

شبیه سازی موتور القایی تغذیه شده به وسیله اینورتر و مقایسه آن با حالت تغذیه سینوسی

غضنفر شاهقلیان

سیدحسین حسینی

دانشکده فنی گروه مهندسی برق، دانشگاه تبریز

چکیده:

هدف اصلی این مقاله شبیه سازی رفتار موتور القایی تغذیه شده از طریق اینورتر می باشد. معادلات دینامیکی موتور در مختصات دو محوری به کار برده می شود و ولتاژ خروجی اینورتر با استفاده از سری فوریه به طور مستقیم در دو حالت هدایت 120° و 180° در معادلات استفاده شده و نهایتاً نتایج به دست آمده با حالت ایده آل تغذیه سینوسی مقایسه می شود. تغییر توالی فازها از abc به acb، انتقال هارمونیکها از طریق اینورتر، تأثیر ریبیل ولتاژ dc در ورودی اینورتر بر رفتار موتور القایی و کنترل ولتاژ خروجی اینورتر توسط زاویه انتقال فاز در این مقاله بررسی می شود.

Simulation of Inverter-Fed Induction Motor and Comparing the Results with Pure Sinusoidal Voltage Supply

S. H. Hosseini

GH. Shahgolian

Department of Electrical Engineering, University of Tabriz

Abstract:

In this article, the target point has been the simulation of the behavior of induction motors fed by inverters. we have tried to supply the dynamic equations of the motor on coordinates with double axes. In equations, the output voltage of the inverter has been utilized with regard to Fourier Series, in direct position and in two conductive states 120° and 180° . The sequential variations of phases from abc to acb, the transmission of harmonics through inverters, the effect of dc ripple voltage of the inverter on the behavior of induction motor and the control of output voltage of the inverter by transmission angle of the phase have all been under consideration.

درايوهای ac و dc در صنعت کاربرد وسیعی دارند، اما با توجه به نیاز روزافزون مصارف صنعتی به سرعت متغیر، استفاده از درایوهای ac گسترش پیدا کرده است. موتورهای ac نسبت به موتورهای dc سبکتر و ارزانتر می باشند و به علت وجود جاروبک و کموتاتور موتورهای dc نیاز به نگهداری و تعمیر بیشتری نسبت به موتورهای ac دارند. اگر چه درایوهای ac دارای معایب مربوط به خود، از جمله پیچیدگی و گرانی فیدبک کنترل می باشند ولی مزایای آنها مهمتر از معایبشان است [۱].

موتورهای ac از طریق رکتیفایر-اینورتر تغذیه می شوند و در مصارف صنعتی سرعت متغیر، استفاده می شوند. موتور ac یک سیستم غیرخطی چند متغیره می باشد و اثر متقابل دینامیکی با امپدانس منبع کانورتر دارد. در سیستم، شکل پیچیده تری به دلایل مختلف به وجود می آید. به عنوان نمونه، یک اینورتر می تواند تعداد زیادی ماشین موازی را تغذیه کند. مطالعه تحلیلی چنین سیستمهایی مشکل است و مطالعه شبیه سازی کامپیوتری ضروری می باشد. مطالعه شبیه سازی برای بررسی اثرات هارمونیکها، تغییرات پارامترهای سیستم و ... می تواند به کار برده شود و پیچیدگی مدل به هدف شبیه سازی بستگی دارد. معمولاً یک شبکه الکتریکی شامل المانهای پسیو، اکتیو، خطی و غیرخطی می باشد که به وسیله یک گراف شامل گره ها و شاخه ها نشان داده می شود و برنامه ای مانند SPICE می تواند شبیه سازی دیجیتالی انجام دهد [۲].

زمانی که موتور القایی در گشتاور نامی و سرعتهای مختلف با فلوی فاصله هوایی ثابت کار می کند، تغذیه موتور از اینورتر ولتاژ (VSI) و یا اینورتر جریان (CSI) کارایی یکسان دارد. اگر گشتاور خروجی کمتر از گشتاور نامی باشد، CSI و در صورتی که گشتاور خروجی بیشتر از گشتاور نامی باشد، VSI مناسب می باشد. تفاوت در کارایی VSI و CSI در اثر تفاوت در تلفات هارمونیک می باشد [۳]. در مرجع [۳] مدار معادل موتور نیز برای هارمونیکهای مختلف نمایش داده شده و کاربرد CSI و VSI را برای هدفی خاص معین می کند. کارایی درایو حاصل تابعی از کارایی موتور و اینورتر بوده و تلفات اینورتر تابعی از تعداد کموتاسیون در هر ثانیه خواهد بود. در مرجع [۴] از تکنیک PWM، برای نزدیک کردن ولتاژ خروجی اینورتر به سینوسی استفاده می شود و تلفات موتور برای تکنیکهای مختلف PWM

مقایسه شده و استفاده از تکنیک PWM برای دادن تغییراتی در زوایای آتش ترستورها، جهت حذف هارمونیکهای مورد نظر در خروجی اینورتر را بررسی می کند. در مرجع [۵] رفتار موتور و تلفات، زمانی که موتور از یک اینورتر PWM تغذیه می شود مورد بررسی قرار گرفته و اهمیت معین بودن مشخصات موتور القایی (IM) را برای مصارف صنعتی اشاره کرده است و در مرجع [۶] شکل موج جریانهای سه فاز موتور زمانی که خروجی اینورتر مربعی شکل می باشد را به دست آورده و تأثیر هارمونیکهای خروجی اینورتر روی جریانهای موتور نشان داده شده است.

معمولاً برای شبیه سازی یک سیستم بزرگ لازم است ابتدا آن را به زیر سیستمهایی کوچک تجزیه کرده و هر زیر سیستم به وسیله یک مجموعه از معادلات و سیگنالهای ورودی-خروجی نمایش دهنده کار عادی زیر سیستم، توصیف می شود. در این مقاله یک سیستم شامل اینورتر و موتور القایی تغذیه شده توسط این اینورتر شبیه سازی می شود. ابتدا مدل دینامیکی موتور القایی در مختصات دو محوری d و q نوشته شده و معادلات برحسب پریونیت جهت شبیه سازی IM استفاده می شود، سپس با تعریف تابع تبدیل برای اینورتر انتقال هارمونیکها از طریق اینورتر و تأثیر آن بر رفتار IM مورد بررسی قرار می گیرد. شبیه سازی اینورتر و کنترل ولتاژ خروجی اینورتر توسط زاویه انتقال فاز، مباحث بعدی این مقاله را تشکیل می دهد. در انتها با بیان مثالهای مختلف مطالب مطرح شده، مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفته و مقایسه بین تغذیه موتور القایی از طریق اینورتر با هدایت 180° و 120° با حالت ایده آل تغذیه سینوسی صورت می گیرد.

۲- مدل دینامیکی موتور القایی در مختصات دو محوری d و q

با استفاده از تبدیل معادلات دینامیکی موتور القایی به مختصات دو محوری، معادلات متغیر با زمان به معادلات مستقل از زمان تبدیل می شوند و حل دستگاه معادلات ساده تر می گردد. مدل دینامیکی ماشین را می توان در دستگاه ساکن و چرخان اعمال کرد. محورهای d و q در دستگاه ساکن روی استاتور واقع هستند و در دستگاه چرخان دارای سرعت دلخواه ω می باشند. در این قسمت با استفاده از تبدیل سه فاز به دو فاز،

بنابراین با رابطه زیر می توان نمایش عمومی یک ماشین القایی را به شکل معادلات حالت نشان داد:

$$\dot{Y} = AY + BX + C \quad (10)$$

که A ماتریس سیستم، B ماتریس ورودی و C برداری است که در اثر غیرخطی بودن مدل ظاهر می شود. برای شبیه سازی سیستم اینورتر-موتور القایی، برنامه کامپیوتری به زبان C نوشته شده است. در این برنامه با دریافت اطلاعات مربوط به اینورتر، خروجی اینورتر را به دست آورده و با محاسبه V_{ds} و V_{qs} دستگاه پنج معادله فوق الذکر را به روش رانج کوتاه حل می کنیم. فلورچات شبیه سازی در شکل (2) نشان داده شده است.

۳- تعیین هارمونیکها در خروجی اینورتر با استفاده از تابع تبدیل

هارمونیکهای مرتبه پایین در خروجی اینورتر سه فاز شش پالس اثر نامطلوب بر موتور ac دارد. زمانی که هر خروجی اینورتر نیاز به توان بالا می باشد، داشتن ولتاژ سینوسی در خروجی اینورتر اهمیت پیدا می کند. هارمونیکهای خروجی اینورتر از مرتبه $Kn+1$ می باشد که K تعداد پالس در خروجی و n یک عدد صحیح است. بنابراین با افزایش تعداد پالس در خروجی اینورتر اثر هارمونیکهای مرتبه پایین خنثی می شود، اما با بالا بردن تعداد پالس به سویچینگ بیشتری در اینورتر نیاز بوده و تلفات عمل سویچینگ افزایش پیدا می کند [8 و 9]. شبیه یک سیستم خطی می توان مقادیر خروجی اینورتر را به صورت تابعی از ورودی نوشت و هارمونیکهای منتقل شده از طریق اینورتر را مشخص کرد. اگر $H_a(\theta)$ ، $H_b(\theta)$ و $H_c(\theta)$ ، توابع تبدیل اینورتر باشند، ولتاژ خروجی اینورتر عبارت است از:

$$V_{ab} = V_d H_a(\theta), V_{bc} = V_d H_b(\theta), V_{ca} = V_d H_c(\theta) \quad (11)$$

برای تعیین تابع تبدیل اینورتر سه فاز شکل (3) شرایط زیر را در نظر می گیریم:

- ۱- ولتاژ ورودی اینورتر (V_d) بدون ریپل می باشد.
- ۲- المانهای سویچینگ اینورتر ایده آل در نظر گرفته می شود، به عبارت دیگر ولتاژ دو سر ترستور در لحظه روشن بودن و ثابت زمانی سویچینگ صفر می باشد.

معادلات ولتاژ و جریان و معادلات دینامیکی موتور بیان می شود و در برنامه شبیه سازی استفاده می شوند. با توجه به شکل (1) ولتاژ و جریان سه فاز استاتور و رتور را به دستگاه چرخان با سرعت دلخواه ω_e می توان تبدیل کرد. تبدیل abc به dqo با استفاده از ماتریس تبدیل به شکل زیر بیان می شود [7]:

$$[S_{dq0}]_s = [C_s] [S_{abc}] \quad \text{و} \quad [S_{dq0}]_e = [C_e] [S_{dq0}]_s \quad (1)$$

که در آن:

$$[C_s] = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$[C_e] = \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & -\sin \omega_e t & 0 \\ \sin \omega_e t & -\cos \omega_e t & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[S_{abc}] = [S_a \ S_b \ S_c]^T \quad [S_{dq0}] = [S_q \ S_d \ S_0]^T \quad (3)$$

معادلات دینامیکی موتور در دستگاه چرخان با سرعت دلخواه ω_e بر حسب پریونیت عبارتند از:

$$\dot{\Psi}_{qs} = \omega_b [V_{qs} - \omega_e \Psi_{ds} + (R_s \omega_b / D) (-X_{rr} \Psi_{qs} + X_{m} \Psi_{qr})] \quad (4)$$

$$\dot{\Psi}_{ds} = \omega_b [V_{ds} + \omega_e \Psi_{qs} + (R_s \omega_b / D) (-X_{rr} \Psi_{ds} + X_{m} \Psi_{dr})] \quad (5)$$

$$\dot{\Psi}_{qr} = \omega_b [V_{qr} - (\omega_e - \omega_r) \Psi_{dr} + (R_r \omega_b / D) (X_{m} \Psi_{qs} - X_{ss} \Psi_{qr})] \quad (6)$$

$$\dot{\Psi}_{dr} = \omega_b [V_{dr} + (\omega_e - \omega_r) \Psi_{qr} + (R_r \omega_b / D) (X_{m} \Psi_{ds} - X_{ss} \Psi_{dr})] \quad (7)$$

$$\dot{\omega}_r = (P \omega_b X_m / 2HD) (\Psi_{dr} \Psi_{qs} - \Psi_{qr} \Psi_{ds}) \quad (8)$$

معادلات (4-8) دستگاه پنج معادله ای را تشکیل می دهند که برای شبیه سازی موتور القایی به کار برده می شوند. بنابراین می توان مدل ماشین را به صورت یک سیستم چند ورودی-چند خروجی نمایش داد که بردارهای ورودی و حالت عبارتند از:

$$X = [V_{ds} \ V_{qs} \ V_{dr} \ V_{qr} \ T_L]^T \quad (9)$$

$$Y = [\Psi_{ds} \ \Psi_{qs} \ \Psi_{dr} \ \Psi_{qr} \ \omega_r]^T$$

$$(V_{qs})_s = (2V_d/\sqrt{3}) \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(2n/3) \cos[n(\omega t - \beta/2 - \alpha)] \quad (17)$$

$$(V_{ds})_s = -(V_d/\sqrt{3}) \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin[n(\omega t - \beta/2 - \alpha)] \quad (18)$$

با جایگذاری مقادیر فوق در رابطه (۲) مولفه های ولتاژ استاتور در دستگاه چرخان را به دست می آوریم:

$$(V_{qs})_e = (V_d/\sqrt{3}) \sum_{k=1}^{\infty} \{B_{(6k+1)} \cos[6k\omega_e t + (6k+1)(\pi/2 - \beta/2 - \alpha)] + B_{(6k-1)} \cos[6k\omega_e t + (6k-1)(\pi/2 - \beta/2 - \alpha)]\} \quad (19)$$

$$(V_{ds})_e = -(V_d/\sqrt{3}) \sum_{k=1}^{\infty} \{B_{(6k+1)} \sin[6k\omega_e t + B(6k+1)(\pi/2 - \beta/2 - \alpha)] + B_{(6k-1)} \sin[6k\omega_e t + (6k-1)(\pi/2 - \beta/2 - \alpha)]\} \quad (20)$$

۴- شبیه سازی اینورتر

اینورتر سه فاز شکل (۲) در این قسمت شبیه سازی می شود. با توجه به قطع و وصل تریستورها، $\alpha = 64^\circ$ حالت برای اتصال تریستورها مطابق جدول (۱) وجود دارد. در این جدول (صفر) نمایش قطع بودن تریستور و (یک) نمایش وصل بودن آن می باشد، اما با حذف حالات غیر ممکن، مانند روشن نبودن تریستورهای (T_4, T_1) یا (T_6, T_3) و (T_2, T_5) در یک زمان، تعداد حالات محدودتر می شوند. جدول (۲) ولتاژ سه فاز خروجی اینورتر را برای تعدادی از حالات ممکن نشان می دهد. برنامه کامپیوتری نوشته شده برای شبیه سازی اینورترها، با دریافت سیگنالهای آتش برای سوئیچینگ تریستورها با تشخیص حالت رخ داده شده مقادیر ولتاژهای فاز را محاسبه می کند و ولتاژهای خط اینورتر را از روابط زیر به دست می آورد:

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn}, \quad V_{bc} = V_{bn} - V_{cn}, \quad V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \quad (21)$$

جدول (۱) حالت تریستورها در اینورتر سه فاز

| حالت | T _۶ | T _۵ | T _۴ | T _۳ | T _۲ | T _۱ |
|------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| ۰ | ۰ | ۰ | ۰ | ۰ | ۰ | ۰ |
| ۱ | ۰ | ۰ | ۰ | ۰ | ۰ | ۱ |
| ۲ | ۰ | ۰ | ۰ | ۰ | ۱ | ۰ |
| ۳ | ۰ | ۰ | ۰ | ۱ | ۰ | ۰ |
| ۴ | ۰ | ۰ | ۱ | ۰ | ۰ | ۰ |
| ۵ | ۱ | ۰ | ۰ | ۰ | ۰ | ۰ |
| ۶ | ۱ | ۰ | ۰ | ۰ | ۱ | ۰ |
| ۷ | ۱ | ۰ | ۰ | ۱ | ۰ | ۰ |
| ۸ | ۱ | ۱ | ۰ | ۰ | ۰ | ۰ |
| ۹ | ۱ | ۱ | ۰ | ۰ | ۱ | ۰ |
| ۱۰ | ۱ | ۱ | ۰ | ۱ | ۰ | ۰ |
| ۱۱ | ۱ | ۱ | ۱ | ۰ | ۰ | ۰ |
| ۱۲ | ۱ | ۱ | ۱ | ۰ | ۱ | ۰ |
| ۱۳ | ۱ | ۱ | ۱ | ۱ | ۰ | ۰ |
| ۱۴ | ۱ | ۱ | ۱ | ۱ | ۱ | ۰ |
| ۱۵ | ۱ | ۱ | ۱ | ۱ | ۱ | ۱ |

۳- توابع تبدیل اینورتر دارای اختلاف فاز یکسان $2\pi/3$ می باشند.

اگر g_1, g_2, \dots, g_6 سیگنالهای آتش برای سوئیچینگ تریستورهای T_1, T_2, \dots, T_6 در نظر گرفته شوند، توابع سوئیچینگ عبارت خواهند بود از:

$$\begin{aligned} S_a(\theta) &= g_1(\theta) - g_4(\theta), \\ S_b(\theta) &= g_3(\theta) - g_6(\theta), \\ S_c(\theta) &= g_5(\theta) - g_2(\theta) \end{aligned} \quad (12)$$

و توابع تبدیل برای اینورتر به صورت زیر در نظر گرفته می شود:

$$\begin{aligned} H_a(\theta) &= (1/2) [S_a(\theta) - S_b(\theta)], \\ H_b(\theta) &= (1/2) [S_b(\theta) - S_c(\theta)], \\ H_c(\theta) &= (1/2) [S_c(\theta) - S_a(\theta)] \end{aligned} \quad (13)$$

اگر تریستورها در فاصله زمانی $2\pi/3$ روشن شوند، روابط زیر بین توابع انتقال برقرار می باشد:

$$H_b(\theta) = H_a(\theta - 2\pi/3), \quad H_c(\theta) = H_a(\theta + 2\pi/3) \quad (14)$$

در اینورتر شکل (۳) موج مربعی شش پالسه، تابع انتقال عبارت است از:

$$H_a(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin n(\theta - \beta/2 - \alpha + 2\pi/3) \quad (15)$$

از رابطه (۱۵) ولتاژ خروجی اینورتر عبارت است از:

$$V_{ab}(\theta) = V_d \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin n(\theta - \beta/2 - \alpha + 2\pi/3) \quad (16-1)$$

$$V_{bc}(\theta) = V_{ab}(\theta - 2\pi/3) \quad V_{ca}(\theta) = V_{ab}(\theta + 2\pi/3) \quad (16-2)$$

برای شبیه سازی موتور القایی ولتاژ سه فاز خروجی اینورتر را به دستگاه با سرعت ω_e انتقال داده و در معادلات دینامیکی موتور استفاده می کنیم.

با جایگذاری روابط (۱۶) در رابطه (۱)، مؤلفه های ولتاژ استاتور در دستگاه ساکن عبارتند از: $[B_{(-1)} = 0]$

| حالت | T _۴ | T _۵ | T _۲ | T _۳ | T _۱ | T _۱ | V _{an} | V _{bn} | V _{cn} |
|------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|--------------------|--------------------|--------------------|
| ۳ | ۰ | ۰ | ۰ | ۰ | ۱ | ۱ | V _d /2 | ۰ | -V _d /2 |
| - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| ۱۲ | ۰ | ۰ | ۱ | ۱ | ۰ | ۰ | -V _d /3 | 2V _d /3 | -V _d /3 |
| ۲۲ | ۰ | ۱ | ۱ | ۰ | ۰ | ۱ | -V _d /2 | ۰ | V _d /2 |
| ۵۶ | ۱ | ۱ | - | ۰ | ۰ | ۰ | -V _d /3 | -V _d /3 | 2V _d /3 |

که در آن:

$$\psi = \beta/2 + \alpha - 2\pi/3 \quad (۲۵)$$

برای شبیه سازی رفتار موتور القایی با ولتاژ ریبیل دار، مقادیر $(V_{qs})_s$ و $(V_{ds})_s$ را به صورت سری فوریه در روابط به کار می بریم.

۶- کنترل ولتاژ خروجی اینورتر توسط زاویه انتقال فاز

اینورترهای شکل موج پله ایی برای کنترل ولتاژ در درایوهای ac فرکانس متغیر، به یک منبع ولتاژ dc متغیر نیاز دارند. اگر خروجی دواینورتر که توسط یک منبع dc ثابت تغذیه می شوند را با هم جمع کنیم، می توانیم ولتاژ خروجی را با ثابت بودن ولتاژ کنترل کنیم. ولتاژ خروجی به وسیله کنترل زاویه انتقال فاز خروجی یک اینورتر نسبت به اینورتر دیگر کنترل می شود و می توان با اختلاف بین زاویه آتش دو اینورتر، انتقال فاز در خروجی را به دست آورد [۹].

ولتاژ خروجی اینورتر را به صورت زیر در نظر می گیریم:

$$V_{an1} = (2V_d/3) \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(2n\pi/3) \cos[n(\theta - \beta/2 - \alpha)] \quad (۲۶)$$

و

$$V_{an2} = V_{an1}(\theta - \gamma)$$

ولتاژ خروجی اعمال شده به موتور عبارت است از:

$$V_{an} = (4V_d/3) \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(2n\pi/3) \cos(n\gamma/2) \cos[n(\theta - \beta/2 - \alpha - \gamma/2)] \quad (۲۷)$$

بنابراین زاویه انتقال با ضریب $\cos(n\gamma/2)$ تأثیر خود را در اندازه هارمونیکها نشان می دهد و مؤلفه اصلی با ضریب $\cos(\gamma/2)$ تضعیف می شود. مؤلفه های ولتاژ استاتور در دستگاه ساکن عبارت خواهند بود از:

$$(V_{qs})_s = (4V_d/3) \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(2n\pi/3) \cos(n\gamma/2) \cos[n(\theta - \beta/2 - \alpha - \gamma/2)] \quad (۲۸)$$

$$(V_{ds})_s = -(2V_d/\sqrt{3}) \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cos(n\gamma/2) \sin[n(\theta - \beta/2 - \alpha - \gamma/2)] \quad (۲۹)$$

مقادیر ولتاژ V_{ds} و V_{qs} نیز از روابط (۱) و (۲) محاسبه شده و در برنامه شبیه سازی موتور القایی به کار برده می شوند.

۵- انتقال هارمونیکها از طریق اینورتر

ولتاژ متغیر ورودی اینورتر از مبدلهای کنترل پذیر به دست می آید. مطابق شکل (۴) خروجی مبدل کنترل پذیر، پس از گذراندن از فیلتر LC ولتاژ dc ورودی اینورتر را تأمین می کند. زمانی که ورودی اینورتر دارای ریبیل می باشد، هارمونیکها توسط اینورتر به خروجی منتقل می شوند. در این قسمت با استفاده از تابع تبدیل هارمونیکهای منتقل شده از طریق اینورتر بررسی می شود. اگر ولتاژ سه فاز ورودی کانورتر سه فاز سینوسی متعادل باشد، ولتاژ خروجی مبدل ورودی فیلتر عبارت است از:

$$V_i = V_{dc} + \sum_{k=1}^{\infty} D_k \cos k\omega t \quad (۲۲)$$

با استفاده از تابع تبدیل، خروجی اینورتر عبارت است از:

$$V_{ab}(t) = V_{dc} \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(\omega t - \beta/2 - \alpha + 2\pi/3) \quad (۲۳)$$

$$+ \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} (D_k B_n/2) \{ \sin[(n+k)\omega t - n(\beta/2 + \alpha - 2\pi/3)] + \sin[(n-k)\omega t - n(\beta/2 + \alpha - 2\pi/3)] \}$$

L امین هارمونیک ولتاژ خروجی اینورتر عبارت است از:

$$V_L = V_{dc} B_L \sin L(\theta - \psi) + \sum_{k=1}^{\infty} (D_k B_{(L+k)}/2) \sin [L\theta \quad (۲۴)$$

$$- (L+k)\psi] + \sum_{k=1}^{L-1} (D_k B_{(L-k)}/2) \sin [L\theta - (L-k)\psi]$$

$$+ \sum_{n=1}^{\infty} (D_{(n+L)} B_n/2) \sin [-L\theta - n\psi]$$

۷- مثالها و بحث

ب- $\alpha=0^\circ$ و $\beta=120^\circ$: در این حالت بسط سری فوریه V_{ds} و V_{qs} (شکل ب-۵) عبارت است از:

$$(V_{qs})_s = (V_{dc}/\sqrt{3}) [\cos(\theta - \pi/3) - (1/5) \cos 5(\theta - \pi/3) + (1/7) \cos 7(\theta - \pi/3) + \dots] \quad (34)$$

$$(V_{ds})_s = (-V_{dc}/\sqrt{3}) [\sin(\theta - \pi/3) + (1/5) \sin 5(\theta - \pi/3) + (1/7) \sin 7(\theta - \pi/3) + \dots] \quad (35)$$

که در آن $\theta = \omega t$ و $V_{dc} = 300$ ولت می باشد. نتایج مربوطه به ترتیب در شکل (۷) نشان داده شده است. در این قسمت شبیه سازی موتور با استفاده از سری فوریه صورت گرفته و در مثال بعد ولتاژ به طور مستقیم اعمال گردیده است.

مثال ۴- در مثال چهارم ولتاژ اینورتر به طور مستقیم اعمال می شود و موتور شبیه سازی شده است. در این مثال $\alpha=0^\circ$ و $\beta=180^\circ$ در نظر گرفته شده و نوسانات در کوپل و جریان نسبت به مثال سوم بیشتر معین شده است. نتایج مربوطه در شکل (۸) نشان داده شده است.

مثال ۵- در مثال پنجم ولتاژ ورودی اینورتر دارای ریپل در نظر گرفته شده و تأثیر آن بر موتور القایی شبیه سازی شده است. در این مثال سری فوریه V_{ds} و V_{qs} با استفاده از رابطه (۲۳) در معادلات قرار داده می شود. در شکل (۹)، V_i مطابق رابطه (۳۱) به کار برده شده و نتایج به دست آمده است.

مثال ۶- در این مثال تغییر توالی فازها از abc به acb بررسی شده است. موتور ابتدا با توالی abc به حالت پایدار رسیده و سرعت موتور به ۱ پریونیت می رسد. در لحظه $t = 0.75$ ثانیه توالی فازها به acb تغییر پیدا می کند و سرعت موتور به ۱- پریونیت می رسد. شکل (۱۰) نتایج مربوط به تغییر توالی را نشان می دهد.

مثال ۷- در مثال هفتم زاویه انتقال فاز برابر 30° فرض شده و ولتاژ خروجی دو اینورتر و مجموع حاصل نشان داده شده که ولتاژ حاصل را می توان با تغییر زاویه انتقال فاز کنترل کرد. در شکل (۱۱) نتایج مربوط به کنترل ولتاژ خروجی اینورتر با استفاده از کنترل زاویه انتقال فاز نشان داده شده است.

مثال ۱- در مثال اول اینورتر شبیه سازی شده و ولتاژ و هارمونیکهای خروجی نشان داده شده است. شکل (۵) نتایج را برای حالت $\alpha=0^\circ$ و $\beta=180^\circ$ نشان می دهد. ولتاژ ورودی اینورتر بدون ریپل برابر $V_{dc}=300$ ولت در نظر گرفته شده است.

مثال ۲- در مثال دوم اینورتر با ورودی دارای ریپل شبیه سازی شده و نتایج به دست آمده ولتاژ هارمونیکهای خروجی و مؤلفه های ولتاژ استاتور در دستگاه ساکن نمایش داده شده است.

الف- رکتیفایر را سه پالس در نظر می گیریم. در این حالت ورودی فیلتر عبارت است از:

$$V_i = 300 + 75 \cos(\omega t) - 17/1 \cos(6\omega t) + 7/5 \cos(9\omega t) - 4/2 \cos(12\omega t) \quad (30)$$

ب- رکتیفایر را شش پالس در نظر می گیریم. در این حالت ورودی فیلتر عبارت است از:

$$V_i = 300 + 17/1 \cos(6\omega t) - 4/2 \cos(12\omega t) + 1/8 \cos(18\omega t) \quad (31)$$

نتایج مربوطه در شکل (۶) نشان داده شده است. بنابراین مؤلفه های NK در ورودی اینورتر، مؤلفه های هارمونیک $NK+1$ را به خروجی اینورتر منتقل می کند و اگر $N=6$ باشد، نسبت به حالت dc بدون ریپل، مؤلفه جدیدی به وجود نمی آید ولی بر اندازه آنها تأثیر منفی دارد.

مثال ۳- در مثال سوم ولتاژ ورودی اینورتر را بدون ریپل در نظر می گیریم و رفتار موتور القایی تغذیه شده از طریق اینورتر شبیه سازی شده است. مشخصات موتور عبارتند از:

$$V_b = 220 \quad X_m = 26/13 \quad R_r = 0/816 \quad R_s = 0/435$$

$$P = 4 \quad J = 0/2 \quad X_{lr} = 0/754 \quad X_{ls} = 0/754$$

الف- $\alpha=0^\circ$ و $\beta=180^\circ$: در این حالت بسط سری فوریه V_{ds} و V_{qs} (شکل الف-۵) عبارت است از:

$$(V_{qs})_s = (2V_{dc}/\pi) [\sin(\theta) + (1/5) \sin(5\theta) + (1/7) \sin(7\theta) + \dots] \quad (32)$$

$$(V_{ds})_s = (2V_{dc}/\pi) [\cos(\theta) - (1/5) \cos(5\theta) + (1/7) \cos(7\theta) - \dots] \quad (33)$$

سینوسی نزدیک تر است، نتایج بهتری به دست آمده است. شکل (۱۲) نتایج را نشان می دهد.

بررسی شده است. هارمونیکهای NK در ورودی، که N عدد صحیح و K تعداد پالس خروجی رکتیفایر می باشد، در خروجی اینورتر مؤلفه های هارمونیک NK+1 به وجود می آورند.

با جمع کردن ولتاژ خروجی دو اینورتر و ایجاد اختلاف بین زوایای آتش آنها، می توان با منبع ولتاژ dc ثابت ولتاژ خروجی اینورتر را کنترل کرد. در این مقاله اثرات این ترکیب بر رفتار موتور القایی بررسی شده است. در انتها نتایج فوق با حالت ایده آل تغذیه سینوسی مقایسه شده است.

- [1]. M. H. RASHID, POWER ELECTRONICS, Printice-hall, book, 1988.
- [2]. B. K. BOSE, POWER ELECTRONICS and AC DRIVES, Printice-hall, book, 1986.
- [3]. K. VENKATESAN and JAMES F. LINDSAY, "Comparative Study of The Loss In Voltage and Current Source Inverter Fed Induction Motors", IEEE, Trans. on Ind. App., vol. IA-18, No. 3, MAY/JUNE 1982.
- [4]. John M. D. Murphy and Michael G. Egan, "A Comparison of PWM Strategies for Inverter-Fed Induction Motors", IEEE Trans. on Appl., Vol. IA-19, No. 3, May/June, 1983, pp. 363-369.
- [5]. L. F. Soran, "The Analysis of The Performance

استاتور در دستگاه دلخواه
 ω_c و ω_r و ω_b : سرعت الکتریکی دستگاه چرخان، رتور و مینا،
 rad/s
 α و β : زوایای آتش و هدایت تریستور، rad
 n و B_n : مرتبه و مقدار مؤثر \ln امین هارمونیک
 $[S_{qdo}]$ و $[S_{abc}]$: کمیات مربوط به سه فاز و مختصات
 دومحوری q, d

مثال ۸- در مثال آخر، ولتاژ خروجی دو اینورتر شکل (۱۱) به موتور اعمال شده و نتایج حاصل نشان داده شده است. در این حالت چون مجموع ولتاژ خروجی دو اینورتر به

۸- نتیجه گیری:

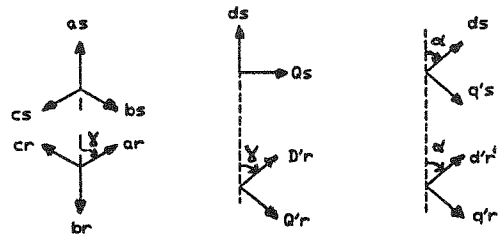
در این مقاله روش شبیه سازی موتور القایی تغذیه شده با اینورتر شش پالس (VSI) به دور روش مستقیم و غیرمستقیم بیان شد. در روش اول ولتاژ خروجی اینورتر به طور مستقیم و در روش دوم با استفاده از بسط سری فوریه ولتاژ به موتور اعمال شد و در دستگاه معادلات استفاده گردید. در روش مستقیم، نوسانات بر روی گشتاور نشان داده شد و در روش غیرمستقیم به علت حذف هارمونیکها جواب تقریبی به دست آمد. در این مقاله همچنین اثرات ریپل در ولتاژ ورودی اینورتر بر رفتار موتور القایی و نحوه انتقال هارمونیکها

منابع:

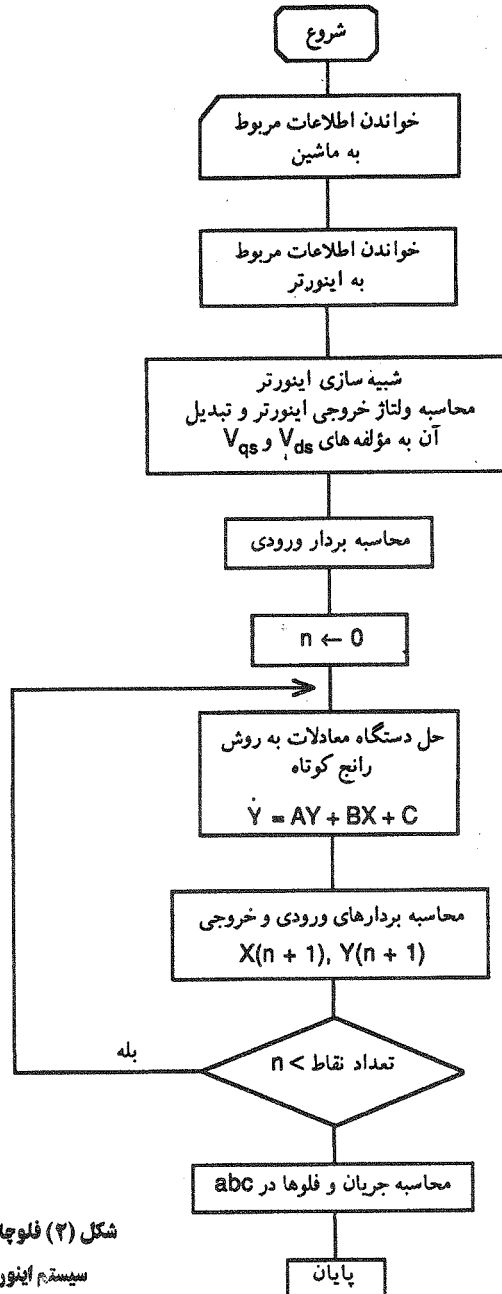
- of Asynchronous Machine Fed By A PWM Inverter" I. A. conf. on E. M. and P. E., May 1992, Turkey, pp 698-702.
- [6]. M. Emin Tacer, "A New Digital Simulation technique For An Inverter-Fed Induction Machine", I. A. conf. on E. M. and P. E., May, 1992, Turkey, pp 703-708.
- [7]. PETER VAS, VECTOR CONTROL OF AC MACHINES, book, 1990.
- [8]. G. K. DUBEY. POWER SEMICONDUCTOR CONTROLLED DRIVES, book, 1990.
- [9]. JMD. MURPHY and FGTURNBULL, POWER ELECTRONICS CONTROL OF AC MOTORS, book, 1989.

متغیرها:

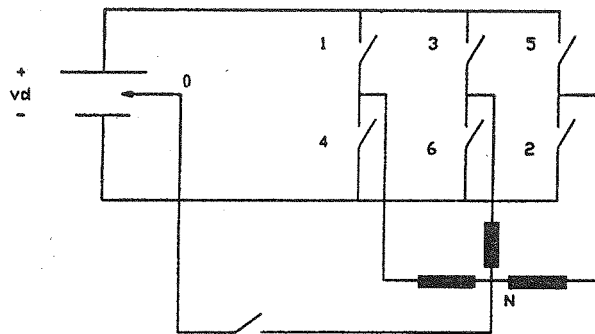
L_{ss} و L_{rr} : اندوکتانس خودی هر فاز سیم پیچ سه فاز رتور و استاتور، H
 L_m : اندوکتانس متقابل بین سیم پیچ استاتور و رتور، H
 P: تعداد قطبها
 R_s و R_r : مقاومت سیم پیچ رتور و استاتور در هر فاز، Ω
 i_{ds} و i_{qs} : مؤلفه های ds و qs جریان استاتور در دستگاه دلخواه
 ψ_{ds} و ψ_{qs} : مؤلفه های ds و qs فلوی استاتور در دستگاه دلخواه
 ψ_{dr} و ψ_{qr} : مؤلفه های ds و qs فلوی رتور منتقل شده به سمت



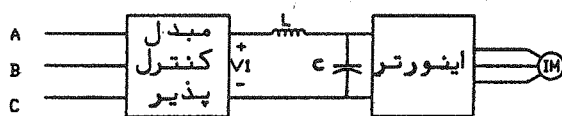
شکل (۱) تبدیل سه فاز به دو فاز



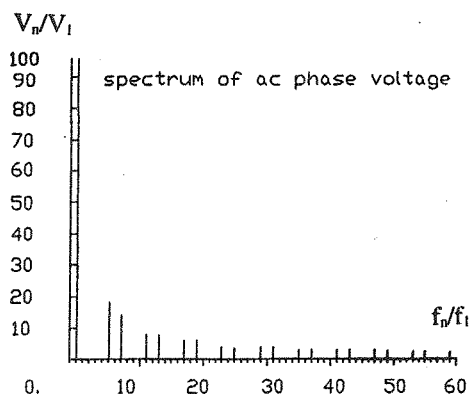
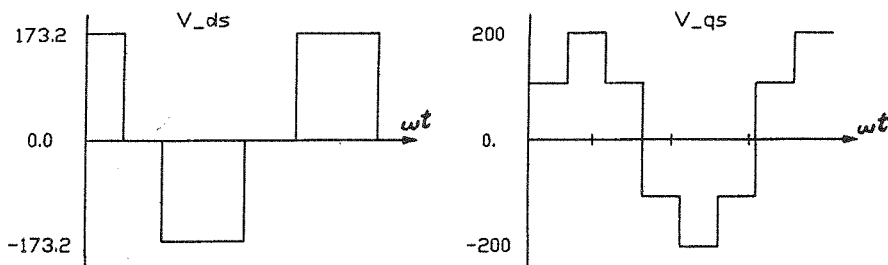
شکل (۲) فلوجارت برنامه شبه سازی سیستم اینورتر-موتور القایی



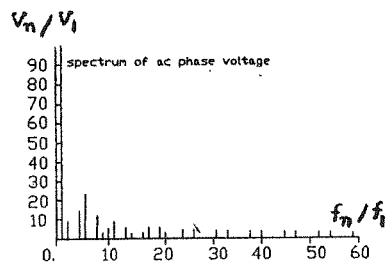
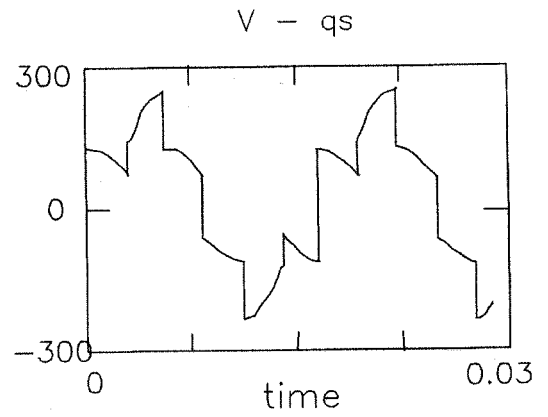
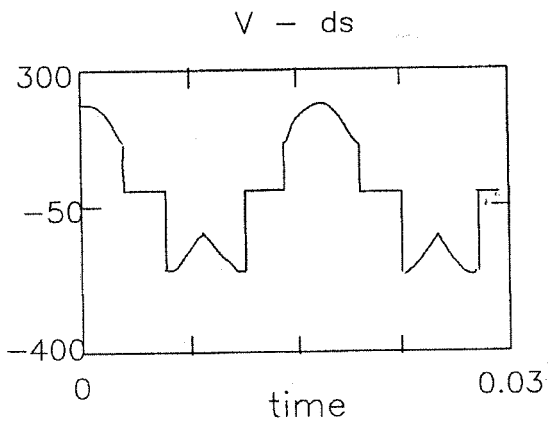
شکل (۳) اینورتر سه فاز



شکل (۴) ورودی اینورتر با ریل

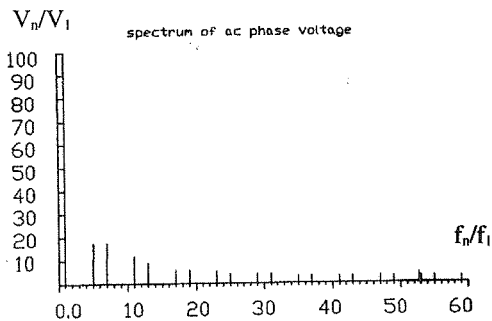
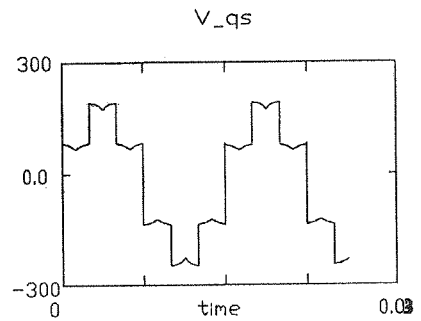
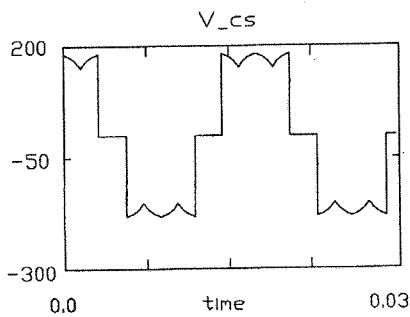


شکل (۵) مثال ۱ - شبیه سازی اینورتر با زاویه هدایت ۱۸۰ درجه و ورودی بدون ریل



| f_n/f_1 | v_n/v_1 |
|-----------|-----------|
| 1 | 100.000 |
| 2 | 10.046 |
| 4 | 14.108 |
| 5 | 22.611 |
| 7 | 11.300 |
| 10 | 4.056 |
| 11 | 9.007 |
| 15 | 6.396 |
| 17 | 5.326 |
| 19 | 4.799 |
| 23 | 3.991 |
| 25 | 3.679 |
| 29 | 3.179 |

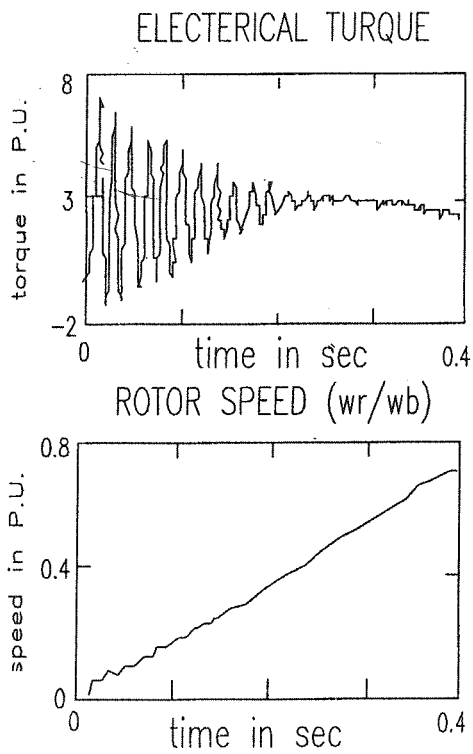
الف- ورودی دارای ریبیل K۳



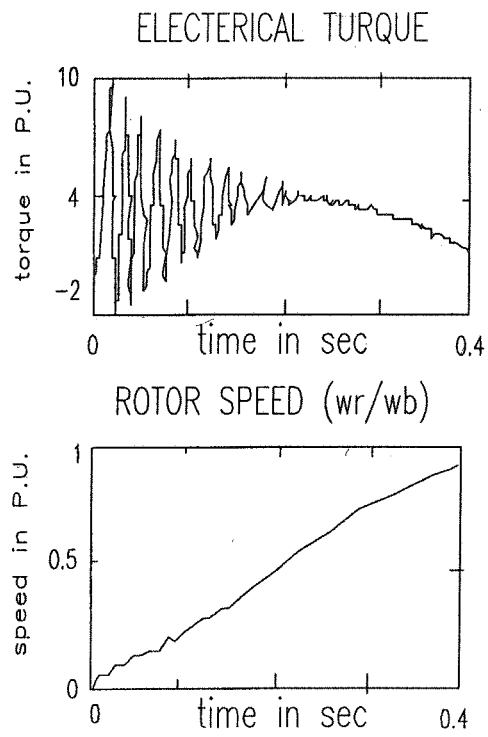
| f_n/f_1 | v_n/v_1 |
|-----------|-----------|
| 1 | 100.000 |
| 5 | 17.468 |
| 7 | 17.474 |
| 11 | 10.490 |
| 13 | 7.494 |
| 17 | 5.840 |
| 19 | 5.822 |
| 23 | 4.776 |
| 25 | 4.047 |
| 29 | 3.596 |
| 31 | 3.370 |

ب- ورودی دارای ریبیل K۶

شکل (۶) مثال ۲ - شبیه سازی اینورتر با زاویه هدایت ۱۸۰ درجه و ورودی با ریبیل

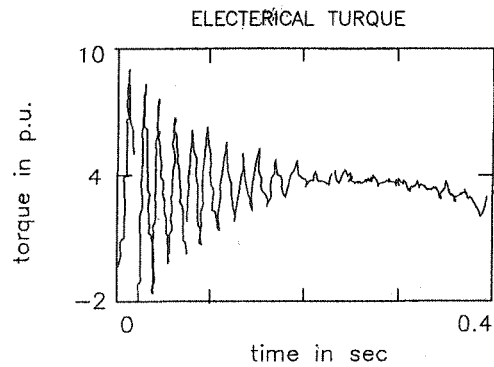
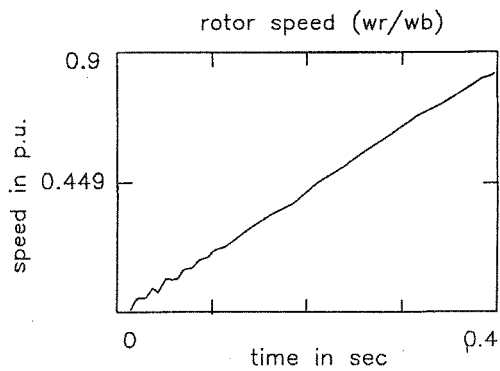


ب- زاویه هدایت ۱۲۰ درجه

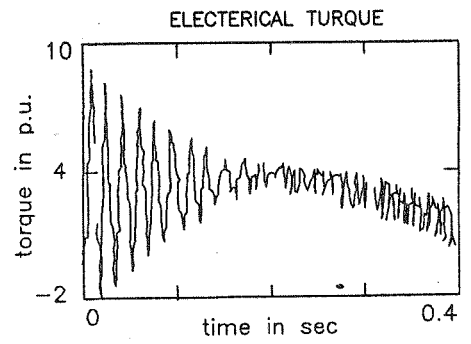
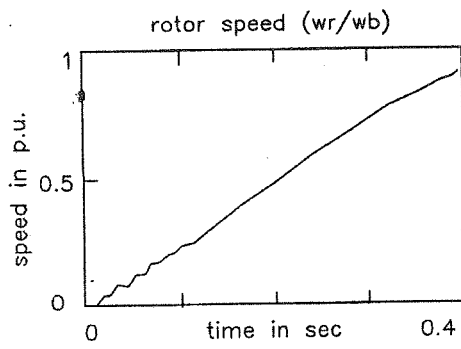


الف- زاویه هدایت ۱۸۰ درجه

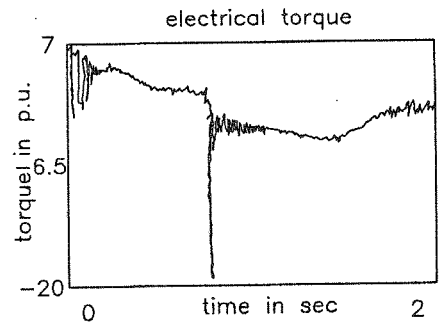
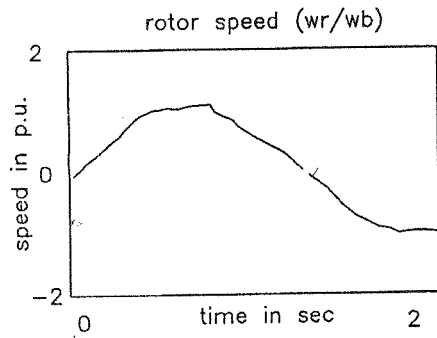
شکل (۷) مثال ۳- شبیه سازی موتور القایی به روش غیرمستقیم



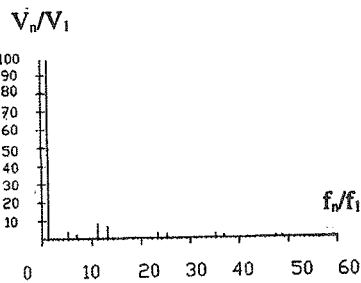
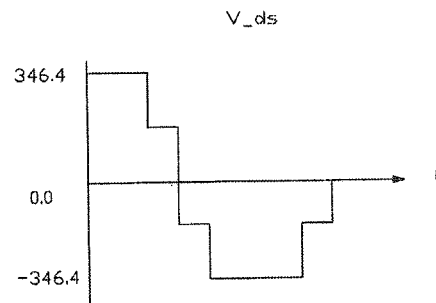
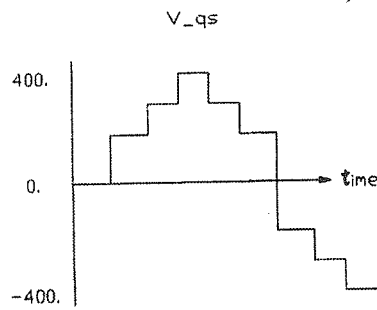
شکل (۸) مثال ۴- شبیه سازی موتور القایی به روش مستقیم



شکل (۹) مثال ۵ - شبیه سازی موتور القایی و بررسی اثرات ریزل در ورودی

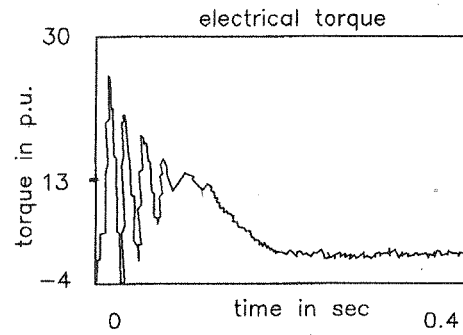
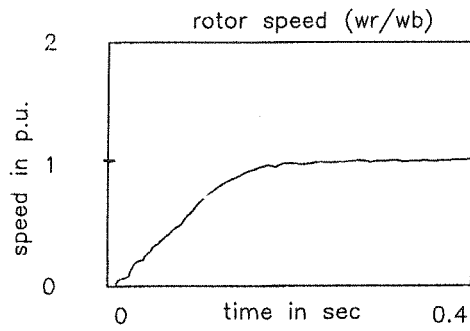


شکل (۱۰) مثال ۶ - شبیه سازی موتور القایی با تغییر توانی فاز

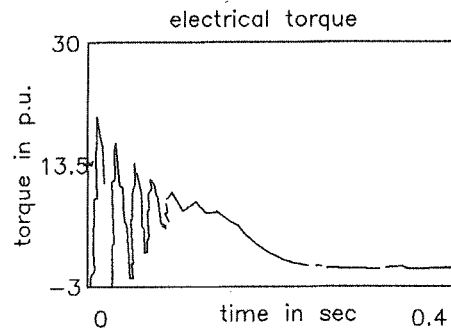
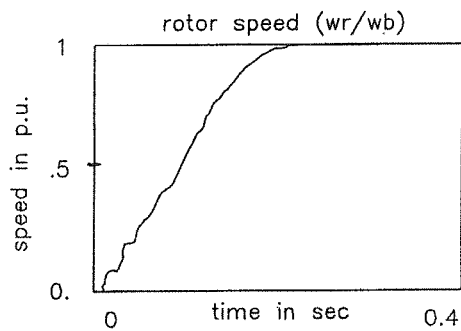


| f_n/f_1 | v_n/v_1 |
|-----------|-----------|
| 1 | 100.000 |
| 5 | 5.359 |
| 7 | 3.828 |
| 11 | 9.091 |
| 13 | 7.692 |
| 23 | 4.348 |
| 25 | 4.000 |
| 35 | 2.857 |
| 37 | 2.703 |

شکل (۱۱) مثال ۷ - شبیه سازی اینورتر و کنترل ولتاژ خروجی با استفاده از زاویه انتقال فاز



شکل (۱۲) مثال ۸- شبیه سازی موتور القایی با کنترل زاویه انتقال فاز



شکل (۱۳) شبیه سازی موتور القایی در حالت ایده آل