

استراتژی کنترل مدلغزشی جهت مدیریت توان در اینورتر سه فاز متصل به شبکه

عبداله حسینی

دانشگاه آزاد اسلامی واحد کازرون
abdollahhosseini.4t@gmail.com

چکیده

در سیستم های منابع تولید پراکنده حال حاضر ، از مدولاسیون پهنای باند اینورترهای منبع ولتاژ جهت کنترل جریان استفاده می شود. که برای هماهنگ سازی شبکه برق با منبع تولید پراکنده جهت رسیدن به اهداف زیر می باشد : 1) اطمینان از پایداری شبکه 2) کنترل توان اکتیو و راکتیو 3) بهبود کیفیت توان و در این مقاله از کنترل کننده مد لغزشی جهت کنترل جریان سیستم اینورتر متصل به شبکه استفاده شده است که با بروز رسانی جریان مرجع سبب تغییر جریان خروجی اینورتر مطابق با سیگنال مرجع می گردد که این امر مدیریت توان خروجی اینورتر را نیز دربردارد. مقاوم بودن کنترلر پیشنهادی تحت شرایط تغییرات بار خطی و غیر خطی که بدنبال آن سیگنال مرجع تغییر می کند، در نرم افزار متلب به اثبات رسیده است .
کلید واژه: اینورتر منبع ولتاژ، کنترل جریان، کنترل مدلغزشی ، منابع تولید پراکنده

در سال های اخیر ، سیستم های تولید پراکنده (DG) سازگار با محیط زیست مانند توربین های بادی، سلول های خورشیدی و پیل های سوختی بدلیل اینکه می توانند افزایش تقاضای بار را با توجه به رشد سریع اقتصاد و مقررات سختگیرانه زیست محیطی در مورد انتشار گاز گلخانه ای برآورده سازند، بطور چشم گیری توسعه پیدا کرده است.

بطور کلی، واحدهای تولید کننده بطور موازی به شبکه سراسری متصل می شوند و توان را برای بارهای محلی و شبکه تولید می کنند. برای سیستم های تولید پراکنده و اتصال آنها، بایستی ملزومات و مشخصات خاصی را زمانی که به سیستم های قدرت متصل می باشند، در نظر گرفته شود. برای اینورتر منابع تولید پراکنده ، عملکرد شبکه تا حد زیادی به استراتژی جریان کنترل شده در اینورتر منبع ولتاژ بستگی دارد. مدولاسیون پهنای پالس (PWM) مشهورترین تکنیک کنترلی برای اینورترهای متصل به شبکه می باشد. در مقایسه با کاتورترهای PWM ولتاژ حلقه باز، PWM جریان کنترل شده چندین مزیت از جمله پاسخ دینامیکی سریع، محافظت در برابر اضافه جریان، استفاده از لینک dc و حفاظت جریان پیک را دارد.

کنترل مد لغزشی براساس متغیر کنترل ساختار در مقایسه با روش های کنترل سنتی دارای چندین مزیت از جمله مقاوم بودن تحت تغییر پارامتر و اغتشاشات خارجی و همچنین پاسخ دینامیکی خوب و سریع می باشد. تطبیقی کردن کنترلر در برابر تغییرات بار سبب می گردد که جریان بار که سیگنال مرجع را تشکیل می دهد با دقت مناسبی دنبال گردد.

روش های بسیاری جهت کنترل جریان خروجی اینورتر و در راستای آن کنترل و مدیریت توان در سال های اخیر ارائه شده است که بسیاری از محققین بر روی طراحی کنترل کننده جهت کنترل اینورتر dc/ac کار کرده اند . از جمله این روش های کنترل : کنترل تناسبی انتگرالی (PI) ، کنترل تناسبی رزونانس (PR)، کنترل جریان پیش بینی شده، کنترل فازی می باشد. کنترلر PI سنتی یک کنترلر ساده با پیاده سازی آسان است ، اما در دنبال کردن یک سیگنال جریان مرجع سینوسی، دارای یک خطای حالت ماندگار بزرگ است.

در این مقاله ، از کنترل مد لغزشی جهت کنترل جریان خروجی اینورتر استفاده شده است و در این کنترل کننده جریان مرجع بصورت آنی براساس جریان مصرفی بار بروز رسانی می شود تا با تطابق جریان خروجی اینورتر با جریان بار، بتواند جبار را تا حد امکان تولید پراکنده تامین نماید. همچنین با تعریف یک حد آستانه برای سیگنال مرجع اینورتر ، جریان با تعریف یک حد آستانه برای سیگنال مرجع اینورتر، جریان خروجی اینورتر محدود می گردد تا از مقدار ماکزیمم جریان قابل قبول اینورتر تجاوز نکند .

ادامه مقاله بدین ترتیب بیان شده است: در قسمت (2) مدل سیستم به همراه استراتژی کنترل مد لغزشی بیان شده است. در قسمت (3) نتایج شبیه سازی جهت اثبات و تایید روش کنترلی پیشنهادی ذکر شده است . در آخر نتیجه گیری نهایی در قسمت (4) بیان شده است.

2-کنترل مد لغزشی

سیستم کنترل مد لغزشی در واقع یک نوع کنترل کننده با ساختار متغیر می باشد که دارای مشخصات مطلوبی از جمله مقاوم بودن نسبت به تغییر پارامترها، نامعینی ها و دینامیک های مدل نشده سیستم بوده و برای طیف وسیعی از سیستم های ساده و پیچیده قابل کاربرد می باشد. از مزیت های مهم این کنترل کننده ها با ساختار متغیر بهبود پاسخ گذرا و مقاوم بودن به تغییر پارامترها و نامعینی سیستم می باشد. عوامل غیرخطی سیستم های قدرت شامل عواملی از جمله تغییرات پارامترهای سیستم و نقطه کار، اغتشاش های مختلف، مشخصات غیرخطی سوئیچ های الکترونیک قدرت بکار برده شده در سیستم (دینامیک های سریع) و غیره می باشد. در بکارگیری روش های کنترل خطی جهت سیستم های غیرخطی، مدل انتخابی باید در محدوده پهنای باند مورد نظر دقت لازم را جهت منظور نمودن میانگین دینامیک از اثرات سریع داشته باشد. همچنین فرض کوچک بودن اغتشاش ها و عدم تغییر نقطه کار جهت صحت و دقت مدل خطی شده انتخابی جهت طراحی کنترل کننده الزامی است. روش کلی در طراحی کنترل کننده مد لغزشی بدست آوردن سطوح لغزشی است که متغیرها با توجه به قانون کنترلی بدست آمده به

آن سطح رسیده و با دینامیک ساده تری بر روی این سطوح لغزش حرکت و به مبدا برسند. در حالت کلی جهت طراحی کنترل مد لغزشی سیستم های غیرخطی معادله حالت سیستم به صورت زیر فرض می گردد:

$$\dot{x} = f(x,t) + b(x,t)u + d(t) \quad (1)$$

$d(t)$ سیگنال اغتشاش می باشد. سطوح لغزش s و ورودی سیستم u را چنین در نظر گرفته می شود:

$$S = g(x,t,u) \quad (2)$$

$$u = u_{eq} + u_d \quad (3)$$

u_{eq} مولفه ای از ورودی است که در حالت دائم و بدون اغتشاش متغیرهای سیستم را در نقطه کار نگه می دارد. یعنی:

$$\dot{x} = f(x,t) + b(x,t)u_{eq} = 0 \quad (4)$$

u_d مولفه ای از ورودی است که موجب بازگرداندن متغیرها به مقادیر نامی (رسیدن به سطوح لغزش) به علت اغتشاش می باشد.

معادلات مختلفی در محاسبه u_d جهت رسیدن به سطح لغزش وجود دارد. دو نمونه از مهمترین معادلات چنین است:

$$S\dot{S}^T < -\beta|S| \quad یا \quad S\dot{x}^T < 0$$

$$\dot{S} = -K_1 \text{sgn}(S) - K_2 S$$

در طراحی کنترل مد لغزشی سیستم های خطی، ابتدا معادله حالت بصورت زیر در نظر گرفته می شود:

$$\dot{x}_{n+1} = A_{n+1}x_{n+1} + B_{n+1}u_{n+1} \quad (5)$$

با انتخاب m سطح لغزش:

$$(7) \sigma_{m+1} = S_{m+1}(x - x_{ref})_{n+1} = S_x$$

ورودی های سیستم چنین خواهد شد:

$$u_d = -\psi_i^T x = -\sum_{j=1}^n \psi_{ij} x_j \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (8)$$

$$\psi_{ij} = -\begin{cases} \alpha_{ij} & \text{if } \sigma_i x_j > 0 \\ -\alpha_{ij} & \text{if } \sigma_i x_j < 0 \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, m \quad j = 1, 2, \dots, n \quad (9)$$

همانگونه که می دانید اینورترها بر اساس کاربردهای منطقه ای به دو گروه دسته بندی می شوند: الف) اینوتر تک فاز ب) اینوتر سه فاز. در ادامه معادلات مد کنترل لغزشی بر اساس سیستم تک فاز و سه فاز بیان می گردند.

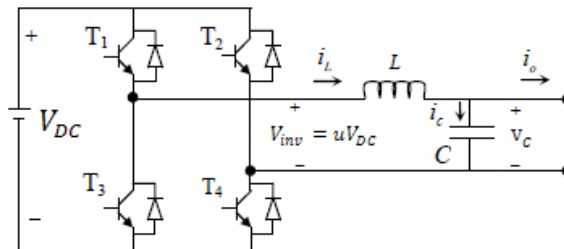
1-2-سیستم تکفاز

کنترل مد لغزشی بعنوان یک کنترلر مقاوم با پایداری بالا در دامنه شرایط عملکردی وسیع شناخته شده، اگر چه که دارای مشکل چترینگ می باشد و همچنین نمی توان از این تکنیک بطور مستقیم در کانورترهای قدرت چند سوییچ استفاده کرد. در این تحقیق، مشکل چترینگ مد لغزشی توسط قانون کنترلی هموارساز در یک ناحیه مرزی محدود برطرف شده و یک مدولاتور پهنای پالس، فرکانس سوئیچینگ ثابت را برای اینوتر تولید می کند. تولید هموارساز بر اساس محدودسازی مدولاتور پهنای پالس بوده، اگرچه قانون کنترل هموارساز اجرای کنترل مد لغزشی را محدود می سازد، اما تنظیم و پاسخ دینامیکی ولتاژ خروجی اینوتر در یک دامنه قابل قبول می باشد.

1-1-2- ساختار دینامیکی سیستم تکفاز

شماتیک ساختار یک اینوتر تکفاز به همراه فیلتر خروجی در شکل (1) نشان داده شده است. همانگونه که در شکل (1) مشاهده می شود اینوتر از

طریق یک فیلتر با کاپاسیتانس C و اندوکتانس L به شبکه و یا به بار متصل می‌باشد.



شکل ۱: مدار معادل کانورتر dc/ac به همراه فیلتر خروجی

بر اساس قانون گره و حلقه در خروجی فیلتر LC معادلات بصورت زیر می‌باشد:

$$\text{Kcl: } i_L = i_C + i_o \quad (10)$$

$$\text{Kvl: } V_L + V_C - V_{inv} = 0 \text{ and } V_{inv} = uV_{DC} \rightarrow V_L + V_C - uV_{DC} = 0 \quad (11)$$

ولتاژ سلف:

$$(12) V_L = L \frac{di_L}{dt} \rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L}$$

معادله (13) از معادلات (11) و (12) بدست می‌آید:

$$(13) L \frac{di_L}{dt} + V_C - uV_{DC} = 0 \rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (-V_C + uV_{DC})$$

و همچنین جریان خازن بصورت معادله زیر می‌باشد:

$$(14) i_C = C \frac{dV_C}{dt}$$

از ترکیب معادلات (10) و (14)، معادله (15) بصورت زیر می‌باشد:

$$(15) i_L = C \frac{dV_C}{dt} - i_o = 0 \rightarrow \frac{dV_C}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{i_o}{C}$$

معادلات (13) و (15) معادله حالت سیستم را نشان می‌دهد که به شکل زیر بازنویسی می‌گردند:

$$(16) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_C \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_C \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{DC}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} -\frac{i_o}{C} \\ 0 \end{bmatrix}$$

جریان سلف i_L و ولتاژ خروجی V_C بعنوان متغیرهای حالت انتخاب شده و u ورودی کنترلی ناپیوسته سیستم می‌باشد. i_C و i_o بترتیب جریان خازن و جریان خروجی می‌باشد. از آنجاییکه در این تحقیق هدف کنترل جریان با انتخاب یک سیگنال مرجع می‌باشد بنابراین خروجی سیستم، جریان خروجی اینورتر در نظر گرفته شده است. پس خطای سیگنال مرجع و خروجی سیستم به شکل زیر تعریف می‌گردد:

$$(17) x = i_o - i_{ref}$$

با جایگذاری معادله (10) در معادله (17):

$$x = i_L - i_C - i_{ref} \rightarrow i_L = x + i_C + i_{ref} \xrightarrow{\text{مشتق}} \frac{d}{dt} i_L = \dot{x} + \frac{d}{dt} i_C + \frac{d}{dt} i_{ref} \quad (18)$$

معادله (19) با ترکیب معادلات (18) و (13) بدست می‌آید:

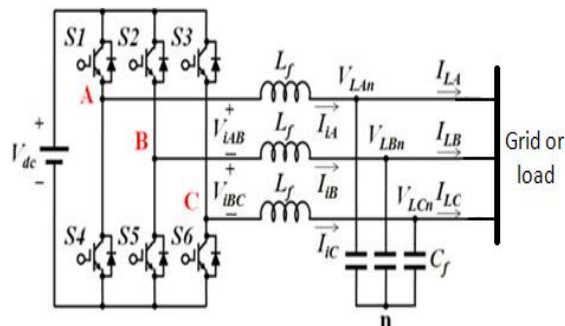
$$\begin{aligned} \dot{x} + \frac{d}{dt} i_C + \frac{d}{dt} i_{ref} &= \frac{1}{L} (-V_C + uV_{DC}) \rightarrow \\ \dot{x} &= -\frac{1}{L} V_C + \frac{1}{L} uV_{DC} - \frac{d}{dt} i_C - \frac{d}{dt} i_{ref} \quad (19) \end{aligned}$$

2-1-2- سیستم سه فاز

در این بخش یک روش کنترلی جهت تولید پالس مناسب برای مدولاسیون پهنای باند در اینورتر سه فاز جهت کنترل جریان ارائه می گردد. برای رسیدن به یک پاسخ گذرای سریع، یک تنظیم جریان مناسب و خطای حالت ماندگار جریان خروجی نزدیک به صفر، روش کنترل مد لغزشی ارائه شده است. در این روش، از ولتاژ دو سر خازن و جریان خروجی (جریان پس از فیلتر) جهت ورودی کنترلر نمونه برداری شده و در نهایت خروجی مناسبی تولید می گردد. در ادامه ابتدا مدل دینامیکی سیستم مورد نظر مورد بررسی قرار گرفته و سپس کنترل کننده طراحی و شبیه سازی می گردد.

2-1-2-1- مدل حالت دینامیکی سیستم سه فاز

شکل (3) شماتیک یک اینورتر dc به ac سه فاز با فیلتر LC را نشان می دهد. این شکل شامل یک منبع ولتاژ dc (V_{dc})، یک اینورتر سه فاز ($S1$ به $S6$) و یک فیلتر خروجی LC (C_f, L_f) می باشد. خروجی فیلتر LC یک قسمت ضروری در این مدار می باشد، بدلیل اینکه نقش حذف کردن مولفه های هارمونیک ولتاژ خروجی اینورتر را که به سبب فرکانس بالای سوئیچینگ ایجاد شده است را بر عهده دارد.



شکل 3- شماتیک یک اینورتر dc به ac سه فاز با یک فیلتر LC

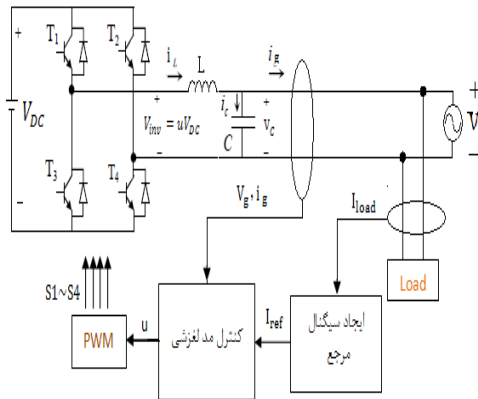
بر اساس خروجی فیلتر LC نشان داده شده در شکل (3)، معادلات حالت سیستم با توجه به قانون کیرشوف به شرح زیر بدست می آیند. پس با توجه به معادلات (20) و (21)

$$\begin{aligned} 20) \frac{dV_L}{dt} &= \frac{1}{C_f} I_i - \frac{1}{C_f} I_L \\ T_i \frac{dI_i}{dt} &= -\frac{1}{L_f} T_i V_L + \frac{1}{L_f} V_i \end{aligned} \quad (21)$$

معادلات حالت سیستم به فرم زیر بیان می گردد:

$$\begin{cases} \frac{dV_L}{dt} = \frac{1}{C_f} I_i - \frac{1}{C_f} I_L \\ T_i \frac{dI_i}{dt} = -\frac{1}{L_f} T_i V_L + \frac{1}{L_f} V_i \end{cases} \quad (22)$$

$$T_i = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$



شکل 4- دیاگرام کلی سیستم کنترل مد لغزشی جهت کنترل جریان

مدل سیستم می تواند به مدار معادل تکفاز واحد مطابق شکل (4) کاهش یابد. پس بر این اساس برای هر فاز بطور جداگانه مدل دینامیکی استخراج و یک کنترل کننده طراحی می گردد.

3- نتایج شبیه سازی

3-1- سیستم تکفاز

در این بخش، نتایج شبیه سازی جهت دنبال کردن سیگنال مرجع جریان بر اساس روش کنترل مد لغزشی در نرم افزار متلب بیان شده است. شبیه سازی جهت مشخص سازی پاسخ کنترل کننده ها تحت دو مورد زیر انجام شده است: الف) ولتاژ شبکه متعادل

ب) ولتاژ شبکه نامتعادل

پارامترهای سیستم شبیه سازی شده در جدول (1) بیان شده است:

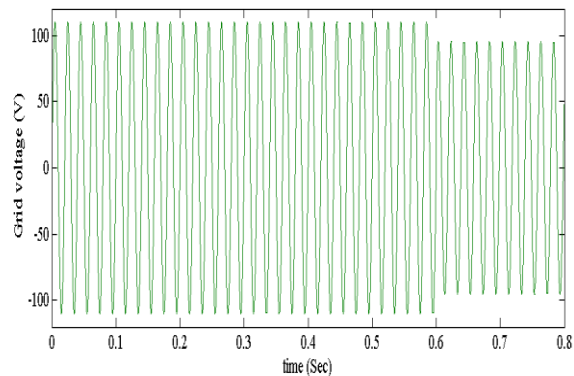
جدول 1: پارامترهای سیستم شبیه سازی شده

V_{DC}	800 V
V_g	110 peak (77.8 rms)
f_s	15000
F	50
L	22mH
C	100μH

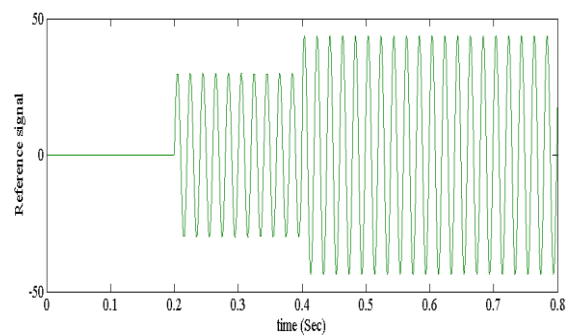
جدول 2: پارامتر کنترل کننده مد لغزشی

K	0.8
---	-----

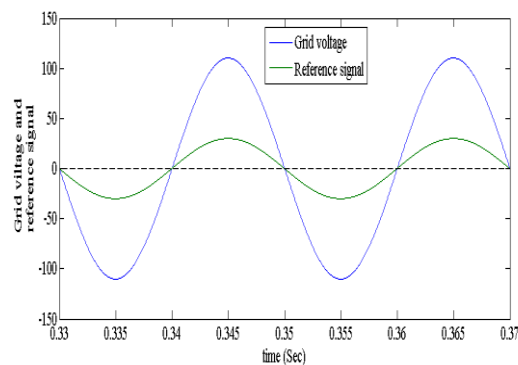
همانگونه که در شکل (4) مشاهده می شود، جریان خروجی اینورتر i و ولتاژ شبکه (V_g) بعنوان ورودی سیستم کنترل مد لغزشی در نظر گرفته شده است.



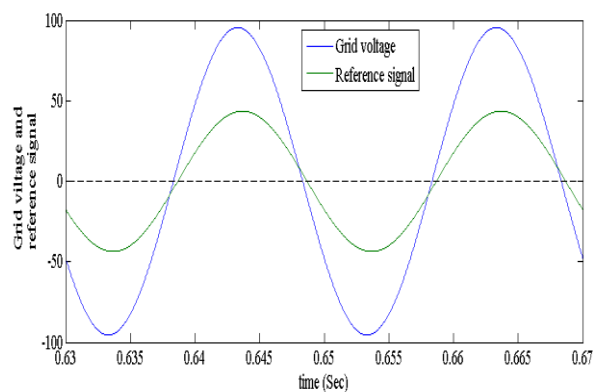
(a)



(b)

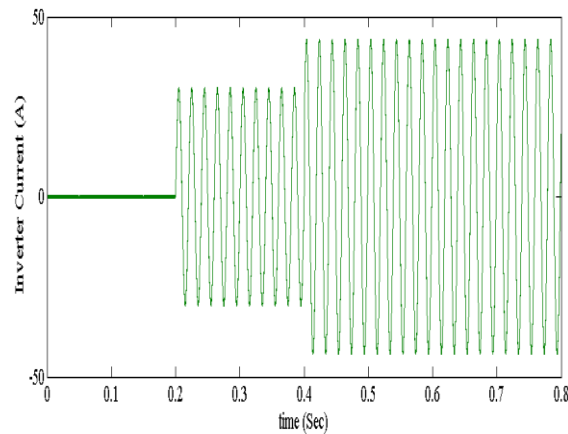


(c)

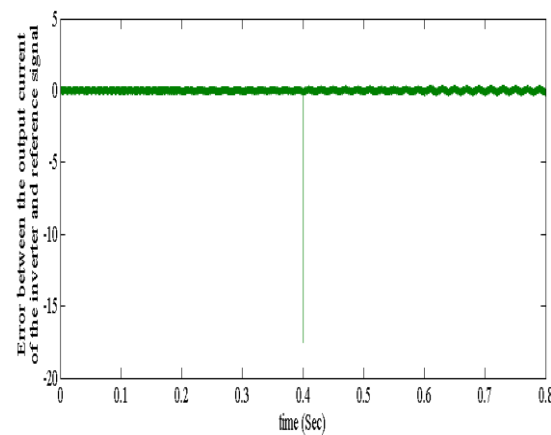


(d)

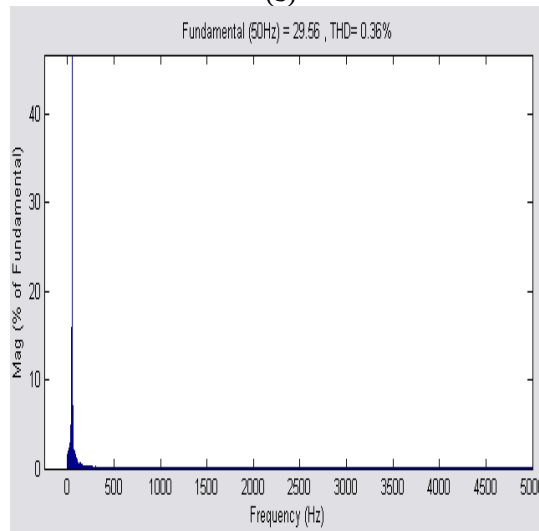
شکل 5: (a) ولتاژ شبکه، (b) جریان مرجع، (c) ولتاژ شبکه و سیگنال مرجع هم فاز هستند، (d) ولتاژ شبکه و سیگنال مرجع غیر هم فاز هستند.



(a)



(b)



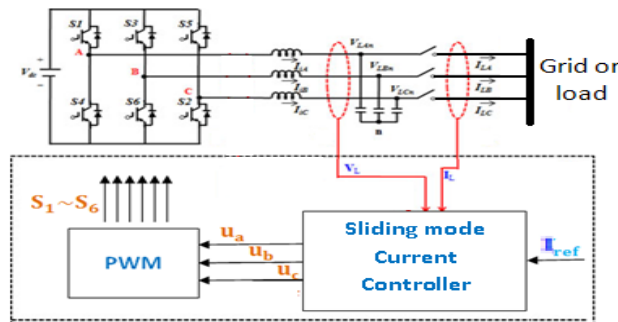
(c)

شکل 6: (a) جریان اینورتر. (b) خطای بین جریان مرجع و جریان اینورتر. (c) تحلیل هارمونیک حالت ماندگار

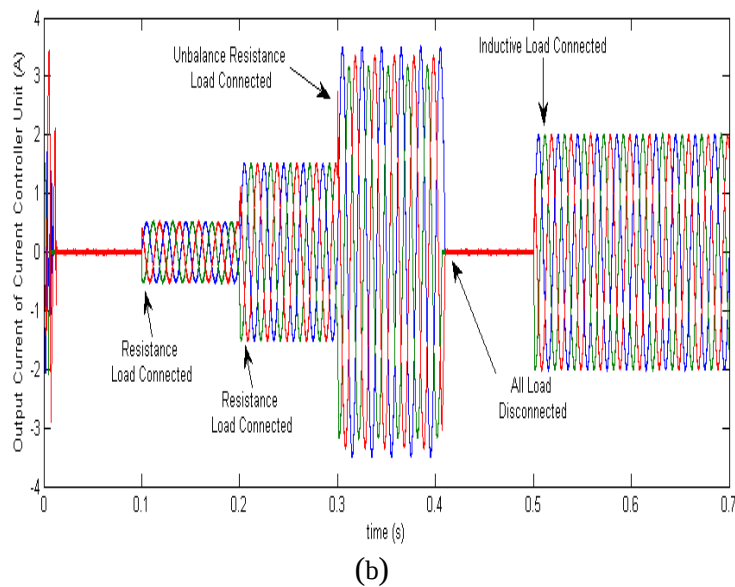
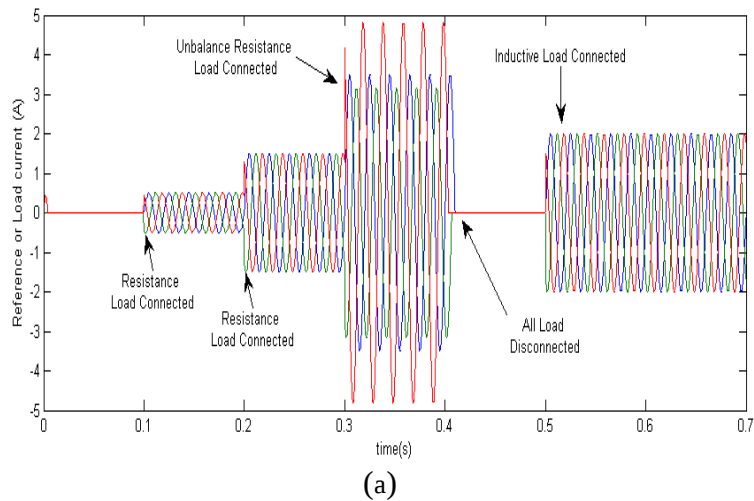
همانگونه که در شکل (5) و (6) مشاهده می‌شود، کنترل کننده مد لغزشی نسبت به تغییرات دامنه و زاویه ولتاژ شبکه مقاوم است و تغییرات ولتاژ تاثیری در عملکرد کنترل کننده ندارد. همچنین در زمان تغییر سیگنال مرجع نیز پاسخ مناسبی از خود نشان می‌دهد و خطای حالت ماندگار این کنترلر به سمت صفر میل می‌کند.

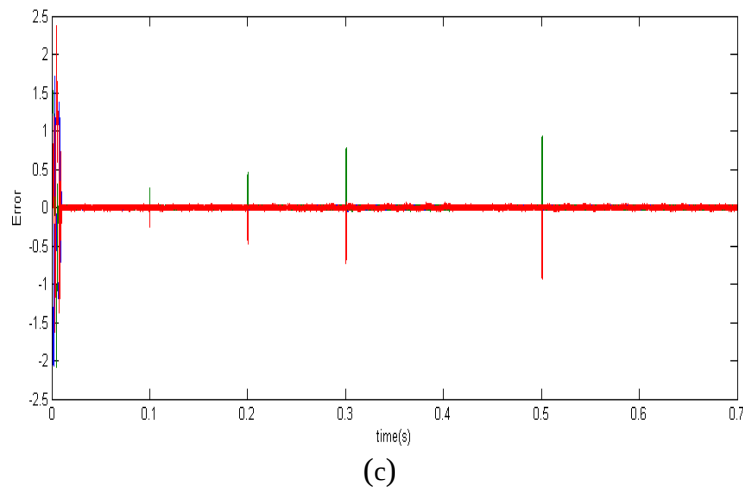
2-3- سیستم سه فاز

در این بخش کنترل کننده‌های مد لغزشی در یک سیستم سه فاز تحت شرایط مختلف جهت کنترل جریان یک اینورتر مورد بررسی قرار گرفته است. پارامترهای هر فاز اینورتر شبیه سازی شده در جدول (1) بیان شده است.



شکل 7: بلوک دیاگرام سیستم کنترل ولتاژ سه فاز





شکل 8: نتایج شبیه سازی کنترل کننده مد لغزشی در کنترل جریان خروجی اینورتر. (a) جریان مرجع. (b) جریان تولیدی اینورتر. (c) خطای حالت ماندگار.

نتایج شبیه سازی یک کنترل کننده مد لغزشی جهت کنترل جریان یک اینورتر سه فاز در شکل (8) نشان داده شده است. همانگونه که در شکل (8-a) مشاهده می شود، سیگنال مرجع با تغییرات بار تغییر می کند و کنترل کننده نیز بگونه ای سیگنال کنترلی را تولید می کند که سبب شود خطای بین سیگنال جریان و مرجع به سمت صفر میل کند. شکل (8-b) و (8-c) جریان تولیدی اینورتر کنترل کننده جریان را نشان می دهد، آنگونه که مشاهده می شود در زمان 0.1 و 0.2 ثانیه بارهای اهمی وارد مدار شده اند و در زمان 0.3 ثانیه بار اهمی نامتقارن به سیستم وارد شده است. در زمان 0.4 ثانیه تمامی بارها از مدار قطع شده اند و در زمان 0.5 ثانیه یک بار غیر خطی وارد مدار شده است، این شکل نشان می دهد که جریان اینورتر کنترل کننده جریان با جریان بار یکسان می باشد و کنترل کننده عکس العمل مناسبی از خود نشان داده است.

4- نتیجه گیری

در این مقاله یک کنترل کننده مد لغزشی جهت کنترل جریان یک اینورتر تکفاز و سه فاز تحت شرایط بار گوناگون، ولتاژ شبکه مختلف و سیگنال مرجع مختلف مورد بررسی قرار گرفته است. همانگونه مشاهده شد، این کنترل کننده نسبت به تغییرات اندازه و فاز سیگنال مرجع که همان جریان بار می باشد، غیر حساس بوده و با تغییر سیگنال مرجع، کنترل کننده با یک عکس العمل خوب و سریع نسبت به تغییرات، جریان تولیدی اینورتر را به جریان مرجع رسانده و خطای حالت ماندگار نزدیک به صفر است و همچنین دارای یک مولفه هارمونیک کل پایین تر از 0.5 است.

5- مراجع

- [1] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg, and J. D. Irwin, *Control in Power Electronics: Selected Problems*. New York: Academic, 2002.
- [2] R. Kennel, A. Linder, and M. Linke, "Generalized predictive control (GPC)-Ready for use in drive applications?" in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, 2001, vol. 4, pp. 1839–1844.
- [3] A. Malinowski and H. Yu, "Comparison of embedded system design for industrial applications," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 7, no. 2, pp. 244–254, May 2011.
- [4] C. Bucciella, C. Cecati, and H. Latafat, "Digital control of power converters A survey," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 8, no. 3, pp. 437–447, Aug. 2012.

- [5] E. Monmasson and M. N. Cirstea, "FPGA design methodology for industrial control systems—A review," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 4, pp. 1824–1842, Apr. 2007.
- [6] J. Rodríguez, J. Pontt, C. A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortés, and U. Ammann, "Predictive current control of a voltage source inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 1, pp. 495–503, Jan. 2007.
- [7] P. Cortés, S. Kouro, J. Rodriguez, and H. Abu-Rub, "Model predictive control of multilevel h-bridge inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2691–2699, Aug. 2010.
- [8] Fischer, Jontan Roberto, Sergio Alejandro Gonzalez, Mario A. Herran, Marcos G. Judewicz, and Daniel O. Carrica. "Calculation-delay tolerant predictive current controller for three-phase inverters." *Industrial Informatics, IEEE Transactions on* 10, no. 1 (2014): 233-242.
- [9] Lazzarin, Telles B., and Ivo Barbi. "DSP-Based Control for Parallelism of Three-Phase Voltage Source Inverter." *Industrial Informatics, IEEE Transactions on* 9, no. 2 (2013): 749-759.
- [10] Hoseini, Seyed Kazem, Jafar Adabi, and Abdolreza Sheikholeslami. "Predictive modulation schemes to reduce common-mode voltage in three-phase inverters-fed AC drive systems." *Power Electronics, IET* 7, no. 4 (2014): 840-849.
- [11] Lee, Kui-Jun, Byoung-Gun Park, Rae-Young Kim, and Dong-Seok Hyun. "Robust predictive current controller based on a disturbance estimator in a three-phase grid-connected inverter." *Power Electronics, IEEE Transactions on* 27, no. 1 (2012): 276-283.
- [12] Lin, Faa-Jeng, Chih-Kai Chang, and Po-Kai Huang. "FPGA-based adaptive back stepping sliding-mode control for linear induction motor drive." *Power Electronics, IEEE Transactions on* 22, no. 4 (2007): 1222-1231.
- [13] J. F. A. Martins, A. J. Pires, and J. F. Silva. 'A Novel and Simple Current Controller for Three-Phase PWM Power Inverters'. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 45, NO. 5, OCTOBER 1998.