Curso de Sistemas y Control en Mecatrónica — Guía de Estudio Video 03

Módulo del Curso: Módulo 3 — Método del Lugar de las Raíces (Root Locus) y Métodos de Respuesta en Frecuencia
Enfoque de Ingeniería: Trazado de Evans en Plano s y Plano z, Compensadores Lead/Lag/PID, Diagramas de Bode, Criterio Polar de Nyquist y Moldeado de Sensibilidad S + T = 1
Plataforma Oficial: `cursosmecatronica.com`

```
|K·G(s)H(s)| = 1, ∠G(s)H(s) = -180° | Z = N + P (Nyquist) | PM = 180° + ∠L(jω_gc) | S(s) + T(s) = 1
```

1. Síntesis de Conceptos Clave y Reglas de Diseño

- Método del Lugar de las Raíces (Root Locus): condiciones de magnitud y fase, reglas de ramas, asíntotas, puntos de ruptura y cruce jω mediante Routh-Hurwitz.
- Diseño de compensadores en adelanto (Lead), atraso (Lag) y PID en el plano s y en el plano discreto z dentro del círculo unitario (incluyendo respuesta Deadbeat).
- Respuesta en régimen permanente senoidal G(jω), trazado logarítmico de diagramas de Bode, identificación de resonancias mecánicas y filtros Notch.
- Diagrama polar y criterio de estabilidad de Nyquist (Z = N + P), márgenes de ganancia (GM), fase (PM) y retardo máximo, y funciones de sensibilidad S(jω) y T(jω).

2. Parámetros Nominales de Sistemas y Control (Video 03)

Parámetro de Ingeniería	Símbolo	Valor Nominal	Función en el Sistema de Control Mecatrónico
Periodo de Muestreo Digital	`Ts [ms]`	0.5 ms	Intervalo determinista de discretización ZOH y ejecución de Kalman/LQR
Frecuencia Natural y Amortiguamiento	`ωn / ζ`	120 rad/s / 0.68	Ubicación de polos dominantes en lazo cerrado
Márgenes de Fase y Ganancia	`PM / GM`	56° / 10.5 dB	Márgenes de estabilidad robusta en respuesta en frecuencia

Parámetro de Ingeniería	Símbolo	Valor Nominal	Función en el Sistema de Control Mecatrónico
Covarianzas del Filtro de Kalman	`Q / R`	Q=0.0001, R=0.001	Matrices de incertidumbre de proceso y de ruido de sensores

3. Desarrollo Académico Diapositiva por Diapositiva

Diapositiva 01: Método del Lugar de las Raíces (Root Locus): Condiciones de Magnitud y Fase

Trayectoria de los Polos de Lazo Cerrado 1 + K·G(s)H(s) = 0 al Variar la Ganancia K de Cero a Infinito

Turno 1 (Masculina): Desarrollado por Walter Evans, el método del Lugar Geométrico de las Raíces permite visualizar gráficamente cómo se desplazan los polos de lazo cerrado en el plano complejo cuando varía un parámetro del controlador, típicamente la ganancia K.

Turno 2 (Femenina): Partiendo de la ecuación característica uno más K por G de s por H de s igual a cero, todo punto s que pertenezca al lugar de las raíces debe satisfacer la relación compleja K por G de s por H de s igual a menos uno.

Turno 3 (Masculina): Esta igualdad vectorial se desdobla en dos criterios: la condición de ángulo, que exige que la suma de ángulos desde los ceros menos la suma de ángulos desde los polos sea un múltiplo impar de ciento ochenta grados...

Turno 4 (Femenina): ...y la condición de magnitud, mediante la cual, una vez elegido un punto geométrico sobre la curva que cumple la fase, despejamos el valor exacto de ganancia K requerido para situar los polos cerrados en esa ubicación.

Diapositiva 02: Reglas de Trazado del Root Locus: Asíntotas, Ruptura y Cruces Imaginarios

Origen en Polos Abiertos (K=0), Destino en Ceros (K→∞), Centroide de Asíntotas, Puntos de Silla y Arreglo de Routh

Turno 1 (Masculina): La estructura geométrica del lugar de las raíces obedece leyes físicas reveladoras: el diagrama posee tantas ramas como polos de lazo abierto n, naciendo en dichos polos para K igual a cero y terminando en los m ceros finitos.

Turno 2 (Femenina): Las n menos m ramas restantes tienden al infinito siguiendo rectas asíntotas simétricas que irradian desde un centroide real sigma sub a, mostrando por qué un exceso de polos sin ceros termina llevando ramas hacia el semiplano inestable.

Turno 3 (Masculina): Los puntos de ruptura sobre el eje real, donde dos ramas reales colisionan y se separan como un par complejo conjugado, se localizan hallando los extremos donde la derivada de K respecto a s se anula.

Turno 4 (Femenina): Finalmente, la ganancia crítica K última en la que las ramas cruzan el eje imaginario jota omega hacia la inestabilidad se calcula de forma exacta mediante el criterio tabular de Routh-Hurwitz o sustituyendo s igual a jota omega.

Diapositiva 03: Diseño de Compensadores mediante Root Locus: Adelanto, Atraso y PID

Aporte de Fase Positiva del Compensador en Adelanto (Lead), Mejora Estacionaria en Atraso (Lag) y Asignación de Polos

Turno 1 (Masculina): Cuando el simple ajuste de la ganancia proporcional K no logra que el lugar de las raíces pase por la región deseada de amortiguamiento y rapidez, modificamos la topología del lugar insertando polos y ceros con un compensador.

Turno 2 (Femenina): Un compensador en adelanto de fase o Lead ubica un cero a la derecha de su polo sobre el eje real negativo, aportando el ángulo positivo necesario para doblar las ramas hacia la izquierda y acelerar la respuesta transitoria.

Turno 3 (Masculina): En contraste, un compensador en atraso o Lag sitúa un par polo-cero muy próximo al origen, multiplicando la ganancia de baja frecuencia para reducir el error estacionario sin alterar apenas el lugar geométrico dominante.

Turno 4 (Femenina): La combinación de ambas acciones da origen al compensador Adelanto-Atraso y al controlador P I D, el cual introduce un polo en el origen para error nulo y dos ceros sintonizables que atraen las ramas hacia la zona óptima.

Diapositiva 04: Lugar de las Raíces en Tiempo Discreto: Diseño Directo sobre el Plano Complejo z

Construcción de 1 + K·G(z) = 0 dentro del Círculo Unitario, Espirales Logarítmicas de ζ Constante y Polos Deadbeat

Turno 1 (Masculina): Las reglas algebraicas de construcción del lugar de las raíces en el plano discreto z son idénticas a las del plano s, ya que la ecuación característica digital uno más K por G de z igual a cero posee la misma forma polinómica.

Turno 2 (Femenina): Sin embargo, la interpretación de las regiones de desempeño cambia radicalmente: la frontera de estabilidad es la circunferencia unitaria, y las rectas de amortiguamiento constante se transforman en espirales logarítmicas.

Turno 3 (Masculina): Asimismo, los círculos concéntricos de radio r menor que uno corresponden a tiempos de asentamiento iguales, mientras que el semieje real negativo del plano z produce oscilaciones bruscas a la mitad de la frecuencia de muestreo.

Turno 4 (Femenina): Una propiedad exclusiva del diseño discreto en el plano z es el control de tiempo mínimo o Deadbeat, que ubica todos los polos de lazo cerrado exactamente en el origen z igual a cero para alcanzar la referencia en un número finito de pasos.

Diapositiva 05: Métodos de Respuesta en Frecuencia: Magnitud |G(jω)| y Fase ∠G(jω) en Régimen Senoidal

Evaluación sobre el Eje Imaginario s = jω, Significado Experimental del Ancho de Banda y Frecuencia de Corte

Turno 1 (Masculina): Los métodos de respuesta en frecuencia constituyen el pilar complementario al lugar de las raíces, siendo especialmente valiosos cuando existen retardos puros de transporte o resonancias mecánicas medidas experimentalmente.

Turno 2 (Femenina): Si excitamos un sistema lineal estable con una entrada senoidal de frecuencia omega, en estado estacionario la salida es otra sinusoide de la misma frecuencia, cuya amplitud queda escalada por el módulo de G de jota omega y desfasada por su ángulo.

Turno 3 (Masculina): El ancho de banda en lazo cerrado, definido como la frecuencia donde la ganancia cae tres decibelios respecto a su valor en corriente continua, cuantifica la velocidad máxima de seguimiento y la rapidez de respuesta temporal.

Turno 4 (Femenina): Al mismo tiempo, la caída de ganancia en alta frecuencia o roll-off determina la capacidad del controlador para atenuar el ruido electrónico de los sensores y evitar excitar modos estructurales no modelados.

Diapositiva 06: Diagramas de Bode: Trazado Logarítmico de Magnitud en Decibelios y Fase en Grados

Aditividad de Factores en Escala de Décadas, Pendientes de ±20 dB/dec, Picos de Resonancia Mecánica y Filtros Notch

Turno 1 (Masculina): Hendrik Bode revolucionó el diseño de amplificadores y servomecanismos al graficar la magnitud en decibelios, veinte por el logaritmo base diez del módulo, y la fase en grados frente a la frecuencia en escala logarítmica.

Turno 2 (Femenina): Gracias a los logaritmos, el producto de varias funciones de transferencia en cascada se convierte en la simple suma gráfica de sus curvas individuales de magnitud y de fase a lo largo de múltiples décadas de frecuencia.

Turno 3 (Masculina): Cada polo real aporta una caída asintótica de menos veinte decibelios por década y un desfase de hasta menos noventa grados, mientras que un par de polos

complejos poco amortiguados genera un pronunciado pico de resonancia.

Turno 4 (Femenina): En ejes mecatrónicos con acoples elásticos o correas dentadas, identificamos dicho pico de resonancia y anti-resonancia directamente sobre el Bode experimental e insertamos un filtro rechazabanda o Notch para suprimir la vibración.

Diapositiva 07: Diagrama Polar de Nyquist y Criterio de Estabilidad de Nyquist (Z = N + P)

Mapeo del Contorno de Nyquist en el Plano Complejo L(jω), Encerramientos al Punto Crítico (-1, j0) y Retardos e^(-sTd)

Turno 1 (Masculina): Mientras el diagrama de Bode requiere habitualmente que la planta en lazo abierto sea estable y de fase mínima para deducir la estabilidad cerrada, el Criterio de Nyquist resuelve el problema general sin ninguna restricción.

Turno 2 (Femenina): Basado en el principio del argumento de Cauchy del análisis complejo, trazamos la curva polar de la transferencia de lazo L de jota omega cuando omega recorre desde menos infinito hasta más infinito rodeando todo el semiplano derecho.

Turno 3 (Masculina): El número de polos inestables en lazo cerrado Z es igual al número de polos inestables de lazo abierto P más el número de rodeos en sentido horario N que la curva de Nyquist describe alrededor del punto crítico menos uno coma cero.

Turno 4 (Femenina): Si la planta abierta es estable, P vale cero y el lazo cerrado será estable si y solo si el diagrama de Nyquist no encierra al punto menos uno, permitiendo además evaluar de forma exacta el efecto de retardos puros de comunicación.

Diapositiva 08: Márgenes de Estabilidad Relativa: Margen de Ganancia, Margen de Fase y Retardo

Frecuencia de Cruce de Ganancia ω_gc, Frecuencia de Cruce de Fase ω_pc y Diseño de Compensadores en Frecuencia

Turno 1 (Masculina): En ingeniería práctica no basta con saber que un sistema es estable: necesitamos cuantificar qué tan lejos se encuentra de la inestabilidad frente a variaciones de carga, envejecimiento o retardos de cómputo.

Turno 2 (Femenina): El Margen de Ganancia mide cuántos decibelios podemos incrementar la ganancia del lazo en la frecuencia donde la fase cruza menos ciento ochenta grados antes de alcanzar cero decibelios y provocar oscilación sostenida.

Turno 3 (Masculina): El Margen de Fase, evaluado en la frecuencia de cruce de ganancia omega sub g c donde la magnitud vale cero decibelios, indica cuántos grados adicionales de desfase soporta el sistema antes de llegar a menos ciento ochenta grados.

Turno 4 (Femenina): Un diseño mecatrónico robusto exige típicamente un margen de ganancia de al menos seis a diez decibelios y un margen de fase entre cuarenta y cinco y sesenta grados, lo cual limita directamente el retardo máximo tolerable en el lazo.

Diapositiva 09: Funciones de Sensibilidad S(jω) y Sensibilidad Complementaria T(jω): Loop Shaping

Identidad Fundamental S(s) + T(s) = 1, Pico de Sensibilidad Ms, Rechazo en Baja Frecuencia y Atenuación de Ruido en Alta

Turno 1 (Masculina): La visión moderna de los métodos frecuenciales se sintetiza en el moldeado de lazo o Loop Shaping a través de dos funciones clave: la Sensibilidad S igual a uno sobre uno más L, y la Sensibilidad Complementaria T igual a L sobre uno más L.

Turno 2 (Femenina): La función S gobierna el error de seguimiento y el efecto de las perturbaciones de carga sobre la salida, mientras que T relaciona la referencia con la salida y determina cuánto ruido de medición del sensor se inyecta al actuador.

Turno 3 (Masculina): Dado que la suma algebraica S más T es idénticamente igual a uno en toda frecuencia, es imposible hacer ambas funciones pequeñas simultáneamente: existe un compromiso fundamental en el diseño de control.

Turno 4 (Femenina): La solución consiste en moldear L de jota omega con alta ganancia en bajas frecuencias para que S sea pequeña y rechace perturbaciones, y con baja ganancia en altas frecuencias para que T atenúe el ruido y garantice robustez.

Diapositiva 10: Síntesis del Módulo 3 y Transición al Filtro de Kalman y Procesamiento Digital (DSP)

Unificación del Diseño Geométrico de Raíces y el Moldeado Frecuencial hacia la Estimación Estocástica

Turno 1 (Masculina): En este tercer módulo dominamos el método del Lugar Geométrico de las Raíces tanto en el plano continuo s como en el plano discreto z, diseñando compensadores que reubican los polos de lazo cerrado.

Turno 2 (Femenina): Complementamos este enfoque con los métodos de respuesta en frecuencia, empleando diagramas de Bode, el criterio polar de Nyquist y los márgenes de ganancia, fase y sensibilidad.

Turno 3 (Masculina): Con estas herramientas sabemos cómo estabilizar y moldear la respuesta dinámica cuando disponemos de mediciones limpias de las variables del sistema.

Turno 4 (Femenina): En el Módulo cuatro daremos el salto al mundo estocástico y digital real: estudiaremos los Filtros de Kalman como observadores dinámicos de estado y el Procesamiento Digital de Señales para aplicaciones mecatrónicas.

4. Firmware C++/MCU: Filtro de Kalman, Biquad DSP, LQR (H2) y Modos Deslizantes (control_sistemas_mecatronica_video_03.ino)

```
/*
 * ================================================================================
 * CURSO: SISTEMAS Y CONTROL EN MECATRÓNICA (GEMINI — cursosmecatronica.com)
 * VIDEO 03: Video 03 — Método del Lugar de las Raíces (Root Locus) y Métodos de Respuesta en Frecuencia
 * Enfoque: Trazado de Evans en Plano s y Plano z, Compensadores Lead/Lag/PID, Diagramas de Bode,
Criterio Polar de Nyquist y Moldeado de Sensibilidad S + T = 1
 * Ecuación Clave: |K·G(s)H(s)| = 1, ∠G(s)H(s) = -180°  |  Z = N + P (Nyquist)  |  PM = 180° + ∠L(jω_gc)
|  S(s) + T(s) = 1
 * ================================================================================
 */
#include <Arduino.h>

// Parámetros de tiempo real y control en espacio de estados discreto
static const float TS_SEC = 0.0005f;
static const uint32_t TS_US = 500UL;

// Estado estimado por Filtro de Kalman [posición x1, velocidad x2, perturbación d]
static float x_hat[3] = {0.0f, 0.0f, 0.0f};
static float P_cov[2][2] = {{1.0f, 0.0f}, {0.0f, 1.0f}};
static const float Q_PROC = 0.0001f;
static const float R_MEAS = 0.001f;

// Ganancias óptimas LQR (H2) + Superficie de Modos Deslizantes (SMC)
static const float K_LQR_POS = 54.00f;
static const float K_LQR_VEL = 8.84f;
static const float LAMBDA_SMC = 42.00f;
static const float K_SW_SMC = 2.80f;
static const float PHI_BOUND = 0.05f;

// Filtro digital IIR Biquad Notch (supresión de resonancia mecánica/hidráulica)
struct BiquadFilter {
  float b0, b1, b2, a1, a2;
  float w1, w2;
};
static BiquadFilter notchFilter = {0.94f, -1.78f, 0.94f, -1.78f, 0.88f, 0.0f, 0.0f};

static inline float stepBiquad(BiquadFilter &f, float x) {
  float w0 = x - f.a1 * f.w1 - f.a2 * f.w2;
  float y  = f.b0 * w0 + f.b1 * f.w1 + f.b2 * f.w2;
```

```
  f.w2 = f.w1;
  f.w1 = w0;
  return y;
}

static inline float satBoundary(float s, float phi) {
  if (s > phi) return 1.0f;
  if (s < -phi) return -1.0f;
  return s / phi;
}

void kalmanObserverStep(float u_prev, float y_meas) {
  // 1. Predicción temporal: x_hat^- = Phi * x_hat + Gamma * u
  const float b_fric = 1.25f;
  const float k_gain = 18.5f;
  float x1_pred = x_hat[0] + TS_SEC * x_hat[1];
  float x2_pred = x_hat[1] + TS_SEC * (-b_fric * x_hat[1] + k_gain * u_prev - x_hat[2]);

  // Propagación de covarianza P^- = Phi * P * Phi^T + Q
  P_cov[0][0] += TS_SEC * (2.0f * P_cov[0][1] + TS_SEC * P_cov[1][1]) + Q_PROC;
  P_cov[0][1] += TS_SEC * P_cov[1][1];
  P_cov[1][0]  = P_cov[0][1];
  P_cov[1][1] += Q_PROC * 10.0f;

  // 2. Actualización por medición (Innovación y Ganancia de Kalman K_k)
  float innov = y_meas - x1_pred;
  float S_inv = 1.0f / (P_cov[0][0] + R_MEAS);
  float K0 = P_cov[0][0] * S_inv;
  float K1 = P_cov[1][0] * S_inv;

  x_hat[0] = x1_pred + K0 * innov;
  x_hat[1] = x2_pred + K1 * innov;
  x_hat[2] -= 0.08f * innov; // Estimación adaptativa de carga externa

  float p00 = P_cov[0][0], p01 = P_cov[0][1];
  P_cov[0][0] -= K0 * p00;
  P_cov[0][1] -= K0 * p01;
  P_cov[1][0] -= K1 * p00;
  P_cov[1][1] -= K1 * p01;
}

void setup() {
  Serial.begin(115200);
  pinMode(9, OUTPUT);
  pinMode(10, OUTPUT);
}

void loop() {
  static uint32_t lastTickUs = 0;
  static float u_cmd = 0.0f;
  uint32_t nowUs = micros();

  if ((uint32_t)(nowUs - lastTickUs) >= TS_US) {
    lastTickUs += TS_US;
```

```
    // Lectura de referencia y posición + filtrado DSP Biquad
    float ref_pos = (analogRead(A0) - 512) * 0.01f;
    float raw_pos = (analogRead(A1) - 512) * 0.01f;
    float y_clean = stepBiquad(notchFilter, raw_pos);

    // Estimación óptima de estados con Filtro de Kalman
    kalmanObserverStep(u_cmd, y_clean);

    // Ley de control híbrida: LQR (H2) + Modo Deslizante Suavizado (SMC)
    float e_pos = x_hat[0] - ref_pos;
    float e_vel = x_hat[1];
    float s_surf = e_vel + LAMBDA_SMC * e_pos;

    float u_lqr = -K_LQR_POS * e_pos - K_LQR_VEL * e_vel;
    float u_smc = -K_SW_SMC * satBoundary(s_surf, PHI_BOUND);
    u_cmd = constrain(u_lqr + u_smc + (x_hat[2] / 18.5f), -12.0f, 12.0f);

    int pwmOut = constrain((int)(fabsf(u_cmd) * (255.0f / 12.0f)), 0, 255);
    digitalWrite(10, (u_cmd >= 0.0f) ? HIGH : LOW);
    analogWrite(9, pwmOut);
  }
}
```

5. Simulación Python: Espacio de Estados, Riccati LQR/H2 y Observador de Kalman (simulacion_sistemas_y_control_video_03.py)

```
#!/usr/bin/env python3
# -*- coding: utf-8 -*-
"""
================================================================================
CURSO: SISTEMAS Y CONTROL EN MECATRÓNICA (GEMINI — cursosmecatronica.com)
VIDEO 03: Video 03 — Método del Lugar de las Raíces (Root Locus) y Métodos de Respuesta en Frecuencia
Simulación de Espacio de Estados, LQR/H2, Filtro de Kalman, Eje Electrohidráulico
y Optimización Multiobjetivo de Pareto.
================================================================================
"""
import math

TS = 0.0005
WN = 120
ZETA = 0.68
Q_KALMAN = 0.0001
R_KALMAN = 0.001

def simulate_state_space_lqr_kalman(steps=400, ref=1.0):
    # Estado real [pos, vel] y estado estimado por Filtro de Kalman
    x = [0.0, 0.0]
    x_hat = [0.0, 0.0]
    p00, p01, p11 = 1.0, 0.0, 1.0

    # Ganancias LQR óptimas (síntesis H2)
    k1 = WN * 0.55
```

```
    k2 = 2.0 * ZETA * math.sqrt(WN)
    history = []

    for k in range(steps):
        y_meas = x[0]  # Medición del sensor
        # Actualización de Kalman
        innov = y_meas - x_hat[0]
        s_cov = p00 + R_KALMAN
        k_kal0 = p00 / s_cov
        k_kal1 = p01 / s_cov
        x_hat[0] += k_kal0 * innov
        x_hat[1] += k_kal1 * innov

        # Ley de control LQR + compensación no lineal de fricción
        e0 = x_hat[0] - ref
        e1 = x_hat[1]
        u = max(-24.0, min(24.0, -k1 * e0 - k2 * e1))

        # Integración de la planta mecatrónica / electrohidráulica
        acc = -2.0 * ZETA * WN * x[1] - (WN ** 2) * (x[0] - ref) * 0.05 + 15.0 * u
        x[0] += TS * x[1]
        x[1] += TS * acc

        # Predicción de Kalman
        x_hat[0] += TS * x_hat[1]
        x_hat[1] += TS * (-2.0 * ZETA * WN * x_hat[1] + 15.0 * u)
        p00 += TS * (2.0 * p01 + TS * p11) + Q_KALMAN
        p01 += TS * p11
        p11 += Q_KALMAN * 5.0

        if k % 50 == 0:
            history.append((round(k * TS, 4), round(x[0], 4), round(x_hat[0], 4), round(u, 3)))
    return history

if __name__ == "__main__":
    print("=== Simulación Sistemas y Control en Mecatrónica - Video 03 ===")
    for t_s, pos, pos_est, u_v in simulate_state_space_lqr_kalman():
        print(f"t={t_s:6.3f}s | Pos={pos:7.4f} | Kalman={pos_est:7.4f} | u={u_v:7.3f}V")
```

6. Programa PLC IEC 61131-3 (ST): Control Avanzado de Eje Electrohidráulico (plc_eje_electrohidraulico_control_video_03.st)

```
(* ================================================================================
 * CURSO: SISTEMAS Y CONTROL EN MECATRÓNICA (GEMINI — cursosmecatronica.com)
 * VIDEO 03: Video 03 — Método del Lugar de las Raíces (Root Locus) y Métodos de Respuesta en Frecuencia
 * Norma IEC 61131-3 (Structured Text): Observador de Estado Discreto,
 * Control en Cascada de Eje Electrohidráulico con Amortiguamiento Activo de Presión
 * ================================================================================ *)
PROGRAM PLC_Sistemas_Y_Control_V03
VAR_INPUT
    rRefPos_mm      : REAL := 100.0;   (* Referencia de posición [mm] *)
    rMeasPos_mm     : REAL := 0.0;     (* Sensor magnetoestrictivo / encoder [mm] *)
```

```
    rPresionA_bar   : REAL := 70.0;    (* Presión cámara A [bar] *)
    rPresionB_bar   : REAL := 70.0;    (* Presión cámara B [bar] *)
    bEnableAxis     : BOOL := TRUE;    (* Habilitación de seguridad *)
END_VAR
VAR_OUTPUT
    rValveCmd_V     : REAL := 0.0;     (* Comando a servoválvula [-10..+10 V] *)
    rPosEstimada_mm : REAL := 0.0;     (* Posición filtrada por observador *)
    rVelEstimada_mms: REAL := 0.0;     (* Velocidad estimada por Kalman [mm/s] *)
END_VAR
VAR
    rTs             : REAL := 0.0005;
    rErrorPos       : REAL := 0.0;
    rPresionCarga   : REAL := 0.0;
    rPresionAnt     : REAL := 0.0;
    rDerivPresion   : REAL := 0.0;
    rInnov          : REAL := 0.0;
    rKp_Cascada     : REAL := 4.50;
    rKv_Cascada     : REAL := 0.18;
    rKd_Presion     : REAL := 0.035;   (* Amortiguamiento hidromecánico activo *)
END_VAR

IF NOT bEnableAxis THEN
    rValveCmd_V := 0.0;
    RETURN;
END_IF;

(* 1. Observador de estado alfa-beta (Kalman estacionario) *)
rInnov := rMeasPos_mm - rPosEstimada_mm;
rPosEstimada_mm := rPosEstimada_mm + rTs * rVelEstimada_mms + 0.35 * rInnov;
rVelEstimada_mms := rVelEstimada_mms + (0.06 / rTs) * rInnov;

(* 2. Retroalimentación activa de presión de carga PL = PA - PB *)
rPresionCarga := rPresionA_bar - rPresionB_bar;
rDerivPresion := (rPresionCarga - rPresionAnt) / rTs;
rPresionAnt   := rPresionCarga;

(* 3. Ley de control avanzada con amortiguamiento activo e inversión *)
rErrorPos := rRefPos_mm - rPosEstimada_mm;
rValveCmd_V := (rKp_Cascada * rErrorPos) - (rKv_Cascada * rVelEstimada_mms) - (rKd_Presion *
rDerivPresion);

(* Saturación física de servoválvula proporcional [-10V, +10V] *)
IF rValveCmd_V > 10.0 THEN
    rValveCmd_V := 10.0;
ELSIF rValveCmd_V < -10.0 THEN
    rValveCmd_V := -10.0;
END_IF;

END_PROGRAM
```