

# کنترل برداری موتورهای سنکرون سه فاز قطب برجسته که با اینورترهای منبع ولتاژ مدولاسیون پهنای پالس تغذیه می‌شوند

جعفر سلطانی\* و محمد فلاح\*\*

دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی اصفهان

(دریافت مقاله: ۱۳۷۶/۴/۱۶ - دریافت نسخه نهایی: ۱۳۷۷/۷/۷)

چکیده - در این مقاله، شبیه‌سازی رایانه‌ای یک موتور سنکرون سه‌فاز که به‌طور غیرمستقیم در مختصات مرجع شاردرور مغناطیسی روتور کنترل برداری شده است، توضیح داده می‌شود. برای تغذیه اصلی موتور از یک اینورتر جدید ولتاژ از نوع مدولاسیون پهنای پالس<sup>۲</sup> استفاده شده که در مقایسه با نوع متعارف سینوسی، به دامنه هارمونیک اول آن در حدود ۱۷٪ افزوده می‌شود و دامنه هارمونیکهای بالاتر هم متناسب با عکس مرتبه‌شان تقلیل می‌یابند. در این سیستم ضربانهای گشتاور کم و در کار زیر سرعت پایه هم ضریب توان موتور تقریباً معادل یک است و به‌علاوه این درایو دارای رفتاری بسیار نزدیک به درایوهای DC توأم با یک پاسخ دینامیکی سریع است.

## The Vector Control of Three-Phase Salient Pole Synchronous Machines Supplied by Pulse-Width-Modulated Voltage Source Inverters

J. Soltani and M. Fallah

Department of Electrical and Computer Engineering, Isfahan University of Technology

**ABSTRACT-** In this paper, computer simulation of a three-phase synchronous motor drive is described. This drive/system is supplied with a new type of pulse-width modulated voltage source inverter (PWM VSI) whose amplitude of the first harmonic, compared to a conventional sinusoidal PWM VSI, is increased by about 17% and whose amplitude of higher harmonics is also reduced inversely proportional to their orders. This system has low torque pulsations and approximately has a unity power factor at operation below the base speed. In addition, it has a dynamic performance very close to DC drives with quick dynamic response.

\* استادیار      \*\* کارشناس ارشد

استقلال، سال ۱۷، شماره ۲، اسفند ۱۳۷۷

تناسبی (PI)	$U_{isd}$	دامنه موج کنترل در تکنیک مدولاسیون پهنای پالس دوزنقه‌ای	$E_b$
مؤلفه طولی پیوندی ولتاژهای استاتور	$U_{sq}$ و $U_{sd}$	ولتاژ DC ورودی به اینورتر ولتاژ	$E_d$
مؤلفه‌های دو محوری و غیر پیوندی ولتاژهای استاتور	$U_{syref}$ و $U_{sxref}$	به ترتیب بردار جریانهای مغناطیسی و دو محوری روتور	$i_{mq}$ و $i_{md}$ ، $i_m$
ولتاژهای دو محوری مرجع استاتور	$V_{sy}$ و $V_{sx}$	جریان سیم پیچهای تحریک و میراکننده روتور	$i_{rf}$ و $i_{ra}$ ، $i_{rf}$
مؤلفه‌های دو محوری ولتاژهای استاتور ضرایب به کار گرفته شده در نمایش شکل موج کنترل در تکنیک مدولاسیون پهنای پالس دوزنقه‌ای	$\delta$ و $\gamma$	مؤلفه دو محوری جریانهای واقعی استاتور در مختصات مرجع (y,x)	$i_{sy}$ و $i_{sx}$
زاویه انحراف بین بردار جریان مغناطیسی و بردار شار دور مغناطیسی روتور	$\sigma$	مؤلفه‌های دو محوری جریانهای مرجع استاتور در مختصات (y,x)	$i_{syref}$ ، $i_{sxref}$
مؤلفه‌های دو محوری بردار شار دور مغناطیسی متوجه	$\phi_{mq}$ و $\phi_{md}$	اندکتانسهای مغناطیسی دو محوری ماشین	$L_{mq}$ و $L_{md}$
مؤلفه‌های دو محوری مغناطیسی بردار شار دور مغناطیسی روتور	$\phi_{my}$ و $\phi_{mx}$	اندکتانسهای پراکندگی هر فاز استاتور و سیم‌پیچهای میراکننده روتور	$L_{rf\beta}$ و $L_{ra\alpha}$ ، $L_{sl}$
شار دور مغناطیسی سیم‌پیچهای تحریک و میراکننده روتور	$\phi_{rf}$ و $\phi_{ra}$ ، $\phi_{rf}$	به ترتیب دو عدد صحیح و یک عدد مختلط ضرایب مدولاسیون دامنه و فرکانس مقاومت هر فاز استاتور و مقاومت سیم‌پیچهای میراکننده روتور	$K_{n,m}$ و $n$ ، $m$
مؤلفه‌های دو محوری بردار شار دور مغناطیسی استاتور	$\phi_{sq}$ و $\phi_{sd}$	مقاومت هر فاز استاتور و مقاومت سیم‌پیچهای میراکننده روتور	$m_f$ و $m_a$
فرکانس موج کنترل در تکنیک مدولاسیون پهنای پالس دوزنقه‌ای	$\omega_b$	ثابت زمانهای کلی سیم‌پیچهای میراکننده روتور	$R_{rf\beta}$ و $R_{ra\alpha}$ ، $R_{rf}$ ، $R_s$
		ثابت زمانهای پراکندگی سیم پیچهای میراکننده روتور	$T_{rf}$ و $T_{ra}$
		ثابت زمانهای پراکندگی سیم پیچهای میراکننده روتور	$T_{rf\beta}$ و $T_{ra\alpha}$
		ضریب بهره و ثابت زمانی یک انتگرالگیر	$E_C$ و $T_C$

## ۱- مقدمه

در درایوهای سنکرونی خودکنترل‌شونده از نوع کموتاسیون بار و تغذیه شده با اینورترهای جریان اجباری [۱ و ۲]، عمل کموتاسیون در تایریستورهای پل اینورتری درایو به صورت طبیعی و آن هم توسط ولتاژهای محرکه القاء شده در فازهای استاتور توسط میدان تحریک روتور انجام می‌گیرد. در خصوص این نوع درایوها تاکنون کارهای تحقیقاتی شایان توجهی انجام گرفته است که همگی آنها به روشهای مختلف کنترل اسکالری مربوط می‌شوند. لازم به ذکر است که امکان اجرای تکنیکهای کنترل برداری بر روی این دسته از درایوهای سنکرونی به هیچ وجه وجود ندارد، زیرا همان گونه که گفته شد عمل کموتاسیون در اینورتر این نوع درایو طبیعی است و آن هم در لحظات خاصی انجام می‌گیرد که در آن لحظات دامنه و جهت ولتاژهای القایی در فازهای استاتور شرایط مناسب لازم برای اجرای فرایند کموتاسیون طبیعی در تایریستورها را داشته

درایوهای سنکرون خودکنترل‌شونده به خاطر داشتن نتایج منحصر به فرد خود از انواع دیگر درایوهای رقیب اعم از DC و القایی متمایز شده‌اند. از جمله این ویژگیها عبارت‌اند از الف) - امکان طراحی درایوهای مذکور در سطح ولتاژ، جریان، توان و سرعتهای بالا ب) - امکان کار چهارربعی آنها که جزو خصایص ذاتی آنهاست. از موارد دیگر می‌توان به پایین بودن عملی ضربانهای گشتاور، کمی ممان اینرسی روتور (به خاطر برجستگی قطبهای روتور) اشاره کرد که منجر به حصول پاسخ سریع در درایو می‌شود. به لحاظ اینکه امکان کنترل قدرت راکتیو در ماشین سنکرون از طریق کنترل جریان تحریک روتور مقدور است، لذا این ماشینها می‌توانند تحت ضریب توانهای مختلف حتی در بارهای کم و با حداکثر ضریب بهره و نسبت گشتاور به جریان در شرایط کاری با بارهای زیاد (تا حد بار نامی) کار کنند.

باشند، لذا نمی‌توان به‌طور همزمان هم فرکانس آتش کردن تأییرستورها را طوری تنظیم کرد که امکان به‌کارگیری روشهای کنترل‌برداری با امتدادیایبهای مختلف امکانپذیر باشد و هم در عین حال فرایند کموتاسیون در اینورتر خروجی به‌صورت طبیعی باشد [۹].

دسته دوم از درایوهای سنکرونی خودکنترل‌شونده انواع تغذیه شده با سیکلوکنورترهای جریان و ولتاژ را می‌توان نام برد. از این دسته در محدوده توانهای زیاد و سرعتهای کم به‌طور گسترده‌ای در صناعی نظیر فولادسازی، کارخانجات سیمان، معادن و کشتیرانی و غیره که در آنها نیاز به بالا بردن سرعت از طریق چرخنده‌هاست استفاده شده است. بر روی این گروه از درایوها، نه تنها کارهایی در زمینه کنترل اسکالری انجام گرفته است بلکه در دهه اخیر نیز مقالاتی چند هم در زمینه کنترل‌برداری آنها منتشر شده است [۳ و ۴]. در مرجع [۳]، کنترل‌برداری یک موتور سنکرون تغذیه شده با سیکلوکنورتر براساس امتدادیایی در راستای بردار فضایی شار دور پیوندی مغناطیسی منتهی ماشین با صرف‌نظر کردن اثرات سیم‌پیچهای میراکننده روتور ارائه شده است. چشم‌پوشی از این اثرات به‌خصوص در شرایط کارگذاری درایوهای مذکور موجب بروز خطای قابل توجه در تخمین دامنه شار دور پیوندی مغناطیسی در مدل اندازه‌گیرکننده (هر دو روش مستقیم و غیرمستقیم) می‌شود و دلیل آن است که در این شرایط کاری، به‌علت وجود جریانهای گردابی (جریانهای فوکو) در سیم‌پیچهای میراکننده، دامنه فلوی مغناطیسی منتهی به‌شدت تحت تأثیر شار دور پیوندی حاصل در این سیم‌پیچها قرار می‌گیرند. از طرف دیگر، صرف‌نظر کردن از اثرات این سیم‌پیچها، میزان ضربانهای گشتاورپیش‌بینی شده را تغییر می‌دهد که دور از واقعیت است.

در مرجع [۴]، روش کنترل‌برداری درایوهای دسته دوم براساس امتدادیایی در راستای بردار فضایی شار دور پیوندی مغناطیسی استاتور فقط در سیستم مدار باز مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفته است.

در خصوص کارهای تحقیقاتی ارائه شده درباره دسته سوم از درایوهای سنکرونی خودکنترل‌شونده که با اینورترهای ولتاژ تغذیه می‌شوند، می‌توان برای نمونه به مراجع [۵-۸] اشاره کرد. تقریباً تمامی کارهای انجام شده در این زمینه به استفاده از روشهای

مختلف کنترل اسکالری در این دسته درایوها مربوط می‌شود. به‌کارگیری روشهای کنترل‌برداری در این گروه از درایوهای سنکرونی در هر دو مورد کنترل سرعت و موقعیت در معدود مقالاتی ارائه شده است [۷ و ۶]. در این مراجع کنترل سرعت و موقعیت درایوهای سنکرون خودکنترل‌شونده از نوع مغناطیس دائم بدون جاروبک<sup>۳</sup> مورد مطالعه قرار گرفته است. شایان توجه است که استفاده از درایوهای مورد اشاره به‌علت محدودیت در تکنولوژی و ساخت مغناطیسهای دائم بسیار قوی فقط محدود به توانهای کم شده است. از این رو تا محدوده توانهای متوسط، نیاز به درایوهای سنکرونی از نوع روتور سیم‌پیچی شده و تغذیه شده با اینورترهای ولتاژ است. براساس اطلاعاتی که محققان این مقاله در اختیار دارند تاکنون مقاله‌ای در مورد کنترل‌برداری درایوهای سنکرون قطب برجسته منتشر نشده است. لذا در این مقاله کنترل‌برداری درایوهای مذکور وقتی که با اینورترهای ولتاژ تغذیه می‌شوند مورد توجه قرار گرفته است. نتایج پیش‌بینی شده رایانه‌ای بر روی دو نوع مختلف از اینورترهای ولتاژ موسوم به مدولاسیون پهنای پالس یکنواخت<sup>۴</sup> و دوزنقه‌ای پله‌ای<sup>۵</sup> به نمایش گذاشته می‌شود. قابل توجه است که اینورتر نوع دوم جدیدترین از نوع خود بوده که در مرجع [۱۱] برای تغذیه درایوهای القایی براساس کنترل اسکالری با روش تغییر همزمان ولتاژ و فرکانس پیشنهاد شده است.

## ۲- بخش نظری

در شکل (۱) بردارهای فضایی شار دورهای مغناطیسی روتور و منتهی و نیز بردار فضایی جریانهای استاتور برای یک ماشین سنکرون قطب برجسته نمایش داده شده است. در این شکل  $d$  و  $q$  محورهای روتور،  $SD$  و  $SQ$  محورهای ساکن استاتور و بالاخره  $x$  و  $y$  مختصات دو محوری ویژه‌ای است که در آن محور  $x$  همواره در راستای بردار فضایی شار دور پیوندی روتور قرار دارد. با مراجعه به مرجع [۹]، برای یک ماشین سنکرون قطب برجسته، جریان مغناطیس‌کننده و مولفه‌های مربوطه طبق معادله‌های زیر داده شده‌اند:

$$i_m = i_{md} + j i_{mq} = \frac{\varphi_{md}}{L_{md}} + j \frac{\varphi_{mq}}{L_{mq}} \quad (1)$$



$$\varphi_{r\beta} = L_{r\beta} i_{r\beta} + \varphi_{mq} \quad (15)$$

در معادله‌های (۱۲) تا (۱۵) به ترتیب  $(L_{r\alpha}$  و  $R_{r\alpha})$  و  $(L_{r\beta})$  و عبارت‌اند از مقاومت و اندکتانسهای پراکنندگی سیم‌پیچهای میراکننده مربوط به محورهای  $d$  و  $q$  روتور.

چون جریانهای سیم‌پیچهای میراکننده  $i_{r\alpha}$  و  $i_{r\beta}$  قابل دسترسی نیستند لذا لازم است که آنها را در معادله‌های ولتاژ مربوط به این دو سیم‌پیچ، (معادله‌های ۱۲ و ۱۴) حذف کنیم. با تعیین جریان  $i_{r\alpha}$  از معادله (۲) و جایگزینی آن در معادله (۱۴) و سپس قرار دادن معادله متوجه در معادله (۱۲)، نهایتاً این معادله به صورت زیر درمی‌آید:

$$T_{r\alpha} \frac{d\varphi_{md}}{dt} + \varphi_{md} = L_{md}(i_{sd} + i_{rf}) + L_{md} T_{ral} \times \frac{d}{dt}(i_{rf} + i_{sd}) \quad (16)$$

به طوری که  $T_{r\alpha}$  برابر  $\frac{L_{md} + L_{ral}}{R_{\alpha}}$  و  $T_{ral}$  برابر  $\frac{L_{ral}}{R_{\alpha}}$  و به ترتیب عبارت‌اند از ثابت زمانهای کلی و پراکنندگی سیم‌پیچ میراکننده محور  $d$  روتور.

به طریق مشابه، با ترکیب معادله‌های (۳)، (۱۵) و (۱۴) با یکدیگر، معادله ولتاژ سیم‌پیچ میراکننده واقع بر روی محور  $q$  روتور عبارت است از:

$$T_{r\beta} \frac{d\varphi_{mq}}{dt} + \varphi_{mq} = L_{mq} i_{sq} + L_{mq} T_{r\beta} \frac{di_{sq}}{dt} \quad (17)$$

$T_{r\beta}$  و  $T_{r\beta}$  به ترتیب برابر با  $\frac{L_{mq} + L_{r\beta}}{R_{\beta}}$  و  $\frac{L_{r\beta}}{R_{\beta}}$  بوده و عبارت از ثابت زمانهای کلی و پراکنندگی سیم‌پیچ میراکننده محور  $q$  روتورند. با قرار دادن  $P = \frac{d}{dt}$  از معادله‌های (۱۶) و (۱۷)، شار دوره‌های مغناطیس‌کننده دو محوری  $\varphi_{md}$  و  $\varphi_{mq}$  به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$\varphi_{md} = L_{md}(i_{sd} + i_{rf}) \frac{1 + P T_{ral}}{1 + P T_{r\alpha}} \quad (18)$$

$$\varphi_{mq} = L_{mq} i_{sq} \frac{1 + P T_{r\beta}}{1 + P T_{r\beta}} \quad (19)$$

به کمک معادله‌های (۱۸) و (۱۹)، در صورتی که مقادیر دقیق مربوط به اندکتانسهای مغناطیسی دو محوری روتور و نیز ثابت

زمانهای کلی و پراکنندگی سیم‌پیچهای میراکننده معلوم باشند، آن گاه می‌توان با در دست داشتن مقادیر لحظه‌ای جریانهای تحریک و جریانهای دو محوری استاتور  $i_{sd}$  و  $i_{sq}$ ، مقادیر لحظه‌ای  $\varphi_{md}$  و  $\varphi_{mq}$  را محاسبه کرد. با مراجعه به مرجع [۹]، گشتاور الکترومغناطیسی هر ماشین AC اعم از سنکرون یا آسنکرون در مختصات دو محوری متعامد عمومی  $x$  و  $y$  از معادله (۲۰) به دست می‌آید (توجه شود که در شکل (۱) محور  $x$  همواره در راستای بردار فضایی شار دور مغناطیسی روتور است).

$$T_e = \frac{3}{2} P (\varphi_{mx} i_{sy} - \varphi_{my} i_{sx}) \quad (20)$$

در کنترل برداری ماشینهای سنکرون سه فاز تغذیه شده با اینورترهای مدولاسیون پهنای پالس ولتاژ لازم است که در هر لحظه‌ای دامنه و فرکانس ولتاژهای سه فاز مقایسه‌ای (مرجع) استاتور (براساس هارمونیک اصلی) تعیین شوند تا بتوان به کمک آنها اینورترهای مذکور را فرمان داده و در نتیجه ولتاژهایی در اختیار ماشین قرار داده تا چنان جریانهایی در فازهای استاتور جاری سازند که بردار فضایی آنها دارای مولفه  $i_{sx}$  برابر صفر و از طرف دیگر مولفه اکتیو آن یعنی  $i_{sy}$  مستقل از  $\varphi_{mx}$  باشد (در شرایط کار پایدار درایو با صرف نظر کردن از اثرات اشباع مغناطیسی). در این شرایط، معادله (۲۰) به شکل ساده زیر در می‌آید:

$$T_e = \frac{3}{2} P \varphi_{mx} i_{sy} \quad (21)$$

با فرضیات بالا،  $\varphi_{mx}$  مستقل از  $i_{sy}$  می‌شود و در نتیجه ماشین سنکرون مانند یک ماشین DC تحریک جداگانه مجزا کنترل می‌شود به طوری که  $i_{sy}$  نقش جریان آرمیچر و  $\varphi_{mx}$  نقش شار دور مغناطیسی میدان تحریک در ماشین DC را بازی می‌کنند. همان طور که در کار با همه درایوها اعم از DC یا AC رایج است، در زیر سرعتهای پایه برای حصول حداکثر نسبت گشتاور به جریان تولیدی در موتور در شرایط کار پایدار، دامنه فلوی مغناطیسی بر روی مقدار نامی و در بالاتر از سرعتهای پایه به خاطر ثابت نگهداشتن ولتاژ مغناطیسی موتور لازم است این مقدار متناسب با عکس سرعت تقلیل یابد.

از مختصات سه محوری ساکن به مختصات دوماحوری مرجع  $x$  و  $y$  به دست آورد. با در دست داشتن جریانهای واقعی  $i_{sx}$  و  $i_{sy}$  و جریان واقعی تحریک روتور  $i_{rF}$ ، مقادیر لحظه‌ای شار دورهای مغناطیسی دوماحوری  $\varphi_{md}$  و  $\varphi_{mq}$  و نیز شار دور مغناطیسی  $\varphi_m$  و به علاوه اندازه زاویه  $\sigma$  (زاویه بین بردار فضایی شار مغناطیسی روتور در جهت محور  $x$  با محور  $d$  روتور در شکل (۱)) تعیین می‌شوند. با معلوم بودن زاویه  $\sigma$  و جریان مغناطیسی مرجع  $i_{mref}$ ، به کمک معادله (۲۳)، می‌توان جریان مرجع  $i_{sxref}$  استاتور را تعیین کرد. با انتقال  $(i_{syref}, i_{sxref})$  از مختصات دوماحوری ویژه  $x$  و  $y$  به مختصات دوماحوری روتور، جریانهای دوماحوری مرجع استاتور در مختصات روتور موسوم به  $i_{sdref}$  و  $i_{sqref}$  محاسبه می‌شوند.

با در نظر گرفتن معادله‌های دوماحوری ولتاژ استاتور در معادله‌های (۶) و (۷)، این معادله‌ها را می‌توان مجدداً به صورت زیر نوشت:

$$V_{sd} = U_{sd} + U_{isd} \quad (25)$$

$$V_{sq} = U_{sq} + U_{isq} \quad (26)$$

به طوری که:

$$U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \quad (1-27)$$

$$U_{isd} = -\omega_r \varphi_{sq} \quad (2-27)$$

و

$$U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \quad (1-28)$$

$$U_{isd} = -\omega_r \varphi_{sq} \quad (2-28)$$

پس از مقایسه  $i_{sdref}$  با  $i_{sd}$  و نیز  $i_{sqref}$  با  $i_{sq}$  در خروجی دو کنترل‌کننده PI مربوط به این جریانها، به ترتیب مولفه‌های  $U_{sd}$  و  $U_{sq}$  در اختیار گذاشته می‌شوند که با جمع کردن آنها با مولفه‌های  $U_{sd}$  و  $U_{sq}$  ولتاژهای مرجع استاتور  $U_{sdref}$  و  $U_{sqref}$  محاسبه می‌شوند. پس از تعیین این ولتاژها، با انتقال آنها به مختصات سه محوری ساکن، می‌توان ولتاژهای لحظه‌ای سه فاز مرجع استاتور (بر اساس هارمونیک اول) را برای فرمان دادن به اینورتر ولتاژ محاسبه کرد.

با مراجعه به شکل (۱)، دیده می‌شود که به خاطر برجستگی روتور، بردار فضایی شار دور مغناطیسی  $\varphi_m$  با بردار فضایی جریان مغناطیسی مربوط به آن هم امتداد نیست. با صرف نظر کردن از زاویه کوچک بین این دو بردار می‌توان معادله‌های زیر را نوشت:

$$|i_{mref}| = i_{rref} \cos(\delta) = |i_{rref}^2 - i_{syref}^2|^{1/2} \quad (22)$$

$$i_{sxref} = i_{rref} - \frac{|i_{mref}|}{\cos(\delta)} \quad (23)$$

$$i_{syref} = |i_{mref}| - i_{rref} \cos(\delta) \quad (24)$$

نمودار بلوکی مربوط به ماشینهای سنکرون قطب برجسته که توسط اینورترهای ولتاژ تغذیه می‌شوند و در عین حال در راستای بردار فضایی شار دور پیوندی روتور کنترل برداری می‌شوند را می‌توان در شکل (۲) مشاهده کرد. همان‌طور که از روی این شکل دیده می‌شود، در این نمودار بلوکی از پنج کنترل‌کننده انتگرالگیر تناسبی (PI) استفاده شده است که آنها عبارت‌اند از یک کنترل‌کننده PI سرعت، سه کنترل‌کننده PI جریان و یک کنترل‌کننده PI شار مغناطیسی. از طریق خروجی PI سرعت، به ازای یک سرعت درخواستی مرجع  $\omega_{ref}$ ، اندازه گشتاور مرجع  $t_{ref}$  به دست می‌آید و از طریق بلوک کنترل‌کننده فلو موسوم به (FG1)، به ازای سرعت درخواستی، مقدار شار مغناطیسی مرجع  $\varphi_{mref}$  محاسبه می‌شود. در صورتی که سرعت درخواستی کمتر از سرعت پایه باشد این مقدار برابر نامی و در غیر این صورت از مقدار نامی متناسب با عکس سرعت کاهش می‌یابد. خروجی کنترل‌کننده PI شار، مقدار جریان مغناطیسی مرجع  $i_{mref}$  را در اختیار می‌گذارد که با جایگزینی آن در معادله (۲۲) می‌توان مقدار مرجع جریان تحریک روتور  $i_{rref}$  را محاسبه کرد و آن‌گاه توسط کنترل‌کننده PI جریان تحریک روتور، اندازه ولتاژ کنترل لازم برای فرمان به پل تایستوری تغذیه کننده بسیم پیچ تحریک روتور تعیین شود. به کمک معادله (۲۱)، با در دست داشتن مقادیر  $t_{ref}$  و  $\varphi_{mref}$ ، مقدار  $i_{syref}$  به دست می‌آید و جریانهای واقعی دوماحوری استاتور یعنی  $i_{sx}$  و  $i_{sy}$  را می‌توان با انتقال جریانهای واقعی استاتور ( $i_{SA}$  و  $i_{SB}$  و  $i_{SC}$ )



جدول ۱- مشخصات الکتریکی ماشین سنکرون قطب برجسته

$R_s(\text{PU})$	$X_{Ls}(\text{PU})$	$X_{md}(\text{PU})$	$X_{mq}(\text{PU})$	$X_{tf}(\text{PU})$	$X_{LKd}$	$X_{LKq}(\text{PU})$
۰/۰۰۵۱۵	۰/۰۸	۱/۷۷	۱	۰/۱۳۷	۰/۳۳۴	۰/۳۳

جدول ۲- ضرایب مربوط به پنج کنترل کننده PI مربوط به سیستم درایو

PI ضرایب	PI کنترل کننده	PI کنترل کننده شار	PI کنترل کننده	PI کنترل کننده	PI کنترل کننده
	سرعت	مغناطیسی	جریان $i_{sd}$	جریان $i_{sq}$	جریان تحریک $i_{rf}$
$k_1 = E_c(p.u)$	۱	۰/۷۵۴	۰/۰۵۱۵	۰/۰۵۱۶	۰/۵
$k_2 = \frac{E_c}{T_c}$ (p.u)	۱/۶	۲۱/۱۱۲	۹/۶	۹/۶	۵۶۰

روی رایانه مقادیر مناسب را برای حصول پایداری و کنترل سرعت مقاوم برای سیستم محاسبه کرد. استفاده از کنترل کننده‌ها با منطق فازی به جای کنترل کننده‌های PI و همچنین استفاده از الگوریتم ژنتیک از روشهایی است که در دهه اخیر نظر محققان و طراحان درایو را به خود جلب کرده است.

در این مقاله برای یک موتور سنکرون قطب برجسته با مشخصات الکتریکی داده شده در جدول (۱)، به کمک خطی سازی معادله‌ها و روش سعی و خطا توأم با هم، ضرایب مربوط به پنج کنترل کننده PI که در نمودار بلوکی شکل (۲) تعیین شده‌اند به کار گرفته شده است که مقادیر آنها در جدول (۲) آورده شده‌اند.

### ۳- شبیه سازی رایانه‌ای اینورترهای ولتاژ

مطالب نظری در مورد کار اینورترهای ولتاژ مدولاسیون پهنای پالس در بیشتر کتابهای الکترونیک قدرت قابل جستجو است. به طور خلاصه در این اینورترها، ولتاژ ورودی  $DC$  که از طریق یک مبدل  $AC/DC$  در اختیار اینورتر گذاشته می شود تقریباً ثابت است. با مقایسه یک موج مثلثی موسوم به موج حامل با یک ولتاژ کنترل موسوم به موج مدولاتور که می تواند از انواع سینوسی، پله‌ای یکنواخت مربعی و دوزنقه‌ای باشد، وقتی که مقدار لحظه‌ای ولتاژ موج مثلثی کمتر از اندازه لحظه‌ای ولتاژ موج کنترل باشد کلید مثبت فاز مربوطه وصل و هدایت در جهت مستقیم انجام می گیرد و در غیر این صورت کلید منفی مربوط به همان فاز قرار گرفته در یال مربوط به کلید مثبت وصل می شود و این بار هدایت در جهت عکس برقرار

مشکلترین قسمت کار، تعیین ضرایب مربوط به پنج کنترل کننده PI است که در نمودار بلوکی شکل (۲) به کار گرفته شده‌اند. تابع سیستم هر PI عبارت است از  $G_c(1 + \frac{1}{sT_c})$  که برای هر کدام بایستی ضرایب بهره  $G_c$  و ثابت زمانی  $T_c$  برای حصول یک کار پایدار و کنترل مقاوم برای سیستم درایو محاسبه شوند. متأسفانه تاکنون در خصوص درایوهای AC چه با روشهای کنترل اسکالر و چه کنترل برداری یک راه حل تحلیلی برای تعیین این ضرایب به صورتی که خواسته‌های بالا را فراهم آورد پیشنهاد نشده است (تا آنجایی که مؤلفان این مقاله اطلاع دارند) و علت هم آن است که اگر تنها براساس هارمونیک اول متغیرهای ماشین تصمیم‌گیری شود و این ضرایب براساس خطی سازی معادله‌های مدار بسته سیستم محاسبه شوند این روش تنها در صورتی می تواند صحیح باشد که اطمینان حاصل شود که مقدار تغییرات متغیرهای ماشین در حول یک نقطه کار کوچک‌اند. از آنجا که درایوها اساساً سیستمهای غیرخطی‌اند و مخصوصاً آنکه در اینورتر تغذیه کننده آنها چون به طور ناگهانی سطح ولتاژهای تغذیه از یک سطح به سطح دیگر تغییر می یابند، لذا در اینجا نمی توان از روش خطی سازی معادله‌ها استفاده کرد. ثانیاً، به خاطر وجود هارمونیکهای اضافی در ولتاژهای تغذیه استاتور اطمینانی وجود ندارد که ضرایب محاسبه شده براساس هارمونیک اول دیگر پایداری ماشین را با وجود هارمونیک اضافی نیز تضمین کنند (ناپایداری هارمونیک). در هر حال می توان به عنوان اولین آزمون به کمک این روش ابتدا ضرایب مذکور را به طور ابتدایی تعیین و آن گاه با استفاده از روش سعی و خطا بر



می‌شود. انتخاب شکل‌های موج ولتاژ کنترل مبتنی بر دو اصل کاهش دادن دامنه هارمونیک‌های غیراصلی و حتی‌المقدور بالا نگاهداشتن دامنه هارمونیک اول ولتاژهای خروجی اینورتر برای حصول حداکثر راندمان و حداکثر ضریب استفاده از منبع ولتاژ DC ورودی براساس شرایط یکسان سوئیچینگ و مقدار ولتاژ ثابت DC ورودی اینورتر است.

از بین اینورترهای ولتاژ مدولاسیون پهنای پالس از نقطه‌نظر پایین بودن دامنه هارمونیک‌های غیراصلی بهترین آنها نوع موسوم به نمونه‌برداری یکنواخت با موج کنترل پله‌ای است که در شکل (۴) نشان داده شده است. برای شرایط مساوی، این اینورتر در مقایسه با اینورتر نوع پهنای پالس سینوسی تقریباً دارای همان حداکثر دامنه هارمونیک اصلی خروجی بوده ولی به‌طور قابل ملاحظه‌ای دامنه هارمونیک‌های غیراصلی در آن کمتر از نوع سینوسی است. این اینورتر نسبت به نوع سینوسی دارای مزایای دیگری نیز هست که برای مزید اطلاعات می‌توان به مرجع [۱۰] مراجعه کرد. در اینورتر مدولاسیون پهنای پالس یکنواخت، ضریب مدولاسیون فرکانس بایستی عدد صحیح مضرب ۱۲ باشد، مضرب ۴ به دلیل آنکه در هر نیم‌پریود از موج حاصل مثلثی‌شکل، بایستی ولتاژ کنترل دارای دامنه‌ای ثابت باشد (به‌صورت پله‌ای) تا اینکه هارمونیک‌های زوج حذف شوند و مضرب ۳ به‌خاطر آنکه، هارمونیک‌های مضرب ۳ در ولتاژهای فازی اینورتر پدیدار نشوند.

یکی از جدیدترین اینورترهای منبع مدولاسیون پهنای پالس، نوعی موسوم به دوزنقه‌ای پله‌ای مطابق شکل (۵) است که در آن، شکل موج ولتاژ کنترل به‌صورت دوزنقه‌ای پله‌ای است که در سال ۱۹۹۴ برای کنترل اسکالری یک درایو القایی در مرجع [۱۱] پیشنهاد شده است.

در اینورترهای منبع ولتاژ مدولاسیون پهنای پالس سینوسی<sup>۷</sup> و یکنواخت، حداکثر دامنه هارمونیک اصلی برابر  $V_d/5$  است (است DC ولتاژ ورودی است) [۱۰]. این مقدار نشان می‌دهد که از منبع DC ورودی اینورتر استفاده بهینه نمی‌شود و از طرفی دامنه هارمونیک‌های غیراصلی هم به‌طور سیستماتیک قابل کنترل نیستند. هدف از معرفی اینورتر ولتاژ دوزنقه‌ای پله‌ای تا حدود زیادی رفع نواقص بالاست به‌طوری که در مجموع راندمان اینورتر بالاتر رفته و مقادیر نامی کلیدها تحت شرایط یکسان با سایر اینورترهای ولتاژ

تقلیل یابند.

در اینورتر منبع ولتاژ پهنای پالس دوزنقه‌ای پله‌ای، موج حامل از نوع مثلثی و موج کنترل از نوع دوزنقه‌ای پله‌ای است، دامنه و فرکانس موج حامل برابر  $E_b$  و  $\omega_b$  و برای موج کنترل به‌ترتیب  $E_a$  و  $\omega_s$  هستند. براساس سری فوریه نمایی دوگانه [۱۲]، برای این اینورتر، دامنه هارمونیک‌های خروجی از معادله زیر به دست می‌آید:

$$V_b(\omega_b t, \omega_s t) = \sum_{m=0}^{+\infty} \sum_{n=0}^{+\infty} K_{m,n} \exp [j(m\omega_b t + n\omega_s t)] \quad (29)$$

که در آن  $K_{m,n}$  یک عدد مختلط و  $m$  و  $n$  اعداد صحیح بوده که از  $\pm 1$  تا  $\pm \infty$  هستند. ضریب فوریه  $K_{m,n}$  به کمک زوایای نمونه‌برداری شده که از محلهای تلافی موجهای حاصل و کنترل در شکل (۴) به دست می‌آیند محاسبه می‌شوند. معادله (۲۹) با توجه به اینکه  $m_f$  عدد فرد مضرب ۳ است به‌صورت زیر ساده می‌شود.

$$V_{Un} = \sum_{n=1}^{+\infty} V_{Un} \sin(n\omega_s t) \quad (30)$$

$$V_{Un} = \frac{\lambda m_a E_d [\pi \gamma \cos(\frac{n\pi \sigma'}{2}) + \frac{2(1-\gamma)}{n^2 \sigma'} \sin(\frac{n\pi \sigma'}{2})] \cos^2(\frac{n\pi}{6})}{3\pi^2} \quad (31)$$

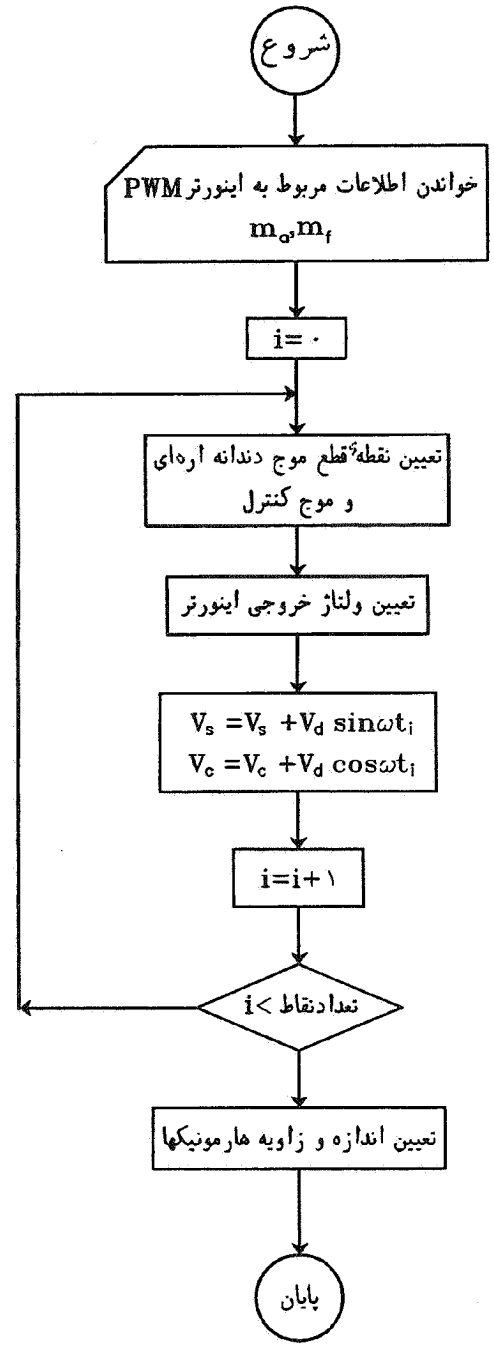
در معادله (۳۱)،  $E_d$  ولتاژ ورودی ثابت DC ورودی اینورتر،  $n$  عدد فرد صحیح و  $m_a$  ضریب مدولاسیون دامنه اینورتر است که برابر  $\frac{E_a}{E_b}$  بین صفر و یک برای مدولاسیون پهنای پالس خطی تغییر می‌کند (البته امکان کار با  $m_a > 1$  برای این اینورتر هم فراهم است). انتخاب بهینه ضرایب  $\sigma'$  و  $\gamma$  براساس حذف هارمونیک‌های مرتبه پایین ۵ و ۷ که در ماشینهای AC تولید ضربانهای گشتاور مضرب صحیح  $6\omega t$  می‌کنند بوده و مرجع [۱۱] نشان می‌دهد که با انتخاب  $\sigma' = 0.33$  و  $\gamma = 0.35$  ضمن کاهش یافتن قابل توجه دامنه هارمونیک‌های غیراصلی به‌خصوص ۵ و ۷، دامنه هارمونیک اصلی نیز از معادله زیر به دست می‌آید:

$$V_{U1} = 0.586 m_a E_d \quad (32)$$

در مقایسه این معادله با حداکثر دامنه هارمونیک اول قابل حصول

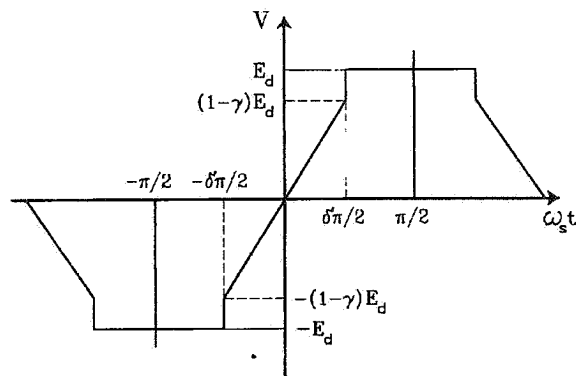
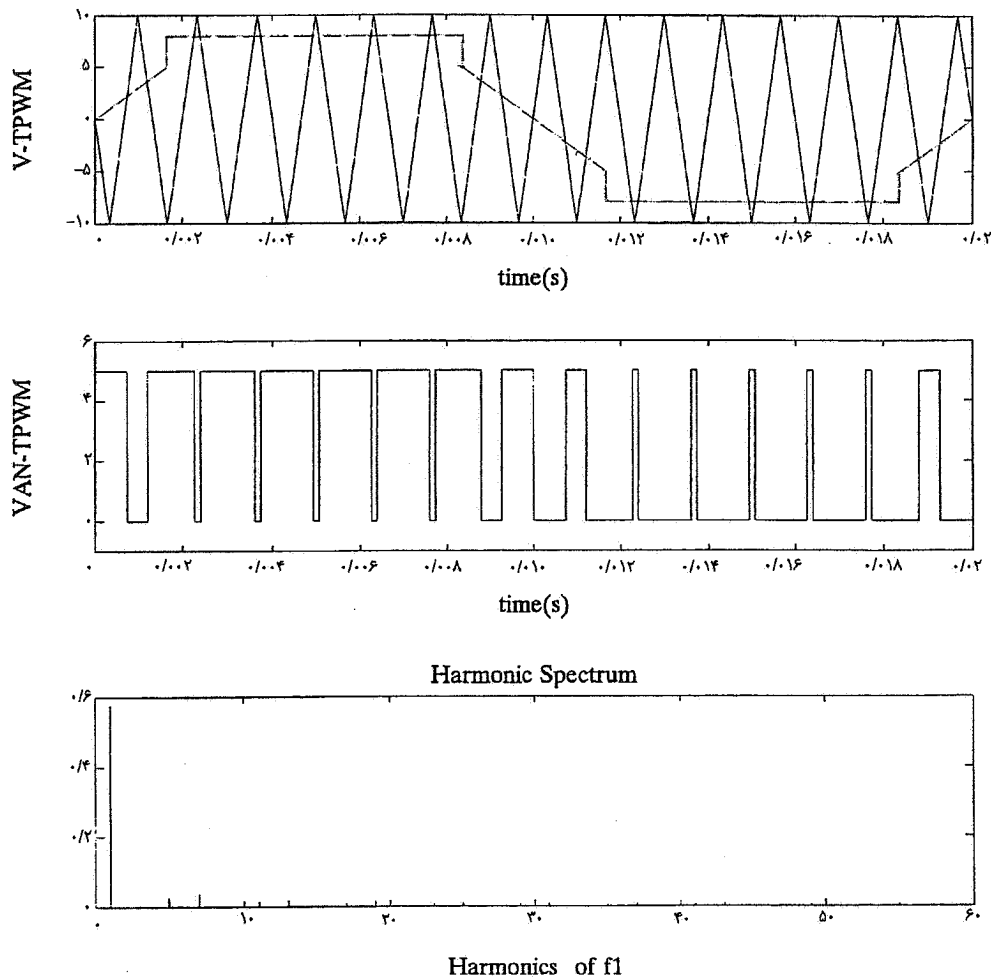
براساس بخش نظری مشروح در این قسمت از مقاله، یک برنامه رایانه‌ای با نمودار جریانی (روند نما) نشان داده شده در شکل (۳) نوشته شده است که براساس تعیین نقاط تلاقی موجهای حامل و کنترل، ضمن تعیین زوایای نمونه برداری از  $\alpha_1$  تا  $\alpha_n$  برای هر نوع اینورتر ولتاژ از نوع مدولاسیون پهنای پالس قادر است ضمن ترسیم شکل موج ولتاژهای لحظه‌ای خطی و فازی، دامنه هارمونیکها را محاسبه و طیف مربوطه را نیز در اختیار بگذارد. شایان توجه است که در مورد اینورتر منبع ولتاژ مدولاسیون پهنای پالس سینوسی برای تعیین زوایای  $\alpha_1$  تا  $\alpha_n$  چون اساساً معادله‌های مربوطه غیرخطی اند برای حل آنها از روش حل عددی مشهور به رانج کوتای مرتبه ۴ استفاده شده است، با استفاده از این برنامه، نتایج شبیه‌سازی رایانه‌ای با  $m_a = 0.8$  و  $m_f = 12$  برای اینورتر منبع ولتاژ مدولاسیون پهنای پالس یکنواخت و با  $m_a = 0.8$ ،  $m_f = 15$ ،  $\sigma = 0.33$  و  $\gamma = 0.38$  برای اینورتر منبع ولتاژ مدولاسیون پهنای پالس دوزنقه‌ای پله‌ای به ترتیب در شکل‌های (۴) و (۵) آورده شده‌اند. با مقایسه طیفهای هارمونیک نشان داده شده در این نتایج مشاهده می‌شود که در این اینورتر منبع ولتاژ مدولاسیون پهنای پالس دوزنقه‌ای پله‌ای، دامنه هارمونیک اول افزایش یافته است و از طرفی همان طور که انتظار می‌رفت دامنه هارمونیکهای غیراصلی نیز همراه با بالا رفتن مرتبه آنها برخلاف سایر اینورترهای منبع ولتاژ مدولاسیون پهنای پالس سینوسی و یکنواخت و متناسب با عکس مرتبه‌شان کاهش یافته است.

۴- شبیه‌سازی رایانه‌ای از سیستم مدار بسته درایو بر پایه نظریه‌ای که در بخش (۲) این مقاله ارائه شد برای شبیه‌سازی رایانه‌ای از سیستم مدار بسته درایو که در شکل (۲) نشان داده شد برنامه رایانه‌ای با نمودار جریانی نشان داده شده در شکل (۶) نوشته شده است، به کمک این برنامه برای موتور سنکرون با اطلاعات الکتریکی مندرج در جدول (۱) و ضرایب PIهای محاسبه شده در جدول (۲)، برای منبع تغذیه سینوسی خالص و دو نوع اینورتر منبع ولتاژ پهنای پالس دوزنقه‌ای پله‌ای و یکنواخت به ترتیب با  $m_f = 15$ ،  $\sigma = 0.33$ ،  $m_a = 0.8$ ،  $\gamma = 0.38$  و  $m_f = 12$  نتایج پیش‌بینی شده رایانه‌ای طی سری شکل‌های (۷) الی (۹) برای کنترل چهار ربعی



شکل ۳- نمودار جریانی برنامه رایانه‌ای برای شبیه‌سازی اینورترهای ولتاژ مدولاسیون پهنای پالس

در اینورترهای منبع ولتاژ مدولاسیون پهنای پالس سینوسی و یکنواخت ملاحظه می‌شود که در شرایط یکسان در این اینورتر، دامنه هارمونیک اول به میزان ۱۷ درصد افزایش یافته است و از طرفی برخلاف انواع دیگر اینورترهای ولتاژ به خصوص دو نوع مذکور با بالا رفتن مرتبه هارمونیکها، دامنه آنها نیز کاهش می‌یابند.



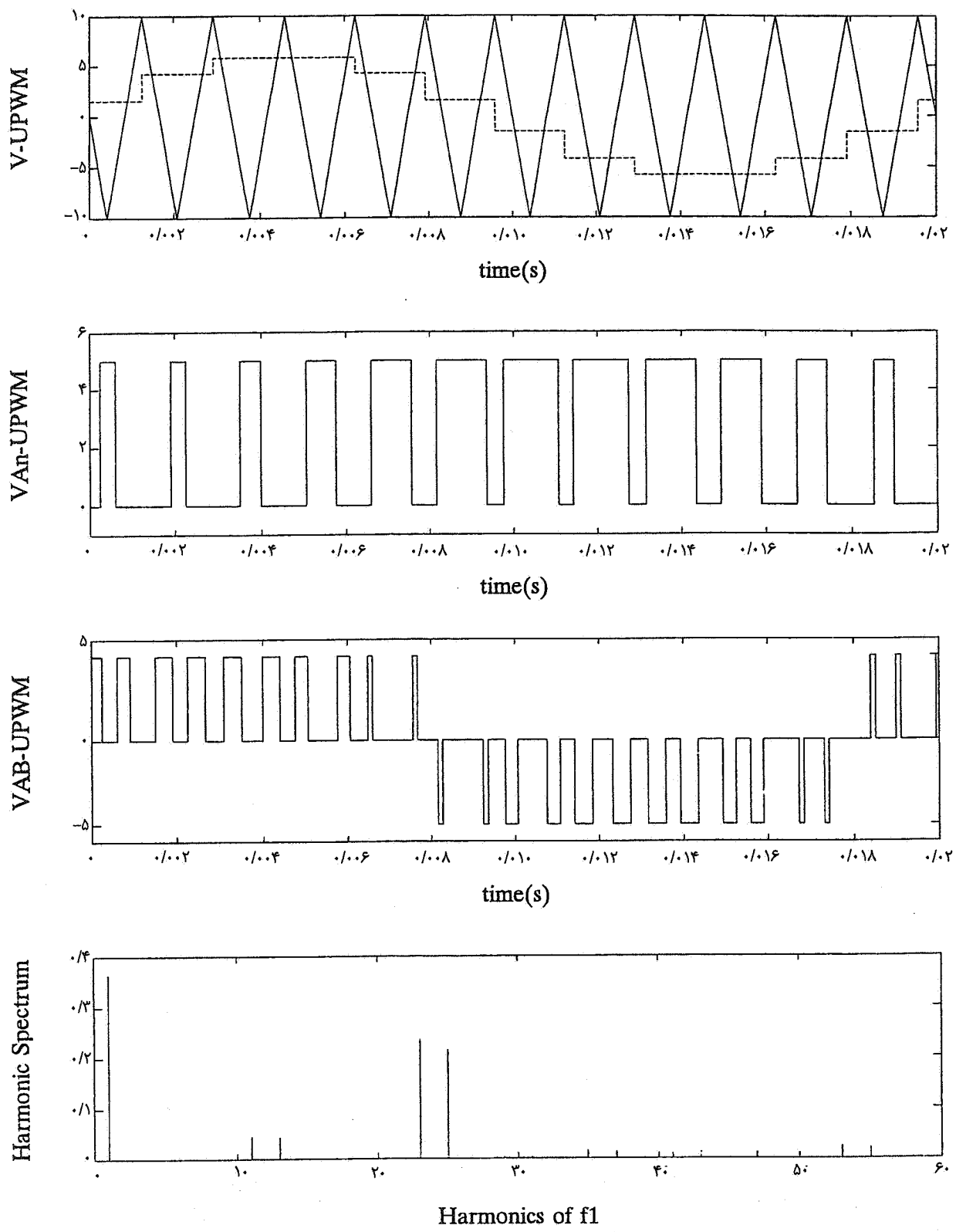
شکل ۴- نتایج رایانه‌ای مربوط به شبیه‌سازی اینورتر T<sup>2</sup>PWM با  $m_a = 0.8$ ،  $m_f = 15$ ،  $\sigma = 0.33$  و  $\gamma = 0.38$

منحنی گشتاور- سرعت به آرامی و مقاوم<sup>۸</sup> قابل حصول بوده بدون آنکه در هر تغییر سرعت برخلاف روشهای کنترل اسکالر مواجه با تغییرات ناگهانی در مقادیر گشتاور تولیدی باشیم. از طرف دیگر نتایج مؤید این واقعیت‌اند که در روش کنترل برداری، پاسخ سیستم سریعتر بوده و دلیل آن وابستگی گشتاور فقط به مولفه اکتیو بردار جریان استاتور و دامنه شار مغناطیسی است که در زیر سرعتهای

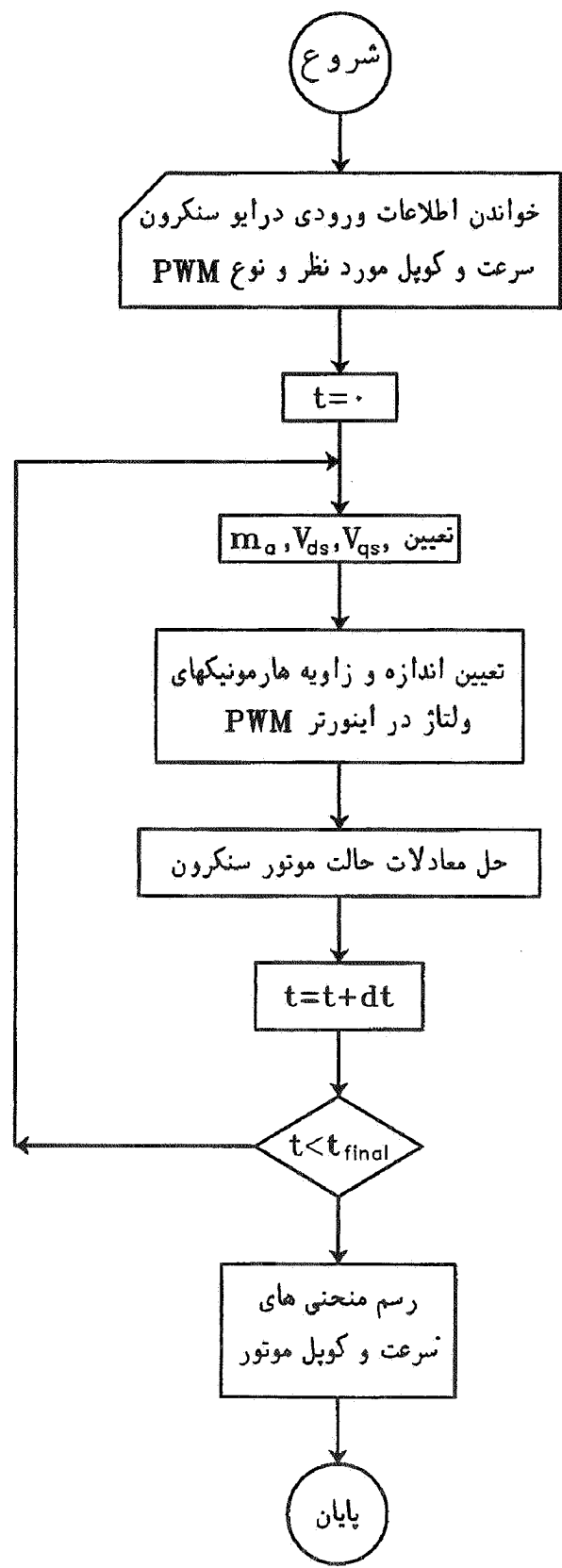
مدار بسته درایو براساس کنترل برداری با امتدادیابی در راستای شار دور پیوندی روتور به نمایش گذاشته شده‌اند، از روی این شکلها به‌طور خلاصه می‌توان نتایج زیر را استخراج کرد.

##### ۵- نتایج

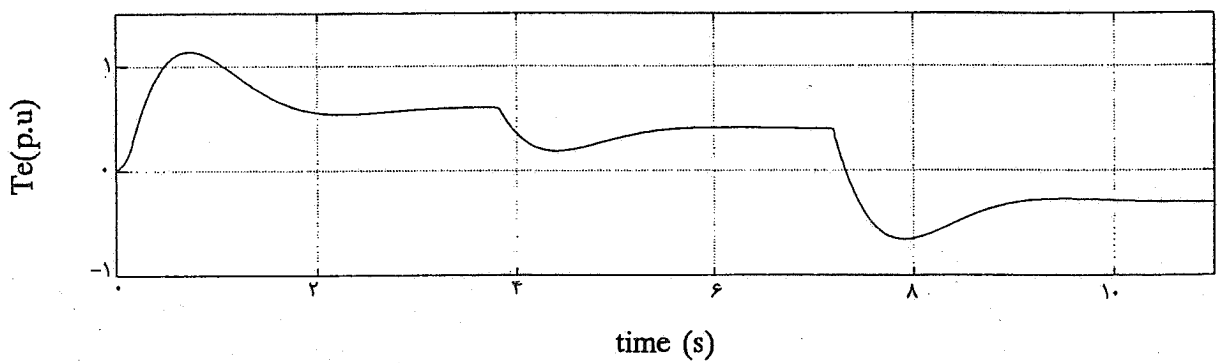
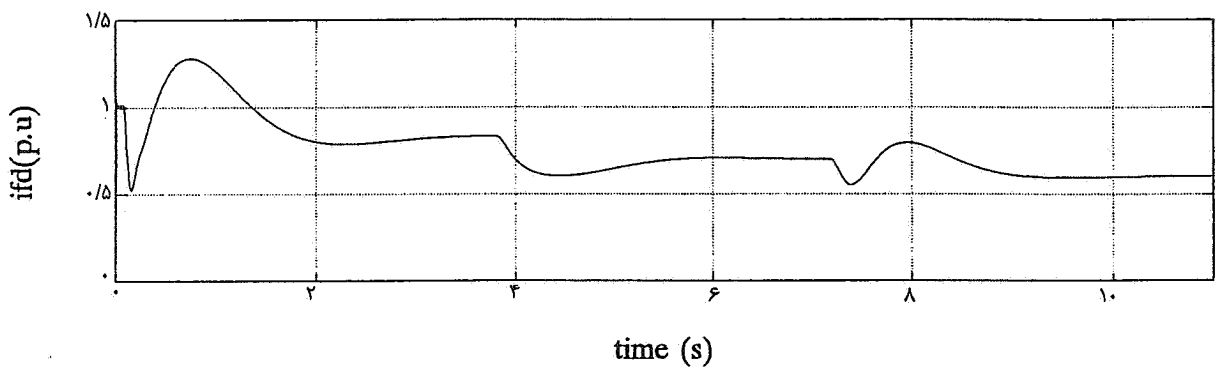
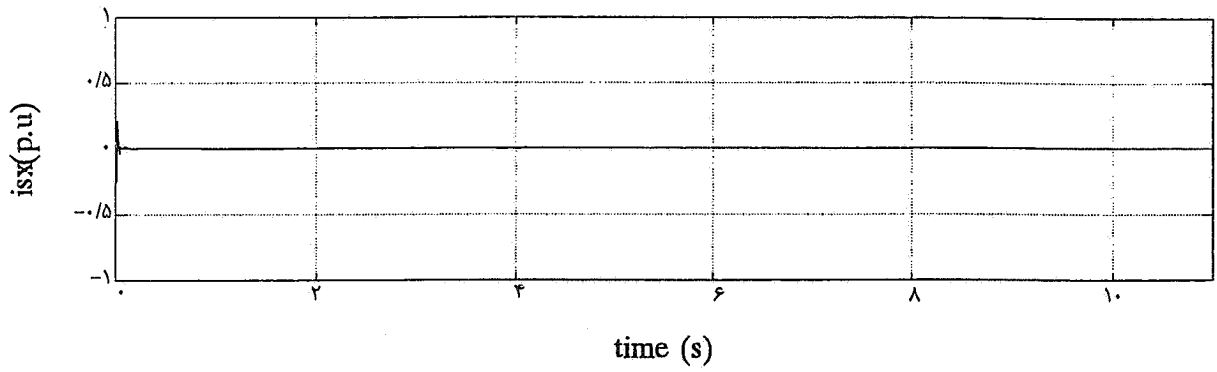
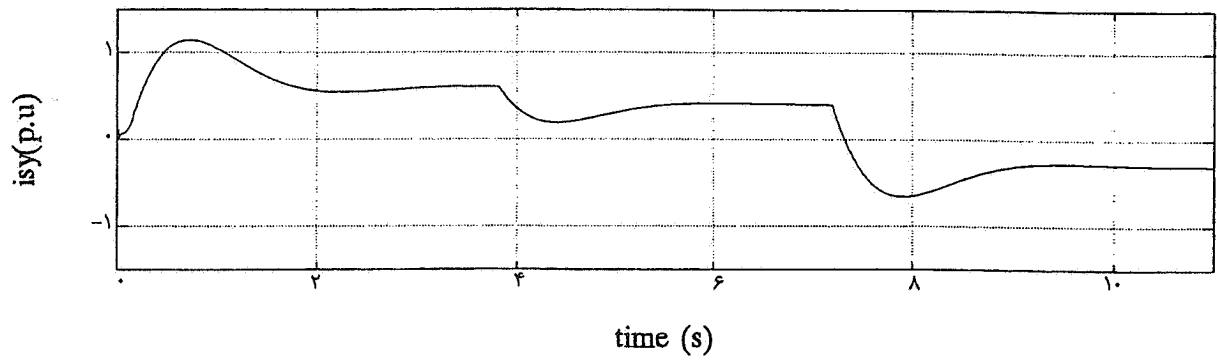
نتایج نشان می‌دهند که کنترل سرعت درایو در چهار ربع کاری



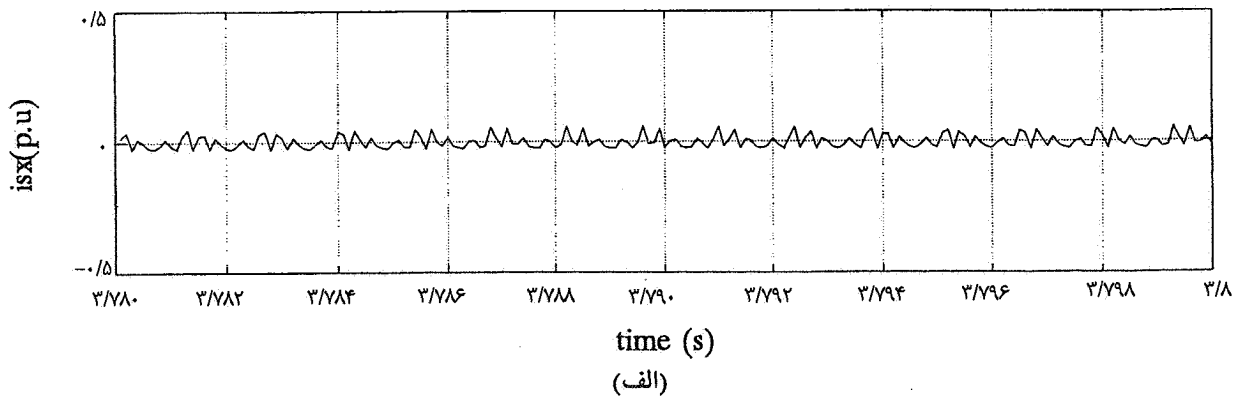
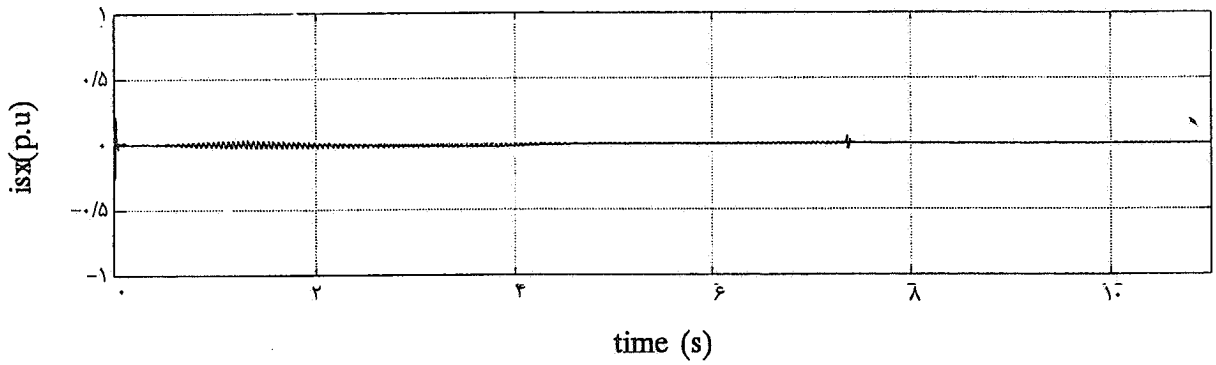
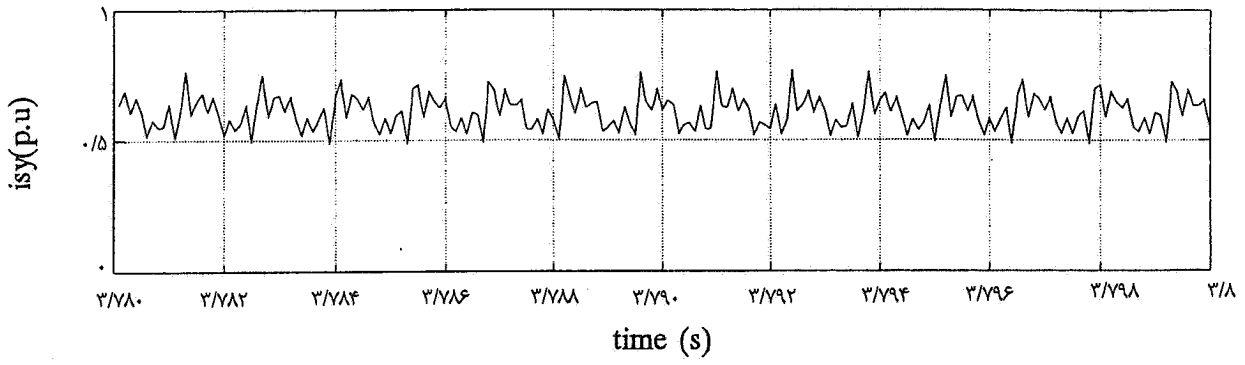
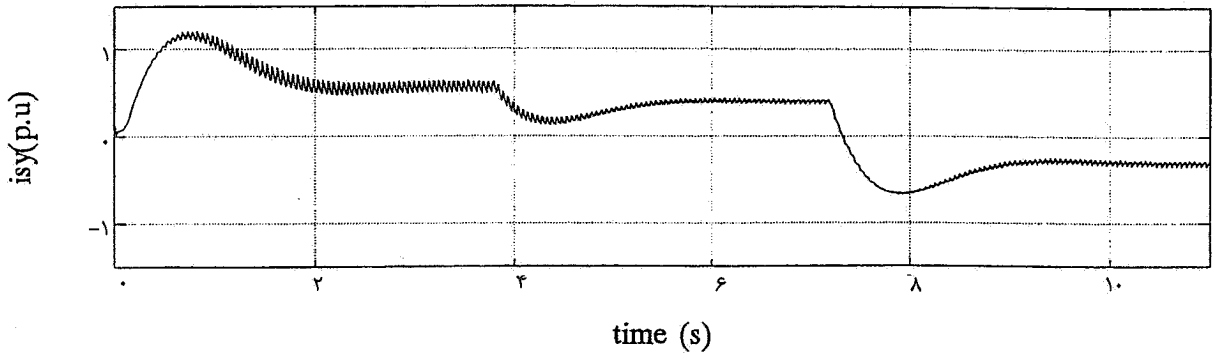
شکل ۵- نتایج رایانه‌ای مربوط به شبیه‌سازی اینورتر UPWM با  $m_a = 0.8$  ،  $m_f = 12$



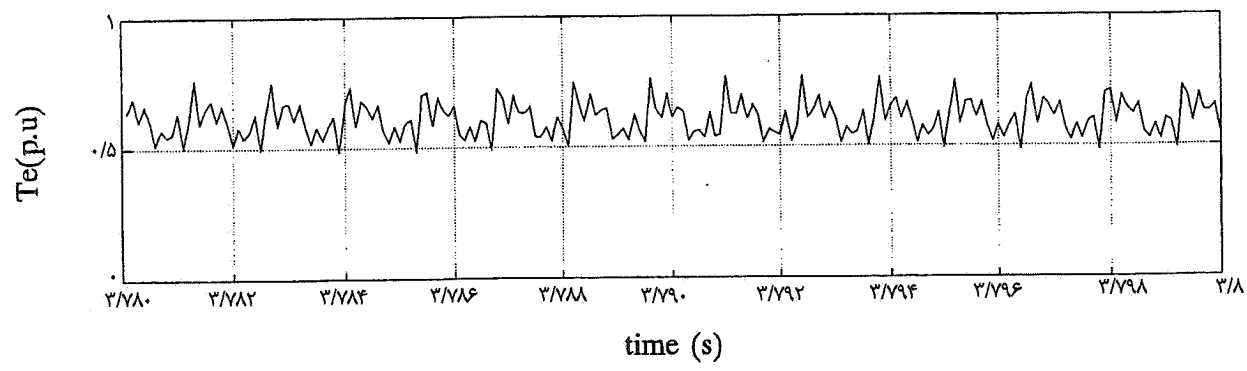
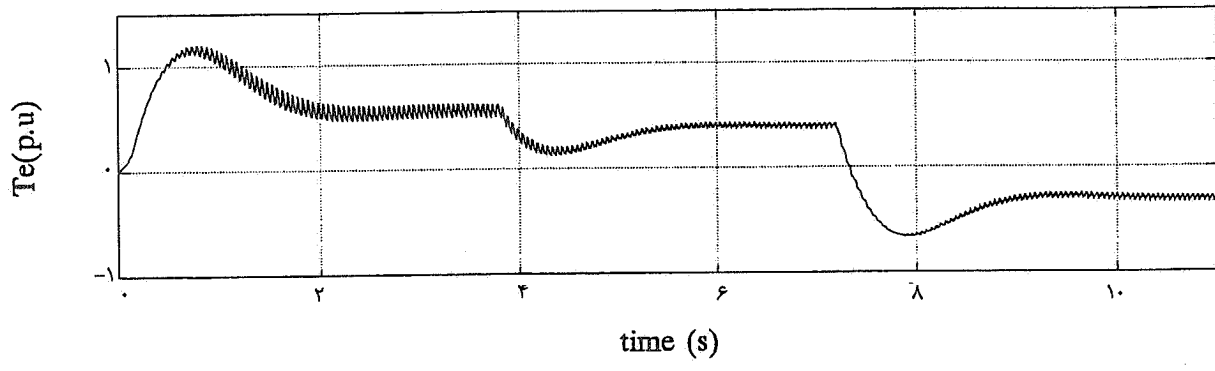
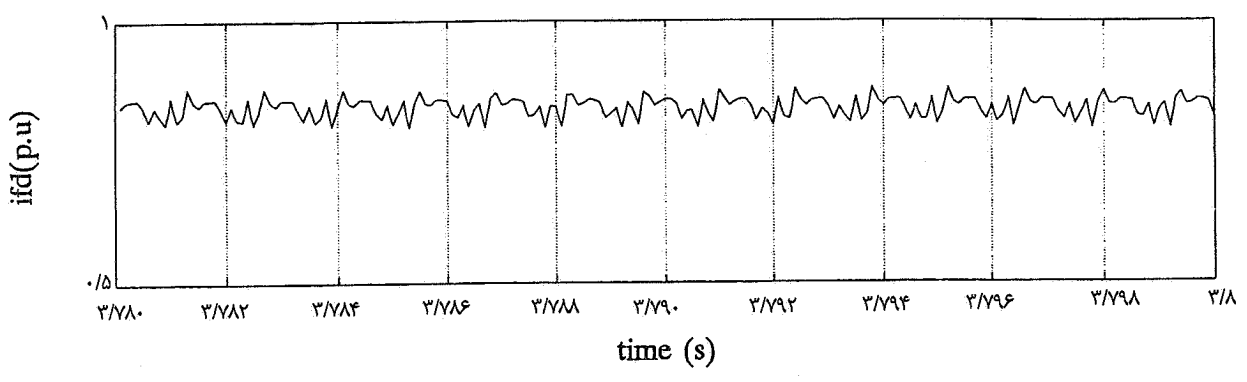
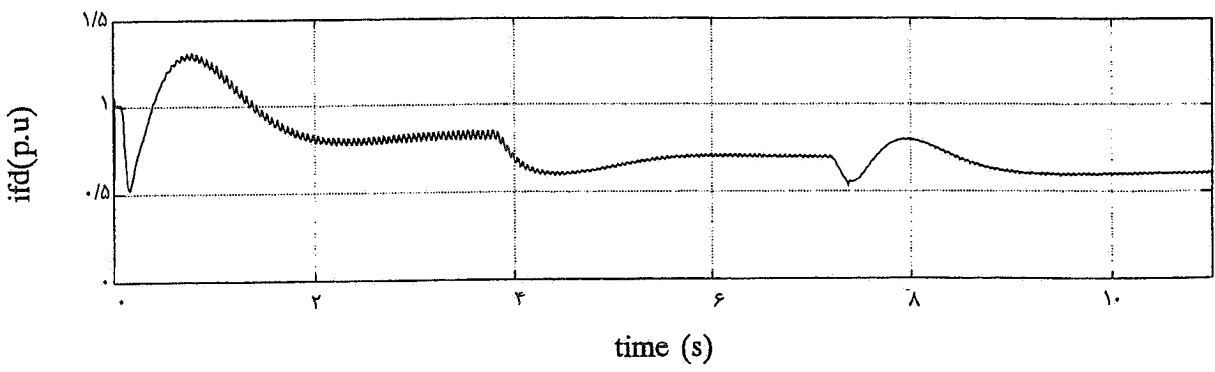
شکل ۶- نمودار جریانی برنامه رایانه‌ای برای شبیه‌سازی سیستم درایو نشان داده شده در شکل (۲)



شکل ۷- نتایج رایانه‌ای مربوط به سیستم درایو در مدار حلقه بسته با تغذیه سینوسی

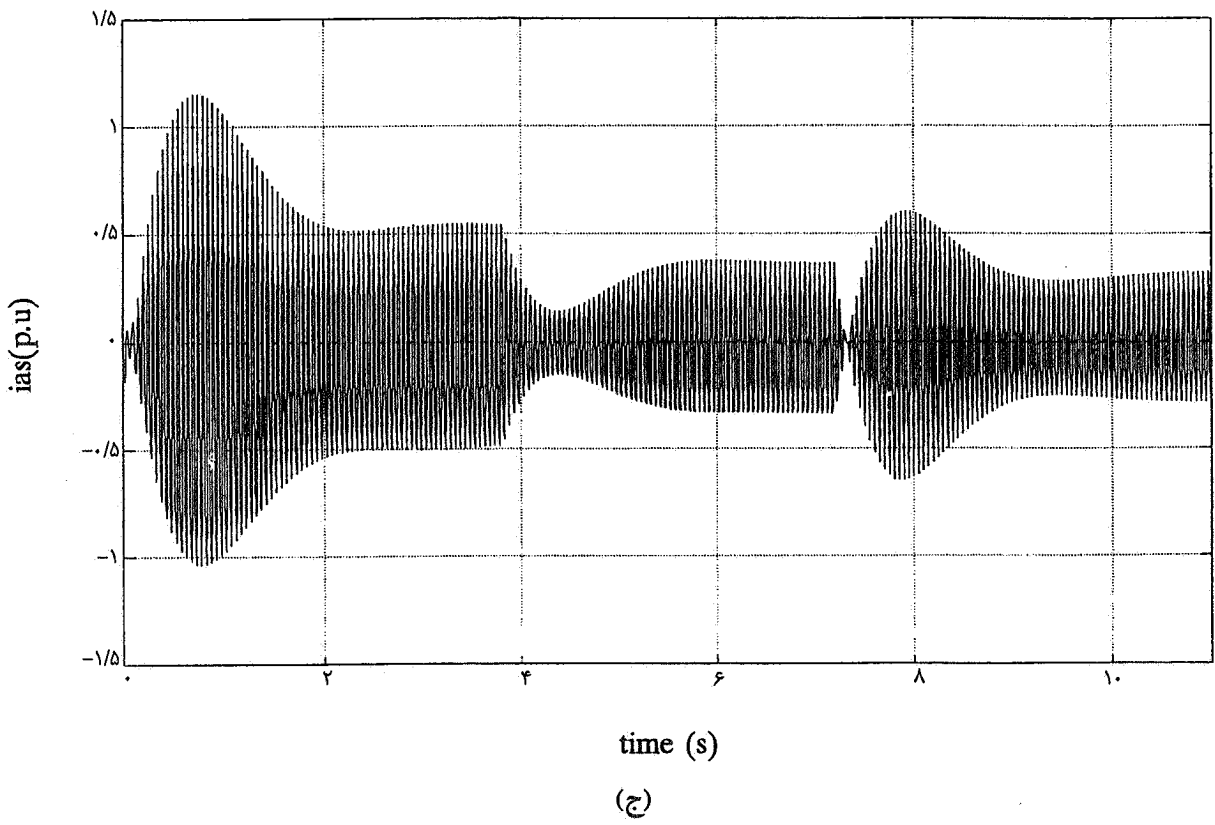
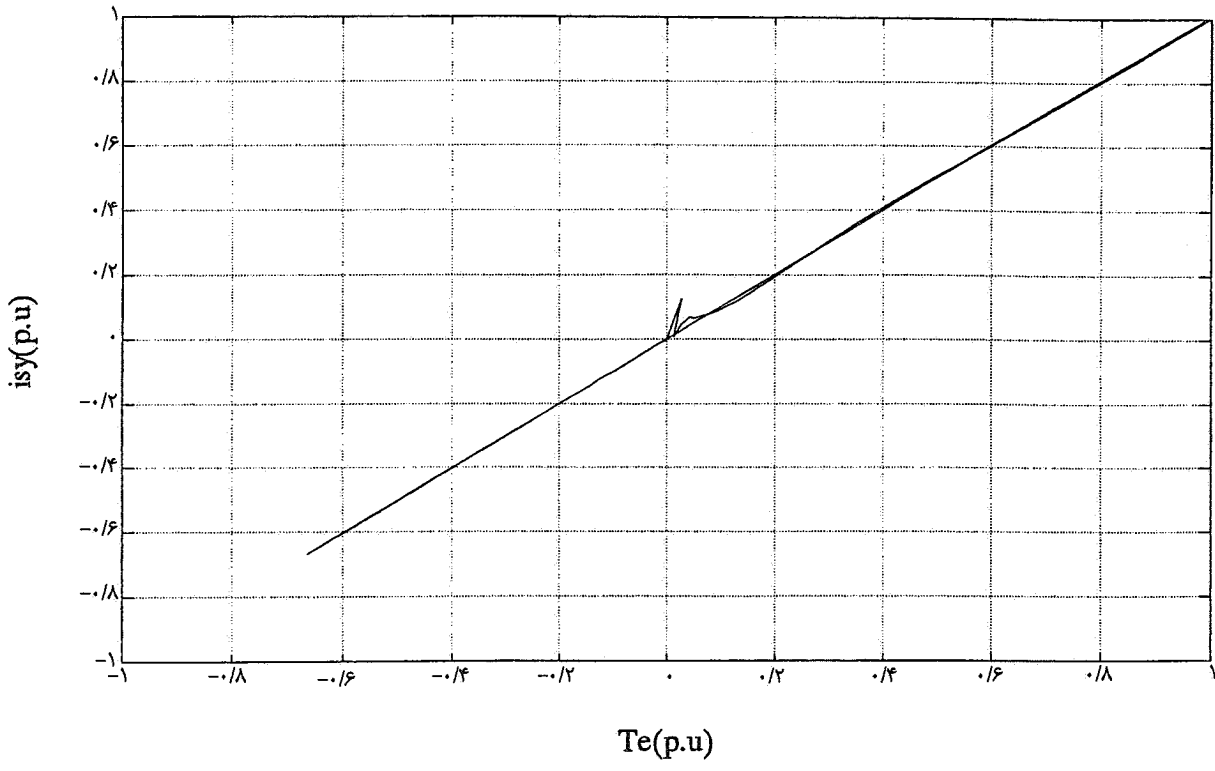


شکل ۸- نتایج رایانه‌ای مربوط به سیستم درایو مدار حلقه بسته تغذیه شده با اینوتر (TPWM) (الف)

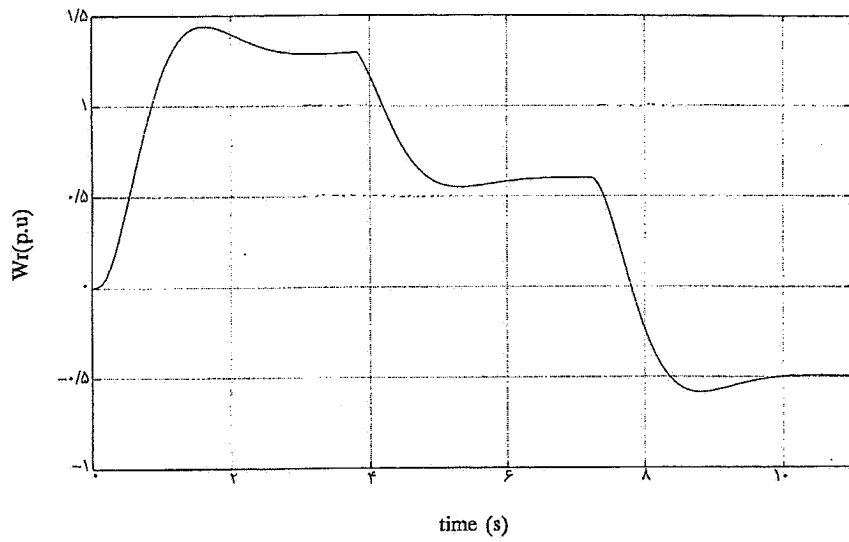


(ب)

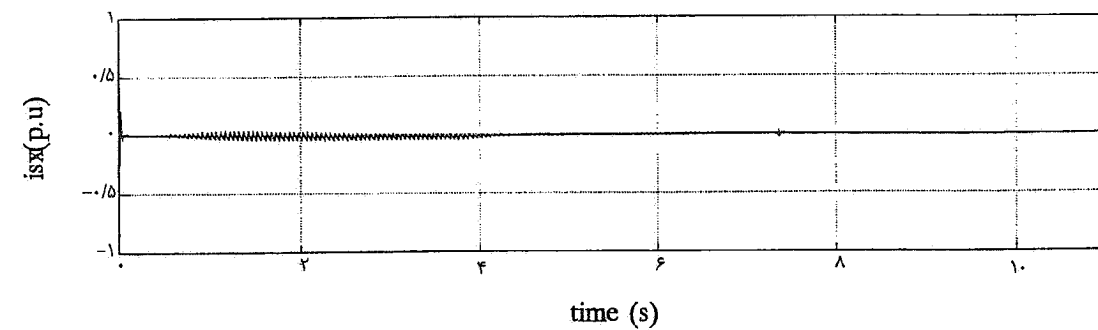
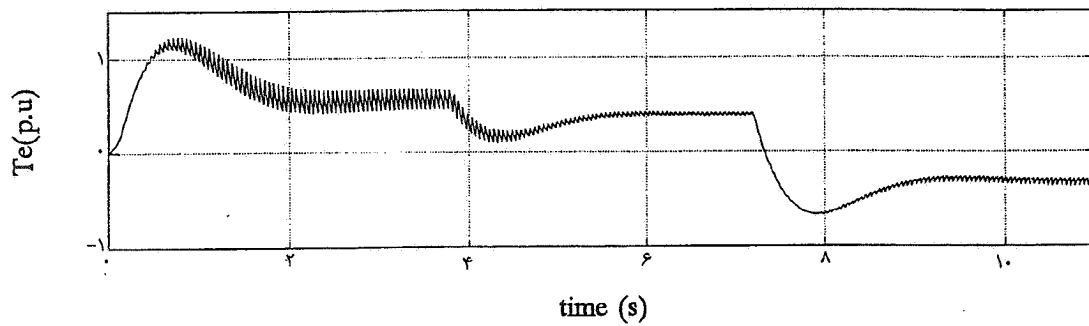
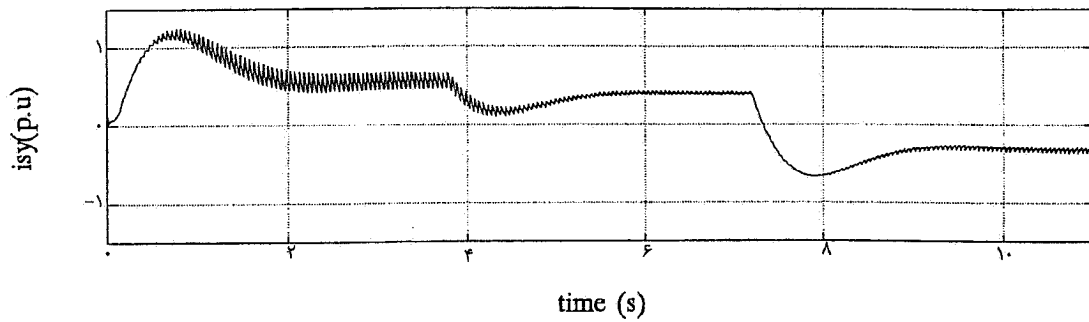




(ج)



(د)



شکل ۹- نتایج رایانه‌ای مربوط به سیستم در ایو در مدار حلقه بسته تغذیه شده با اینورتر (UPWM)

پایه مقدار شار مغناطیسی ثابت است.

عکس مرتبه‌شان کاهش یافته‌اند لذا اولاً تلفات اضافی توسط این هارمونیکها به‌نحو قابل ملاحظه‌ای کاسته شده و ثانیاً ضربان گشتاور هم پایین آمده است. مضاف به اینکه، کنترل سیستم درایو مواجه با ناپایداری هارمونیک نشده است.

به کارگیری اینورتر مدولاسیون پهنای پالس ذوزنقه‌ای برای تغذیه اصلی سیستم درایو چون تقریباً فاقد هارمونیکهای مرتبه پایین بوده و از طرفی دامنه هارمونیکهای بالاتر نیز متناسب با

واژه نامه

- |  |  |                                      |
|--|--|--------------------------------------|
| 1. rotor-flux oriented reference frame | 4. uniform sampling pulse width modulation | 7. sinusoidal pulse width modulation |
| 2. pulse width modulation              | 5. step trapezoidal pulse width modulation | 8. robust                            |
| 3. permanent magnet brushless-DC motor | 6. rotor damper windings                   |                                      |

مراجع

1. Shoji, N., and Teruo, K., "Dynamic Control of Self Controlled Synchronous Motor Drive System," *IEEE Trans. on Industry Application*, Vol. 1. IA-20, No. 3., pp. 598-607, May/June 1984.
2. Bendien, J. C., and Geuenich, J., "The State-Space Analysis of Excitation Regulation of Self-Controlled Synchronous Motor Drive System," *IEEE Trans. on Power Electric* Vol. 5, No. 3, pp. 281-288, July 1990.
3. Terens, L., Bommeli, B. J., and Paters, M. K., "The Cycloconverter Fed Synchronous Motor," *Brown Boveri Review*, 4/5, pp. 122-132, May 1982.
4. Nakano, T., Ohsawa H., and Endoh, K., "A High Performance Cycloconverter Fed Synchronous Machine Drive System," *IEEE Trans. on IA*, Vol. IA-20, No. 5, pp. 1278-1284, Sept./Oct. 1984.
5. Kaufman G. A., and Plunkett, A. B., "Steady-State Performance of Voltage Source Inverter/Synchronous Machine Drive Systems," *IEEE Trans. On Industry Application*, Vol. IA-20, No. 4, pp. 753-761, July/August 1984.
6. Muir P., and Neuman, C., "Pulse Width Modulation Control of Brushless Dc Motots for Robatic Applications," *IEEE Trans. Ind Electron.*, Vol. IE-32, No. 3, pp. 222-229, Aug. 1985.
7. Goodman, E. D., "Dynamic Modeling to Inverter-Fed Permanent Magnetic Synchronous Motors," *Proceeding International Conference on the Evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines*, Switzerland Vol. 1, pp. 229-233, Aug. 1991.
8. Matsui, N., And Shogyo, M., "Transputer-Based Harmonic Elimination PWM Control of Inverter Drives," *IEEE Trans. On Ind. Applications*, Vol. 28, No. 1, Part I and II, pp. 175-184, Jan./Feb. 1992.
9. Vas, P., *Vector Control of AC Machines*, Oxford Univ. Publication, 1990.
10. Bose, K., *Power Electronics & AC Drive*, Prentice-Hall, International, 1986.
11. Katsunori, T., "A PWM Strategy for Reducing Torque-Ripple in Inverter-Fed Induction Motor," *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, Vol. 30, No. 1, pp. 71-77, Jan./Feb. 1994.
12. Katsunori, T., "Trapezoidal Modulating Signal for Three-Phase PWM Inverter," *IEEE Trans. On Inds. Elec.*, Vol. IE-33, No. 2, pp. 193-200, June 1986.