

روش‌های کنترل هایبرید برای مبدل Boost

۸۸۱۲۳۹۰۳

حمیدرضا تودجی

فهرست مطالب :

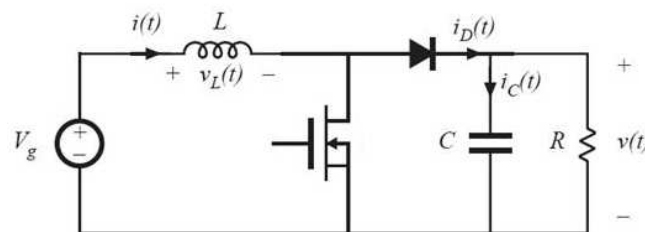
۱- مقدمه	۲
۲- مبدل Boost	۲
۳- مبدل Boost مورد استفاده در مقاله	۳
۴- کنترل مبدل Boost	۴
۱-۴- روش پیشنهادی گروه تحقیقاتی دانشگاه ETH	۵
۱-۴-۱- سیستم‌های تکه‌ای Affine (PWA)	۵
۱-۴-۲- Model Predictive Control	۶
۱-۴-۳- شبیه‌سازی	۷
۲-۴- روش پیشنهادی گروه تحقیقاتی دانشگاه KTH	۸
۱-۴-۲-۱- مدل‌سازی براساس داده‌های نمونه‌برداری شده (Sampled data (SD))	۸
۱-۴-۲-۲- Sampled-data H_∞ control	۹
۱-۴-۳-۲- شبیه‌سازی	۱۰
۳-۴- روش پیشنهادی گروه تحقیقاتی دانشگاه LTH	۱۱
۱-۴-۳-۱- سیستم‌های مقاوم تکه‌ای Affine (Robust piecewise affine systems)	۱۱
۱-۴-۳-۲- Relaxed Dynamic Programming	۱۲
۱-۴-۳-۳- شبیه‌سازی	۱۳
۴-۴- روش پیشنهادی گروه تحقیقاتی دانشگاه Supelec	۱۴
۱-۴-۴-۱- کنترل درگاه Hamiltonian برای سیستم‌های affine	۱۴
۱-۴-۴-۲- کنترل‌کننده پایدار	۱۵
۱-۴-۴-۳- شبیه‌سازی	۱۶
۵- مرجع	۱۷

۱- مقدمه :

در ابتدا، مبدل Boost به صورت مختصر معرفی می‌گردد. سپس مطالب مقاله مرجع ارائه می‌گردد. در این مقاله از چهار روش برای کنترل این مبدل در سه حالت مختلف کاری استفاده شده و در نهایت، نتایج با یکدیگر مقایسه شده‌اند. روند مقاله به این صورت است که ابتدا چهار مدل مورد نیاز برای پیاده‌سازی چهار روش کنترلی را استخراج نموده و در مرحله بعد، روش‌های کنترلی را معرفی نموده است. در انتها نیز نتایج شبیه‌سازی آورده شده است. ما در اینجا بلافاصله بعد از معرفی هر مدل، روش کنترلی و نیز نتیجه شبیه‌سازی مربوط به آن می‌آوریم.

۲- مبدل Boost :

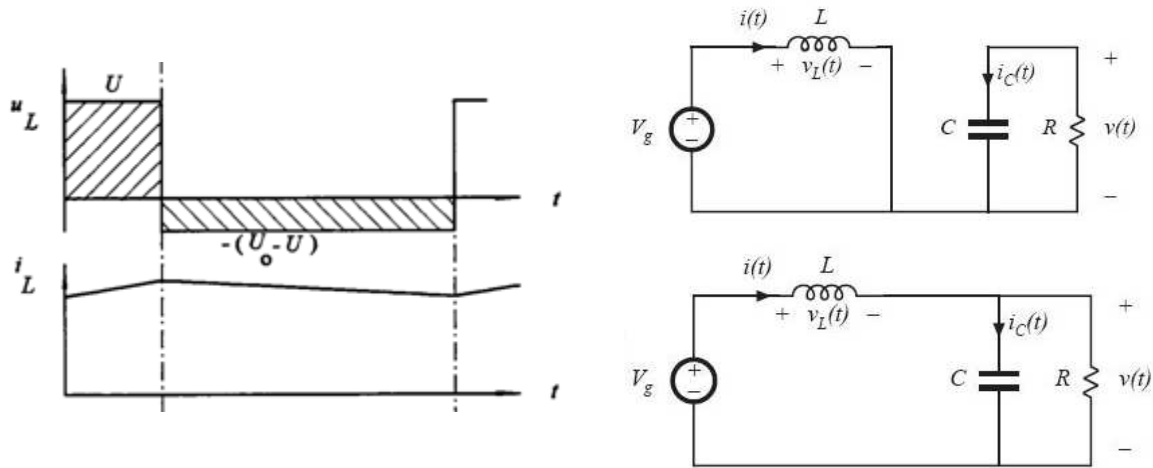
همانگونه که از نام این مبدل مشخص است، وظیفه این مبدل، تولید یک ولتاژ DC در خروجی با دامنه‌ای بزرگتر از ولتاژ DC ورودی است. در ساختار این مبدل دو کلید نیمه‌هادی وجود دارد که یکی کنترل شده و دیگری کنترل نشده (دیود) است.



شکل ۱ : ساختار مبدل Boost

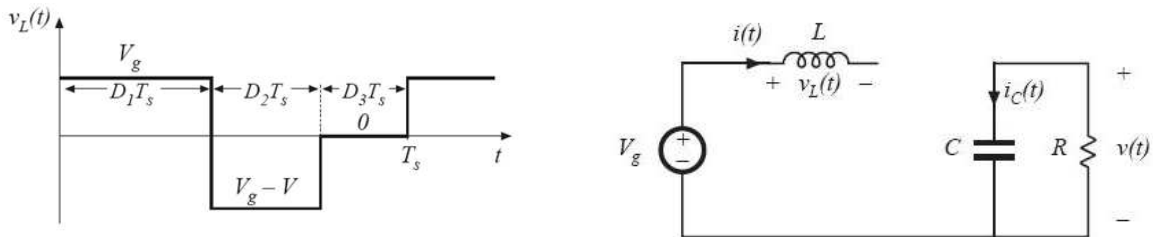
با قطع و وصل کردن کلید، یک شکل موج ولتاژ شبه مربعی در خروجی ظاهر می‌شود که به خاطر وجود فیلتر خازنی در خروجی مبدل، عملاً یک ولتاژ DC با ریبیل اندک (و وابسته به مقدار ظرفیت خازن) حاصل می‌شود. این نکته قابل ذکر است که دیود موجود در ساختار مبدل عملاً به صورت دوگان کلید نیمه‌هادی عمل می‌کند. اصولاً این مبدل می‌تواند در دو مود کار کند که عبارتند از : حالت پیوسته زمان (CCM: Continues Current Mode) و (DCM: Discontinues Current Mode). تشخیص این دو حالت از روی پیوسته بودن و یا ناپیوسته بودن جریان سلف صورت می‌پذیرد. برای توضیح بیشتر می‌توان شکل ۲ را در نظر گرفت.

شکل ۲، وضعیت مبدل را در حالت CCM و در طول یک سیکل نشان می‌دهند. ابتدا فرض می‌کنیم کلید وصل باشد. در اینصورت، ولتاژ ورودی روی سلف قرار گرفته و در نتیجه جریان سلف افزایش می‌یابد. لازم به ذکر است که در این حالت ولتاژ دیود $-V_{out}$ شده (بایاس معکوس) و بنابراین دیود هدایت نمی‌کند. پس، خازن، تنها تامین‌کننده مصرف‌کننده متصل به مبدل می‌باشد. با قطع کلید، چون جریان سلف نمی‌تواند جهش کند و باید ادامه پیدا کند، دیود شروع به هدایت نموده و در این حالت، ولتاژ $V_{in} - V_{out}$ روی سلف می‌افتد که چون $V_{out} > V_{in}$ است بنابراین ولتاژ سلف منفی شده و جریان آن شروع به افت می‌نماید. لازم به ذکر است که در این حالت، جریان روبه کاهش سلف، هم خازن را شارژ نموده و هم مصرف‌کننده را تامین می‌نماید.



شکل ۲: مبدل Boost در حالت CCM

مدت زمان هدایت کلید نیمه‌هادی به مدت زمان یک سیکل (که از روی فرکانس سویچینگ به دست می‌آید) را Duty Cycle و یا به اختصار D می‌نامند. در حالت DCM یک وضعیت دیگر نیز به دو وضعیت ممکن قبلی مدار افزوده می‌گردد و این وقتی است که کلید آنقدر خاموش بماند که جریان سلف صفر شود.



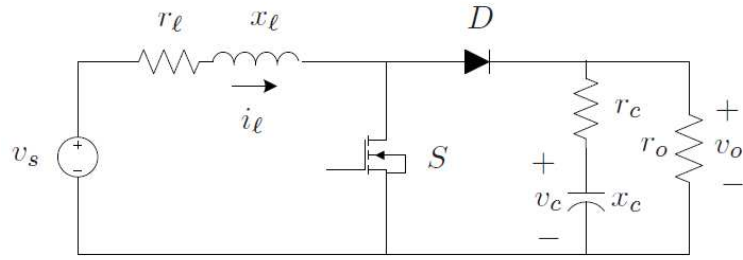
شکل ۳: مبدل Boost در حالت DCM

نحوه قطع و وصل کلید نیمه‌هادی و یا به عبارتی، همان D توسط یک کنترل‌کننده بیرونی تعیین می‌گردد. اگر تابع تبدیل این مبدل نوشته شود دیده می‌شود که در حالت کنترل ولتاژ، سیستم غیرمینیمم فاز بوده و بنابراین باید از کنترل جریان برای این مبدل استفاده نمود.

۳- مبدل Boost مورد استفاده در مقاله :

در مبدل مورد مطالعه در این مقاله که نمایی از آن در شکل زیر آورده شده است مشاهده می‌شود که برخلاف شکل ۱، مقدار مقاومت داخلی سلف (r_l) و نیز مقدار مقاومت معادل سری خازن (r_c) نیز در نظر گرفته شده‌اند. همچنین در اینجا فرض شده است که مبدل همیشه در حالت CCM کار کرده و هیچگاه وارد ناحیه کاری DCM نمی‌شود.

اگر فقط در بخش قدرت مدار بالا، KVL و KCL استفاده شود می‌توان معادلات حالت را براساس متغیرهای حالت (ولتاژ خازن و جریان سلف) پیدا کرد. در نوشتن این معادلات حالت ما با حالت قطع و یا وصل بودن کلید روبه‌رو می‌شویم و از این رو عملاً یک سیستم تکه‌ای (piece wise) را داریم.



شکل ۴: مبدل Boost مورد مطالعه به همراه مقاومت‌های پارازیتی

برای سادگی فرض می‌کنیم که سیستم در همه نواحی خطی بوده و بنابراین با سیستم تکه‌ای خطی (PWL) روبه‌رو هستیم.

اکنون سعی می‌نماییم که فرم استاندارد معادلات حالت یک سیستم خطی را برای این سیستم تکه‌ای خطی به دست آوریم :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A \cdot x(t) + B u \\ y(t) &= C \cdot x(t) + D u \end{aligned} \quad (1)$$

$$\dot{x}(t) = \begin{cases} F_1 x(t) + f_1 v_s, & kT_s \leq t < (k+d[k])T_s \\ F_2 x(t) + f_2 v_s, & (k+d[k])T_s \leq t < (k+1)T_s \end{cases} \quad (2)$$

$$v_o(t) = \begin{cases} g_1^T x(t), & kT_s \leq t < (k+d[k])T_s \\ g_2^T x(t), & (k+d[k])T_s \leq t < (k+1)T_s \end{cases}$$

مقادیر ماتریس‌های F_1 و F_2 و نیز بردارهای f_1 ، f_2 ، g_1 و g_2 برابرند با :

$$F_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{x_L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{x_C} \cdot \frac{1}{r_0 + r_C} \end{bmatrix}, \quad F_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{x_L} \left(r_L + \frac{r_0}{r_0 + r_C} \right) & -\frac{1}{x_L} \cdot \frac{r_0}{r_0 + r_C} \\ \frac{1}{x_C} \cdot \frac{r_0}{r_0 + r_C} & -\frac{1}{x_C} \cdot \frac{1}{r_0 + r_C} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$f_1 = f_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{x_L} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad g_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{r_0}{r_0 + r_C} \end{bmatrix}, \quad g_2 = \begin{bmatrix} \frac{r_0 \cdot r_C}{r_0 + r_C} \\ \frac{r_0}{r_0 + r_C} \end{bmatrix}$$

از معادلات حالت فوق مشخص است که تنها پارامتر کنترلی، $d[k]$ می‌باشد که مشخص می‌کند در هر پریود، کلیدزنی در

چه زمانی از آن پریود انجام بگیرد.

۴- کنترل مبدل Boost :

روش‌های معمول کنترل مبدل‌های سویچینگ بر مفهوم متوسط‌گیری در فضای حالت (که به مدل سیگنال کوچک معروف

می‌باشد) استوار است. با این کار، معادلات حالت غیرخطی سیستم، حول نقطه کار خطی‌سازی شده و از ناپیوستگی‌های ناشی از

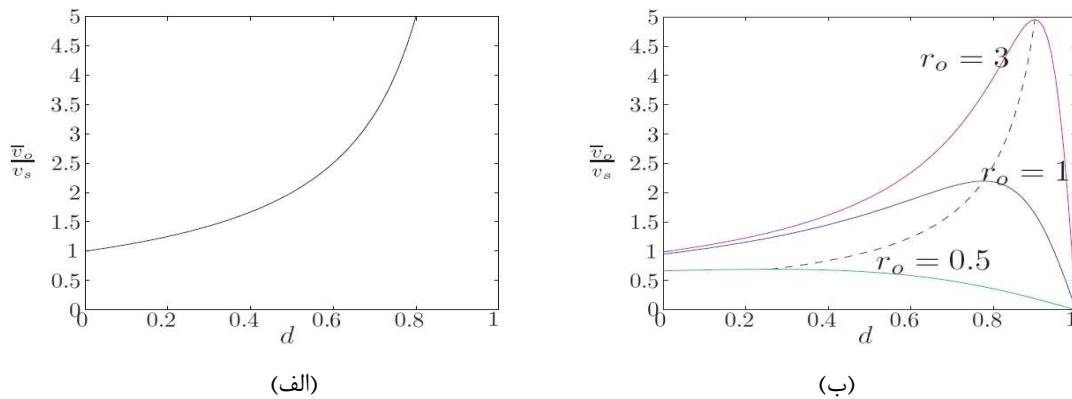
سویچینگ نیز صرف‌نظر می‌شود. این خطی‌سازی عملاً تقریب فرکانس پایینی (در مقایسه با فرکانس کلیدزنی) از دینامیک

متغیرهای مبدل را در اختیار ما می‌گذارد. در این مقاله، روش‌های مدل‌سازی‌های دقیق‌تری به همراه چند روش کنترلی پیشنهاد شده

است که در ادامه به آن اشاره می‌شود.

قبل از معرفی این روش‌ها باید به چند نکته در مورد کنترل مبدل Boost اشاره نمود :

- هدف اصلی این مبدل آن است که مولفه DC ولتاژ خروجی v_o را در مقدار $v_{o,ref}$ تنظیم نماید.
- تنظیم ولتاژ باید با وجود محدودیت روی متغیر کنترلی $d[k]$ که فقط می‌تواند مقداری بین صفر و یک انتخاب نموده و نیز تغییرات بار (r_o) و ولتاژ ورودی (v_s) انجام پذیرد.
- متغیرهای حالت این مبدل (جریان سلف و ولتاژ خازن) دارای یک محدود مجاز بوده و نباید فراتر از آن کار کنند.
- کنترل‌کننده باید در حالت ماندگار، فقط یک مقدار ثابت d را تولید کند تا از ایجاد نوسانات کوچک جلوگیری به عمل آید.
- این مبدل در هنگام کنترل ولتاژ خروجی با کمک $d[k]$ رفتاری غیرمینیمم فاز از خود نشان می‌دهد.
- در حالت ماندگار، به دلیل وجود عناصر پارازیتی r_L و r_C چندین نقطه تعادل (نقطه کار) وجود دارد. این موضوع را می‌توان از شکل زیر مشاهده نمود. در شکل سمت چپ، مقاومت‌های پارازیتی صفر فرض شده‌اند و در نتیجه، نسبت ولتاژ خروجی به ورودی به صورت یکنوا افزایش پیدا نموده و در d نزدیک به ۱، نسبت‌های ولتاژی بزرگی به دست آمده است. ولی شکل سمت چپ که مقاومت‌های پارازیتی را در نظر گرفته و به ازای چند مقدار مختلف مقاومت خروجی رسم شده است نشان می‌دهد که اولاً برای هر نسبت ولتاژ خروجی به ورودی، دو d مختلف به عنوان نقطه کار وجود دارند و ثانیاً به ازای d های بزرگ، ولتاژ خروجی به سمت صفر میل می‌کند.



شکل ۵: مشخصه ورودی-خروجی مبدل Boost در حالت ماندگار (الف) بدون مقاومت‌های پارازیتی (ب) با مقاومت‌های پارازیتی

برای حل این مشکل و نیز مشکل غیرمینیمم فاز شدن سیستم، به جای ولتاژ، جریان سلف را کنترل نموده و آن را به جریان مرجع ($i_{L,ref}$) می‌رسانیم. این مسیری است که در کاربردهای عملی مبدل Boost استفاده می‌شود زیرا جریان سلف که با d کنترل می‌شود، رفتاری غیرمینیمم فاز ندارد. باید دقت داشت که از میان دو تا d که به عنوان جواب به دست می‌آید، $i_{L,ref}$ متناظر با d کوچکتر را باید انتخاب نمود؛ زیرا جریان سلف به صورت یکنوا با d زیاد شده و در نتیجه، بازده مبدل برای d های بزرگ به شدت افت می‌کند (که معادل با کاهش ولتاژ خروجی است).

۴-۱-۱- روش پیشنهادی گروه تحقیقاتی دانشگاه ETH:

این گروه، روش کنترلی براساس پیش‌بینی مدل (Model Predictive Control) را ارائه نموده‌اند.

۴-۱-۱- سیستم‌های تکه‌ای (PWA) Affine:

در مبحث پیش‌بینی مدل ترجیح بر آن است که حالت‌های مورد استفاده، مستقیماً قابل اندازه‌گیری باشند. بنابراین به جای ولتاژ خازن از ولتاژ خروجی به عنوان متغیر حالت استفاده می‌کنیم (این به خاطر وجود r_C یا همان مقاومت معادل سری با خازن است که

افت ولتاژ دو سر آن را نمی‌توان اندازه‌گیری کرد). همچنین برای اینکه تغییرات ولتاژ ورودی v_s به عنوان یک متغیر مستقل وارد معادلات نشود، متغیرهای حالت جدید را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$x'(t) = \begin{bmatrix} i_L'(t) & v_o'(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{i_L(t)}{v_s} & \frac{v_o(t)}{v_s} \end{bmatrix} \quad (4)$$

اکنون مدل زمان گسسته مبدل را با نمونه‌برداری با گام‌هایی به اندازه T_s به دست آورده می‌شود. در این روش، یک مدل تکه‌ای خطی و Affine برای سیستمی با معادلات غیرخطی در نظر گرفته شده و سعی می‌شود مربعات اختلاف بین معادلات خطی و غیرخطی حداقل گردد. بدین منظور فرض می‌کنیم مقدار حالت‌های سیستم در گام نمونه‌برداری بعدی، رابطه‌ای غیرخطی با وضعیت فعلی سیستم داشته باشند:

$$x'[k+1] = \Phi(d[k])x'[k] + \Gamma(d[k]) \quad (5)$$

در رابطه فوق، ماتریس‌های Φ و Γ به صورت غیرخطی به $d[k]$ وابسته بوده و با انتگرال‌گیری از معادلات مبدل در بازه $t=[k, k+1]$ به دست می‌آیند.

معادله زیر را می‌توان تقریبی از معادله غیرخطی فوق دانست:

$$\begin{aligned} x'[k+1] &= \bar{A}_i x'[k] + \bar{B}_i d[k] + \bar{f}_i \\ 0 \leq d[k] \leq 1, \quad d[k] &\in D_i \quad i = 1, \dots, \nu \end{aligned} \quad (6)$$

D_i تشکیل شده است از ν فاصله‌ی $[0, \frac{1}{\nu}]$ ، $[\frac{1}{\nu}, \frac{2}{\nu}]$ ، $[\frac{2}{\nu}, \frac{3}{\nu}]$ ، ...، $[\frac{\nu-1}{\nu}, 1]$. مقدار A_i ، B_i و f_i را می‌توان با مینیمم کردن مجموع مربعات خطا به صورت زیر به دست آورد:

$$\min. \left(\Phi(d[k])x'[k] + \Gamma(d[k]) - (\bar{A}_i x'[k] + \bar{B}_i d[k] + \bar{f}_i) \right)^2 \quad (7)$$

$$\text{Subject to: } x'[k] \in [0, i_{L, \max}] \times [0, v_{o, \max}]$$

۴-۱-۲ - Model Predictive Control (MPC)

مهمترین مزیت این روش کنترلی، طراحی سراسر آن می‌باشد. هدف کنترل، تنظیم متوسط ولتاژ خروجی در مقدار مرجع و یا به‌طور معادل (برای جلوگیری از غیرمینیمم فاز شدن)، حداقل نمودن قدرمطلق خطای جریان سلف $i_{i, \text{err}}'[k] = i_i'[k] - i_{i, \text{ref}}'$ می‌باشد. قدرمطلق تفاوت بین دو مقدار d متوالی را برای کاهش نوساناتی (chattering) که در هنگام نزدیکی شدن به نقطه تعادل به وجود می‌آید را به صورت $\Delta d[k] = |d[k] - d[k-1]|$ تعریف می‌کنیم. با تعریف ماتریس جریمه (penalty) به صورت $Q = \text{diag}(q_1, q_2) \in \mathbb{R}^+$ و نیز $\varepsilon[k] = [i_{i, \text{err}}'[k], \Delta d[k]]^T$ می‌توان تابع هدف را به صورت زیر تعریف نمود:

$$J(D[k], x'[k], d[k-1]) = \sum_{l=0}^{L-1} \|Q \varepsilon[k+l|k]\|_1 \quad (8)$$

این تابع هدف، خطای پیش‌بینی نقطه‌ی k را با کمک ماتریس Q وزن‌دار می‌کند. برای یافتن مقدار d در زمان k کافی است که تابع هدف فوق را روی بردار d های متوالی $D[k] = [d[k], \dots, d[k+L-1]]^T$ و با در نظر گرفتن معادلات مدل و نیز محدودیت‌های داده شده برای d ، حداقل کنیم. مساله بهینه‌سازی حاصل را Constrained Finite Time Optimal Control (CFTOC) می‌نامند.

می‌توان یک مساله CFTOC زمان گسسته برای یک سیستم تکه‌ای Affine را به صورت یک مساله چند پارامتری (Multi-parametric) بازنویسی کرده و حل نمود به گونه‌ای که بردار حالت به صورت یک پارامتر در مساله ظاهر گردد. باید دقت داشت که علاوه بر بردار حالت $x'[k]$ ، مقدار $d[k-1]$ نیز متغیر دیگر مساله می‌باشد. همچنین چون باید مساله را برای تمام مقادیر ممکن $i'_{l,ref}$ حل نمود، بنابراین جواب‌ها عملاً چهار- بعدی هستند. دوباره باید این نکته را متذکر شد که تقسیم متغیرها بر v_s موجب می‌شود که مساله ما یک پارامتر کمتر داشته باشد که حل مساله را ساده‌تر می‌نماید.

می‌توان اثبات کرد که پاسخ کنترل‌کننده $(d^*[k])$ ، یک تابع تکه‌ای Affine از $x'[k]$ ، $d[k-1]$ و $i'_{l,ref}$ می‌باشد که روی یک بخش چندوجهی از فضای حالت قابل قبول تعریف شده است. در نتیجه، چنین کنترل‌کننده‌ی فیدبک حالتی را می‌توان به صورت on-line پیاده‌سازی نمود.

۳-۱-۴- شبیه‌سازی:

برای بررسی عملکرد کنترل‌کننده‌های پیشنهادی، تبدیلی با پارامترهای داده‌شده در جدول زیر در نظر گرفته شده و کنترل‌کننده در سه وضعیت کاری سیگنال بزرگ مبدل، شبیه‌سازی می‌گردد.

جدول ۱: مقادیر پارامترهای مورد استفاده در شبیه‌سازی

پارامتر	مقدار
$v_{o,ref}$	1
v_s	0.75 p.u
x_L	$\frac{3}{2\pi}$ p.u
x_C	$\frac{70}{2\pi}$ p.u
r_L	0.05 p.u
r_C	0.005 p.u
r_o	1 p.u

حالت اول شبیه‌سازی (راه‌اندازی مبدل از حالت صفر $x(0)=[0, 0]^T$

حالت دوم شبیه‌سازی (پاسخ مبدل به تغییرات ولتاژ ورودی از مقدار $v_s = 0.5$ p.u به $v_s = 0.9$ p.u

حالت سوم شبیه‌سازی (پاسخ مبدل به تغییرات بار خروجی از مقدار $r_o = 1$ p.u به $r_o = 1.5$ p.u

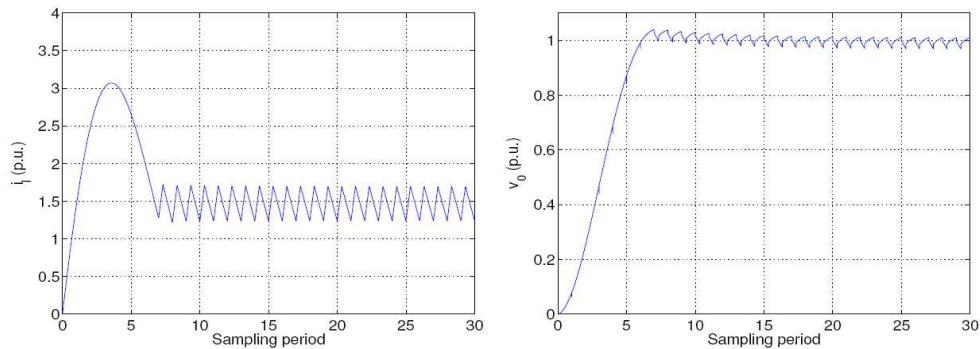
برای شبیه‌سازی کنترل‌کننده پیشنهادی MPC، مقادیر زیر در نظر گرفته شده‌اند:

$$x'[k] \in \left[0, i'_{L,max}\right] \times \left[0, v'_{o,max}\right] = [0, 4] \times [0, 3]$$

$$D_i = \left[0, \frac{1}{3}\right], \left[\frac{1}{3}, \frac{2}{3}\right], \left[\frac{2}{3}, 1\right]$$

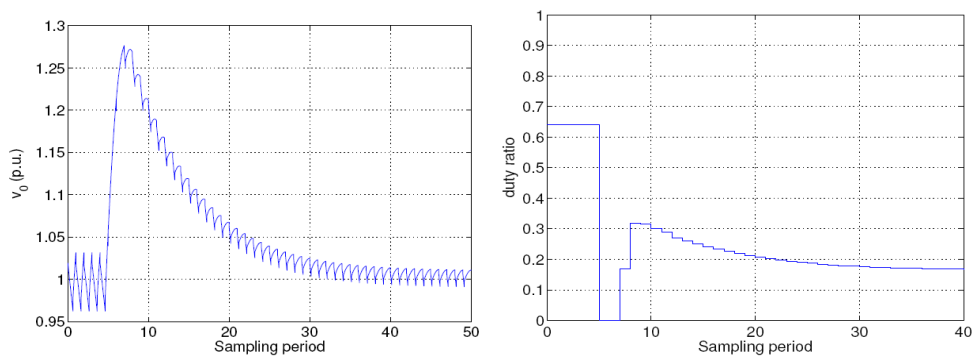
$$Q = \text{diag}(10, 1) \quad , \quad L = 2$$

اشاره گردید که کنترل کننده در یک فضای چهاربعدی تعریف شده است که منجر به یک چندوجهی با ۲۳۹ ناحیه می شود. با استفاده از الگوریتم خاصی می توان نواحی این چندوجهی را به ۱۲۱ ناحیه کاهش داد. شکل ۶، پاسخ مبدل در هنگام راه اندازی را نشان می دهد. دیده می شود که ولتاژ خروجی در ۱۰ پریود سیویچینگ و با بالازدگی ۴٪ به مقدار ولتاژ مرجع رسیده است.

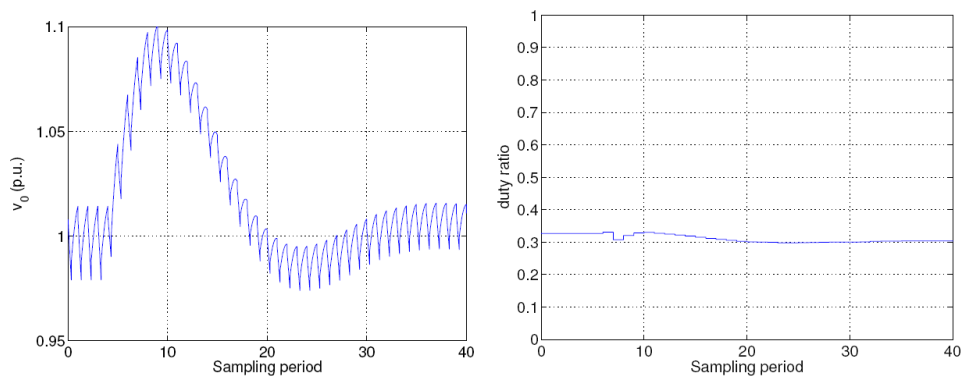


شکل ۶: پاسخ حلقه بسته مبدل در هنگام راه اندازی (با شرایط اولیه صفر) با کنترل کننده پیشنهادی گروه ETH

شکل ۷ نشان می دهد که جریان مرجع با توجه به تغییرات ولتاژ منبع به گونه ای تغییر یافته است که ولتاژ خروجی به مقدار مرجع خود بازگشته است. در شکل ۸ یک فیلتر کالمن، مرجع جریان را به گونه ای تنظیم نموده است که بعد از تغییر بار، ولتاژ خروجی در مدت ۲۰ پریود کلیدزنی به مقدار مطلوب بازگشته است.



شکل ۷: پاسخ حلقه بسته مبدل به تغییر ولتاژ ورودی از 0.5 به 1 p.u با کنترل کننده پیشنهادی گروه ETH



شکل ۸: پاسخ حلقه بسته مبدل به تغییر مقاومت بار از 1 به 1.5 p.u با کنترل کننده پیشنهادی گروه ETH

۲-۴- روش پیشنهادی گروه تحقیقاتی دانشگاه KTH:

این گروه روش کنترل H_∞ را بر اساس داده های نمونه برداری شده برای این مبدل ارائه نموده اند.

۴-۲-۱- مدلسازی براساس داده‌های نمونه‌برداری شده (SD) (Sampled data):

این روش مدلسازی، یک توصیف دقیق از دینامیک سیستم در لحظات سویچینگ را ارائه داده و ما را قادر می‌سازد تا اثر اغتشاشات زمان پیوسته و نیز عدم قطعیت‌های مدل را در معادل زمان گسسته‌ی مبدل لحاظ نماییم. چون ما می‌خواهیم H_∞ را بررسی کنیم بنابراین یک اغتشاش خارجی ω را در دینامیک مبدل در نظر می‌گیریم. برای مدل کردن عدم قطعیت‌های بار، این اغتشاش به صورت یک منبع جریان مستقل در خروجی در نظر گرفته می‌شود. برای یافتن مدل SD، دو نوع نمونه‌برداری معرفی می‌گردد: نمونه‌گیر ایده‌آل S که به صورت $(Sf)[k] := f(kT_s)$ تعریف شده و نمونه‌گیر متوسط S_{ave} که با فرمول زیر داده می‌شود:

$$(S_{ave} f)[k] := \frac{1}{T_s} \int_{(k-1)T_s}^{kT_s} f(t) dt \quad (9)$$

مقادیری که نمونه‌برداری می‌شوند عبارتند از جریان سلف و ولتاژ خروجی. اکنون تعریف می‌کنیم:

$$\psi_1[k] = (S_{ave} v_o)[k], \quad \psi_2[k] = (SHx)[k] = \begin{bmatrix} i_l(kT_s) \\ v_o(kT_s) \end{bmatrix} \quad (10)$$

هدف کنترل این است که اطمینان حاصل کند که مبدل به صورت مجانبی به نقطه کار (x^0, d^0) میل می‌نماید به گونه‌ای که شرط زیر را ارضا نماید:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \frac{1}{T_s} \int_{(k-1)T_s}^{kT_s} v_o(t) dt = \int_0^{T_s} v_o^0(t) dt = v_{ref} \quad (11)$$

این شرط باید حتی در صورت عدم قطعیت پارامترها و وجود اغتشاش ω ارضا گردد. این خواسته، ما را به تعریف یک انتگرال‌گیر حالت به شکل زیر سوق می‌دهد:

$$e_d[k] := \sum_{i=0}^{k-1} (\psi_1[i] - v_{ref}) \quad (12)$$

اکنون می‌توان تابع هدف را به صورت زیر نوشت:

$$\int_0^t \|\xi(t) - \xi^0(t)\|_2^2 dt + \sum_{k=0}^{\infty} q \|e_d[k]\|^2 \leq \gamma^2 \int_0^t \|\omega\|_2^2 dt \quad \text{for all } t \geq 0 \quad (13)$$

کلیه خروجی کمکی برای تنظیم کردن کنترل‌کننده و ξ^0 مربوط به حالت تعادل (x^0, d^0) سیستم فاقد اغتشاش $(\omega = 0)$ می‌باشد.

۴-۲-۲- Sampled-Data H_∞ Control:

هدف ما در این بخش، دست یافتن به یک کنترل مقاوم در برابر اغتشاشات و عدم قطعیت‌های بار و نیز بارهای پیچیده‌تر از بارهای مقاومتی خالص می‌باشد. در حالتی که هم جریان سلف و هم ولتاژ خروجی در معادله اصلی ظاهر شده‌اند، نمی‌توان در مورد رفتار غیرمینیمم فاز مبدل در حالت کنترل H_∞ اظهارنظر دقیقی نمود.

معادله‌ای که در بخش قبیل یافت شد، با رابطه‌ای به شدت غیرخطی به $d[k]$ وابسته است. بنابراین ما سیستم را حول d^0 خطی نموده و تقریب مربعی رابطه بالا را در نظر می‌گیریم. نتیجه‌ی حاصل، یک نوع جدید از مساله کنترل H_∞ است که در برخی مراجع حل شده است. برای مبدل Boost یک فیدبک حالت ارائه خواهیم نمود. باید دانست که تمام حالت‌ها قابل اندازه‌گیری نیستند ولی می‌توان آن‌ها را با معکوس کردن ψ_2 در رابطه (۱۰) به دست آورد $(x(kT_s) = H^{-1}\psi_2[k])$.

چون مبدل Boost برای افزایش ولتاژ ورودی طراحی شده است بنابراین می توان حالتی که $v_o \geq v_s^0$ می شود را به عنوان حالت کاری غیرعادی در نظر گرفت. برای افزایش بهره‌وری، کنترل کننده K در زمانی که $v_o \geq v_s^0$ می شود از مدار خارج شده و $d_k = 0$ قرار داده می شود (v_s^0 مقدار نامی ولتاژ منبع است). بنابراین قانون کنترل به صورت زیر است:

$$d_k = \begin{cases} \text{saturation}_{[0, d_{\max}]} \left(d^0 + K \left(\bar{x}[k] - \bar{x}^0 \right) \right), & v_o \geq v_s^0 \\ 0, & v_o < v_s^0 \end{cases} \quad (14)$$

$$\bar{x}[k] = \begin{bmatrix} \left(H^{-1} \psi_2[k] \right)' & \psi_1[k] & e_d[k] \end{bmatrix}, \quad \bar{x}^0 = \begin{bmatrix} x^0 & v_{ref} & 0 \end{bmatrix}$$

در رابطه فوق، d_{\max} نقطه‌ای است که شیب نمودار شکل (۲-ب) تغییر علامت می دهد. اگر فیدبک خطی اشباع شود، انتگرال گیر موجود در رابطه (۱۲) را می توان به صورت رابطه‌ای خطی بیان نمود:

$$\Delta = d^0 + K \left(\bar{x}[k] - \bar{x}^0 \right) - d_k \quad (15)$$

$$e_d[k+1] = e_d[k] + (\psi_1[k] - v_{ref}) + c \Delta, \quad c > 0$$

در اینجا، ساختار H_∞ براساس خطی سازی دینامیک‌های سیستم بنا گردید و ساختارهای کنترل غیرخطی به فیدبک حاصل اضافه شد. برای اثبات پایداری کنترل کننده، تحلیل پایداری با استفاده از توابع لیاپانوف تکه‌ای مربعی (Piece wise quadratic Lyapunov) در برخی مراجع انجام گردیده و نشان داده شده است که سیستم حلقه بسته در همه جا به صورت نمایی پایدار است.

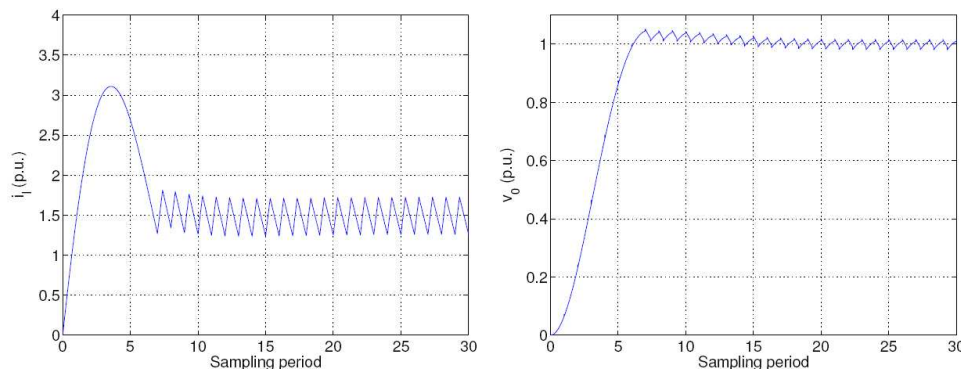
۳-۲-۴- شبیه سازی:

برای شبیه سازی مبدل Boost با روش کنترل H_∞ مقادیر زیر در نظر گرفته شده‌اند:

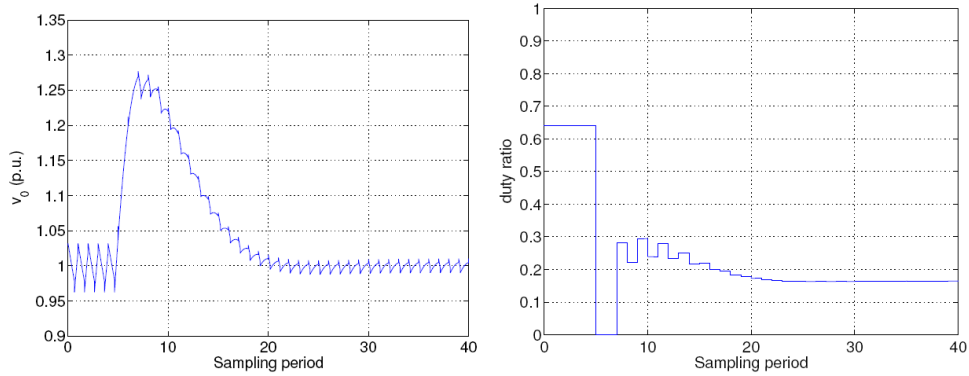
$$\xi = [1.6 \quad 8]x, \quad q = 11.5, \quad \gamma = 0.5, \quad c = 0.5$$

باید دقت داشت که در اینجا فقط ولتاژ خروجی و جریان سلف برای کنترل استفاده می شوند. این امکان نیز وجود دارد که یک قانون فیدبک دینامیکی را به گونه‌ای در نظر گرفت که علاوه بر برخورداری از کارایی دلخواه، فقط از ولتاژ خروجی برای کنترل استفاده نماید.

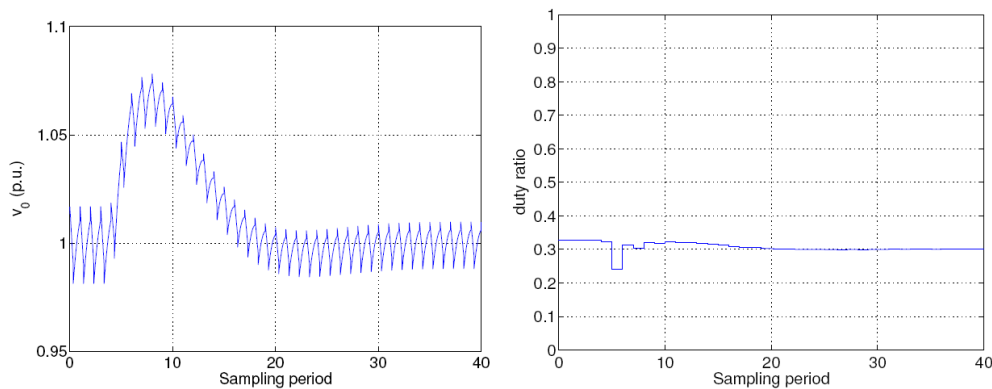
شکل ۹، رفتار گذرای مبدل را در حالت راه‌اندازی نشان می دهد. دیده می شود که ولتاژ خروجی با بالازدگی ۵٪ به مقدار مرجع رسیده است. شکل‌های ۱۰ و ۱۱ نیز به ترتیب، رفتار مبدل در مقابل تغییرات ولتاژ منبع و افزایش مقاومت بار را نشان می دهند.



شکل ۹: پاسخ حلقه بسته مبدل در هنگام راه‌اندازی (با شرایط اولیه صفر) با کنترل کننده پیشنهادی گروه KTH



شکل ۱۰: پاسخ حلقه بسته مبدل به تغییر ولتاژ ورودی از 0.5 به 1 p.u با کنترل کننده پیشنهادی گروه KTH



شکل ۱۱: پاسخ حلقه بسته مبدل به تغییر مقاومت بار از 1 به 1.5 p.u با کنترل کننده پیشنهادی گروه KTH

۳-۴- روش پیشنهادی گروه تحقیقاتی دانشگاه LTH:

دو روش اول، تحلیل سیستماتیک تری روی مدار انجام داده ولی پیچیدگی کنترل کننده را افزایش می دهند. در ادامه، دو روش با پیچیدگی کمتر ارائه می گردد. ابتدا به سراغ گروه تحقیقاتی دانشگاه LTH می رویم که روش Relaxed Dynamic Programming را برای کنترل این مبدل ارائه نموده اند.

۳-۴-۱- سیستم های مقاوم تکه ای Affine (Robust Piecewise Affine (RPWA) systems):

مبدل فرکانس ثابت مورد مطالعه، ذاتا یک سیستم گسسته است زیرا تصمیمات کنترلی در زمان های گسسته $k \in \mathbb{Z}, k \geq 0$ گرفته می شود. مسیر دقیقی که حالت سیستم بین دو زمان k و $k+1$ طی می کند را به راحتی می توان با انتگرال گرفتن از معادله اصلی سیستم بر روی یک پریود به دست آورد:

$$x[k+1] = \Phi_m(d[k])x[k] + \Gamma_m(d[k]) \quad (16)$$

ماتریس های Φ و Γ به صورت غیرخطی به d وابسته بوده و بنابراین این مدل برای کنترل مناسب نمی باشد. از سوی دیگر، این ماتریس ها به r_0 وابسته هستند که فرض می شود قابل اندازه گیری نمی باشد. برای حل همزمان این دو مشکل، یک تقریب RPWA (مقاوم تکه ای affine) از مدل را به دست می آوریم. ابتدا محدوده D را به تعداد متناهی مجموعه D_m تقسیم می کنیم به گونه ای که اجتماع این مجموعه ها، D را به دست دهد. برای هر D_m ، یک سیستم ثابت affine محاسبه می کنیم که برای $d \in D_m$ معتبر است:

$$x[k+1] = \Phi_m x[k] + \Gamma_m d[k] + v_m \quad (17)$$

بیشترین خطایی که از جایگزین کردن مدل (۱۶) با این مدل تقریبی (۱۷) حاصل می‌شود را می‌توان به صورت زیر بیان نمود :

$$J = \sup \left\| \Phi_m x + \Gamma_m d + v_m - (\Phi(d, r_0)x + \Gamma(d, r_0)) \right\| \quad (18)$$

این \sup روی محدوده $(x, d, r_0) \in X \times D_m \times R$ گرفته می‌شود که X مجموعه حالت‌هایی (States) است که مدل معتبر بوده و R مجموعه‌ی مقادیری است که بار می‌تواند فرض شود.

ما علاقه‌مند به مینیمم کردن J هستیم و مساله ما، حداقل کردن $J(\Phi_m, \Gamma_m, v_m)$ روی (Φ_m, Γ_m, v_m) می‌باشد. توانایی ما برای حل این مساله به انتخاب نرم (norm) و نیز توصیف مجموعه $X \times D_m \times R$ بستگی دارد. روش‌هایی که مساله را به یک مساله بهینه‌سازی محدب با ابعاد متناهی تبدیل کنند، می‌توانند کاندیدی برای حل این مساله بهینه‌سازی باشند.

۴-۳-۲ - Relaxed Dynamic Programming

(الف) *Relaxed Dynamic Programming*

به جز موارد خاص، محاسباتی که برای حل یک مساله به روش برنامه‌ریزی دینامیکی لازم می‌باشد به گونه‌ای است که باید این روش را رها نموده و به سراغ روش دیگری رفت. تنها راه، چینش مجدد مساله به گونه‌ای است که بتوان از تقریب‌زدن استفاده نمود. در این مقاله از الگوریتمی استفاده می‌شود که از مینیمم - ماکزیمم توابع خطی به عنوان پارامتر بهره می‌برد.

(ب) *Min-Max Parameterization*

همانگونه که در قسمت مدل‌سازی مبدل براساس RPWA بیان گردید، ما فرض می‌کنیم که سیستم با تعداد متناهی سیستم affine داده شده باشد. برای اعمال برنامه‌ریزی دینامیکی، ما احتیاج به تعریف یک تابع هزینه گام (step cost) مناسب $l(u, x)$ داریم که در این جا، نرم 1 را استفاده می‌کنیم. این نرم برای برخی انتخاب‌ها از یک مجموعه متناهی Q می‌تواند به صورت ماکزیمم توابع خطی بیان شود.

$$l(x, u) = \left\| W \begin{bmatrix} x \\ u \\ 1 \end{bmatrix} \right\| = \max_{q \in Q} q^T \begin{bmatrix} x \\ u \\ 1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

برای حل تابع مقدار تقریب ایستا (Stationary approximate value function) از تکرار مقدار Relaxed استفاده می‌نماییم. فرض کنید که k امین مقدار تابع دارای بیان مینیمم-ماکزیممی به قرار زیر باشد :

$$V_k(x) = \min_{j \in J_k} \max_{p \in P_{jk}} p^T \begin{bmatrix} x \\ 1 \end{bmatrix} \quad (20)$$

که در آن، J_k و P_{jk} مجموعه‌هایی متناهی هستند. می‌توان نشان داد که $k+1$ امین مقدار تابع یک مینیمم-ماکزیمم از تابع خطی می‌باشد. این روند را می‌توان تکرار نمود تا یک تقریب به گونه‌ای به دست آید که نامساوی زیر ارضا گردد :

$$\beta V^* \leq \hat{V} \leq \alpha V^* \quad (21)$$

$\beta \leq 1 \leq \alpha$ مقادیری ثابت و V^* یک تابع هزینه نامتناهی افقی می‌باشد (infinite horizon cost function).

(ج) محدودیت‌ها و قانون کنترل فیدبک :

باید دانست که الگوریتم پیشنهادی امکان مشارکت محدودیت‌ها را در حالت‌ها و نیز متغیرهای کنترلی می‌دهد هرچند که این‌ها را می‌توان با Polytopها نیز توصیف نمود. به علاوه، تابع V^* که با مجموعه‌های J و P_j تعریف شده است، یک کنترل‌کننده فیدبک‌دار

صریح $\mu(x)$ را تعریف می‌کند که می‌تواند به صورت یک جدول جستجو پیاده‌سازی شود. این به خاطر آن است که برای هر $p \in P_j, j \in J$ یک بردار متناظر L_p وجود دارد به نحوی که $\mu(x) = L_p^T [x^T \mathbf{1}]^T$ و از این‌رو، کنترل‌کننده، تکه‌ای affine است. تمام L_p ها با کمک V^\wedge محاسبه می‌شوند.

۴-۳-۳- شبیه‌سازی :

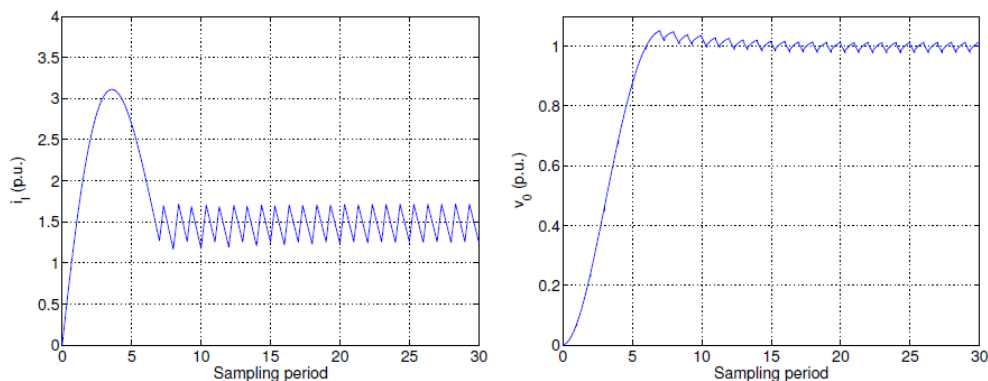
ابتدا با کمک مطالبی که در بخش مدلسازی ارائه گردید، یک مدل تقریبی که از دو سیستم affine تشکیل شده است محاسبه می‌گردد. برای غلبه بر مشکل غیرمینیمم فاز شدن، در اینجا سعی می‌کنیم جریان سلف را به جریان مرجع برسانیم. یک راه ساده و موثر برای جبران خطای مدل، معرفی یک حالت (state) انتگرال‌گیر به صورت زیر می‌باشد. ما این حالت را نیز به معادله (۱۶) اضافه می‌کنیم.

$$e[k+1] = e[k] - i[k] + i_{ref}$$

اکنون می‌توان این حال انتگرال‌گیر را برای فیدبک استفاده نموده و در نتیجه، کنترل‌کننده واکنش انتگرالی از خود نشان خواهد داد. ما از تابع هزینه گام زیر استفاده می‌کنیم :

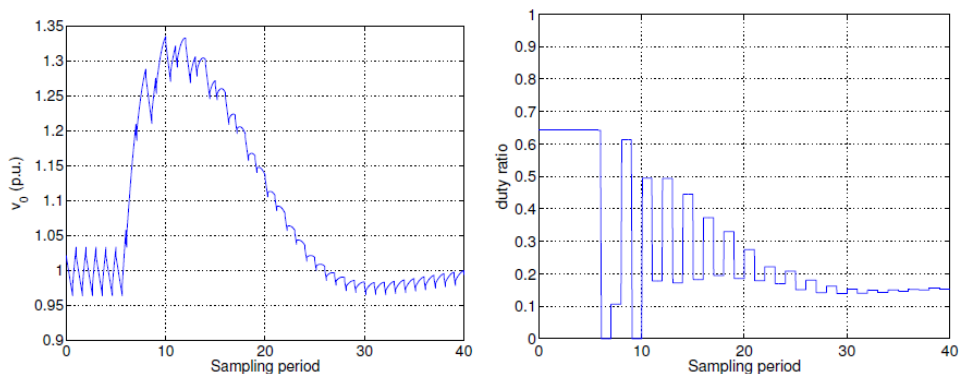
$$l(x, e, \hat{d}, \hat{d}) = q_1 |i_{ref} - i| + q_2 |e| + q_3 \left| \hat{d} - d \right|$$

که در آن، \hat{d} آخرین مقدار تولیدی توسط کنترل‌کننده و q_1, q_2, q_3 پارامترهایی نامنفی هستند که بخش‌های مختلف تابع هزینه را وزن‌دهی می‌کنند. دلیل اضافه کردن حالت اضافه \hat{d} ، جلوگیری از ایجاد نوسانات زیرهارمونیک در شرایط ایستا می‌باشد. شکل ۱۲ نشان می‌دهد که در هنگام شروع به کار مبدل، بعد از گذشت ۶ سیکل، ولتاژ خروجی با بالازدگی ۵٪ به مقدار مرجع خود رسیده و بعد از ۱۱ سیکل در محدوده ۱٪ قرار می‌گیرد. دلیل این پاسخ سریع را باید در انتخاب مقدار بزرگ q_1 نسبت به مقادیر q_2 و q_3 جستجو کرد.



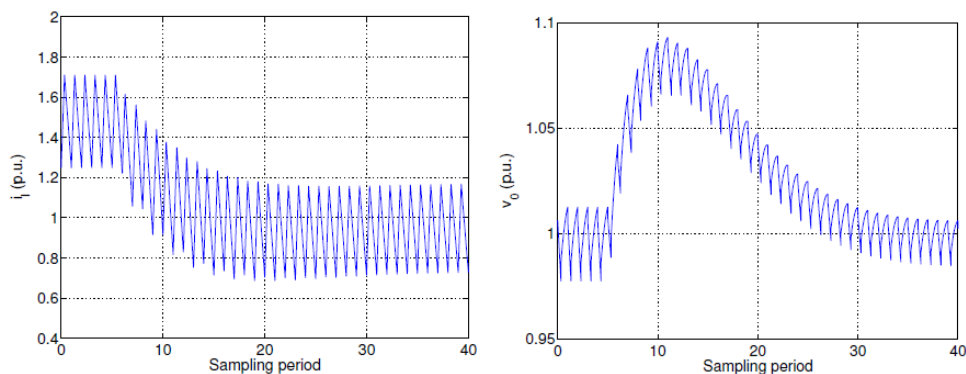
شکل ۱۲ : پاسخ حلقه بسته مبدل در هنگام راه‌اندازی (با شرایط اولیه صفر) با کنترل‌کننده پیشنهادی گروه LTH

اثر تغییر ولتاژ ورودی در شکل ۱۳ نشان داده شده است. چون مقدار جدید ولتاژ ورودی برای کنترل‌کننده در دسترس است بنابراین مرجع جدید جریان محاسبه می‌شود. نوساناتی که در سیگنال کنترلی در ۱۵ سیکل اول وجود دارد به دلیل انتخاب ضریب بزرگ برای خطای جریان می‌باشد.



شکل ۱۳: پاسخ حلقه بسته مبدل به تغییر ولتاژ ورودی از 0.5 به 1 p.u با کنترل کننده پیشنهادی گروه LTH

برای تغییر بار در شکل ۱۴، یک تخمین گر مفروض، مرجع جریان را تنظیم نموده و ولتاژ خروجی بعد از حدود ۲۰ پریود کلیدزنی به مقدار مرجع خود باز می‌گردد.



شکل ۱۴: پاسخ حلقه بسته مبدل به تغییر مقاومت بار از 1 به 1.5 p.u با کنترل کننده پیشنهادی گروه LTH

۴-۴-۴- روش پیشنهادی گروه تحقیقاتی دانشگاه Supelec:

این گروه تحقیقاتی، روش کنترل براساس مفهوم پایداری را برای این مبدل ارائه نموده‌اند.

۴-۴-۴-۱- کنترل درگاه Hamiltonian برای سیستم‌های affine:

روش‌هایی که مفهوم پایداری برای طراحی کنترل کننده استفاده می‌کنند بر مبنای یک مدل پیوسته از سیستم سیویچینگ عمل می‌نمایند. فرمول‌بندی بر اساس کنترل درگاه همیلتون (PCH) انرژی سیستم را لحاظ نموده و دارای بیان استاندارد زیر می‌باشد:

$$\dot{x} = [J(\rho) - R(\rho)] \frac{\partial H(x, \rho)}{\partial x} + G(\rho)u, \quad x = [p_l \quad q_c]^T \quad (22)$$

p_l شار مغناطیسی سلف، q_c بار الکتریکی خازن، ρ متغیر کنترلی بولی، J ماتریس به صورت اریب متقارن، R ماتریس متقارن بینگر اتلاف، H انرژی ذخیره شده در سیستم و G ماتریس توان ورودی می‌باشد. اگر رابطه‌های تشکیل دهنده المان‌های ذخیره کننده انرژی به صورت خطی باشند (که اغلب در مورد مبدل‌های قدرت، این فرض برقرار است)، همیلتونین سیستم برابر است با:

$$\frac{\partial H(x, \rho)}{\partial x} = Fx = z, \quad F = F^T > 0, \quad z = [i_l \quad v_c]^T \quad (23)$$

در حالت ساده، F یک ماتریس قطری است. Z یک بردار co-state می‌باشد. به علاوه، در مورد مبدل‌های DC-DC، معادلات حالت با در نظر گرفتن متغیرهای کنترلی بولی، affine می‌باشد. بنابراین ماتریس‌های J, R و G را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$J(\rho) = J_0 + \sum_1^p \rho_i J_i, \quad R(\rho) = r_0 + \sum_1^p \rho_i R_i, \quad G(\rho) = G_0 + \sum_1^p \rho_i G_i \quad (24)$$

که ρ_i اجزای بردار کنترل ρ و p بُعد این بردار می‌باشد.

۴-۴-۲- کنترل کننده پایدار:

الف) روش عمومی:

در روش معمول، تابع لیاپانوف یک سیستم خطی با نقطه تعادل صفر استفاده می‌شود. برای مبدل‌های سویچینگ، هر ساختار می‌تواند نقطه تعادل متفاوتی داشته باشد و ملاحظات فیزیکی، ما را قادر به نوشتن تابع لیاپانوف معمولی می‌نماید. هدف کنترل، با استفاده از یک مرجع قابل قبول x_0 بیان می‌شود که این مرجع باید شرط زیر را برآورده سازد:

$$0 = (J(\rho_0) - R(\rho_0))z_0 + G(\rho_0)E, \quad \rho_0 \in R^p, \quad 0 \leq \rho_{0i} \leq 1, \quad z_0 = Fx_0 \quad (25)$$

باتوجه به خواص این معادله، برای یک نقطه ρ_0 ، نقطه تعادل می‌تواند یکتا بوده و یا چند جواب داشته باشد و از سوی دیگر، برای ρ_0 ، هر نقطه از فضای حالت می‌تواند یک نقطه تعادل باشد. برای اینکه تابع V یک تابع لیاپانوف سیستم در نقطه x_0 باشد، باید مقدار مثبتی در همه جا غیر از نقطه x_0 داشته باشد و مشتق آن نیز نباید بزرگتر از صفر باشد. تابعی که بدین منظور می‌تواند کاندید شود به فرم زیر باشد:

$$V(x, x_0) = \frac{1}{2}(x - x_0)^T F(x - x_0) \quad (26)$$

تا زمانی که F مثبت باشد، V برای هر x مثبت و پیوسته بوده و در x_0 تهی می‌باشد. مشتق تابع V وابسته به متغیر کنترلی بوده و مقدار آن را با کمک دو معادله قبل می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\dot{V}_p = -(z - z_0)^T R(\rho)(z - z_0) + \sum_1^p T_i (p_i - p_{0i}) \quad (27)$$

$$T_i = (z - z_0)^T ((J_i - R_i)z_0 + g_i u), \quad i = 1:p$$

$R(\rho)$ یک ماتریس نامنفی بوده و بنابراین بخش اول رابطه، منفی می‌باشد. از سوی دیگر، چون $0 \leq \rho_{0i} \leq 1$ بنابراین با توجه به علامت T_i می‌توان ρ_i را به گونه‌ای انتخاب نمود که بخش دوم رابطه مشتق V نیز منفی شود. در ادامه از روش ماکزیمم شیب نزولی برای تعیین مقادیر جدید متغیر کنترلی با توجه به تغییرات علامت T_i استفاده می‌شود. در سطح $T_i = 0$ در فضای حالت، سیستم به صورت Sliding حرکت می‌کند.

ب) کنترل فرکانس:

این استراتژی به یک پهنای باند بی‌نهایت نیاز داشته و از این رو یک ناحیه مرده (Dead zone) با استفاده از یک پارامتر ε ایجاد می‌کنیم. با این کار، مشتق تابع لیاپانوف برای بخشی از زمان‌ها می‌تواند مقداری مثبت داشته باشد و سطح جدید در فضای حالت را می‌توان به صورت $T_i = \varepsilon$ تعریف نمود. دامنه و پیوند نوسانات حول مرجع توسط این پارامتر تعیین شده و بنابراین برای داشتن یک

فرکانس کاری ثابت در شرایط تغییر پارامترها، باید با استفاده از یک کنترل کننده PI گسسته، مقدار ε را تعیین نمود. ورودی این کنترل کننده PI، پیروی سیگنال کنترلی می باشد.

(ج) کاربرد در مبدل Boost:

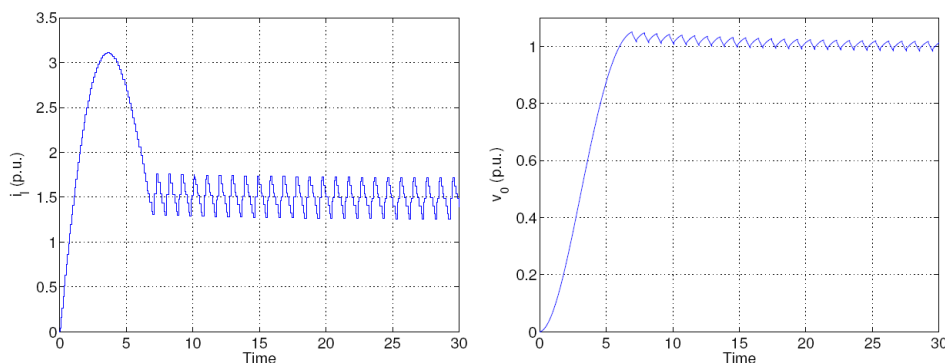
مرجع قابل قبول برای مقدار ولتاژ 1 p.u از رابطه (۲۵) محاسبه می گردد. مقدار جریان نیز در هنگام انتخاب z_0 به دست می آید. از آنجایی که تنها یک متغیر کنترلی وجود دارد، سیگمای موجود در مشتق لیاپانوف تنها دارای یک T خواهد بود که از روی رابطه (۲۷) به صورت زیر تعریف می شود:

$$T = \frac{r_0 i_0}{r_c + r_0} (v - v_0) - \frac{r_0 r_c i_0 + r_0 v_0}{r_c + r_0} (i - i_0) \quad (28)$$

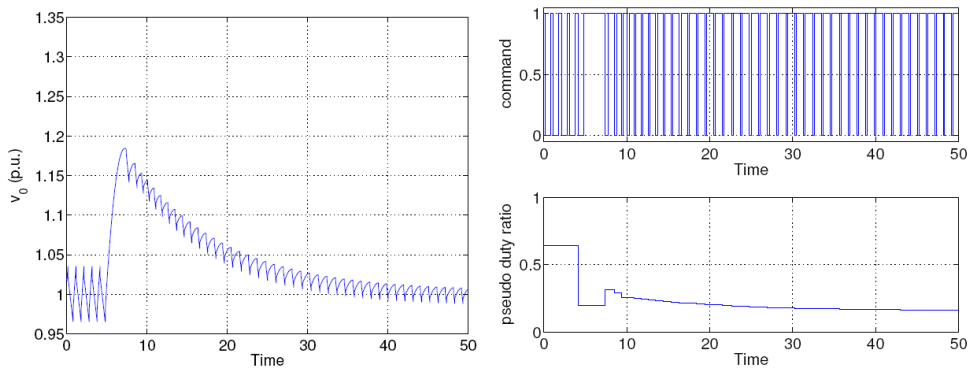
این روش برای فرکانس های کلیدزنی بالاتر مناسب است. همچنین به دلیل اینکه با سرعتی بیشتر از پیروی سیستم و به طور مستقیم، قطع و وصل کلید را کنترل می کند می تواند برای بهبود پاسخ در حالت های گذرا موثر واقع شود. ولی این کار مستلزم فرکانس کلیدزنی متغیر است که در این حالت، یک حلقه PI خارجی، ناحیه مرده ای را به گونه ای تنظیم می کند که فرکانس بیش از اندازه افزایش نیابد.

۴-۴-۳- شبیه سازی:

همانگونه که قبلا اشاره شد، هدف کنترل کننده این است که وقتی مقدار T از ε بزرگتر شد، مقدار متغیر کنترلی را به گونه ای انتخاب نماید که مشتق تابع لیاپانوف منفی باقی بماند. چون این کنترل کننده، سیگنال فرمان کلید نیمه هادی را مستقیما تولید می کند بنابراین با فرکانس کلیدزنی متغیر روبه رو خواهیم شد. برای اینکه بتوان این d این روش را با روش های قبلی مقایسه نمود، از مدت زمانی که کلید در طول یک پیروی روشن است متوسط می گیریم (*Pseudo duty cycle*). شکل ۱۵، حالت راه اندازی مبدل را نشان می دهد. در حالت تغییر ولتاژ ورودی، مقدار جدید مرجع قابل قبول مجددا محاسبه شده و خروجی سیستم با بالادگی کمتر از ۲۰٪ به مقدار مطلوب می رسد.

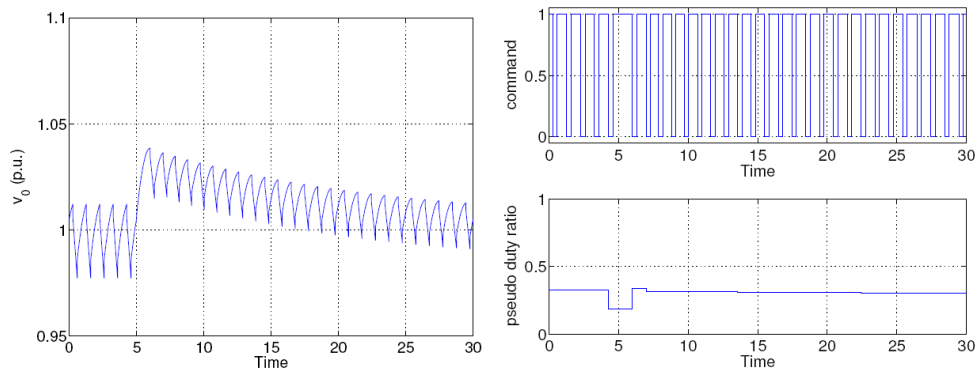


شکل ۱۵: پاسخ حلقه بسته مبدل در هنگام راه اندازی (با شرایط اولیه صفر) با کنترل کننده پیشنهادی گروه Supeclec



شکل ۱۶: پاسخ حلقه بسته مبدل به تغییر ولتاژ ورودی از 0.5 به 1 p.u با کنترل کننده پیشنهادی گروه Supelec

اثر تغییر مقاومت بار در شکل ۱۷ نشان داده شده است. فرض شده است که تغییرات بار قابل اندازه گیری است؛ بنابراین می توان در هر شرایطی، مقدار جدید مرجع قابل قبول را محاسبه نمود.



شکل ۱۷: پاسخ حلقه بسته مبدل به تغییر مقاومت بار از 1 به 1.5 p.u با کنترل کننده پیشنهادی گروه Supelec

۵- مرجع :

Beccuti, A.G.; Papafotiou, G.; Morari, M.; Aimer, S.; Fujioka, H.; Jonsson, U.; Kao, C.-Y.; Wernrud, A.; Rantzer, A.; Baja, M.; Cormerais, H.; Buisson, J.; "Hybrid Control Techniques for Switched-Mode DC-DC Converters Part II: The Step-Up Topology", American Control Conference, ACC '07, 2007, pp. 5464 – 5471.