فصل ۸ : روش‌های کنترل حلقه‌ی مبدل‌های DC/DC

هدف این فصل، کنترل مبدل‌های DC/DC در حوزه‌ی پیوسته است.

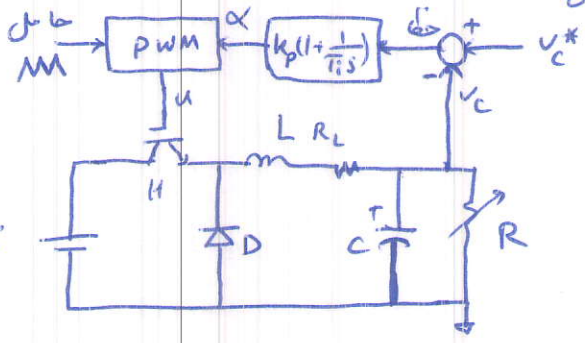
فرض می‌شود کنترل به‌صورت آنالوگ و با استفاده از مدولاسیون پهنای پالس به کلیدهای قدرت اعمال می‌شود.

از مدل میانگین کلاسیک برای تحلیل دینامیک استفاده می‌شود.

کنترل مستقیم خروجی

در این حالت، تنها از یک حلقه برای کنترل متغیر خروجی (ولتاژ یا جریان) استفاده می‌شود. از آنجا که در بیشتر مبدل‌های DC/DC، خروجی ولتاژ است این روش به کنترل مد ولتاژ معروف شده است.

هدف: تنظیم ولتاژ خروجی علی‌رغم تغییرات بار یا ولتاژ ورودی



α نسبت وظیفه یا سیکل وظیفه

فرض کنید این حلقه‌سازی $H_{v\alpha}$ تابع تبدیل سیستم از α به v_o باشد. معمولاً این سیستم پرایی صفحه دارد که باید جبران شود. هم‌چنین ممکن است صفر نیز داشته باشد (مدل بوست) که باید توسط PLead برای افزایش پهنای باند و PI برای صفر کردن خطای ماندگار استفاده شود.

الگوریتم ۸-۱ طراحی ساختار کنترل سیستم

۱- تحصیص مدل میانگین مدار - خطی‌سازی حول نقطه‌ی کار تعیین شده

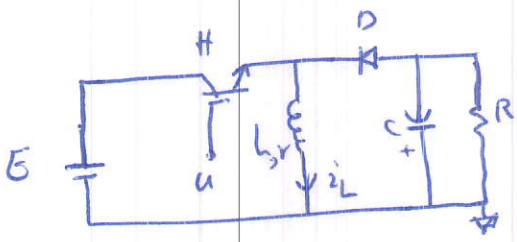
۲- بدست آوردن توابع تبدیل از نسبت وظیفه (α) به ولتاژ خروجی (اصلی)، جریان خروجی به ولتاژ خروجی (اثر خش بار)، ولتاژ ورودی به ولتاژ خروجی (تغییرات ولتاژ ورودی)

۳- تعیین پریود نوسان در حدود وجود یا عدم وجود انتگرال‌گیر در کنترل کننده (خطای حالت دائم یا پایداری مدار)

۴- رسم نمودار بود و تعیین نقاط شکست نمودار

۵- تنظیم فرکانس‌های شکست برای حصول حاشیه‌ی پایداری کافی - در صورت نیاز از کنترل‌کننده‌ی پیش‌فاز استفاده می‌کنیم.

مثال: مدل Buck-Boost



$$\begin{cases} \dot{i}_L = \frac{1}{L}\left[E u + v_c(1-u) - r i_L\right] \\ \dot{v}_c = \frac{1}{C}\left[-i_L(1-u) - \frac{v_c}{R}\right] \end{cases}$$

مدل سوئیچی

$$\begin{cases} \dot{i}_L = \frac{1}{L}\left[E\alpha + v_c(1-\alpha) - r i_L\right] \\ \dot{v}_c = \frac{1}{C}\left[-i_L(1-\alpha) - \frac{v_c}{R}\right] \end{cases}$$

مدل میانگین $\left(i_L = \langle i_L\rangle_s,\ v_c = \langle v_c\rangle_s\right)$

فرض کنید $r=0$ و R_e، E_e، α_e، v_{Ce}، i_{Le} مقادیری باشند که هدف کنترل، نگه داشتن ولتاژ خروجی در یک نقطه تنظیم دلخواه، باشد، با وجود تغییرات مقاومت بار و ولتاژ منبع (حدود ۲۰٪) این کار را انجام دهد.

طبق الگوریتم ۸-۱ ابتدا سیستم را حول نقطه کار (نقطه کار) خطی می‌کنیم.

$$\begin{cases} L\,\tilde{\dot{i}}_L = \alpha_e \tilde{E} + (E_e - v_{Ce})\tilde{\alpha} + (1-\alpha_e)\tilde{v}_c \\ C\,\dot{\tilde{v}}_c = -(1-\alpha_e)\tilde{i}_L + i_{Le}\tilde{\alpha} - \frac{1}{R_e}\tilde{v}_c - \tilde{i}_s \end{cases}$$

که در آن $\tilde{i}_s = -\frac{v_{Ce}}{R_e^2}\tilde{R}$ تغییرات جریان بار بر حسب تغییرات $\tilde{R}$ را نشان می‌دهد.

$$\alpha'_e \triangleq 1-\alpha_e$$

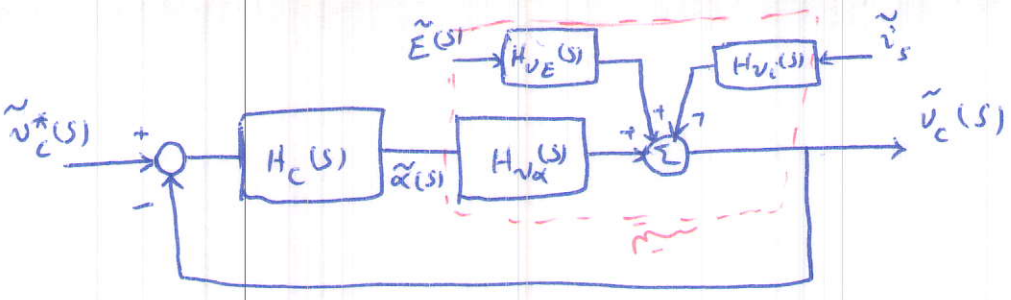
$$H_{v\alpha}(s) = \left.\frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{\alpha}(s)}\right|_{\substack{\tilde{E}=0 \\ \tilde{i}_s=0}} = -\frac{E_e - v_{Ce}}{\alpha'_e}\,\frac{-\frac{i_{Le}}{(E_e-v_{Ce})\alpha'_e}s + 1}{\frac{LC}{\alpha'^2_e}s^2 + \frac{L}{R_e\alpha'^2_e}s + 1}$$

$$H_{vE}(s) = \left.\frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{E}(s)}\right|_{\substack{\tilde{i}_s=0 \\ \tilde{\alpha}=0}} = -\frac{\alpha_e}{\alpha'_e}\,\frac{1}{\frac{LC}{\alpha'^2_e}s^2 + \frac{L}{R_e\alpha'^2_e}s + 1}$$

$$H_{vi}(s) = \left.\frac{\tilde{v}_c}{\tilde{i}_s}\right|_{\substack{\tilde{E}=0 \\ \tilde{\alpha}=0}} = -\frac{1}{\alpha'^2_e}\,\frac{1}{\frac{LC}{\alpha'^2_e}s^2 + \frac{L}{R_e\alpha'^2_e}s + 1}$$

نکات حائز:

- مزیت متغیر حالت تبدیل نشان دهندهٔ معکوس نکردن بودن مدل است.
- $H_{v\alpha}$ یک صفر مثبت دارد (غیرحداقل فاز)
- مخرج هر سه تابع یکسان است.



شکل ۲۸. سیستم حلقه بسته و نشان دادن مانده مرجع و اغتشاش

$$H_{v\alpha} \triangleq k_1 \frac{1-T_1 s}{T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1} = k_1 \frac{1-T_1 s}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + 1} = k_1 \frac{(1-T_1 s)\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

$$T_1 = \frac{i_{Le} L}{(E_e - v_{Ce})\alpha'_e}$$ ثابت زمانی صفر سیستم ، $$k_1 = -\frac{E - v_{Ce}}{\alpha'_e} < 0$$ (بهره)

$$T = \frac{\sqrt{LC}}{\alpha'_e} = \frac{1}{\omega_n}$$ ثابت زمانی مرتبه دوم ضریب میرایی $$\zeta = \frac{1}{2R_e\alpha'_e}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

نکته: - مدل سیستم و مشخصات آن به نقطه کار وابسته است.

- ضریب میرایی با افزایش R_e کاهش می‌یابد.

برای حذف ماندگار صفر نیاز به PI و برای جبران پهنای باند نیاز به P_Lead داریم. فرض کنید

$$H_c(s) = K_p\left(1 + \frac{1}{T_i s}\right)\frac{T_b s + 1}{0.05 T_b s + 1}$$

PI: حاشیه فاز را کم می‌کند. حذف ماندگار را صفر می‌کند.

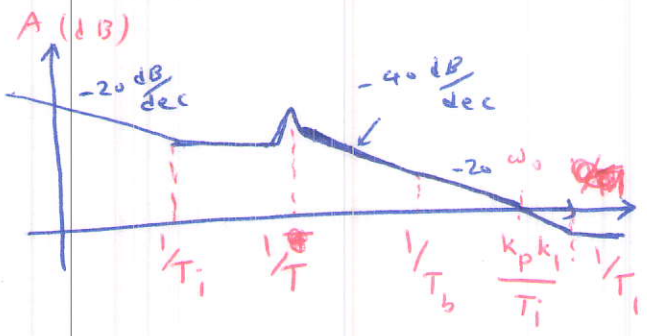
P_Lead: حاشیه فاز را جبران می‌کند، روی خطای ماندگار تأثیر چندانی ندارد

- معمولاً T_1 از T (ثابت زمانی اصلی سیستم) کوچکتر است.

- حد اولین فرکانس شکست $\frac{1}{T_i}$ پهنای باند حلقه باز را تعیین می‌کند که باید بزرگ باشد.

- فرکانس قطع باید از فرکانس شکست $\frac{1}{T_1}$ نامی که صفر سیستم است کمتر باشد تا اثر صفر سیستم از بین برود.

$$T_i = 2T \quad T_b = \frac{T}{2}, \quad K_p = \frac{10}{k_1} \quad \text{یا} \quad \frac{1}{T} = \frac{2}{T_i}, \frac{1}{T_b} = \frac{2}{T_i}, \frac{K_p k_1}{T_i} = \frac{5}{T}$$



واضح است که روابط تنظیم پارامترهای کنترل تقریبی بوده و باید برای عملکرد بهتر لزا شبیه‌سازی و سعی و خطا استفاده کنیم.

۸-۴- کنترل غیر مستقیم جریان - ساختار کنترل آبشاری

معمولاً از چند حلقه تو در تو استفاده می‌شود که حلقه‌های داخلی باید حتی سریعتر از حلقه‌های بیرونی باشند.

در کاربردهای الکترونیک قدرت حلقه خارجی معمولاً ولتاژ و داخلی جریان است. بنابراین اینگونه از کنترل مد جریان گفته می‌شود.

مبدل buck را در نظر بگیرید.

$$\star \begin{cases} L\,\dot{i}_L = \alpha E - v_c - R_L i_L \\ C\,\dot{v}_c = i_L - v_c/R \end{cases}$$

مدل سیگنال کوچک

$$\begin{cases} L\,\dot{\tilde{i}}_L = E\tilde{\alpha} - \tilde{v}_c \\ C\,\dot{\tilde{v}}_c = \tilde{i}_L - \tilde{v}_c/R_e - \tilde{i}_s \end{cases} \qquad \tilde{i}_s = \frac{v_{ce}^2}{R_e}\tilde{R}$$

R_L مقاومت داخلی سلف

فرض ایده‌آل که سیستم بیرونی بسیار کندتر از سیستم داخلی است لذا می‌توان نوشت:

حلقه داخلی

$$L\frac{di_L}{dt} = \alpha E - v_{ce} - R_L i_L \quad \rightarrow \quad H_{i\alpha}(s) = \frac{\tilde{i}_L}{\tilde{\alpha}} = \frac{E/R_L}{\frac{L}{R_L}s+1} = \frac{E}{Ls+R_L}$$

ثابت زمانی حلقه داخلی $\frac{L}{R_L}$ است زیرا که $R_L \neq 0$ لذا ثابت زمانی حتی بزرگتر است و باید توسط کنترلر جبران شود. ($H_{CI}(s)$)

چون سرعت حلقه داخلی زیاد است بنابراین می‌توان نوشت:

$$i_L = k\,i_L^* \qquad k \leq 1$$

$$\Rightarrow \quad C\,\dot{\tilde{v}}_c = k\,i_L^* - \frac{\tilde{v}_c}{R_e} - \tilde{i}_s \quad , \quad \tilde{i}_s = -v_{ce}/R_e^2\,\tilde{R} \qquad v_{ce} = \alpha E/R_L = 0$$

لذا رابطه اول ★

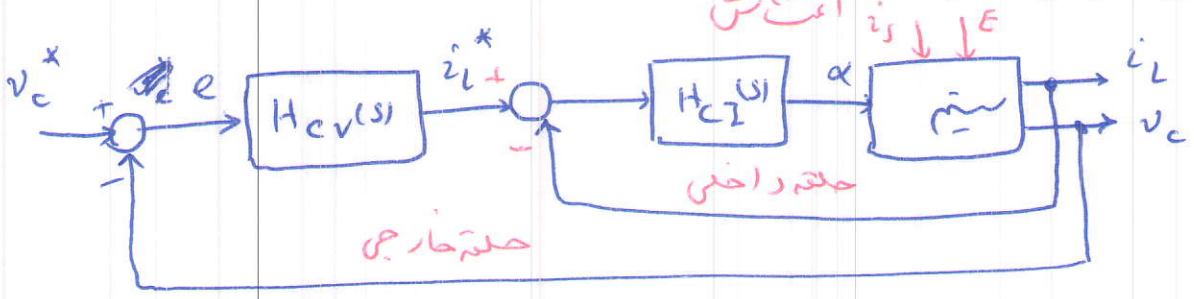
$$H_{v_c i_L}(s) = \frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{i}_L^*} = \frac{k R_e}{c R_e s + 1}$$

در سیستم دو حلقه‌ای، α، جریان را کنترل می‌کند و جریان، ولتاژ را

سرعت حلقه داخلی، حداقل باید $\frac{1}{5}$ برابر سرعت حلقه خارجی باشد.

- برای کنترل کننده، حلقه داخلی معمولاً یک کنترلر تناسبی k_p کفایت می‌کند. نیازی به حفاظ حلقه داخلی نیست.

- در حلقه خارجی نیز معمولاً PI استفاده می‌شود



اگر $H_{cv}(s) = k_p\left(1+\frac{1}{T_i s}\right)$ آنگاه، سیستم حلقه بسته:

$$H_o(s) = \frac{T_o s + 1}{\frac{T_i T_v}{k_p k_v} s^2 + T_i\left(1+\frac{1}{k_p k_v}\right)s + 1}$$

$T_v = c R_e$ ، $k_v = k R_e$

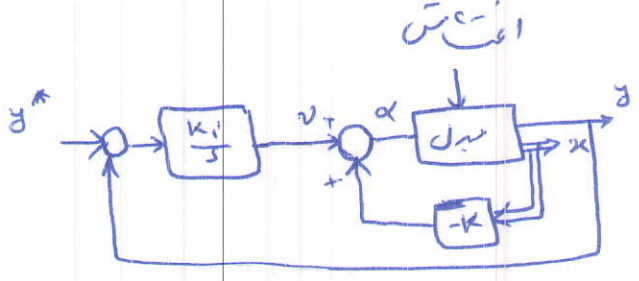
$\frac{T_i T_v}{k_p k_v}$ پهنای باند را تعیین می‌کند

$T_i\left(1+\frac{1}{k_p k_v}\right)$ میرایی را تعیین می‌کند

- R_e وابسته به R_e ثابت
- R_e وابسته به R_e و با در نظر گرفتن k_p بزرگ حساسیت آن R_e کم می‌شود

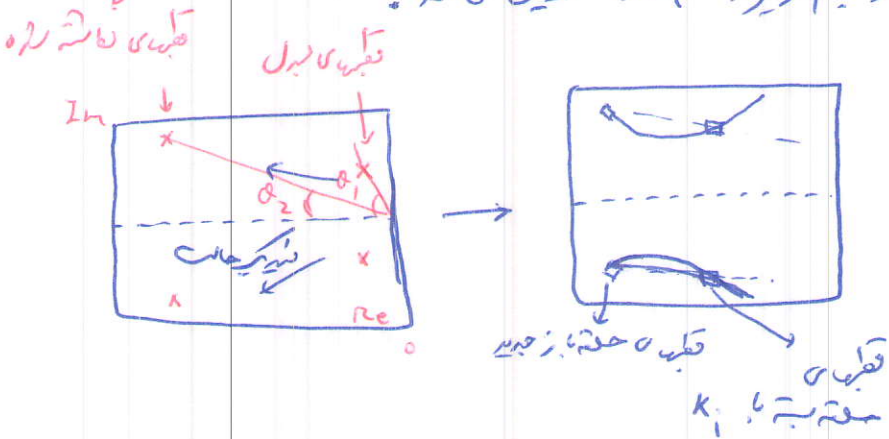
الگوریتم ۸-۲ (ص ۲۴۹) و مثال ۸.۴.۲ ص ۲۴۱ مطالعه شود.

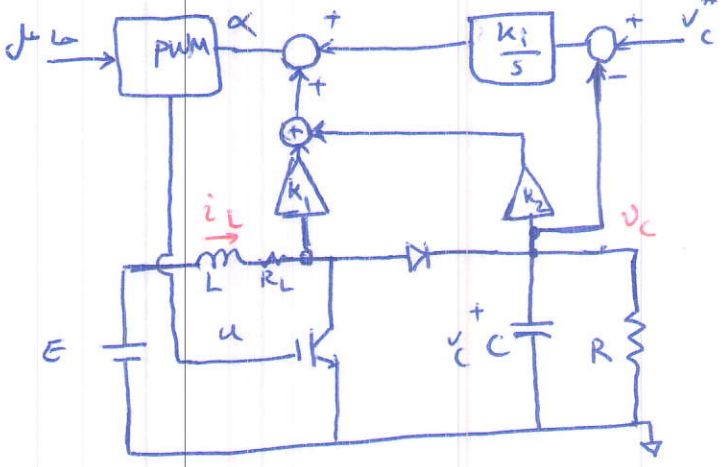
۸-۴ کنترل سیبل با جبران دینامیک به روش حاشیه فاز



معمولاً سیبل دارای میرایی ضعیف است و با استفاده از فیدبک حالت (در صورتیکه تغیرهای حالت در دسترس باشند) ابتدا مقادیر ویژه سیستم را در محل مطلوب

از نظر پهنای باند، میرایی (فاز حاشیه) و... قرار می دهیم سپس با استفاده از روش مکان هندسی به گونه ای که محل قطب از نظر اثر حضور ... نیز از نظر بهره نیز k_i را تعیین می کنیم.





شکل ۸.۳۰ کنترل سیبل افزایشی با استفاده از جبران سازی فیدبک حالت

مسأله ۸-۳ ص ۲۸۲ حل شود.