



Scan to know paper details and
author's profile

Design of a Linear Quadratic Gaussian Controller and a STR Controller for Pole Placement to Control the Voltage of a DC Generator

Luis Edo García Jaimes

ABSTRACT

This paper introduces the design of a Linear Quadratic Gaussian Controller (LQG) to regulate the voltage of a DC generator and compares its performance with that of a self-adjusting regulator (STR) tuned by pole placement. To implement these control strategies, the prototype of a DC generator was used and the mathematical model of the system was obtained using nonparametric identification, the theoretical basis and design of the two control strategies are presented and the performance of the two controllers is compared using integral error and temporal response metrics. Finally, the results obtained are presented from which the good performance of both control strategies is inferred.

Keywords: optimal control, kalman filter, LQR controller, STR controller, cost function.

Classification: DDC Code: 621.31 LCC Code: TK153

Language: English



LJP Copyright ID: 392935
Print ISSN: 2631-8474
Online ISSN: 2631-8482

London Journal of Engineering Research

Volume 22 | Issue 6 | Compilation 1.0



Design of a Linear Quadratic Gaussian Controller and a STR Controller for Pole Placement to Control the Voltage of a DC Generator

Diseño De Un Controlador Lineal Cuadrático Gaussiano Y Un Controlador Str Por Asignación De Polos Para El Control Del Voltaje De Un Generador Dc

Luis Edo García Jaimes

RESUMEN

En este artículo se presenta el diseño de un controlador lineal cuadrático gaussiano (LQG) para regular el voltaje de un generador DC y se compara su desempeño con el de un regulador autoajustable (STR) sintonizado por asignación de polos. Para implementar estas estrategias de control se utilizó el prototipo de un generador DC y se obtuvo el modelo matemático del sistema utilizando identificación no paramétrica, se presentan las bases teóricas y el diseño de las dos estrategias de control y se realiza la comparación del desempeño de los dos controladores utilizando métricas de la integral del error y respuesta temporal. Finalmente, se presentan los resultados obtenidos a partir de los cuales se puede deducir el buen desempeño de ambas estrategias de control.

Palabras clave: control óptimo, filtro de kalman, controlador lqr, controlador str, función de costo.

ABSTRACT

This paper introduces the design of a Linear Quadratic Gaussian Controller (LQG) to regulate the voltage of a DC generator and compares its performance with that of a self-adjusting regulator (STR) tuned by pole placement. To implement these control strategies, the prototype of a DC generator was used and the mathematical model of the system was obtained using nonparametric identification, the theoretical basis and design of the two control strategies are presented and the performance of the two controllers is compared using integral error and temporal response metrics. Finally, the results obtained are presented from which the good performance of both control strategies is inferred.

Keywords: optimal control, kalman filter, LQR controller, STR controller, cost function.

I. INTRODUCCIÓN

La aplicación intensiva de las técnicas del control automático de procesos se basa en la evolución de las tecnologías de medición y control aplicadas al ambiente industrial. El crecimiento en la complejidad de los procesos industriales ha traído como consecuencia que el control automático de los mismos se haya desarrollado a gran velocidad, que los modos de control convencional estén siendo reemplazados por controladores óptimos como una estrategia clave para mejorar la competitividad de la empresa y alcanzar objetivos que de otro modo difícilmente podrían conseguirse.

En la literatura se encuentran diferentes publicaciones que hacen referencia al control óptimo y específicamente al control lineal cuadrático Gaussiano (LQG). En [1] se describe la implementación de un controlador LQG y de un regulador lineal cuadrático (LQR) para controlar la dinámica del vuelo lateral y longitudinal en la simulación del vuelo de una aeronave con el fin de lograr una estabilidad robusta. En trabajo realizado por [2] se presenta el diseño de dos estrategias de control, un controlador

LQG y un controlador DMPC (Discrete Time Model Predictive Control) para regular la velocidad de una turbina de vapor acoplada a un generador DC, con el fin de mantener constante la velocidad ante variaciones de presión en la tubería de vapor.

Rodríguez, Murilo y Silva [3], investigan el comportamiento de un sistema de dirección eléctrica asistida al aplicar un controlador LQG discreto, implementan este controlador debido a su estabilidad y robustez aun cuando el sistema se encuentra sometido a ruidos y perturbaciones. En [4] se implementa una plataforma experimental de un helicóptero de dos grados de libertad pivotado, se estima el modelo matemático que describe el comportamiento del sistema, y se diseña un controlador PID y un controlador LQR.

Finalmente, se realiza la comparación de los controladores para determinar su desempeño frente a perturbaciones. [5], hace referencia al diseño de un algoritmo de control óptimo para el sistema HVAC de un edificio e introduce un algoritmo de control jerárquico que se compone de controladores PID y un controlador LQR. El controlador LQR minimiza una función de coste cuadrático que tiene dos términos cuadráticos: uno tiene en cuenta el nivel de confort y el otro representa el esfuerzo de control, es decir la cantidad de energía consumida. En [6] se propone un controlador LQG de velocidad para suprimir las vibraciones torsionales en el sistema de accionamiento de un motor con una carga de dos masas giratorias. Debido a la dificultad de medir la velocidad de la carga y el par del eje, se utiliza el filtro de Kalman como un estimador de orden completo. Se realizan simulaciones para comparar el desempeño del controlador LQG con un controlador PI convencional. [7] presenta un artículo en el cual realiza el diseño de un algoritmo de control basado en la optimización de los parámetros del controlador LQG mediante el uso de algoritmos genéticos (GA) para controlar la velocidad del motor de DC. Los resultados obtenidos muestran que el enfoque seleccionado utilizado en la elección de la matriz Q y R, logra un muy buen rendimiento y reflejan la eficiencia y la accesibilidad a los requisitos de diseño del enfoque propuesto.

El objetivo de este trabajo es diseñar un controlador LQG y un controlador STR para controlar el voltaje producido por una planta prototipo constituida por un sistema de un motor y un generador DC y realizar un análisis comparativo entre el desempeño de los dos controladores, utilizando diferentes métricas de comparación.

Metodológicamente el artículo inicia con la descripción del sistema a controlar y la obtención de su modelo matemático utilizando identificación no paramétrica, a continuación, se plantean los conceptos básicos de los controladores STR y LQG, se estiman sus parámetros y, finalmente se implementan en la planta prototipo, para comparar su desempeño y analizar los resultados obtenidos.

II. MATERIALES Y MÉTODOS

2.1 Descripción del sistema

La figura 1 muestra la planta prototipo objeto de estudio, la cual está compuesta por: la unidad electromecánica, encargada de la generación del voltaje que se desea controlar en el sistema, está constituida por dos motores DC de 24 V, uno de ellos trabajando como motor propiamente dicho y el otro, unido al primer motor mediante un acople flexible, cumple la función de generador, la unidad de medición, encargada de adecuar el valor de la variable a controlar, formada por un divisor de voltaje que convierte la salida proveniente del generador DC en una señal de 0 a 4.5 voltios, el sistema de adquisición de datos y control basado en una tarjeta Arduino UNO®, un Módulo Driver Dual L298N para motores DC el cual maneja la potencia mediante la modulación del ancho de pulso (PWM), cuya amplitud depende de la señal de control proveniente del computador en el cual se implementan los

algoritmos de control en la plataforma Labview® y finalmente, una fuente de alimentación con salida de 24VDC a 10 A,

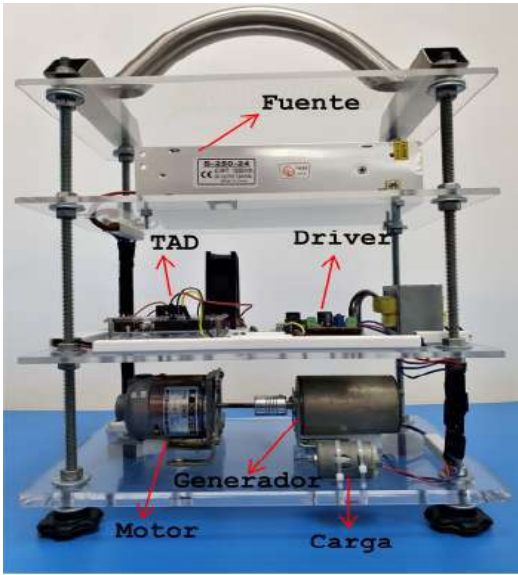


Fig. 1: Prototipo Del Generador DC

La figura 2 muestra el diagrama eléctrico que interconecta las unidades de funcionamiento que conforman el sistema.

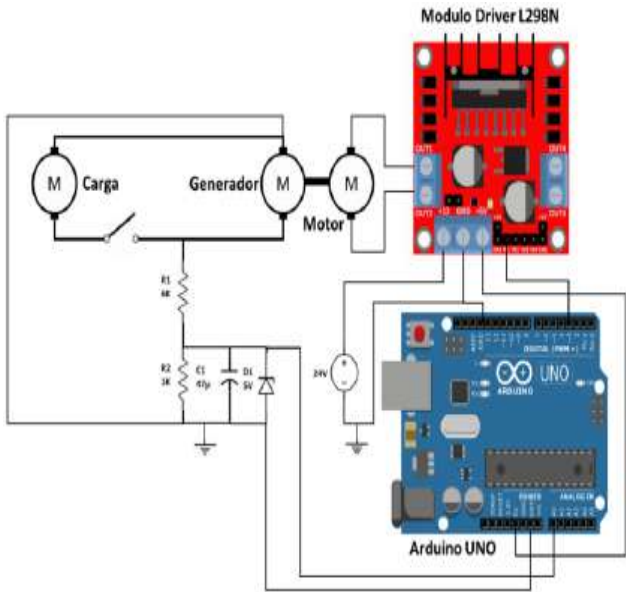


Fig. 2: Diagrama Eléctrico del Prototipo

2.2 Obtención del Modelo Matemático del Prototipo del Generador DC

La identificación de sistemas, permite obtener el modelo matemático que describe la dinámica del sistema a partir de datos experimentales [8]. El prototipo del generador DC se sometió a diferentes señales de entrada de tipo escalón, en un rango del 0 al 100%, con incrementos de 10% como se muestra en la Fig.3.

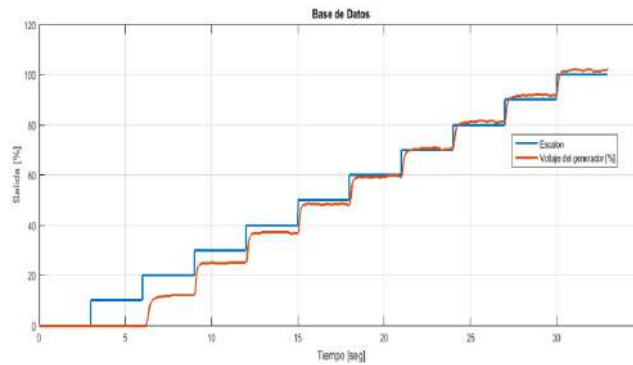


Fig. 3: Base de Datos del Sistema

Por las características de la respuesta y las del prototipo del generador DC, su dinámica se aproximó a un modelo de segundo orden con retardo (SOR) [9], [10] para ello se promediaron los diferentes modelos estimados a partir de la base de datos obtenida, la función de transferencia resultante está dada por:

$$G(s) = \frac{361.71e^{-0.0532}}{s^2 + 38.64s + 315.46} \quad (1)$$

La figura 4 muestra la comparación de la respuesta del modelo obtenido con respecto a la respuesta real tomada en el escalón del 50%

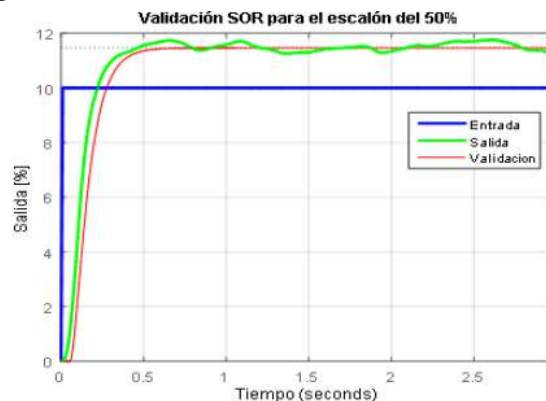


Fig. 4: Validación del Sistema Para el Escalón del 50%

2.3 Controlador STR Por Asignación De Polos

Sea la planta definida por la función de transferencia de pulso:

$$G_p(z) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_m z^{-m}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_m z^{-m}} * z^{-d} \quad (2)$$

Para la planta dada en la ecuación 2, es posible obtener un controlador representado por:

$$D(z) = \frac{Q(z^{-1})}{P(z^{-1})} = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + \dots + q_v z^{-v}}{1 + p_1 z^{-1} + \dots + p_u z^{-u}} \quad (3)$$

De modo que sus polos de lazo cerrado queden ubicados en el lugar deseado [11]. El orden del numerador y del denominador de la función de transferencia del controlador deben ser: $v = m$ y $u = m + d$ respectivamente.

La ecuación característica deseada para el sistema en lazo cerrado está dada por:

$$P(z^{-1})A(z^{-1}) + Q(z^{-1})B(z^{-1})z^{-d} = \Delta(z^{-1}) \quad (4)$$

En donde:

$$\Delta(z^{-1}) = 1 + \alpha_1 z^{-1} + \alpha_2 z^{-2} + \dots + \alpha_l z^{-l} \quad (5)$$

La ecuación característica deseada se determina a partir de las especificaciones de diseño establecidas, el orden l de la misma está dado por: $l = 2m + d$. Los parámetros del controlador se obtienen al resolver 4 mediante la ecuación:

$$\begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ \vdots \\ p_{m+d} \\ q_1 \\ q_2 \\ \vdots \\ q_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & d & 0 & \dots & 0 \\ a_1 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ a_1 & a_1 & \vdots & 0 & b_1 & 0 & \vdots & & 0 \\ \vdots & a_2 & & 0 & b_2 & b_1 & & & 0 \\ a_m & \vdots & & 0 & \vdots & \vdots & & b_1 & \\ 0 & 0 & & 0 & b_m & & & \dots & \\ \vdots & \vdots & \dots & a_m & 0 & b_m & \dots & b_m & \\ 1 & 1 & \dots & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 - a_1 \\ \alpha_2 - a_2 \\ \vdots \\ \alpha_m - a_m \\ \alpha_{m+1} \\ \vdots \\ \alpha_{2m+1} \\ -1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

Por último, se reemplazan los parámetros hallados en 6 en la ecuación 3 que corresponde a la función de transferencia del controlador STR.

2.4 Regulador Lineal Cuadrático LQG

Para diseñar el controlador LQG se aplica el principio de separación, que permite calcular en forma independiente la matriz de realimentación de ganancia K del regulador lineal cuadrático (LQR) y un estimador de estados tipo Kalman que posteriormente se combinan para formar el controlador [12], [13]. Para calcular la matriz de ganancia K se utiliza una función de costo cuadrática que minimiza el índice de desempeño, [14].

$$J(i, N) = \frac{1}{2} x^T(N) \cdot S \cdot x(N) + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{N-1} x^T(k) \cdot Q \cdot x(k) + u^T(k) \cdot R \cdot x(k) \quad (7)$$

Las matrices Q y R son matrices de peso positivas definidas y se seleccionan para penalizar a algunos estados o a algunas entradas más que otras. S es una matriz semidefinida positiva. Para calcular el control LQR, se parte del sistema definido por:

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (8)$$

$$y(k) = Cx(k) \quad (9)$$

El objetivo es encontrar la señal del control $u(k)$ que lleve al sistema dado por la ecuación 8, del estado inicial $x(k) = x(0)$ al estado final $x(N) = x(f)$, minimizando la función de coste cuadrática definida por la ecuación 7. Utilizando un procedimiento iterativo [15] se puede obtener el paso del estado k al estado N lo que da como resultado:

$$u(k) = -K(k)x(k) \quad (10)$$

$$K(k) = [R + B^T S(k+1)B]^{-1} B^T S(k+1)A \quad (11)$$

$$S(k+1) = [A - BK(k)]^T S(k+1)[A - BK(k)] + Q + K^T(k)RK(k) \quad (12)$$

Las ecuaciones 10, 11 y 12 generan el controlador LQR para el sistema discreto dado por la ecuación 8. La ecuación 12 se conoce como la ecuación de Riccati. En la Fig.5 se presenta un diagrama de bloques del sistema de control LQR.

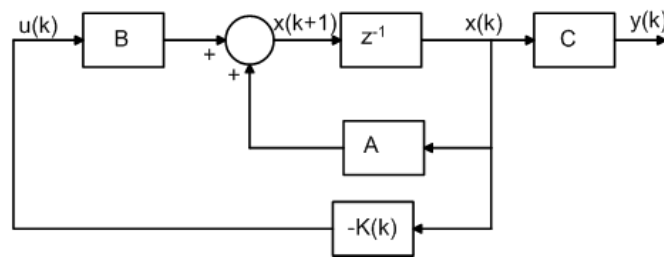


Fig. 5: Diagrama de Bloques del Control LQR

2.4 Filtro de Kalman

El filtro de Kalman es un algoritmo óptimo recursivo basado en el modelo de espacio de estados y su objetivo es estimar los estados de una manera óptima y, dada su función de filtro, eliminar el ruido, de manera que se minimice el índice del error cuadrático medio [12],

Si se considera el sistema discreto:

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + Gv(k) \quad (13)$$

$$y(k) = Cx(k) + w(k) \quad (14)$$

En donde: $v(k)$ y $w(k)$ son el ruido del proceso y de la medición respectivamente.

Para obtener el filtro de Kalman se parte de la ecuación del observador de estados normal, pero teniendo en cuenta los efectos del ruido para el cálculo de la matriz de ganancia L . Esta matriz debe elegirse de forma que dé la mejor estimación del estado del sistema y que rechace los efectos de los ruidos. Esta elección define el observador óptimo conocido como filtro de Kalman dado por la ecuación: [13]

$$\hat{x}(k+1) = A\hat{x}(k) + Bu(k) + L[y(k) - C\hat{x}(k)] \quad (15)$$

$\hat{x}(k)$ es la variable de estado estimada y L es la matriz de ganancia de Kalman.

El filtro de Kalman estima el estado del proceso en un instante de tiempo y posteriormente obtiene una realimentación de las medidas. Por eso las ecuaciones del filtro de Kalman se pueden dividir en dos partes: actualización en el tiempo (conocida como predicción) y actualización en las medidas (conocida como corrección) [14]. En la fase de predicción, se realiza el cálculo del estado y de la covarianza del error actual $P(k)$ a partir de la covarianza del error en el instante anterior, es decir:

$$\hat{x}(k+1) = A\hat{x}(k) + Bu(k) \quad (16)$$

$$P(k+1) = AP(k)A^T \quad (17)$$

En la fase de corrección, se actualiza la ganancia de Kalman, se corrige la estimación del estado calculado en la etapa de predicción y, finalmente se actualiza la covarianza del error o sea:

$$L(k+1) = P(k)C^T[CP^T + R]^{-1} \quad (18)$$

$$\hat{x}(k+1) = \hat{x}(k) + L(k)[y(k) - C\hat{x}(k)] \quad (19)$$

$$P(k+1) = [I - L(k)C](P(k)) \quad (20)$$

La implementación del controlador utilizando el filtro de Kalman es similar a la utilizada con el observador tipo predictor diseñado utilizando la técnica de asignación de polos [15], es decir:

$$D(z) = -\frac{U(z)}{Y(z)} = K[zI - A + BK + LC]^{-1}B \quad (21)$$

La Fig.6 representa el diagrama en bloques del sistema de control LQG incluyendo la matriz de ganancia de realimentación K del control LQR y el estimador de estados constituido por el filtro de Kalman.

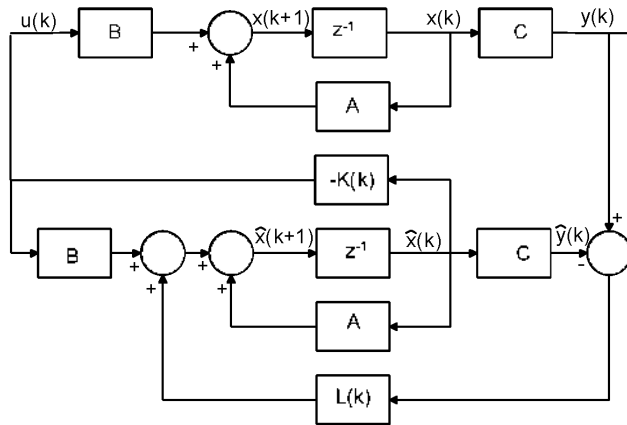


Fig. 6: Sistema de Control LQR Con Filtro de Kalman

Como el sistema de la Fig.7 no considera una entrada de referencia, se puede presentar error en estado estable, para evitar este problema, se utiliza un sistema de seguimiento con un integrador en el camino directo entre el comparador de error y la planta [14],[15] tal como se observa en la Fig.7.

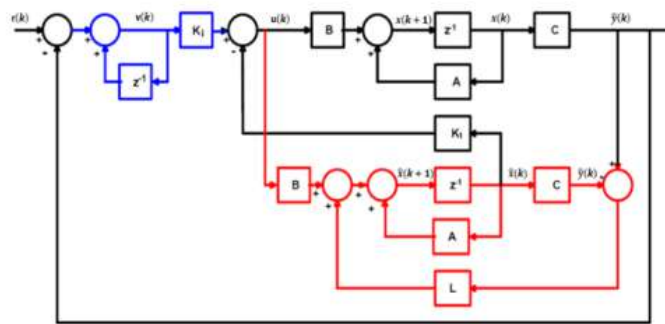


Fig. 7: Sistema LQR Con Filtro de Kalman e Integrador

La ley de control del sistema de la Fig.8 está dada por la ecuación 21, la cual combina el integrador, la matriz de ganancia de realimentación óptima y el estimador de estados del sistema (filtro de Kalman) [15]

$$D(z) = \frac{[1 + K_1[zI - A + LC]^{-1}B]^{-1}}{z - 1} * [K_i z[R(z) - Y(z)] - (z - 1)K_1[zI - A + LC]^{-1}LY(z)] \quad (21)$$

Para el cálculo de K_1 y K_i se utiliza la ecuación:

$$\begin{bmatrix} K_1 & K_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{R} & [0 \quad I] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A - I_m & B \\ CA & CB \end{bmatrix}^{-1}$$

En donde $\hat{K}$ es la matriz de ganancia del estimador óptimo LQR obtenida con las matrices ampliadas:

$$A_1 = \begin{bmatrix} A & B \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ I_m \end{bmatrix}$$

III. RESULTADOS

A continuación, se presenta el diseño de las dos estrategias de control a implementar en el prototipo de generador DC.

3.1 Diseño del Controlador STR Por Asignación de Polos Para el Prototipo del Generador DC

Utilizando como periodo de muestreo $T = 0.0335$ s la función de transferencia discreta de la planta es:

$$G(z) = \frac{0.0289z^{-1} + 0.1673z^{-2} + 0.0249z^{-3}}{1 - 1.081z^{-1} + 0.274z^{-2}} * z^{-1} \quad (22)$$

De la ecuación 22, se obtiene: $m = 3$, $d = 1$, por tanto para el controlador resulta: $v = 3$, $u = 4$ y el orden de la ecuación característica deseada es $l = 7$.

Se definen como parámetros de diseño para el sistema en lazo cerrado: factor de amortiguamiento de 0.8 y tiempo de establecimiento 20% menor al correspondiente en lazo abierto. Así, los polos de lazo cerrado dominantes están ubicados en $z = 0.687 \pm j0.18$. Se deben agregar cinco polos no dominantes para completar el orden de la ecuación característica. Si se ubican en $z = 0$, se obtiene:

$$\Delta(z) = z^7 - 1.374z^6 + 0.504z^5 = 0$$

Utilizando la ecuación 6 se obtienen los parámetros del controlador:

$$\begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ p_3 \\ p_4 \\ q_0 \\ q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.293 \\ -0.1657 \\ -0.4722 \\ -0.0691 \\ 2.7335 \\ -2.9053 \\ 0.7597 \\ 0 \end{bmatrix}$$

La función de transferencia del controlador es según la ecuación 3:

$$D(z) = \frac{2.7335 - 2.9053z^{-1} + 0.7597z^{-2}}{1 - 0.293z^{-1} - 0.1657z^{-2} - 0.422z^{-3} - 0.0691z^{-4}}$$

3.2 Diseño del Controlador LQG Para el Prototipo del Generador DC

La representación del sistema en el espacio de estados en su forma canónica observable está dada por:

$$x(k+1) = \begin{bmatrix} 1.081 & 1 & 0 & 0 \\ -0.297 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0.0289 \\ 0.1673 \\ 0.0249 \end{bmatrix}$$

$$y(k) = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0]$$

Haciendo uso del software Matlab® se realiza el cálculo de la matriz de ganancia del observador L , ingresando como parámetros de entrada las matrices A y B del sistema y como ruidos para el

proceso y para la medición $v = 0.02$ y $w = 0.008$ respectivamente. La matriz de ganancia del observador está dada por:

$$L = \begin{bmatrix} 0.2624 \\ -0.092 \\ 0.0258 \\ 0.0092 \end{bmatrix}$$

La fig. 8 muestra una comparación entre los valores de las variables de estado del sistema y los valores estimados por el filtro de Kalman al aplicar un escalón unitario al sistem.

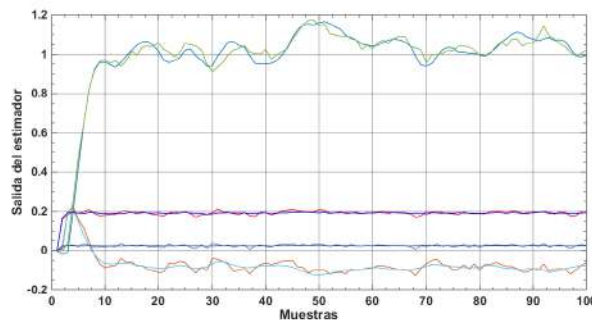


Figura 8: Respuesta del Filtro de Kalman Ante Entrada Escalón

Para el cálculo de la ganancia K del controlador LQR, se utilizaron las matrices ampliadas A_1 y B_1 debido a la inclusión del integrador. La matriz S inicial se tomó como una matriz identidad y las matrices Q y R se estimaron con el criterio de Bryson [16]:

$$Q = \begin{bmatrix} 1000 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 5000 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$R = 1000$$

El resultado obtenido, utilizando recursivamente las ecuaciones 10, 11 y 12, fueron:

$$K_1 = [3.7101 \ 4.7032 \ 4.6264] \quad K_i = [1.0453]$$

IV. ANÁLISIS DE RESULTADOS

A continuación, se presenta el análisis de resultados de las dos estrategias de control diseñadas para el prototipo del generador DC.

4.1 Resultados Obtenidos Con el Controlador STR.

En la Fig.9 se muestra la respuesta del sistema de control STR simulada con el software Matlab®, ante escalones del 20%, 30% y 40% respectivamente. En la Fig.10 se presenta la respuesta del sistema real ante las mismas señales de entrada. Se observa coincidencia en las dos respuestas: máximo sobreimpulso cercano al 10%, buena velocidad de respuesta, error de estado estable prácticamente cero y la ley de control produce una salida bastante fuerte al inicio de la respuesta del sistema de control, llevando el sistema a estabilidad en el punto de referencia.

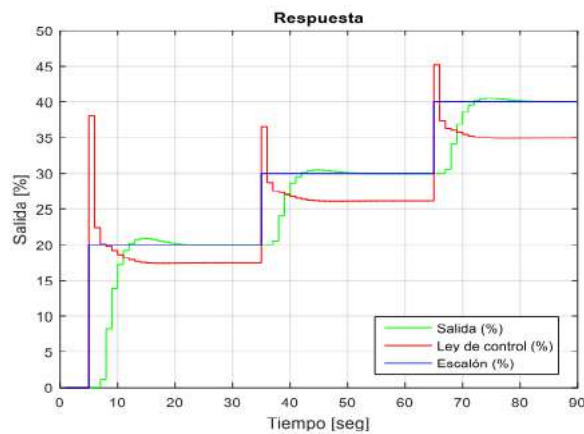


Fig. 9: Simulación del Controlador STR

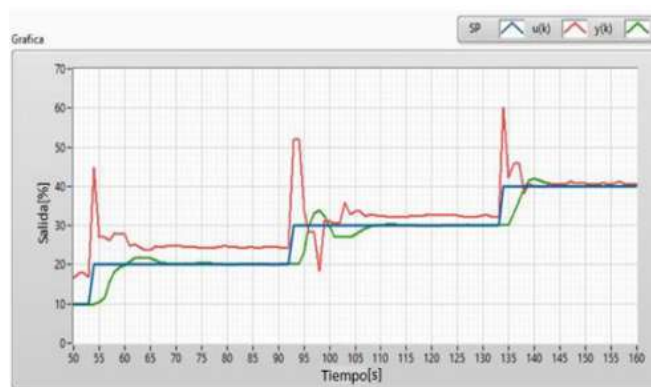


Fig. 10: Control STR con el Prototipo del Generador DC

La fig. 11 muestra la respuesta del sistema real ante una perturbación: se añade una carga al generador en $t=14s$ y se suspende en $t=20s$, se observa que el controlador STR responde de manera eficiente ante el cambio de carga, presentando una respuesta rápida en presencia de la misma y retornando el sistema al punto de referencia tanto al conectar la carga como al desconectarla.

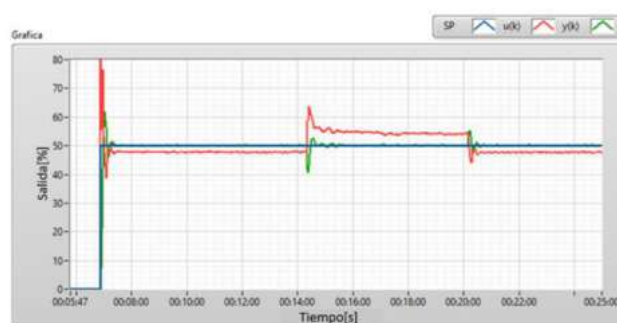


Fig. 11: Respuesta del Control STR Ante una Carga

4.2 Resultados Obtenidos del Controlador LQG

La Fig.12 muestra la respuesta del sistema con el controlador LQG, simulada con el software Matlab®, para entradas en forma de escalón del 20%, 30% y 40%, y en la Fig 13 se aprecia la respuesta del sistema real ante las mismas señales de entrada. En los dos casos el sistema presenta buena velocidad de respuesta, error de estado estable igual a cero, sobreimpulso no significativo, y la ley de control no es tan agresiva como la generada por el STR en las mismas condiciones.

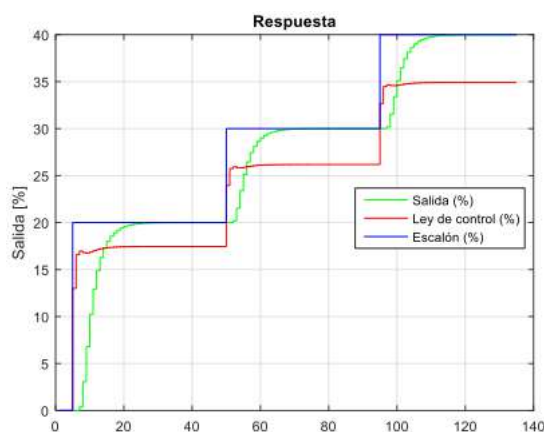


Fig. 12: Simulación del Controlador LQG

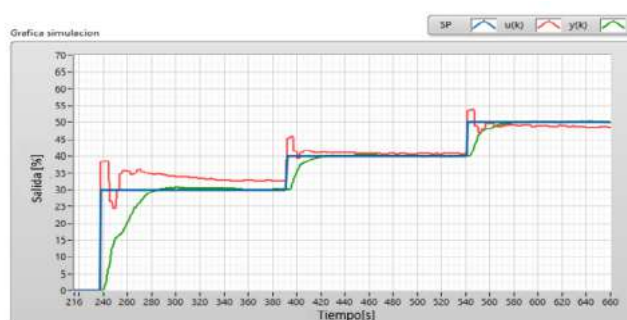


Fig. 13: Control LQG del Prototipo del Generador DC

Finalmente, en la fig. 14 se ve la respuesta del sistema ante una carga aplicada al generador, igual que la utilizada para el STR, se observa que el controlador LQG responde rápidamente ante la presencia de la carga y retorna al sistema al punto de consigna tanto al aplicar la carga como al desconectarla.



Fig. 14: Respuesta del Control LQG Ante una Carga

4.3 Comparación del Desempeño de Las Dos Estrategias de Control Para el Prototipo del Generador DC.

Para comparar las dos estrategias de control, se utilizaron métricas de respuesta temporal y de la integral evaluadas bajo las mismas condiciones de señal de entrada y de carga. Para la respuesta temporal se utilizaron: el máximo sobreimpulso (Mp), el tiempo de establecimiento (t_s) y el error de estado estable (e_{ee}). En las métricas de la integral se utilizaron entre otras, la integral del valor absoluto del error (IAE), la integral del valor del cuadrado del error (ICE) y el trabajo sobre la variable

manipulada (TVM). Se considera una zona de operación entre el 40% y 70% con incrementos del 10% en la referencia, en la Fig.15 se observa la respuesta del sistema de control STR y en la Fig.16, se muestra la del sistema de control LQG ante el mismo estímulo.

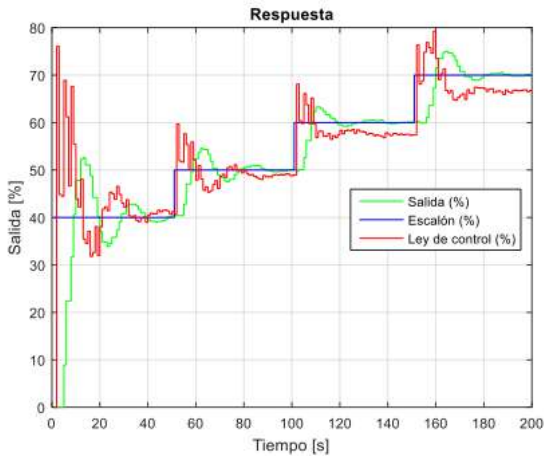


Fig. 15: Respuesta Control STR

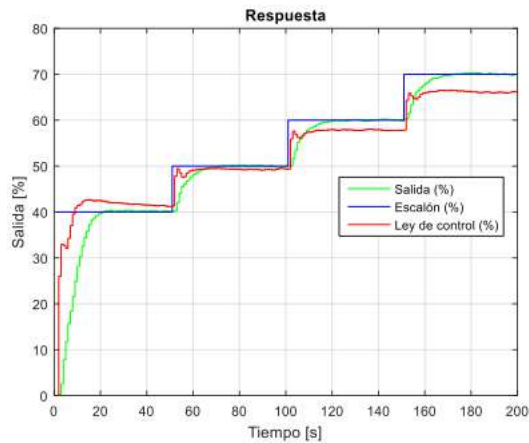


Fig. 16: Respuesta Control LQG

En las tablas 1 y 2, se presentan los resultados obtenidos con cada una de las métricas para el controlador LQG y para el STR respectivamente.

Tabla 1: Desempeño del Controlador LQG

Métrica	CONTROLADOR LQG			
	40%	50%	60%	70%
$Mp[\%]$	1.00	2.20	3.30	4.40
$e_{ee}[\%]$	0.00	0.00	0.00	0.00
$t_s[s]$	0.14	0.14	0.14	0.15
TVM	10609	10270	10690	10601
ECM	162.81	7.39	7.64	7.72
IAE	310.39	63.31	63.37	65.87
IAET	15.85	3.74	3.44	3.93
ICE	8390	369.72	382.19	386.09
ICET	243.09	8.11	8.21	8.74

Tabla 2: Desempeño del Controlador STR

Métrica	CONTROLADOR LQG			
	40%	50%	60%	70%
$Mp[\%]$	30.18	46.07	31.18	47.31
$e_{ee}[\%]$	0.00	0.00	0.00	0.00
$t_s [s]$	0.09	0.09	0.09	0.10
TVM	10910	10911	10987	10945
ECM	181.10	12.06	10.689	16.578
IAE	376.86	106.90	84.06	122.38
$IAET$	33.31	11.98	6.18	10.73
ICE	9058.9	602.96	534.46	828.93
$ICET$	324.7	29.31	16.02	41.57

Los resultados de las pruebas indican que, para incrementos en el set-point del 10%, el controlador LQG presentó, en todos los casos, menor sobreimpulso que el STR. Sin embargo, el tiempo de establecimiento con el controlador LQG fue mayor al presentado por el controlador STR. En los experimentos realizados, los dos controladores presentan error de estado estable igual a cero. Analizando los resultados de las métricas de la integral del error y el TVM, se deduce que el desempeño del controlador LQG, en términos generales, fue mejor que el presentado por el controlador STR.

V. CONCLUSIONES

Se realizó el diseño de dos estrategias de control para controlar el voltaje generado por una planta prototipo formada por la combinación de dos motores de 24 V, uno trabajando como motor propiamente dicho y el otro como generador. Para el diseño de los controladores la planta se aproximó a un sistema de segundo orden con retardo. Al realizar las pruebas sobre el sistema real se observa que las dos estrategias de control muestran buen desempeño ante cambios en la señal de referencia y en presencia de perturbaciones. El tiempo de establecimiento del sistema con el controlador STR es menor que el del sistema con el LQG pero, como resultado, el controlador STR presenta mayor sobreimpulso y una ley de control más agresiva que la del sistema con el LQG haciéndose evidente la relación entre el esfuerzo de control y los parámetros de desempeño de sobreimpulso y el tiempo de establecimiento. Finalmente se observa que las variaciones en la carga no afectan la estabilidad del sistema y los dos controladores compensan los cambios en la misma, lo cual demuestra que las dos estrategias son robustas ante la presencia de perturbaciones, notándose en general, un mejor desempeño del controlador LQG.

Es importante notar que el diseño de los controladores se realizó tomando como base un modelo lineal de la planta, mientras que su implementación y análisis se hizo utilizando el modelo real, no lineal de la misma y teniendo en cuenta condiciones de carga variable.

REFERENCIAS

1. Szabolcsi, R. (2018). Robust LQG controller design for the small unmanned aerial vehicle. Review of the Air Force Academy No.1 (36). DOI: 10.19062/1842-9238. 2018.16.1.5
2. González, H y González, H. (2018). Diseño de un sistema de control avanzado para regular la velocidad de una turbina de vapor acoplada a un generador DC. ITECNE Vol. 15 N°1. ISSN: 1692-1798 DOI: 10.15332/iteckne.v15i1.1964.
3. Da silva, R. Murilo, A. y Teixeira, E (2017). Controlador LQG aplicado a un sistema de dirección eléctrico. Revista Interdisciplinaria de Investigación de Ingeniería, 2 (31), 164-181. DOI:10.26512/ripe. v2i31.21332.

4. GONZALEZ, C. (2016) Comparación de un controlador LQR vs un controlador PID implementados en un helicóptero de dos grados de libertad pivotado. Universidad Distrital Francisco José de Caldas Ingeniería en Control Bogotá D.C
5. Patel, P. (2015) Modeling and optimal control algorithm design for HVAC systems in energy efficient buildings. International Research Journal of Engineering Science, Technology and Innovation (IRJESTI). ISSN-2315-5663 Vol. 2(2) pp. 29-39.
6. Jun-Keun Ji, Dong-Choon Lee & Seung-Ki (2002). LQG based speed controller for torsional vibration suppression in 2-mass motor drive system. Conference: Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, Proceedings of the IECON, International Conference. DOI: 10.1109/IECON.1993.339166.
7. Jamal M. Ahmed (2017). Optimal LQG Controller Based on Genetic Algorithm Technique For Speed Control of DC Motor. International Journal of Engineering and Innovative Technology (IJEIT) Volume 7, Issue 1, July 2017. ISSN: 2277-3754
8. Ljung, L. (1999). System Identification: Theory for the User. Prentice Hall. Segunda edición. ISSN 0-13-656695-2.
9. Gómez, J.C. (2009) Toolbox didáctico para el diseño y análisis de sistemas de control lineal. Revista educación en Ingeniería. Vol. 09 N°. 8. Pp 155-169• Publicada en línea por la Asociación Colombiana de Facultades de Ingeniería. ISSN 1900-8260.
10. Alfaro, V (2001). Identificación de procesos sobreamortiguados utilizando técnicas de lazo abierto. Revista Ingeniería Universidad de Costa Rica. Vol. 11 N°.
11. García, L y Arroyave, M. (2015) Controlador difuso y controlador por asignación de polos para un levitador neumático. Revista Politécnica, vol. 11, no. 21, pp. 107-116. ISSN 1900-2351 (Impreso), ISSN 2256-5353 (En línea).
12. Montoro, G (1996). Contribución al estudio y desarrollo de técnicas de control aplicadas a la linealización de sistemas. Tesis doctoral. Universidad Politécnica de Catalunya Departamento de Teoría del Señales y Comunicaciones.
13. Outanoute, M. Lachhab, A. Guerbaoui, M. Selmani, A. (2016) Synthesis of an Optimal Dynamic Regulator Based on Linear Quadratic Gaussian (LQG) for the Control of the Relative Humidity Under Experimental Greenhouse. International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE) Vol. 6, No. 5, October 2016, pp. 2262~2273 ISSN: 2088-8708.
14. Ogata, K. (2006). Sistemas de control en tiempo discreto. Prentice Hall Hispanoamericana S.A. ISBN:9789688805398.
15. García J. (2013) Control Digital, Teoría y Práctica. Tercera edición. Politécnico Colombiano JIC. ISBN 978-958-9090-25-1.
16. Ariza, H y García J (2017). Diseño e implementación de un péndulo invertido doble lineal sobre base móvil como material de apoyo didáctico para el área de control 3 en la licenciatura en electrónica de la Universidad Pedagógica Nacional. Tesis de maestría Universidad Pedagógica Nacional, Bogotá.