

## شبیه سازی و آنالیز یک چار AC-DC BUCK-BOOST

### کوپل شده به موتور DC با استفاده از تکنیک PWM

موسی درکاله خواجه

باشگاه پژوهش گران جوان شعبه تبریز

دانشگاه آزاد اسلامی واحد تبریز

Email : [musa\\_dr\\_kh@hotmail.com](mailto:musa_dr_kh@hotmail.com)

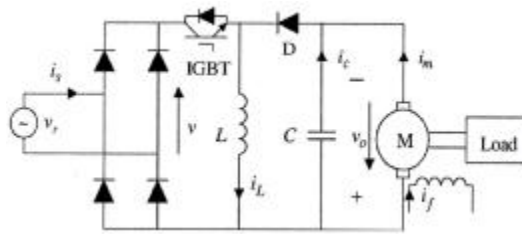
**چکیده :** یکسوکنده های PWM با توجه به تاثیر پذیری و اقتصادی بودنشان در توان های پایین بیشتر برای درایورهای DC و یک طبقه قبل از سیستم های اینورتری به کار گرفته می شوند که در عین سادگی طرح بسیار با صرفه و قابل اعتمادتر از طرح های دیگر می باشد. در ولتاژهای بالا می توان از ولتاژ خروجی مبدل AC-DC BUCK-BOOST که برای کنترل درایورهای سرعت متغیر تک فاز یا سه فاز هستند استفاده کرد. این مقاله یک مدار معادل برای حالت پایدار و یک مدل دینامیکی برای حالت گذرا را در یک مبدل AC-DC BUCK-BOOST کوپل شده به یک موتور که با تکنیک PWM کنترل می شود معرفی می کند و در باره شکل موج های ولتاژ و جریان و مشخصه های ورودی و خروجی مبدل بحث می کند. نتایج شبیه سازی موثر بودن مدل را نشان می دهد.

**کلمات کلیدی :** مبدل *ac-dc buck-boost*، *uniform PWM*، موتور *dc*

**1 - مقدمه :** معمولاً، برای تبدیل توان *ac* (در منابع یا ژنراتورها) به توان *dc* از یک پل دیود و یک خازن ظرفیت بالا که به خروجی پل دیود وصل است استفاده می شود. این روش باعث ایجاد هارمونیک زیاد جریان در ورودی می شود و  $1/2$  توان ورودی را تبدیل کرده و بقیه توان را بر روی قطعات تلف می کند. بیشتر سعی می شود با به حداقل رساندن هارمونیک جریان فاکتور توان ورودی را اصلاح کنیم مزیت مبدلهای *ac-dc* که دارای پل تریستوری می باشند سادگی شکل آنهاست. به هر حال، این نیز یکی از راه حل های تصحیح توان ورودی است که باعث می شود تا هارمونیک خروجی کم شود ولی مشکلات خاص خود را دارد. مبدل ارائه شده در این مقاله از یک پل دیود *dc* و چار تشکیل می یابد که مزیتش بالا بودن فاکتور توان ورودی نسبت به پل های تریستوری است. البته امروزه استفاده از منابع جریان برای کاهش هارمونیک جریان دیگر منسوخ شده است.

برای اصلاح این ضعف ها، امروزه اشکال مختلفی از مدارهایی که از تکنیک مدولاسیون پهنای پالس (PWM) استفاده می کنند، وجود دارد که در آنها از روش سویچ زنی فرکانس بالا استفاده شده است. در شکل های (9) و (10) سعی شده تا با کنترل UPWM در حالت پایدار یک مبدل تک فاز *ac-dc* کاهنده برای درایو یک موتور *dc* ارائه شود و عملکرد موتور *dc* تغذیه شده با یک رگلاتور *ac-dc* نوع CUK افزایشی در هر دو حالت پایدار و گذرا بررسی شده است.

در این مقاله یک مبدل *ac-dc buck-boost* تک فاز کنترل شده با PWM فقط با استفاده از یک سویچ تحلیل شده است ارائه می شود. کنترل مبدل های *ac-dc* بر پایه UPWM استوار است که روشی ساده و آسان می باشد که در این مقاله روش کنترل UPWM، نحوه کنترل ولتاژ *dc* و نحوه شبیه سازی مبدل، مشخصات ورودی و خروجی مبدل، شکل موج های ولتاژ و جریان، دامنه وسیع تغییرات ولتاژ خروجی، قابلیت کنترل از صفر تا ماکزیمم ولتاژ و مشخصات دینامیکی که در جزئیات بیشتر بحث شده اند ارائه شده است. در این مبدل طراحی شده با کاهش مقدار سویچینگ به میزان متعارف امکان کاهش تلفات در تاسیسات کوچک وجود دارد. برای ساخت یک منبع سویچینگ ولتاژ *dc* بهتر است از یک سویچ استفاده کنیم کاربرد زیاد سویچ باعث افزایش هزینه سیستم می شود.



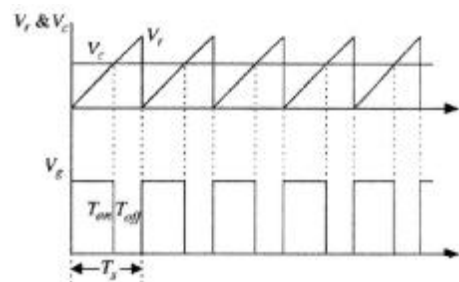
شکل (1) - ac-dc buck-boost به عنوان درایور موتور dc

## 2 - تشریح مدار و نحوه عملکرد :

همانطوریکه در شکل ( 1 ) که نشان داده شده است می توان از یک مبدل ac-dc buck-boost به عنوان درایور موتور dc استفاده کرد . این مبدل ac-dc buck-boost از یک پل دیود و تنها یک سوئیچ تشکیل شده است . با اتصال یک پل دیود و تنها یک خازن که بطور موازی به خروجی پل دیود می شود ، می توان ولتاژ ac را به dc تبدیل کرد این طرح از مبدل ها در چاپرهای افزایشی کاهشی به کار می رود . در این آرایش سلف به صورت یک عنصر ذخیره کننده انرژی عمل کرده که باعث انتقال انرژی در مراحل بعدی می شود وبا انتخاب یک رنج سوئیچینگ مخصوص که با آن بتوان سوئیچ ترانزیستوری قدرت ، مدار را کنترل کرد می توان در نهایت ولتاژ خروجی را به آسانی step-down و step-up کرد . در این طرح انتقال توان در دو مرحله انجام می گیرد که عبارتند از مرحله یکسوسازی و مرحله کنترل . در اولین مرحله ، از یک پل دیود برای تبدیل جریان و ولتاژ به dc استفاده می شود . در دومین مرحله ، با استفاده از یک IGBT برای کنترل ولتاژ متوسط خروجی ( dc ) از روش PWM متقارن ( UPWM ) استفاده می شود . در این قسمت نتیجه گرفته می شود که فرکانسهای جریان و بار که به صورت مساوی تکرار می شوند به اندازه دو برابر فرکانس تغذیه هستند .

### 1 - 2 روش سوئیچینگ PWM و کنترل ولتاژ dc :

برای تولید سیگنال محرک IGBT از مقایسه یک مقدار dc با دامنه ثابت  $V_r$  ، با یک سیگنال حامل دنداناره ای با دامنه متغیر  $V_c$  . یک پالس با فرکانس  $f_r$  به وجود می آید که به آن فرکانس سوئیچینگ گفته می شود و نسبت مابین  $V_c$  و  $V_r$  را duty cycle یا  $D = V_c / V_r$  خواهیم نامید . تغییرات نسبتی از زمان  $T_{on}$  می باشد که در مجموع پریود سوئیچینگ خواهد بود .  $T = T_{on} + T_{off}$  با تغییر  $V_c$  مقدار  $D$  به طوری که در شکل (2) نشان داده شده است ، کنترل شده و در نهایت باعث تغییر ( کنترل ) مقدار متوسط ولتاژ خروجی می شود .



شکل (2) - نحوه ایجاد پالس PWM

## 3 - نحوه عملکرد مدار :

نحوه عملکرد مدار وظرفیت مدار در حالتی که مبدل buck-boost موتور را تغذیه می کند به شرایط سوئیچینگ و هدایت دیود D بستگی دارد. این مدار در هر دوره از سوئیچینگ شامل دو یا سه حالت مختلف تبدیل برای هدایت می باشد. شکل ( 3 )، سه حالت ممکن برای تولید ولتاژ مثبت در یک دوره از سوئیچینگ را نشان می دهد .

### 1 - 3 حالت شارژ ( mode 1 ) :

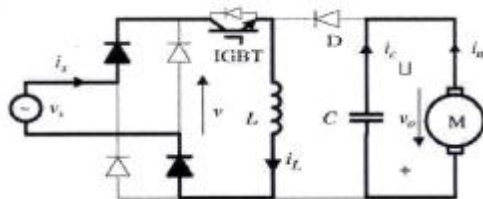
در حالت شارژ سوئیچ روشن شده ، بنابراین دیود D در بایاس معکوس قرار گرفته و یک ولتاژ ثابت بر روی سلف می افتد . که باعث افزایش جریان سلف و ذخیره انرژی در سلف توسط جریان ورودی می شود در این حالت شکل ( 3 a ) نشان می دهد که ترمینال های موتور با خروجی خازن تشکیل یک حلقه داده و باعث جدا شدن از منبع می شوند، بنابراین خازن که در پریود قبلی شارژ بود توسط آرمیچر موتور دشارژ خواهد شد . در این مرحله تا رسیدن پریود بعدی و سوئیچینگ ، سیستم متوقف می شود و در شکل ( 3a ) مسیر جریان سلف و جریان موتور مشخص شده است .

## 2-3 حالت دشارژ ( mode 2 ) :

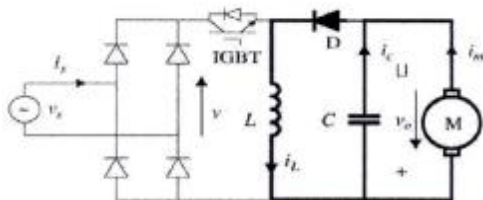
حالت دشارژ مکمل حالت شارژ است . سیستم در این حالت سوچ را به حالت خاموش برده و دیود  $D$  را بایاس مستقیم می کند . در نتیجه جریان سلف  $i_L$  در طرف خروجی تخلیه شده و خازن با جریان خروجی بطوریکه در شکل ( 3a ) نشان داده شده است شارژ می شود و ولتاژ معکوس سلف باعث می شود تا دیود در بایاس مستقیم قرار بگیرد که انرژی سلف به موتور انتقال یافته و جریان ذخیره شده در سلف در این مرحله کاهش یافته و با تغییر سوچینگ ، یا سوچ در دوره بعدی روشن شده ( mode 3 ) یا جریان سلف به صفر می رسد که در این حالت شارژ خازن به میزان کاهش جریان سلف بستگی دارد .

## 3-3 حالت سوم ( mode 3 ) :

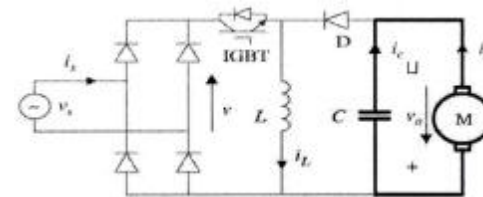
در این حالت سوچینگ غیر فعال شده اما وضعیت مدار امکان دارد سبب شود تا جریان سلف  $i_L$  تا صفر کاهش یافته و دیود  $D$  را بایاس معکوس سازد که تا روشن شدن دوباره سوچ سیستم به مدت یک پریود در حالت دشارژ باقی خواهد ماند. البته ، این زمان نمی تواند از مدت زمان پریود خاموشی سوچینگ افزایش یابد چون اگر جریان سلف  $i_L$  فرضاً به طور پیوسته افزایش یابد حالت ( 3c ) از بین خواهد رفت که شکل ( 3c ) بیانگر حالت سوم می باشد .



Mode 1



Mode 2



Mode 3

شکل (3) - مراحل تغییر وضعیت مدار در سه حالت موجود

## 4 - فرموله کردن مدلها :

در این قسمت ، حالت های گذرا و پایدار مبدل ac-dc buck-boost آنالیز و بحث خواهد شد . در این مدل قطعات الکترونیک صنعتی ایده آل فرض شده اند و فرکانس سوچینگ خیلی بزرگتر از فرکانس منبع تغذیه در نظر گرفته شده است برای این که در مدت هر دوره از سوچینگ مقدار ولتاژ خروجی ثابت بماند .

#### 1-4 بررسی حالت گذرا:

در این قسمت چگونگی تغییرات وضعیت دینامیکی در یک تحریک جداگانه موتور dc مبدل ac-dc buck-boost که به یکی از دو وضعیت، سویچینگ و دیود D وابسته می باشد، بررسی شده است. در ضمن تمامی سه حالت ممکن مدار در شکل (3) نشان داده شده است. در تمامی سه حالت ممکن ولتاژ خروجی پل دیود برابر

$$V = |V_S| = |V_{sm} \sin(wt)| \quad (1)$$

است. معادله کامل ولتاژ محرک موتور dc به صورت زیر است:

$$V_o = R_m i_m + L_m (di_m/dt) + K_m W_m \quad (2)$$

و معادله گشتاور پیچشی به صورت زیر نوشته می شود:

$$T_e = T_L + J (d\omega_m/dt) + B \omega_m \quad (3)$$

و ثابت موتور را از رابطه زیر به دست می آوریم:

$$K_m = k_v i_f \quad (4)$$

و میزان افزایش گشتاور پیچشی الکترومغناطیسی  $T_e$  را از رابطه زیر به دست می آوریم:

$$T_e = k_m i_m \quad (5)$$

این شکل از آنالیز در هر مرحله از دوره تناوبی پالس ها قابل اجرا می باشد. برای آنالیز شکل موج ورودی سینوسی فرض شده است پس با توجه به مسیر حرکت جریان تغییر وضعیت مدل ها به صورت زیر است:

##### Mode 1

$$V = L (di_L/dt) \quad (6)$$

$$i_s = i_L \quad (7)$$

$$i_c = -i_m \quad (8)$$

$$i_c = c (dV_o/dt) \quad (9)$$

##### Mode 2

$$L (di_L/dt) = -V_o \quad (10)$$

$$i_s = 0 \quad (11)$$

$$i_L = i_c + i_m \quad (12)$$

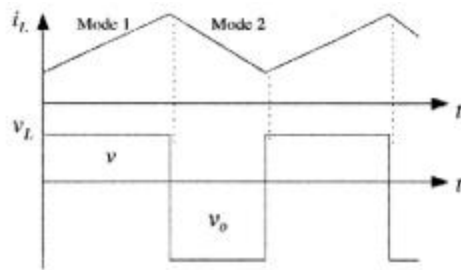
$$i_c = c (dV_o/dt) \quad (13)$$

##### Mode 3

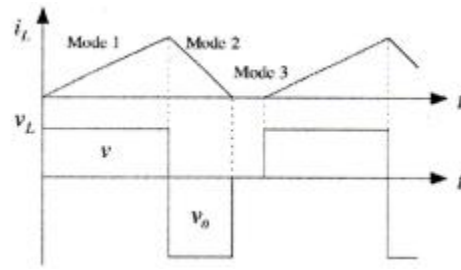
$$i_c = -i_m \quad (14)$$

$$i_s = i_L = 0 \quad (15)$$

$$i_c = c (dV_o/dt) \quad (16)$$



تغییرات پیوسته



تغییرات ناپیوسته

شکل (4) - شکل موج جریان و ولتاژ سلف در یک دوره سویچینگ

#### 4 - تحلیل حالت پایدار:

روش تحلیل حالت پایدار با یک نمونه مدل سازی شده انجام می شود به این ترتیب که این مدار تقریبی برابر مبدل ac-dc buck-boost می باشد. برای این که بتوانیم طبق فرض مان ولتاژ خروجی را ثابت نگه داریم باید از فرکانس سویچینگ بالا استفاده کنیم.

ولتاژ سلف در مدت زمان شارژ برابر ولتاژ ورودی  $V$  و در مدت زمان دشارژ برابر ولتاژ خروجی  $V_o$  است به واسطه پایداری فرکانس سویچینگ و آنالیز، یک مبدل سویچینگ شبیه سازی شده است که مقدار متوسط ولتاژ سلف در هر دوره از سویچینگ به وسیله تابع

$$V_L(t) = D V(t) + (1-D) V_o(t) \quad (17)$$

duty cycle = D برابر:

در این رابطه  $V(t)$  مقدار متوسط ولتاژ جبران کننده و  $V_o(t)$  مقدار ولتاژ خروجی مبدل dc در یک پریود سویچینگ است. در

صورتیکه  $V_o(t)$  دارای پلاریته مثبت باشد نسبتی از  $V(t)$  می باشد که از ولتاژ سلف می گیرد:

$$V_L = (di_L/dt) \quad (18)$$

که در این رابطه  $i_L$  مقدار متوسط جریان سلف در مدت هر دوره از سویچینگ است. جریان خروجی سلف در حالت دشارژ از جریان

ورودی سلف در حالت شارژ به دست می آید که به نسبت های جریان ورودی و خروجی به دست می آید:

$$i_s = D i_L(t) \quad (19)$$

$$i_o = (1-D) i_L(t) \quad (20)$$

که  $i_s(t)$  و  $i_o(t)$  مقدار متوسط جریان های ورودی و خروجی هستند که به ترتیب در مدت یک دوره سوئیچینگ محاسبه می شوند. با جاگذاری در روابط (17) و (18) می توان به دست آورد:

$$D_v(t) = L (d_i / d_t) - (1-D) V_o(t) \quad (21)$$

که در ادامه با جاگذاری رابطه (20) در رابطه (21) حاصل می شود:

$$D / (1-D) V(t) = (L / (1-D)^2) (d_{io} / d_t) - V_o(t) \quad (22)$$

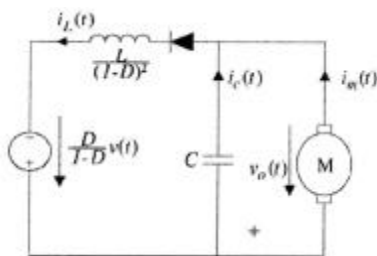
که در رابطه (22) حالت پایدار، برای مدار معادل مبدل ac-dc buck-boost ارائه شده که با توجه به شکل (5) نسبت جریان موتور رami توان از رابطه زیر بدست آورد:

$$C (dv_o / d_t) = i_o(t) - i_m(t) \quad (23)$$

باید بررسی کنیم که آیا میزان ظرفیت خازن خروجی به حدی بزرگ است تا ولتاژ خروجی dc را همواره ثابت نگه دارد که حتی نوسانات منبع به آن تاثیری نکند؟ در حالت پایدار برای این که به توانیم به یک ظرفیت بزرگ خازنی برسیم باید مقدار متوسط جریان خروجی  $i_o(t)$  و مقدار متوسط ولتاژ خروجی را ثابت فرض کنیم که مقدار متوسط آنها در رابطه (22) برابر صفر است و نسبت تغییرات ولتاژ خروجی به ورودی را از رابطه:

$$|V_o(t) / V(t)| = D / (1-D) \quad (24)$$

که معادله بالا یک نسبت از ولتاژ خروجی و ولتاژ dc جبران شده است که آهنگ تغییرات، عملیات تبدیل در حالت افزایشی برای  $D > 0.5$  و در حالت کاهش برای  $D < 0.5$  و در حالت  $D = 0.5$  که ولتاژ خروجی برابر ولتاژ dc جبران شده می باشد. مدت زمان اجرای حالت 3 mode بسیار کوتاه است و در این مقاله برای این که بتوان نمودار حالت را رسم کرد باید فرکانس سوئیچینگ را به اندازه کافی بزرگ در نظر گرفت. کوچکترین زمان در حالت 3 mode برای مبدل، در شکل (4b) نمایش داده شده است. در ضمن می توان این مبدل را به صورت یک مبدل dc-dc با کنترل مقدار  $D$  نیز استفاده کرد. یک رگلاتور buck-boost (افزایشی - کاهش) می تواند ولتاژ خروجی را از کمترین حد تا بیشترین حد ولتاژ ورودی در خروجی ارائه کند. همچنین این مبدل یک اینورتر می باشد یعنی پلاریته ولتاژ خروجی معکوس پلاریته ولتاژ یکسو شده در ورودی است.



شکل (5) - مسیرهای جریان در مدل مبدل buck boost

## 5- آنالیز نتایج و بررسی شبیه سازی:

در آنالیز این مبدل قطعات و سوئیچ های مدار ایده آل فرض شده است. از روابط (6) تا (16) تمامی حالت های مبدل به صورت فرمولی بررسی شد که برای محاسبات این روابط از روش Rung-Kutta استفاده شده است البته می توان از روش های موجود دیگر نیز استفاده کرد. آنالیز نتایج با استفاده از نرم افزار مطلب انجام شده است که استفاده از آن با ارائه نتایج، تقریباً موفق بوده است.

برای انجام آزمایش و اثبات نتایج تحلیل نظری، یک منبع توان کوچک آزمایشگاهی با توان اسمی  $(220 \text{ V}, 10 \text{ A})$  2.2 KVA لازم است. این مقدار از توان برای آزمایش مبدل ac-dc buck-boost نشان داده شده در شکل (1) که از قطعات زیر تشکیل شده است لازم است: یک پل دیود یکسوکننده PSB 35/14 ( $1400 \text{ V}, 35 \text{ A}$ )، یک ترانزیستور بای پلار به همراه عایق  $(600 \text{ V}, 50 \text{ A})$  MG50J2YS1 که یک سوئیچ IGBT است، یک موتور dc با توان اسمی  $1.2 \text{ KW}, 180 \text{ V}, 8.6 \text{ A}$ ،  $735 \text{ rpm}$  که این موتور به یک ژنراتور کوپل شده است این ژنراتور به منزله یک بار برای موتور dc می باشد و یک خازن با ظرفیت  $330 \mu\text{F}$  که با اتصال به خروجی، یک خروجی free-ripple dc داشته باشیم. شرایط آنالیز و ثابت های مدار در جدول (1) آورده شده است که در آن فرکانس سوئیچینگ  $1.8 \text{ KHz}$  و ماکزیمم ولتاژ ac منبع  $70.6 \text{ V}$  در نظر گرفته شده تا به موتور یک ولتاژ dc در محدوده  $180 \text{ V}$  با  $D = 0.8$  بدهد.

آنالیز ونتایج بدست آمده از متوسط ولتاژ خروجی با مشخصات  $D$  در منحنی شکل (6) نشان می دهد که می توان ولتاژ خروجی را با کنترل  $D$  رگوله کرده و دامنه آن را از صفر تا حداکثر پیک ولتاژ منبع تنظیم کرد. متوسط ولتاژ خروجی نسبت به تغییرات  $D$  بسیار حساس است و متوسط جریان خروجی از متوسط جریان سلف کوچکتر است که این مشخصه توسط رابطه  $(1-D)$  به دست می آید. باید توجه کنیم که مبدل buck-boost پلاریته ولتاژ خروجی را بدون تغییر در آن معکوس می کند که در واقع استفاده از یک طرح سوئیچینگ بازده بالایی دارد.

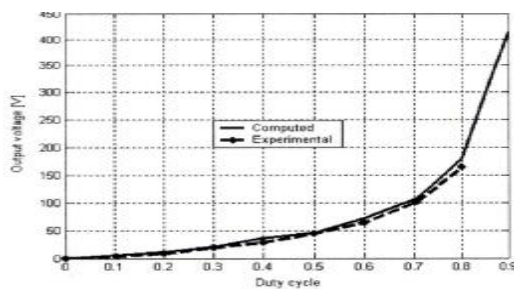
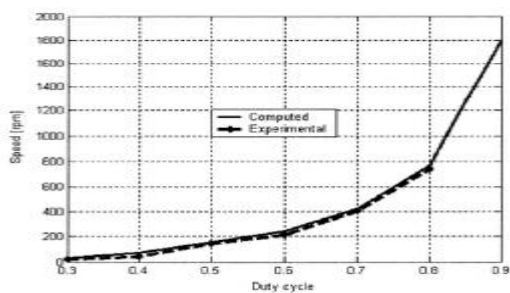
شکل (7) حساسیت و میزان ناپایداری سرعت موتور را نسبت به  $D$  نشان می دهد که با داشتن یک رنج وسیع کنترلی می توان کنترل  $D$  را فراهم ساخت. در شکل (6) به طور واضح نشان داده شده است که از لحاظ تئوری کنترل ولتاژ خروجی از  $0\text{ V}$  تا  $410\text{ V}$  ولت توسط کنترل مقدار  $D$  از  $D=0$  تا  $D=0.9$  است ولی این مقدار در عمل از  $0\text{ V}$  تا  $180\text{ V}$  می باشد و ولتاژ اسمی موتور به کنترل  $D$  از  $0$  تا  $0.8$  است. شکل (7) نشان می دهد که از لحاظ تئوری و عملی (آزمایشی) سرعت موتور با کنترل  $D$  در  $D=0$  سرعت برابر صفر و در  $D=0.8$  سرعت تا  $765\text{ rpm}$  می رسد و با توجه به شکل (6) درمی یابیم که براساس طراحی این طرح شامل یک عملکرد افزایشی-کاهشی است. در شکل (8) حالت پایدار شکل موج های جریان و ولتاژ نشان داده شده است. مصرف مداوم ولتاژ توسط موتور و پیوسته بودن جریان موتور باعث ایجاد ریبیل بر روی ولتاژ  $dc$  خروجی می شود که در شکل (7b) نشان داده شده است که با استفاده از یک خازن ظرفیت بالا به جای خازن  $330\text{ uF}$  می توان دامنه این ریبیلها را کاسته و حتی به صفر رساند. همچنین با افزایش جریان ذخیره شده در سلف با افزایش مدت زمان شارژ (Mode 1) باعث کاهش زمان دشارژ (Mode 2) می شود که با استفاده از فرکانس سوئیچینگ بالا Mode 3 از بین می رود. به هر حال، جریان سلف ناپیوسته شده و جریان سلف در حالت شارژ برابر ورودی و در حالت دشارژ برابر صفر می شود.

در حالت گذرا مشخصات زیر به شدت افزایش می یابد: دامنه ولتاژ موتور، جریان موتور، جریان سلف، جریان منبع، افزایش گشتاور و سرعت موتور، که به ترتیب تقریباً از مدل های ریاضی که در رابطه های (6) تا (16) بررسی شده، که همگی در  $D=0.8$  و از نصف تا گشتاور کامل بار به وسیله نرم افزار مطلب بدست می آید. تفاوت نتایج تحلیل ریاضی و شبیه سازی به خاطر تلفات سوئیچینگ است که در مدل ریاضی محاسبه نمی شود.

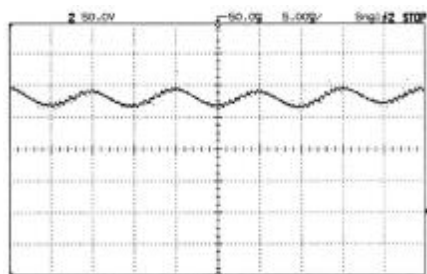
حالت گذرا با تغییرات سریع میزان بار به وجود می آید که شکل (9) نشان می دهد که کاهش گشتاور بار از نصف گشتاور بار ( $8.5\text{ Nm}$ ) تا صفر در عرض 2 ثانیه، باعث می شود که سرعت موتور از  $765\text{ rpm}$  به  $815\text{ rpm}$  افزایش پیدا می کند. در شکل (11) نشان می دهد که افزایش گشتاور بار از حالت ( $8.5\text{ Nm}$ ) half load به حالت ( $17.0\text{ Nm}$ ) Full load در عرض 2 ثانیه باعث می شود که سرعت موتور از  $765\text{ rpm}$  به  $710\text{ rpm}$  کاهش پیدا کند که باعث می شود تا در حالت  $D=0.8$  دو جواب به دست آید. همچنین میزان تغییرات  $D$  از  $0.7$  به  $0.8$  در مدت  $2\text{ S}$  ثانیه بررسی می شود که میزان ولتاژ متوسط موتور در حالت  $D=0.8$  برابر  $180\text{ V}$  و در  $D=0.7$  برابر  $105\text{ V}$  شود و تغییرات سرعت موتور در  $D=0.8$  برابر  $765\text{ rpm}$  و در  $D=0.7$  سرعت موتور برابر  $423\text{ rpm}$  است. با توپولوژی مبدل buck-boost می توان موتورهای با توان پایین را راهاندازی کرد و همچنین می توان برای راهاندازی موتورهای  $dc$  توان بالا، تا با جاری شدن جریان در آرمیچر موتور و تا با رسیدن ولتاژ آرمیچر به حد کافی بتوان آن را راهاندازی کرد.

جدول (1) - پارامترهای موتور در شبیه سازی و تست در آزمایشگاه

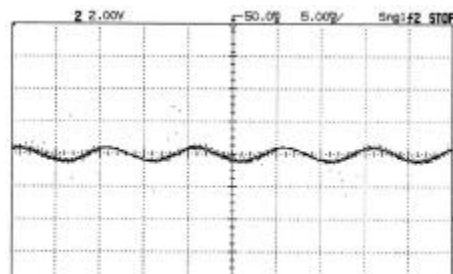
| Parameter              | Symbol   | Value                   |
|------------------------|----------|-------------------------|
| Maximum supply voltage | $V_{sm}$ | $70.69\text{ V}$        |
| Supply frequency       | $f$      | $50\text{ Hz}$          |
| Switching frequency    | $f$      | $1.8\text{ KHz}$        |
| Capacitor              | $C$      | $330\text{ uF}$         |
| Armature resistance    | $R_m$    | $2.95$                  |
| Armature inductor      | $L_m$    | $6.0\text{ mH}$         |
| Motor constant         | $K_m$    | $2.11\text{ V/(rad/s)}$ |
| Inductor               | $L$      | $95.8\text{ H}$         |
| Motor of inertia       | $J$      | $0.25\text{ Kgm}^2$     |



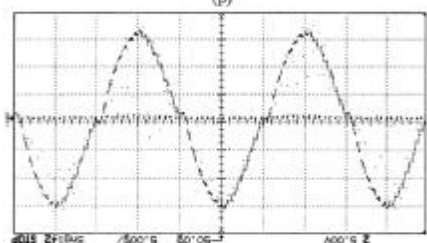
شکل (6) - میزان تغییرات ولتاژ موتور در  $D$  های مختلف      شکل (7) - میزان تغییرات جریان موتور در  $D$  های مختلف



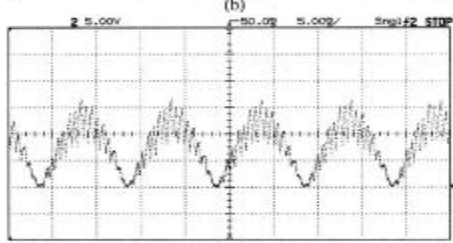
(a)



(b)

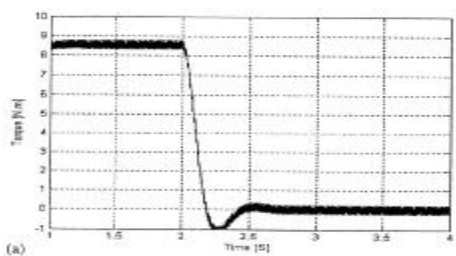


(c)

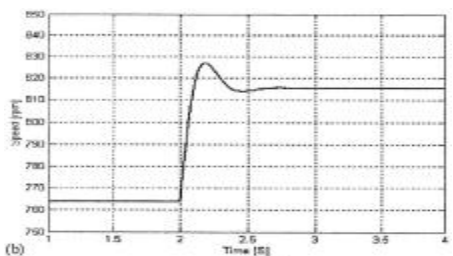


(d)

شکل (8) - شکل موج های جریان و ولتاژ بدست آمده در آزمایشگاه (a) ولتاژ آرمیچر ، (b) جریان آرمیچر ، (c) جریان سلف ، (d) جریان تغذیه

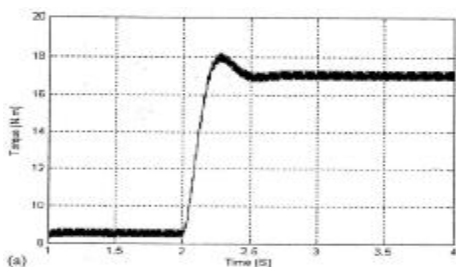


(a)

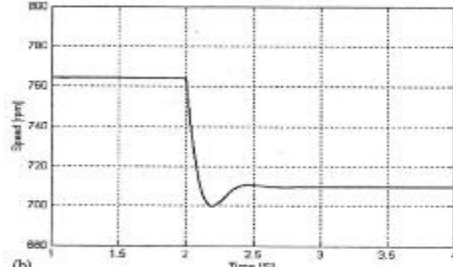


(b)

شکل (9) - تغییرات گشتاور و سرعت موتور به ازای گشتاور بار 8.5 Nm در  $D=0.8$  با 2.0 S (a) گشتاورموتور ، (b) سرعت موتور



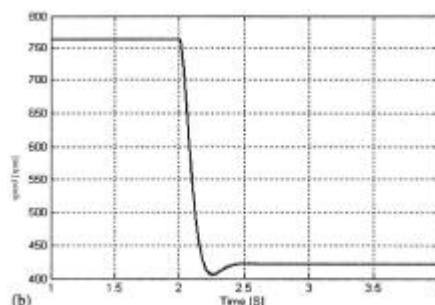
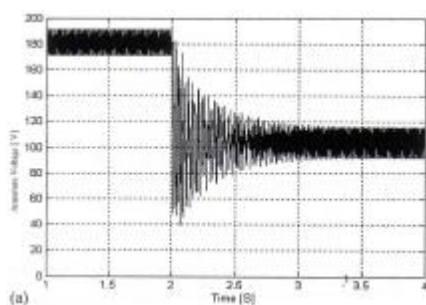
(a)



(b)

شکل (10) - تغییرات گشتاور و سرعت موتور به ازای گشتاور بار 17.5 Nm در  $D=0.8$  با 2.0 S (a) گشتاورموتور ، (b) سرعت موتور





شکل (11) - تغییرات ولتاژ آرمیچر و سرعت موتور به ازای تغییر  $D$  از 0.8 به 0.7 در حالت half load

## 6 - نتیجه گیری :

این مقاله یک مدار معادل برای حالت پایدار یک مدل دینامیکی برای حالت گذرا از یک مبدل ac-dc buck-boost کوپل شده به یک موتور dc با استفاده از تکنیک پالس UPWM را معرفی می کند . در این مقاله بررسی و آنالیز شکل موج های ولتاژ و جریان موتور ، جریان سلف و مشخصات ورودی و خروجی مبدل انجام می شود . محاسبه نتایج شبیه سازی نشان می دهد که مدل اثبات شده بسیار نزدیک به نتایج تحلیل ریاضی است . در این مقاله سعی شده تا با بررسی میزان تغییرات ناگهانی بار موتور در حالت پایدار و گذرا و میزان تاثیرات  $D$  به یک سری نتایج مطلوب از مبدل برسیم . بهتر است ولتاژ dc بالای تولید شده از خروجی این چار را به عنوان یک درایور کنترل سرعت سیستم ، که با تبدیل ولتاژ منبع به ولتاژ dc در یک سیستم تک فاز یا سه فاز عمل می کند ، به عنوان یک منبع توان موجود به کار برد .

## مراجع :

- [1] S.B Dewan , Input and output filters for a single-phase rectifie Power supply, IEEE Trans . Ind . Appl IA-17 (32) (1981) 282 .
- [2] A.R .Rrasad, P.D Ziogas, S .Mnias, A novel Passive wave shaping method for single-phase diode rectifiers, IEEE Trans. Ind. Electron.37 (6) (1990) 521.
- [3] Y.J. Lee,K.Y. Suh, D.W. Chung, Optimal PAM strategy for variable- speed drive of three-phase induction motmor, Transe.korean Inst. Elect. Eng. (south korea) 36 (9) (1987) 616 .
- [4] A . Mechi,S.Funabiki, Step-up/down voltage PWM ac-dc conveter with one switchin device, IEEE proc. B 140 (1) (1993) 35-43.
- [5] O.stihi, B.T. Ooi, A single-phase controlled current PWM rectifier, IEEE Trans. Power Elwctron. 3 (1998) 453 .
- [6] R. Itoh, K .Ishizaka, Single-phase sinusoidal converter using mosfets, IEEE proc. B 136 (5) (1989) 237-242.
- [7] J.C Salmon, Circuit topologies for single-phase voltage doubler boost rectifier, In : Conference Proceeding of the Apec 92 boston ,USA,1992, pp. 549-556.
- [8] I. Takahashi, W. Ikeshita, Improvement of input current waveform of a single-phase rectifier circuit,IEE J. Proc. B 105 (2) (1985) 174.
- [9]M.H. Rashid, Power Electronics: Circuit, Devices and Applications, second ed , Prentice-hall, Upper saddle River, New Jersey, 1993.
- [10] S.A. Hamed, Steady state modeling of a uniform pulse-with-modulated single-phase ac-to-dc converter-fed dc motor drive, Eur. Trans. Elec. Power Eng. 3 (5) (1993) 379-386 .
- [11] S.A Hamed, Performance evaluation of three-phase variable-speed dc drive systems with uniform PWM control.IEEE Trans. Ind .Appl. 12 (2) (1997) 228-242 .
- [12] S.S Shokralla, A simplified approach for closed-loop speed control of a dc motor using ac-dc converter, Alexandria Eng. J .,Faculty of Engineering, Alexadria, Egypt 36 (2) (1997) 29-41 .
- [13] S.S. Shokralla, E.E.M. Rashed, Dynamic analis and speed control of ac-dc boost converter- fed dc motor, Eng. Res. Bull., Faculty of Engineering, Shebin El-Kom, Egypt 22 (2) (1999) 79-99.