

Diseño de un controlador de posición, velocidad y aceleración en cascada.

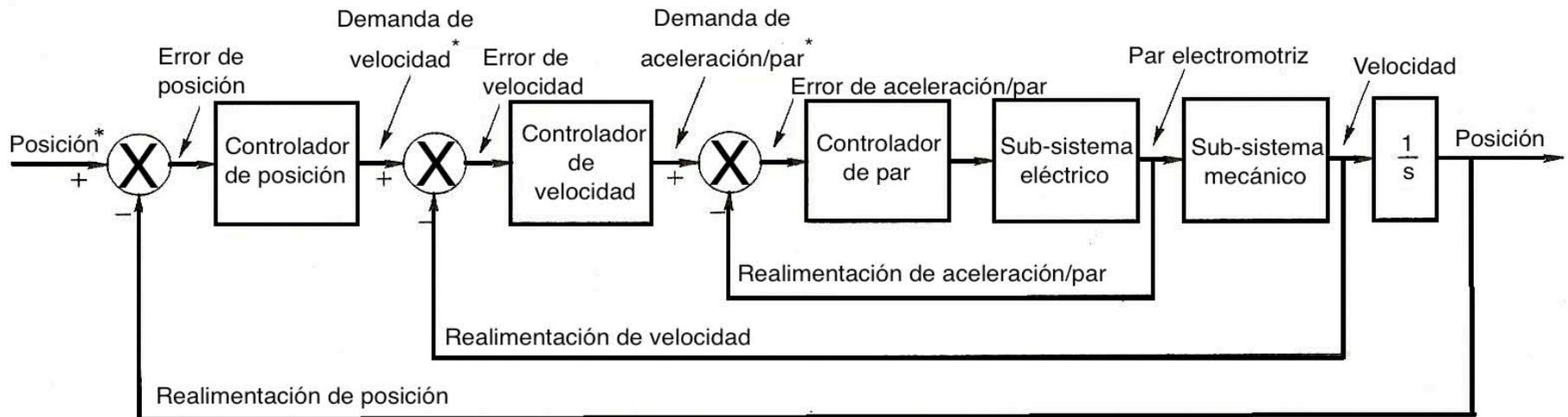


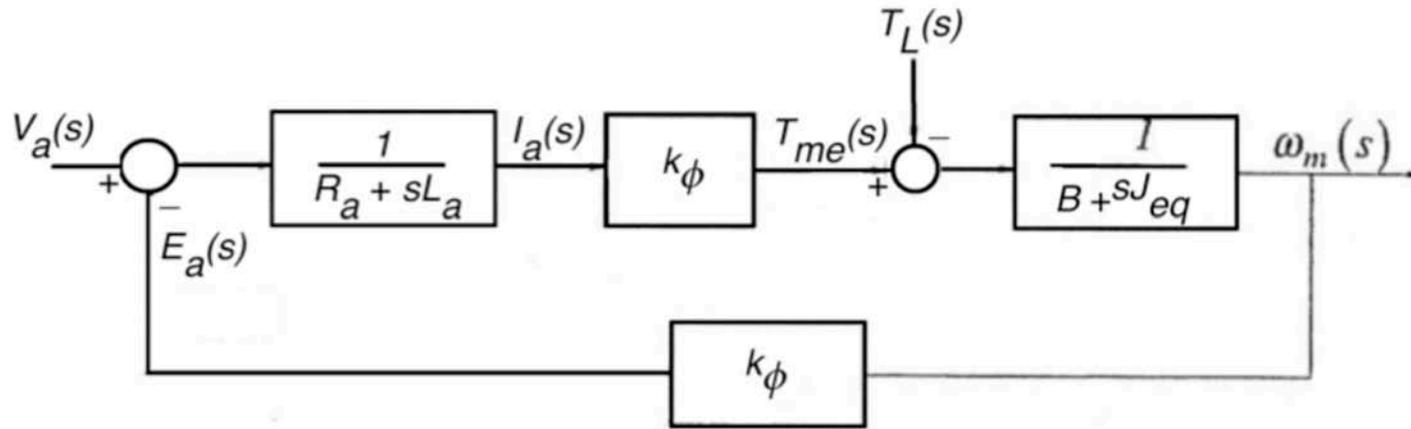
Diagrama de bloques de un controlador en cascada de tres lazos para control de par, velocidad y posición.

Las variables marcadas con * son las demandas correspondientes; las no marcadas son los correspondientes valores reales de realimentación

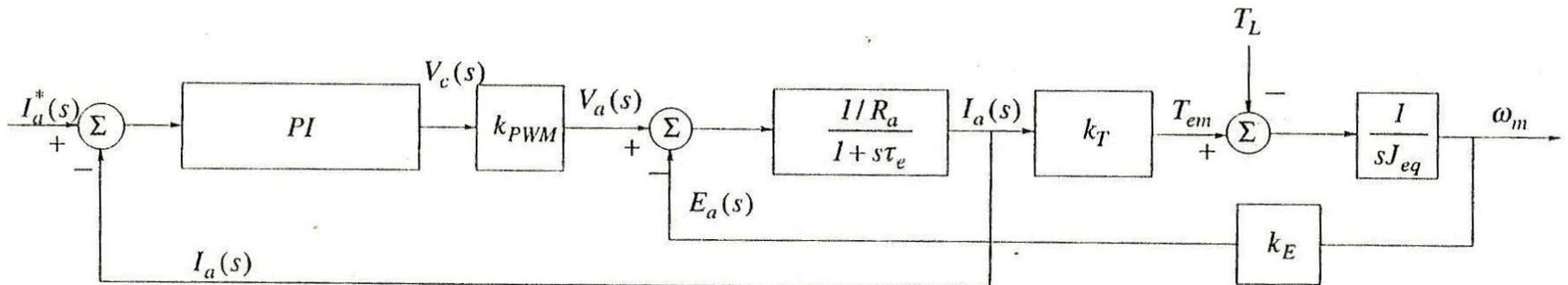
I-Diseño del lazo interno (“lazo de par”).

Aunque la variable que se desea controlar es la aceleración, el control se ejecuta sobre el par que la genera y, por razones de factibilidad, se trabaja en función de la variable eléctrica que controla la generación de par en el máquina, que en el motor DC es la corriente de armadura, variable que se puede medir con mayor facilidad que el par o la aceleración y que generalmente es necesario medir en relación con el funcionamiento del conversor electrónico de potencia.

Modelo equivalente de la máquina DC



Incluyendo el modelo de la máquina DC en diagrama de bloques, el diagrama de bloques del lazo mas interno resulta:

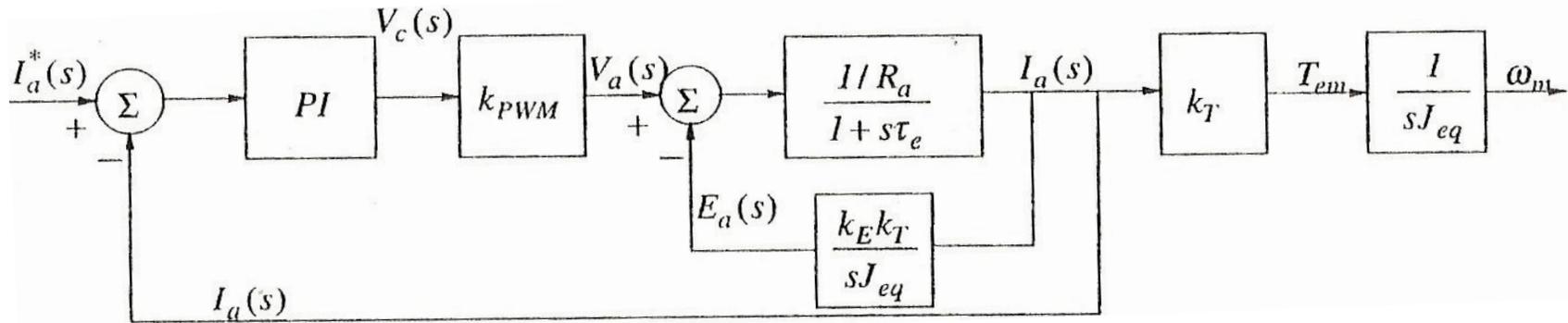


Este diagrama presenta una realimentación cruzada que es conveniente tratar de eliminar para simplificar las operaciones.

Para esto, si en primera aproximación se desprecia el efecto del par de carga, la fuerza contraelectromotriz inducida se puede escribir en función de la corriente como:

$$E_a(s) = \frac{k_T k_e}{s J_{eq}} I_a(s)$$

El diagrama de bloques se puede reconfigurar como:



Si además se asume que la inercia mecánica, J_{eq} , es suficientemente grande, la realimentación más interna puede ser ignorada, con lo que se obtiene el diagrama más simplificado con un solo lazo.

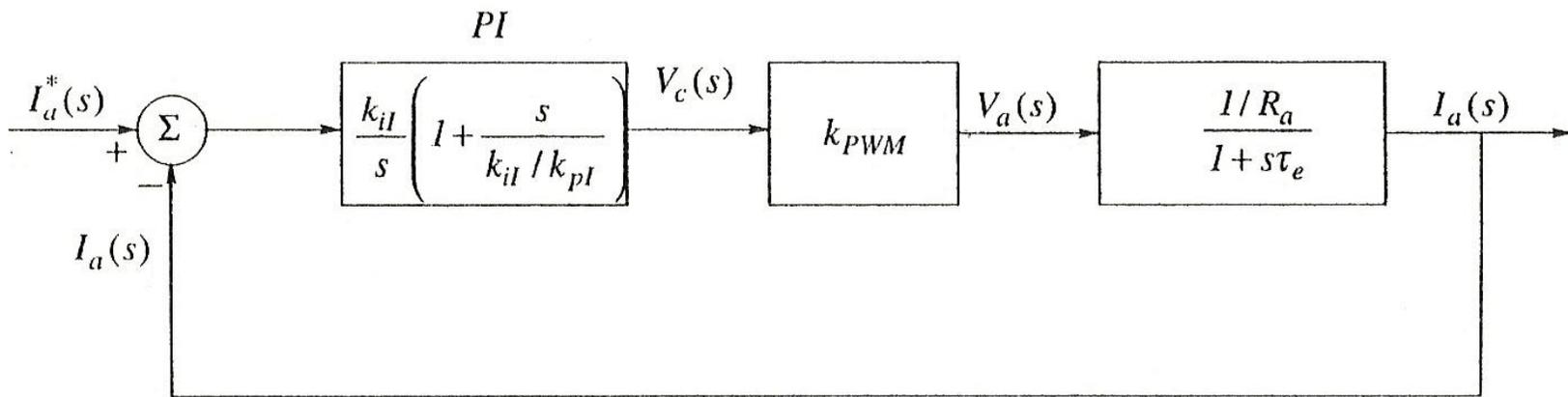


Diagrama de bloques del lazo interno de control de par simplificado despreciando las variaciones del par de carga y considerando una constante de tiempo mecánica mucho mayor que la eléctrica.

En estas condiciones, la función de transferencia en lazo abierto del lazo de corriente, $G_{ila}(s)$, es:

$$G_{ila}(s) = \frac{k_{i1}}{s} \left[1 + \frac{s}{k_{i1}/k_{p1}} \right] k_{pu} \frac{1/R_a}{1 + \frac{s}{1/\tau_e}}$$

Ajustando el cero del controlador PI (k_{i1}/k_{p1}) para cancelar el polo del motor ($1/\tau_e$):

$$\frac{k_{i1}}{k_{p1}} = \frac{1}{\tau_e}$$

$$k_{p1} = \tau_e k_{i1}$$

con esta cancelación, la función de transferencia en lazo abierto del lazo más interno, $G_{ila}(s)$, es:

$$G_{ila}(s) = \frac{k_{ila}}{s}$$

$$k_{ila} = \frac{k_{i1}k_{pu}}{R_a}$$

Con esta función de transferencia en lazo abierto, se cumple que:

$$\omega_{c1} = k_{ila}$$

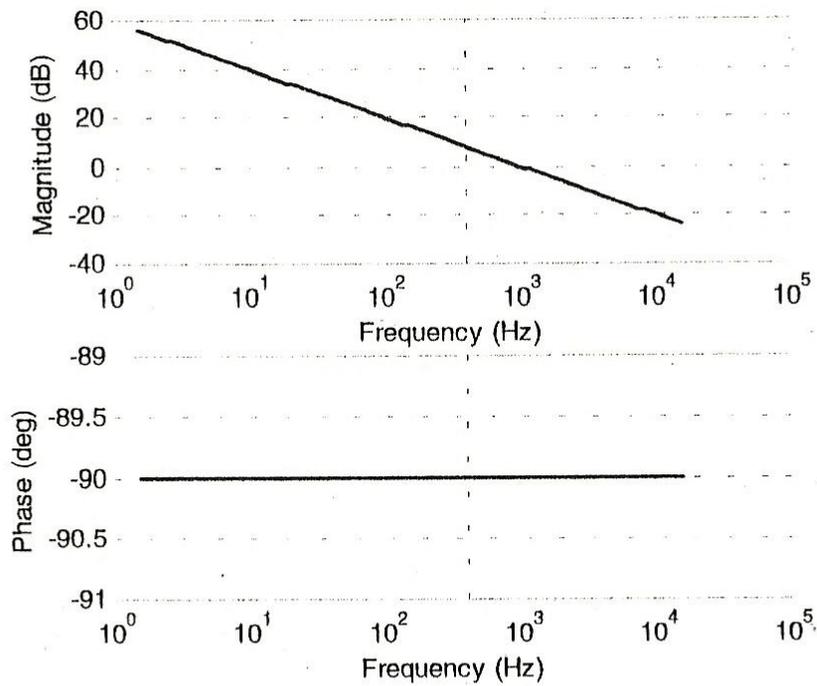
para evitar interferencias, se puede elegir una frecuencia de cruce para el lazo interno, f_{c1} , que sea uno o dos órdenes de magnitud menor que la frecuencia de conmutación del conversor DC/DC.

En todo caso:

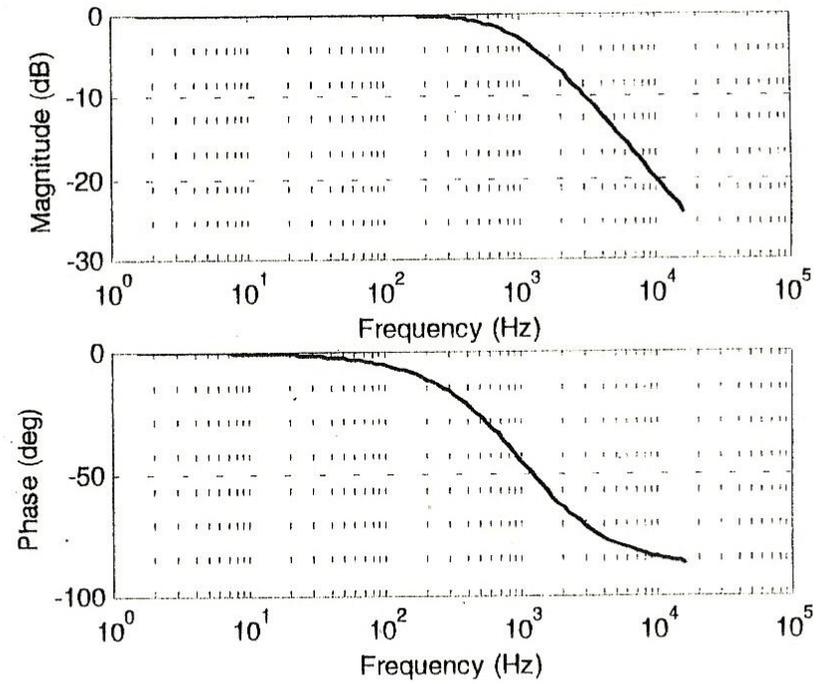
$$k_{i1} = \frac{\omega_{c1} R_a}{k_{pu}}$$

$$k_{p1} = \tau_e k_{i1}$$

$$k_{p1} = \tau_r \frac{\omega_{c1} R_a}{k_{pu}}$$



(a)



(b)

Diagrama de Bode del lazo interno de control de par.

- a) En lazo abierto
- b) En lazo cerrado

Debe recordarse que en el análisis básico con diagramas de bloques no se considera factores tales como que la tensión máxima de salida del conversor DC-DC esta acotada, que el integrador en el controlador PI puede saturar, que los valores máximos de corriente y par nominales de la máquina DC no deben ser superados, que la aceleración debe crecer con una pendiente no superior a un valor determinado (límite de "jerk").

El límite a la tensión de salida del conversor DC/DC es por supuesto un límite absoluto que no se puede superar y queda fijo una vez que se ha diseñado el conversor a utilizar; una demanda de tensión de salida superior no produce efecto: el conversor DC/DC está "saturado".

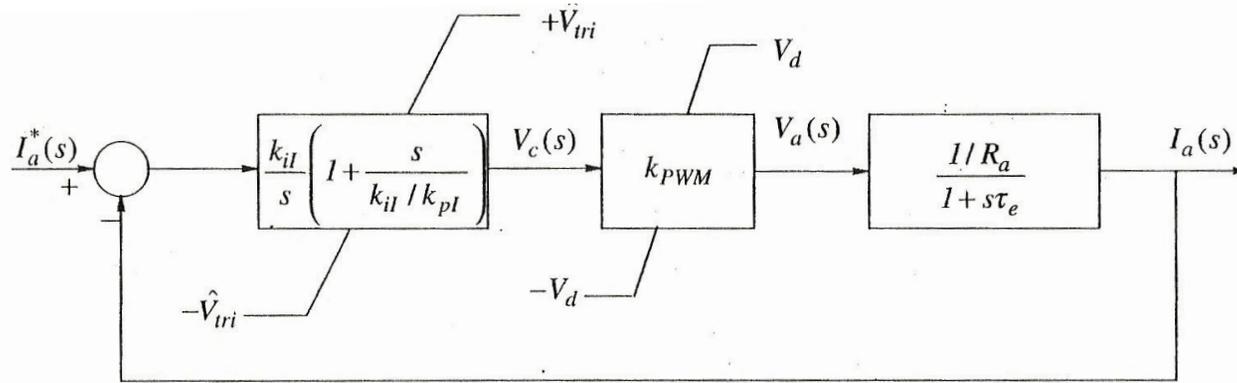
En un controlador analógico implementado con amplificadores operacionales la saturación ocurrirá cada vez que la señal de salida tienda a alcanzar o superar la tensión de alimentación del circuito.

En las implementaciones digitales la "saturación" se presenta en forma de "overflow" cuando el valor digital alcanzado por una variable es mayor del que puede ser representado en el registro correspondiente. Dada la tendencia a emplear microcontroladores de 16, 32 o mas bits, y/o a emplear notación científica la posibilidad de "overflow" es remota, salvo que se produzcan errores graves en los cálculos.

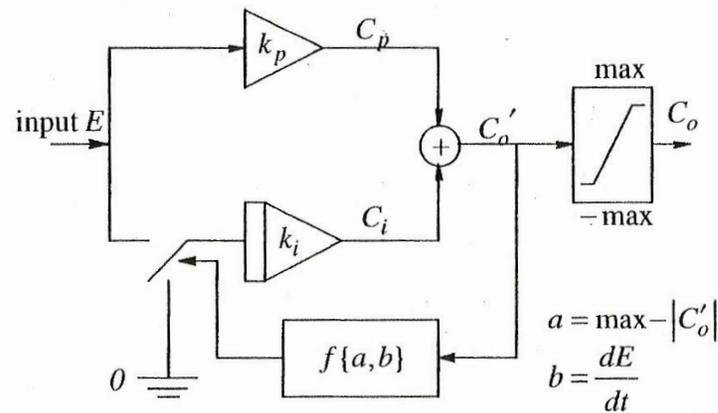
Estos límites y otros similares (slew rate de los amplificadores, tiempo de ciclo de los microcontroladores, etc.) son intrínsecos al controlador.

En los casos intrínsecos la saturación, de producirse, no genera una falla grave, simplemente el control no puede lograr que el equipo responda adecuadamente a demanda y el error en la salida aumenta, no se alcanza la aceleración y por lo tanto la velocidad deseada, y el tiempo de trayecto resulta superior al calculado.

Un diagrama de bloques más realista tomando en cuenta las limitaciones intrínsecas del controlador es:



(a)



(b)

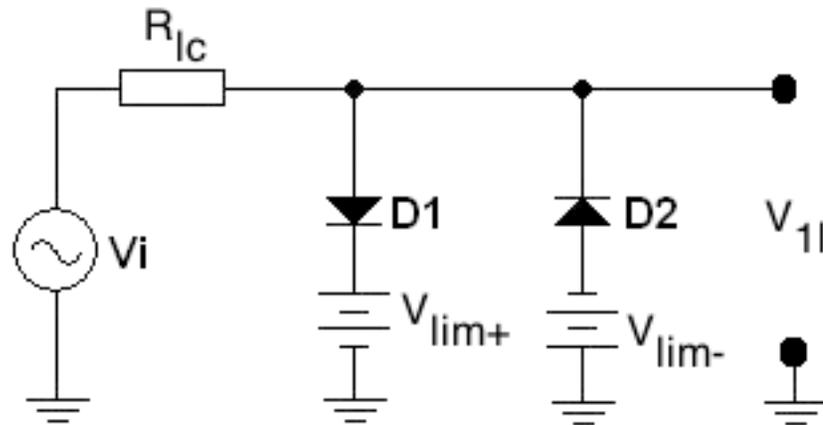
- a) Limitaciones físicas en el lazo
- b) Control de la saturación en el bloque I

En los casos de la corriente de armadura y la velocidad de giro del motor los límites son de seguridad: si el valor real de estas variables supera el límite indicado por el fabricante de la máquina DC, se producen daños físicos en el equipo, por lo que los correspondientes límites deben ser incluidos obligatoriamente en el diseño del controlador.

Nuevamente, el procedimiento es distinto según sea la implementación.

En la implementación digital, el límite se implementa comparando el resultado del cálculo correspondiente con el valor límite: si el valor calculado es menor que el límite, se asigna dicho valor a la salida correspondiente, si es igual o mayor, se asigna el valor límite y, posiblemente, se levanta una bandera de error para iniciar las acciones correctivas necesarias y/o avisar a los operadores de la situación.

En la implementación analógica el limitador ("clamp circuit") es un circuito independiente que se debe de incluir en la salida de cada etapa que pueda generar un valor crítico. La configuración básica es:



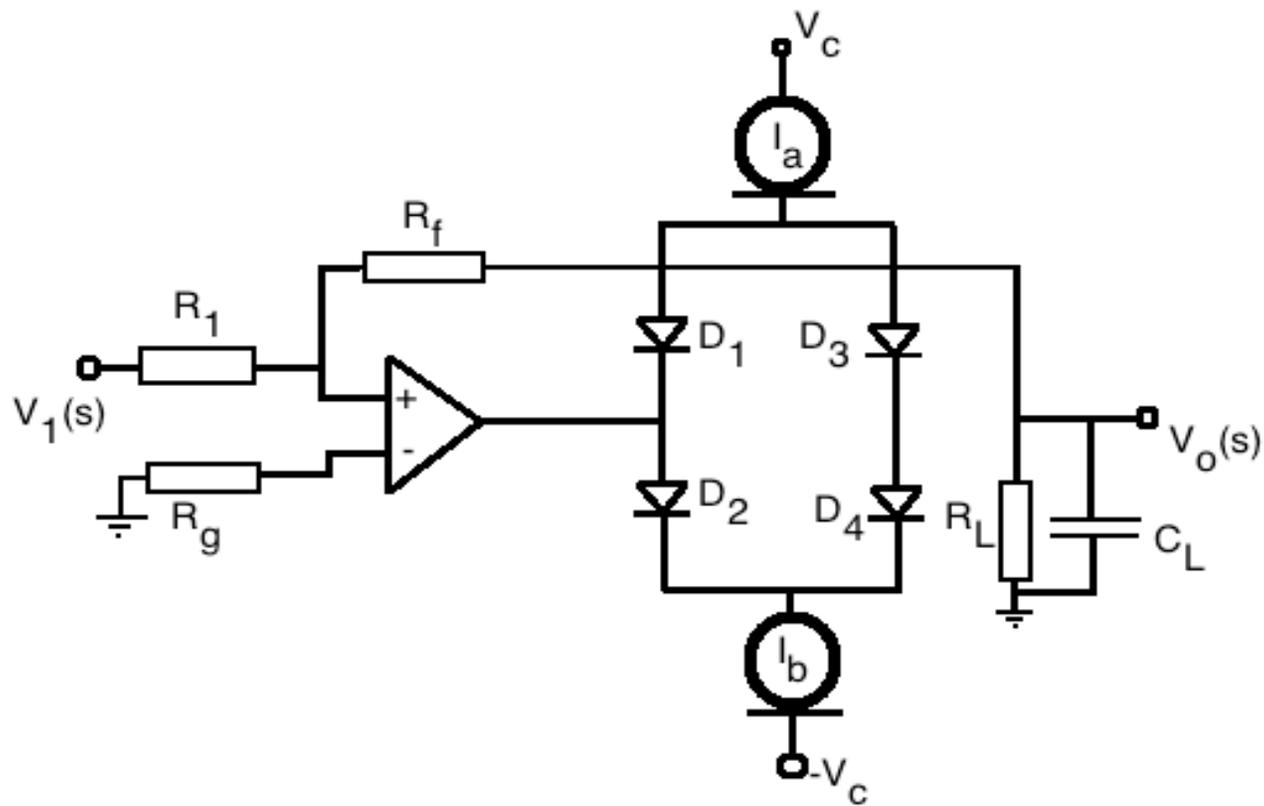
Las fuentes V_{lim+} y V_{lim-} se ajustan (Zener, referencias integradas, etc.) para fijar los límites positivo y negativo impuestos a la señal.

En el caso de la pendiente de cambio de la aceleración se puede tratar tanto de un límite absoluto impuesto para no causar daños físicos, como de un límite de regulación, impuesto por alguna norma de tipo protección al usuario.

Nuevamente, en una implementación digital, este límite se implementa en base a comparar la derivada de la variable con el límite deseado, y en caso de que resulte mayor, bloquear la transmisión del valor calculado y reemplazarlo por el requerido para que la aceleración sea la máxima permisible.

La implementación analógica requiere también de circuitos independientes dedicados ("slew rate limiter").

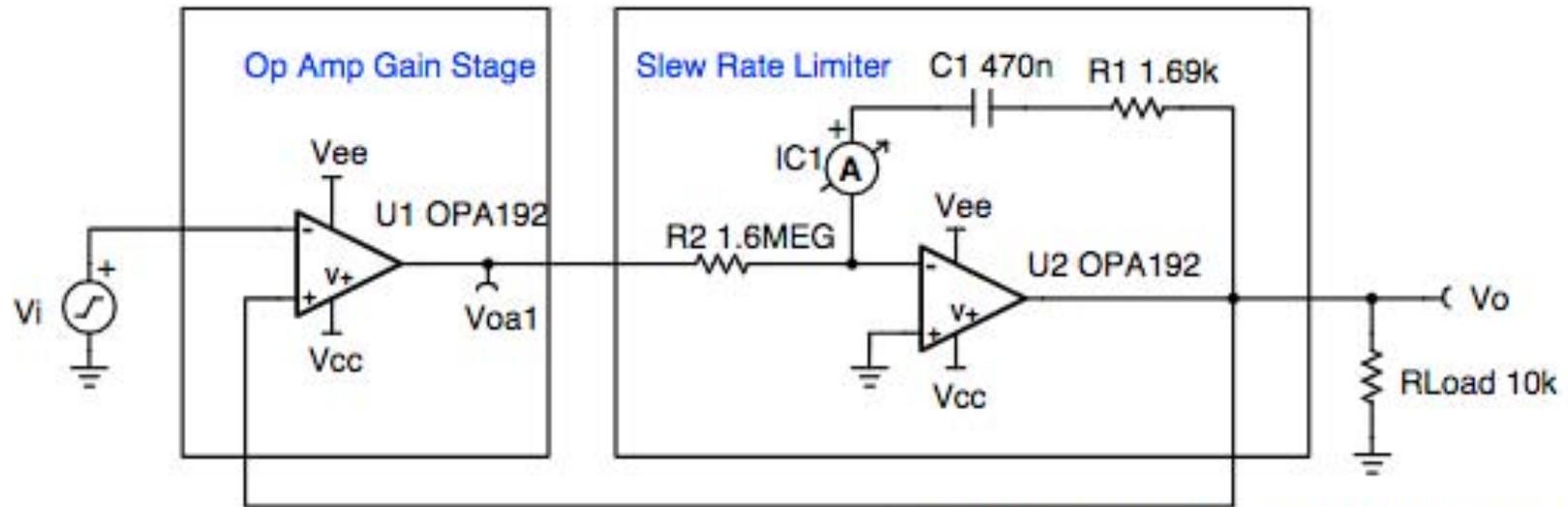
Uno posible implementación del limitador de pendiente es:



Donde se puede demostrar que:

$$\frac{-I_b}{1 + sC_L R_L} \leq V_o(s) \leq \frac{I_a}{1 + sC_L R_L}$$

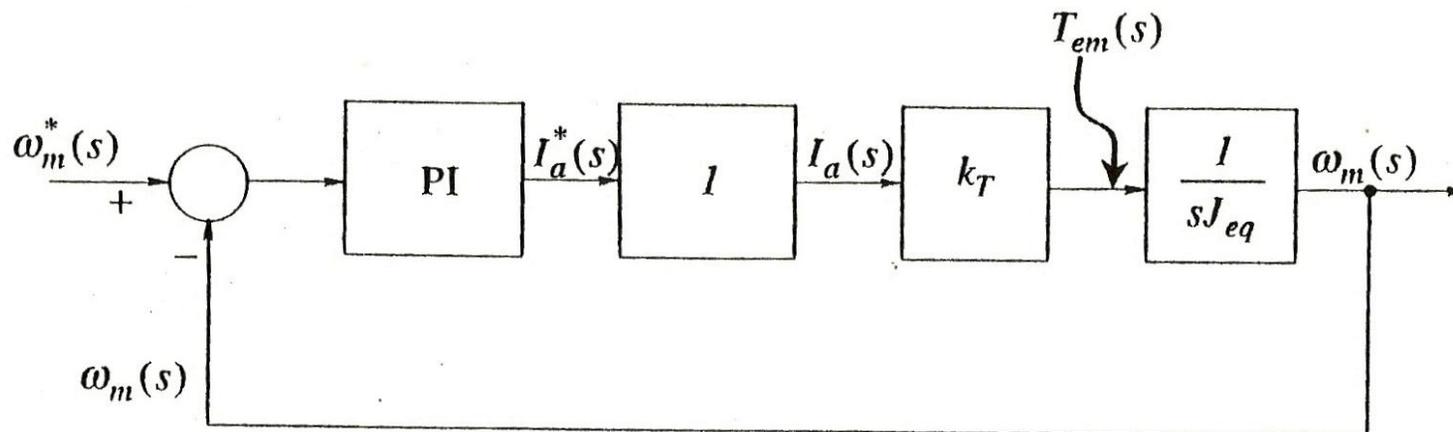
O, como alternativa, la versión ofrecida por Texas Instruments :



Copyright © 2018, Texas Instruments Incorporated

II-Diseño del lazo intermedio (velocidad)

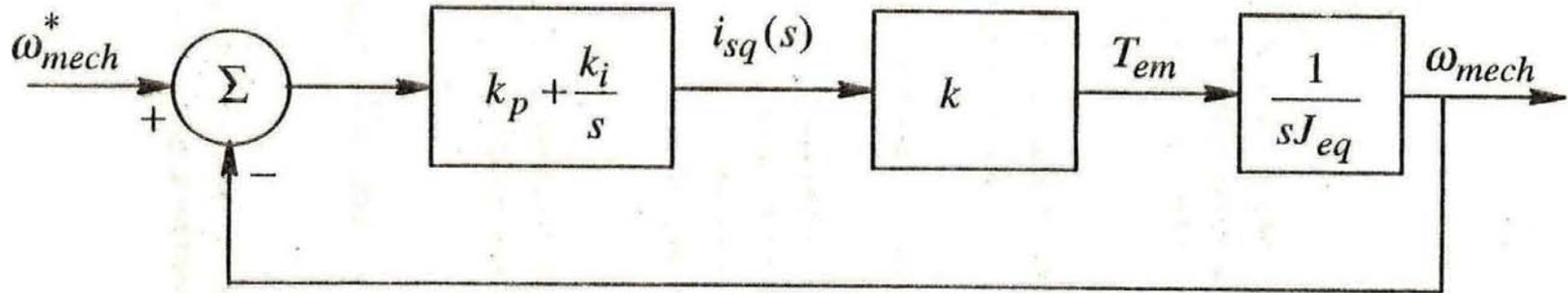
Como punto de partida se asigna a este lazo un ancho de banda un orden de magnitud inferior al lazo de corriente. Esto hace que, para propósitos de este diseño, el lazo de corriente pueda representarse como un bloque de ganancia unitaria: la corriente siempre alcanza su valor de demanda en un tiempo instantáneo desde el punto de vista del lazo de velocidad.



En estas condiciones, la función de transferencia en lazo abierto del lazo de control de velocidad, G_{vla} , es:

$$G_{vla}(s) = \frac{k_{i2}}{s} \left[1 + \frac{s}{k_{i2}/k_{p2}} \right] \frac{k_{\phi}}{sJ_{eq}}$$

$$G_{vla}(s) = \left(\frac{k_{i2}k_{\phi}}{J_{eq}} \right) \frac{1 + \frac{s}{k_{i2}/k_{p2}}}{s^2}$$



Función de transferencia del lazo intermedio de control de velocidad simplificado.

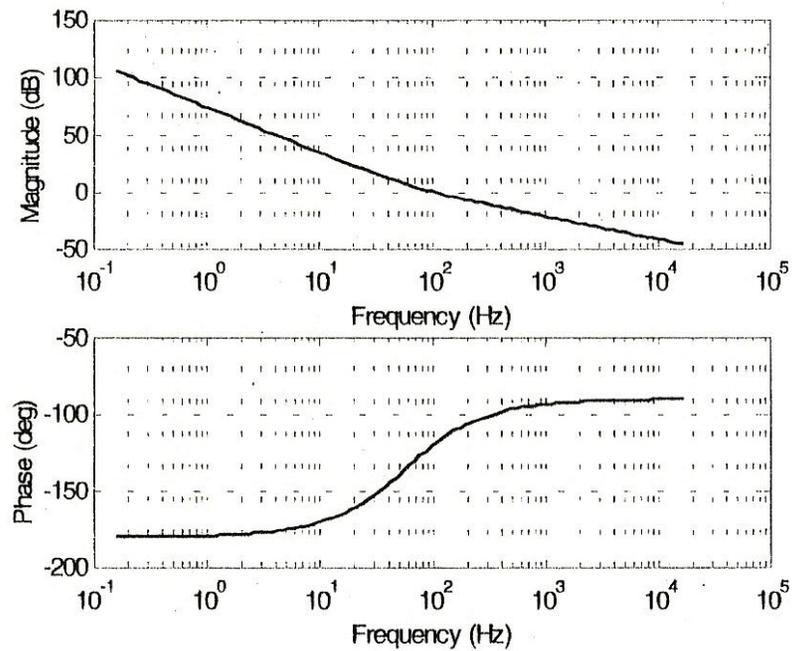
La función presenta un polo doble en el origen, lo cual implica que, a bajas frecuencias, la magnitud de la función cae a -40db por década y el ángulo de fase es -180° .

Seleccionando una frecuencia angular de cruce, ω_{c2} un orden de magnitud menor que la del lazo de corriente (para asegurar las simplificaciones ya consideradas), y un margen de fase “cómodo”, ϕ_2 , se tiene:

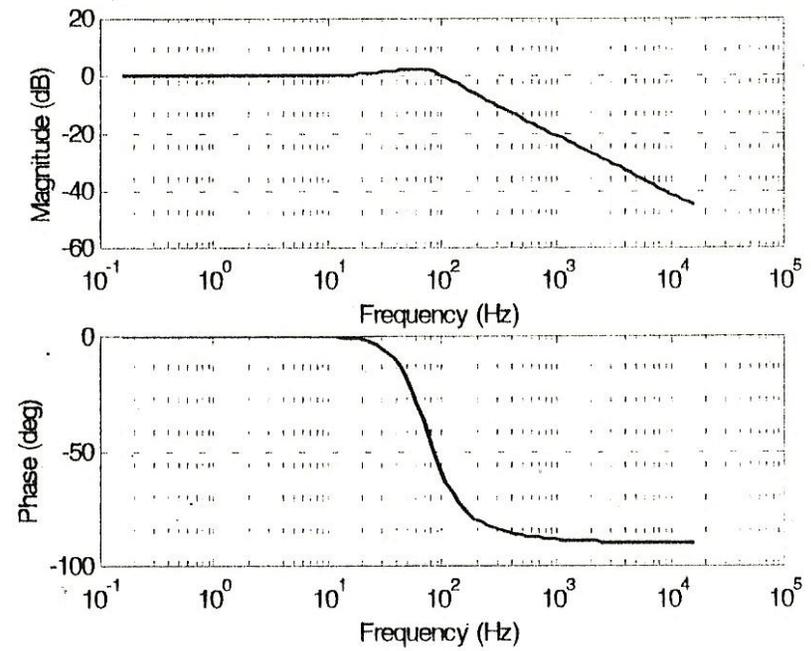
$$\left| \left(\frac{k_{i2} k_T}{J_{eq}} \right) \frac{1 + \frac{s}{k_{i2}/k_{p2}}}{s^2} \right|_{s=j\omega_2} = 1$$

$$\angle \left(\frac{k_{i2} k_T}{J_{eq}} \right) \frac{1 + \frac{s}{k_{i2}/k_{p2}}}{s^2} \Big|_{s=j\omega_2} = -180^\circ + \phi_2$$

En este par de ecuaciones las incógnitas son las k_{i2} y k_{p2} , ya que J_{eq} y k_ϕ son datos del problema y ω_2 y ϕ_2 han sido asignadas en base al criterio de diseño.



(a)



(b)

Diagrama de Bode del lazo intermedio de control de velocidad.

- a) En lazo abierto
- b) En lazo cerrado

III-Diseño del lazo externo (posición)

Nuevamente, se define para este lazo un ancho de banda un orden de magnitud menor que el considerado para el lazo de velocidad, de manera que este puede ser considerado como un bloque unitario respecto al control de posición (la velocidad siempre alcanza su valor final en forma instantánea desde el punto de vista de la velocidad de respuesta del lazo de control de posición).

Si se desea un lazo de control PI para la posición, el procedimiento es idéntico al empleado en el lazo de control de velocidad.

Normalmente eso no se hace, ya que el lazo, por si solo, introduce una integración, por lo que un control proporcional se considera suficiente.

Si se desea solo un lazo de control proporcional (P) en el lazo de velocidad, la función de transferencia en lazo abierto de este lazo,

G_{pla} , resulta:

$$G_{pla}(s) = \frac{k_{p3}}{s}$$

por lo que la frecuencia angular de cruce, ω_{c3} , resulta:

$$\omega_{c3} = k_{p3}$$

por lo tanto, una vez que se fije la frecuencia de cruce deseada, cumpliendo la condición de que sea una década menor que la del

lazo de velocidad, el último parámetro del diseño, k_{pe} resulta:

$$k_{pe} = \omega_{c3}$$

Comentarios finales.

La mayor parte de los problemas de control de servomecanismos pueden ser resueltos con servomotores DC manejados con un conversor DC/DC adecuadamente controlado.

Sin embargo la tendencia actual es preferir otros tipos de motores (BLDC, síncronos o asíncronos) por diversos motivos, entre los cuales destacan:

Menor tamaño y peso

Posibilidad de operar en todos los ambientes.

Mayor velocidad máxima al no tener escobillas.

No generar chispas durante la operación.

Operación mas silenciosa.

Menores emisiones de radio interferencia (EMI).

Mayor vida útil.
Menor mantenimiento.
Mayor eficiencia.
Mejores características térmicas.

Dadas estas ventajas, los proponentes encuentran que su conjunto sobrepasa a las desventajas, entre las cuales se deben mencionar:

Mayor complejidad en el actuador.
Mayor costo en el actuador.
Mucha mayor complejidad en los algoritmos de control (no aplica para los BLDC).
Requerir procesadores de mucha mayor capacidad de cálculo (no aplica para los BLDC).