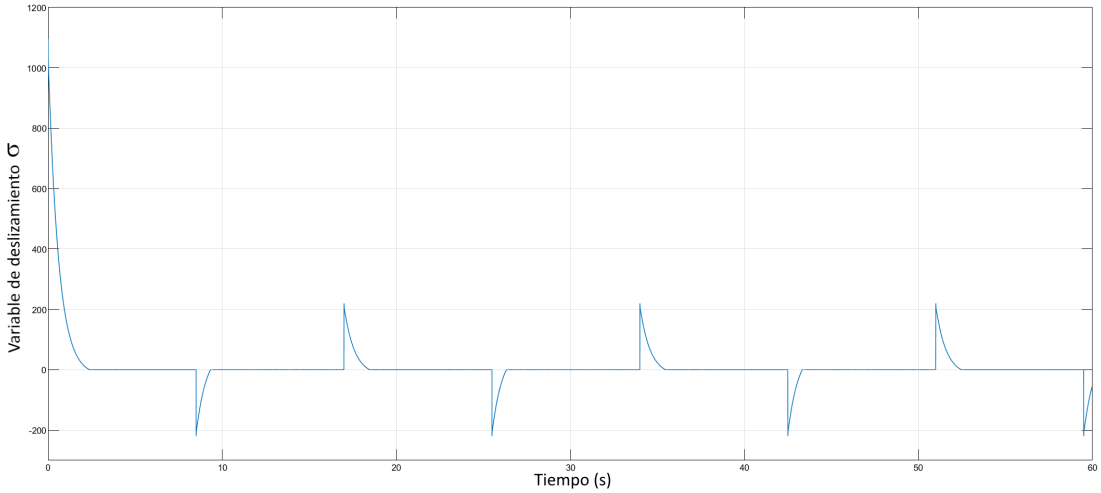


Figura 4.12: Comportamiento de la variable de deslizamiento σ

De acuerdo con las curvas mostradas en las Figuras 4.6 y 4.15, podemos concluir que el comportamiento del voltaje en la terminal de potencial con el control PID y el CMD, siguen al voltaje de referencia en todo el rango de la posición de las puntas de corona.

La métrica para cuantificar el desempeño de los controles propuestos es la RECM planteada en la Sección 3.4. En la Tabla 4.7 se muestran los valores de la RECM

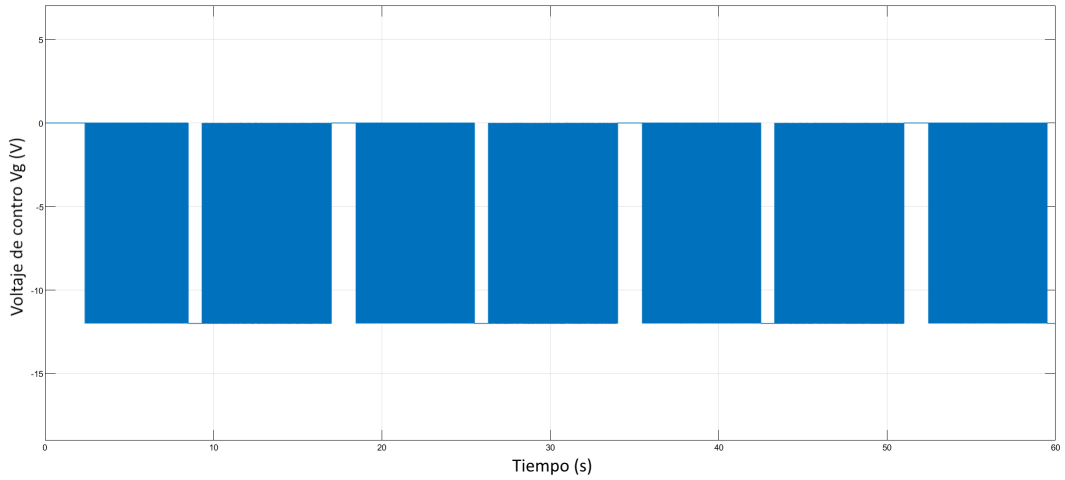


Figura 4.13: Comportamiento de la señal de control en modos deslizantes de salida convencional u

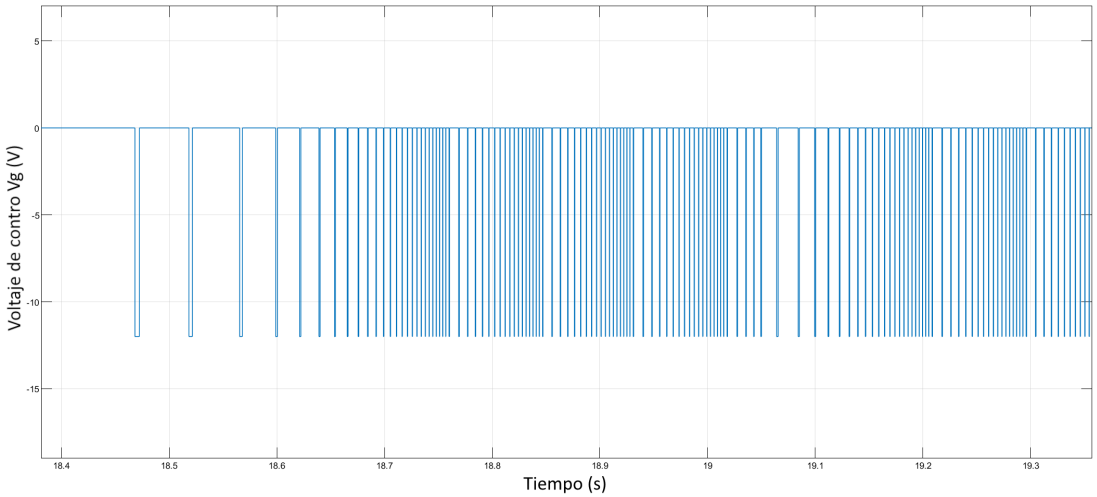


Figura 4.14: Acercamiento del comportamiento de la señal de control en modos deslizantes de salida convencional u

considerando los datos de la señal de referencia con respecto a la señal de voltaje en la terminal generada mediante los los controladores, para diferentes distancias de las puntas de corona (10 % - 90 %). El criterio de porcentaje de error en estado estacionario considerado es del 0.15 %. Se observa que, en todos los casos, la RECM es menor para el CMD en comparación con la obtenida para el control PID. Esto

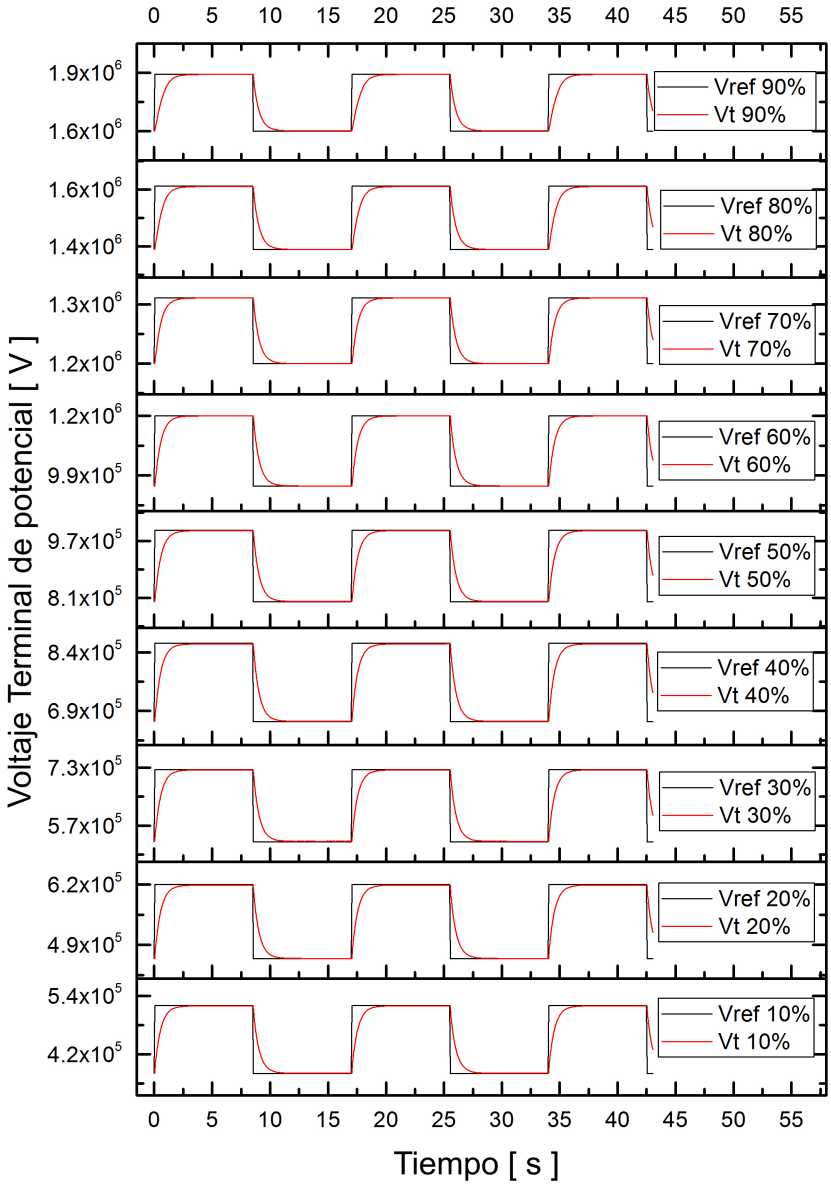


Figura 4.15: Voltaje cuando se varía la distancia de las puntas de corona obtenido con el CMD

indica que el control CMD presenta un mejor desempeño en cuanto a la regulación del voltaje de la terminal de potencial del acelerador.

Tabla 4.7: RECM de los controladores CMD y PID.

	RECM (Volts)								
Dist. / Control	10 %	20 %	30 %	40 %	50 %	60 %	70 %	80 %	90 %
CMD	171	151	167	200	205	314	438	541	580
PID	652	660	1078	664	534	494	650	870	1014

Es importante notar que, de acuerdo con los resultados mostrados en las Figuras 4.6 y 4.15, con el controlador PID se identifican sobreimpulsos en la señal de respuesta cuando la posición de las puntas de corona se alejan de la terminal más del 40 %, mientras que con el CMD no se presentan. La Tabla 4.8 presenta los datos numéricos del sobreimpulso máximo generado. En todos los casos el sobreimpulso es menor al 3 %.

Tabla 4.8: Maximo sobreimpulso de los controladores: CMD y PID.

	Máximo sobreimpulso (Volts)								
Dist. / Control	10 %	20 %	30 %	40 %	50 %	60 %	70 %	80 %	90 %
CMD	0	0	0	0	0	0	0	0	0
PID	15	15	4400	16043	29070	35280	45010	51740	52630

La Tabla 4.9 muestra los tiempos de asentamiento observados para cada una de las posiciones de las puntas de corona con los dos controladores analizados. Note que el tiempo de asentamiento es mayor en todos los casos cuando se considera el control PID.

Tabla 4.9: Tiempo de asentamiento en los dos controladores CMD y PID.

	Tiempo de asentamiento (s)								
Dist. / Control	**10 %**	**20 %**	**30 %**	**40 %**	**50 %**	**60 %**	**70 %**	**80 %**	**90 %**
CMD	2.6	2.7	2.7	2.8	2.9	3.5	3.3	3.4	3.5
PID	3.8	3.9	3.9	4.3	4.4	4.6	4.6	4.7	4.7

Capítulo 5

Implementación de controladores estabilizantes

El estabilizador de la terminal de potencial TPS (Terminal Potential Stabilizer) del acelerador es un sistema que hace posible que el voltaje en la terminal de potencial permanezca constante para generar un haz de partículas que pueda ser empleado en las líneas de experimentación. El diagrama de la Figura 5.1 muestra la conexión de los componentes asociados al TPS del acelerador Tándem Van de Graaff.

El sistema consta de 4 sensores que adquieren las señales de entrada al módulo del TPS. Estos sensores se identifican numéricamente en la Figura 5.1 y se describen a continuación.

1. Capacitor Pick Off. Por medio de éste se identifica el voltaje en CA en la terminal de potencial.

2. Voltímetro generador. Adquiere el voltaje en CD en la terminal de potencial.

3. Rejillas de deslizamiento. Cuantifican la posición del haz de partículas después del imán analizador de 90°

4. Cátodo del Tubo al vacío 6BK4. Por medio de este triodo se drena corriente de la terminal de potencial para regular el voltaje en la terminal de potencial. La corriente se mide en el cátodo del tubo al vacío 6BK4.

Las salidas del módulo TPS, son señales de control que van conectadas a los elementos finales de control o actuadores del sistema, también están identificados numéricamente en la Figura 5.1, y su función es la siguiente.

5. Mecanismo para el posicionamiento de las puntas de corona. Es el encargado de acercar o alejar las puntas de corona a la terminal de potencial.

6. Tubo al vacío 6BK4. Por medio de un voltaje en la rejilla del triodo 6BK4 se controla la corriente que se drena de la terminal de potencial y de esta manera se regula el voltaje en la terminal de potencial.

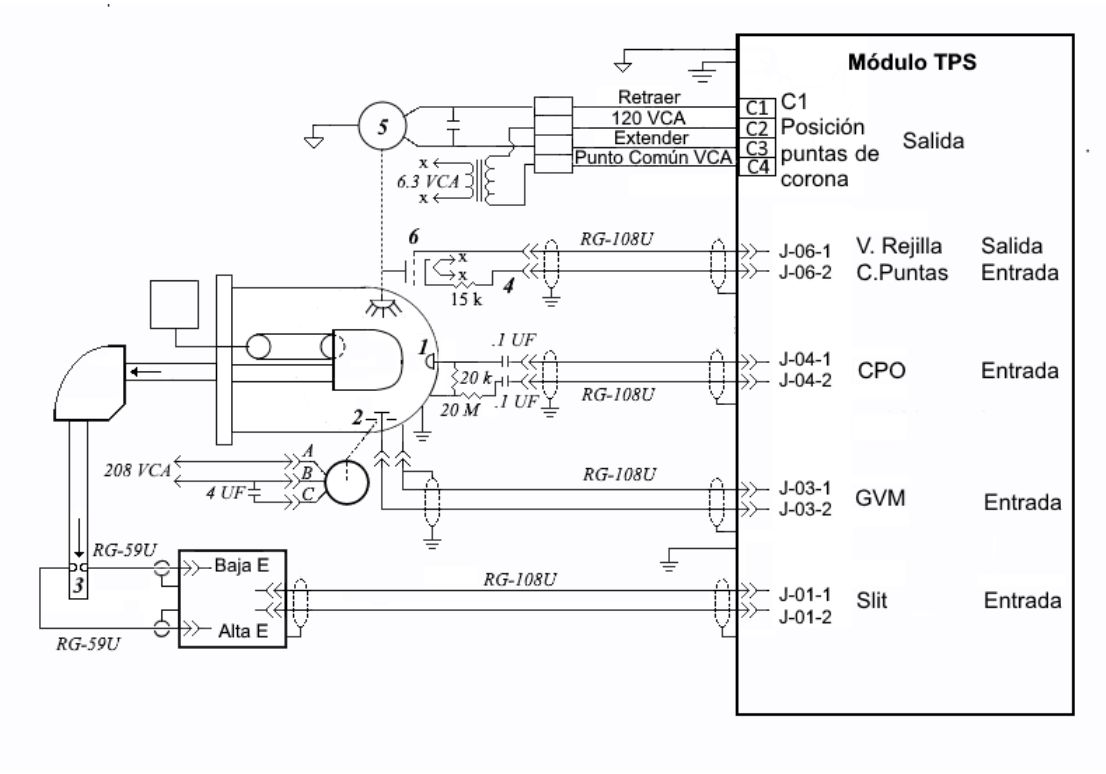


Figura 5.1: Diagrama de conexión de los componentes del TPS

5.1. Integración de los componentes electrónicos del módulo TPS

Para implementar el estabilizador de voltaje en la terminal de potencial del acelerador Tándem Van de Graaff, se propuso un sistema basado en una tarjeta sbRIO-9631 de National Instruments y una computadora personal como interfaz de usuario. La Figura 5.2 muestra el esquema del sistema, donde la sbRIO-9631 actúa como componente principal al permitir la adquisición, procesamiento y control de señales analógicas y digitales en tiempo real. El cálculo del valor RMS de la señal se realiza directamente en el FPGA, aprovechando su procesamiento paralelo y conexión directa a entradas analógicas de 16 bits, lo que garantiza precisión y respuesta inmediata. El procesador de tiempo real ejecuta las acciones de control basadas en los datos del FPGA, con ejecución determinista gracias al sistema operativo VxWorks. Además, la tarjeta permite generar señales analógicas de control mediante salidas DAC de 16 bits y manejar salidas digitales para controlar la posición de las puntas de corona.

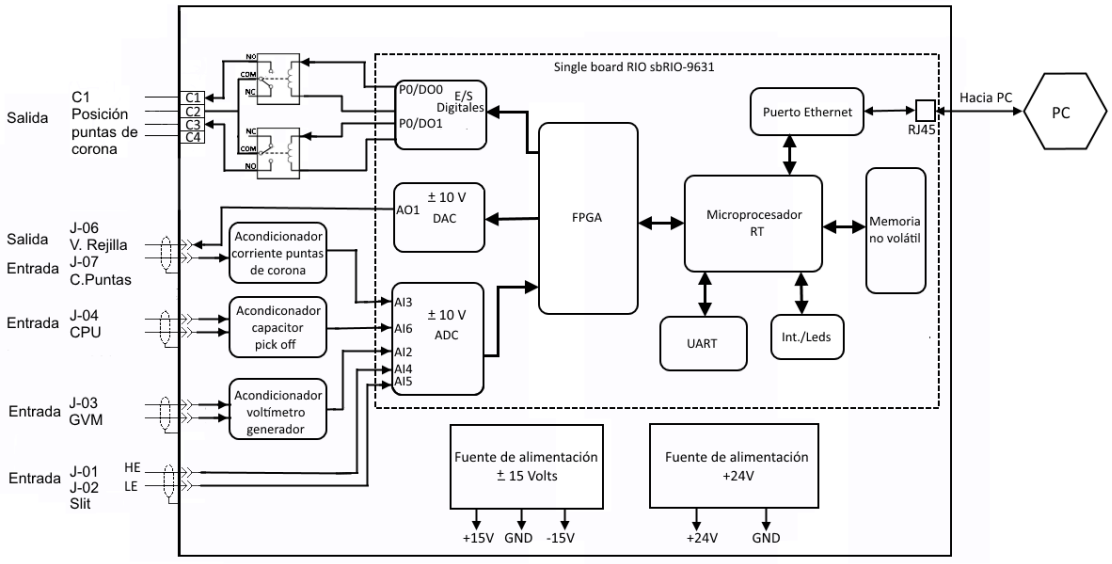


Figura 5.2: Diagrama del Módulo electrónico TPS

En el diagrama de la Figura 5.2 se puede apreciar que algunas de las señales de entrada se acondicionaron antes de llegar al convertidor analógico digital (ADC) del módulo sbRIO-9631. Entre ellas se encuentran las señales del voltímetro generador

(GVM), del capacitor Pick-off (CPU) y de la corriente de las puntas de corona. Cabe destacar que estas originalmente se presentan como señales de corriente, por lo que fue necesario convertirlas a voltaje mediante circuitos de acondicionamiento adecuados para permitir su correcta lectura por el ADC. La señal de control que se conecta a la rejilla del tubo al vacío 6BK4 viene directamente de la salida del convertidor digital analógico (DAC). Por otro lado, las señales de salida digital para posicionar las puntas de corona pasan a través de relevadores antes de llegar al motor que realiza el movimiento de éstas, el cual se alimenta con un voltaje de 120 V de CA. El módulo del TPS cuenta con dos fuentes de alimentación una de ±15 Volts para polarizar los circuitos de acondicionamiento de señales del GVM y del CPO y otra de +24 Volts para energizar la tarjeta sbRIO-9631. La comunicación del TPS con la computadora personal se lleva a cabo por medio de un puerto Ethernet ubicado en la tarjeta sbRIO-9631.

La Tabla 5.1 muestra una descripción de cada una de las señales de entrada y salida del TPS.

Tabla 5.1: Señales de entrada y salida del TPS.

Señal	Modo	Tipo	Valor	Conector	Tipo de cable
GVM	Entrada	Analógica	0-8 V	J-03	Coaxial RG59
CPO	Entrada	Analógica	0-8 V	J-04	Coaxial RG59
Slit HE	Entrada	Analógica	0-1 V	J-01	Coaxial RG59
Slit LE	Entrada	Analógica	0-1 V	J-02	Coaxial RG59
C. Puntas de corona	Entrada	Analógica	0-300 μA	J-07	Coaxial RG59
Voltaje de Control	Salida	Analógica	0-6 V	J-06	Coaxial RG59
Alejar puntas	Salida	Digital	120 VAC	C1	Cable 14 AWG
Acercar puntas	Salida	Digital	120 VAC	C3	Cable 14 AWG

En la Figura 5.3 se muestra el módulo con los componentes electrónicos que integran el sistema, como son la tarjeta sbRIO-9631, el módulo de conexiones, el circuito manejador de las puntas de corona, el circuito de acondicionamiento de la señal del GVM, CPU y de corriente de las puntas de corona, asi como las fuentes de alimentación de +24 V y ± 15 V. Este módulo se conecta a la PC por medio de una comunicación Ethernet.

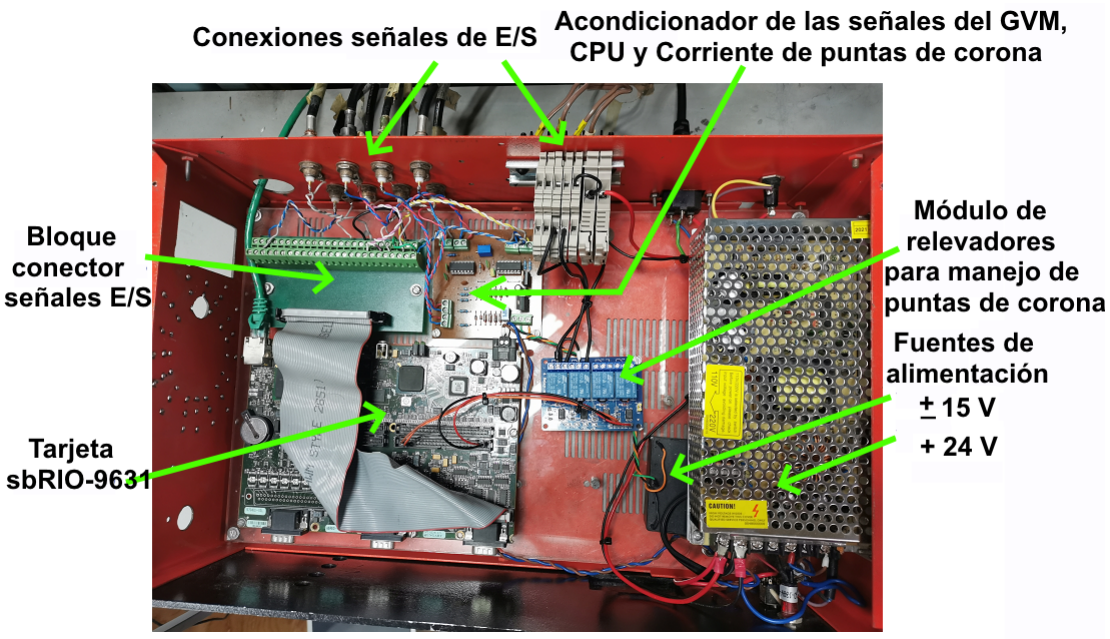


Figura 5.3: Módulo electrónico TPS

5.2. Programación de la tarjeta sbRIO-9631 con el software LabVIEW

Una vez integrado el módulo electrónico del TPS con la PC, se realizó la programación de los dispositivos digitales que integran la tarjeta sbRIO-9631 y la PC. El diagrama de la Figura 5.4 muestra donde se ubica cada uno de los programas y el dispositivo digital donde se ejecutan, así como el flujo que tienen las distintas señales del sistema.

En la Figura 5.4 se observa que las señales de entrada del GVM, del CPO, de las rejillas de deslizamiento así como de la corriente de las puntas de corona del acelerador, son procesadas por el convertidor analógico digital (ADC), la señal de salida de voltaje para la rejilla de control del tubo al vacío 6BK4 es procesada por el convertidor digital analógico (DAC) y las señales digitales para modificar la posición de las puntas de corona son procesadas por el módulo de entradas/salidas digitales. El programa que se ejecuta en el FPGA realiza las siguientes acciones:

- Adquiere las señales del GVM, del CPO, de las rejillas de deslizamiento y de

la corriente de las puntas de corona del acelerador

- Calcula el valor RMS de la señal del GVM.
- Envía las señales del GVM, del CPO, de las rejillas de deslizamiento y de la corriente de las puntas de corona al procesador de tiempo real.
- Recibe la señal para modificar la posición las puntas de corona proveniente del procesador de tiempo real y las envía al módulo de entradas/salidas digitales.
- Recibe la señal de la rejilla de control del tubo al vacío 6BK4, esta se origina en el procesador de tiempo real y la envía al DAC para tener una señal de voltaje analógico de salida.

El programa que se ejecuta en el procesador de tiempo real realiza las siguientes acciones:

- Recibe las señales del GVM, del CPO, de las rejillas de deslizamiento y de la corriente de las puntas de corona, estas señales son enviadas por el programa del FPGA.
- Recibe las señales del tipo de control a utilizar (control PID o CMD), el modo de operación del TPS (STANBY, GVM, AUTO, SLIT), el voltaje de referencia de la terminal y para controlar el movimiento de las puntas de corona (alejar o acercar) con respecto a la terminal, estas señales son enviadas desde el programa que se ejecuta en la PC, el cual funciona como interfaz de usuario.
- Ejecuta los algoritmos de control (PID o CMD) y estos generan la señal de control para la rejilla del tubo al vacío 6BK4.
- Selecciona los modos de operación del acelerador (STBY, GVM, SLIT, AUTO).
- Envía las señales del GVM, del CPO, de las rejillas de deslizamiento y de de la corriente de las puntas de corona, al programa que se ejecuta en la PC.
- Envía las señales de control para la rejilla del tubo al vacío 6BK4 y para controlar el movimiento de las puntas de corona al programa que se ejecuta en el FPGA.

El programa que se ejecuta en la PC realiza las siguientes acciones:

- Recibe las señales del GVM, del CPO, de las rejillas de deslizamiento y de de la corriente de las puntas de corona, estas señales son enviadas por el programa del Procesador en tiempo real.
- Envía las señales del tipo de control a utilizar (control PID o CMD), el modo de operación del TPS (STANBY, GVM, AUTO, SLIT), el voltaje de referencia de la terminal y para controlar el movimiento de las puntas de corona (alejar o acercar) con respecto a la terminal, al programa que se ejecuta en el procesador de tiempo real.
- Despliega las señales del CPO, de las rejillas de deslizamiento, de la corriente de las puntas de corona, el voltaje de control que se envía a la rejilla del tubo al vacío 6BK4, del voltaje RMS del GVM, en sus respectivos indicadores y gráficas.
- Selecciona los modos de operación del acelerador (STBY, GVM, SLIT, AUTO), el voltaje de referencia de la terminal y tipo de control a utilizar (control PID o CMD) por medio de sus respectivos controles.

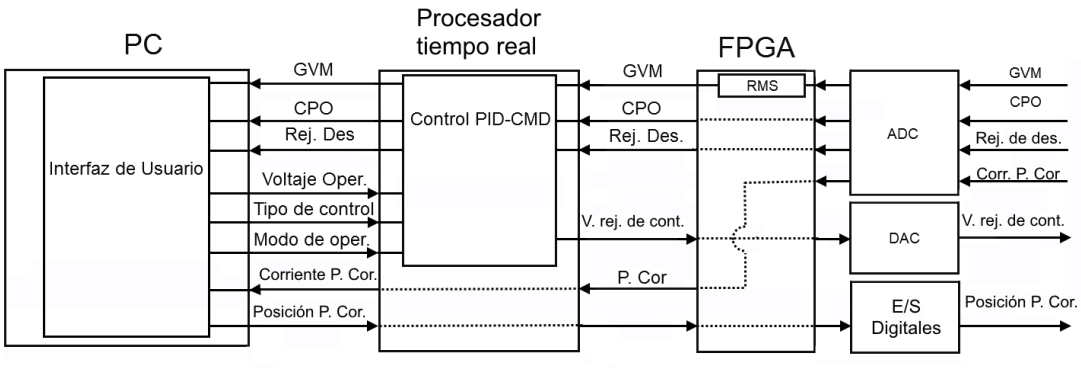


Figura 5.4: Diagrama a bloques de la programación del TPS

Programación del sistema en LabVIEW

Los programas desarrollados con el software LabVIEW se integran en un proyecto como el mostrado en la Figura 5.5. En el proyecto podemos destacar los tres

programas siguientes: el que se ejecuta en la PC que funciona como la interfaz de usuario, el que se ejecuta en el FPGA y el del procesador de tiempo real.

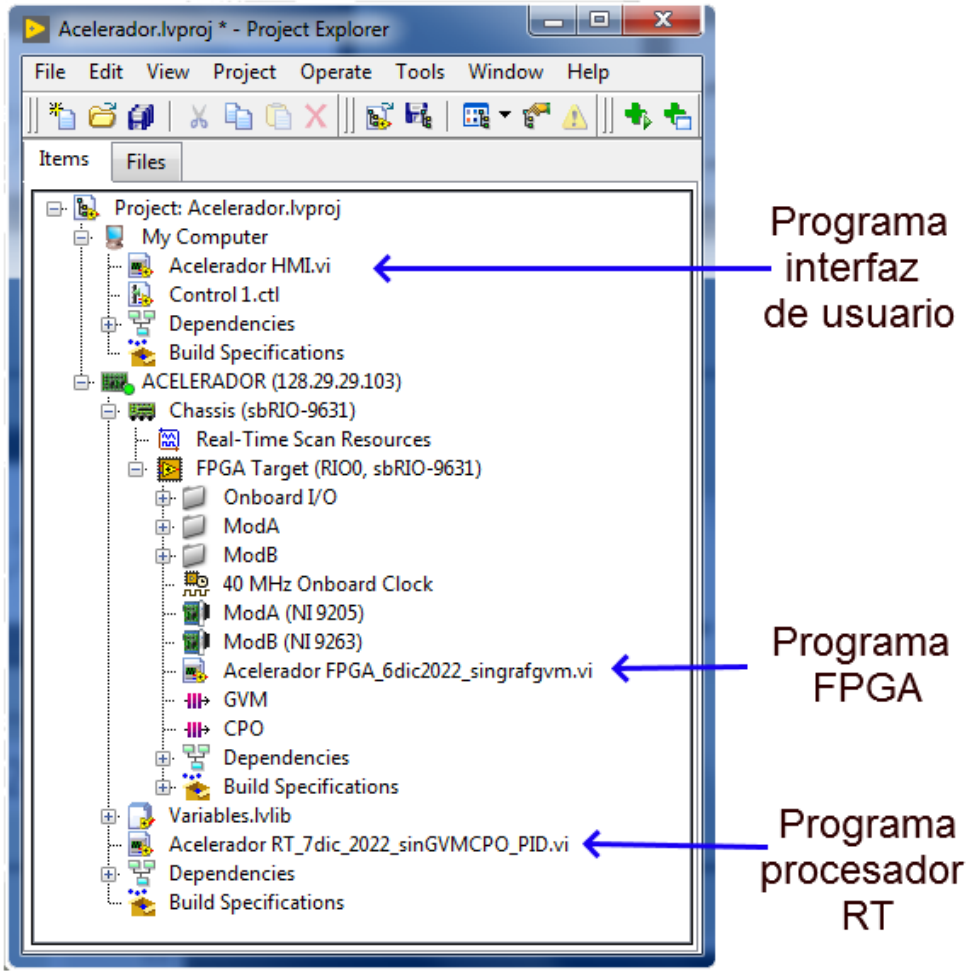


Figura 5.5: Proyecto del sistema embebido en LabVIEW

Programa que se ejecuta en el FPGA.

La Figura 5.6 muestra el diagrama a bloques del programa que se ejecuta en el FPGA, en este se tienen como funciones principales adquirir las siguientes señales analógicas de los sensores del acelerador, la corriente de las puntas de corona, la

corriente de alta y baja energía de las rejillas de deslizamiento, la señal de voltaje del capacitor Pick-off y la señal de voltaje de la terminal de potencial que proporciona el voltímetro generador (GVM). Esta señal periódica tiene una frecuencia de 240 Hz y se procesa digitalmente para obtener su valor eficaz (RMS), lo cual implica tomar muestras de la señal, elevar cada una al cuadrado, calcular el promedio de estos valores cuadrados dentro de una ventana de tiempo determinada, y finalmente aplicar la raíz cuadrada al resultado. Este procedimiento permite estimar con precisión la magnitud de la señal alterna de forma digital.

En este programa también se envía las señal de control del voltaje de la terminal a la rejilla del tubo al vacío 6BK4, así como la señal de control de la posición de las puntas de corona. El tiempo de ejecución de este ciclo se estableció en 42 μs, con lo que se tiene una frecuencia de adquisición y procesamiento de los datos de 23.8 kHz.

Programa que se ejecuta en el procesador de tiempo real

En el diagrama de bloques mostrado en la Figura 5.7 se presenta la programación del CMD en el entorno de LabVIEW. Para implementar el control de seguimiento de salida convencional propuesto, definido como $u = \rho\,\text{sign}(\sigma)$, se aplica el siguiente procedimiento: primero, se calcula el error de seguimiento de salida mediante la diferencia entre las señales de entrada denominadas *Set Point* y *Variable de proceso*. A continuación, se determina el valor de la superficie de deslizamiento utilizando la expresión $\sigma = \dot{e} + ce$, como se indica en el diagrama. Finalmente, se obtiene la señal de control al sustituir el valor de σ en la ecuación del controlador u.

La Figura 5.8 muestra el diagrama de bloques desarrollado en LabVIEW para la implementación del controlador PID. El núcleo de este código es el bloque que ejecuta la función de control PID. Este recibe como entradas el set point, la variable de proceso, las ganancias PID, el tiempo de muestreo y el rango de salida. La salida es la señal de control que se aplicará al sistema físico. La descripción de las señales de entrada y salida de la función PID se describen a continuación:

- **Set Point**: Representa el valor deseado que se busca alcanzar en el sistema. Es una entrada numérica configurable por el usuario.
- **Variable de Proceso**: Es la señal medida del sistema, obtenida generalmente a través de sensores. Esta variable se compara con el set point para calcular el error.

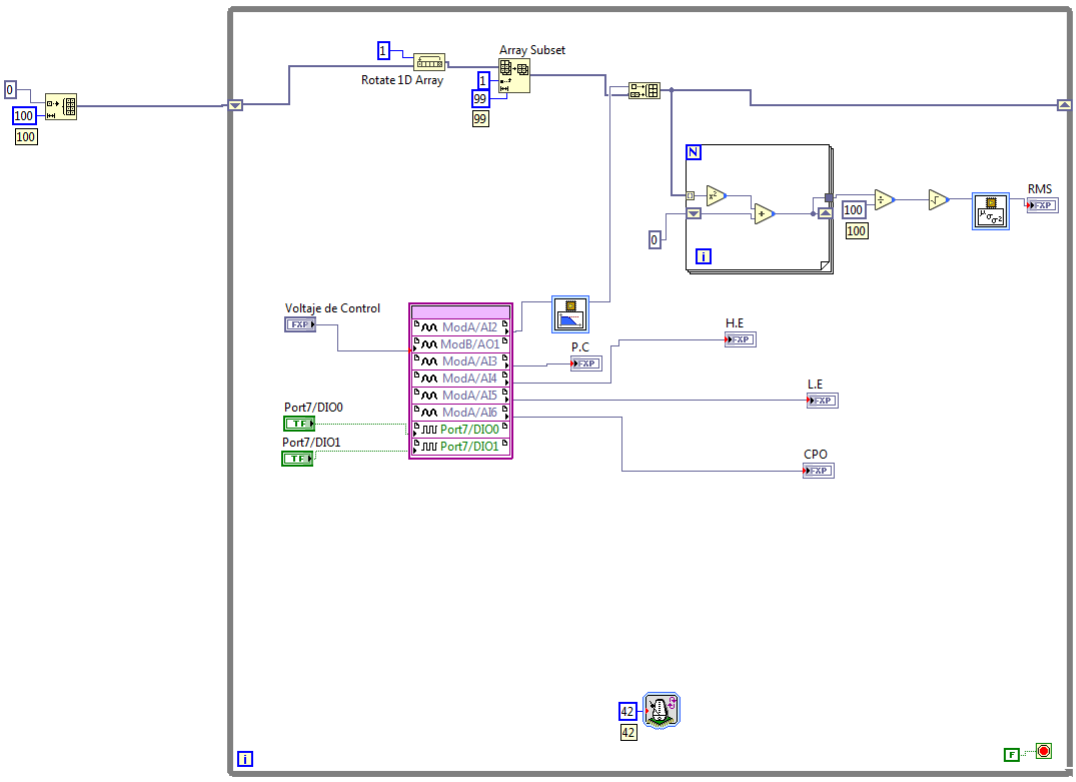


Figura 5.6: Diagrama de programación del FPGA en LabVIEW

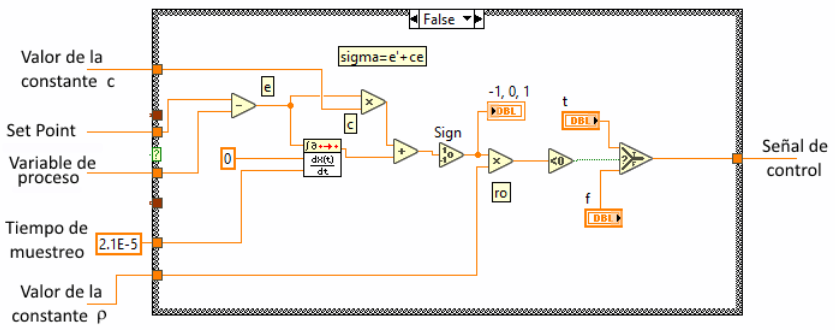


Figura 5.7: Algoritmo de CMD implementado en LabVIEW

- **Ganancias PID**: Este bloque agrupa los tres parámetros fundamentales del controlador: K_p (ganancia proporcional), K_i (ganancia integral) y K_d (ganancia derivativa).

- **Tiempo de Ejecución del Ciclo (dt)**: Define el intervalo de tiempo entre cada ejecución del algoritmo PID. En el presente diseño, se ha establecido un valor de 42×10^{-6} segundos.

- **Rango de la Señal de Control**: Establece los límites mínimo y máximo que puede tener la salida del controlador, evitando saturaciones o comportamientos no deseados en el actuador. Además, durante el arranque o ante fallos del sistema, la señal de control se fija en un valor seguro de 2 volts, con el fin de prevenir incrementos de voltaje en la terminal de potencial que pudieran provocar una descarga hacia el tanque principal, el cual se encuentra a un potencial de tierra. Esta medida contribuye a mantener la seguridad del sistema y conservar la integridad de los componentes del acelerador.

- **Constante**: Se incluye una constante booleana en estado verdadero (`TRUE`) para habilitar el controlador.

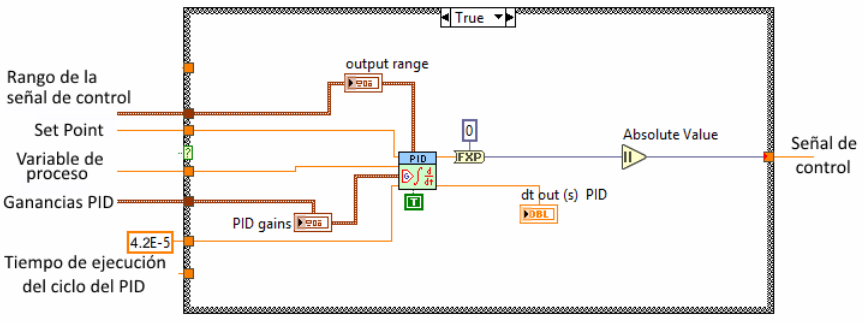


Figura 5.8: Algoritmo del control PID implementado en LabVIEW

5.3. Programación de la interfaz de usuario en LabVIEW para el manejo del TPS

La interfaz de usuario, desarrollada en el entorno LabVIEW, tiene como función principal la visualización de las señales generadas por el sistema. A través de esta interfaz, el operador puede establecer el valor del voltaje aplicado en la terminal de potencial, seleccionar el tipo de control a implementar y definir el modo de operación del sistema, facilitando así una interacción eficiente y precisa con el TPS.

La Figura 5.9 muestra el panel principal de la interfaz de usuario, donde se presentan los indicadores con los valores del voltaje en la terminal, la corriente de las puntas de corona, la corriente de alta y baja energía en las rejillas de deslizamiento y el voltaje de control que se envía a la rejilla del tubo al vacío 6BK4. También se presentan las curvas del voltaje en la terminal y el voltaje de la señal del CPO. En esta interfaz, el usuario puede ajustar el voltaje en la terminal de potencial en el modo de operación GVM, así como seleccionar el tipo de control que se desea utilizar (PID, CMD) y el modo de operación del sistema (STBY, GVM, SLIT y AUTO).

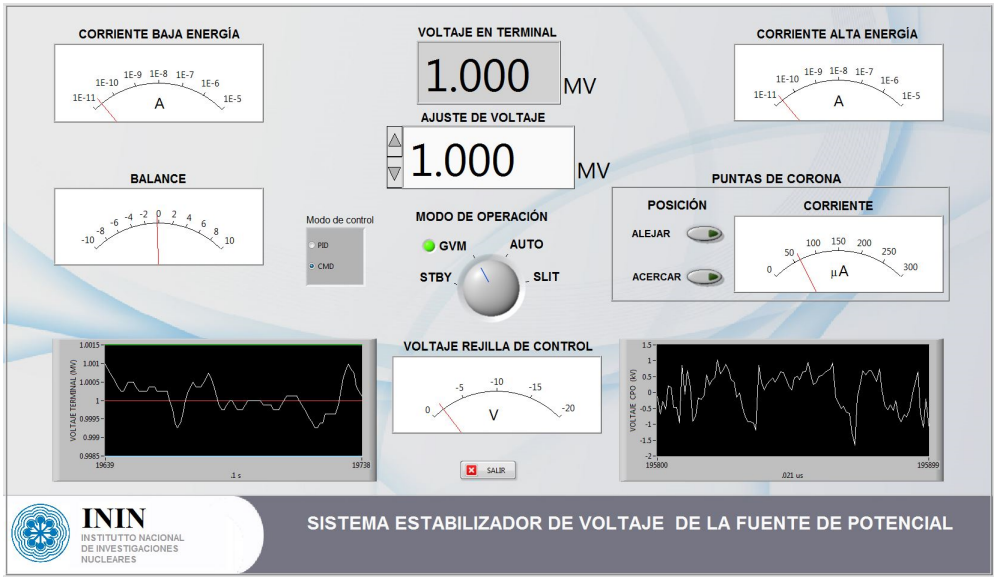


Figura 5.9: Interfaz de usuario del estabilizador en LabVIEW.

5.3.1. Manejo del TPS del acelerador tándem Van de Graaff

Requisitos previos para la operación del TPS

Se deben cumplir las siguientes condiciones necesarias para iniciar la operación del TPS:

- La presión de vacío adecuada en las líneas de transporte del haz
- La presión óptima del gas aislante dentro del tanque acelerador.
- La generación de partículas mediante la fuente de iones.
- El motor que mueve la banda de carga del generador Van de Graaff ha sido energizado.
- La corriente del imán analizador de 90° ha sido ajustada para desviar las partículas con la energía deseada.
- Verificar que el entorno de LabVIEW esté correctamente cargado y que la interfaz de usuario funcione sin errores.

Secuencia de acciones para la operación del TPS

1. Seleccionar el modo inicial de operación STANBY (STBY).

   En este modo de operación no se tiene ningún control en el voltaje de la terminal. Una vez seleccionado este modo de operación, se deben realizar la siguientes acciones:

   a) Ajustar la corriente de la banda de carga con la que se desea operar el sistema de carga de la terminal.

   b) Mover la posición de las puntas de corona para que con la corriente de carga ajustada en el punto anterior se obtengan los siguientes parámetros de operación:

   - El voltaje deseado en la terminal.
   - La corriente en las puntas de corona entre 50 y 100 μA.

2. Seleccionar el modo de operación GVM (voltímetro generador).

   Al seleccionar este modo de operación se pone en funcionamiento el control de voltaje de la terminal, se utiliza el voltímetro generador para medir el voltaje de la terminal y se establece una referencia de voltaje deseado para llevar a cabo la aceleración de partículas. El sistema ajusta automáticamente la corriente de descarga de las puntas de corona para mantener el voltaje en el valor deseado. El balance del TPS debe estar lo más cercano a cero. Si no es así, se deben realizar las siguientes acciones:

   - Ajustar la posición de las puntas de corona.
   - Ajustar la corriente de la banda de carga.

   Con los ajustes anteriores se debe tener lectura de corriente en los indicadores de las rejillas de deslizamiento. Con estas condiciones se está en posibilidad de pasar al modo de operación AUTO o SLIT.

3. Seleccionar el modo de operación SLIT (rejillas de deslizamiento).

   En este modo de operación, las rejillas de deslizamiento de alta y baja energía se utilizan como sensores para monitorear la posición del haz después del electroimán analizador de 90°. Dicha posición se determina a partir de la diferencia entre las corrientes en ambas rejillas: cuando esta diferencia es cero, indica que el haz atraviesa el centro, ya que las corrientes son iguales. Por ello, la señal de referencia del controlador se fija en cero, con el objetivo de mantener el haz de partículas centrado. El sistema ajusta automáticamente el voltaje para corregir la trayectoria del haz y garantizar la estabilidad energética.

   En este modo de operación el balance del TPS debe estar lo más cercano a cero. Si no es así, se deben ajustar la posición de las puntas de corona o ajustar la corriente de la banda de carga hasta corregir el desbalance.

4. Seleccionar el modo de operación AUTO (conmuta automáticamente SLIT o GVM).

Se elije este modo de operación una vez que el sistema se haya establecido en modo GVM o SLIT. Esta modalidad permite una conmutación automática entre ambos modos, basada principalmente en el nivel de corriente presente en las rejillas de deslizamiento. En este esquema, el TPS monitorea dicha corriente y, si supera un valor previamente definido, el sistema permanece en modo SLIT. Si la corriente es inferior al umbral establecido, el sistema cambia automáticamente a modo GVM, permitiendo al usuario ajustar manualmente el voltaje de la terminal hasta alcanzar una corriente superior al valor requerido. Una vez logrado, el sistema vuelve al modo SLIT.

En este modo de operación el balance del TPS también debe estar lo más cercano a cero como en los modos mencionados anteriormente. Si no es así, se deben ajustar la posición de las puntas de corona o ajustar la corriente de la banda de carga hasta corregir el desbalance.

5. Para finalizar la operación del TPS se debe seleccionar el modo de operación STANBY, posteriormente disminuir la corriente de la fuente de la banda de carga de la terminal hasta tener un voltaje mínimo en esta.

La Figura 5.10 ilustra el diagrama de flujo correspondiente a la operación del sistema TPS del acelerador tándem Van de Graaff, proporcionando una visión general de su funcionamiento.

5.4. Resultados experimentales

Esta sección presenta los resultados de las pruebas experimentales desarrolladas en el acelerador tándem Van de Graaff del ININ en las que se evalúa el desempeño de los controladores PID y CMD.

5.4.1. Controlador PID

Las ganancias propuestas para la operación del controlador PID, de acuerdo con los datos teóricos que se obtuvieron al simular el sistema en la Sección 4.1, son los siguientes: P=77, I=224, D=2.64 y N=10.

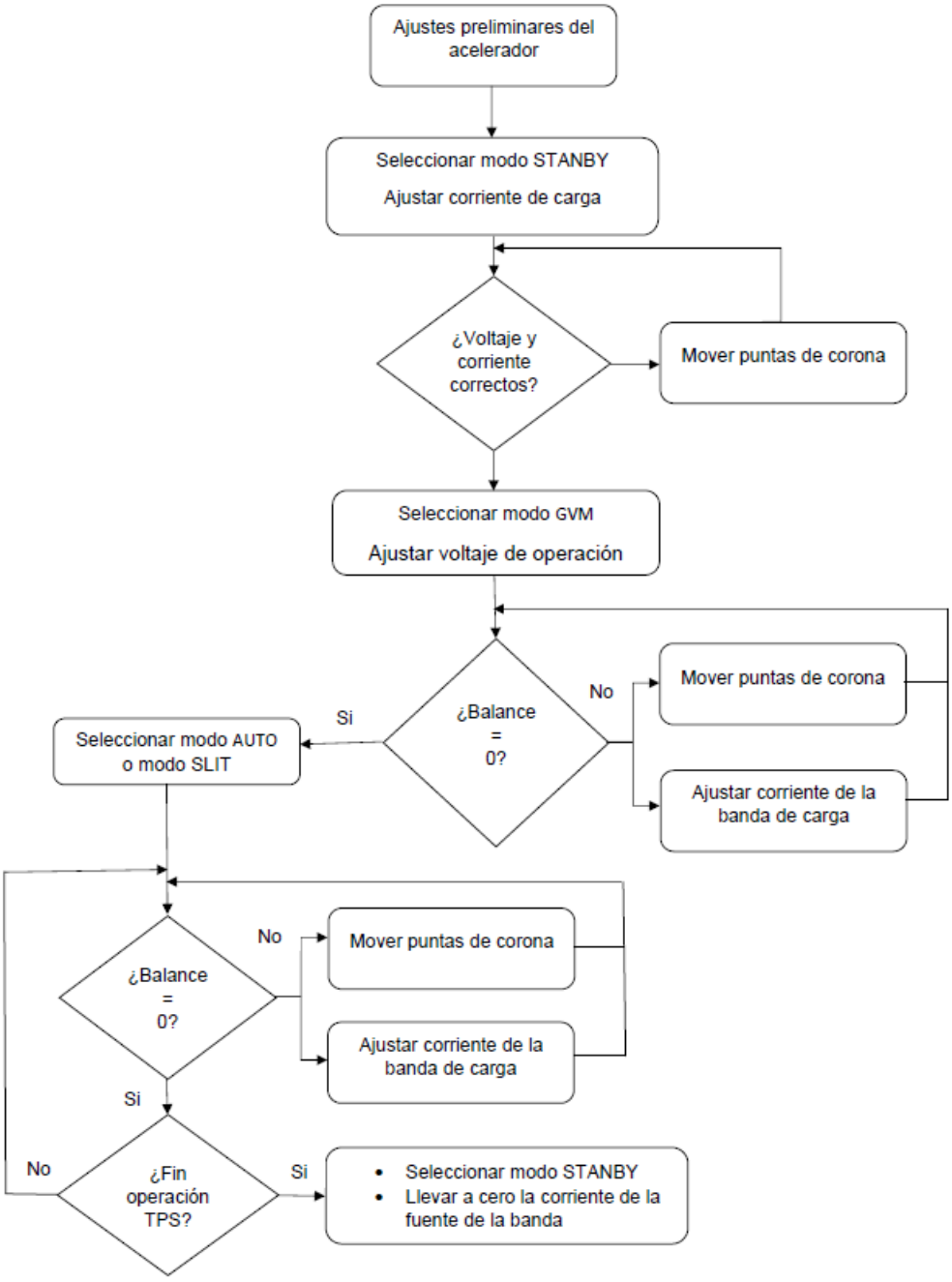


Figura 5.10: Diagrama de flujo de la operación del TPS.

La Figura 5.11 muestra el comportamiento del voltaje en la terminal de potencial considerando el rango de variación de las puntas de corona del 50 % al 80 %, teniendo una corriente de carga de la terminal de $100\mu A$. Como voltaje de referencia se consideró una señal de referencia (set point) con un periodo de 18 segundos aproximadamente. Note que el mejor acercamiento a la señal de referencia se obtiene a una distancia del 70 % de las puntas de corona, en la parte alta de la señal. Sin embargo, cuando las distancias de las puntas de corona están entre el 50 % y el 70 %, se presenta un offset (voltaje de desbalance) en el voltaje de la terminal con respecto a la señal de referencia.

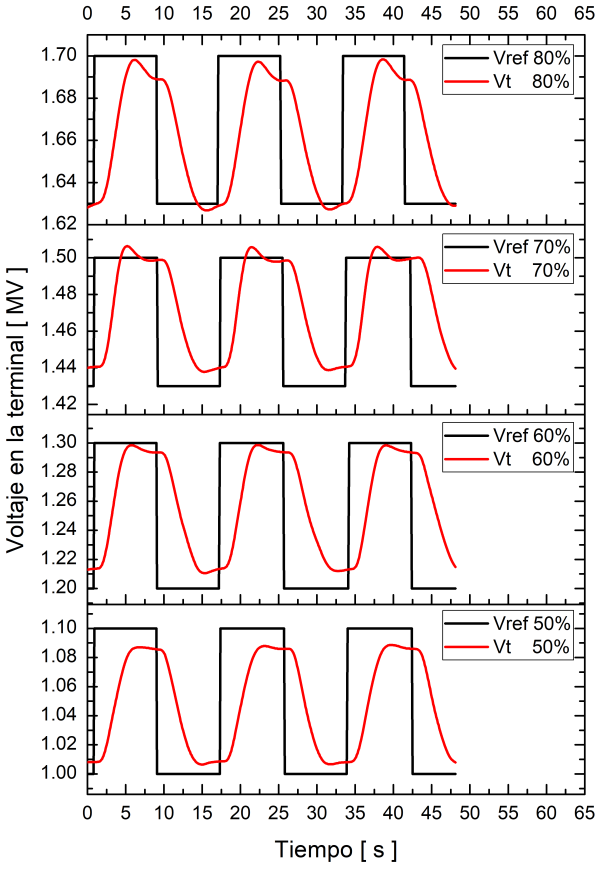


Figura 5.11: Voltaje generado en la terminal de potencial del acelerador con la ejecución del controlador PID.

Se realizaron pruebas en modo de operación GVM (voltímetro generador) con el control PID variando la distancia de las puntas de corona del 50 % al 80 %, manteniendo la corriente de la carga de la terminal en 100 μA, para distintos voltajes en la terminal. La Figura 5.12 presenta los resultados obtenidos donde se observa que a una distancia de las puntas de corona de 70 % se presenta el voltaje de offset máximo del voltaje en la terminal, con respecto al voltaje de consigna de aproximadamente 7 kV y las variaciones máximas en el voltaje de terminal son aproximadamente de 2.5 kV.

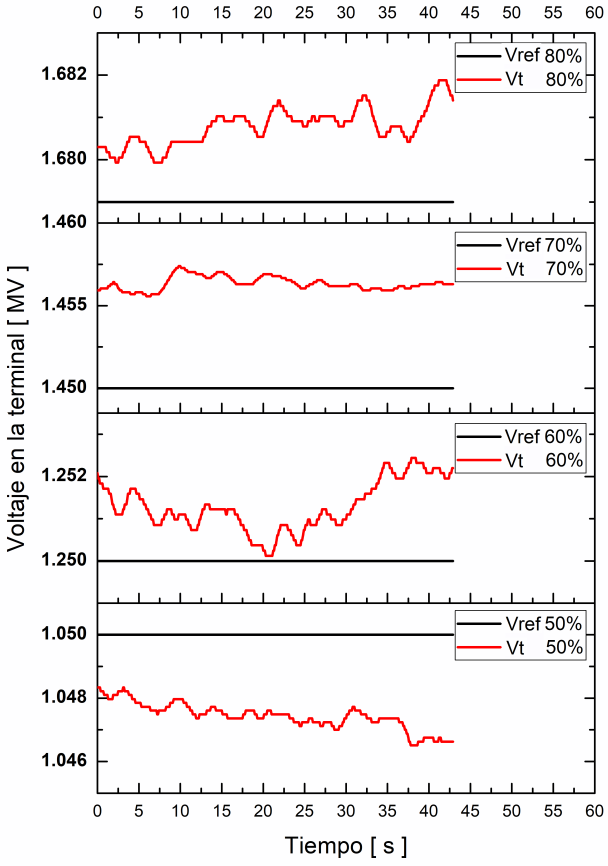


Figura 5.12: Voltaje generado en la terminal de potencial del acelerador en modo GVM con la ejecución del controlador PID.

Las pruebas en el modo de operación SLIT (rejillas de deslizamiento) se realizaron

considerando los mismos parámetros de la corriente de carga y la misma variación de la distancia de las puntas de corona. En la Figura 5.13 se presentan los resultados, donde se aprecia que se tiene una variación máxima en el voltaje de la terminal de aproximadamente de 3 kV para una distancia en las puntas de corona de 70 % y una variación mínima de aproximadamente 2 kV para una distancia en las puntas de corona de 60 %. Cabe señalar que en las la gráficas de la Figura 5.13, no se presenta el voltaje de consigna como en el modo de operación GVM del TPS, esto debido a que como se menciono en la introducción del capítulo 1, La señal de error en este modo de control se obtienen restando la corriente de la rejilla de alta energía de la rejilla de baja energía, cuando la diferencia de las corrientes de las rejillas es igual a cero, se asume que el haz de partículas pasa por el centro de las dos rejillas, ya que se tiene la misma cantidad de corriente en las dos rejillas. Para este modo de control la señal de consigna o de referencia es igual a cero. Esta señal es diferente a la señal de referencia del modo GVM. Se puede apreciar un efecto escalonado en las gráficas de la Figura 5.12 y 5.13, lo cual se debe a que dichas representaciones se muestran en la interfaz de usuario, donde los datos son graficados a una frecuencia menor que aquella con la que se generan en el procesador de tiempo real. Esta diferencia de tasas de actualización provoca que las transiciones entre valores sucesivos se visualicen como escalones, en lugar de curvas suaves, ya que no se representa cada muestra generada sino una versión reducida o interpolada de la señal original.

5.4.2. Controlador por modos deslizantes

El controlador por modos deslizantes que se implementó en el acelerador tándem Van de Graaff del ININ tiene la estructura definida en la Sección 4.2 (véase la ecuación (4.19)).

Las constantes propuestas para la operación del CMD de acuerdo con los datos obtenidos mediante las simulaciones numéricas son: $\rho = 6$ (ganancia del CMD), $c = 4$ (constante de la superficie de deslizamiento definida en (4.14)). El perfil de referencia y_c es una señal cuadrada con un periodo de 18 s.

La Figura 5.14 muestra el comportamiento del voltaje en la terminal de potencial para el rango de distancia de las puntas de corona del 50 % al 80 %, teniendo una corriente de carga de la terminal de 100 μA. Note que el voltaje generado en la

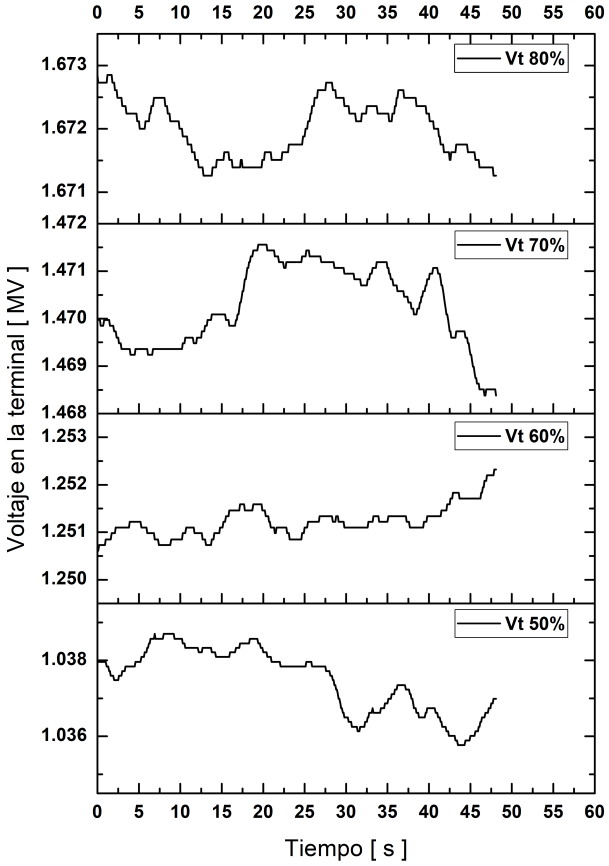


Figura 5.13: Voltaje generado en la terminal de potencial del acelerador en modo SLIT con la ejecución del controlador PID.

terminal sigue la señal de referencia tanto en la parte superior como en la inferior. Se aprecia que el tiempo máximo de estabilización del voltaje en la terminal es aproximadamente de $7s$ tanto en la parte inferior como en la parte superior de la señal. Se tiene un voltaje de offset de aproximadamente de 1 kV con respecto a la señal de referencia, para las distancias de las puntas de corona de 50 % y 80 %. Con lo que respecta al sobre-impulso máximo se tiene que es aproximadamente de 1 %.

Las pruebas en modo de operación GVM (voltímetro generador), con el control CMD, se realizaron variando la distancia de las puntas de corona de 50 % al 80 %, manteniendo la corriente de la carga de la terminal 100 μA, para distintos voltajes

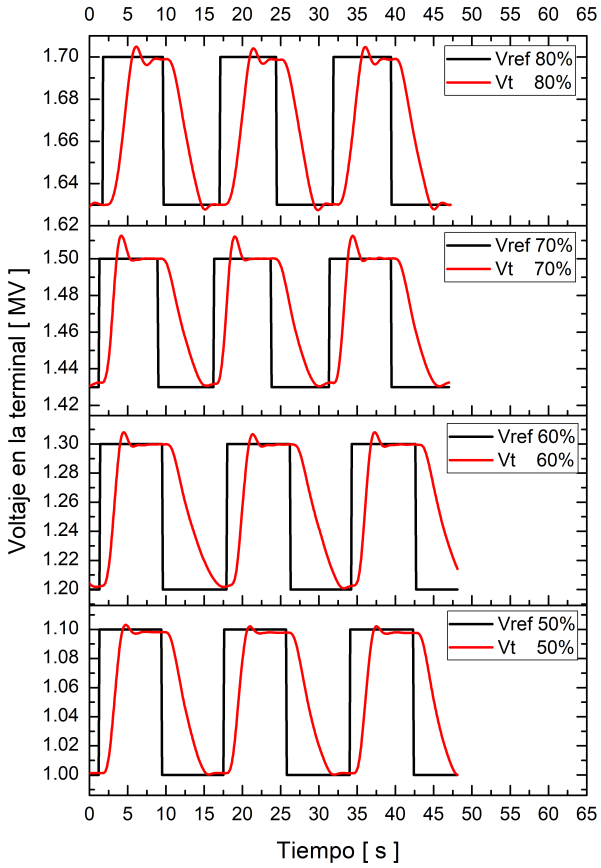


Figura 5.14: Voltaje generado en la terminal de potencial del acelerador con la ejecución del CMD.

en la terminal. En la Figura 5.15 se presentan los resultados donde se observa un offset máximo del voltaje en la terminal con respecto al voltaje de consigna (trazo en color negro) de aproximadamente 0.5 kV y las variaciones máximas en el voltaje de terminal son aproximadamente de 1 kV.

Las pruebas en el modo de operación SLIT (rejillas de deslizamiento) con el controlador CMD, se realizaron considerando los mismos parámetros de la corriente de carga y la misma variación de la distancia de las puntas de corona. En la Figura 5.16 se presentan los resultados, donde se aprecia que se tiene una variación máxima en el voltaje de la terminal de aproximadamente 1.5 kV para una distancia en las

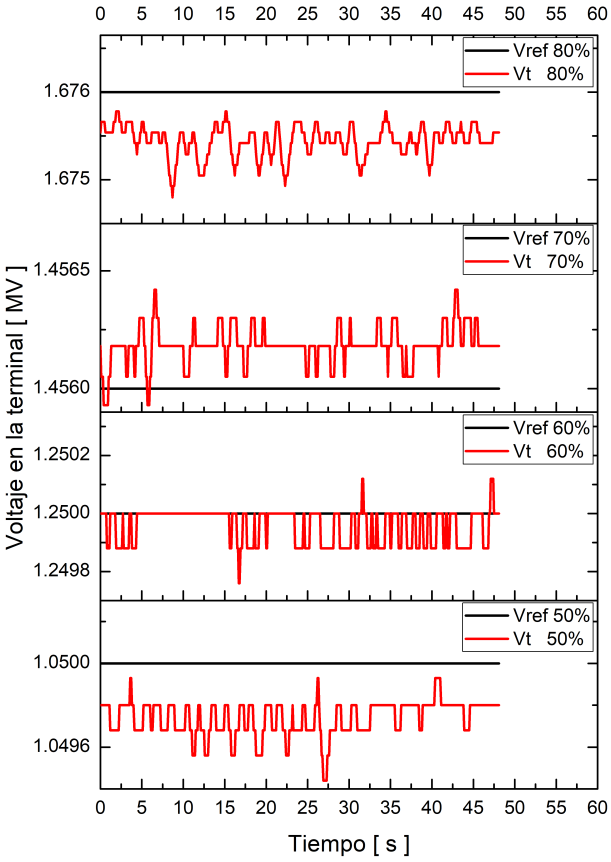


Figura 5.15: Voltaje generado en la terminal de potencial del acelerador en modo GVM con la ejecución del CMD.

puntas de corona de 80 % y una variación mínima de aproximadamente 1 kV para una distancia en las puntas de corona de 60 %.

5.5. Discusión

Al comparar las Figuras 5.12 y 5.15 que muestran el comportamiento del voltaje en la terminal, con el estabilizador operando en el modo GVM, con el control PID y el CMD, se aprecia que con el control PID el offset máximo con respecto al punto de consigna es mayor en comparación con el obtenido con el CMD. Con el controlador

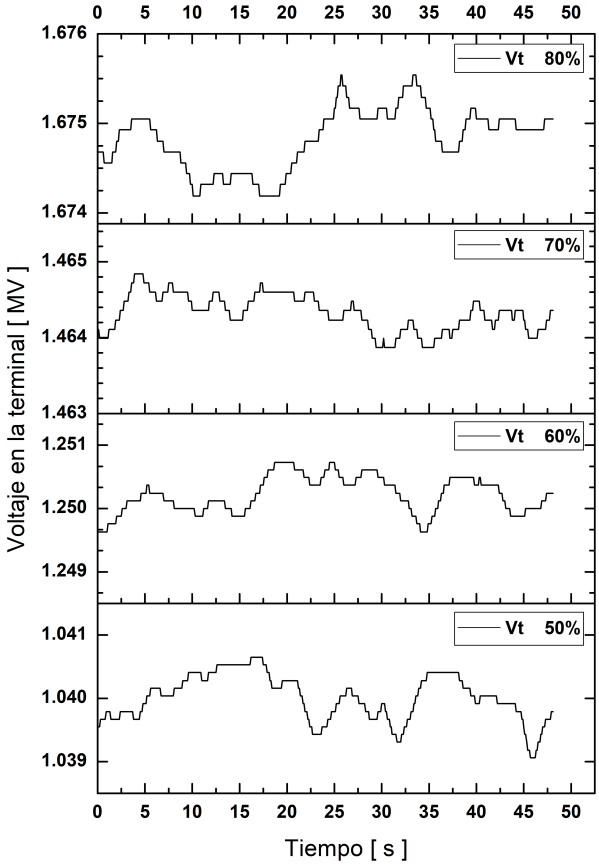


Figura 5.16: Voltaje generado en la terminal de potencial del acelerador en modo SLIT con la ejecución del CMD.

PID se presenta un offset máximo de aproximadamente 6 kV, mientras que con el CMD corresponde a 0.5 kV. Con lo que respecta a las variaciones de voltaje en la terminal, estas son mayores cuando se ejecuta el control PID. El controlador PID genera variaciones de voltaje con una magnitud máxima de 2.5 kV mientras que con el CMD, éstas son de 1 kV. La Tabla 5.2 muestra los datos de la comparación de los dos controladores en el modo GVM. La tabla presenta los valores obtenidos en el cálculo de la raíz del error cuadrático medio (RECM), que representa la desviación del voltaje en la terminal con respecto al punto de consigna (S.P.). Se observa que la RECM es mayor para el controlador PID en todas las posiciones de las puntas de

corona comparado con el CMD. Para el PID se tienen valores que van desde 1.398 kV hasta 6.255 kV, mientras que para el CMD van desde 0.076 kV hasta 0.581 kV. Cabe destacar que las variaciones del voltaje en la terminal (V_p+, V_p-), con respecto al voltaje promedio (V. Prom.), en todas las posiciones de las puntas de corona (Pos. P.C.), también son mayores para el control PID en comparación con las generadas con el CMD. En la Tabla 5.2 se observan variaciones máximas de ± 1.17 kV para el control PID y de ± 0.64 kV para el CMD. Por último las variaciones de voltaje en la terminal (V_{p-p}) son mayores para el control PID que para el CMD, en todas las posiciones de las puntas de corona.

Tabla 5.2: Comparación del comportamiento del TPS en modo de control GVM con los controles PID y CMD.

S.P. (MV)	Control	V. Prom (MV)	RECM (kV)	$V_{p-p}(kV)$	V_p+ (kV)	V_p- (kV)	*Pos.P.C.*
1.05	CMD	1.0497	0.2723	0.49	0.1893	0.3007	50 %
1.05	PID	1.0475	2.4995	1.95	0.9126	1.0373	50 %
1.25	CMD	1.2499	0.0760	0.36	0.1644	0.1956	60 %
1.25	PID	1.2512	1.3984	2.32	1.1738	1.1461	60 %
1.456	CMD	1.4561	0.1991	0.49	0.2370	0.2529	70 %
1.45	PID	1.4562	6.2556	2.2	1.1611	1.0388	70 %
1.676	CMD	1.6754	0.5816	0.98	0.3352	0.6447	80 %
1.679	PID	1.6807	1.8165	1.95	1.1138	0.8362	80 %

De acuerdo con las Figuras 5.13 y 5.16, que muestran el comportamiento del voltaje en la terminal con el estabilizador operando en el modo SLIT, con el control PID y el CMD, respectivamente, las variaciones de voltaje en la terminal son mayores cuando se ejecuta el control PID en comparación con las obtenidas con el CMD. Con el control PID se generan variaciones máximas de 3.54 kV mientras que con el CMD, éstas corresponden a 1.59 kV. La Tabla 5.3 presenta los datos de la comparación de los dos controladores en el modo GVM. Note que las variaciones del voltaje en la terminal con respecto al voltaje promedio en todas las posiciones de las puntas de corona son mayores cuando se ejecuta el controlador PID, en comparación con las obtenidas considerando el CMD. Se tienen variaciones máximas de ± 2.175 kV para el control PID y de ± 0.949 kV para el CMD.

En la hipótesis del proyecto se mencionaron los rangos de variaciones de voltaje

Tabla 5.3: Comparación del comportamiento del TPS en modo SLIT con los controles PID y CMD.

Control	V. Prom (MV)	$V_{p-p}(kV)$	V_p+ (kV)	V_p- (kV)	*Pos.P.C.*
CMD	1.0400	1.59	0.6401	0.9498	50 %
PID	1.0374	2.93	1.2223	1.7076	50 %
CMD	1.2502	1.1	0.5093	0.5906	60 %
PID	1.2512	1.71	1.0515	0.6584	60 %
CMD	1.4643	0.97	0.5128	0.4571	70 %
PID	1.4701	3.54	1.36426	2.17574	70 %
CMD	1.6748	1.35	0.7100	0.6399	80 %
PID	1.6712	1.59	0.8748	0.71514	80 %

que se desean alcanzar con la implementación de los controladores (véase la Sección 1.4). La Tabla 5.4 resume los valores deseados y los alcanzados con la implementación de los controladores PID y CMD. El voltaje de referencia (V_{ref}) tomado en cuenta en los datos reportados es el voltaje promedio calculado en las pruebas realizadas. Se observa que con el controlador CMD se obtuvieron variaciones de voltaje en la terminal menores a las indicadas en la hipótesis, en los modos de operación GVM y SLIT. En contraste, con el controlador PID, las variaciones de voltaje fueron menores solo para el modo de operación GVM.

Tabla 5.4: Variación de voltaje deseada (hipótesis) y variación generada en la terminal de potencial con la implementación de los controladores PID y CMD. V_{ref} denota el voltaje promedio en la terminal de potencial.

Modo de operación	**Variación de voltaje deseada**	**Variación de voltaje obtenida con el control PID**	**Variación de voltaje obtenida con el CMD**
GVM	V_{ref} ±1500 V	V_{ref} ±1173 V	V_{ref} ±644 V
SLIT	V_{ref} ±1000 V	V_{ref} ±2175 V	V_{ref} ±949 V

Capítulo 6

Conclusiones

El desarrollo de este trabajo permitió cumplir los objetivos planteados, demostrando que la implementación de leyes de control en sistemas digitales embebidos puede reducir las variaciones de voltaje en la terminal de potencial del acelerador Tándem Van de Graaff en un rango inferior al $\pm 0.15\,\%$ respecto al valor de voltaje de referencia. Los resultados experimentales obtenidos demuestran que los objetivos planteados en esta investigación se cumplieron cabalmente, ya que el sistema logró tiempos de asentamiento de 7 a 9 segundos, y la sobreelongación máximas se mantuvo por debajo del $1\,\%$, conforme a los criterios de desempeño definidos. Estos resultados validan la efectividad del modelo y de las estrategias de control implementadas, tanto en simulación como en pruebas experimentales.

lo que lo convierte en una solución adaptable a entornos experimentales que requieren alta precisión y estabilidad en el control de voltaje.

Durante esta investigación se desarrolló un modelo matemático que describe el comportamiento dinámico del sistema bajo estudio. Para representar el tiempo de tránsito de la corriente de descarga de corona, se propusieron dos enfoques: el primero incorpora una autoinductancia equivalente en el triodo corona (modelo AITC), mientras que el segundo lo modela mediante un retardo en la corriente de descarga (modelo retardado). Ambos modelos lograron reproducir adecuadamente las variaciones del voltaje en la terminal de potencial del acelerador. Al comparar los resultados de las simulaciones con los datos experimentales, se observó que, en el rango de separación de las puntas de corona entre el 20 % y el 80 % respecto a la terminal, el

modelo AITC presentó valores de la RECM consistentemente menores que los del modelo retardado. Esto sugiere que el modelo AITC ofrece una representación más precisa del comportamiento real de la terminal de potencial del acelerador.

Con base en el modelo validado, se diseñó e implementó un sistema de estabilización de voltaje. Se demostró que es factible reducir las variaciones de voltaje en la terminal de potencial del acelerador tándem Van de Graaff a menos de $\pm 1500\ V$ respecto al voltaje de referencia en modo de operación GVM, y $\pm 1000\ V$ respecto al voltaje de referencia en modo SLIT. En el modo GVM los dos controles cumplieron con la especificación donde se obtuvieron variaciones máximas de $\pm 1.17\ kV$ para el control PID y de $\pm 0.64\ kV$ para el CMD. En el modo SLIT solo el CMD cumplió con la especificación con variaciones máximas de $\pm 2.175\ kV$ para el control PID y de $\pm 0.949\ kV$ para el CMD. Esta última técnica de control robusto permitió mejorar significativamente el desempeño del sistema, logrando una regulación más precisa del voltaje bajo diferentes condiciones de operación.

Los resultados obtenidos confirman la viabilidad del enfoque propuesto y constituyen una contribución significativa al diseño de sistemas de control para aceleradores electrostáticos tipo tándem Van de Graaff. Asimismo, estos resultados abren la posibilidad de extender el uso de plataformas embebidas y técnicas avanzadas de control a otros sistemas experimentales que requieran regulación precisa de parámetros físicos.

En un contexto más amplio, esta investigación demuestra que es posible extender la vida útil y la funcionalidad de aceleradores electrostáticos como el que opera en el Instituto Nacional de Investigaciones Nucleares (ININ), mediante la modernización de sus sistemas de control y estabilización. El estabilizador diseñado ha estado operando de manera continua durante los últimos seis meses, demostrando estabilidad y confiabilidad en condiciones reales de uso. La incorporación de tecnologías digitales actuales y técnicas de control avanzadas, como las aquí desarrolladas, permite que estos equipos sigan siendo relevantes en investigaciones científicas y aplicaciones tecnológicas contemporáneas.

Lista de publicaciones

- Efrén Gutiérez Ocampo, Belem Saldivar, Juan Carlos Ávila Vilchis, Otniel Portillo Rodríguez. "Diseño de Estabilizadores Para el Acelerador Tándem Van de Graff ", 3^{er} *Coloquio de Investigación en Ingeniería*, Universidad Autónoma del Estado de México y el Instituto Interamericano de Ciencias del Agua, 2020.

- Gutiérrez, Efrén; Saldívar, Belem; Amador, Paulina. "Propuesta de un Sistema de Control para el Estabilizador de la Terminal de Potencial del Acelerador Tándem Van de Graaff del ININ ", *XXX Congreso Técnico Científico ININ-SUTIN*, Instituto Nacional de Investigaciones Nucleares, mayo 2021.

- Efrén Gutiérrez Ocampo, Belem Saldivar, Juan Carlos Ávila Vilchis, Otniel Portillo Rodríguez. "Sistema de Estabilización de Voltaje de un Acelerador Tándem Van de Graff ", *Revista Integrare*, Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma del Estado de México, 2022.

- Efrén Gutiérrez Ocampo, Belem Saldivar, Juan Carlos Ávila Vilchis, Otniel Portillo-Rodríguez. "Modeling and Control of the High-Voltage Terminal of a Tandem Van de Graaff Accelerator ", *Mathematics, 12, 2335*, 2024.

Bibliografía

[1] M. A. Martinez, J. López, R. V. Díaz y J. Moreno, "Estudio Espacial del Carbono Elemental Presente en la Fracción Respirable de las Pm2.5 Mediante Espectrometría de Retrodispersión de Rutherford en la Zona Metropolitana del Valle De Toluca", *Rev. Int. Contam. Ambie*, vol. 36, no. 3, pp. 893-905, 2020.

[2] D.V. Mosu¸ D. G. Ghita, T. Sava, S. Dobrescu, I. O. Mitu, I. C. Calinescu, B. Savu, y G. Cata-Danil, "Sensitivity of the Ion Beam Focal Position with Respect to the Terminal High Voltage Ripple in an Fn-Tandem Particle Accelerator", *U.P.B. Sci. Bull*, vol. 75, pp. 207-213, 2013.

[3] E. A. Gere "An Improved Control System for Van De Graaff Accelerators", *IEEE Transactions on Nuclear Science*, pp. 161-165, June 1967.

[4] J. Takacs, "Corona Stabilizer for Van De Graaff Accelerators", *Nuclear Instruments and Methods*, vol. 103, pp. 587-600, 1972.

[5] L.H. Luthjens, "Design and performance of control and long-term stabilization system for the IRI 3 MeV-Van de Graaff electron accelerator", *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, no. 455, pp. 495-498, 2000.

[6] M. J. Kansara, P. Sapna, "Development of a terminal voltage stabilization system for the FOTIA at BARC", *PRAMANA- journal of physics*, vol. 59, No.5, pp. 761-764, 2002.

[7] W. Burger, H. Lange, V. Petrsystem, "A new method of improving the acceleration voltage stability of Van de Graaff accelerators", *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, No.586, pp. 160-168, 2008.

[8] D.V. Mosu, D.G.Ghit¸ "A new slit stabilization system for the beam energy at the Bucharest tandem Van de Graaff accelerator", *Nuclear Instruments and methods in Physics Research A*, No.693, pp. 143-147, 2012.

[9] D.V. Mosu, D.G.Ghit¸ "A new slit stabilization system for the beam energy at the Bucharest tandem Van de Graaff accelerator", *Nuclear Instruments and methods in Physics Research A*, No.693, pp. 143-147, 2012.

[10] Nikolai R. Lobanov,"Terminal Voltage Stabilization of Pelletron Tandem", *Proceedings of HIAT*, pp. 125-128, 2012.

[11] Nikolai R. Lobanov, P. Linardakis, D. Tsifakis,"Development of a fast voltage control method for electrostatic accelerators", *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, No. 767, pp. 433-438, 2014.

[12] R. Gonzalez,"Van de Graaff Voltage Regulation via PID Control", *5th Joint Meeting of the APS Division of Nuclear Physics and the Physical Society of Japan*, Vol. 63, No. 12, 2018.

[13] Ricardo Ugarte, Daniela E. Álvarez,"Simulación y Control de un Acelerador de Partículas", *RPIC 2007 – XII Reunión de Trabajo de Procesamiento de la Información y Control*, 2007.

[14] A. Vermeer and B. A. Strasters,"The Corona Stabilization System of a Van De Graaff Generator", *Nuclear Instruments and Methods 157*, pp 427-440, 1978.

[15] Eduardo Andrade, *Acelerador de Particulas*, Instituto de Física de la UNAM.

[16] P.J. Bryant, *Brief History and Review of Accelerators*, CERN, Geneva, Switzerland.

[17] Fernando Alba, *Aceleradores de Partículas*, Organización de los Estados Americanos, UNAM, Mexico, 1982.

[18] R. Hellborg, *Electrostatic Accelerators*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, Netherlands, 2005.

[19] R. Caro,G. López, M. F. Sánchez, *Aceleradores de Partículas Parte I*, Consejo de Seguridad Nuclear, Madrid, España, 1999.

[20] F. Hinterberger, *Electrostatic accelerators*, CAS - CERN Accelerator School and KVI, Switzerland, pp. 95-112, 2006.

[21] M. P. Ramos, *Experiencia mexicana en aceleradores de partículas*, Mexico, D.F., Siglo XXI editores, 2004.

[22] C. A Valerio-Lizarraga, C. Duarte-Galvan, and I. Leon-Monzon,"A study on the negative ion beam production in the ININ sputtering ion source", *Revista Mexicana de Física 65*, pp 278–283, 2019.

[23] Anit K. Gupta and Pushan Ayyub,"Formation of nitrogen-substituted carbon cluster anions by gas-feed Cs-sputtering from diferent forms of carbon", *Eur. Phys. J. D 17*, pp 221-229, 2001.

[24] Katsuhiko Ogata, *Igeniería de control moderna*, Pearson Educación, S.A., Madrid, 2010.

[25] Francisco Zayas Gato, *Diseño de controladores PID*, Universidade da Coruña, Servizo de Publicacións, A Coruña, 2020.

[26] Yuri Shtessel, Christopher Edwards, Leonid Fridman, Arie Levant, *Sliding Mode Control and Observation*, Springer New York Heidelberg Dordrecht London, 2014.

[27] Vadim Utkin, Jürgen Guldner, Jingxin Shi, *Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems*, Taylor and Francis Group, Second Edition, USA, FL, 2009.

[28] C. B. Saldivar, J. C.Ávila, A. H. Vilchis, E.Martínez,"Sliding Mode Control for a Class of Control-Affine Nonlinear Systems", *CEAI*, vol. 20, No.3, pp 3–11, 2018.

[29] Yueheng Ding, Xing-Gang Yan, Zehui Mao, Bin Jiang, Sarah K, "Decentralized Sliding Mode Control for Output Tracking of Large-Scale Interconnected Systems ", *60th IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, pp 7094-7099, 2021.

[30] M. Herrera, O. Camacho, H. Leiva, C. Smith, "An approach of dynamic sliding mode control for chemical processes ", *Journal of Process Control*, vol. 85, pp 112–120, 2020.

[31] Peng Zhang, *Advanced Industrial Control Technology*, Elsevier Inc, 2010.

[32] Badre BOSSOUFI, Mohammed KARIM, Silviu IONITĂ, Ahmed LAGRIOUI1, Gabriel IANA,"FPGA-Based Implementation by Indirect Sliding Mode Control of a PMSM Machine Drive", *4th Edition Electronics, Computers and Artificial Intelligence*, 2011.

[33] Maher Algreer, Mohammad Tarik,"Rapid Design and Test of Embedded Control Systems Using LABVIEW-FPGA Tool", *Al-Rafidain Engineering, University of Mosul, College of Engineering, Computer Engineering Department*, Vol.22 No. 4, pp 65-73, 2014.

[34] A. Crespo, P. Albertos and J. Simó,"Embedded Control Systems: From design to Implementation", *Symp. Cost Oriented Automation, La habana, Cuba*, 2007.

[35] Raimarius Delgado, Jaeho Park and Byoung Wook Choi,"Open Embedded Real-time Controllers for Industrial Distributed Control Systems", *Electronics, Multidisciplinary Digital Publishing Institute (MDPI)*, Vol 8, No.223, 2019.

[36] Andrzej Przyby,"Fixed-Point Arithmetic Unit with a Scaling Mechanism for FPGA-Based Embedded Systems", *Electronics, Multidisciplinary Digital Publishing Institute (MDPI)*, Vol 10, No.1164, 2021.

[37] Wael Benrejeb, Olfa Boubaker,"FPGA Modelling and Real-Time Embedded Control Design Via LabVIEW Software: Application for Swinging-Up a Pendulum", *International Journal on Smart Sensing and Intelligent Systems*, Vol 5, No.3, 2012.

[38] Tung-Sol Electric Inc,"Data Sheet 6BK4 Triode", *Bloomfield*, New Jersey, U.S.A., 1962.

[39] Qi Mao, Yong Xu, Jie Chen, Tryphon T. Georgiou, "Implementation-oriented filtered PID control", *Automatica*, Vol 152,2023.

[40] D. Sajnekar,"Design of PID controller for automatic voltage regulator and validation using hardware in the loop technique", *International Journal of Smart Grid and Clean Energy*, Vol 7, No.2, pp.75–89 , 2018.

[41] Vadim Utkin, Alex Poznyak, Yury Orlov, Andrey Polyakov,"Conventional and high order sliding mode control", *Journal of the Franklin Institute*, No.357, pp.10244-10261, 2020.

[42] H. Sira-Ramírez, "Sliding Mode Control The Delta-Sigma Modulation Approach", Birkhäuser, Switzerland, Springer, 2015.

[43] C.J. Willmott, K. Matsuura, K. "On the use of dimensioned measures of error to evaluate the 440 performance of spatial interpolators", *International Journal of Geographical Information Science 2006*, 441 20, 89–102. https://doi.org/10.1080/13658810500286976.

[44] Géza Husi, Péter Tamás Szemes, "Control of NI SbRIO-9631 prototype robot on the basis of hand movement", *10th IFAC Symposium on Robot Control*, Dubrovnik, Croatia, pp. 860-862,2012

[45] E.M. Shaban, Ayman A. Nada, C.J. Taylor, "Exact Linearization by Feedback of State Dependent ParameterModels Applied to a Mechatronics Demonstrator", *UKACC International Conference on control*, Loughborough, UK,2014.

[46] National Instruments, "NI sbRIO-961x/963x/964x and NI sbRIO-9612XT/9632XT/9642XT", *USER GUIDE*, Loughborough, UK,2010.

[47] Cid Hernández, José Alfredo, "Desarrollo de un modelo matemático de la terminal de alto voltaje del acelerador Van de Graaff para ser aplicado en el sistema de estabilización", *Universidad Autónoma del Estado de México*,´México, 2019.