فصل ۹ : کنترل حلقه بسته مبدل‌های DC/AC و AC/DC

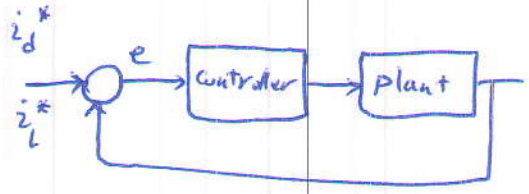
همانگونه که در فصل ۵ بیان شد، مدل این سیستم‌ها با استفاده از GAM و AM استخراج می‌شود. برای تبدیل متغیرهای حالت از قاب ساکن به قاب چرخان از تبدیل پارک استفاده می‌شود. با استفاده از مدل dq (چرخان) کنترل حلقه‌ای توان اکتیو و راکتیو را آسان می‌کند زیرا:

$$\begin{cases} P = v_d i_d + v_q i_q \\ Q = v_d i_q - v_q i_d \end{cases}$$

سیگنال کنترل نیز در این قاب بصورت β_d و β_q است.

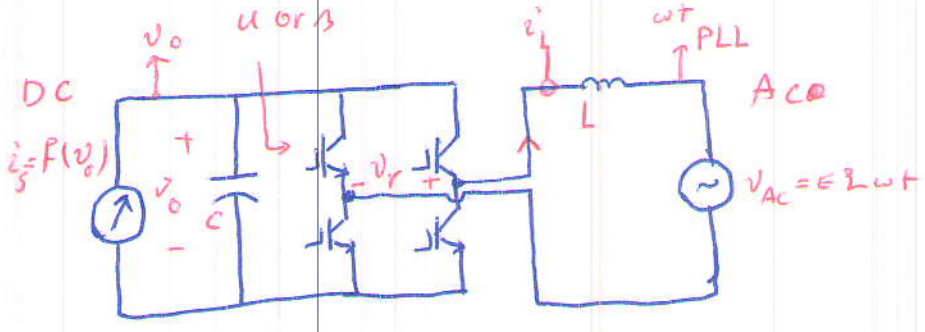
معمولاً برای $Q^* = 0$ و $P^* = \bar{P}^*$ با استفاده از β_q، i_q را صفر می‌کنند و با استفاده از β_d، i_d را با توجه به i_d^* متناسب با P^* می‌یابند.

کنترل مبدل‌های DC/AC و AC/DC در دو قاب ایستا و چرخان انجام می‌شود. در قاب ایستا از کنترل کننده‌های تشدیدی استفاده می‌شود ولی در قاب چرخان معمولاً از PI. دلیل این مطلب از کنترل مدل داخلی قابل بحث است. برای ردیابی قدرت مطلوب باید در حلقه سیستم $\frac{1}{s}$ وجود داشته باشد (در یک مقدار ثابت) و برای ردیابی شکل موج سینوسی $\frac{1}{s^2+\omega^2}$



مثال (۹.۲.۱) مبدل AC/DC تک‌فاز نیم‌پل شبکه

شکل زیر یک اینورتر نیم‌پل شبکه تک‌فاز را نشان می‌دهد. این شکل مکرراً در مدارات پایه برای تزریق توان بین منبع ولتاژ تک (PV) به شبکه است. برای داشتن تعادل توان (توان ورودی نیم‌پل و توان خروجی) و ولتاژ بیشترین توان از PV، ولتاژ خازن ورودی باید یک مقدار از پیش تعیین شده تنظیم شود. اگر هدف، تزریق توان اکتیو باشد، $i_q^* = 0$ و $i_d^* = i_d$ است برای i_q نیز داریم و یک حلقه خارجی برای V_0



$$y(t) = y_d \sin \omega t + y_q \cos \omega t$$

فرض کنید مدل منبع جریان

$$i_s = f(v_0) = I_0 - \frac{v_0}{R}$$

I_0 منبع جریان و R مقاومت دینامیکی منبع

$v_r = \beta v_0$
$v_r = u v_0$

PWM تک قطبی
دو قطبی

معادلات مدل میانگین تعمیم یافته (GAM) در قاب dq چرخان سنکرون به شکل زیر است: (رابطه ۸۱.۵ فصل ۵)

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \omega i_q + \frac{E}{L} - \frac{v_o}{L}\beta_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\omega i_d - \frac{v_o}{L}\beta_q \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{2C}(i_d\beta_d + i_q\beta_q) - \frac{v_o}{CR} + I_o \end{cases}$$

ورودی‌ها $[\beta_d \ \beta_q]^T$

حالت‌ها $[i_d \ i_q \ v_o]^T$

با خطی‌سازی حول نقطه کار $(i_{de}, i_{qe}, v_{oe}, \beta_{de}, \beta_{qe})$

$$\begin{cases} L\tilde{i}_d = \omega\tilde{i}_q - \beta_{de}\tilde{v}_o - v_{oe}\tilde{\beta}_d \\ L\tilde{i}_q = -\omega\tilde{i}_d - \beta_{qe}\tilde{v}_o - v_{oe}\tilde{\beta}_q \\ C\tilde{v}_o = \frac{\beta_{de}}{2}\tilde{i}_d + \frac{i_{de}}{2}\tilde{\beta}_d + \frac{\beta_{qe}}{2}\tilde{i}_q + \frac{i_{qe}}{2}\tilde{\beta}_q - \frac{\tilde{v}_o}{R_e} + \tilde{i}_s \end{cases}$$

نکات: - معادلات اول معادله اول و دوم متغیرهای ورودی و معادله دوم آن‌ها متغیر حالت که سیستم حلقه‌بسته قابل جداسازی است.

- i_d توسط β_d و i_q توسط β_q کنترل می‌شوند.

$$H_{\beta_d \to i_d}(s) = H_{\beta_q \to i_q} = -\frac{v_{oe}}{Ls} = \frac{1}{T_c s} \qquad T_c = -\frac{L}{v_{oe}}$$

با توجه به وجود انتگرال‌گیر در پلنت، کنترل‌کننده می‌تواند تناسبی باشد ولی به دلیل وجود مقاومت در سلف و ... بهتر است که کنترلر PI استفاده کنیم.

$$H_c(s) = K_{pc}\left(1 + \frac{1}{T_{ic}s}\right)$$

$\Rightarrow$ تابع تبدیل حلقه بسته جریان

$$H_{oc} = \frac{T_{ic}s + 1}{\frac{T_{ic}T_c}{K_{pc}}s^2 + T_{ic}s + 1}$$

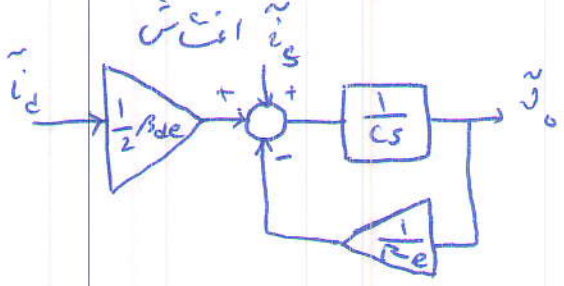
با مشخص کردن پهنای باند حلقه داخلی (جریان) $\frac{1}{T_{oc}}$ و ضریب ζ_c پارامترهای کنترلر تعیین می‌شوند

$$K_{pc} = 2\zeta T_c/T_{oc} \quad , \quad T_{ic} = 2\zeta_c T_{oc}$$

نکته: پهنای باند حلقه داخلی نسبت به پهنای باند خارجی ۵ تا ۱۰ برابر انتخاب است.

ضریب میرایی معمولاً حدود ۰.۷ تا ۰.۸۵ در نظر گرفته می‌شود برای کاهش اثر صفر تابع تبدیل حلقه بسته (یا حذف آن) از پیش‌فیلتر $\frac{1}{T_{ic}s+1}$ استفاده می‌شود

با فرض $i_L^* = i_L$ و کنترل PI از طریق i_L، بلوک دیاگرام سیستم بیرونی (خارجی) ولتاژ به شکل زیر است.



فرض کنید کنترلر PI بصورت $K_{pv}\left(1+\frac{1}{T_{iv}s}\right)$ باشد آنگاه سیستم حلقه بسته عبارت است از:

$$H_{ov}(s) = \frac{T_{iv}s+1}{\frac{T_{iv}C}{0.5K_{pv}\beta_{de}}s^2 + \left(1+\frac{1}{0.5K_{pv}\beta_{de}R_e}\right)T_{iv}s+1}$$

با اعمال پهنای باند حلقه بسته بیرونی $1/T_{ov}$ و ضریب ζ_v داریم:

$$K_{pv} = \frac{2\zeta_v C R_e - T_{ov}}{0.5\beta_{de}T_{ov}R_e}, \quad T_{iv} = T_{ov}\frac{2\zeta_v C R_e - T_{ov}}{CR_e}$$

برای R_e دامنه‌ای که این K_{pv} را مثبت کند

دقت شود که ثابت زمانی حلقه بیرونی T_{ov} باید ۵ تا ۱۰ برابر ثابت زمانی حلقه داخلی T_{ac} باشد.

۳.۹ کنترل کننده تشدیدی

یک اینورتر متصل به شبکه را مانند قبل در نظر بگیرید. پل ترانزیستوری به گونه‌ای کنترل می‌شود که $v_r = \beta . v_o$ (مثلاً تکنیک PWM یا دوقطبی)

دینامیک یا معادلات حاکم بر سلف (مدار یک‌طرفه شبکه) عبارت است از:

$$L \dot{i}_L = v_r - v_{AC} - i_L r = \beta v_o - v_{AC} - i_L r$$

ولتاژ خروجی اینورتر — ولتاژ شبکه — افت ولتاژ روی مقاومت سلف

$$v_{AC} = E \sin \omega_0 t \quad , \quad v_o \equiv v_{DC} \Rightarrow H_p(s) = \frac{\tilde{i}_L}{\tilde{\beta}} = \frac{v_{DC}}{Ls + r}$$

تابع انتقال پلنت

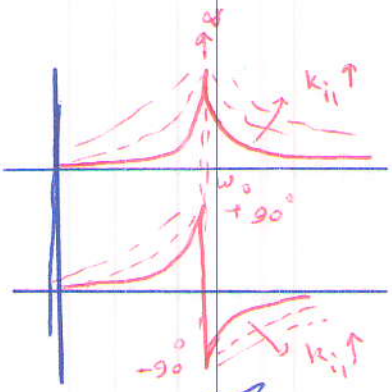
هدف: دنبال کردن جریان i_{AC} شبکه توزیع برق سینوسی است. بنابراین می‌توان از کنترل کننده PI استفاده کرد. برای این منظور کنترل کننده PR استفاده می‌شود.

$$H_c(s) = k_p + \frac{k_{i1} s + k_{i2}}{s^2 + \omega_0^2}$$

واضح است که هدف کنترل در $s = j\omega_0$ برآورده می‌شود.

کنترل PR را PI تعمیم یافته هم می‌گویند ($\frac{1}{s}$ انتگرال‌گیر و $\frac{1}{s^2+\omega^2}$ انتگرال‌گیر تعمیم یافته)

نمودار بود کنترل PR به شکل زیر است.



برای طراحی، همانطور که از شکل مشخص است، بهره تشدید روی اندازه و فاز تأثیر چندانی ندارد (تأثیر در یک نقطه اغماض دارد) اگر k_i کوچک باشد این فرض بیشتر به درستی نزدیک است. بنابراین کنترل‌کننده با k_p تقریباً برابر است.

$$H_c(s) = k_p \Leftarrow$$

حلقه باز: $H_{OL}^S = \frac{k_p v_{DC}}{Ls + r}$

لذا با استفاده از پهنای باند مطلوب می‌توان k_p را انتخاب کرد

فرکانس قطع بهره

$$|H_{OL}^S(j\omega_{OL})| = 1 \Rightarrow k_p = \frac{1}{v_{DC}} \sqrt{\omega_{OL}^2 L^2 + r^2}$$

k_i بزرگتر باعث می‌شود که خطا زودتر به صفر برود ولی از نظر فاز منفی آن بیشتر خواهد بود که ممکن است به ناپایداری منجر شود لذا k_i نیز بالا محدود است.