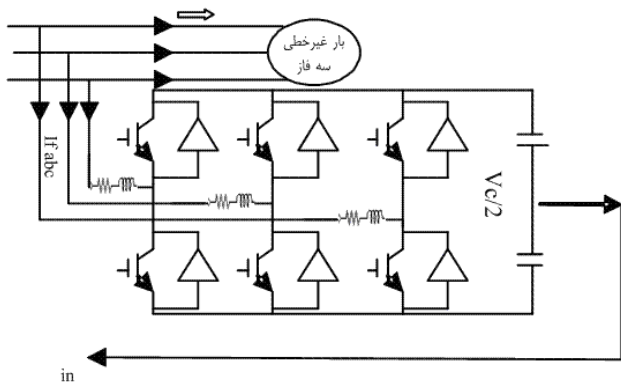


تجزیه و تحلیل، طراحی و کنترل فیلتر فعال موازی سه فاز با استفاده از روش کنترل مد لغزشی و فیدبک انرژی

مجید نیری پور، علی یزدیان، مصطفی محمدیان و حمیدرضا محمدی



شکل ۱: مدار جبران کننده اکتیو موازی.

خازن های تغذیه اینورتر توسط دیودهای موازی و معکوس با سوئیچ های هر سه فاز شارژ می شود، تحلیل همزمان سه فاز انجام شده، باعث دقیق تر شدن محاسبات خواهد شد. همچنین با اعمال روش کنترل کننده مد لغزشی جریان اینورتر با پاسخ دینامیکی سریعی جریان های مرجع را دنبال می کند.

۲- تعریف توان

در حالت سینوسی تعریف توان های اکتیو و راکتیو معین می باشد ولی در حالت غیر سینوسی تعریف های مختلفی در حوزه زمانی و فرکانسی ارائه شده است.

مهم ترین آنها را فریز^۱ در حوزه زمان و بودانو^۲ در حوزه فرکانس ارائه داده اند [۱]. استفاده از تعاریف حوزه زمان الگوریتم کنترلی سریع تری نسبت به حوزه فرکانس خواهد داشت. در این مقاله نیز از این الگوریتم استفاده شده است.

۲-۱ توان در سیستم سه فاز

توان لحظه ای در سیستم تک فاز برابر با حاصل ضرب مقادیر لحظه ای ولتاژ و جریان و مقدار متوسط آن، توان اکتیو و آن قسمتی که در مؤلفه توان اکتیو شرکت نمی کند توان راکتیو می باشد، که بین منبع و بار رد و بدل می شود. در سیستم سه فاز توان لحظه ای اکتیو به صورت زیر تعریف می شود

$$p(t) = v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t) \quad (1)$$

متوسط عبارت فوق توان اکتیوی است که از منبع به بار منتقل می شود و کل توان اکتیو لحظه ای منهای مقدار متوسط آن بیانگر نوسان توان بین بار و منبع است، که متوسط صفر دارد (\bar{p}).

۱- مقدمه

اتصال بارهای غیر خطی به شبکه ای با امپدانس داخلی موجب ایجاد هارمونیک و افت ولتاژ هارمونیکی و در نهایت باعث تلفات خواهد شد. با قراردادن یک منبع جریان هارمونیکی موازی با بار غیر خطی، هارمونیک های مورد نیاز این بار را می توان در محل بار تولید کرد. این جریان های هارمونیکی توسط فیلتر اکتیوی که شامل یک اینورتر PWM است، در محل بار تأمین می گردد. تغذیه DC اینورتر نیز توسط خازن هائی صورت می گیرد که از طریق دیودهای موازی با سوئیچ ها شارژ می شود (شکل ۱).

در این مقاله ابتدا با بررسی تعریف توان از دیدگاه های مختلف، تعریف مناسبی را که بیانگر دیدگاه هائی برای حذف هارمونیک است، به دست آورده و سپس جریان مرجعی را که اینورتر جهت حذف هارمونیک های مورد نظر باید آن را دنبال کند، به دست می آوریم. با توجه به آنکه

این مقاله در تاریخ ۲۷ شهریور ماه ۱۳۸۴ دریافت و در تاریخ ۷ اردیبهشت ماه ۱۳۸۵ بازنگاری شد.

مجید نیری پور، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه تربیت مدرس، تهران، ایران، صندوق پستی ۱۴۱۱۵-۱۱۴۳ (email: nayeri@modares.ac.ir).

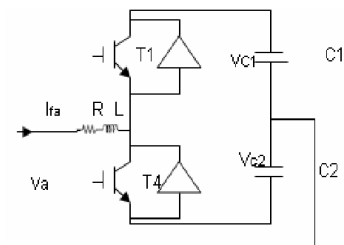
علی یزدیان، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه تربیت مدرس، تهران، ایران، صندوق پستی ۱۴۱۱۵-۱۱۴۳ (email: yazdian@modares.ac.ir).

مصطفی محمدیان، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه تربیت مدرس، تهران، ایران، صندوق پستی ۱۴۱۱۵-۱۱۴۳ (email: mohamadian@modares.ac.ir).

حمیدرضا محمدی، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه تربیت مدرس، تهران، ایران، صندوق پستی ۱۴۱۱۵-۱۱۴۳.

1. Fryze

2. Budeanu



شکل ۲: مدار یک پایه اینورتر همراه با خازن های تغذیه DC.

۳- طراحی جریان کننده اکتیو موازی

شکل ۱ مدار جریان کننده اکتیو سه فاز را نشان می دهد. این جبران کننده شامل دو قسمت است:

۱- مدار قدرت (اینورتر PWM)

۲- مدار کنترلر جریان کننده

هر دو نوع اینورتر ولتاژ و جریان قابل استفاده بوده، ولی با توجه به ساده تر بودن اینورتر ولتاژ از این نوع اینورتر با کنترلر جریان استفاده می شود. با توجه به وجود سیم نول در این جبران کننده امکان جبران سازی مؤلفه توالی صفر جریان نیز فراهم می باشد. همچنین در صورت نامتعادل بودن ولتاژ با استفاده از حلقه PLL مؤلفه اصلی و توالی مثبت ولتاژ فازها به دست آورده شده و سپس جریان های مرجع لازم جهت جبران سازی به دست می آید [۲]. مدار کنترلر نیز شامل یک حلقه خارجی کنترل مد لغزشی جهت فرمان قطع و وصل سوئیچ ها و یک حلقه داخلی فیدبک انرژی جهت تنظیم ولتاژ خازن های اینورتر می باشد [۳].

۱-۳ مدار قدرت (اینورتر PWM)

اگر جریان های مرجع سه فاز $(i_{caref}, i_{cbref}, i_{ccref})$ باشد لازم است که جریان های جبران کننده (i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}) نیز همین جریان ها را با سرعت دینامیکی خوبی دنبال تا هارمونیک های مورد نظر حذف گردد. شکل ۲ یکی از پایه های سوئیچ را همراه با خازن های تغذیه DC مربوطه نشان می دهد.

در این مدار اگر جریان جبران کننده منفی باشد $(I_{fa} < 0)$ با بستن سوئیچ T_1 خازن C_1 شروع به تخلیه و کاهش ولتاژ $(di_{fa}/dt < 0)$ و اگر مثبت باشد $(I_{fa} > 0)$ ، خازن C_1 شروع به شارژ و افزایش ولتاژ $(di_{fa}/dt > 0)$ می کند. با بستن سوئیچ T_4 نیز اگر جریان مثبت باشد $(I_{fa} > 0)$ ، خازن C_1 شروع به تخلیه و کاهش ولتاژ $(di_{fa}/dt < 0)$ و اگر منفی باشد $(I_{fa} < 0)$ ، خازن C_1 شروع به شارژ و افزایش ولتاژ $(di_{fa}/dt > 0)$ می کند.

جهت منظور نمودن اثرات هر سه فاز بر روی شارژ و دشارژ خازن و سوئیچینگ های همزمان، در معادلات حالت جریان های هر سه فاز و ولتاژ های دو خازن را به عنوان متغیرهای حالت در نظر گرفته و معادلات را به صورت زیر بررسی می کنیم.

متغیرهای کنترلی سوئیچ های سه فاز بوده و در صورتی که در هر فاز سوئیچ بالائی متصل باشد برابر ۱- و اگر سوئیچ پائینی متصل باشد برابر با ۱+ و اگر هر دو قطع باشند صفر فرض می شود. در صورتی که فقط یکی از سوئیچ های بالائی مثلاً T_1 متصل باشد

$$\begin{aligned} u_a &= -1 \\ v_a - v_{c1} &= L_f \frac{di_{fa}}{dt} \\ i_{fa} - c_1 \frac{dv_{c1}}{dt} &= 0 \end{aligned} \quad (9)$$

توان راکتیو سه فاز تمام قسمت هایی از توان های فازها است که در توان اکتیو لحظه ای سه فاز شرکت نمی کند. این توان بین سه فاز سیستم رد و بدل می شود.

برای محاسبه مؤلفه های اکتیو و راکتیو توان لازم است جریان های هر فاز را به دو مؤلفه اکتیو (i_{wp}) و راکتیو $(i_{\mu p})$ تجزیه و تابع لاگرانژ آن را مینیمم کرد

$$i_p = i_{wp} + i_{\mu p}, \quad p = a, b, c \quad (2)$$

$$L = (ia - i_{\mu a})^2 + (ib - i_{\mu b})^2 + (ic - i_{\mu c})^2$$

با شرط

$$\Phi(i_{\mu a}, i_{\mu b}, i_{\mu c}) = v_a i_{\mu a} + v_b i_{\mu b} + v_c i_{\mu c} = 0 \quad (3)$$

که در نهایت خواهیم داشت

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{\mu a} \\ i_{\mu b} \\ i_{\mu c} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{P_{\tau\phi}}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_{we} \\ i_{\mu b} \\ i_{\mu c} \end{bmatrix} &= \frac{P_{\tau\phi}}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

۲-۲ توان لحظه ای در مبنای محورهای dqo

با استفاده از تبدیل کلارک می توان ولتاژ جریان های سه فاز را به ولتاژ و جریان های محورهای dqo تبدیل کرد

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & -\sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

رابطه مشابه فوق را می توان برای ولتاژ فازها و مؤلفه dqo آنها نوشت. توان های لحظه ای نیز به صورت زیر خواهد شد

$$\begin{aligned} P &= \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) \\ q &= \frac{3}{2}(v_d i_q - v_q i_d) \\ p_o &= 3v_o i_o \end{aligned} \quad (6)$$

همچنین داریم

$$\begin{aligned} p_{\tau\phi} &= v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \\ &= \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q + 3v_o i_o) = p + p_o \\ q_{\tau\phi} &= \frac{3}{2}(v_d i_q - v_q i_d) \\ &= \frac{-1}{\sqrt{3}} \{ (v_a - v_b) i_c + (v_b - v_c) i_a + (v_c - v_a) i_b \} \end{aligned} \quad (7)$$

رابطه فوق چنین نوشته می شود

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ p_o \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 3 \\ 2 \\ 3 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} v_q & v_d & 0 \\ v_d & -v_q & 0 \\ 0 & 0 & v_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ 2i_o \end{bmatrix} \quad (8)$$

از مزایای استفاده از (۸) امکان جبران سازی p ، q و یا p_o به طور مجزا است.

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

روابط (۱۶) و (۱۷) حالت کلی تر از روابط به دست آمده در مرجع [۱] و [۴] و [۵] می باشد که فقط جریان یکی از فازهای جبران کننده را به عنوان متغیر حالت در نظر گرفته و از مقاومت های اهمی سلف مسیر (مربوط به ترانس متصل شده بین فیلتر اکتیو و شبکه) صرف نظر می کند. در صورتی که از اثر مقاومتی سلف ها صرف نظر و تحلیل یک فاز را در نظر بگیریم و داریم $(C_1 = C_r = 2C)$

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_r \\ \dot{X}_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdot & \frac{-1}{2L} & \frac{1}{2L} \\ \frac{1}{2C} & \cdot & \cdot \\ \frac{-1}{2C} & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_r \\ X_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cdot & \frac{1}{2L} & \frac{1}{2L} \\ \frac{-1}{2C} & \cdot & \cdot \\ \frac{-1}{2C} & \cdot & \cdot \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} \frac{v_a}{L} \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} \quad (18)$$

۲-۳ طراحی کنترلر مد لغزشی

سطح لغزش (σ) ترکیب خطی از متغیرهای حالت و مرجع بوده که به صورت زیر تعریف می شود

$$\sigma = S(X - X^*) \quad (19)$$

بردار متغیرهای حالت $X_{\Delta x}$ بردار تعریف شده توسط (۱۳) و $X_{\Delta x}^*$ بردار مرجع متغیرهای حالت، $(\sigma = [\sigma_a \ \sigma_b \ \sigma_c]^T)$ سطوح لغزش و (s) ثابت های طراحی می باشد

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & \cdot & \cdot & \pm s_r & \pm s_\delta \\ \cdot & s_r & \cdot & \pm s_r & \pm s_r \\ \cdot & \cdot & s_r & \pm s_\lambda & \pm s_\lambda \end{bmatrix} \quad (20)$$

ستون چهارم و پنجم عبارت فوق با توجه به وضعیت سوئیچ ها تعیین می شود. بدین صورت که علامت مثبت برای نیم سیکل مثبت ولتاژ AC ورودی و علامت منفی برای نیم سیکل منفی ولتاژ AC ورودی فاز متصل به خازن های اینورتر بوده که در هر فاصله سوئیچینگ یکی از دو جمله که مربوط به خازن متصل شده است در رابطه قرار می گیرد. با جایگزینی (۲۰) در (۱۹) خواهیم داشت

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_r \\ \dot{X}_r \\ \dot{X}_r \\ \dot{X}_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & \cdot & \cdot & \frac{-1}{2L} & \frac{1}{2L} \\ \cdot & \frac{-R}{L} & \cdot & \frac{-1}{2L} & \frac{1}{2L} \\ \cdot & \cdot & \frac{-R}{L} & \frac{-1}{2L} & \frac{1}{2L} \\ \frac{1}{2C_1} & \frac{1}{2C_1} & \frac{1}{2C_1} & \cdot & \cdot \\ \frac{-1}{2C_r} & \frac{-1}{2C_r} & \frac{-1}{2C_r} & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_r \\ X_r \\ X_r \\ X_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2L}(X_r + X_\delta) & \cdot & \cdot \\ \cdot & \frac{1}{2L}(X_r + X_\delta) & \cdot \\ \cdot & \cdot & \frac{1}{2L}(X_r + X_\delta) \\ \frac{-1}{2C_1} X_1 & \frac{-1}{2C_1} X_r & \frac{-1}{2C_1} X_r \\ \frac{-1}{2C_r} X_1 & \frac{-1}{2C_r} X_r & \frac{-1}{2C_r} X_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_a}{L} \\ \frac{v_b}{L} \\ \frac{v_c}{L} \end{bmatrix} \quad (16)$$

اگر هر سه سوئیچ بالائی متصل باشد

$$\begin{aligned} u_a = u_b = u_c = -1 \\ i_{fa} + i_{fb} + i_{fc} - c_1 \frac{dv_{c1}}{dt} = \cdot \\ c_r \frac{dv_{cr}}{dt} = \cdot \end{aligned} \quad (10)$$

و اگر هر سه سوئیچ پائینی متصل باشد

$$\begin{aligned} u_a = u_b = u_c = 1 \\ -c_1 \frac{dv_{c1}}{dt} = \cdot \\ i_{fa} + i_{fb} + i_{fc} + c_r \frac{dv_{cr}}{dt} = \cdot \end{aligned} \quad (11)$$

با مقایسه عبارت دوم و سوم (۱۰) و (۱۱) مشاهده می شود که اگر در هر پایه اینورتر سوئیچ بالائی متصل باشد، جمله مربوط به آن در عبارت اول که شامل جریان خازن C_1 است، و اگر سوئیچ پائینی متصل باشد، جمله مربوط به آن در عبارت دوم که شامل جریان خازن C_r است، نوشته می شود. مثلاً اگر سوئیچ پائینی مربوط به فاز a و سوئیچ بالائی مربوط به فازهای b و c متصل باشند، داریم

$$\begin{aligned} u_a = 1, u_b = u_c = -1 \\ i_{fa} - c_1 \frac{dv_{c1}}{dt} = \cdot \end{aligned} \quad (12)$$

$$i_{fb} + i_{fc} + c_r \frac{dv_{cr}}{dt} = \cdot$$

متغیرهای حالت را چنین تعریف می کنیم

$$\begin{aligned} X_1 = i_{fa} \\ X_r = i_{fb} \\ X_r = i_{fc} \\ X_r = v_{c1} \\ X_\delta = v_{cr} \end{aligned} \quad (13)$$

اگر سوئیچ بالائی مربوط به فاز a متصل باشد $(u_a = -1)$

$$\dot{X}_1 = -\frac{R}{L} X_1 - \frac{1}{L} X_r + \frac{v_a}{L} \quad (14)$$

و اگر سوئیچ پائینی مربوطه متصل باشد $(u_a = 1)$

$$\dot{X}_1 = \frac{v_a}{L} - \frac{R}{L} X_1 + \frac{1}{L} X_\delta \quad (15)$$

با نوشتن عبارات مشابه فوق برای دو فاز دیگر معادلات حالت به فرم (۱۶) به دست آمده که به صورت (۱۷) خلاصه می شود

اگر سه تحلیل تک فاز مجزا برای اینورتر انجام شود در نهایت باید داشته باشیم [۵]

$$\begin{aligned} -S_1(X_\varphi + X_\delta) + X_1 &\leq 0 \\ X_1 = X_\varphi = X_\psi & \\ S_1 = S_\varphi = S_\psi & \end{aligned} \quad (29)$$

واضح است که با برقرار بودن (۲۹)، (۲۸) لزوماً برقرار نیست، مگر آنکه مقادیر (S_1, S_φ, S_ψ) بزرگ انتخاب شوند که باعث کاهش سرعت پاسخ دینامیکی سیستم حلقه بسته خواهد شد.

این موضوع اهمیت استفاده از تجزیه و تحلیل همزمان سه فاز را که امکان به دست آوردن (S_1, S_φ, S_ψ) کوچکتر و در نتیجه پاسخ دینامیکی سریعتر است را بیان می کند. با برقراری (۲۸) نیز پایداری تضمین شده می باشد. بنابراین در صورتی که از سه تحلیل تک فاز استفاده شود، جهت اطمینان از پایداری لازم است که برای (S_1, S_φ, S_ψ) مقادیر بزرگی انتخاب شود.

با توجه به تشابه دو جمله اول با دو جمله دوم و سوم در (۲۸)، در صورتی که فقط دو جمله اول را در نظر گرفته و آنرا بر $(\sigma_a \operatorname{sgn}(\sigma_a))$ تقسیم کنیم، داریم

$$\begin{aligned} -S_1 \frac{1}{rL} (X_\varphi + X_\delta) + \frac{1}{rC} X_1 - \frac{1}{rC} X_\varphi \frac{\operatorname{sgn}(\sigma_b)}{\operatorname{sgn}(\sigma_a)} \\ - \frac{1}{rC} X_\varphi \frac{\operatorname{sgn}(\sigma_c)}{\operatorname{sgn}(\sigma_a)} \leq 0 \end{aligned} \quad (30)$$

از طرفی با توجه به اینکه مجموع ولتاژ خازن ها $(X_\varphi + X_\delta)$ همواره مثبت است اگر برای S_1 مقدار بزرگی در نظر گرفته شود (۳۰) همواره برقرار و پایداری تضمین شده است.

۳-۳ حلقه کنترل و تنظیم ولتاژ خازن ها

در (۲۱) اگر $(m=1)$ باشد حلقه کنترل و تنظیم ولتاژ خازن از فیدبک حالت استفاده می نماید [۳]، در اینجا مقدار (m) را برابر دو قرار داده و جهت تثبیت بیشتر ولتاژ خازن ها در اثر نوسانات توان اکتیو و عبور توان انتقالی مؤلفه صفر (p) به علت نامتعادلی، از فیدبک انرژی خازن ها استفاده می شود. شکل ۳ بلوک دیاگرام سیستم کنترل جبران کننده اکتیو موازی را نشان می دهد. در این سیستم کنترل که به صورت نرم افزاری توسط یک DSP اجرا می گردد، ابتدا ولتاژ و جریان ها اندازه گیری و توسط تبدیل کلارک به مؤلفه های (dq0) تبدیل و سپس با محاسبه توان هایی که باید جبران شوند جریان های مرجع محاسبه و به همراه متغیرهای حالت به کنترل کننده مد لغزشی اعمال می شود. حلقه تنظیم ولتاژ خازن نیز با اندازه گیری ولتاژ خازن ها و مقایسه آنها با مرجع تغییرات انرژی آنها را محاسبه و جهت صفر کردن خطای حالت دائم به کنترلر مد لغزشی اعمال می شود. ولتاژ مرجع خازن ها نیز از عبور این ولتاژ از یک فیلتر پائین گذر RC به دست می آید. همچنین فیلتر بالاگذر RC، با فرکانس قطع ۱۰۰۰ Hz موازی با فیلتر اکتیو قرار داده تا فرکانس های بالای حاصل از قطع و وصل سوئیچ ها را حذف کند.

۴- نتایج شبیه سازی

اشکال ۴ تا ۶ نتایج حاصل از شبیه سازی و تعیین جریان های مرجع جبران کننده $(i_{caref}, i_{cbref}, i_{ccref})$ و جریان بار (i_a, i_b, i_c) و جریان منبع (i_{wa}, i_{wb}, i_{wc}) را با استفاده از روش طرح شده و مقایسه با روش های دیگر نشان می دهد [۶] و [۷]. در روش به کار برده شده در این مقاله که

$$\begin{aligned} \sigma_a &= s_1(X_1 - X_1^*) \pm s_\varphi(X_\varphi - X_\varphi^*)^m \pm s_\delta(X_\delta - X_\delta^*)^m \\ \sigma_b &= s_\varphi(X_\varphi - X_\varphi^*) \pm s_\psi(X_\psi - X_\psi^*)^m \pm s_\delta(X_\delta - X_\delta^*)^m \\ \sigma_c &= s_\psi(X_\psi - X_\psi^*) \pm s_\varphi(X_\varphi - X_\varphi^*)^m \pm s_\delta(X_\delta - X_\delta^*)^m \end{aligned} \quad (21)$$

m ضریبی است که اگر برابر با یک باشد فیدبک حالت [۳]، و اگر برابر با دو باشد فیدبک انرژی خازن ها را به کار می برد که در قسمت بعد بررسی می شود.

ورودی کنترل u به صورت زیر تعریف می شود

$$u = u_{eq} + u_n \quad (22)$$

u_n تابع علامت سطح لغزش بوده که متغیرهای حالت را به سطح لغزش می برد

$$u_n = [-\operatorname{sgn} \sigma_a - \operatorname{sgn} \sigma_b - \operatorname{sgn} \sigma_c] \quad (23)$$

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

در واقع کنترل (u) باعث دنبال کردن متغیرهای حالت از مرجعشان می شود. بدین صورت که اگر در خارج از سطح لغزش باشیم، (u_n) با توجه به علامت سطح لغزش عدد مثبت و یا منفی یک را جهت خاموش و یا روشن کردن سوئیچ های بالا و پائین ایجاد می کند. در این حالت (u_{eq}) صفر است، زیرا هنوز به سطح لغزش نرسیده ایم. با رسیدن به سطح لغزش $(\sigma = 0)$ و $(u_n = 0)$ و کنترلر (u_{eq}) خطا را به طور لحظه ای صفر می کند (۲۶).

شرط وجود پایداری سطح لغزش آنست که

$$(\dot{\sigma}^t \sigma \leq 0) \quad (24)$$

از طرفی داریم

$$\begin{aligned} \dot{\sigma} &= S(\dot{X} - \dot{X}^*) = S(AX + B(X)U + C) - S\dot{X}^* \\ &= (SAX + SB(X)u_{eq} + SC - S\dot{X}^*) + SB(X)u_n \end{aligned} \quad (25)$$

با توجه به تعریف (u_{eq}) داریم

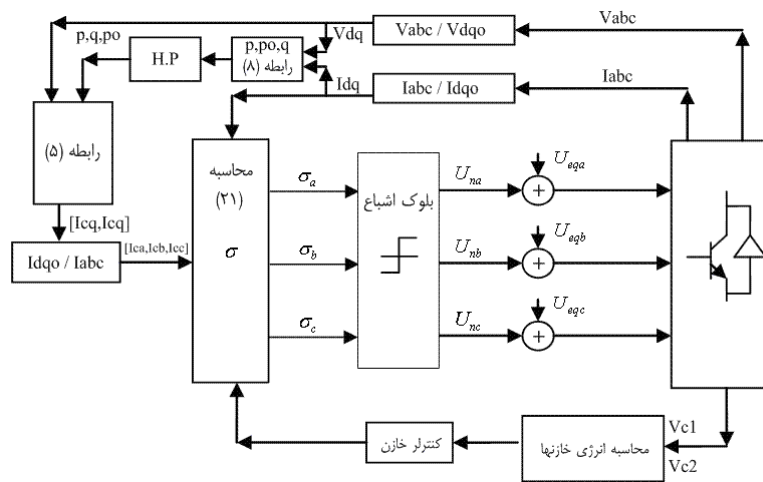
$$u_{eq} = -(SB(x))^{-1}(SAX + SC - S\dot{X}^*) \quad (26)$$

رابطه (۲۵) نیز ساده خواهد شد

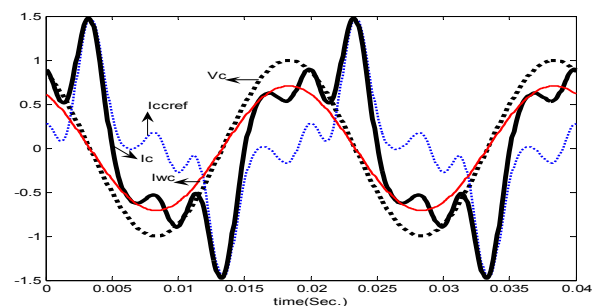
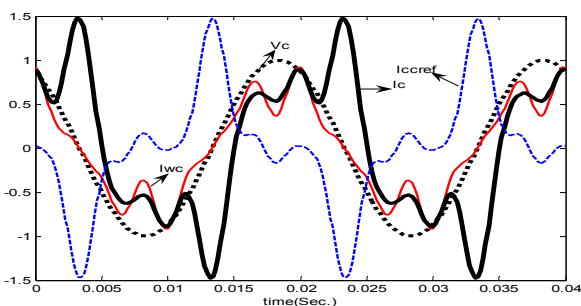
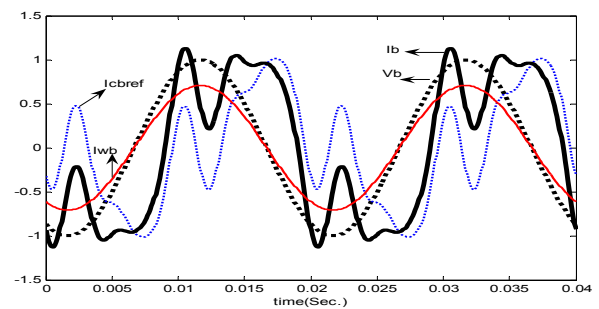
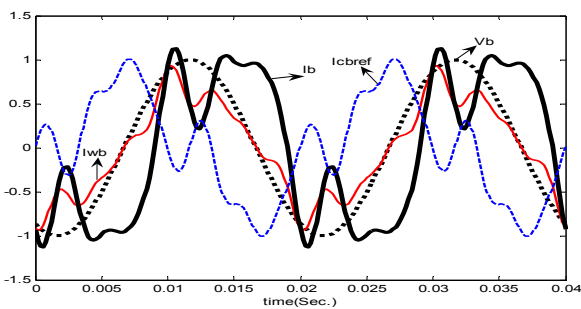
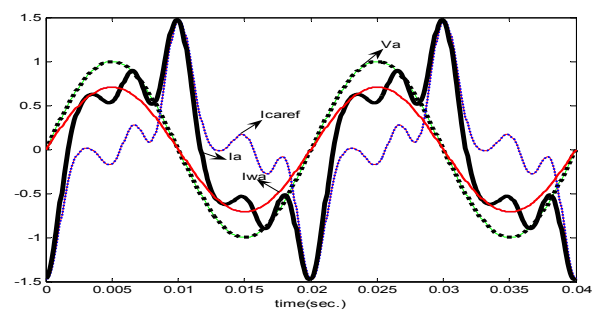
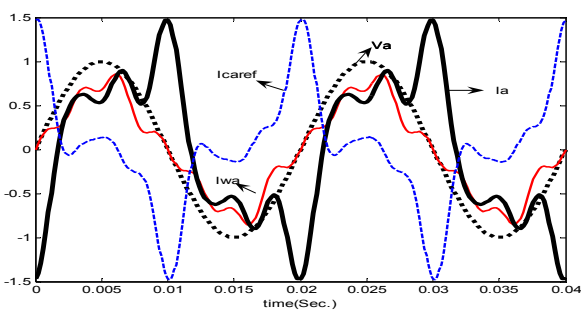
$$\dot{\sigma} = SB(X)u_n \quad (27)$$

با جایگذاری (۱۶) و (۲۰) و (۲۶) در (۲۴) خواهیم داشت

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}^t \sigma &= \{-S_1 \frac{1}{rL} (X_\varphi + X_\delta) + \frac{1}{rC} X_1\} \sigma_a \operatorname{sgn}(\sigma_a) \\ &+ \left\{ \left(\frac{-1}{rC} X_\varphi \right) \sigma_a \operatorname{sgn}(\sigma_b) + \left(\frac{-1}{rC} X_\varphi \right) \sigma_a \operatorname{sgn}(\sigma_c) \right\} \\ &+ \left\{ -S_\varphi \frac{1}{rL} (X_\varphi + X_\delta) + \frac{1}{rC} X_\varphi \right\} \sigma_b \operatorname{sgn}(\sigma_a) \\ &+ \left(\frac{-1}{rC} X_\varphi \right) \sigma_b \operatorname{sgn}(\sigma_b) + \left(\frac{-1}{rC} X_\varphi \right) \sigma_b \operatorname{sgn}(\sigma_c) \\ &+ \left\{ -S_\psi \frac{1}{rL} (X_\varphi + X_\delta) + \frac{1}{rC} X_\psi \right\} \sigma_c \operatorname{sgn}(\sigma_b) \\ &+ \left(\frac{-1}{rC} X_\psi \right) \sigma_c \operatorname{sgn}(\sigma_b) + \left(\frac{-1}{rC} X_\psi \right) \sigma_c \operatorname{sgn}(\sigma_c) \leq 0 \end{aligned} \quad (28)$$



شکل ۳: بلوک دیاگرام سیستم کنترل جریان کننده.



شکل ۵: ولتاژ و جریان بار، جریان جبران کننده و جریان منبع بعد از جبران (با استفاده از روش مینیمم سازی مؤلفه اکتیو جریان).

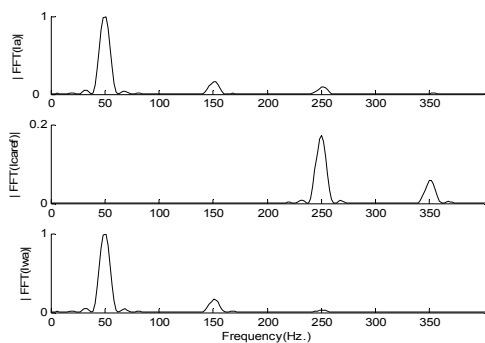
شکل ۴: ولتاژ و جریان بار، جریان جبران کننده و جریان منبع بعد از جبران (روش به کار برده شده).

سه فاز صورت گرفته است.

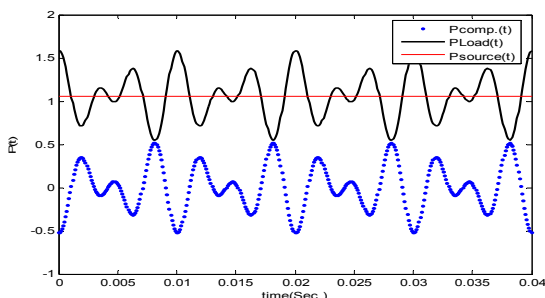
در این حالت جبران سازی مؤلفه های هارمونیک توان اکتیو و راکتیو لحظه ای بدون سیم صفر صورت گرفته است. در این حالت دامنه جریان جبران کننده نسبت به جریان اصلی کم بوده و مقادیر نامی المان های جبران کننده در حد کمتری نسبت به جبران سازی کامل (شکل ۴) انتخاب می شوند. شکل ۷ نتایج حاصل از تحلیل FFT در روش به کار برده شده در این مقاله و شکل ۸ و ۹ تحلیل FFT را با استفاده از دو روش مینیمم سازی مؤلفه اکتیو و تئوری توان راکتیو لحظه ای با جبران کننده

کامل ترین حالت جبران سازی می باشد ولتاژ و جریان هم فاز خواهد شد. در این حالت مؤلفه های هارمونیک توان اکتیو لحظه ای و کل توان راکتیو لحظه ای جبران می شوند. جبران مؤلفه صفر نیز از طریق خط متصل به مرکز دو خازن (سیم صفر) صورت می گیرد.

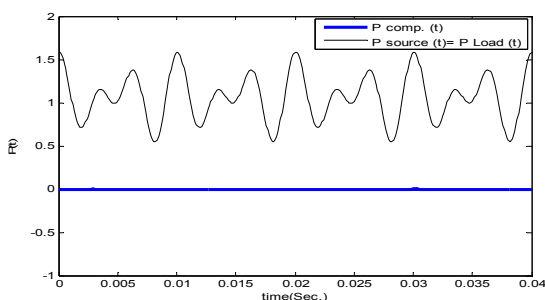
در شکل ۵ نیز این جریان ها با استفاده از روش مینیمم کردن مؤلفه های جریان اکتیو به دست آورده شده است. در این حالت وضعیت هم فاز ایجاد شده ولی جریان های منبع به طور کامل سینوسی نشده اند (روش دوم). در شکل ۶ جبران سازی با استفاده از روش تئوری توان راکتیو لحظه ای



شکل ۹: مؤلفه‌های هارمونیکی جریان بار، جریان کننده و منبع بعد از جبران (بدون سیم نول).



شکل ۱۰: توان لحظه‌ای بار، جریان کننده و منبع (در روش به کار برده شده و روش جبران با استفاده از تئوری توان راکتیو لحظه‌ای بدون سیم صفر جبران کننده).



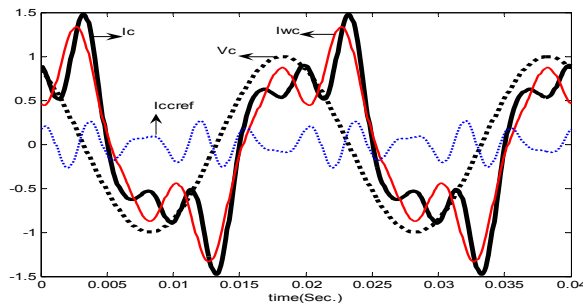
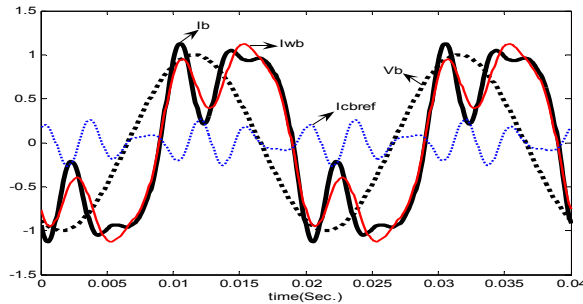
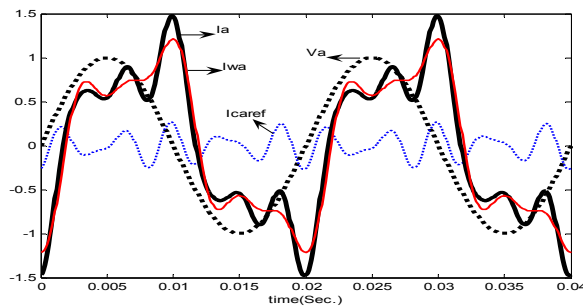
شکل ۱۱: توان لحظه‌ای بار، جریان کننده و منبع (در روش مینیمم سازی مؤلفه اکتیو جبران).

بدون سیم صفر را نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که در روش به کار برده شده مؤلفه‌های هارمونیکی به طور کاملتری توسط فیلتر اکتیو جبران شده‌اند. در روش جبران بدون استفاده از سیم نول نیز مؤلفه‌های توالی صفر و همچنین مؤلفه اصلی جهت حذف آنها در جریان جبران کننده وجود ندارد.

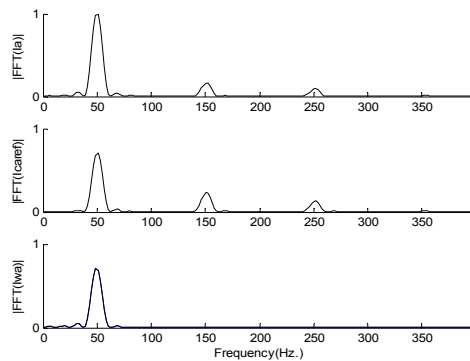
شکل ۱۰ توان لحظه‌ای دریافتی توسط بار، منبع و جریان کننده را نشان می‌دهد. این توان‌های لحظه‌ای در روش جبران سازی به کار برده شده و همچنین روش استفاده از تئوری توان راکتیو لحظه‌ای در جبران کننده بدون سیم صفر یکسان می‌باشد (توان‌های مربوط به شکل‌های ۴ و ۶). در روش جبران سازی به وسیله مینیمم کردن مؤلفه اکتیو (شکل ۵) توان لحظه‌ای منبع پس از جبران نیز به صورت نوسانی مطابق با توان بار طبق شکل ۱۱ می‌باشد.

مشاهده می‌شود که در کلیه روش‌های جبران سازی در هر دو حالت جبران شده و جبران نشده مقدار متوسط توان لحظه‌ای ثابت و برابر با 1.0607 p.u است.

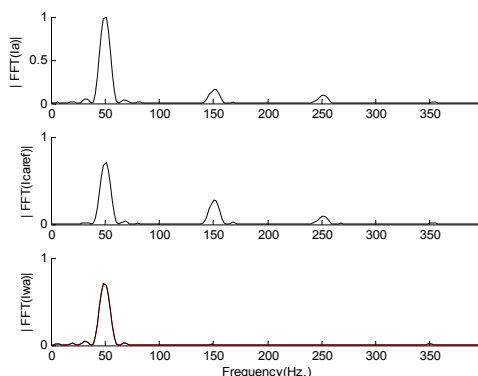
اشکال ۱۲ تا ۱۵ نتایج حاصل از شبیه سازی کنترلر طراحی شده را دنبال کردن مقادیر مرجع نشان می‌دهد.



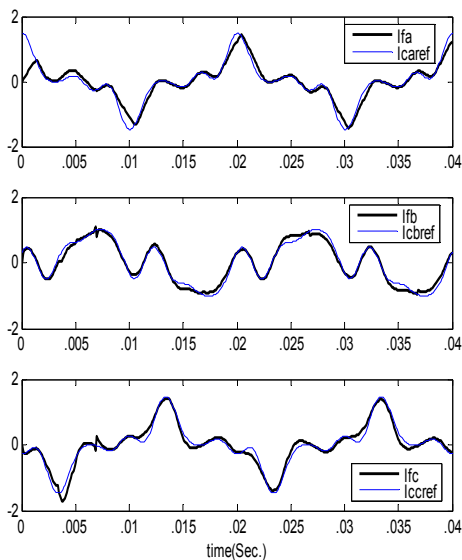
شکل ۶: ولتاژ و جریان بار، جریان جبران کننده و جریان منبع بعد از جبران (بدون سیم نول).



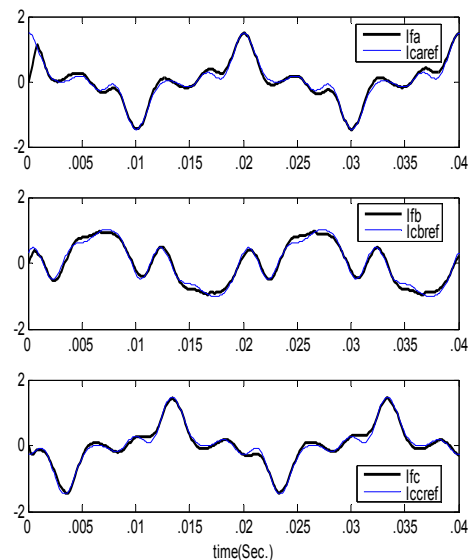
شکل ۷: مؤلفه‌های هارمونیکی جریان بار، جریان کننده و منبع بعد از جبران (در روش به کار برده شده).



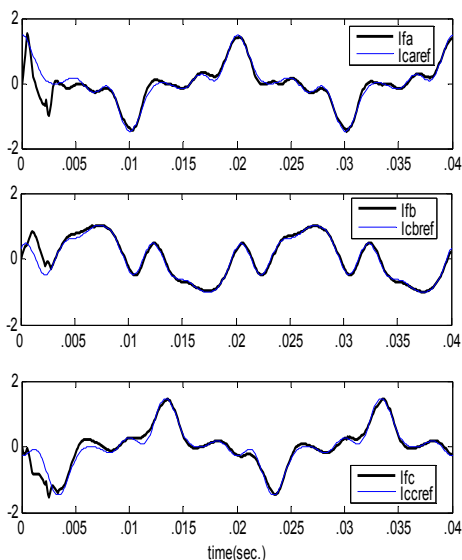
شکل ۸: مؤلفه‌های هارمونیکی جریان بار، جریان کننده و منبع بعد از جبران با استفاده از روش مینیمم سازی مؤلفه اکتیو جبران.



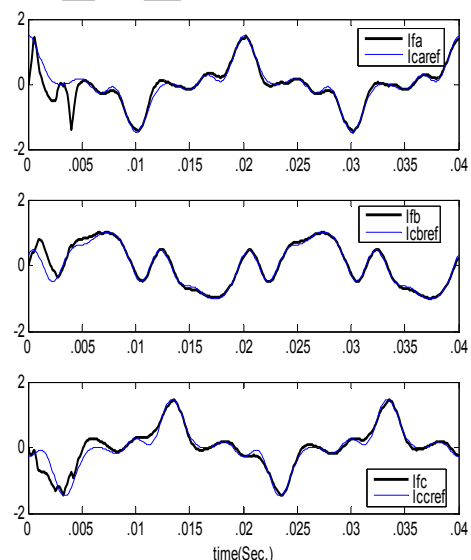
شکل ۱۴: جریان‌های مرجع و جبران‌کننده با کنترلر مد لغزشی همراه با فیدبک انرژی در سطح لغزش با در نظر گرفتن اثر اهمی سلف مسیر.



شکل ۱۲: جریان‌های مرجع و جبران‌کننده با کنترلر مد لغزشی همراه با فیدبک انرژی در سطح لغزش بدون در نظر گرفتن اثر اهمی سلف مسیر.



شکل ۱۵: جریان‌های مرجع و جبران‌کننده با کنترلر مد لغزشی معمولی با در نظر گرفتن اثر اهمی سلف مسیر.



شکل ۱۳: جریان‌های مرجع و جبران‌کننده با کنترلر مد لغزشی معمولی بدون در نظر گرفتن اثر اهمی سلف مسیر.

می‌رسند. مقایسه این دو شکل با یکدیگر بیانگر افزایش سرعت پاسخ دینامیکی در به کارگیری فیدبک انرژی نسبت به فیدبک حالت در معادلات سطح لغزش است. همچنین در یک روش کنترلی در نظر گرفتن اثرات اهمی باعث کندتر شدن پاسخ دینامیکی نسبت به بدون در نظر گرفتن این اثر می‌شود.

شکل ۱۶ جریان‌های سه‌فاز مرجع و کنترلی را با در نظر گرفتن اثر اهمی سلف‌های مسیر و فیدبک انرژی در مسیر سطح لغزش ($m=2$) و تحلیل سه‌فاز مستقل نشان می‌دهد. این جریان‌ها نیز با پاسخ دینامیکی سریعی به مقادیر مرجع می‌رسند. در این حالت خطای حاصل از دنبال کردن مقادیر مرجع نسبت به تحلیل همزمان سه‌فاز بیشتر می‌باشد. این موضوع با توجه به وجود عبارت ولتاژ خازن‌ها در سه سطح لغزش مربوطه از قبل نیز قابل پیش‌بینی می‌باشد. البته با افزایش گین‌های کنترلی سطوح لغزش و تنظیم آنها می‌توان این خطا را کاهش داد.

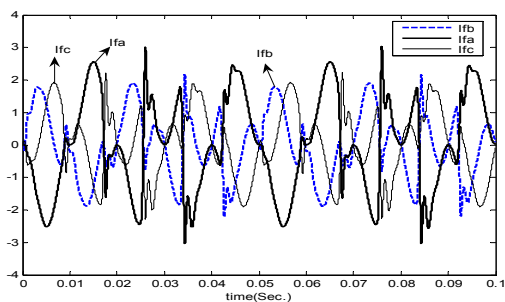
برای بررسی اثرات واقعی‌تر جبران‌کننده در شبکه برای بارهای مختلف یکسوکننده پل تک‌فاز متصل شده به یک شبکه سه‌فاز را در نظر می‌گیریم. جریان عبوری از فاز این یکسوکننده که در محیط

شکل ۱۲ جریان‌های سه‌فاز مرجع و کنترلی را بدون در نظر گرفتن اثر اهمی سلف‌های مسیر و فیدبک انرژی در مسیر سطح لغزش ($m=2$) نشان می‌دهد. این جریان‌ها با پاسخ دینامیکی بسیار سریعی به مقادیر مرجع می‌رسند. شکل ۱۳ همین جریان‌های سه‌فاز مرجع و کنترلی را بدون در نظر گرفتن اثر اهمی سلف‌های مسیر و فیدبک حالت در مسیر سطح لغزش ($m=1$) نشان می‌دهد.

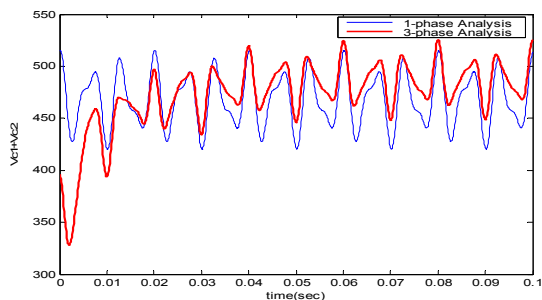
مقایسه دو شکل ۱۲ و ۱۳ با یکدیگر بیانگر افزایش سرعت پاسخ دینامیکی در به کارگیری فیدبک انرژی نسبت به فیدبک حالت در معادلات سطح لغزش است.

شکل ۱۴ جریان‌های سه‌فاز مرجع و کنترلی را با در نظر گرفتن اثر اهمی سلف‌های مسیر و فیدبک انرژی در مسیر سطح لغزش ($m=2$) نشان می‌دهد. این جریان‌ها نیز با پاسخ دینامیکی سریعی به مقادیر مرجع می‌رسند.

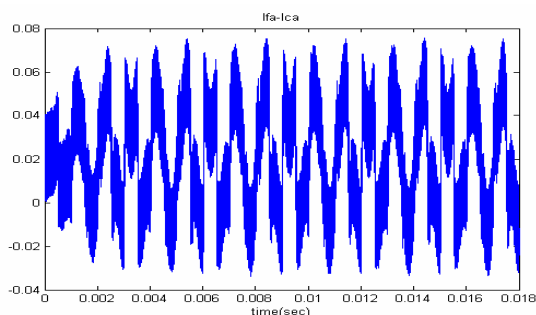
شکل ۱۵ همین جریان‌های سه‌فاز مرجع و کنترلی را با در نظر گرفتن اثر اهمی سلف‌های مسیر و فیدبک حالت در مسیر سطح لغزش ($m=1$) نشان می‌دهد. این جریان‌ها نیز با پاسخ دینامیکی سریعی به مقادیر مرجع



شکل ۱۸: جریان های جبران کننده سه فاز متصل شده به شبکه بار یکسوکندره پل تک فاز.



شکل ۱۹: ولتاژ خازن های جبران کننده برای بار یکسوکندره پل تک فاز.



شکل ۲۰: خطای حاصل از جریان فیلتر اکتیو و جریان مرجع فاز (a) $(f_s = 1000\text{Hz})$

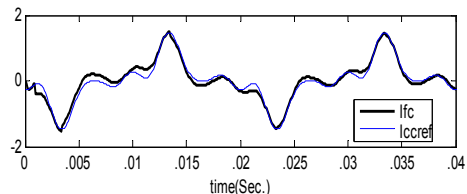
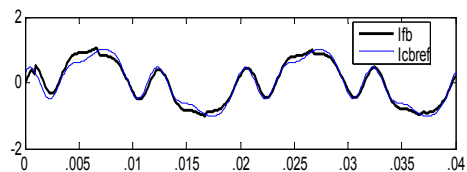
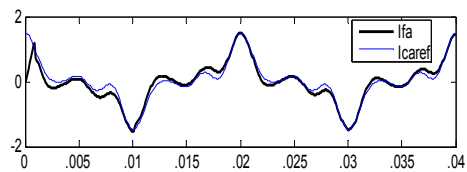
امکان جبران سازی نوسانات توان اکتیو و توان مؤلفه صفر در شبکه سه فاز فراهم می شود.

استفاده از کنترلر مد لغزشی با فیدبک انرژی خازن ها موجب افزایش سرعت پاسخ دینامیکی نسبت به کنترلر مد لغزشی معمولی خواهد شد. در نظر گرفتن اثر مقاومتی سلفها باعث انجام شبیه سازی ها به صورت واقعی تر خواهد شد. در اینجا برای یک کنترلر معین منظور نمودن اثر اهمی سلف های مسیر باعث کاهش سرعت پاسخ دینامیکی خواهد شد. شبیه سازی های صورت گرفته نشان می دهد که در روش کنترلی به کار برده شده سرعت پاسخ حتی با در نظر گرفتن اثر اهمی نسبت به کنترلر مد لغزشی معمولی بدون در نظر گرفتن اثر اهمی زیادتر می باشد.

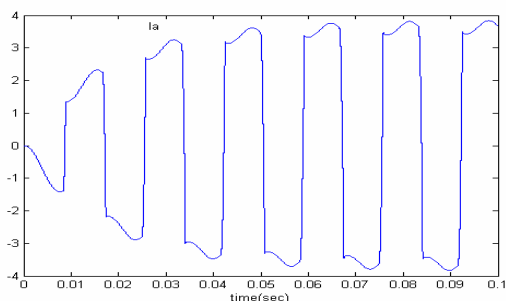
در کنترل کننده مد لغزشی نیز که از تحلیل هم زمان سه فاز استفاده شد شرط پایداری محدودتر به دست آمد. یعنی با به دست آوردن سه سطح لغزش شرط پایداری به ازاء ضرایب s کوچک تر به دست آمد، که همین موضوع موجب افزایش سرعت دینامیکی شده است.

مراجع

- [1] M. Aredes, "Active Power Line Conditioners, Ph.D. Thesis, Institute fur Allgemeine Elektrotechnik, Technical University of Berlin, 1996.
- [2] J. Miret and L. Cruz, "A simple sliding mode control of an active power filter," in *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, pp. 1052-1056, 2004.



شکل ۱۶: جریان های مرجع و جبران کننده با کنترلر مد لغزشی همراه با فیدبک انرژی در سطح لغزش با در نظر گرفتن اثر اهمی سلف مسیر با تحلیل مستقل سه فاز.



شکل ۱۷: جریان فاز در یکسوکندره پل تک فاز.

نرم افزار MATLAB شبیه سازی شده است در شکل ۱۷ آورده شده است.

شکل ۱۸ جریان های سه فاز جبران کننده اکتیو که همراه با این یکسوکندره پل تک فاز به شبکه متصل شده است راه در حالت گذرا نشان می دهد. THD محاسبه شده پس از دو سیکل برای جریان منبع نیز از ۴۷٫۹٪ به ۱۷٫۱۷٪ کاهش یافته است.

شکل ۱۹ ولتاژ خازن ها $(V_{C1} + V_{C2})$ را در این وضعیت نشان می دهد. در این حالت نیز بهبود پاسخ دینامیکی و ولتاژ خازن را به صورت واقعی تر نسبت به تحلیل مستقل سه فاز داریم.

پارامترهای مورد استفاده در این شبیه سازی عبارتند از

$$L = 1.5\text{mH}, C_1 = C_2 = 150.0\mu\text{F}$$

$$V_s = 220\text{V}$$

شکل ۲۰ محدوده خطای حاصل از جریان جبران کننده (در فاز a شکل) و جریان مرجع آن که از کنترلر مد لغزشی با فیدبک انرژی به دست آمده راه نشان می دهد. این خطا محدود و در هر فاصله سوئیچینگ سریعاً به سمت صفر میل می کند.

۵- نتیجه گیری

استفاده از تحلیل هم زمان سه فاز به جای سه تحلیل تک فاز موجب منظور نمودن اثرات تداخلی سطوح لغزش بر ولتاژ خازن ها و تنظیم دقیق تر ولتاژ باس DC و نتایج دقیق تری را خواهیم داشت. همچنین استفاده از سیم صفر و انجام محاسبات در محورهای dq0

علی یزدیان تحصیلات خود را در مقاطع 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 - قدرت به پایان رسانده است و هم اکنون عضو هیئت علمی بخش 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 حفاظت شبکه‌های قدرت.

مصطفی محمدیان تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی از دانشگاه صنعتی امیرکبیر در سال ۱۳۶۸ و کارشناسی ارشد خود را از دانشکده فنی دانشگاه تهران در سال ۱۳۷۱ و مدرک دکتری خود را در سال ۱۳۷۷ از دانشگاه کلگری کانادا همگی در رشته برق - قدرت به پایان رسانده است و هم اکنون عضو هیئت علمی بخش برق دانشگاه تربیت مدرس می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه وی عبارتند از: کنترل ماشینهای الکتریکی و کاربرد DSP در الکترونیک قدرت و کاربرد الکترونیک قدرت در ادوات پراکنده.

حمیدرضا محمدی تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی برق - کنترل در سالهای ۱۳۷۲-۱۳۶۸ از دانشگاه صنعتی شریف و کارشناسی ارشد برق - قدرت در سالهای ۱۳۷۴-۱۳۷۲ از دانشگاه تبریز به پایان رسانده است و هم اکنون دانشجوی دکتری مهندسی برق دانشگاه تربیت مدرس می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان طراحی و کنترل میدلهای - PWM شناسایی و تخمین پدیده‌های کیفیت توان - طراحی و کنترل فیلترهای اکتیو و جبران‌ساز یکپارچه کیفیت توان می‌باشد.

- [3] H. Chin-Yuen and W. Horng-Yuan, "A new single-phase active power filter with reduced energy storage capacitor," in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, pp. 202-208, 1995.
- [4] 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, 2005.
- [5] N. Mabrouk, F. Fnajech, K. Al-Haddad, and S. Rahmani, "Sliding mode control of a 3-phase-shunt active power filter," in *IEEE Conf., On Industrial Technology*, vol. 1, pp. 597-601, 10-12 Dec. 2003.
- [6] V. Cardenas, N. Vazquez, C. Hernandez, and S. Horta, "Analysis and design of a three phase sliding mode controller for a shunt active power filter," in *Proc. IEEE Annual Power Electronics Specialists Conf.*, vol. 1, pp. 219-223, 1999.
- [7] V. Cardenas, N. Vasquez, and C. Hernandez, "Sliding mode control to a 3 Φ shunt active power filter using compensation with instantaneous reactive power theory," in *Proc. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, vol. 1, pp. 236-241, 17-22 May 1998.

مجید نیری پور تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی برق - الکترونیک در سالهای ۱۳۷۲-۱۳۶۸ از دانشگاه گیلان و کارشناسی ارشد برق - قدرت در سالهای ۱۳۷۴-۱۳۷۲ 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.

Archive of SID