

## عملکرد بهینه ترانسفورماتور قدرت الکترونیکی توزیع با استفاده از روش رگولاتور خطی درجه دو

محمد حسین رضائی<sup>(۱)</sup> - رحمت ا... هوشمند<sup>(۲)</sup> - محمد عطائی<sup>(۲)</sup>

(۱) کارشناسی ارشد - دانشکده برق، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد نجف آباد

(۲) دانشیار - دانشکده مهندسی، دانشگاه اصفهان

تاریخ پذیرش: تابستان ۱۳۸۹

تاریخ دریافت: زمستان ۱۳۸۸

**خلاصه:** ترانسفورماتورها وظایفی همچون انتقال ولتاژ، ایزولاسیون و تفکیک نویز را بر عهده دارند و یکی از اجزاء ضروری سیستم توزیع قدرت الکترونیکی هستند. در عین حال، در فرکانس‌های صنعتی (50 هرتز) یکی از سنگین‌ترین و گران‌ترین اجزا در سیستم توزیع هستند. امروزه از ترانسفورماتور قدرت الکترونیکی به جای ترانسفورماتور قدرت معمولی استفاده می‌شود تا انتقال ولتاژ و تحویل توان در سیستم قدرت را انجام دهد. در این مقاله ساختار و روابط ترانسفورماتور قدرت الکترونیکی توزیع بررسی شده و سپس به طراحی یک رگولاتور خطی درجه دو با عمل‌انترالی برای بهبود عملکرد دینامیکی DEPT با حضور نامتعادلی ولتاژ، کمبود (sag) ولتاژ، هارمونیک‌های ولتاژ و چشمک زنی ولتاژ پرداخته می‌شود. روش کنترل ارائه شده توسط SIMULINK/MATLAB شبیه‌سازی شده است. نتایج ارائه شده که شامل ولتاژ ورودی، ولتاژ خروجی و ولتاژ لینک DC در مقدار مرجع می‌باشند، بهبود عملکرد دینامیکی را تایید می‌کند.

**کلمات کلیدی:** ترانسفورماتور قدرت الکترونیکی توزیع، رگولاتور خطی درجه دو، عملکرد دینامیکی، مدل فضای حالت.

### ۱- مقدمه

شبکه توزیع و کنترل پخش بار، کنترل ولتاژ، بهبود پایداری‌های دینامیکی و استاتیکی در شبکه انتقال را نیز داراست [۹-۳]. معمولاً، DEPT چهار هدف کنترلی را دنبال می‌کند:

- (۱) نگه داشتن جریان‌های ورودی به صورت سینوسی و هم فاز با ولتاژ ورودی برای داشتن ضریب قدرت واحد
- (۲) ثابت نگه داشتن ولتاژ لینک DC (dc-link) در مقدار مرجع
- (۳) نگه داشتن ولتاژهای خروجی در مقدار ثابت
- (۴) نگه داشتن ولتاژهای خروجی به صورت سینوسی و متقارن.

با توجه به مقاصد کنترلی بالا، مناسب است تا از رگولاتور خطی درجه دو<sup>۱</sup> (LQR) با عمل‌انترالی بهره‌گیریم.

ولتاژ لینک DC در طبقه ورودی نقش مهمی را در چهار هدف کنترلی ایفا می‌کند. علاوه بر این، DEPT معمولاً تحت تغییرات ولتاژهای ورودی و تغییرات پله‌ای بار عمل می‌کند. بنابراین، طرح کنترلی خوب برای DEPT باید بهترین عملکرد دینامیکی را دربر داشته باشد و به ویژه کنترل ولتاژ لینک DC را انجام دهد.

در سالهای اخیر یک نوع ترانسفورماتور جدید به نام ترانسفورماتور قدرت الکترونیکی<sup>۱</sup> (EPT) که وظایفی مثل انتقال و تحویل توان در سیستم قدرت از طریق مبدل الکترونیک قدرت را برعهده دارد در صنعت و مراکز علمی مورد توجه زیادی قرار گرفته است و نمونه اولیه در سیستم توزیع نیز استفاده شده است [۴-۱]. حسن مهم EPT در این است که می‌توان اندازه و زاویه فاز ولتاژ در دو طرف اولیه و ثانویه EPT را بلافاصله از طریق مبدل الکترونیک قدرت کنترل کرد. در حال حاضر بیشترین مطالعات کاربردی به طور عمده بر روی عملکرد EPT در سیستم توزیع<sup>۲</sup> (DEPT) متمرکز شده است [۷-۲]. چون چگالی شار اشباع با فرکانس رابطه معکوس دارد، بنابراین با استفاده از لینک فرکانس بالا توسط EPT حجم هسته آهنی و سیم پیچ‌های مسی در ترانسفورماتور کاهش می‌یابند. این ترانسفورماتور مزایای دیگری از جمله بهبود کیفیت توان (کمبود ولتاژ، بیشبود ولتاژ، نامتعادلی ولتاژ، هارمونیک ولتاژ و تغییر ولتاژ<sup>۳</sup>) در

سپس شکل موج مربعی تولیدی به MFT تحویل داده شده و از طریق H-bridge-2 به یک ولتاژ DC یکسو می‌شود. در طبقه خروجی یک اینورتر سه فاز فرکانس بالا وجود دارد که ولتاژ DC تولیدی طبقه ایزولاسیون را به ولتاژهای سینوسی سه فاز متناوب تبدیل می‌کند. شکل (۲) دیاگرام ساده شده DEPT را نشان می‌دهد. در مدار ساده شده حالت‌های گذرای H-bridge بسیار سریع است که می‌توان از آن چشم‌پوشی کرد و اندوکتانس ناشی MFT به اندازه کافی در حالت واقعی کوچک است که قابل صرف‌نظر کردن می‌باشد. با توجه به شکل (۲) معادلات دینامیکی عبارتند از:

$$\begin{cases} L \frac{di_{la}(t)}{dt} = u_{sa}(t) - u_{la}(t) + Ri_{la}(t) \\ L \frac{di_{lb}(t)}{dt} = u_{sb}(t) - u_{lb}(t) + Ri_{lb}(t) \\ L \frac{di_{lc}(t)}{dt} = u_{sc}(t) - u_{lc}(t) + Ri_{lc}(t) \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} C_f \frac{u_{La}(t)}{dt} = i_{fa}(t) - i_{La}(t) \\ C_f \frac{u_{Lb}(t)}{dt} = i_{fb}(t) - i_{Lb}(t) \\ C_f \frac{u_{Lc}(t)}{dt} = i_{fc}(t) - i_{Lc}(t) \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fa}(t)}{dt} = \frac{u_{oa}(t)}{k} - u_{La}(t) \\ L_f \frac{di_{fb}(t)}{dt} = \frac{u_{ob}(t)}{k} - u_{Lb}(t) \\ L_f \frac{di_{fc}(t)}{dt} = \frac{u_{oc}(t)}{k} - u_{Lc}(t) \end{cases} \quad (3)$$

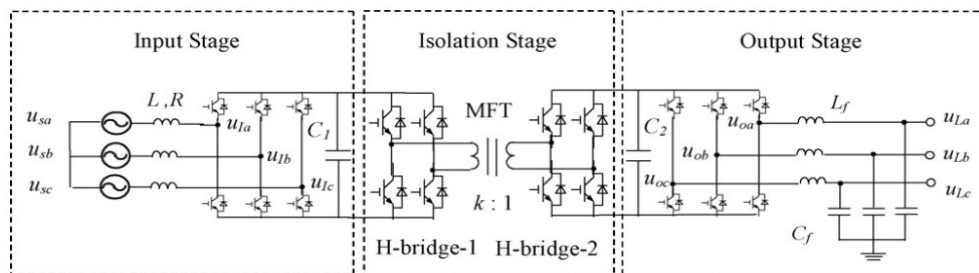
در این مقاله رگولاتور خطی درجه دو (LQR) کنترلر DEPT را بر عهده دارد تا عملکرد دینامیکی این ترانس را بهبود بخشد. LQR معمولاً برای سیستم‌های چند ورودی چند خروجی (MIMO) مثل DEPT استفاده می‌شود که پایداری‌اش نسبت به تغییرات کوچک پارامترها حساس نیست [۱۲]. عمل انتگرال برای اینکه خطاهای حالت ماندگار را حذف کند داخل LQR تعبیه می‌شود. ما ابتدا مدل سیگنال بزرگ DEPT در قاب گردان d-q به دست آمده و در اطراف set point خطی سازی می‌شود و سپس متوسط سیگنال کوچک که شامل عمل انتگرال‌گیری است به دست می‌آید.

### ۲- ساختار DEPT

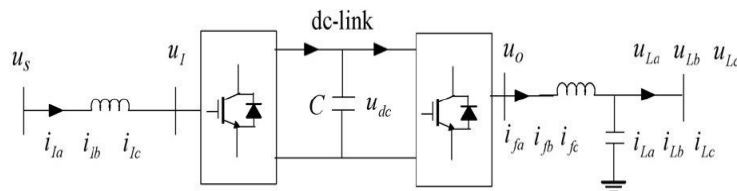
دو ساختار کلی برای DEPT وجود دارد. یکی بدون لینک DC [۶، ۱۳] و دیگری با لینک DC [۹، ۱۴]. ساختار دوم مزایایی را نسبت به ساختار اول دارد. مثلاً، ولتاژ و جریان در هر دو طرف DEPT به راحتی از طریق مدولاسیون پهنای پالس (PWM) قابل کنترل است. بنابراین از این ساختار بیشتر استفاده می‌شود [۵، ۱۰].

شکل (۱) دیاگرام مداری نمونه واقعی DEPT با لینک DC را نمایش می‌دهد که در این مقاله مورد بررسی قرار می‌گیرد. این ترانس از سه طبقه تشکیل شده است که شامل طبقه ورودی، طبقه ایزولاسیون و طبقه خروجی است.

طبقه ورودی یک یکسوکننده PWM سه فاز می‌باشد که ولتاژ ورودی سینوسی سه فاز را به ولتاژ DC تبدیل می‌کند. طبقه ایزولاسیون شامل مبدل H-bridge-1، ترانسفورماتور فرکانس متوسط (MFT) و مبدل H-bridge-2 است. ولتاژ DC به دست آمده از طبقه ورودی، H-bridge-1 را تغذیه کرده و به یک شکل موج مربعی فرکانس متوسط مدوله می‌شود.



شکل (۱): دیاگرام مداری واقعی DEPT  
Fig. (1): Actual circuit diagram of DEPT



شکل (۲): دیاگرام ساده شده DEPT  
Fig. (2): Simplified diagram of DEPT

$\theta_1$ : زاویه‌ی مدوله سازی شکل موج سینوسی مبدل طبقه ورودی  
 $m_2$ : شاخص مدوله سازی شکل موج سینوسی مبدل طبقه خروجی  
 $\theta_2$ : زاویه‌ی مدوله سازی شکل موج سینوسی مبدل طبقه خروجی  
 در روابط (۱) تا (۴) ضرایب معادلات دیفرانسیل دینامیکی DEPT به صورت متغیر با زمان هستند و باید توسط تبدیل پارک به قاب مرجع گردشی سنکرون برده شود تا به معادلات نامتغیر با زمان برسند [۱۵].  
 بنابراین هفت معادله دینامیکی DEPT در قاب مرجع گردشی d-q به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{cases} \frac{di_{ld}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{ld} - \omega i_{lq} + \frac{m_1 \sin \theta_1}{L}u_{dc} \\ \frac{di_{lq}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{lq} + \omega i_{ld} + \frac{m_1 \cos \theta_1}{L}u_{dc} + \sqrt{2} \frac{u_s}{L} \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} \frac{u_{Ld}}{dt} = \frac{1}{C_f}i_{fd} - \frac{1}{C_f}i_{Ld} - \omega u_{Lq} \\ \frac{u_{Lq}}{dt} = \frac{1}{C_f}i_{fq} - \frac{1}{C_f}i_{Lq} - \omega u_{Ld} \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} \frac{di_{fd}}{dt} = \omega i_{fd} - \frac{m_2 \cos \theta_2}{kL_f}u_{dc} - \frac{1}{L_f}u_{Lq} \\ \frac{di_{fq}}{dt} = \omega i_{fq} - \frac{m_2 \cos \theta_2}{kL_f}u_{dc} - \frac{1}{L_f}u_{Ld} \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \frac{du_{dc}}{dt} = & -\frac{3m_1}{2C}i_{ld} \sin \theta_1 + \frac{3m_1}{2C}i_{lq} \cos \theta_1 \\ & + \frac{3m_2}{2kC}i_{fd} \sin \theta_2 - \frac{3m_2}{2kC}i_{fq} \cos \theta_2 \end{aligned} \quad (12)$$

که در آن:

$q, d$ : مشخصه قاب مرجع گردشی

$[i_{ld}, i_{lq}]$ : جریان‌های ورودی

$[i_{fd}, i_{fq}]$ : جریان‌های اندوکتانس فیلتر

$[i_{Ld}, i_{Lq}]$ : جریان‌های بار

$[u_{Ld}, u_{Lq}]$ : ولتاژهای خروجی

$$[i_{ld}i_{lq}i_{l0}]^T = K[i_{la}i_{lb}i_{lc}]^T \quad (13)$$

$$[i_{fd}i_{fq}i_{f0}]^T = K[i_{fa}i_{fb}i_{fc}]^T \quad (14)$$

$$[i_{Ld}i_{Lq}i_{L0}]^T = K[i_{La}i_{Lb}i_{Lc}]^T \quad (15)$$

$$[u_{Ld}u_{Lq}u_{L0}]^T = K[u_{La}u_{Lb}u_{Lc}]^T \quad (16)$$

$$K = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \omega t & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{3}{2} & \frac{3}{2} & \frac{3}{2} \end{bmatrix} \quad (17)$$

مدل فضای حالت بالا که برای عمل سیگنال بزرگ مناسب است به صورت غیر خطی است بنابراین از set point استفاده می‌کنیم که با مساوی قرار دادن معادلات (۹) تا (۱۲) با صفر و جایگذاری تمام

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} Cu_{dc}^2 \right) = u_{la}(t)i_{la}(t) + u_{lb}(t)i_{lb}(t) + u_{lc}(t)i_{lc}(t) - \frac{u_{oa}(t)i_{fa}(t)}{k} - \frac{u_{ob}(t)i_{fb}(t)}{k} - \frac{u_{oc}(t)i_{fc}(t)}{k} \quad (4)$$

که در آن:

$$C = C_1 + C_2/k^2 \quad (5)$$

$L$ : اندوکتانس طبقه ورودی

$R$ : مقاومت طبقه ورودی

$C_1$ : خازن طبقه ورودی

$C_2$ : خازن طبقه خروجی

$L_f$ : اندوکتانس فیلتر طبقه خروجی

$C_f$ : خازن فیلتر طبقه خروجی

$k$ : نسبت تبدیل MFT

$U_{dc}$ : ولتاژ DC طبقه ورودی

$c, b, a$ : مشخصه قاب مرجع ساکن سه فاز

$u_s = [u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}]$ : ولتاژهای ورودی

$u_L = [u_{La}, u_{Lb}, u_{Lc}]$ : ولتاژهای خروجی

$u_i = [u_{ia}, u_{ib}, u_{ic}]$ : ولتاژهای ترمینال طبقه ورودی

$u_o = [u_{oa}, u_{ob}, u_{oc}]$ : ولتاژهای ترمینال طبقه خروجی

$i_l = [i_{la}, i_{lb}, i_{lc}]$ : جریان‌های ورودی

$i_f = [i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}]$ : جریان‌های اندوکتانس فیلتر طبقه خروجی

$i_L = [i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}]$ : جریان‌های بار

علاوه بر معادلات بالا، متغیرهای ولتاژ نیز با معادلات جبری زیر بیان می‌شوند:

$$\begin{cases} u_{sa}(t) = \sqrt{2}U_s \sin \omega t \\ u_{sb}(t) = \sqrt{2}U_s \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ u_{sc}(t) = \sqrt{2}U_s \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} u_{la}(t) = m_1 U_{dc} \sin(\omega t - \theta_1) \\ u_{lb}(t) = m_1 U_{dc} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \theta_1) \\ u_{lc}(t) = m_1 U_{dc} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \theta_1) \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} u_{oa}(t) = m_2 U_{dc} \sin(\omega t - \theta_2) \\ u_{ob}(t) = m_2 U_{dc} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \theta_2) \\ u_{oc}(t) = m_2 U_{dc} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \theta_2) \end{cases} \quad (7)$$

که در آنها:

$\omega$ : فرکانس مدوله سازی

$m_1$ : شاخص مدوله سازی شکل موج سینوسی مبدل طبقه ورودی

عناصر غیر صفر ماتریس E عبارتند از:

$$e_{11} = \frac{1}{L}, e_{22} = \frac{1}{L}, e_{63} = -\frac{1}{C_f}, e_{74} = -\frac{1}{C_f} \quad (۲۵)$$

### ۳- طراحی LQR

معمولاً کنترل فیدبک حالت برای سیستم‌های چند ورودی چند خروجی (MIMO) استفاده می‌شود. لذا با انتخاب سیستم LQR کنترل و بهبود عملکرد دینامیکی DEPT به دست می‌آید. امروزه روش طراحی LQR به عنوان یک روش کنترل بهینه مدرن در کاربردهای وسیعی مورد استفاده قرار می‌گیرد [۸، ۹، ۱۶]. وظیفه اصلی این روش به حداقل رساندن مجموع مربعات خطاست و متغیرهای استاتیکی DEPT در عملکرد سیگنال کوچک و بزرگ را کنترل می‌کند. دلایلی همچون: داشتن خصوصیات قوی و خوب، حساسیت پایداری به تغییرات کوچک پارامترها و مناسب برای سیستم‌های چند ورودی چند خروجی (MIMO) مثل DEPT از مزیت‌های LQR است [۱۶]. با این حال قانون کنترل LQR ذاتاً یک رگولاتور تناسبی چند متغیره است. بنابراین برای حذف خطاهای حالت ماندگار در پاسخ به مرجع پله و یا تغییرات اختلالی به یک رگولاتور بهینه انتگرالی نیاز است که به رگولاتور انتگرالی خطی درجه دو معروف است.

وظیفه اصلی رگولاتور بهینه پیدا کردن ورودی بهینه‌ای است که به سرعت، متغیرهای حالت را به صفر کاهش دهد. بنابراین رابطه (۱۹) با اضافه شدن متغیرهای فضای حالت جدید به یک رگولاتور بهینه انتگرالی تبدیل می‌شود.

با توجه به چهار هدف کنترلی DEPT باید چهار متغیر  $\Delta i_{id}, \Delta u_{dc}, \Delta u_{Ld}, \Delta u_{Lq}$  کنترل شود که انتگرال این متغیرها به مدل سیگنال کوچک (رابطه (۱۲)) اضافه می‌شود و به دست می‌آید:

$$\frac{d\Delta x_a}{dt} = A_a \Delta x + B_a \Delta u + E_a \Delta v \quad (۲۶)$$

که در آن:

$$\Delta x_a = [\Delta i_{id} \ \Delta i_{iq} \ \Delta u_{dc} \ \Delta i_{fd} \ \Delta i_{fq} \ \Delta u_{Ld} \ \Delta u_{Lq}]^T \quad (۲۷)$$

عناصر غیر صفر ماتریس‌های  $A_a, B_a, E_a$  مانند ماتریس‌های  $A, B, E$  می‌باشد، فقط عناصر غیر صفر زیر برای ماتریس  $A_a$  اضافه می‌شود:

$$a_{67} = -\omega, a_{75} = \frac{1}{C_f}, a_{76} = \omega, a_{81} = 1, a_{93} = 1, a_{106} = 1, a_{117} = 1 \quad (۲۸)$$

متغیرها با مقادیر حالت ماندگارشان به دست می‌آید. سپس نقاط کار حالت ماندگار نامی به دست می‌آیند:

$$i_{id} = I_{id}, i_{iq} = I_{iq}, i_{fd} = I_{fd}, i_{fq} = I_{fq}, i_{Ld} = I_{Ld}, i_{Lq} = I_{Lq} \quad (۱۸)$$

$$u_{Ld} = U_{Ld}, u_{Lq} = U_{Lq}, u_s = U_s, u_{dc} = U_{dc}$$

$$m_1 = M_1, \theta_1 = \theta_1^*, m_2 = M_2, \theta_2 = \theta_2^*$$

مدل سیگنال کوچک مورد استفاده خطی سازی در اطراف نقاط کار بالا عبارت است از:

$$\frac{d\Delta x}{dt} = A \Delta x + B \Delta u + E \Delta v \quad (۱۹)$$

جائی که:

$$\Delta x = [\Delta i_{id} \ \Delta i_{iq} \ \Delta u_{dc} \ \Delta i_{fd} \ \Delta i_{fq} \ \Delta u_{Ld} \ \Delta u_{Lq}]^T \quad (۲۰)$$

$$\Delta u = [\Delta m_1 \ \Delta \theta_1 \ \Delta m_2 \ \Delta \theta_2]^T \quad (۲۱)$$

$$\Delta v = [\Delta u_{sd} \ \Delta u_{sq} \ \Delta i_{Ld} \ \Delta i_{Lq}]^T \quad (۲۲)$$

عناصر غیر صفر ماتریس A عبارتند از:

$$a_{11} = -\frac{R}{L}, a_{12} = -\omega, a_{13} = \frac{M_1 \sin \theta_1^*}{L}, a_{21} = \omega$$

$$a_{22} = -\frac{R}{L}, a_{23} = -\frac{M_1 \sin \theta_1^*}{L}, a_{13} = -\frac{3M_1 \sin \theta_1^*}{2C}$$

$$a_{32} = \frac{3M_1 \cos \theta_1^*}{2C}, a_{34} = \frac{3M_2 \sin \theta_2^*}{2C}, a_{35} = -\frac{3M_2 \cos \theta_2^*}{2C} \quad (۲۳)$$

$$a_{43} = -\frac{M_2 \sin \theta_2^*}{L_f}, a_{45} = -\omega, a_{46} = \frac{1}{L_f}$$

$$a_{53} = \frac{M_2 \cos \theta_2^*}{L_f}, a_{54} = \omega, a_{57} = -\frac{1}{L_f}, a_{64} = \frac{1}{C_f}$$

$$a_{67} = -\omega, a_{75} = \frac{1}{C_f}, a_{76} = \omega$$

عناصر غیر صفر ماتریس B عبارتند از:

$$b_{11} = \frac{U_{dc} \sin \theta_1^*}{L}, b_{12} = \frac{U_{dc} M_1 \cos \theta_1^*}{L}$$

$$b_{21} = -\frac{U_{dc} \cos \theta_1^*}{L}, b_{22} = \frac{U_{dc} M_1 \sin \theta_1^*}{L}$$

$$b_{31} = \frac{3(I_{iq} \cos \theta_1^* - I_{id} \sin \theta_1^*)}{2C}$$

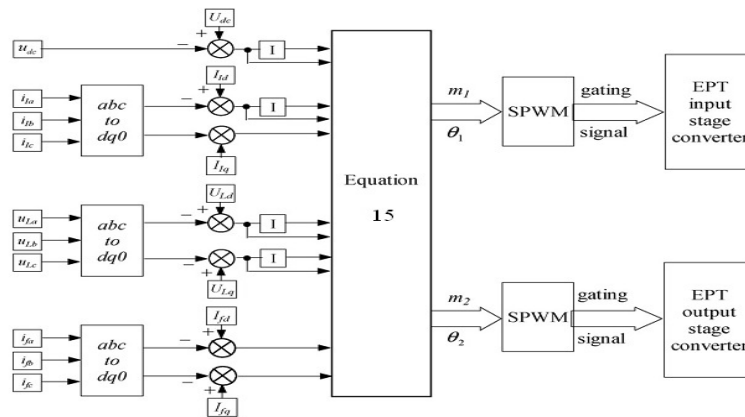
$$b_{32} = -\frac{3M_1 (I_{id} \cos \theta_1^* + I_{iq} \sin \theta_1^*)}{2C} \quad (۲۴)$$

$$b_{33} = \frac{3(I_{fd} \sin \theta_2^* - I_{fq} \cos \theta_2^*)}{2C}$$

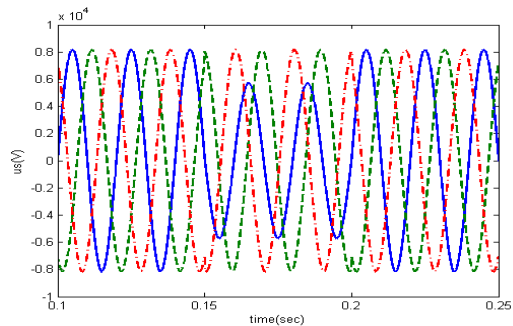
$$b_{34} = \frac{3M_2 (I_{fd} \sin \theta_2^* + I_{fq} \sin \theta_2^*)}{2C}$$

$$b_{43} = -\frac{U_{dc} \sin \theta_2^*}{L_f}, b_{44} = -\frac{M_2 U_{dc} \cos \theta_2^*}{L_f}$$

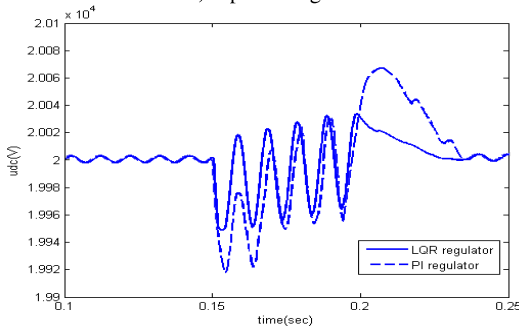
$$b_{53} = \frac{M_2 \cos \theta_2^*}{L_f}, b_{54} = -\frac{M_2 U_{dc} \sin \theta_2^*}{L_f}$$



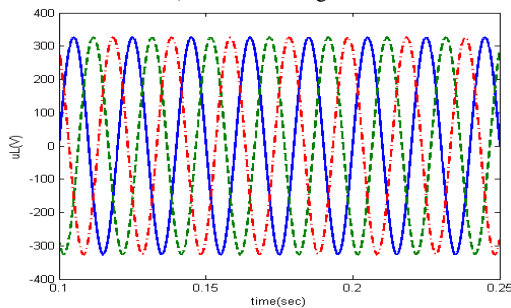
شکل (۳): بلوک دیاگرام کنترل کننده LQR  
Fig. (3): Block diagram of the LQR controller



(a) ولتاژهای ورودی  
a) Input voltages



(b) ولتاژ لینک DC  
b) DC-link voltage



(c) ولتاژهای خروجی  
c) Output voltages

شکل (۴): شکل موجها تحت نامتعادلی ولتاژ

Fig. (4): Waveforms under unbalance voltage

معادله (۲۶) نشان می‌دهد که متغیرهای حالت  $\Delta i_{ld}, \Delta u_{dc}, \Delta u_{Ld}, \Delta u_{Lq}$  در حالت ماندگار نزدیک به صفر است.

شاخص عملکرد LQR که باید حداقل سازی شود عبارت است از [۱۲]:

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (x_a^T Q x_a + u^T R u) dt \quad (29)$$

که ماتریس‌های قطری  $Q, R$  به ترتیب وزن‌های ورودی و خروجی را مشخص می‌کنند. ورودی کنترل  $u$  که حداقل سازی شاخص عملکرد را برعهده دارد به شکل فیدبک عبارت است از:

$$u = -Kx_a \quad (30)$$

ماتریس بهره فیدبک حالت به صورت زیر تعیین می‌شود:

$$K = R^{-1} B^T P \quad (31)$$

$P$  از طریق معادله ریکاتی زیر تعیین می‌شود:

$$Q - PBR^{-1}B^TP + A^TP + PA = 0 \quad (32)$$

با توجه به چهار هدف کنترلی DEPT ما به set point زیر به دست می‌آیند:

$$I_{ld} = 0, U_{Ld} = 0, U_{Lq} = 1, U_{dc} = 1 \quad (33)$$

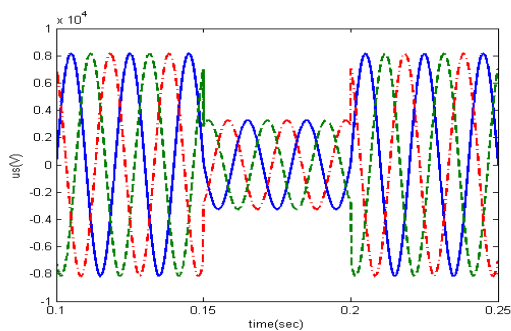
شکل (۳) کنترل کننده LQR پیشنهادی را نشان می‌دهد که  $I$  نشان دهنده حلقه انتگرالی است.

#### ۴- نتایج شبیه سازی

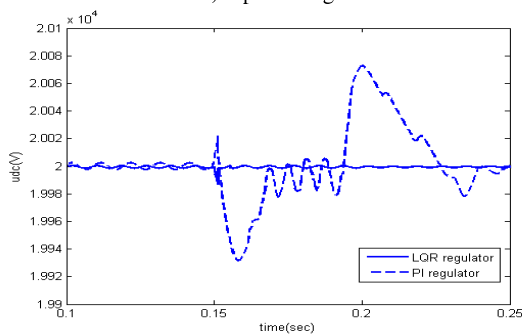
در شکل موج‌های زیر شکل ولتاژهای ورودی، ولتاژ لینک DC و ولتاژهای خروجی به ترتیب نشان داده شده است. نکته مهم اینکه ولتاژ لینک DC در حالت کنترل کننده LQR با PI نیز مقایسه شده است تا برتری LQR نسبت به PI به خوبی احساس شود.

شکل (۴) نتایج شبیه سازی موقعی که ورودی یک ولتاژ نامتعادل است را نشان می‌دهد.

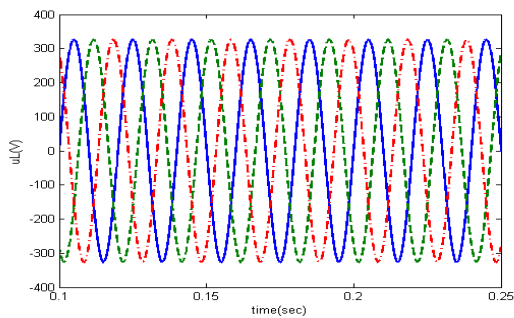
همان طور که دیده می‌شود DEPT، فلیکر ولتاژ ورودی را حذف کرده و بنابراین ولتاژهای خروجی بدون فلیکر ولتاژ است. در شکل (۶)، نتایج شبیه سازی تحت کمبودهای (sags) ولتاژ نشان داده شده است. در این حالت موقعی که ولتاژهای ورودی ۴۰٪ کمبود ولتاژ سه فاز از زمان ۰.۱۵ تا ۰.۲ ثانیه را دارد نشان می‌دهد. ولتاژهای خروجی در یک مقدار ثابت نگه داشته می‌شوند و به خاطر پشتیبانی ولتاژ لینک DC به صورت سینوسی و متقارن است.



(a) ولتاژهای ورودی  
a) Input voltages



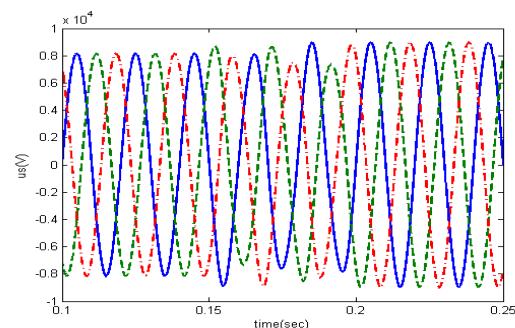
(b) ولتاژ لینک DC  
b) DC-link voltage



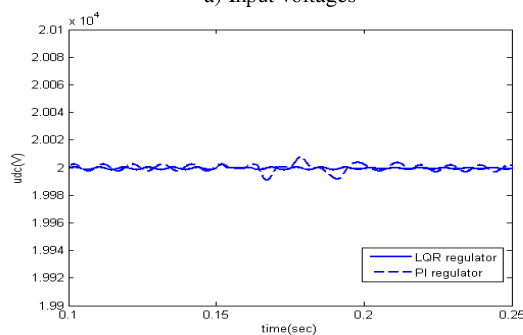
(c) ولتاژهای خروجی  
c) Output voltages

شکل (۶): نتایج شبیه‌سازی موقعی که ولتاژهای ورودی اعوجاج دارند را نشان می‌دهد.

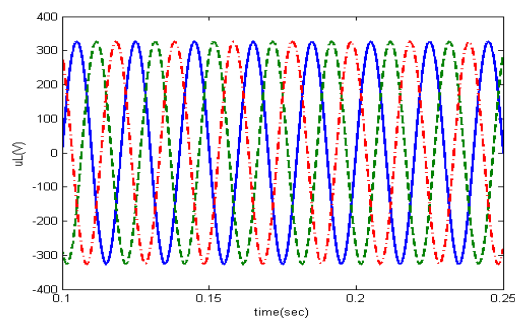
در این حالت دامنه ولتاژ فاز A ۷۰٪ کمبود ولتاژ دارد، فرکانس فاز B در ۴۹ هرتز تنظیم شده است و زاویه فاز C ۸۰ درجه است. مطابق شکل (۴) ورودی، ولتاژ نامتعادل بسیار بدی دارد ولی ولتاژهای خروجی سه فاز به همان نتیجه‌ی مورد انتظار ما که سینوسی و متقارن است از طریق پروسه کنترلی منتهی می‌شود. شکل (۵) شکل موج‌های تحت فلیکر (flicker) ولتاژ را نشان می‌دهد. در این حالت ورودی توسط یک شکل موج سینوسی با فرکانس ۱۰ هرتز و شاخص مدولاسیون ۱۰٪ مدوله شده است.



(a) ولتاژهای ورودی  
a) Input voltages



(b) ولتاژ لینک DC  
b) DC-link voltage



(c) ولتاژهای خروجی  
c) Output voltages

شکل (۵): شکل موج‌ها تحت فلیکر (flicker) ولتاژ  
Fig. (5): Waveforms under voltage flicker

شکل (۷) نتایج شبیه‌سازی موقعی که ولتاژهای ورودی اعوجاج دارند را نشان می‌دهد.

در این حالت هارمونیک ۵ام و ۷ام به ترتیب ۱۰٪ و ۸٪ جزء اصلی مقدار دارد که در ولتاژهای ورودی اعمال می‌شود. همان طور که در شکل دیده می‌شود با وجود هارمونیک زیاد ولتاژ، ولتاژهای خروجی به خوبی تنظیم شده‌اند و ولتاژ کاملاً سینوسی و متقارنی دارد. با توجه به ولتاژ لینک DC مربوط به شکل موج‌های (۴) تا (۷)، می‌توان به برتری کنترل کننده LQR نسبت به کنترل کننده PI پی برد.

#### ۵ - نتیجه گیری

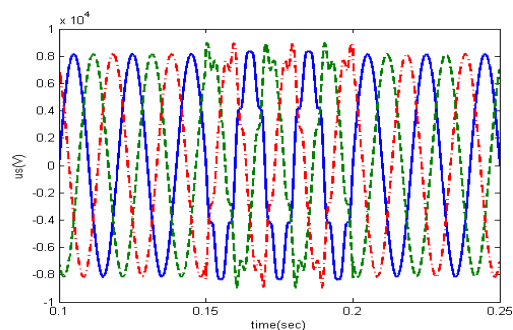
در این مقاله ساختار و کنترل DEPT مورد بررسی قرار گرفت. معادلات حالت از طریق مدل ساده شده DEPT به دست آمد و برای طراحی سیستم کنترل فیدبک مورد استفاده قرار گرفت. کنترل کننده LQR مورد استفاده از عمل انتگرالی استفاده می‌کند تا عملکرد دینامیکی DEPT را ارتقاء بخشد.

نتایج شبیه سازی شده براساس نرم افزار MATLAB/SIMULINK نشان می‌دهد که کنترل کننده LQR به هر یک از عوامل کیفیت توان مانند: کمبود ولتاژ، نامتعادلی<sup>۵</sup> ولتاژ، هارمونیک ولتاژ و فلیکر ولتاژ در شبکه توزیع به خوبی پاسخ نشان داده و بهبود عملکرد دینامیکی DEPT را تضمین می‌کند.

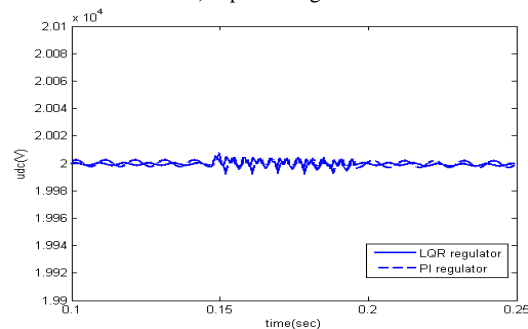
یکی از مزایای این شبیه سازی مقایسه ولتاژ لینک DC توسط کنترل کننده‌های LQR و PI و نشان دادن برتری LQR نسبت به PI است.

#### پی نوشت:

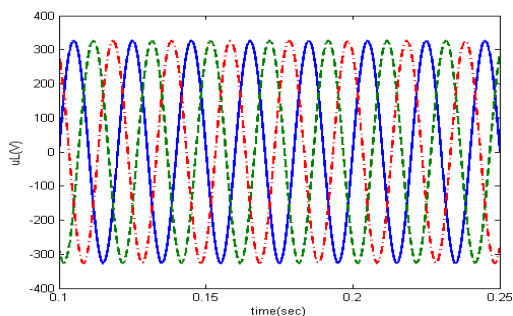
- 1- EPT-Electronic Power Transformer
- 2- DEPT-Distribution EPT
- 3- Fluctuation
- 4- LQR-Linear Quadratic Regulator
- 5- Unbalance



(a) ولتاژهای ورودی  
a) Input voltages



(b) ولتاژ لینک DC  
b) DC-link voltage



(c) ولتاژهای خروجی  
c) Output voltages

شکل (۷): شکل موجها تحت هارمونیک‌های ولتاژ

Fig. (7): Waveforms under voltage harmonics

#### مراجع

- [1] M. Kang, P.N. Enjeti, I.J. Pitel, "Analysis and design of electronic transformers for electric power distribution system", IEEE Trans. on Pow. Elec., Vol.14, No.6, pp.1133-1141, 1999.
- [2] M.D. Manjrekar, R. Kiefemdorf, G. Venkataramanan, "Power electronic transformer for utility application", In: Proc. IEEE/IAS, pp.2496-2502, Oct. 2000.
- [3] D. Wang, C.X. Mao, J.M. Lu, S. Fan, "Electronic power transformer based power quality control method", High Volt. Eng., Vol.31, No.8, pp.63-65, 2005.
- [4] C. Mao, J. Lu, S. Fan, H. Fang, "Power electronic transformer", China Patent ZL 02 1 39030.4, 2002.
- [5] J. Cheng, C. Mao, S. Fan, D. Wang, "Principle of electronic power transformer and its simulation study" Elec. Pow. Aut.. Equi., Vol.24, No.12, pp.23-25, 2004.
- [6] E.R. Ronan, S.D. Sudhoff, S.F. Glover, D.L. Galloway, "A power electronic-based distribution transformer", IEEE Trans. Pow. Deli., Vol.17, pp.537-543, 2002.
- [7] D. Wang, C.X. Mao, J.M. Lu, "Model of electronic power transformer and its appli-cation to power system", IET Gene., Trans. Dist., Vol.1, No.6, pp.887-895, 2007.

- [8] S. Fan, C.X. Mao, L. Chen, "Optimal coordinated PET and generator excitation control for power systems", *Int. Jou. Elec. Pow. Ene. Sys.*, Vol.28, No.3, pp.158-165, 2006.
- [9] D. Wang, C.X. Mao, J.M. Lu, "Coordinated control of EPT and generator excitation system for multidouble-circuit transmission-lines system", *IEEE Trans. Pow. Deli.*, Vol.23, No.1, pp.371-379, 2008.
- [10] D. Wang, C.X. Mao, J.M. Lu, S. Fan, F.Z. Peng, "Theory and application of distribution electric power transformer", *Elec. Pow. Sys. Res.*, Vol.77, No.3-4, pp.219-226, 2007.
- [11] H. Wrede, V. Staudt, A. Steimel, "Design of an electronic power transformer", In: *Proc. IECON (Indu. Elec. Soci., IEEE 2002 28th Annual Conference)*, Sevilla, Spain, pp.1380-1385, Nov. 2002.
- [12] D.E. Kirk, "Optimal control theory", Prentice-Hall, 2000.
- [13] K. Harada, F. Anan, K. Yamasaki, M. Jinno, Y. Kawata, T. Nakashima, K. Murata, H. Sakamoto, "Intelligent transformer", *IEEE/PESC*, pp.1337-1341, 1996.
- [14] M. Marchesoni, R. Novaro, S. Savio, "AC locomotive conversion systems without heavy transformers: Is it a practicable solution", *IEEE/ISIE*, pp.1172-1177, 2002.
- [15] P.C. Krause, O. Wasynczuk, S.D. Sudhoff, "Analysis of electric machinery", IEEE Press, 1995.
- [16] S. Fukuda, Y. Matsumoto, A. Sagawa, "Optimal-regulator-based control of NPC boost rectifier for unity power factor and reduced neutral-point-potential variations", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol.46, No.3, pp.527-533, 1999.