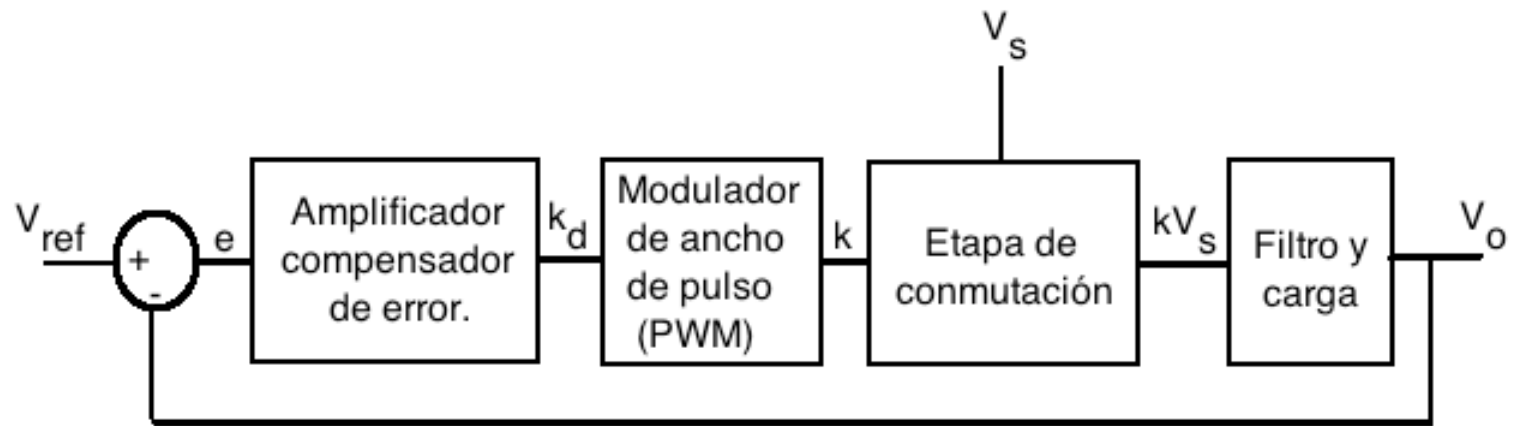


Introducción al control de fuentes conmutadas.

En una fuente conmutada ideal la tensión de salida es una función de la tensión de entrada y del valor del ciclo de trabajo definido.

En la práctica existirán cambios y/o rizado en la fuente de entrada y los componentes reales no son ideales, por lo que la tensión de salida también resulta función de la corriente de carga, lo que obliga a realizar ajustes constantes para mantener la salida en el valor deseado, lo que implica la necesidad de operar en lazo cerrado con un circuito de control realimentado para mantener el valor de salida deseado.



Esquema básico de control en lazo cerrado para una fuente conmutada.

La estructura básica de control esta formada por:

1.- El bloque de conmutación, que incluye la etapa de electrónica de potencia (diodos, transistores y sus circuitos de disparo).

2.- El filtro LC de salida.

3.- El amplificador compensador de error, responsable de la estabilidad del lazo de realimentación.

4.- El generador de la modulación del ancho de pulso de conducción que convierte la demanda de voltaje de salida en un pulso de la duración t_1 necesaria.

Consideraciones generales.

El objetivo del diseño en lazo cerrado es lograr un sistema que responda automáticamente a los cambios que se produzcan en las condiciones de operación (tensión de alimentación, corriente de carga o demanda de voltaje), manteniendo la salida dentro de los parámetros especificados, con una velocidad de respuesta suficiente. Por supuesto, el sistema debe ser estable, minimizando las oscilaciones que la acción de control y/o los cambios en las condiciones de operación puedan introducir.

Consideraciones de estabilidad.

Los requisitos de velocidad de respuesta, minimización del error estacionario y estabilidad imponen las siguientes condiciones en lazo abierto:

- 1.- La ganancia a bajas frecuencias debe ser alta, para minimizar el error en estado estacionario, que idealmente debería ser cero.
- 2.- La ganancia a la frecuencia de conmutación del convertidor debe ser baja para reducir la sensibilidad del sistema al ruido auto-generado en la conmutación.

3.- La fase de la función de transferencia en lazo abierto a la frecuencia de ganancia unitaria debe ser menor que 180° . Un "margen de fase" pequeño aumenta la velocidad de respuesta, pero también hace más inestable el sistema, aumentando las oscilaciones y el tiempo de estabilización. En general se acepta que el margen de fase mínimo debe ser de por lo menos 45° .

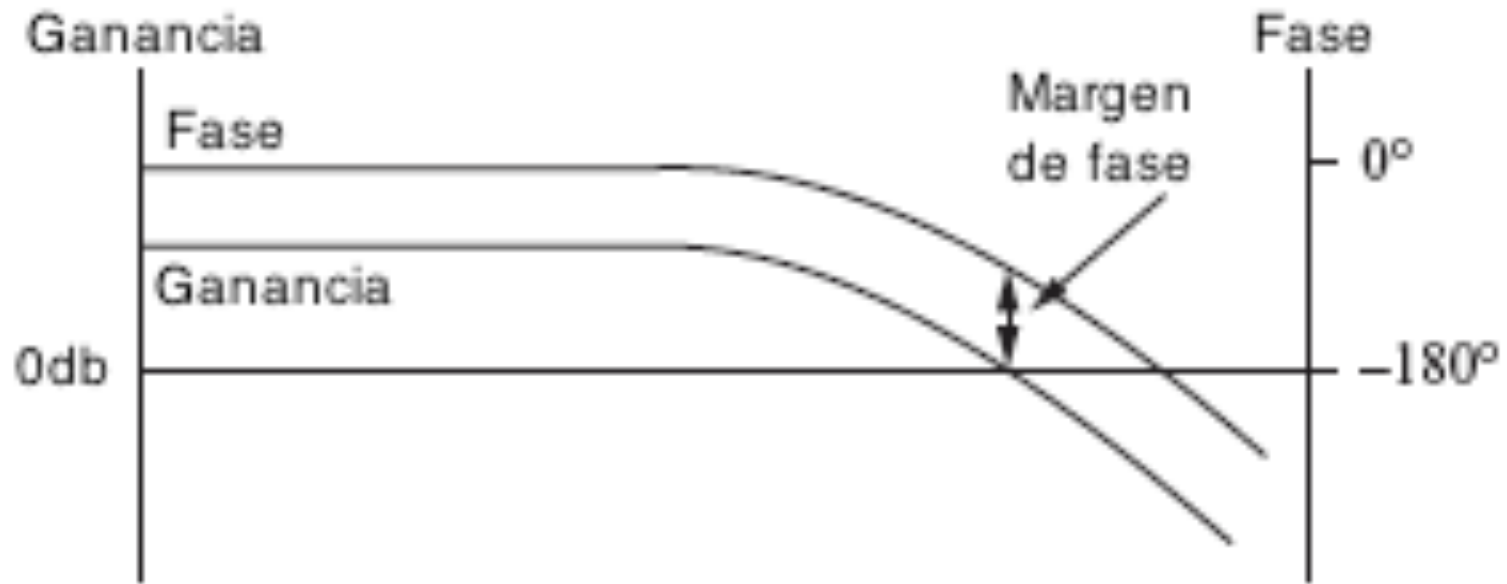


Diagrama de Bode genérico mostrando la definición del margen de fase.

Función de transferencia de la etapa de conmutación.

La ecuación a considerar es la de la tensión de salida en función de la tensión de entrada y el ciclo de trabajo k , que debe considerarse constante dado que se está haciendo un análisis de pequeña señal para determinar el efecto de las perturbaciones.

En el caso del convertidor reductor la relación es:

$$v_o(t) = kv_s(t)$$

Y en Laplace es:

$$\frac{v_o(t)}{v_s(t)} = k \Rightarrow \frac{V_o(s)}{V_s(s)} = k$$

Desde el punto de la función de transferencia en la variable s el conversor DC-DC ideal se comporta como un amplificador ideal caracterizado por una ganancia k .

Esta aproximación por supuesto solo es válida mientras las frecuencias de interés sean significativamente menores a la frecuencia de conmutación del conversor.

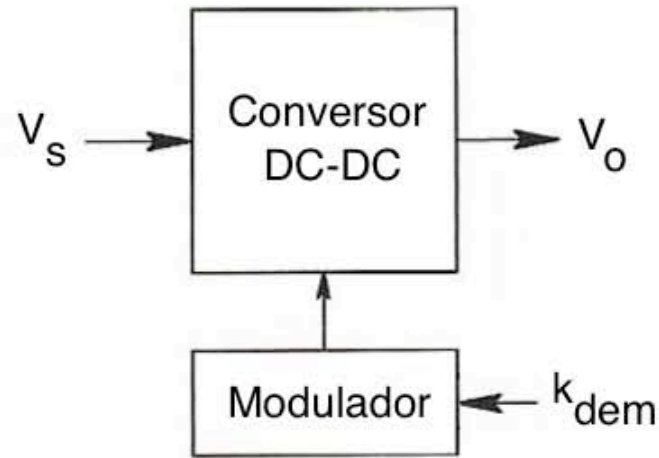
El mismo procedimiento permite determinar la función de transferencia de cada una de las configuraciones conversoras consideradas.

Por supuesto debe tenerse en cuenta que la aproximación ideal en alguna de las configuraciones (por ejemplo la elevadora) está limitada en el rango de valores de k para el cual es aplicable, y que lo mismo ocurre con la transformada de Laplace de la relación ideal.

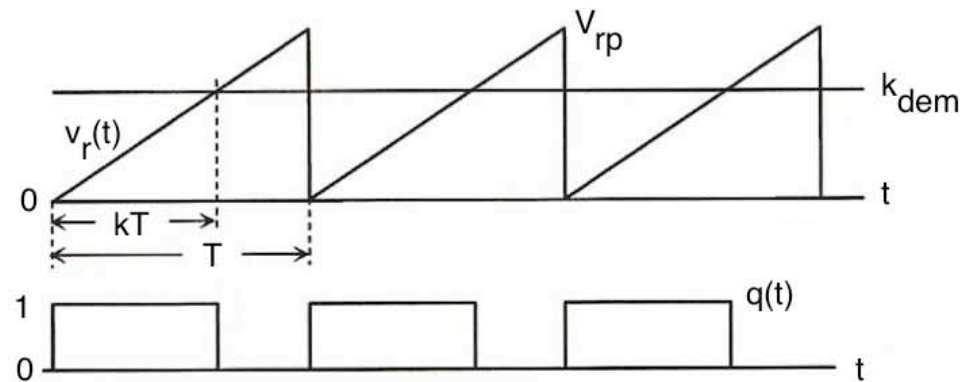
Modulador de ancho de pulso (PWM) básico operando a frecuencia de conmutación constante.

La operación de cualquiera de las configuraciones conversoras consideradas requiere de un mecanismo que convierta la demanda del ciclo de trabajo k_d producido por el amplificador compensador de error para generar la tensión V_o de salida deseada en una señal de disparo con una duración específica t_1 que cumpla con:

$$t_1 = kT = \frac{k}{f}$$



La implementación mas sencilla para el modulador es un comparador con dos señales de entrada:



En esta estructura la referencia de tiempo esta dada por la onda "diente de sierra", $v_r(t)$ de frecuencia f igual a la frecuencia de conmutación deseada, y la demanda de tiempo de conducción por la señal k_{dem} , que usualmente en un conversor DC-DC variará mucho mas lentamente (mostrada aquí como una señal DC pura).

En estas condiciones se cumple:

1- Si $k_{dem} > v_r(t)$, $q(t) = "1"$ (conmutador encendido)

2- Si $k_{dem} < v_r(t)$, $q(t) = "0"$ (conmutador apagado)

donde:

k_{dem} es el valor de la demanda de ciclo de trabajo.

$v_r(t)$ es el valor instantáneo de la onda "diente de sierra" de referencia de tiempo del modulador.

$q(t)$ es el valor lógico instantáneo de la señal de control que debe ser aplicado al conmutador controlado del conversor DC-DC

Esta estructura puede ser implementada tanto en forma analógica, con un generador de onda diente de sierra y un comparador de voltaje, o en forma digital, con un contador y un comparador numérico.

La relación de transferencia es:

$$q(t) = \frac{k_{dem}(t)}{V_{rp}}$$

Y, transformando:

$$\frac{q(s)}{k_{dem}(s)} = \frac{1}{V_{rp}}$$

En el caso del conversor puente H con una sola señal de control se puede usar una configuración similar para el modulador, cambiando el nivel de referencia de la onda "diente de sierra" para que sus valores extremos sean simétricos:

$$-V_{rp}, +V_{rp}$$

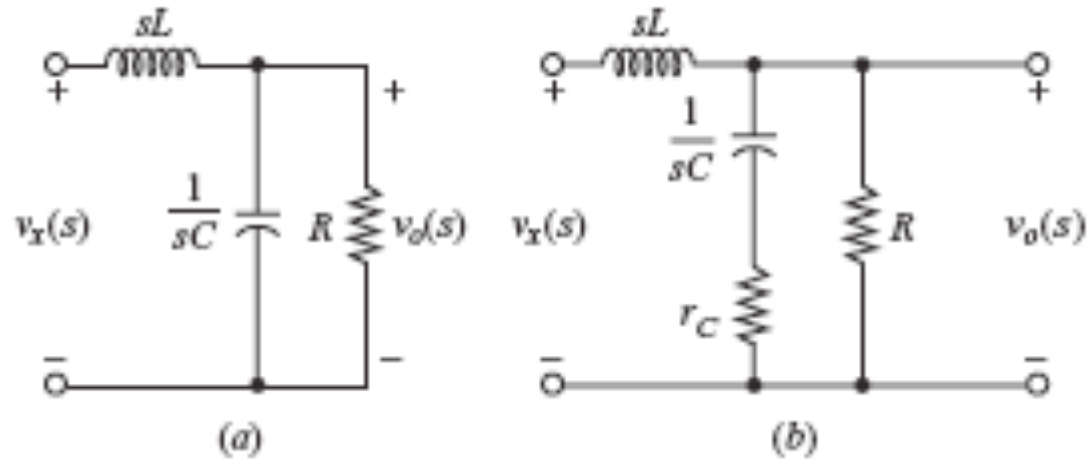
Y haciendo que k_{dem} , la demanda de ciclo de trabajo sea:

$$-V_{rp} < k_{dem}(t) < +V_{rp}$$

para $v_c(t) = k = -v_{rM}$ se tiene $d = 0$, $V_{bn} = 0$

para $v_c(t) = k = v_{rM}$ se tiene $d = 1$, V_{bn}

Función de transferencia del filtro.



Filtro de salida en la configuración convertidor reductor y sus derivados.

(a): Considerando el condensador ideal.

(b): Considerando la resistencia equivalente serie del condensador.

El nivel de precisión del modelo puede ampliarse para introducir elementos adicionales si los resultados obtenidos en el análisis no son adecuados o no se mantienen durante las pruebas experimentales de validación.

Usando el modelo con la resistencia equivalente serie del condensador la función de transferencia del filtro de salida resulta:

$$\frac{v_O(s)}{d(s)} = \frac{V_S}{LC} \left[\frac{1 + sr_C R}{s^2 \left(1 + \frac{r_C}{R} \right) + s \left(\frac{1}{RC} + \frac{r_C}{L} \right) + \frac{1}{LC}} \right]$$

En el caso general es normal que $r_c \ll R$, por lo que se puede usar la aproximación:

$$\frac{v_O(s)}{d(s)} \approx \frac{V_S}{LC} \left[\frac{1 + sr_c R}{s^2 + s \left(\frac{1}{RC} + \frac{r_c}{L} \right) + \frac{1}{LC}} \right]$$

La resistencia equivalente serie del condensador fuerza un cero en función de transferencia del filtro.

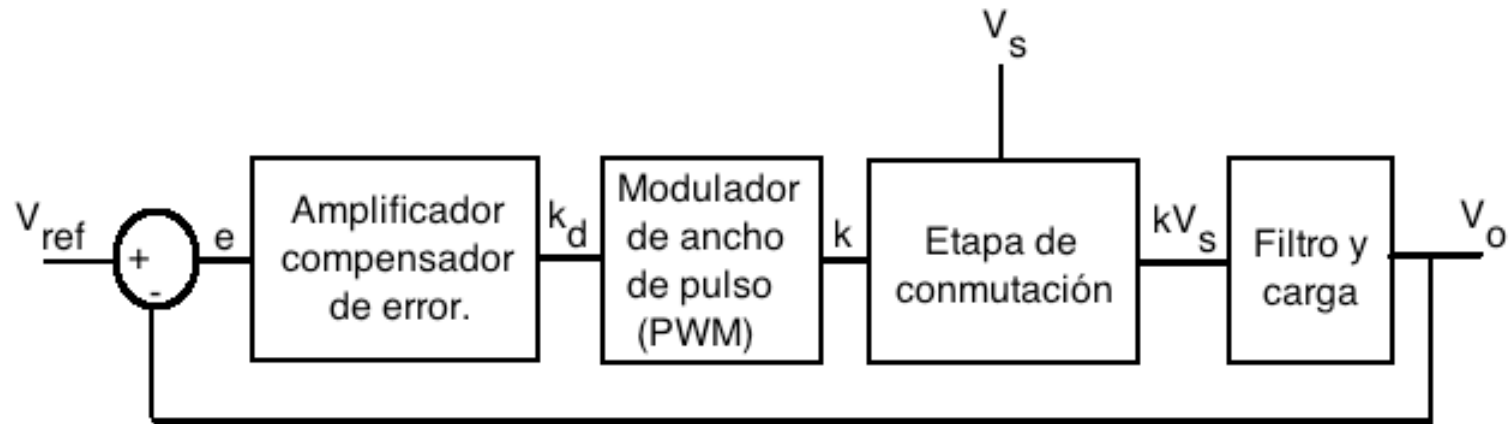
Y, si se considera el condensador como completamente ideal:

$$\frac{v_O(s)}{d(s)} \approx \frac{V_S}{LC} \left[\frac{1}{s^2 + s\left(\frac{1}{RC}\right) + \frac{1}{LC}} \right]$$

Aunque está última aproximación puede resultar muy drástica, ya que elimina un cero de la función de transferencia, lo que afecta fundamentalmente la forma de la misma.

Bloque amplificador compensador.

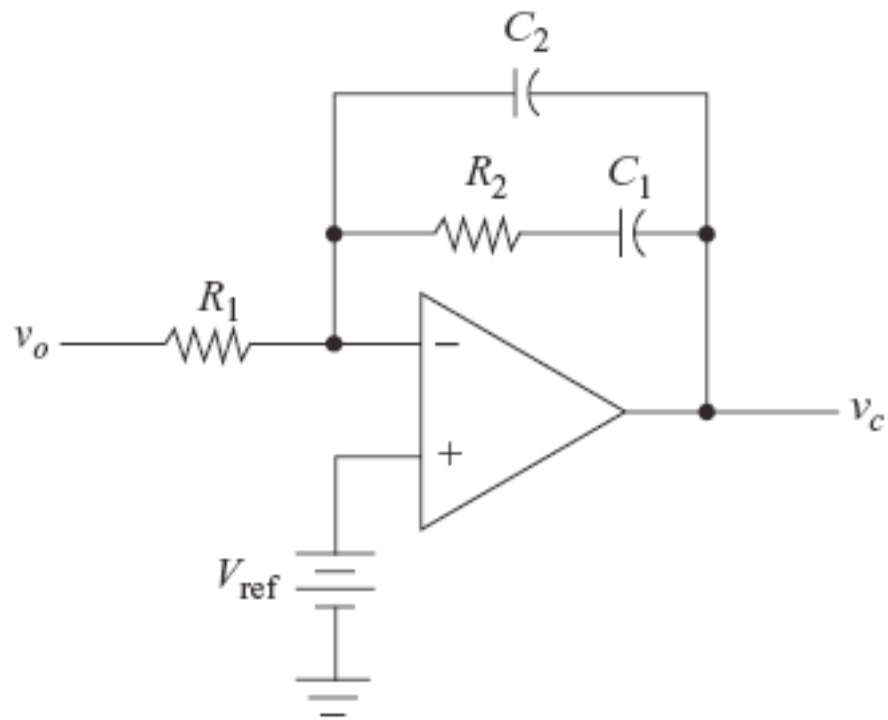
Este bloque tiene por objetivo ajustar la función de transferencia del sistema para obtener el margen de fase deseado, asegurando la estabilidad de la fuente y logrando el error estacionario deseado.



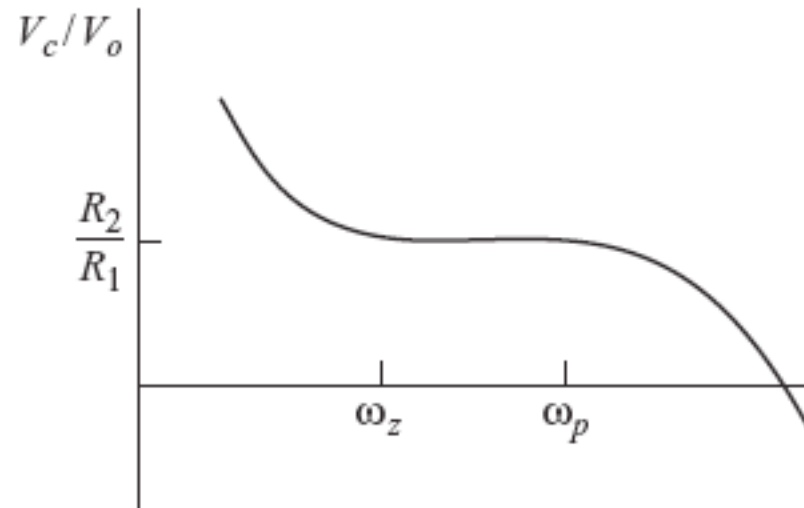
En principio, conocida la función de transferencia de la "planta" (Modulador-Etapa de conmutación-Filtro y carga), el diseño del "compensador" se puede atacar con cualquiera de las técnicas de diseño de control que se desee.

En la práctica ha resultado común el uso de alguna de las configuraciones amplificadoras "estándar" que se presentan a continuación.

1.- Amplificador-compensador "del segundo tipo"
(Type 2 compensator).



Y su respuesta en frecuencia genérica es:



La función de transferencia de pequeña señal del amplificador se puede expresar en términos de sus impedancias de entrada, Z_i , y realimentación, Z_f .

$$Z_i = R_1$$

$$Z_f = \left(R_2 + \frac{1}{sC_1} \right) \parallel \left(\frac{1}{sC_2} \right) = \frac{\left(R_2 + \frac{1}{sC_1} \right) \left(\frac{1}{sC_2} \right)}{R_2 + \frac{1}{sC_1} + \frac{1}{sC_2}}$$

La ganancia del amplificador es:

$$G(s) = -\frac{Z_f(s)}{Z_i(s)} = -\frac{\left(R_2 + \frac{1}{sC_1} \right) \left(\frac{1}{sC_2} \right)}{R_1 \left(R_2 + \frac{1}{sC_1} + \frac{1}{sC_2} \right)}$$

Manipulando y asumiendo como condición de diseño $C_2 \ll C_1$:

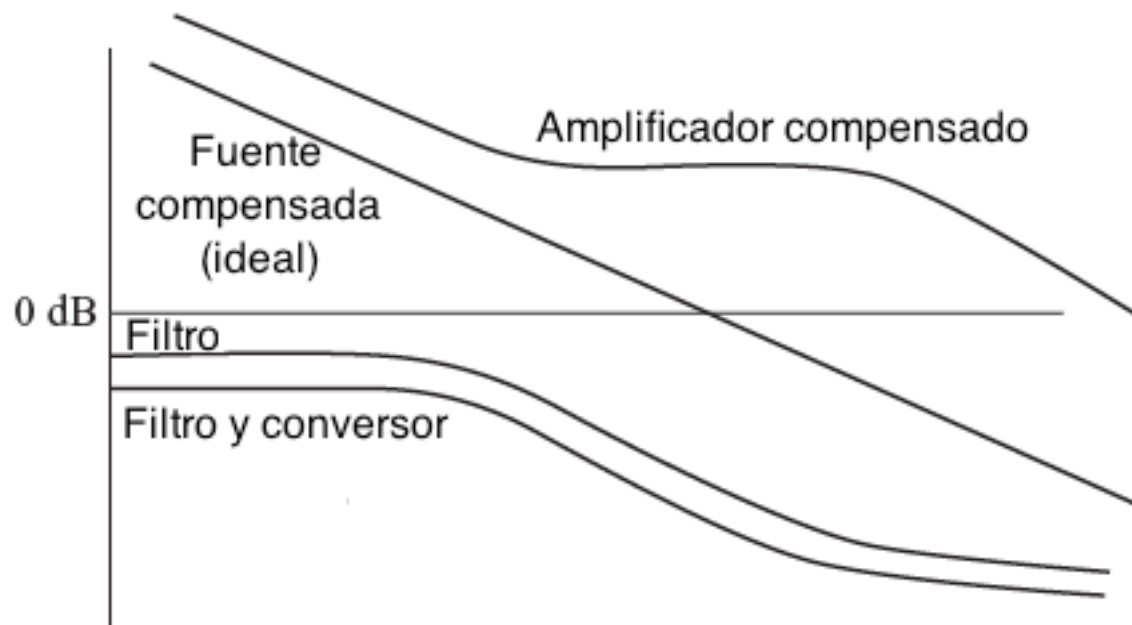
$$G(s) = -\frac{s + \frac{1}{R_2 C_2}}{s R_1 C_2 \left[s + \frac{(C_1 + C_2)}{R_2 C_1 C_2} \right]} \approx -\frac{s + \frac{1}{R_2 C_1}}{s R_1 C_2 \left[s + \frac{1}{R_2 C_2} \right]}$$

Esta función de transferencia aproximada tiene un polo en el origen y un par de cero y polo en:

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 C_1}$$

$$\omega_p = \frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2} \approx \frac{1}{R_2 C_2}$$

El objetivo del diseño del compensador es lograr, combinando adecuadamente los polos y ceros del amplificador compensador con los existentes en el circuito no compensado que la respuesta de la fuente completa se parezca lo mas posible a la mostrada en el diagrama de Bode ideal:



Por supuesto, lograr el ajuste puede requerir de una serie de tanteos, que preferentemente deben realizarse con la ayuda de un programa de simulación o de diseño de compensadores.

El proceso de diseño en primera aproximación ("con lápiz y papel") es el siguiente:

La función de transferencia aproximada del amplificador, en función de la frecuencia angular es:

$$G(j\omega) = -\frac{j\omega + \omega_z}{j\omega R_1 C_2 (j\omega + \omega_p)}$$

En la zona de las frecuencias medias, $\omega_z \ll \omega \ll \omega_p$, la ganancia del amplificador resulta:

$$G(j\omega) \approx -\frac{j\omega}{j\omega R_1 C_2 \omega_p} = -\frac{R_1}{R_2}$$

El ángulo de fase del amplificador compensador es:

$$\theta_{ac} = -180^\circ + \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_z}\right) - 90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)$$

$$\theta_{ac} = -270^\circ + \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_z}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)$$

Donde la fase de -90° es el aporte del polo en el origen y el de -180° es el aporte del amplificador inversor.

Conocido esto, los pasos del diseño son:

1.- Se asigna la frecuencia de cruce (frecuencia de ganancia unitaria) deseada. Usualmente esta frecuencia es, como máximo, la décima parte de la frecuencia de conmutación del conversor, para asegurar que el ruido de conmutación generado por el conversor no interfiera con la operación de la fuente. En casos especiales se puede llegar al 25% de la frecuencia de conmutación, comprobando los resultados con cuidado.

2.- Se calcula la función de transferencia de "la planta", esto es el conjunto Modulador-Convertidor-Filtro y carga.

3.- Se determina la ganancia del amplificador compensador en el rango medio de frecuencias necesaria para lograr la frecuencia de corte deseada, con lo que se fija el cociente R_2/R_1 .

4.- Se asigna el margen de fase deseado, a la frecuencia de corte ω_{CO} , usualmente mayor a 45° , en base a la fase del "la planta" a la frecuencia de corte y a la del amplificador compensador que, a la frecuencia de corte es:

$$\theta_{ac} = -270^\circ + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_{CO}}{\omega_z}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_{CO}}{\omega_p}\right)$$

Una forma de sistematizar el cálculo es emplear el "método del factor K" que propone el siguiente procedimiento:

Se asigna:

$$\omega_z = \frac{\omega_{CO}}{K}$$

$$\omega_p = K\omega_{CO}$$

Por trigonometría:

$$\tan^{-1}(x) + \tan^{-1}\left(\frac{1}{x}\right) = 90^\circ$$

Luego:

$$\tan^{-1}\left(\frac{1}{K}\right) = 90^\circ - \tan^{-1}(K)$$

$$\theta_{ac} = -270^\circ + \tan^{-1}(K) - \tan^{-1}\left(\frac{1}{K}\right) = 2 \tan^{-1}(K) - 360^\circ$$

$$\theta_{ac} = 2 \tan^{-1}(K)$$

Y, resolviendo para K:

$$K = \tan\left(\frac{\theta_{com}}{2}\right)$$

Y el ángulo θ_{com} es el ángulo que debe proporcionar el compensador a la frecuencia de corte.

este ángulo puede variar entre 0 y 180° cuando K se mueve en el rango $0 < K < \infty$.

En estas condiciones:

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 C_1} = \frac{\omega_{co}}{K}$$

$$C_1 = \frac{K}{\omega_{co} R_2} = \frac{K}{2\pi f_{co} R_2}$$

$$\omega_p = \frac{1}{R_2 C_2} = K \omega_{co}$$

$$C_2 = \frac{1}{K \omega_{co} R_2} = \frac{1}{K 2\pi f_{co} R_2}$$

Ejemplo de diseño:

Se desea diseñar un amplificador compensador del segundo tipo para que opere en forma adecuada un conversor reductor con las siguientes características:

$$V_s = 10V \text{ con salida de } 5V$$

Frecuencia de conmutación 100kHz

Inductancia = 100 μ H con 0,1 Ω de resistencia equivalente serie

Condensador = 100 μ F con 0,5 Ω de resistencia equivalente serie

$$R_o = 5\Omega$$

$$V_{rp} = 3V \text{ en el PWM}$$

1.- Se fija la frecuencia de corte en un décimo de la de conmutación, esto es 10kHz.

2.- Se calcula, mediante simulación, o paso a paso evaluando la función de transferencia de "la planta" que en la frecuencia de corte las características de la función de transferencia de la cascada de bloques a compensar son las siguientes:

A. Conversor y filtro:

Ganancia a 10kHz=-2,24dB

ángulo de fase a 10kHz= -101°

B.- Ganancia del modulador PWM: $1/V_{rp} = 1/3 = -9,5\text{dB}$
Ganancia

C.- Ganancia combinada:

$$= -2,44\text{db} - 9,54\text{dB} = -11,78\text{dB}$$

Para lograr una ganancia de 0dB a la frecuencia de cruce, compensando la ganancia de -11,78dB del resto del sistema, el amplificador compensador debe tener una ganancia de 11,78dB.

$$G_{ac} = 11,78dB = 20 \log\left(\frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$\frac{R_2}{R_1} = 10^{\left(\frac{11,78}{20}\right)} \approx 3,88$$

Si se fija (arbitrariamente) $R_1 = 1k\Omega$

$$**R_2 = 3,88k\Omega**$$

El ángulo de fase que debe proporcionar el amplificador compensador, θ_{ac} , para compensar el aporte de fase proporcionado por el bloque no compensado, θ_{nc} , y lograr el margen de fase requerido, θ_{mf} , es:

$$\theta_{ac} = \theta_{mf} - \theta_{nc} = 45^\circ - (-101^\circ) = 146^\circ$$

Empleando el método K:

$$K = \tan\left(\frac{\theta_{ac}}{2}\right) = \tan\left(\frac{146^\circ}{2}\right) \approx 3,27$$

$$C_1 = \frac{K}{2\pi f_{c0} R_2} = \frac{3,27}{2\pi * 10000 \text{ Hz} * 3880 \Omega} \approx 13,4 \text{ nF}$$

$$C_2 = \frac{1}{K 2\pi f_{c0} R_2} = \frac{1}{3,27 * 2\pi * 10000 \text{ Hz} * 3880 \Omega} = 1,25 \text{ nF}$$

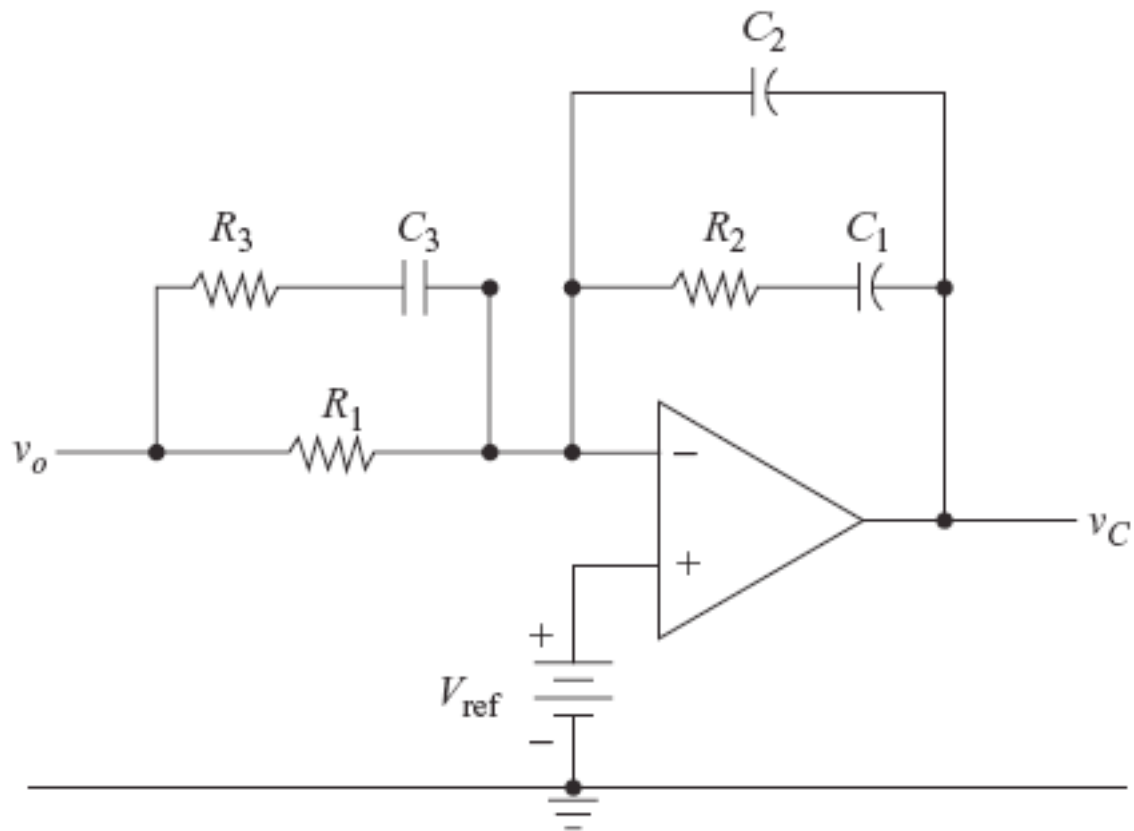
Además se cumple: $C_1 \gg C_2$.

Reemplazando los valores y simulando, se encuentra que la frecuencia de corte, usando los valores aproximados de los componentes, resulta 9,41 kHz y el margen de fase 46°, lo que es muy cercano a lo deseado.

Por supuesto se puede/debe repetir el cálculo con componentes de valores estándar cercanos a los calculados para ajustar la versión final del diseño.

2.- Amplificador-compensador "del tercer tipo" (Type 3 compensator).

Cuando el margen de fase deseado no se puede lograr con un compensador del segundo tipo, se puede intentar con uno del tercer tipo, que es capaz de proporcionar mayor rango de ajuste de fase.



Amplificador compensador del tercer tipo.

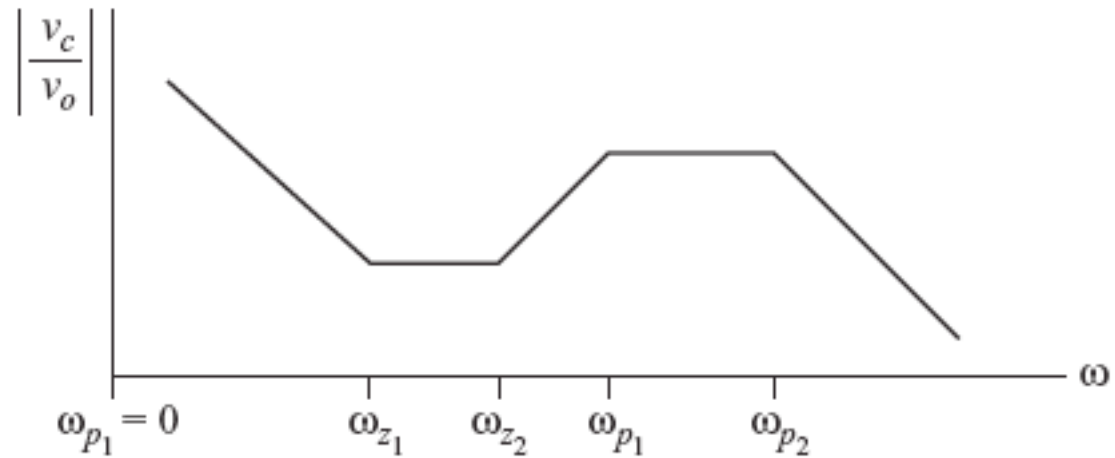


Diagrama de Bode de ganancia deseado del amplificador compensador del tercer tipo.

Como antes, la función de transferencia de pequeña señal del amplificador es:

$$G(s) = -\frac{Z_f}{Z_i} = -\frac{\left(R_2 + \frac{1}{sC_1}\right) \parallel \frac{1}{sC_2}}{R_1 \parallel \left(R_3 + \frac{1}{sC_3}\right)}$$

Asumiendo como objetivos del diseño lograr $C_2 \ll C_1$ y $R_3 \ll R_1$, la ganancia se puede aproximar a:

$$G(s) = -\frac{1}{R_3 C_2} \frac{\left(s + \frac{1}{R_2 C_1}\right) \left(s + \frac{1}{R_1 C_3}\right)}{s \left(s + \frac{1}{R_2 C_2}\right) \left(s + \frac{1}{R_3 C_3}\right)}$$

Esta función de transferencia tiene dos ceros y tres polos, incluyendo el polo en el origen.

Para que el diagrama de Bode de ganancia tenga la forma deseada para lograr la compensación, los polos y ceros deben asignarse de la manera siguiente:

$$G(j\omega) = -\frac{1}{R_3 C_2} \frac{(j\omega + \omega_{z1})(j\omega + \omega_{z2})}{j\omega(j\omega + \omega_{p2})(j\omega + \omega_{p3})}$$

Donde:

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_2 C_2}$$

$$\omega_{z2} = \frac{1}{(R_1 + R_3)C_3} \approx \frac{1}{R_1 C_3}$$

$$\omega_{p1} = 0$$

$$\omega_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2} \approx \frac{1}{R_2 C_2}$$

$$\omega_{p3} = \frac{1}{R_3 C_3}$$

Además se debe lograr que existan dos polos y dos ceros dobles; el polo en el origen se mantiene y los otros se asignan en función de la frecuencia de corte:

$$\omega_z = \frac{\omega_{CO}}{\sqrt{K}}$$

$$\omega_p = \omega_{CO} \sqrt{K}$$

De esta forma la función de ganancia del amplificador compensador resulta:

$$G(j\omega) = -\frac{1}{R_3 C_2} \frac{(j\omega + \omega_z)^2}{j\omega (j\omega + \omega_p)^2}$$

Y, a la frecuencia de cruce:

$$G(j\omega) = -\frac{1}{R_3 C_2} \frac{(j\omega_{CO} + \omega_z)^2}{j\omega_{CO} (j\omega_{CO} + \omega_p)^2}$$

el aporte de fase del amplificador a la frecuencia de cruce es:

$$\theta_{ac} = -270^\circ + 2 \tan^{-1} \left(\frac{\omega_{co}}{\omega_z} \right) - 2 \tan^{-1} \left(\frac{\omega_{co}}{\omega_p} \right)$$

$$\theta_{ac} = -270^\circ + 2 \tan^{-1} \left(\frac{\omega_{co}}{\omega_{co} / \sqrt{K}} \right) - 2 \tan^{-1} \left(\frac{\omega_{co}}{\omega_{co} \sqrt{K}} \right)$$

$$\theta_{ac} = -270^\circ + 2 \tan^{-1} (\sqrt{K}) - 2 \tan^{-1} \left(\frac{1}{\sqrt{K}} \right)$$

$$\theta_{ac} = -270^\circ + 2 \left[\tan^{-1}(\sqrt{K}) - \tan^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{K}}\right) \right]$$

Y como:

$$\tan^{-1}(x) - \tan^{-1}\left(\frac{1}{x}\right) = 90^\circ$$

Haciendo:

$$\tan^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{K}}\right) = 90^\circ - \tan^{-1}(\sqrt{K})$$

$$\theta_{ac} = -270^\circ + 2 \left[\tan^{-1}(\sqrt{K}) + \left(-90^\circ - \tan^{-1}(\sqrt{K}) \right) \right]$$

$$\theta_{ac} = -450^\circ + 4 \tan^{-1}(\sqrt{K}) = 90^\circ + 4 \tan^{-1}(\sqrt{K})$$

De donde:

$$K = \left[\tan\left(\frac{\theta_{ac} + 90^\circ}{4}\right) \right]^2$$

Si K es suficientemente grande, se puede además hacer las siguientes aproximaciones:

$$\omega_z = \frac{\omega_{CO}}{\sqrt{K}} \rightarrow \omega_z \ll \omega_{CO}$$

$$\omega_p = \omega_{CO} \sqrt{K} \rightarrow \omega_p \gg \omega_{CO}$$

Esto permite obtener una aproximación simplificada a la expresión de la ganancia del amplificador:

$$G(j\omega) = -\frac{1}{R_3 C_2} \frac{(j\omega_{CO} + \omega_z)^2}{j\omega_{CO} (j\omega_{CO} + \omega_p)^2}$$

$$G(j\omega) \approx -\frac{1}{R_3 C_2} \frac{(j\omega_{CO})^2}{j\omega_{CO} (\omega_p)^2} = -\frac{1}{R_3 C_2} \frac{j\omega_{CO}}{(\omega_p)^2}$$

Como:

$$\omega_{co} = \sqrt{K} \omega_z = \frac{\sqrt{K}}{R_1 C_3}$$

$$\omega_p = \frac{1}{R_2 C_2} = \frac{1}{R_3 C_3} \Rightarrow \omega_p^2 = \frac{1}{R_2 C_2 R_3 C_3}$$

Reemplazando en la expresión simplificada de la ganancia:

$$G(j\omega) = -\frac{1}{R_3 C_2} \frac{j\omega_{co}}{(\omega_p)^2} = -j \frac{\sqrt{K} R_2}{R_1}$$

Conocidas K y la ganancia, R_1 se puede asignar y a continuación calcular en cascada todos los demás valores del circuito amplificador compensador:

$$R_2 = \frac{|G(j\omega_{co})|R_1}{\sqrt{K}}$$

$$C_1 = \frac{\sqrt{K}}{\omega_{co}R_2} = \frac{\sqrt{K}}{2\pi f_{co}R_2}$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_{co}R_2\sqrt{K}} = \frac{1}{2\pi f_{co}R_2\sqrt{K}}$$

$$C_3 = \frac{\sqrt{K}}{\omega_{co}R_1} = \frac{\sqrt{K}}{2\pi f_{co}R_1}$$

$$R_3 = \frac{1}{\omega_{co}\sqrt{K}C_3} = \frac{1}{2\pi f_{co}\sqrt{K}C_3}$$

Ejemplo de diseño.

Se desea diseñar un amplificador compensador del tercer tipo para que opere en forma adecuada un conversor reductor con las siguientes características:

$$V_s = 10V \text{ con salida de } 5V$$

Frecuencia de conmutación 100kHz

Inductancia = 100 μ H con 0,1 Ω de resistencia equivalente serie

Condensador = 100 μ F con 0,1 Ω de resistencia equivalente serie

$$R_o = 5\Omega$$

$$V_{rp} = 3V \text{ en el PWM}$$

La configuración convertora a compensar es igual a la del ejemplo anterior, pero la resistencia equivalente serie del condensador es cinco veces mas pequeña.

Para comparar se usará la misma frecuencia de corte, 10kHz y se buscará obtener el mismo margen de fase 45° .

Como antes, del análisis de la función de transferencia de los bloques convertor y filtro resulta una ganancia de voltaje a la frecuencia de corte de $-10,5\text{dB}$ y un ángulo de fase de 144° .

El modulador PWM introduce una ganancia de -9,5dB, para una ganancia total de -20dB.

Luego el amplificador compensador debe proporcionar una ganancia de 20dB a la frecuencia de corte, lo que equivale a una ganancia de voltaje de 10.

El ángulo de compensación necesario para lograr un margen de fase de 45° es:

$$\theta_{ac} = \theta_{mf} - \theta_{co} = 45^\circ - (-144^\circ) = 189^\circ$$

este margen es efectivamente mayor que el obtenible con un amplificador compensador del segundo tipo.

Nótese el efecto del aparentemente pequeño cambio en el parámetro de resistencia serie equivalente del condensador.

Como consecuencia de esto resulta que aquellos diseños en los cuales se tienen que emplear componentes de alta calidad para reducir las pérdidas, es bastante probable que se tenga que usar este tipo de amplificador compensador.

$$K = \left[\tan\left(\frac{\theta_{ac} + 90^\circ}{4}\right) \right]^2 = \left[\tan\left(\frac{189^\circ + 90^\circ}{4}\right) \right]^2$$

$$K = [\tan 69,75^\circ]^2 \approx 7,35$$

Asumiendo, de acuerdo con el procedimiento R1 de 1 kΩ, a partir de lo cual:

$$R_2 = \frac{|G(j\omega_{co})|R_1}{\sqrt{K}} = \frac{10 * 1000\Omega}{\sqrt{7,35}} \approx 3,7k\Omega$$

$$C_1 = \frac{\sqrt{K}}{\omega_{co}R_2} = \frac{\sqrt{K}}{2\pi f_{co}R_2} = \frac{\sqrt{7,35}}{2\pi * 10000Hz * 3700\Omega} \approx 11,6nF$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_{co}R_2\sqrt{K}} = \frac{1}{2\pi f_{co}R_2\sqrt{K}} = \frac{1}{2\pi * 10000Hz * 3700\Omega} \approx 1,58nF$$

$$C_3 = \frac{\sqrt{K}}{\omega_{co}R_1} = \frac{\sqrt{K}}{2\pi f_{co}R_1} = \frac{\sqrt{7,35}}{2\pi * 10000Hz * 1000\Omega} \approx 43,1nF$$

$$R_3 = \frac{1}{2\pi f_{co}\sqrt{K}C_3} = \frac{1}{2\pi * 10000Hz\sqrt{7,35} * 43,1 * 10^{-9}F} \approx 136\Omega$$

El análisis del sistema resultante indicó que el diseño logro una frecuencia de corte de 10kHz y un margen de fase de 49° , superior al mínimo deseado, lo que demuestra que las simplificaciones realizadas no introducen errores significativos en el diseño.

Diseño del amplificador compensador del tercer tipo por el método alternativo de "colocación directa de polos y ceros".

Si no se desea seguir el "método K" para diseñar la colocación de los polos y ceros del amplificador compensador del tercer tipo el método alternativo es el de la asignación directa, en la que los polos y ceros del amplificador compensador se colocan para compensar elementos específicos del conversor no compensado.

El polo en el origen por supuesto sigue en esa posición.

Según esta escuela de diseño el primer cero se debe colocar a una frecuencia igual a la mitad de la frecuencia de resonancia principal del filtro LC, ω_{LC} , (la calculada con los componentes ideales) y el segundo a esa frecuencia (algunos autores prefieren colocar este cero sobre a la frecuencia de resonancia).

$$\omega_{LC} = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

El segundo polo se coloca sobre el cero generado por el condensador y su resistencia serie equivalente, y el tercer polo a la mitad de la frecuencia de conmutación del convertidor.

Las ecuaciones exactas de los distintos elementos son:

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_2 C_2} \quad \text{al} \quad 50\% \quad \omega_{LC}$$

$$\omega_{z2} = \frac{1}{(R_1 + R_3)C_3} \approx \frac{1}{R_1 C_3} \text{ a } \omega_{LC}$$

$$\omega_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2} \approx \frac{1}{R_2 C_2} \text{ a } \frac{1}{r_c C}$$

$$\omega_{p3} = \frac{1}{R_3 C_3} \text{ a } \frac{2\pi f_{com}}{2}$$