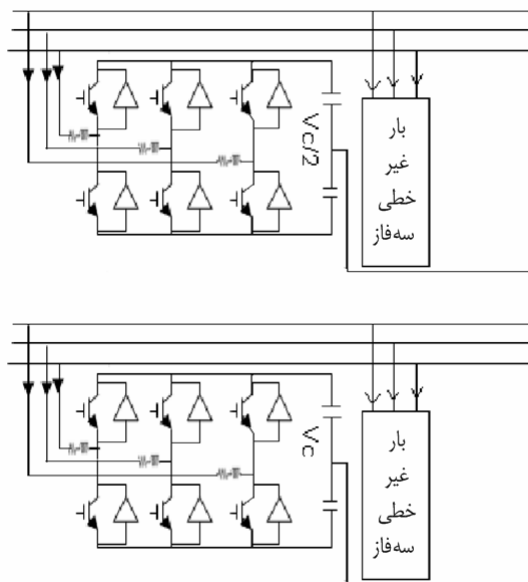


# طراحی و بهینه‌سازی کنترلر مد لغزشی اصلاح‌شده در جبران کننده اکتیو موازی

مجید نیری‌پور، علی یزدیان ورجانی و مصطفی محمدیان



شکل ۱: مدار جبران کننده اکتیو موازی.

کنترل کننده مد لغزشی صورت گرفته است. در مرجع فوق متغیرهای حالت، جریان محورهای dqo در نظر گرفته شده و با توجه به استقلال این سه جریان از یکدیگر سه سطح لغزش بر حسب هر یک از این سه متغیر حالت تعریف و ورودی‌ها جهت صفر کردن این سطوح لغزش به دست آورده شده است. با توجه به اهمیت دو متغیر حالت ولتاژ خازن‌ها و تأثیر آن در متغیرهای حالت جریان، عدم استفاده از آن در معادلات حالت و سطوح لغزش، علی‌رغم پیروی سه متغیر حالت جریان از مقادیر مرجع، کنترلی بر روی ولتاژ خازن‌ها صورت نگرفته و ممکن است ولتاژ خازن‌ها دارای تغییرات زیاد و باعث ناپایداری کلی سیستم شود.

در [۴] جبران کننده سه‌فاز با استفاده از روش کنترل مد لغزشی و تعریف دو سطح لغزش مربوط به محورهای d و q صورت گرفته است. در این مقاله ابتدا با بررسی تعریف توان، دیدگاه‌های مختلفی برای حذف هارمونیک را به دست آورده و سپس روش‌های مختلف جبران جهت به دست آوردن جریان مرجع که اینورتر برای حذف هارمونیک‌های مورد نظر باید آن را دنبال کند، مورد بررسی قرار می‌گیرد. روش مینیمم‌سازی مؤلفه اکتیو جریان باعث صفر شدن توان راکتیو لحظه‌ای و بهبود وضعیت توان‌های عبوری از منبع خواهد شد. همچنین با اعمال روش کنترل کننده مد لغزشی اصلاح‌شده مشاهده می‌شود که جریان اینورتر با پاسخ دینامیکی سریعی جریان‌های مرجع را دنبال می‌کند.

## ۲- توان در حالت سینوسی

با اعمال ولتاژ سینوسی به یک بار خطی تک‌فاز، جریان سینوسی و توان‌های لحظه‌ای، اکتیو و راکتیو به صورت زیر تعریف می‌شود

چکیده: افزایش سرعت پاسخ دینامیکی فیلتر در دنبال کردن جریان‌های مرجع محاسبه‌شده برای حذف هارمونیک‌های جریان عبوری از منبع از اهداف این مقاله می‌باشد. برای این منظور لازم است ابتدا مؤلفه‌های هارمونیک بار غیر خطی که باید توسط فیلتر جبران گردد به دست آورده شود. در این مقاله با توجه به تعاریف توان و دو نوع توپولوژی فیلتر اکتیو، جبران‌سازی با استفاده از تابع لاگرانژ و مینیمم‌سازی مؤلفه اکتیو جریان صورت گرفته و با جبران‌سازی مؤلفه‌های مختلف توان با استفاده از تئوری توان راکتیو لحظه‌ای سه‌فاز مقایسه شده است. مهم‌ترین مزیت روش مینیمم‌سازی مؤلفه اکتیو جریان نسبت به دیگر روش‌ها صفر شدن توان راکتیو لحظه‌ای رد و بدل شده بین سیستم سه‌فاز و بار می‌باشد. در ادامه کنترلر ترکیبی مد لغزشی و PI جهت دنبال کردن مقادیر مرجع توسط اینورتر طوری اصلاح و تغییر داده می‌شود که مقدار مؤثر کل خطاهای حاصل از دنبال کردن مقادیر مرجع حداقل و سطوح لغزش سریع‌تر از کنترلر مد لغزشی کلاسیک به صفر نزدیک شود. افزایش سرعت به صفر رسیدن سطوح لغزش تعریف‌شده موجب افزایش سرعت پاسخ دینامیکی فیلتر و کاهش خطا نسبت به روش کنترلر مد لغزشی کلاسیک خواهد شد.

کلید واژه: جبران کننده اکتیو موازی، کنترلر مد لغزشی، هارمونیک.

## ۱- مقدمه

اتصال بارهای غیر خطی به شبکه‌ای با امپدانس داخلی موجب ایجاد هارمونیک و افت ولتاژ هارمونیک و در نهایت باعث تلفات خواهد شد [۱]. با قراردادن یک منبع جریان هارمونیک موازی با بار غیر خطی، هارمونیک‌های مورد نیاز این بار را می‌توان در محل بار تولید کرد. این جریان‌های هارمونیک توسط فیلتر اکتیوی که شامل یک اینورتر PWM است، در محل بار تأمین می‌گردد. تغذیه DC اینورتر نیز توسط خازن‌هایی صورت می‌گیرد که از طریق دیودهای موازی با سوئیچ‌ها شارژ می‌شود (شکل ۱).

روش‌های مختلفی جهت کنترل سوئیچ‌ها در دنبال کردن جریان جبران کننده از مقادیر مرجع ارائه شده است. در [۱] و [۲] جهت هم‌فاز کردن ولتاژ و جریان بار از کنترلر مد لغزشی بدون ملاحظات و تحلیل پایداری و به صورت ساده در جبران کننده موازی تک‌فاز استفاده شده است.

در [۳] جبران‌سازی با استفاده از اینورتر سه‌فاز همراه با سیم صفر و

این مقاله در تاریخ ۲ مرداد ماه ۱۳۸۵ دریافت و در تاریخ ۲۰ فروردین ماه ۱۳۸۶ بازنگری شد.

مجید نیری‌پور، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی شیراز، شیراز (email: mnayeri82@yahoo.com)

علی یزدیان ورجانی، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه تربیت مدرس، جلال آل احمد، پل نصر، تهران، کد پستی ۱۴۳-۱۴۱۱۵ (email: yazdian@modares.ac.ir)

مصطفی محمدیان، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه تربیت مدرس، جلال آل احمد، پل نصر، تهران، کد پستی ۱۴۳-۱۴۱۱۵ (email: mohamadian@modares.ac.ir)

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_o \end{bmatrix} \quad (۷)$$

مشابه رابطه فوق را می‌توان برای ولتاژ فازها و مؤلفه dqo آنها نوشت. توان‌های لحظه‌ای نیز چنین خواهد شد

$$\begin{aligned} p(t) &= v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} (v_d i_d + v_q i_q + 2v_o i_o) = P + \tilde{p} + P + \tilde{p}. \\ q(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}} (v_d i_q - v_q i_d) = Q + \tilde{q} + Q + \tilde{q}. \\ &= \frac{-1}{\sqrt{3}} \{ (v_a - v_b) i_c + (v_b - v_c) i_a + (v_c - v_a) i_b \} \end{aligned} \quad (۸)$$

در روابط فوق  $P$  متوسط توان اکتیو عبوری (حاصل از مؤلفه  $d$  و  $q$ )،  $P$  متوسط توان اکتیو مؤلفه صفر و  $\tilde{p}$  و  $\tilde{q}$  مؤلفه‌های نوسانی آنها می‌باشد.

رابطه فوق چنین نوشته می‌شود

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ p_o \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_q & v_d & 2v_o \\ v_d & -v_q & 0 \\ 0 & 0 & 2v_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_o \end{bmatrix} \quad (۹)$$

با قرار گرفتن یک جبران‌کننده موازی با شبکه می‌توان هر یک از توان‌های مؤلفه صفر، مؤلفه‌های هارمونیک توان لحظه‌ای، کل توان راکتیو یا مؤلفه‌های هارمونیک آن را به صورت مجزا و یا به طور یکجا جبران نمود. البته در صورتی که سیم صفر وجود نداشته باشد مؤلفه توالی صفر نیز نخواهیم داشت [۷] و [۸].

### ۵- جبران سازی به وسیله مینیمم سازی مؤلفه اکتیو جریان

در این روش جبران سازی ابتدا جریان عبوری از هر فاز را به دو مؤلفه اکتیو و راکتیو تجزیه می‌کنیم

$$i_p = i_{wp} + i_{\mu p} \quad p = a, b, c \quad (۱۰)$$

برای به دست آوردن مؤلفه‌های اکتیو و راکتیو جریان لازم است تابع لاگرانژ

$$L = (i_a - i_{\mu a})^2 + (i_b - i_{\mu b})^2 + (i_c - i_{\mu c})^2 \quad (۱۱)$$

را با شرط زیر مینیمم کرد

$$\Phi(i_{\mu a}, i_{\mu b}, i_{\mu c}) = v_a i_{\mu a} + v_b i_{\mu b} + v_c i_{\mu c} = 0 \quad (۱۲)$$

که در نهایت خواهیم داشت

$$\begin{bmatrix} i_{wa} \\ i_{wb} \\ i_{wc} \end{bmatrix} = \frac{p(t)}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (۱۳)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\mu a} \\ i_{\mu b} \\ i_{\mu c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{p(t)}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (۱۴)$$

$$\begin{aligned} p(t) &= v_a(t) i_a(t) = v_m i_m \sin(\omega t) \sin(\omega t - \varphi) \\ &= \frac{v_m i_m}{2} \{ \cos \varphi - \cos(2\omega t - \varphi) \} \end{aligned} \quad (۱)$$

$$P = \frac{v_m i_m}{2} \cos \varphi, \quad Q = \frac{v_m i_m}{2} \sin \varphi$$

در بار خطی سه‌فاز نیز با توجه به اختلاف فاز ۱۲۰ درجه بین ولتاژها و جریان‌ها توان لحظه‌ای برابر توان اکتیو (متوسط توان) خواهد شد

$$p(t) = v_a(t) i_a(t) + v_b(t) i_b(t) + v_c(t) i_c(t) = 3 \frac{v_m i_m}{2} \cos \varphi \quad (۲)$$

$$Q = 3 \frac{v_m i_m}{2} \sin \varphi$$

### ۳- توان در حالت غیر سینوسی

توان لحظه‌ای در سیستم تک‌فاز برابر با حاصل ضرب مقادیر لحظه‌ای ولتاژ و جریان و مقدار متوسط آن، توان اکتیو و آن قسمتی که در مؤلفه توان اکتیو شرکت نمی‌کند توان راکتیو می‌باشد، که بین منبع و بار رد و بدل می‌شود. در این حالت توان اکتیو، ظاهری و راکتیو چنین تعریف می‌شود

$$P = \frac{1}{T} \int v(t) i(t) dt = VI_w \quad (۳)$$

$$S' = VI$$

$$Q = \sqrt{S'^2 - P^2}$$

در رابطه فوق  $V$  ولتاژ مؤثر و چنین تعریف می‌شود

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int v^2 dt} = \sqrt{\sum V_n^2} \quad (۴)$$

$V_n$  مقدار مؤثر هارمونیک  $n$ ام ولتاژ می‌باشد. جریان مؤثر نیز به همین شکل تعریف می‌شود.

در سیستم سه‌فاز نیز توان لحظه‌ای اکتیو به صورت زیر تعریف می‌شود

$$p(t) = v_a(t) i_a(t) + v_b(t) i_b(t) + v_c(t) i_c(t) \quad (۵)$$

متوسط عبارت فوق توان اکتیوی است که از منبع به بار منتقل می‌شود و کل توان اکتیو لحظه‌ای منهای مقدار متوسط آن بیانگر توان نوسانی است که بین بار و منبع رد و بدل شده و متوسط صفر دارد ( $p$ ).

توان راکتیو سه‌فاز تمام قسمت‌هایی از توان‌های فازها است که در توان اکتیو لحظه‌ای سه‌فاز شرکت نمی‌کند. این توان بین سه‌فاز سیستم رد و بدل می‌شود ( $q$ ) [۵].

### ۴- جبران سازی از طریق محاسبات توان لحظه‌ای در مبنای محورهای DQO

با استفاده از تبدیل کلارک می‌توان ولتاژ و جریان‌های سه‌فاز را به مؤلفه‌هایی بر روی محورهای dqo تبدیل کرد [۶]

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (۶)$$

## ۶- طراحی جبران‌کننده اکتیو موازی

شکل ۱ مدار دو نوع جبران‌کننده اکتیو سه‌فاز را نشان می‌دهد که شامل یک اینورتر ولتاژ با کنترلر جریان است. در صورت استفاده از سیم نول در این جبران‌کننده امکان جبران‌سازی مؤلفه توالی صفر جریان نیز فراهم می‌باشد. همچنین در صورت نامتعادل بودن ولتاژ و جهت حذف تغییرات ولتاژ ناشی از سوئیچینگ با استفاده از یک حلقه PLL مؤلفه اصلی و توالی مثبت ولتاژ فازها را به دست آورده و سپس جریان‌های مرجع لازم جهت جبران‌سازی به دست می‌آید [۹]. مدار کنترلر نیز شامل یک حلقه خارجی کنترلر مد لغزشی جهت فرمان قطع و وصل سوئیچ‌ها و یک حلقه داخلی کنترلر PI جهت تنظیم ولتاژ خازن‌های اینورتر می‌باشد.

### ۶-۱ مدار قدرت (اینورتر PWM)

اگر جریان‌های مرجع سه‌فاز  $(i_{ca}, i_{cb}, i_{cc})$  باشد لازم است که جریان‌های جبران‌کننده  $(i_{fa}, i_{fb}, i_{fc})$  نیز این جریان‌ها را با سرعت دینامیکی خوبی دنبال تا هارمونیک‌های مورد نظر حذف گردد. متغیرهای کنترلی سوئیچ‌ها  $(u_a, u_b, u_c)$  به این صورت تعریف می‌شود که اگر در هر فاز سوئیچ بالائی وصل باشد برابر ۱- و اگر سوئیچ پایینی وصل باشد برابر با ۱+ و اگر هر دو قطع باشند صفر فرض می‌شود. با در نظر گرفتن متغیرهای حالت به صورت

$$\begin{aligned} X_1 &= i_{fa} \\ X_2 &= i_{fb} \\ X_3 &= i_{fc} \\ X_4 &= v_{c1} \\ X_5 &= v_{c2} \end{aligned} \quad (15)$$

معادلات حالت به صورت ۱۶ به دست آمده که به شکل زیر خلاصه می‌شود [۱۰]

$$\dot{X} = AX + B(X)u + C \quad (17)$$

### ۶-۲ طراحی کنترلر مد لغزشی

در طراحی کنترلر مد لغزشی اصلاح‌شده ابتدا سطوح لغزشی را به صورت (۱۸) تعریف می‌کنیم که در این رابطه  $X_{\delta\alpha}$  بردار متغیرهای حالت و  $X^*_{\delta\alpha}$  بردار مرجع متغیرهای حالت بوده که جریان‌های سه‌فاز مرجع

$(X_1^*, X_2^*, X_3^*)$  با توجه به روش‌های مختلف جبران بیان‌شده در قسمت قبل به دست آورده شده و ولتاژ مرجع خازن‌ها  $(X_4^*, X_5^*)$  همان مقادیر DC حاصل از اثر یکسوکندگی میدل سه‌فاز تمام موج و برابر با  $(X_4^* = X_5^* = \sqrt{3}V_{am}\sqrt{3}/2\pi)$  در نظر گرفته می‌شود.  $(s_i)$  ثابت‌های طراحی می‌باشد. علت استفاده از ضرایب تابع علامت در رابطه فوق آنست که با توجه به علامت ولتاژهای هر فاز یکی از دو خازن در مدار قرار گرفته و در نتیجه یکی از دو جمله دوم و سوم در هر سه رابطه فوق حذف خواهد شد. ضریب توانی از فیدبک ولتاژ خازن‌ها است که در سطوح لغزش استفاده می‌شود. جهت به دست آوردن مقدار بهینه این ضرایب، مقدار مؤثر خطای حاصل از دنبال کردن مقادیر مرجع توسط کنترلر طراحی‌شده، مینیمم‌سازی می‌شود (۱۸).

ورودی کنترلر  $u$  به صورت زیر تعریف می‌شود

$$u = u_{eq} + u_n \quad (19)$$

که  $u_n$  تابع علامت سطح لغزش بوده که متغیرهای حالت را به سطح لغزش می‌برد

$$u_n = -[\text{sgn } \sigma_a \quad \text{sgn } \sigma_b \quad \text{sgn } \sigma_c] \quad (20)$$

$u_{eq}$  ورودی کنترلی است که بر روی منحنی سطح لغزش متغیرها را به مبدأ (خطای صفر) می‌برد  $(\sigma = 0, \dot{\sigma} = 0)$ . شرط وجود پایداری سطح لغزش آنست که

$$(\dot{\sigma}^T \sigma \leq 0) \quad (21)$$

از طرفی برای  $m = 1$  داریم

$$\begin{aligned} \dot{\sigma} &= S(\dot{X} - \dot{X}^*) = S(AX + B(X)U + C) - S\dot{X}^* \\ &= (SAX + SB(X)u_{eq} + SC - S\dot{X}^*) + SB(X)u_n \\ &= SB(X)u_n \end{aligned} \quad (22)$$

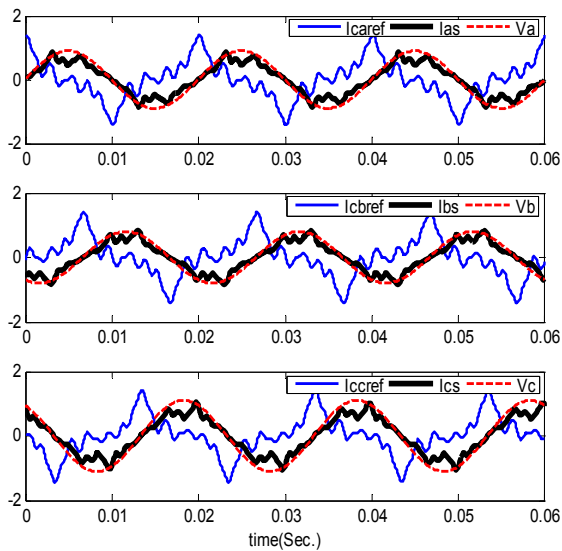
ماتریس  $S_{\sigma\alpha}$  ضرایب سطوح لغزش را بیان می‌کند. با توجه به تعریف  $(u_{eq})$  داریم

$$u_{eq} = -(SB(x))^{-1}(SAX + SC - S\dot{X}^*) \quad (23)$$

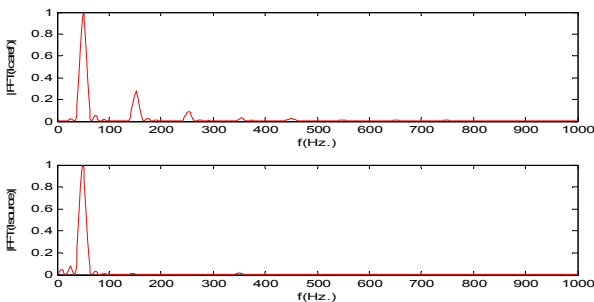
بنابراین شرط پایداری چنین خواهد شد

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \\ \dot{X}_3 \\ \dot{X}_4 \\ \dot{X}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & \cdot & \cdot & \frac{-1}{2L} & \frac{1}{2L} \\ \cdot & \frac{-R}{L} & \cdot & \frac{-1}{2L} & \frac{1}{2L} \\ \cdot & \cdot & \frac{-R}{L} & \frac{-1}{2L} & \frac{1}{2L} \\ \frac{1}{2C_1} & \frac{1}{2C_1} & \frac{1}{2C_1} & \cdot & \cdot \\ \frac{-1}{2C_2} & \frac{-1}{2C_2} & \frac{-1}{2C_2} & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \\ X_5 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2L}(X_4 + X_5) & \cdot & \cdot \\ \cdot & \frac{1}{2L}(X_4 + X_5) & \cdot \\ \cdot & \cdot & \frac{1}{2L}(X_4 + X_5) \\ \frac{-1}{2C_1}X_1 & \frac{-1}{2C_1}X_2 & \frac{-1}{2C_1}X_3 \\ \frac{-1}{2C_2}X_1 & \frac{-1}{2C_2}X_2 & \frac{-1}{2C_2}X_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_a}{L} \\ \frac{v_b}{L} \\ \frac{v_c}{L} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \sigma_a &= s_1(X_1 - X_1^*) + I_1 \int (X_1 - X_1^*) dt + s_2(1 + \text{sgn } v_a)(X_4 - X_4^*)^m + s_3(1 - \text{sgn } v_a)(X_5 - X_5^*)^m \\ \sigma_b &= s_1(X_2 - X_2^*) + I_2 \int (X_2 - X_2^*) dt + s_2(1 + \text{sgn } v_b)(X_4 - X_4^*)^m + s_3(1 - \text{sgn } v_b)(X_5 - X_5^*)^m \\ \sigma_c &= s_1(X_3 - X_3^*) + I_3 \int (X_3 - X_3^*) dt + s_2(1 + \text{sgn } v_c)(X_4 - X_4^*)^m + s_3(1 - \text{sgn } v_c)(X_5 - X_5^*)^m \end{aligned} \quad (18)$$



(الف)



(ب)

شکل ۳: (الف) ولتاژ فازها، جریان‌های مرجع و جریان فازها بعد از جبران به روش مینیمم‌سازی مؤلفه اکتیو جریان و جریان فازها بعد از جبران و (ب) مؤلفه‌های هارمونیک مربوط.

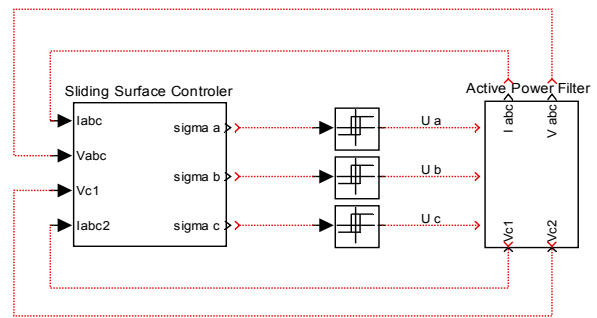
در کنترل مد لغزشی کلاسیک حلقه داخلی تنظیم ولتاژ خازن، با اندازه‌گیری ولتاژ خازن‌ها و مقایسه آنها با مرجع، خطا را محاسبه و جهت صفر کردن آن از کنترلر PI عبور داده و جهت محاسبات سطوح لغزش به کنترلر مد لغزشی اعمال می‌شود.

در روش جدید کنترلی ارائه شده به جای استفاده از کنترلر PI جهت تنظیم ولتاژ خازن‌ها، توان  $m$  آنها به اضافه خطای جریان که به کنترلر PI اعمال می‌شود به عنوان سطوح لغزش در نظر گرفته می‌شود. به ازای مقادیری از  $m$  خطای ولتاژهای خازن موجود در (۱۸) سریع‌تر به صفر خواهد رسید، زیرا اثر کنترلر انتگرالی جریان موجود در این روابط ناچیز و قابل حذف خواهند شد. بنابراین با حذف کنترلر انتگرالی از سطوح لغزش ارائه شده در (۱۸)، موجب افزایش سرعت به صفر رسیدن سطوح لغزش، افزایش سرعت پاسخ دینامیکی، کاهش خطا و به طور کلی افزایش پایداری خواهد شد.

### ۷- نتایج شبیه‌سازی

شکل ۳ ولتاژ فازها، جریان‌های مرجع اینورتر و جریان‌های منبع بعد از جبران را در حالت مینیمم‌سازی مؤلفه اکتیو جریان و مؤلفه‌های هارمونیک جریان جبران‌کننده و منبع را نشان می‌دهد.

شکل‌های ۴ تا ۶ نیز نتایج حاصل از اثرات غیر خطی سوئیچینگ، تغییرات ولتاژ ورودی و تغییرات محتوای هارمونیک بار، در جبران‌سازی به روش مینیمم‌سازی مؤلفه اکتیو جریان بار را نشان می‌دهد. برای بررسی اثرات نامتعادلی ولتاژ ورودی بر روی عملکرد جبران‌کننده در کلیه



شکل ۲: بلوک دیاگرام سیستم کنترل جبران‌کننده.

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}^t \sigma = & \left\{ -s_r \frac{1}{rL} (X_r + X_d) + \frac{1}{rC_r} X_r \right\} \sigma_a \operatorname{sgn}(\sigma_a) \\ & + \left( \frac{-1}{rC_r} X_r \right) \sigma_a \operatorname{sgn}(\sigma_b) + \left( \frac{-1}{rC_r} X_r \right) \sigma_a \operatorname{sgn}(\sigma_c) \\ & + \left\{ -s_r \frac{1}{rL} (X_r + X_d) + \frac{1}{rC_r} X_r \right\} \sigma_b \operatorname{sgn}(\sigma_a) \\ & + \left( \frac{-1}{rC_r} X_r \right) \sigma_b \operatorname{sgn}(\sigma_b) + \left( \frac{-1}{rC_r} X_r \right) \sigma_b \operatorname{sgn}(\sigma_c) \\ & + \left\{ -s_r \frac{1}{rL} (X_r + X_d) + \frac{1}{rC_r} X_r \right\} \sigma_c \operatorname{sgn}(\sigma_b) \\ & + \left( \frac{-1}{rC_r} X_r \right) \sigma_c \operatorname{sgn}(\sigma_b) + \left( \frac{-1}{rC_r} X_r \right) \sigma_c \operatorname{sgn}(\sigma_c) \leq 0 \end{aligned} \quad (24)$$

با توجه به تشابه دو جمله اول با دو جمله دوم و سوم در (۲۴)، در صورتی که فقط دو جمله اول را در نظر گرفته و آنرا بر  $(\sigma_a \operatorname{sgn}(\sigma_a))$  تقسیم کنیم، داریم

$$\begin{aligned} -s_r \frac{1}{rL} (X_r + X_d) + \frac{1}{rC_r} X_r - \frac{1}{rC_r} X_r \frac{\operatorname{sgn}(\sigma_b)}{\operatorname{sgn}(\sigma_a)} \\ - \frac{1}{rC_r} X_r \frac{\operatorname{sgn}(\sigma_c)}{\operatorname{sgn}(\sigma_a)} \leq 0 \end{aligned} \quad (25)$$

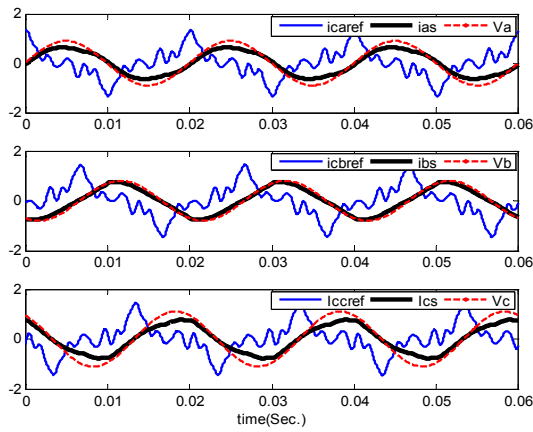
برای برقراری رابطه فوق لازم است داشته باشیم

$$\begin{aligned} s_r \geq & \left( \frac{1}{rC_r} X_r - \frac{1}{rC_r} X_r \frac{\operatorname{sgn}(\sigma_b)}{\operatorname{sgn}(\sigma_a)} - \frac{1}{rC_r} X_r \frac{\operatorname{sgn}(\sigma_c)}{\operatorname{sgn}(\sigma_a)} \right) \\ & \times \left( \frac{rL}{(X_r + X_d)} \right) \end{aligned} \quad (26)$$

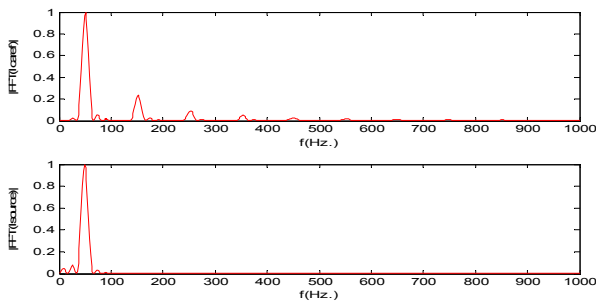
مشابه رابطه فوق را می‌توان برای  $s_r$  و  $s_r$  نوشت. در اینجا بررسی پایداری به ازای  $m=1$  صورت گرفت و برای مقادیر  $m \neq 1$ ، توان  $m$  خطای حاصل از دنبال کردن مقادیر مرجع توسط کنترلر با مقدار این خطا به ازای  $m=1$  متفاوت بوده و برای یک بار معین می‌توان مقداری از  $m$  که خطا به ازای آن حداقل شود را تعیین نمود.

در این صورت سطوح لغزش به کار برده شده در (۱۸) سریع‌تر به صفر نزدیک شده و شرط پایداری برقرار خواهد شد. در این حالت لازم است اثر تغییرات بار نیز به ازای  $m$  در نظر گرفته شده در معادلات سطوح لغزش مورد بررسی قرار گیرد.

شکل ۲ بلوک دیاگرام سیستم کنترل جبران‌کننده اکتیو موازی را نشان می‌دهد. در این کنترلر ابتدا ولتاژ و جریان‌ها اندازه‌گیری و توسط تبدیل کلارک به مؤلفه‌های (dqo) تبدیل و سپس با محاسبه توان‌هایی که باید جبران شوند، جریان‌های مرجع به روش‌های مختلف محاسبه و به همراه متغیرهای حالت به کنترل‌کننده مد لغزشی اعمال می‌شود.



(الف)



(ب)

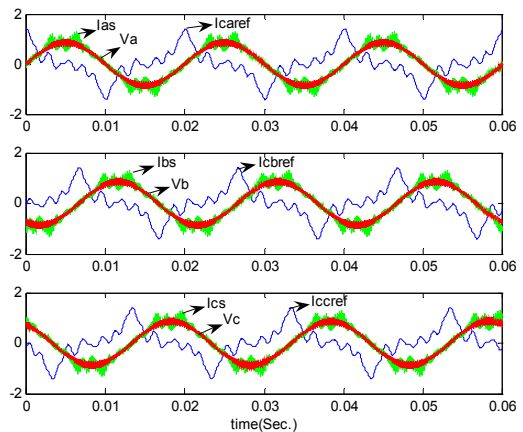
شکل ۷: (الف) ولتاژ فازها، جریان‌های مرجع برای حذف کل نوسان‌های توان لحظه‌ای و کل توان راکتیو در جبران با سیم صفر و جریان فازها بعد از جبران و (ب) مؤلفه‌های هارمونیک مربوطه.

شکل ۵ نیز جریان فازهای منبع بعد از جبران را با در نظر گرفتن اثرات غیر خطی سوئیچ‌ها و بدون در نظر گرفتن این اثرات غیر خطی نشان می‌دهد که در واقع بیانگر رفتار متوسط آن می‌باشد. این اثرات با توجه به دامنه جریان‌ها چندان قابل توجه نمی‌باشد، زیرا با استفاده از حلقه PLL، ولتاژ توالی مثبت فازها و بدون اثرات حاصل از سوئیچینگ در روابط محاسبه جریان‌های مرجع به کار می‌رود. بار نیز حاوی مؤلفه‌های فرد اول تا هفدهم و با دامنه‌ای متناسب با عکس شماره آن و فرکانس سوئیچینگ ۱۸۰۰ Hz در نظر گرفته شده است.

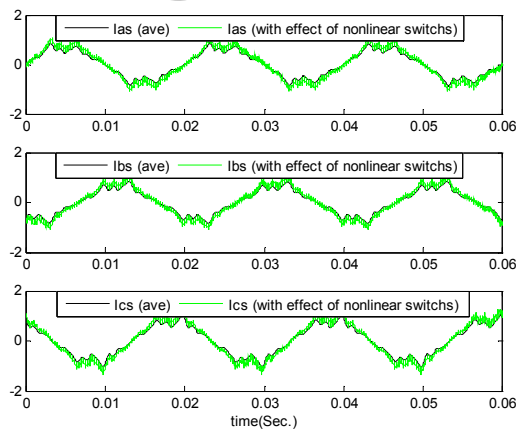
شکل ۶ نیز اثر تغییر بار را بر روی جریان فازهای منبع نشان می‌دهد. بار حاوی مؤلفه‌های فرد اول تا هفتم و با دامنه‌ای متناسب با عکس شماره آن می‌باشد. مشاهده می‌شود که کاهش مؤلفه‌های هارمونیک بار موجب کاهش اثرات غیر خطی سوئیچ‌ها و پیروی بهتر جریان‌های مرجع شده است. این موضوع با مقایسه شکل ۶ با شکل ۵ مشهود است. واضح است که در حالت خاص اگر هیچ‌گونه مؤلفه هارمونیک جبران‌شونده نداشته باشیم، در جریان منبع نیز این آثار سوئیچینگ ظاهر نخواهد شد.

شکل‌های ۷ تا ۱۴ نیز این شکل موج‌ها را با سایر روش‌های موجود به کار برده شده نشان می‌دهد.

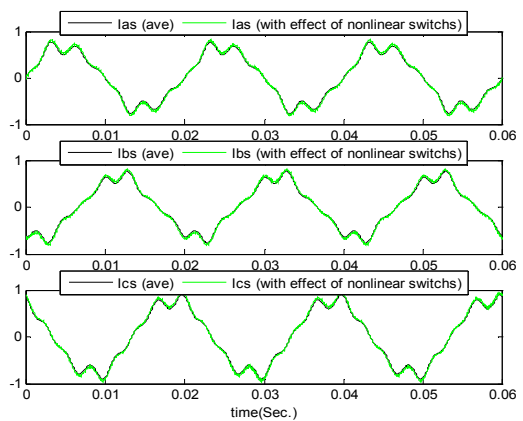
شکل ۷ ولتاژ فازها، جریان‌های مرجع و جریان فازها بعد از جبران را جهت حذف کل هارمونیک‌های توان اکتیو لحظه‌ای و کل توان راکتیو لحظه‌ای در جبران‌کننده همراه با سیم صفر (متصل شده بین دو خازن) و شکل ۸ این شکل موج‌ها را در جبران‌کننده بدون سیم صفر نشان می‌دهد. شکل ۹ متغیرهای فوق را جهت حذف کل هارمونیک‌های توان اکتیو لحظه‌ای و کل هارمونیک‌های توان راکتیو لحظه‌ای در جبران‌کننده همراه با سیم صفر و شکل ۱۰ این شکل موج‌ها را در جبران‌کننده بدون سیم صفر نشان می‌دهد.



شکل ۴: ولتاژ و جریان فاز بعد از جبران با در نظر گرفتن اثرات غیر خطی سوئیچینگ و ولتاژ متقارن:  $V_a = V_b = V_c = 1 \text{ pu}$ .



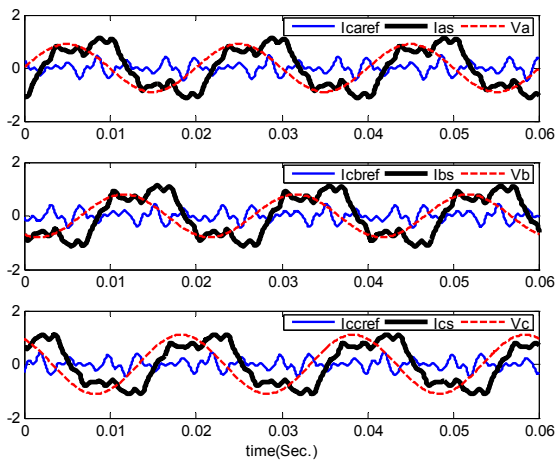
شکل ۵: جریان فازها با در نظر گرفتن اثرات غیر خطی سوئیچ‌ها و بدون در نظر گرفتن آنها.



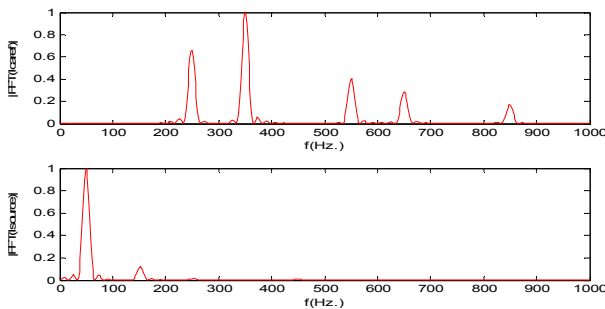
شکل ۶: جریان فازها بعد از جبران برای باری با هارمونیک‌های اول، سوم، پنجم و هفتم با در نظر گرفتن اثرات غیر خطی سوئیچ‌ها و بدون این اثرات.

شبه‌سازی‌ها بجز شکل ۴ ولتاژ فازها نامتقارن و برابر  $V_a = 0.9 \text{ pu}$ ،  $V_b = 0.8 \text{ pu}$  و  $V_c = 1.1 \text{ pu}$  در نظر گرفته شده است. شکل ۴ جریان فازهای منبع و ولتاژ فازها بعد از جبران را با در نظر گرفتن اثرات غیر خطی سوئیچ‌ها به ازای ولتاژ فاز متقارن  $V_a = V_b = V_c = 1 \text{ pu}$  نشان می‌دهد.

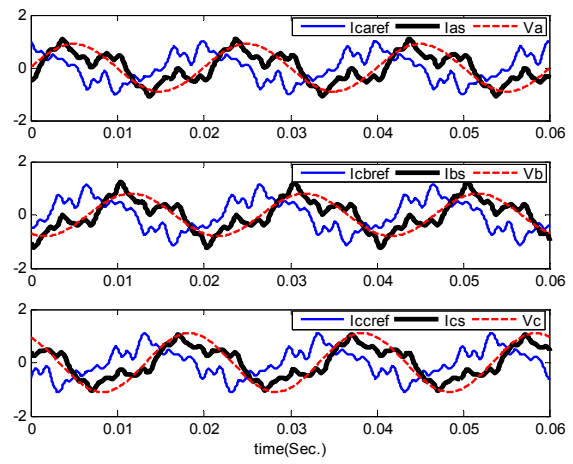
افزایش ولتاژ ورودی موجب می‌شود که قطع و وصل سوئیچ‌ها در ولتاژ بالاتری صورت گیرد. همچنین با مقایسه شکل‌های ۳ و ۴ مشاهده می‌شود تغییرات ولتاژ ورودی تأثیر چندان قابل توجهی در محاسبه جریان‌های مرجع ندارد. این موضوع با توجه به (۱۳) نیز مشخص می‌باشد.



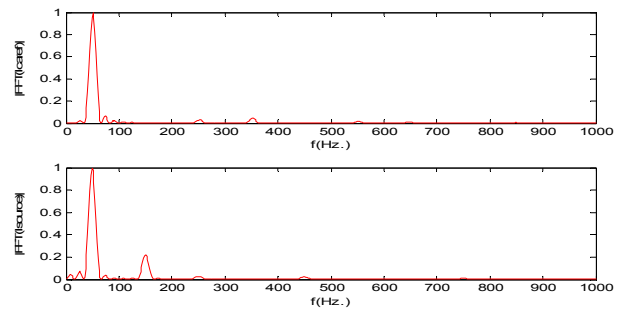
(الف)



(ب)



(الف)



(ب)

شکل ۱۰: (الف) ولتاژ فازها و جریان‌های مرجع برای حذف کل هارمونیک‌های توان لحظه‌ای و کل هارمونیک‌های توان راکتیو در جبران بدون سیم صفر و جریان فازها بعد از جبران و (ب) مؤلفه‌های هارمونیک.

شکل ۸: (الف) ولتاژ فازها، جریان‌های مرجع برای حذف کل نوسان‌های توان لحظه‌ای و کل توان راکتیو در جبران‌کننده بدون سیم صفر و جریان فازها بعد از جبران و (ب) مؤلفه‌های هارمونیک مربوطه.

شکل ۱۱ شکل موج‌های مربوطه را برای جبران کل هارمونیک‌های توان اکتیو لحظه‌ای و کل توان راکتیو لحظه‌ای و جبران نامتعادلی (مؤلفه توالی صفر توان) در جبران‌کننده همراه با سیم صفر را نشان می‌دهد. (شرایط شکل ۷ همراه با جبران مؤلفه توالی صفر) و شکل ۱۲ این شکل موج‌ها را در جبران‌کننده بدون سیم صفر نشان می‌دهد.

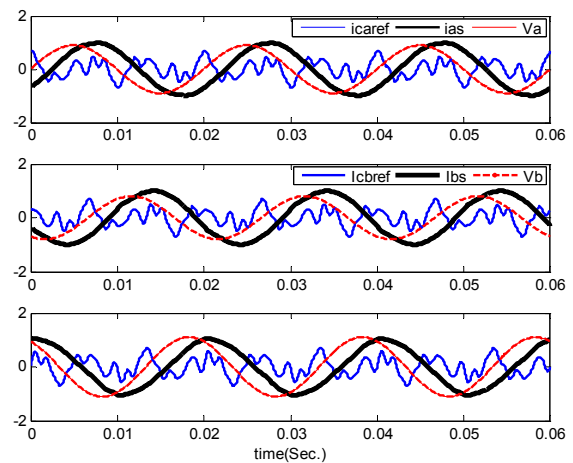
شکل ۱۳ متغیرهای مربوطه را در حالت جبران کل هارمونیک‌های توان راکتیو لحظه‌ای و توان اکتیو لحظه‌ای و جبران نامتعادلی (مؤلفه توالی صفر) در جبران‌کننده همراه با سیم صفر و شکل ۱۴ این شکل موج‌ها را در جبران‌کننده بدون سیم صفر نشان می‌دهد.

شکل ۱۵ نتایج حاصل از مینیمم‌سازی خطای حاصل از دنبال کردن مقادیر مرجع توسط کنترلر را به ازای تغییرات  $m$  نشان می‌دهد. در این حالت خطا به ازای  $m = 4$  مینیمم شده است.

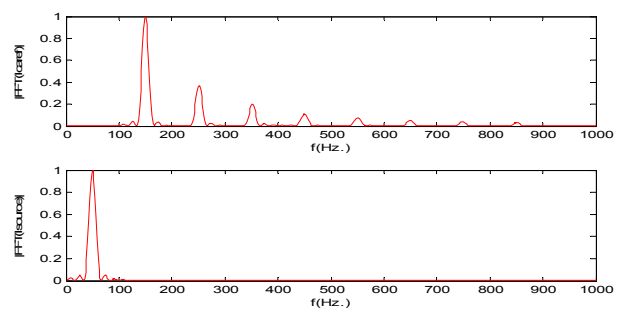
شکل ۱۶ پاسخ کنترلر طراحی شده در دنبال کردن مقادیر مرجع حاصل از روش مینیمم‌سازی مؤلفه اکتیو جریان را به ازای  $m = 4$  و شکل ۱۷ پاسخ کنترلر را به ازای  $m = 1$  (کنترل مد لغزشی کلاسیک) نشان می‌دهد. جهت مشاهده وضعیت پیروی جریان‌های جبران‌کننده از مرجع و مقایسه آنها با یکدیگر رفتار متوسط جریان‌ها (بدون اثر سوئیچینگ) نشان داده شده است.

شکل ۱۸ توان راکتیو لحظه‌ای جبران‌کننده با استفاده از کلیه روش‌های جبران‌سازی به کار برده شده بجز روش مینیمم‌سازی توان را نشان می‌دهد. در روش مینیمم‌سازی جریان این توان صفر بوده که از مزیت‌های این روش نسبت به سایر روش‌های جبران‌سازی به کار برده شده است.

مقادیر ثابت مورد استفاده در این شبیه‌سازی‌ها عبارتند از

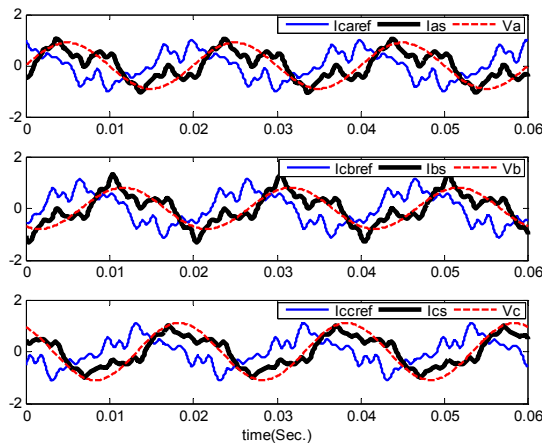


(الف)

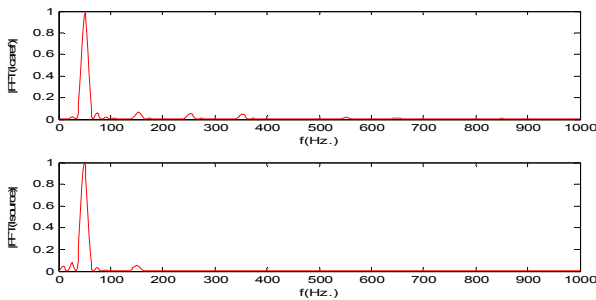


(ب)

شکل ۹: (الف) ولتاژ فازها، جریان‌های مرجع برای حذف کل هارمونیک‌های توان لحظه‌ای و کل هارمونیک‌های توان راکتیو در جبران با سیم صفر و جریان فازها بعد از جبران و (ب) مؤلفه‌های هارمونیک مربوطه.

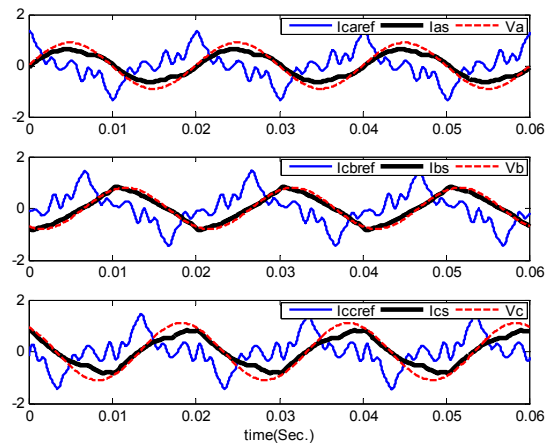


(الف)

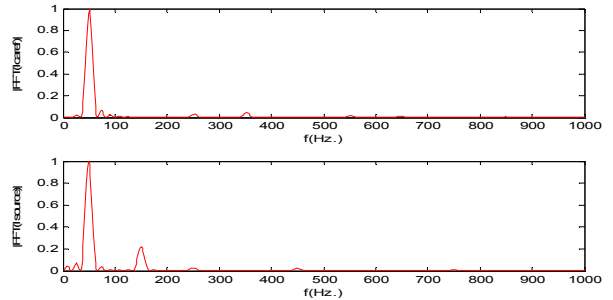


(ب)

شکل ۱۲: (الف) ولتاژ فازها، جریان‌های مرجع برای حذف کل هارمونیک‌های توان اکتیو لحظه‌ای و کل توان راکتیو لحظه‌ای و جبران نامتعادلی (مؤلفه توالی صفر توان) در جبران‌کننده بدون سیم صفر و جریان فازها بعد از جبران و (ب) مؤلفه‌های هارمونیک‌های مربوطه.

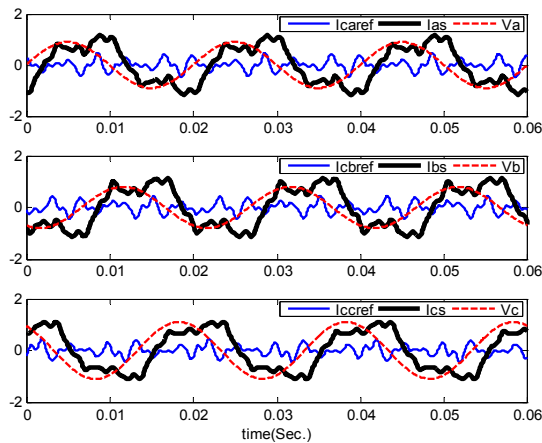


(الف)

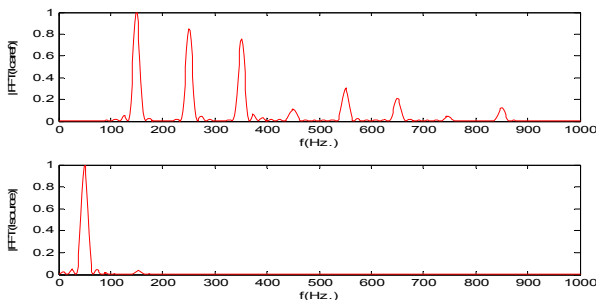


(ب)

شکل ۱۱: (الف) ولتاژ فازها، جریان‌های مرجع برای حذف کل هارمونیک‌های توان اکتیو لحظه‌ای و کل توان راکتیو لحظه‌ای و جبران نامتعادلی (مؤلفه توالی صفر توان) در جبران‌کننده همراه با سیم صفر و جریان فازها بعد از جبران و (ب) مؤلفه‌های هارمونیک‌های مربوطه.

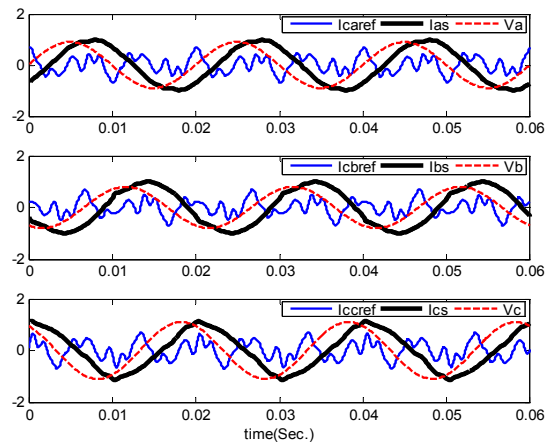


(الف)

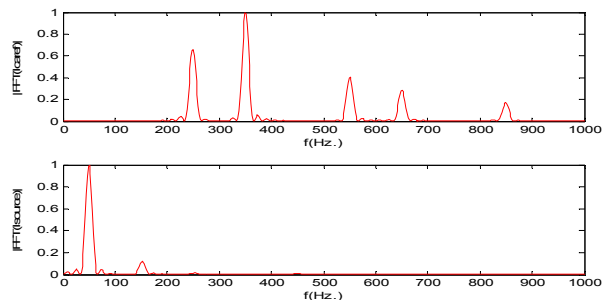


(ب)

شکل ۱۴: (الف) ولتاژ فازها، جریان‌های مرجع برای حذف کل هارمونیک‌های توان اکتیو لحظه‌ای و توان راکتیو لحظه‌ای و جبران نامتعادلی (مؤلفه توالی صفر) در جبران‌کننده بدون سیم صفر و جریان فازها بعد از جبران و (ب) مؤلفه‌های هارمونیک‌های مربوطه.

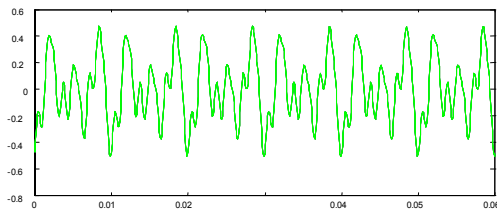


(الف)

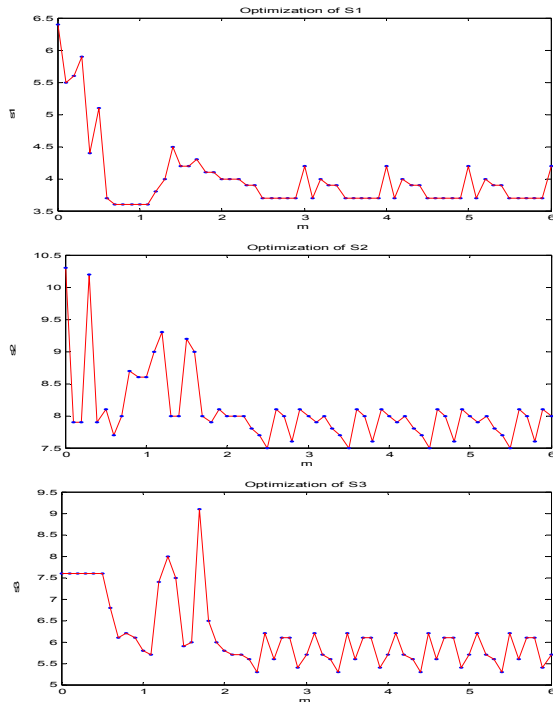


(ب)

شکل ۱۳: (الف) ولتاژ فازها، جریان‌های مرجع برای حذف کل هارمونیک‌های توان اکتیو لحظه‌ای و توان راکتیو لحظه‌ای و جبران نامتعادلی (مؤلفه توالی صفر) در جبران‌کننده همراه با سیم صفر و جریان فازها بعد از جبران و (ب) مؤلفه‌های هارمونیک‌های مربوطه.



شکل ۱۸: توان دریافتی توسط جبران‌کننده در کلیه روش‌ها بجز روش مینیمم‌سازی جریان.



شکل ۱۹: بهینه‌سازی ضرایب  $S_1$ ،  $S_2$  و  $S_3$  مورد استفاده در کنترلر مد لغزشی.

تغییرات این ضرایب به ازای تغییرات  $m$  در شکل ۱۹ آورده شده است. در به دست آوردن خطای نشان داده شده در شکل ۱۵ از این ضرایب استفاده شده است.

نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان‌دهنده آنست که با افزایش ضریب  $m$  تأثیر ضرایب کنترل انتگرالی کمتر و به ازای حالت بهینه  $m=4$  کنترل انتگرالی تقریباً بی‌تأثیر خواهد شد. این موضوع با توجه به تأخیر واقعی هر چند اندک در زمان انتگرال‌گیری قابل توجیه است.

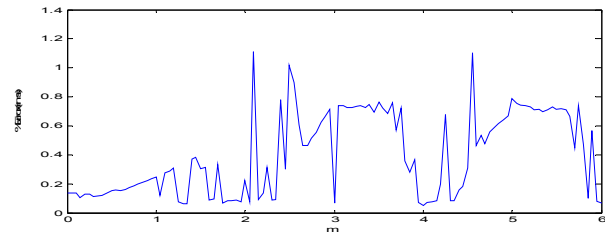
ضرایب بهینه‌شده به دست آمده در این حالت (به ازای  $m=4$ ) عبارتند از

$$\begin{aligned} S_1 &= 4.2 & I_1 &= 0 \\ S_2 &= 8 & I_2 &= 0 \\ S_3 &= 5.8 & I_3 &= 0 \end{aligned}$$

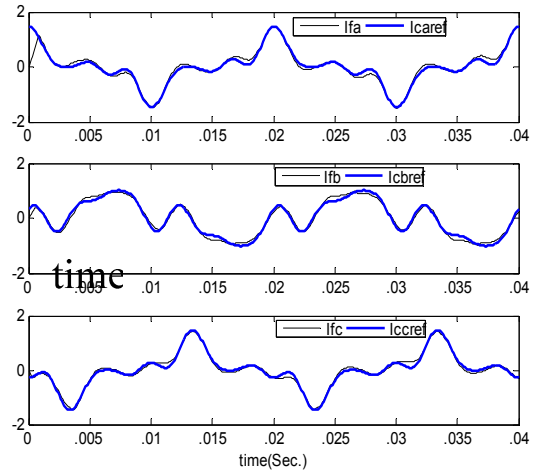
محتوای هارمونیک‌های جریان بار به کار برده شده بر حسب پروبیت در این شبیه‌سازی‌ها عبارتند از

$$\begin{aligned} i_{m1} &= 1, & i_{m2} &= 2.3, & i_{m3} &= 3.5, & i_{m4} &= 5.7, & i_{m5} &= 1.3 \\ i_{m11} &= 4.11, & i_{m12} &= 3.13, & i_{m13} &= 3.15, & i_{m14} &= 2.17 \end{aligned}$$

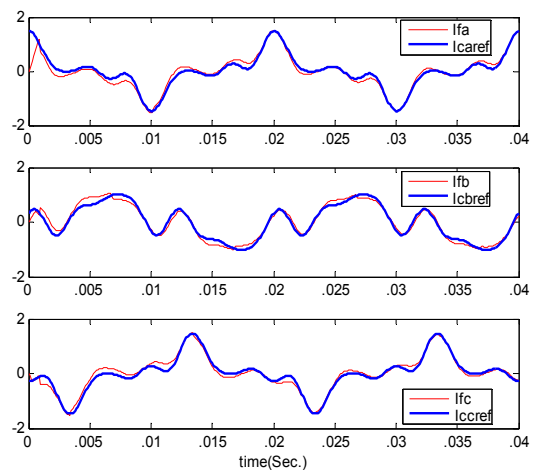
نتایج حاصل از شبیه‌سازی به ازای ضرایب  $S_1$ ،  $S_2$  و  $S_3$  بدست آمده برای یک مقدار  $m$  معین حتی با تغییر محتوای هارمونیک بار رضایت‌بخش می‌باشد و جهت مینیمم‌سازی خطا، می‌توان مقادیر بهینه این ضرایب را محاسبه و در معادلات کنترلر مد لغزشی اعمال کرد.



شکل ۱۵: درصد خطای حاصل از دنبال کردن مقادیر مرجع به ازای تغییرات  $m$ .



شکل ۱۶: پاسخ کنترلر در دنبال کردن مقادیر مرجع به ازای  $m=4$ .



شکل ۱۷: پاسخ کنترلر در دنبال کردن مقادیر مرجع به ازای  $m=1$ .

$$R = 0.01 \Omega \quad L = 0.024 \text{ H} \quad C_1 = C_2 = 1700 \mu\text{f}$$

$$V_{base} = 220 \sqrt{2} \text{ V}$$

$$S_p = 1 \quad S_d = 1$$

$$S_f = 1 \quad S_v = 1$$

$$S_\lambda = 1 \quad S_\alpha = 1$$

ضرایب کنترل تناسبی و انتگرالی مورد استفاده در این شبیه‌سازی‌ها نیز به ازای  $m=1$  چنین به دست آمده است

$$S_1 = 3.6 \quad I_1 = 3.4$$

$$S_2 = 8.6 \quad I_2 = 4.1$$

$$S_3 = 5.8 \quad I_3 = 3.8$$

این ضرایب با توجه به مینیمم‌سازی مقدار مؤثر کل خطای تمام متغیرهای حالت به دست آمده است.



- [5] M. Aredes, *Active Power Line Conditioners*, Ph. D. Thesis, Institut fur Allgemeine Elektrotechnik, Technical University of Berlin, 1996.
- [6] M. C. Benhabib and S. Saadate, "New control approach for four-wire active power filter based on the use of synchronous reference frame," *Electric Power System Research*, vol. 73, no. 3, pp. 353-362, Mar. 2005.
- [7] N. Mabrouk and F. Fnajech, "Sliding mode control of A 3-phase-shunt active power filter," in *Proc. Int. Conf. Industrial Technology*, vol. 1, pp. 597-600, Dec. 2003.
- [8] J. S. Subjak Jr. and McQuilkin, "Harmonics-causes, effects, measurements, and analysis: an update," *IEEE Trans. on Industry Application*, vol. 26, no. 6, pp. 1034-1042, Nov./Dec. 1990.
- [9] C. C. Chan and H. Q. Wang, "New scheme of sliding mode control for high performance induction motor drives," in *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 143, no. 3, pp. 177-185, May 1996.
- [10] B. Singh and K. Al-Haddad, "A review of active filters for power quality improvement," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 16, no. 5, pp. 960-971, Oct. 1999.

مجید نبوی پور تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی برق-الکترونیک در سال ۱۳۷۲ از دانشگاه گیلان و کارشناسی ارشد برق-قدرت در سال ۱۳۷۴ از دانشگاه صنعتی اصفهان به پایان رسانده است و هم اکنون دانشجوی دکتری مهندسی برق دانشگاه تربیت مدرس می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: طراحی و کنترل ادوات FACTS و کاربرد آنها در سیستم‌های قدرت، طراحی و کنترل فیلترهای اکتیو و مبدل‌های سوئیچینگ.

علی یزدیان ورجانی تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی از دانشگاه صنعتی شریف در سال ۱۳۶۸ و کارشناسی ارشد و دکتری در سال‌های ۱۳۷۳ و ۱۳۷۷ از دانشگاه ولنگونگ استرالیا همگی در رشته برق به پایان رسانده است و هم‌اکنون عضو هیئت علمی بخش برق و کامپیوتر دانشکده فنی دانشگاه تربیت مدرس می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: ادوات FACTS، کیفیت توان، رله و حفاظت و امنیت اطلاعات و ارتباطات.

مصطفی محمدیان تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی برق در سال ۱۳۶۸ از دانشگاه امیرکبیر، در مقطع کارشناسی ارشد برق در سال ۱۳۷۱ از دانشگاه تهران و در مقطع دکتری برق در سال‌های ۱۳۷۶ از دانشگاه کلگری کانادا به پایان رسانده است. دکتر محمدیان از سال ۱۳۸۴ به عنوان استادیار دانشکده مهندسی برق دانشگاه تربیت مدرس مشغول به فعالیت می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: مدل‌سازی، تحلیل، طراحی و کنترل سیستم‌های الکترونیک قدرت و کنترل دور موتورهای الکتریکی.

## ۸- نتایج

محاسبه جریان‌های مرجعی که باید توسط جبران‌کننده دنبال شود از اهمیت خاصی برخوردار بوده و در واقع تعیین‌کننده جریان عبوری از خطوط بعد از جبران می‌باشد.

در این راستا با توجه به دو نوع مختلف توپولوژی فیلتر اکتیو و با استفاده از تئوری توان راکتیو لحظه‌ای در حالت بار غیر خطی سه‌فاز و با وجود هارمونیک‌های ولتاژ و جریان می‌توان هارمونیک‌های توان‌های اکتیو یا راکتیو و یا کل توان راکتیو یا مؤلفه توالی صفر توان را جبران کرد. در روش مینیمم‌سازی مؤلفه اکتیو جریان (به کار برده شده جهت اعمال به کنترلر) نیز با مینیمم‌سازی مؤلفه اکتیو جریان، توان راکتیو لحظه‌ای بر خلاف دیگر روش‌های جبران‌سازی صفر خواهد شد که مزیت این روش جبران را بیان می‌کند.

در کنترلر طراحی‌شده با توجه به آنکه از توان  $m$  خطای ولتاژ خازن‌ها و کنترلر PI با ورودی متغیرهای حالت جریان در معادلات سطح لغزش استفاده می‌شود، مقادیری از  $m > 1$  وجود دارد که متغیرهای حالت سریع‌تر از حالتی که متغیرهای حالت به طور مستقیم به کنترلر مد لغزشی اعمال شود به مقادیر مرجع می‌رسند و خطا کمتر خواهد شد. این مقدار برای بار به کار برده شده برابر  $m = 4$  و نتایج آن تا حدود زیادی نسبت به تغییرات بار و ورودی قابل قبول است و جهت مینیمم‌سازی خطا نیز می‌توان با بهینه‌سازی این ضرایب، آنها را به کنترلر اعمال کرد.

در واقع با استفاده از این روش می‌توان به مقادیری از  $m$  که به ازای آن مقدار مؤثر درصد خطا حداقل است، دست یافت. انجام چنین کاری باعث افزایش پایداری و سرعت بیشتر در به صفر رسیدن سطوح لغزش تعریف‌شده و به طور کلی کاهش خطا را خواهیم داشت.

## مراجع

- [1] J. Miret and L. Cruz, "A simple sliding mode control of an active power filter," in *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, vol. 2, pp. 1052-1056, Jun. 2004.
- [2] H. C. Yuen and W. H. Yuan, "A new single-phase active power filter with reduced energy storage capacitor," in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, vol. 1, pp. 202-208, Jun. 1995.
- [3] M. G. F. Gous and I. J. Beukes, "Sliding mode control for a three-phase shunt active power filter utilizing a four-leg voltage source inverter," in *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, vol. 6, pp. 4609-4615, Jun. 2004.
- [4] N. Mabrouk, F. Fnajech, K. Al-Haddad, and S. Rahmani, "Sliding mode control of a 3-phase-shunt active power filter," in *Proc. of IEEE Conf., on Industrial Technology*, vol. 1, pp. 597-601, Dec. 2003.