





دانشکده برق و رباتیک

گروه قدرت

طراحی و شبیه سازی برشگر جریان متناوب با مدولاسیون

عرض پالس تصادفی به منظور کنترل سرعت

موتور القایی تک فاز

دانشجو: حامد عصمتی

استاد راهنما: دکتر دستفان

پایان نامه جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

تیرماه ۱۳۹۹

تقدیم به:

پدر و مادر عزیز و مهربانم که در سختی‌ها و دشواری‌های زندگی همواره یآوری دلسوز و فداکار و پشتیبانی محکم و مطمئن برایم بوده‌اند. همچنین به همسر مهربانم به پاس قدردانی از قلبی آکنده از عشق و معرفت که محیطی سرشار از سلامت و امنیت و آرامش و آسایش برای من فراهم آورده است.

تشکر و قدردانی

بر خود لازم می‌دانم از استاد محترم راهنما جناب آقای دکتر دستفان، که مرا در نگارش این پایان نامه یاری داده و از راهنمائیهای ارزنده و مفید و دقیق خود، بهره مند نمودند و همچنین از همسر گرامیم که مشوق و همراهم بوده است نهایت تشکر و قدردانی خود را ابراز می‌دارم.

تعهدنامه

اینجانب حامد عصمتی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق - ماشین های الکتریکی و الکترونیک قدرت دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه «طراحی و شبیه سازی برشگر جریان متناوب با مدولاسیون عرض پالس تصادفی به منظور کنترل سرعت موتور القایی تک فاز» تحت راهنمایی آقای دکتر علی دستفان متعهد می شوم:

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهش های محققین دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است.
- مطالب مندرج در این رساله تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است.
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود است و مقالات مستخرج با نام «دانشگاه صنعتی شاهرود» و یا «Shahrood University of Technology» به چاپ خواهد رسید.
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج شده از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه ، در مواردی که از موجود زنده (یا بافت های آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است.

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج، کتاب، برنامه های رایانه ای، نرم افزارها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود است. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در این پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

چکیده

اندازه ولتاژ AC را می‌توان با استفاده از مبدل های کنترل فاز و مبدل برشگر ولتاژ AC تغییر داد. در مبدل کنترل فاز عمل کلیدزنی در هر دوره تناوب منبع اتفاق می‌افتد تا بخشی از شکل موج منبع را قبل از این که به بار برسد حذف کند. در مبدل کنترل فاز، هارمونیک های مرتبه پایین دارای درصد بالایی بوده و همچنین اعوجاج ولتاژ دارای مقدار بالایی است. مبدل برشگر ولتاژ AC با استفاده از تکنیک مدولاسیون عرض پالس و تغییر نسبت وظیفه، اندازه ولتاژ خروجی را تغییر می‌دهد. استفاده از تکنیک مدولاسیون عرض پالس، باعث مشکلاتی همچون ایجاد نویز و تداخلات الکترومغناطیسی می‌گردد. در این پایان نامه برشگر ولتاژ AC با مدولاسیون عرض پالس تصادفی مورد بررسی قرار گرفته است. تکنیک های مدولاسیون عرض پالس تصادفی برای حل مشکلات ناشی از کلیدزنی در فرکانس بالا که سبب ایجاد نویز و تداخلات الکترومغناطیسی می‌شود ارائه شده اند. به منظور اعمال مدولاسیون عرض پالس تصادفی به برشگر ولتاژ AC، یک روش پیشنهادی ارائه شده که مدلسازی و روش کنترل به طور کامل صورت گرفته شده است. نتایج شبیه سازی ها، عملکرد برشگر ولتاژ AC با تکنیک مدولاسیون عرض پالس تصادفی را در کاهش اندازه هارمونیک در فرکانس کلیدزنی و پخش این هارمونیک ها در یک بازه وسیع فرکانس و همچنین تنظیم سرعت موتور در مقدار مورد نظر را نشان می‌دهد. به منظور بررسی عملکرد تکنیک مدولاسیون عرض پالس تصادفی در شرایط کار عملی، یک نمونه آزمایشگاهی برشگر ولتاژ AC به همراه کلیه ملزومات آن شامل فیلتر ورودی، پردازنده و... طراحی و ساخته شده است. نتایج نمونه ساخته شده برشگر ولتاژ AC و مقایسه آن با شبیه سازی های انجام شده، صحت و کارایی آن را نشان می‌دهد.

واژه های کلیدی: برشگر ولتاژ AC ، مدولاسیون عرض پالس، مدولاسیون عرض پالس تصادفی،

فرکانس کلیدزنی

فهرست مطالب

فصل ۱: مقدمه	۱
۱-۱- تعریف موضوع	۲
۲-۱- نمای کلی پایان نامه	۳
فصل ۲: مبدل های ولتاژ AC به AC جهت کنترل دور موتورهای القایی تک فاز	۵
۱-۲- تغییر دور موتور القایی تک فاز با استفاده از مبدل های الکترونیک قدرت	۶
۲-۲- تغییر سرعت موتور القایی تک فاز با استفاده از مبدل کنترل فاز	۷
۳-۲- تغییر سرعت موتور القایی تک فاز با استفاده از مبدل AC chopper	۹
۱-۳-۲- مراحل تولید پالس PWM	۱۰
۲-۳-۲- مدلسازی مبدل AC chopper	۱۱
۴-۲- تکنیک های مدولاسیون عرض پالس تصادفی	۱۲
۱-۴-۲- RPWM با تکنیک آرایش منطقی	۱۳
۲-۴-۲- RPWM با فرکانس نمونه برداری متغیر و زمان کلید زنی متغیر	۱۴
۳-۴-۲- RPWM با فرکانس نمونه برداری ثابت و زمان کلید زنی متغیر	۱۵
فصل ۳: روش پیشنهادی به کار بردن تکنیک RPWM در مبدل AC chopper و طراحی مدار	۱۷
۱-۳- تئوری پایه	۱۸
۲-۳- تاثیر تکنیک RPWM در هارمونیک های ولتاژ خروجی مبدل AC chopper	۱۹
۳-۳- پیاده سازی AC chopper	۲۰
۴-۳- طراحی فیلتر ورودی	۲۱
۵-۳- طراحی اسنابر مدار	۲۵
۱-۵-۳- تعیین پارامترهای اسنابر مدار	۲۶
۶-۳- مشخصات موتور القایی به کار رفته در مدار	۲۸
فصل ۴: نتایج شبیه سازی و آزمایشگاهی	۲۹

۳۰.....	۱-۴-شبیه سازی سیستم در نرم افزار متلب
۳۱.....	۱-۱-۴-شبیه سازی AC chopper با تکنیک PWM.....
۳۲.....	۲-۱-۴-شبیه سازی مبدل AC chopper با تکنیک RPWM.....
۳۴.....	۳-۱-۴-بررسی تغییرات THD ولتاژ در حالت PWM و RPWM.....
۳۵.....	۴-۱-۴-مقایسه پالس PWM و RPWM در شاخص ضریب پراکندگی هارمونیک.....
۳۶.....	۲-۴-عملکرد AC chopper با کنترل حلقه باز در شبیه سازی
۳۸.....	۳-۴-عملکرد AC chopper با کنترل حلقه بسته در حالت شبیه سازی.....
۳۹.....	۱-۳-۴-تثبیت سرعت موتور القایی با وجود نوسان در ولتاژ ورودی در شبیه سازی
۴۱.....	۲-۳-۴-تنظیم سرعت موتور القایی در مقادیر مختلف در حالت شبیه سازی
۴۲.....	۴-۴-بررسی نتایج حاصل از ساخت و مقایسه با شبیه سازی.....
۴۲.....	۱-۴-۴-بررسی پالس RPWM تولید شده در حالت شبیه سازی و آزمایشگاهی
۴۳.....	۲-۴-۴-آنالیز هارمونیک ولتاژ خروجی در دو حالت پالس PWM و RPWM.....
۴۶.....	۳-۴-۴-بررسی چگالی طیف توان ولتاژ خروجی در دو حالت پالس PWM و RPWM.....
۴۸.....	۴-۴-۴-بررسی جریان موتور در حالت شبیه سازی و آزمایشگاهی
۵۱.....	۵-۴-۴-بررسی جریان منبع در حالت شبیه سازی و آزمایشگاهی.....
۵۵.....	فصل ۵: نتیجه گیری و پیشنهادها.....
۵۴.....	۱-۵-نتیجه گیری
۵۵.....	۲-۵-پیشنهادهای.....
۵۷.....	مراجع.....
۶۱.....	پیوست ها.....

فهرست شکل ها

- شکل ۲-۱- مشخصه گشتاور سرعت یک موتور القایی آسنکرون..... ۷
- شکل ۲-۲- کنترل کننده ولتاژ متناوب با استفاده از تکنیک کنترل فاز [۵]..... ۸
- شکل ۲-۳- یک AC chopper ساده که مسیر عبور جریان را نشان می‌دهد. (الف) حالت فعال (ب) حالت آزاد..... ۹
- شکل ۲-۴- پیکر بندی مدار AC chopper با تکنیک PWM جهت تغذیه موتور القایی تک فاز..... ۹
- شکل ۲-۵- مراحل تولید پالس PWM ۱۱
- شکل ۲-۶- برش ولتاژ AC سینوسی با تکنیک PWM [۸]..... ۱۲
- شکل ۲-۷- آرایش منطقی برای تولید عدد تصادفی [۹]..... ۱۳
- شکل ۲-۸- RPWM با فرکانس نمونه برداری متغیر و زمان کلید زنی متغیر [۳]..... ۱۴
- شکل ۲-۹- RPWM با فرکانس نمونه برداری ثابت و زمان کلید زنی متغیر [۳]..... ۱۵
- شکل ۲-۱۰- فلوچارت تکنیک تاخیر متغیر ۱۶
- شکل ۳-۱- مراحل تولید پالس RPWM..... ۱۹
- شکل ۳-۲- شماتیک نمونه ساخته شده AC chopper مورد بررسی..... ۲۰
- شکل ۳-۳- نمایی از دستگاه ساخته شده در آزمایشگاه..... ۲۱
- شکل ۳-۴- فیلتر ورودی بدون میرا کننده..... ۲۲
- شکل ۳-۵- پاسخ فرکانسی فیلتر ورودی بدون میرا کننده..... ۲۳
- شکل ۳-۶- فیلتر ورودی با میرا کننده..... ۲۳
- شکل ۳-۷- پاسخ فرکانسی فیلتر ورودی با میرا کننده..... ۲۵
- شکل ۳-۸- شبکه های اسنابر [۱۴] ۲۶
- شکل ۳-۹- کمیت های بهینه اسنابر برای طراحی توافقی [۱۴]..... ۲۷
- شکل ۴-۱- مدار قدرت شبیه سازی شده مبدل AC chopper در محیط سیمولینک/متلب..... ۳۱
- شکل ۴-۲- شکل موج خروجی ولتاژ با نسبت وظیفه ۰.۸ در حالت PWM..... ۳۲
- شکل ۴-۳- بلوک دیاگرام کلی نحوه پیاده سازی تکنیک RPWM در محیط متلب/سیمولینک..... ۳۲
- شکل ۴-۴- شکل موج دندان اره ای با فرکانس سوئیچینگ تصادفی با استفاده از تکنیک RPWM..... ۳۳

- شکل ۴-۵- شکل موج خروجی ولتاژ با نسبت وظیفه ۰,۸ در حالت RPWM ۳۴
- شکل ۴-۶- تنظیم سرعت موتور در دو اندازه مختلف. (الف) (r.p.m) ۹۷۵، (ب) (r.p.m) ۱۲۶۵ ۳۷
- شکل ۴-۷- شبیه سازی AC chopper با تکنیک RPWM در حالت حلقه بسته ۳۹
- شکل ۴-۸- تنظیم سرعت موتور در ۱۲۰۰ دور بر دقیقه در حالت حلقه بسته با وجود نوسان در ولتاژ ورودی منبع تغذیه ۴۰
- شکل ۴-۹- تنظیم سرعت موتور القایی در مقادیر مختلف در حالت ایده آل و واقعی ۴۱
- شکل ۴-۱۰- قسمتی از پالس تولید شده توسط تکنیک RPWM با میانگین فرکانس سوئیچینگ 9KHz و زمان مرده 4 میکروثانیه، (الف) نتیجه حاصل از شبیه سازی، (ب) نتیجه حاصل از کار آزمایشگاهی ۴۲
- شکل ۴-۱۱- آنالیز هارمونیک شکل موج ولتاژ خروجی با نسبت وظیفه ۰,۶ در حالت PWM، (الف) نتیجه حاصل از شبیه سازی (ب) نتیجه حاصل از کار آزمایشگاهی ۴۴
- شکل ۴-۱۲- آنالیز هارمونیک شکل موج ولتاژ خروجی با نسبت وظیفه ۰,۶ در حالت RPWM، (الف) نتیجه حاصل از شبیه سازی (ب) نتیجه حاصل از کار آزمایشگاهی ۴۵
- شکل ۴-۱۳- PSD مربوط به ولتاژ خروجی AC chopper با نسبت وظیفه ۰,۶ در حالت PWM، (الف) نتیجه حاصل از شبیه سازی، (ب) نتیجه حاصل از کار آزمایشگاهی ۴۷
- شکل ۴-۱۴- PSD مربوط به ولتاژ خروجی AC chopper با نسبت وظیفه ۰,۶ در حالت RPWM، (الف) نتیجه حاصل از شبیه سازی، (ب) نتیجه حاصل از کار آزمایشگاهی ۴۸
- شکل ۴-۱۵- شکل موج جریان خروجی با نسبت وظیفه ۰,۸، (الف) نتیجه حاصل از شبیه سازی، (ب) نتیجه حاصل از کار آزمایشگاهی ۴۹
- شکل ۴-۱۶- شکل موج جریان خروجی با نسبت وظیفه ۰,۶، (الف) نتیجه حاصل از شبیه سازی، (ب) نتیجه حاصل از کار آزمایشگاهی ۵۰
- شکل ۴-۱۷- شکل موج جریان منبع با نسبت وظیفه ۰,۶ در حالت پالس PWM، (الف) نتیجه حاصل از شبیه سازی، (ب) نتیجه حاصل از کار آزمایشگاهی ۵۱
- شکل ۴-۱۸- شکل موج جریان منبع با نسبت وظیفه ۰,۶ در حالت پالس RPWM، (الف) نتیجه حاصل از شبیه سازی، (ب) نتیجه حاصل از کار آزمایشگاهی ۵۲

فهرست جدول ها

- جدول ۳-۱- مقادیر عناصر فیلتر ورودی به کار رفته در مدار..... ۲۴
- جدول ۳-۲- پارامترهای عناصر به کار رفته در اسنابر مدار..... ۲۷
- جدول ۳-۳- مشخصات موتور القایی تکفاز به کار رفته در مدار..... ۲۸
- جدول ۴-۱- مقایسه اندازه THD ولتاژ خروجی مبدل در اندازه های مختلف نسبت وظیفه در دو حالت PWM و RPWM..... ۳۴
- جدول ۴-۲- نتایج حاصل از شبیه سازی مقدار ضریب پراکندگی هارمونیک در دو حالت PWM و RPWM در اندازه های مختلف نسبت وظیفه..... ۳۵
- جدول ۴-۳- تاثیر تغییر ولتاژ خروجی مبدل در تغییر سرعت موتور القایی..... ۳۶
- جدول ۴-۴- مقادیر پارامترهای تنظیم شده در شبیه سازی کنترل حلقه بسته..... ۳۸

فهرست علامت ها

گشتاور مکانیکی، (N.m)	T_{mec}
ولتاژ معادل تونن، (V)	V_{th}
مقاومت اهمی معادل تونن، (Ω)	R_{th}
مقاومت القایی معادل تونن، (Ω)	X_{th}
مقاومت رتور از دید استاتور، (Ω)	R'_2
مقاومت القایی رتور از دید استاتور، (Ω)	X'_2
سرعت زاویه ای سنکرون، (rad/s)	ω_{syn}
لغزش	S
ولتاژ موثر خروجی، (V)	V_{orms}
ولتاژ ماکزیمم، (V)	V_m
زاویه آتش تریستور	α
زاویه ای است که در آن جریان دوباره صفر میشود	β
دوره تناوب پالس کلیدزنی، (S)	T_s
مولفه نسبت وظیفه	F_t
مرتبه هارمونیک	n
فرکانس کلیدزنی، (HZ)	ω_{sf}
نسبت وظیفه	D
ضریب اصطکاک، (N. m. s)	F
سرعت زاویه ای رتور، (rad/s)	ω_m
گشتاور مکانیکی شفت، (N.m)	T_m

ثابت اینرسی، (Kg. m^2)	H
مشخصه امپدانس فیلتر ورودی	R_o
اندوکتانس سلف فیلتر ورودی، (H)	L_f
ظرفیت خازن فیلتر ورودی، (F)	C_f
فرکانس گوشه، (Hz)	f_o
ظرفیت خازن میراکننده فیلتر ورودی، (F)	c_d
مقاومت میراکننده فیلتر ورودی، (Ω)	R_d
میزان مقاومت اسنابر، (Ω)	R_{sn}
میزان ظرفیت خازن اسنابر، (F)	C_{sn}
جریان ورودی مدار	I_R
ضریب جریان بهینه	d
ضریب میرایی بهینه	δ
ضریب پراکندگی هارمونیک	HSF
اندازه هارمونیک مرتبه j ام	H_j
مقدار میانگین همه هارمونیک های N	H_0
چگالی طیف توان	PSD

فصل ۱: مقدمه

۱-۱- تعریف موضوع

موتورهای القایی تک‌فاز در صنعت به صورت گسترده‌ای در لوازم خانگی به کار می‌روند. اغلب موتورهای القایی تک‌فاز دارای قدرت پایین و کسری از اسب بخار می‌باشند. در کاربردهای مختلف نیاز داریم که دور موتورها را تغییر دهیم. مثلاً در دمنده‌ها برای کنترل هوای خروجی نیاز به کنترل دور داریم. برای کنترل دور موتورهای القایی تک‌فاز و همچنین موتورهای یونیورسال می‌توان با تغییر ولتاژ اعمالی به استاتور، دور آن را کنترل نمود [۱].

ولتاژ اعمالی به موتور القایی تک‌فاز را می‌توان با استفاده از اتوترانسفورماتور یا مبدل‌های الکترونیک قدرت تغییر داد. استفاده از اتوترانسفورماتور به دلیل حجم و وزن بالا و همچنین از نظر هزینه مقرون به صرفه نیست.

برای کنترل ولتاژ با استفاده از مبدل‌های الکترونیک قدرت می‌توان از دو تکنیک استفاده کرد که عبارتند از: ۱- کنترل ولتاژ با استفاده از کنترل فاز ۲- کنترل ولتاژ با استفاده از (برشگر ولتاژ AC)^۱. در تکنیک اول ولتاژ سینوسی با تغییر زاویه آتش در تریستور یا تریاک تغییر می‌کند و در تکنیک دوم با استفاده از مدولاسیون عرض پالس (PWM)^۲ ولتاژ تغییر می‌کند. استفاده از کنترل فاز به عنوان کنترل کننده ولتاژ دارای این مزیت است که دارای ساختاری ساده بوده و ارزان قیمت می‌باشد ولی در مقابل دارای این عیب است که هارمونیک‌های مرتبه پایین آن دارای مقدار بالایی است که فیلتر کردن مشکل می‌باشد و همچنین درصد بالای هارمونیک‌های مرتبه پایین موجب افزایش تلفات در موتور القایی می‌گردد. استفاده از AC chopper با فرکانس کلیدزنی ثابت، موجب می‌شود که توان در هارمونیک‌های جدا از هم در ولتاژ خروجی تمرکز پیدا کند. به منظور برطرف کردن این مشکل، مدولاسیون عرض پالس تصادفی (RPWM)^۳ از سال ۱۹۸۷ مورد توجه قرار گرفته است [۲]. از ویژگی

^۱ AC chopper

^۲ Pulse Width Modulation

^۳ Random Pulse Width Modulation

های قابل توجه RPWM این است که طیف های هارمونیک خروجی آن به طور مداوم پراکنده و توزیع می شود و منجر به کاهش تداخل امواج الکترومغناطیسی (EMI)^۱ و در نتیجه کاهش اندازه فیلتر EMI می گردد [۳] و [۴].

در این پایان نامه روش پیشنهادی پیاده سازی تکنیک RPWM در مبدل AC chopper ارائه شده است و به منظور بررسی دقیق تر و عملی تر مبدل در حالت PWM و RPWM یک نمونه آزمایشگاهی ساخته شده است تا مباحث ارائه شده را در آن پیاده سازی و تست کرد.

۱-۲- نمای کلی پایان نامه

در فصل دوم دو نوع مبدل ولتاژ AC به AC جهت کنترل دور موتورهای القایی تک فاز مورد بررسی قرار گرفته است. پس از بررسی مبدل نوع اول که یک مبدل کنترل فاز می باشد، به دلیل مشکلات ذکر شده این نوع مبدل در این پایان نامه جهت کنترل دور موتورهای القایی تک فاز به کار نمی رود. سپس مبدل نوع دوم که AC chopper می باشد مورد بررسی قرار گرفته و ساختار آن به طور کامل شرح داده می شود. سپس در ادامه، مراحل تولید پالس PWM و همچنین معادله فوریه ولتاژ موثر خروجی در این نوع مبدل مورد بررسی قرار می گیرد. در قسمت انتهایی فصل دوم تکنیک های RPWM مورد بررسی قرار گرفته، که شامل سه روش مختلف می باشد. در فصل سوم روش پیشنهادی به کار بردن تکنیک RPWM در مبدل AC chopper مورد بررسی قرار گرفته و به منظور ارزیابی عملکرد مبدل AC chopper یک نمونه این مبدل ساخته شده که در آن طراحی مدار و قطعات به کار رفته در مدار مورد بررسی قرار گرفته است. فصل چهارم به بررسی نتایج شبیه سازی و آزمایشگاهی می پردازد. در این قسمت نتایج حاصل از شبیه سازی با آزمایشگاهی مقایسه می شود. فصل پنجم شامل نتیجه گیری و بیان پیشنهادات برای کارهای بعدی در این حوزه است.

¹ Electromagnetic interference

فصل ۲: مبدل های ولتاژ AC به AC جهت کنترل دور

موتورهای القایی تک فاز

در این مبدل های ولتاژ AC به AC مورد بررسی قرار گرفته که هدف از به کار بردن مبدل های ولتاژ AC به AC، تغییر ولتاژ موثر خروجی می باشد. کاربرد آن شامل کنترل روشنایی لامپ ها، راه اندازی نرم ماشین های القایی و همچنین کنترل دور در موتورهای القایی با توان پایین می باشد. به طور کلی موتورهای القایی تک فاز در قدرت پایین ساخته می شوند که می توان با تغییر ولتاژ تغذیه این موتورها تا حدی دور آن ها را کنترل کرد. در این فصل دو ساختار رایج مبدل ولتاژ AC به AC بیان شده است که شامل مبدل ولتاژ AC از طریق کنترل فاز با تغییر زاویه آتش تریستور یا تریاک و AC chopper می باشد.

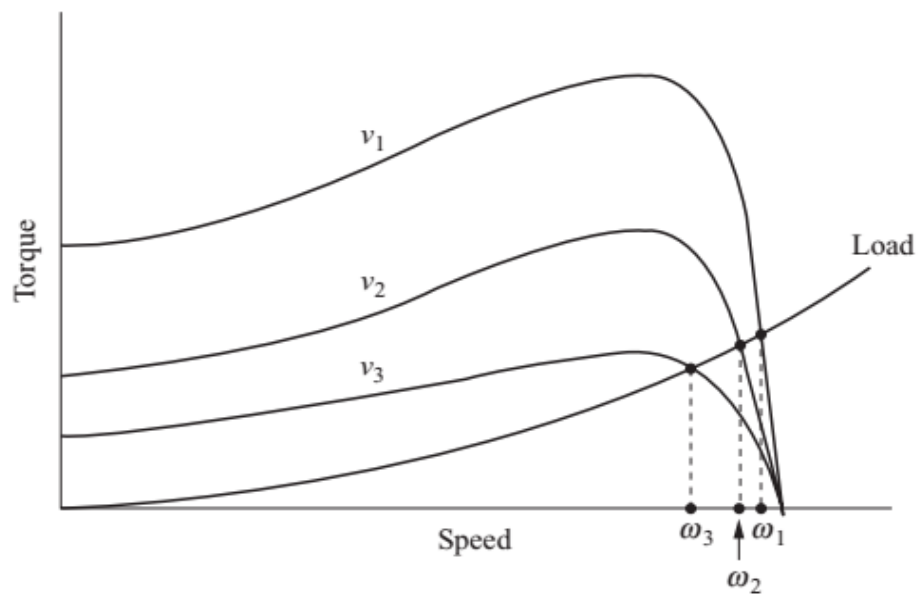
۲-۱- تغییر دور موتور القایی تک فاز با استفاده از مبدل های الکترونیک

قدرت

سرعت موتورهای القایی می تواند با تغییر ولتاژ تغذیه تغییر کند. با توجه به رابطه زیر گشتاور موتور با مجذور ولتاژ تغذیه رابطه دارد.

$$T_{mec} = \frac{1}{\omega_{syn}} \frac{V_{th}^2}{\left[\left(R_{th} + \frac{R'_2}{S} \right)^2 + (X_{th} + X'_2)^2 \right]} \frac{R'_2}{S} \quad (1-2)$$

T_{mec} گشتاور مکانیکی و V_{th} ولتاژ معادل تونن و R_{th} مقاومت اهمی معادل تونن و X_{th} مقاومت القایی معادل تونن و R'_2 مقاومت رتور از دید استاتور و X'_2 مقاومت القایی رتور از دید استاتور و ω_{syn} سرعت زاویه ای سنکرون و S لغزش می باشد. تغییرات ولتاژ، گشتاور مکانیکی را تغییر می دهد. بنابراین می توان با تغییر ولتاژ سرعت را کنترل کرد. شکل (۱-۲) تغییرات سرعت موتور را نسبت به تغییر ولتاژ نشان می دهد. اگر بار یک مشخصه گشتاور-سرعت مانند آنچه در شکل (۱-۲) نشان داده شده داشته باشد، سرعت را می توان با تنظیم ولتاژ کنترل نمود [۵]. سرعت نقطه کار از قطع منحنی گشتاور-سرعت موتور و بار بدست می آید. یک فن یا یک پمپ بار مناسبی برای اینگونه کنترل سرعت



شکل ۲-۱- مشخصه گشتاور سرعت یک موتور القایی آسنکرون

است که گشتاور مورد نیاز تقریباً متناسب با مجذور سرعت است. بازده انرژی هنگام استفاده از این روش کنترل، به خصوص در سرعت پایین کم است. لغزش بزرگ در سرعت های پایین منجر به تلفات بیشتری در رتور می شود. کاربردهای معمول این روش برای حالتی که بار کوچک است، مانند موتورهای تک فاز کسری از اسب بخار یا جاهایی که زمان عملکرد سرعت پایین کوتاه است مناسب می باشد. فقط باید توجه داشت که بدلیل مسایل عایقی نمی توان ولتاژ را از مقدار نامی خود بیشتر کرد و همچنین کاهش زیاد ولتاژ باعث تغییر شار شده که اثرات نامطلوبی بر روی موتور دارد.

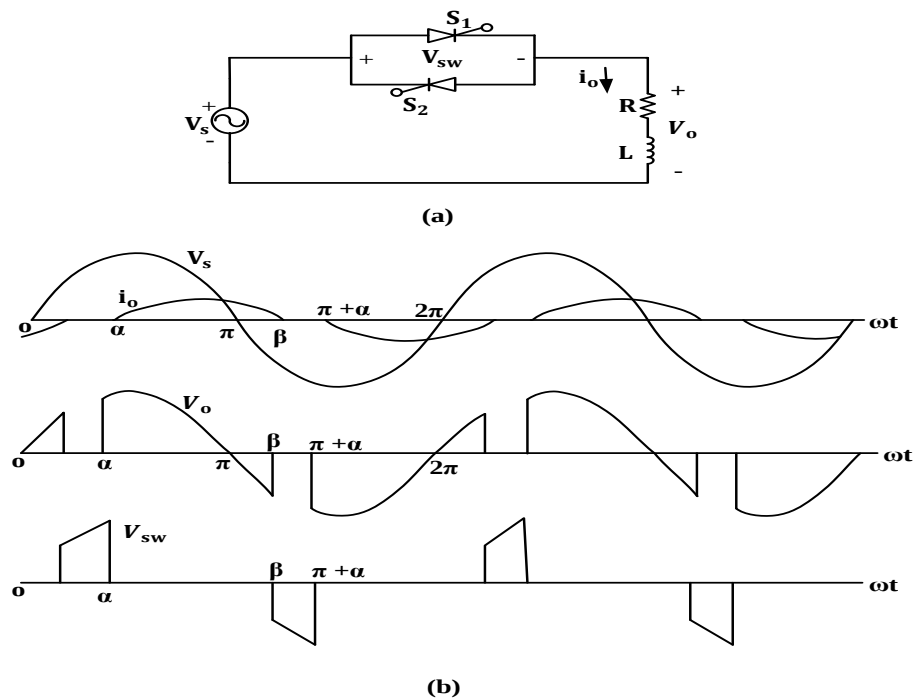
۲-۲- تغییر سرعت موتور القایی تک فاز با استفاده از مبدل کنترل فاز

کنترل کننده ولتاژ AC یک مبدل است که ولتاژ، جریان و توان متوسط انتقال یافته را از یک منبع به بار را کنترل می کند. در این روش کلیدزنی که کنترل فاز نامیده می شود، عمل کلیدزنی در هر دوره تناوب منبع اتفاق می افتد تا بخشی از شکل موج منبع را قبل از این که به بار برسد حذف کند. یک کنترل کننده تک فاز با بار اهمی سلفی در شکل (۲-۲) نشان داده شده است. این مدار از دو ترستور که به صورت معکوس موازی تشکیل شده و ترتیب قرار گرفتن ترستورها به گونه ای است که جریان از هر دو جهت از بار عبور می کند. یک ترایاک معادل ترستورهای معکوس موازی است [۵].

معادله ولتاژ خروجی به صورت زیر می‌باشد:

$$V_{\text{orms}} = \frac{V_m}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[(\beta - \alpha) + \frac{1}{2} \sin 2\alpha - \frac{1}{2} \sin 2\beta \right]} \quad (2-2)$$

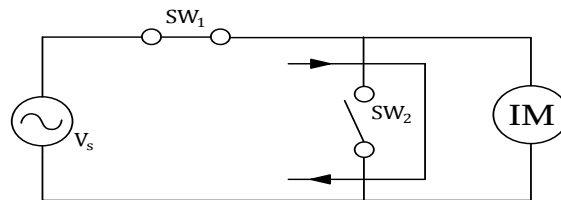
که V_{orms} ولتاژ موثر خروجی و V_m ولتاژ ماکزیمم و α زاویه آتش تریستور و β زاویه ای است که در آن جریان دوباره صفر می‌شود. این معادله نشان می‌دهد در صورتی که زاویه α را تغییر دهیم ولتاژ موثر خروجی نیز تغییر می‌کند. مزیت استفاده از این روش سادگی و ارزان بودن آن می‌باشد و به راحتی قابل پیاده سازی می‌باشد، ولی عیب استفاده از این تکنیک این است که هارمونیک های مرتبه پایین آن دارای درصد بالایی بوده و همچنین اعوجاج ولتاژ و جریان در آن دارای مقدار بالایی می‌باشد.



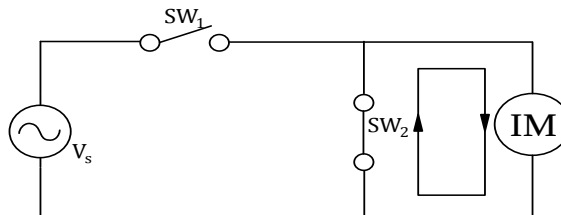
شکل ۲-۲- کنترل کننده ولتاژ متناوب با استفاده از تکنیک کنترل فاز [۵]

۳-۲- تغییر سرعت موتور القایی تک فاز با استفاده از مبدل

AC chopper



(الف)

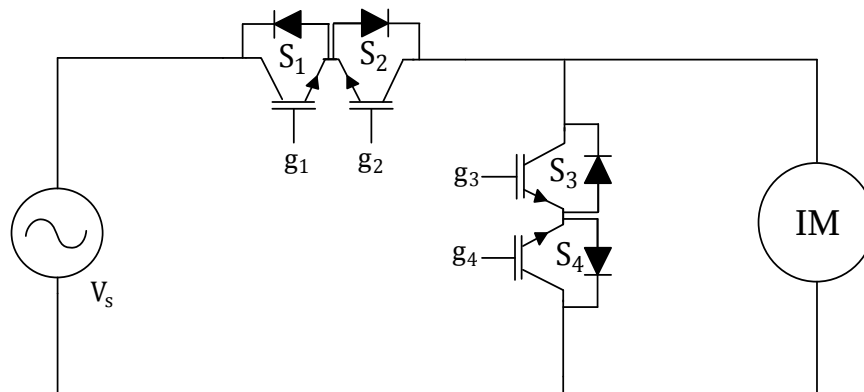


(ب)

شکل ۳-۲- یک AC chopper ساده که مسیر عبور جریان را نشان می‌دهد. (الف) حالت فعال (ب) حالت آزاد

مبدل AC chopper شامل دو سوئیچ دوطرفه با الگوی کلیدزنی مکمل می‌باشد. مطابق شکل (۳-۲) کلید SW_1 برای برش ولتاژ به کار می‌رود و کلید پایینی SW_2 یک مسیر دیگر را برای عبور جریان موتور هنگامی که SW_1 خاموش است فراهم می‌کند [۶].

کلیدهای شکل (۳-۲) می‌تواند توسط MOSFET و یا IGBT ساخته شود که در شکل (۴-۲) نشان داده شده است. در مدار شکل (۴-۲) کلیدهای S_1 و S_2 به صورت دوره ای ترمینال موتور را به منبع برای تنظیم قدرت تحویلی به موتور وصل و قطع می‌کند. کلیدهای S_3 و S_4 یک مسیر آزاد را



شکل ۴-۲- پیکر بندی مدار AC chopper با تکنیک PWM جهت تغذیه موتور القایی تک فاز

برای تخلیه انرژی ذخیره شده در موتور هنگامی که کلیدهای سری خاموش هستند را فراهم می‌کند. گیت های S_1 و S_2 به یکدیگر متصل شده و به آن پالس PWM اعمال می‌گردد و به گیت های S_3 و S_4 که به یکدیگر متصل می‌گردند، عکس پالس PWM اعمال شده به گیت های S_1 و S_2 به گیت های S_3 و S_4 اعمال می‌گردد. این مدار دارای سه حالت فعال، زمان مرده و آزاد می‌باشد [۷].

حالت فعال

در این حالت کلید های S_1 و S_2 در دوره های برش کلیدزنی ولتاژ را به دو سر ترمینال های موتور می‌رساند. در نیم سیکل مثبت جریان موتور (i_m) از کلید S_1 و دیود کلید S_2 عبور کرده و در نیم سیکل منفی جریان موتور از کلید S_2 و دیود کلید S_1 عبور می‌کند.

حالت آزاد

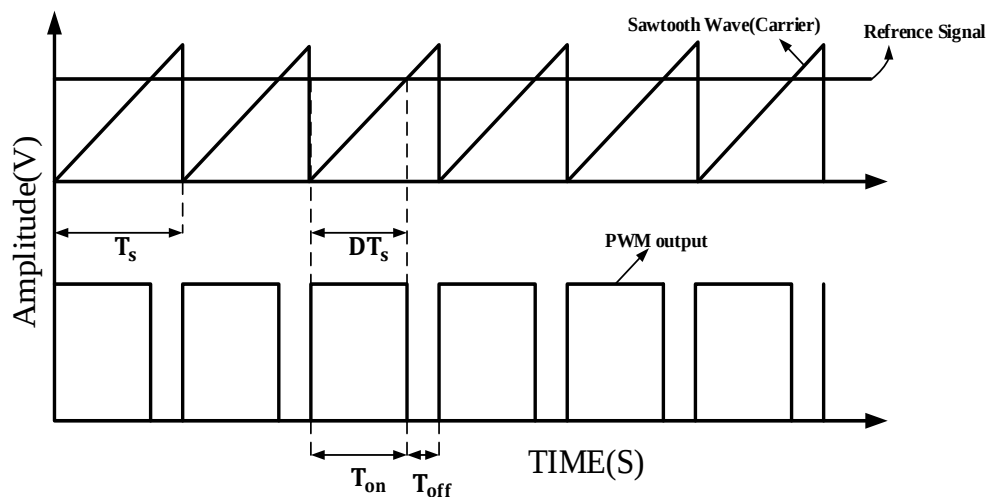
در زمانی که کلید های برش S_1 و S_2 خاموش هستند، ترمینال های موتور از منبع تغذیه جدا شده و مدار استاتور از طریق مسیر آزاد اتصال کوتاه می‌گردد و ولتاژ دو سر ترمینال صفر می‌گردد و جریان موتور به صورت طبیعی توسط کلید های S_3 و S_4 از بین می‌رود.

حالت زمان مرده

زمان مرده برای جلوگیری از اتصال کوتاه شدن مدار می‌باشد. در صورتی که کلید های S_1 و S_3 و کلید های S_2 و S_4 همزمان وارد مدار گردند در مدار اتصال کوتاه رخ داده و کلید های به کار رفته در مدار می‌سوزند. بنابراین بین پالس های اعمالی به کلید های مدار یک زمان مرده در حد چند میکروثانیه در نظر می‌گیرند تا در مدار اتصال کوتاه رخ ندهد.

۲-۳-۱- مراحل تولید پالس PWM

از مقایسه یک موج دندان اره‌ای با فرکانس ثابت با یک سطح ولتاژ مرجع، پالس PWM تولید می‌گردد. شکل (۲-۵) مراحل تولید پالس PWM را نشان می‌دهد.



شکل ۵-۲- مراحل تولید پالس PWM

در شکل (۵-۲) دوره تناوب کلیدزنی، T_{on} مدت زمان وصل کلید، T_{off} مدت زمان قطع کلید و نسبت وظیفه (D) می‌باشد که به صورت رابطه زیر می‌باشد.

$$D = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} = \frac{T_{on}}{T_s} = T_{on}f \quad (۳-۲)$$

که f فرکانس کلیدزنی می‌باشد.

۲-۳-۲- مدل سازی مبدل AC chopper

معادلات ریاضی مبدل AC chopper به صورت روابط زیر می‌باشد.

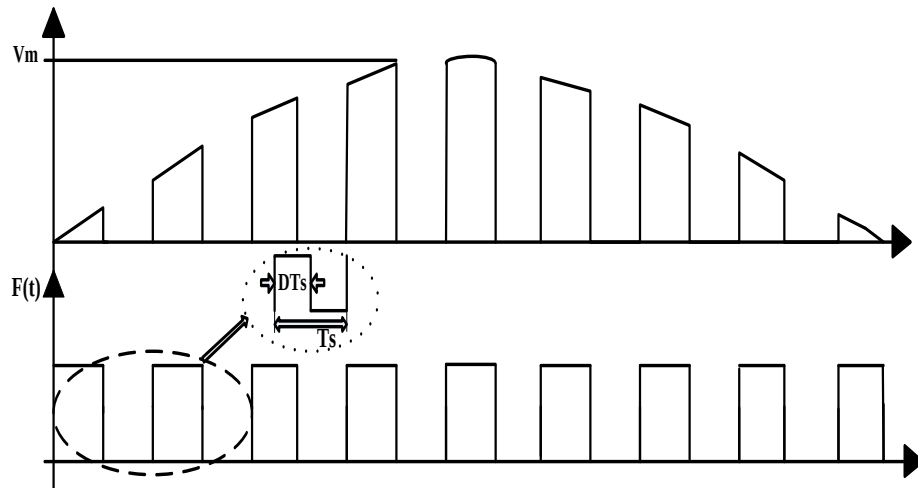
در یک منبع تغذیه ولتاژ تک فاز داریم:

$$v_s(t) = v_m \sin(\omega_e t) \quad (۴-۲)$$

که v_m حداکثر ولتاژ منبع تغذیه و ω_e فرکانس زاویه ای است. ولتاژ منبع تغذیه توسط رگولاتور کلید قدرت که در شکل (۶-۲) نشان داده شده برش می‌خورد. ولتاژ موثر خروجی با تغییر نسبت وظیفه توسط کلید ها تغییر می‌کند. تابع کلیدزنی F_t را می‌توان به صورت رابطه (۵-۲) نشان داد [۸].

$$F_t = D + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \sin nD\pi}{n\pi} \sin(n\omega_{sf}t) \quad (۵-۲)$$

¹ Duty ratio



شکل ۲-۶- برش ولتاژ AC سینوسی با تکنیک PWM [۸]

که F_t مولفه نسبت وظیفه، n مرتبه هارمونیک و ω_{sf} فرکانس کلیدزنی می‌باشد. ولتاژ خروجی از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$v_M(t) = v_s(t) \cdot F_t \quad (۶-۲)$$

$$v_M(t) = v_m \sin(\omega_e t) \cdot F_t \quad (۷-۲)$$

$$v_M(t) = v_m \sin(\omega_e t) \cdot \left(D + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \sin n D \pi}{n \pi} \sin(n \omega_{sf} t) \right) \quad (۸-۲)$$

$$v_M(t) = D v_m \sin(\omega_e t) + \sum_{n=1}^{\infty} v_m \frac{\sin n D \pi}{n \pi} \sin(\omega_e \pm n \omega_{sf}) t \quad (۹-۲)$$

قسمت اول معادله (۹-۲) نشان می‌دهد که با تغییر نسبت وظیفه مولفه اصلی ولتاژ خروجی تغییر می‌کند و قسمت دوم معادله (۹-۲) دارای فرکانس‌های مرتبه بالا می‌باشد که شامل فرکانس کلیدزنی و مضارب آن می‌باشد.

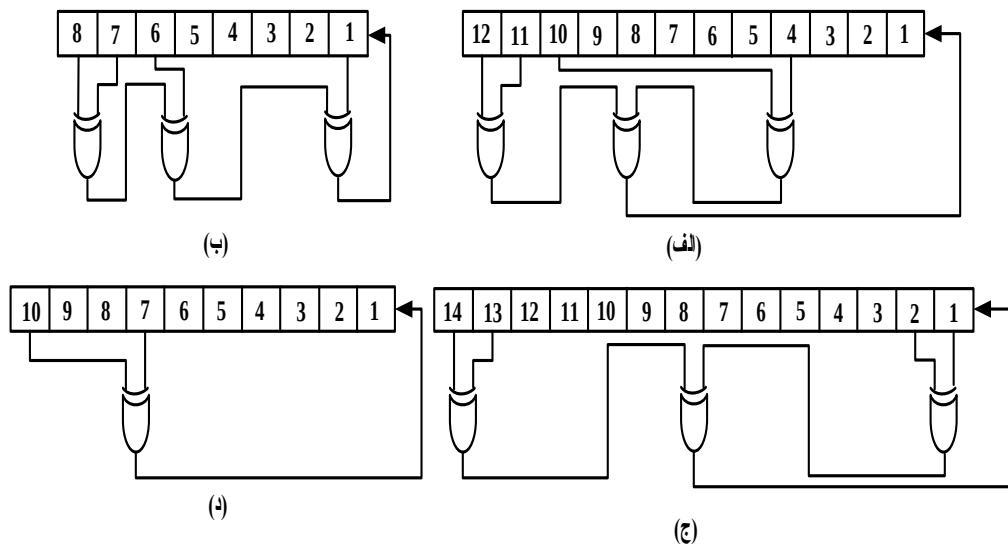
۲-۴- تکنیک‌های مدولاسیون عرض پالس تصادفی

در این قسمت سه تکنیک RPWM مورد بررسی قرار می‌گیرد که شامل RPWM با تکنیک آرایش منطقی و RPWM با فرکانس نمونه برداری متغیر و زمان کلید زنی متغیر و RPWM با فرکانس نمونه برداری ثابت و زمان کلید زنی متغیر می‌باشد.

۲-۴-۱ RPWM با تکنیک آرایش منطقی

این رویکرد مبتنی بر عملیات منطقی چند بیت از یک عدد باینری دیجیتالی است [۹]. انجام برخی از عملیات های منطقی در چند بیت، یک بیت جدید را تشکیل می دهد که در شکل (۲-۷) نشان داده شده است. به وسیله شیفت یک عدد باینری یک بیت جدید شکل گرفته که یک عدد باینری جدید تولید می کند. عدد ایجاد شده یک عدد شبه تصادفی می باشد زیرا عدد ایجاد شده یک الگوی تکراری دارد. این عملکرد به سادگی توسط XOR و عملیات های انتقال انجام می شود، بنابراین در پیاده سازی در ریزپردازنده در زمان واقعی مناسب است. در این تکنیک RPWM دو موج مثلثی به کار می رود که شکل موج دوم نسبت به شکل موج اول ۱۸۰ درجه اختلاف فاز دارد [۱۰].

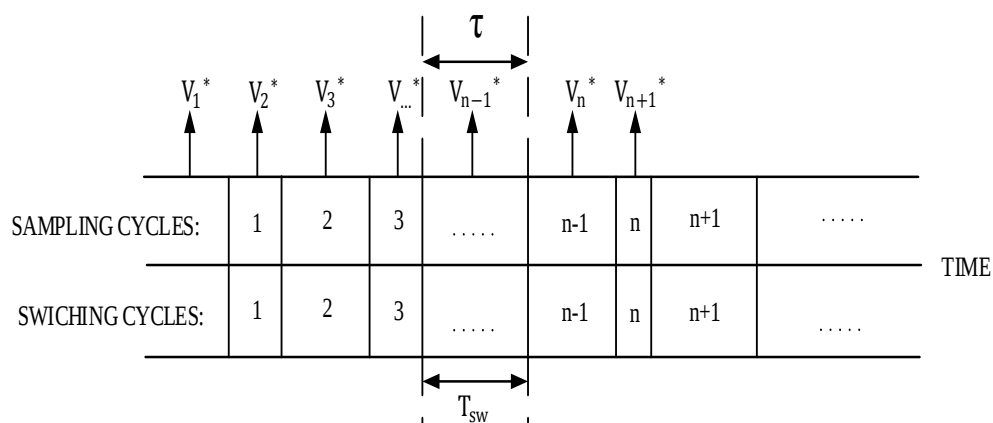
انتخاب یکی از این شکل موج ها به صورت تصادفی می باشد. شکل موج مثلثی تصادفی انتخاب شده با یک موج مرجع مقایسه شده و پالس های تصادفی تولید می گردند. این تکنیک RPWM دارای این عیب است که در آن از سیگنال های آنالوگ استفاده شده و همچنین گیت های منطقی و مقایسه کننده نیز در آن به کار رفته که موجب می شود ساختار آن پیچیده تر شده و در نتیجه هزینه پیاده سازی در این ساختار بالا برود.



شکل ۲-۷- آرایش منطقی برای تولید عدد تصادفی [۹]

۲-۴-۲ RPWM با فرکانس نمونه برداری متغیر و زمان کلید زنی متغیر

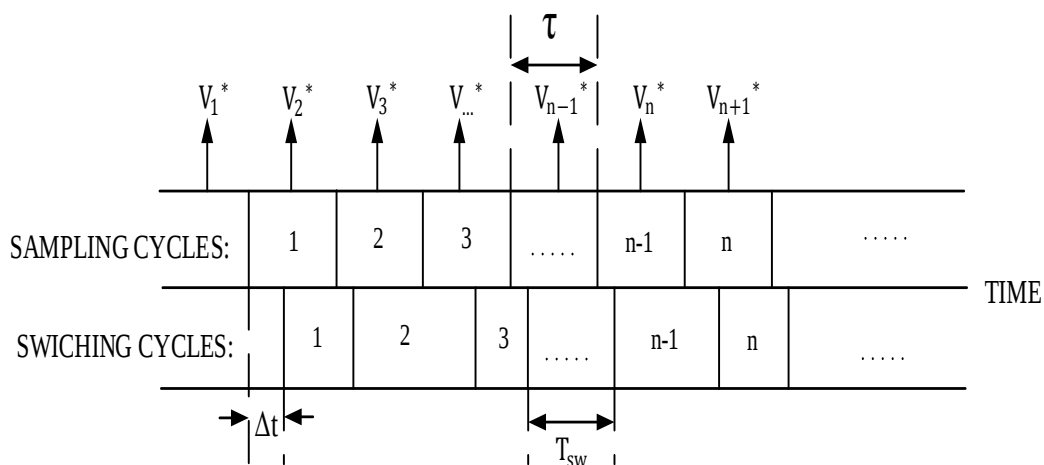
در این روش دوره کلید زنی مطابق شکل (۸-۲) متغیر است و پالس ها در هر بازه کلید زنی در ابتدای بازه یا در هر مکان مشخص دیگری قرار دارند. در این تکنیک رنج دوره کلید زنی از $xT_{sw,ave}$ تا $(2-x)T_{sw,ave}$ تغییر می کند، که $T_{sw,ave}$ میانگین دوره کلیدزنی و x یک عدد کسری دلخواه است [۳]. در این تکنیک RPWM زمان نمونه برداری ثابت نیست و به طور مداوم و به صورت هماهنگ با فرکانس کلید زنی تصادفی تغییر می کند. این موجب می شود پیاده سازی کنترل کننده دیجیتال بسیار دشوار باشد زیرا زمان گام نمونه برداری استفاده شده در آن برای محاسبه خروجی های آینده استفاده می شود. این همچنین حداقل زمان کلید زنی را محدود می سازد. در نهایت به این معنی است حداکثر فرکانس کلید زنی توسط عواملی مانند زمان نمونه برداری، زمان اجرای کنترل یا هر عامل کنترلی دیگر محدود می شود. به این دلایل مفید است که از یک سیستم RPWM استفاده کنیم که فرکانس کلید زنی و زمان نمونه برداری در آن متفاوت باشد [۱۱].



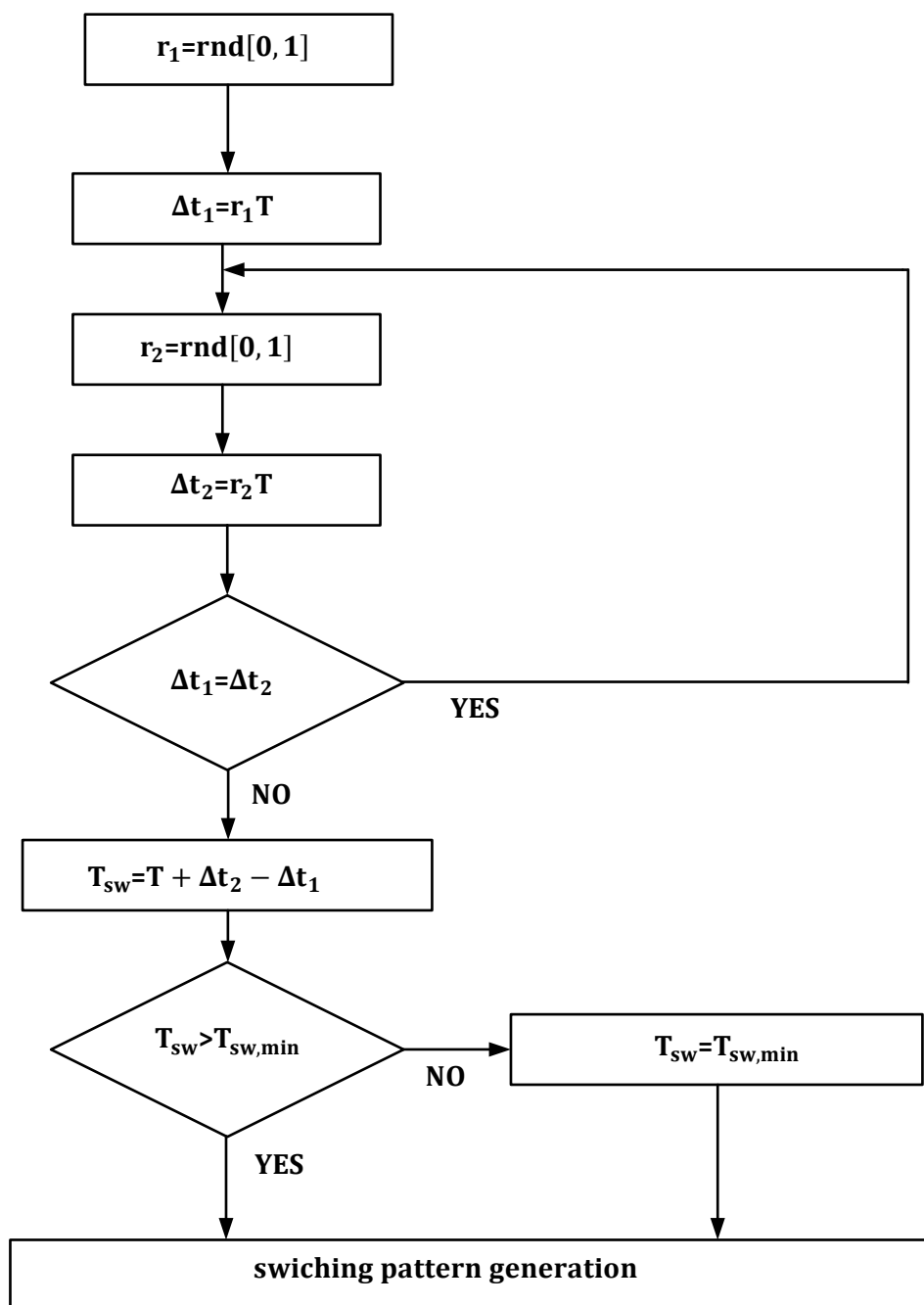
شکل ۸-۲ RPWM با فرکانس نمونه برداری متغیر و زمان کلید زنی متغیر [۳]

۲-۴-۳ RPWM با فرکانس نمونه برداری ثابت و زمان کلید زنی متغیر

در این روش مطابق شکل (۹-۲) Δt تاخیر تصادفی است که بین مقادیر صفر و دوره نمونه برداری t با احتمال توزیع یکنواخت می‌باشد [۳]. در تکنیک های RPWM، فرکانس کلیدزنی باید به یک دامنه مشخص محدود گردد [۱۲]. انتخاب دوره تناوب کوچک سبب ایجاد بروز مشکل در پیاده سازی عملی و افزایش تلفات توان می‌گردد. از طرف دیگر، انتخاب دوره تناوب بزرگ سبب افزایش ریزل جریانی می‌گردد. مطابق شکل (۹-۲) اگر یک تاخیر طولانی در یک سیکل نمونه برداری وجود داشته باشد همراه با یک تاخیر کوتاه در سیکل بعدی خواهد بود. در نتیجه دوره کلیدزنی ممکن است خیلی کوتاه، یعنی کوتاه‌تر از حداقل مقدار مجاز $T_{sw.min}$ باشد. در چنین مواردی دوره کلیدزنی به آن مقدار تنظیم می‌گردد. در نتیجه طول سیکل کلیدزنی بین $T_{sw.min}$ و $2T$ متغیر است. همچنین باید به این نکته توجه داشت برای داشتن یک طیف مسطح در ولتاژ خروجی، حداکثر دوره کلیدزنی حداقل سه برابر $T_{sw.min}$ می‌باشد. فلوچارت این تکنیک در شکل (۱۰-۲) آمده است. با توجه به معایب ذکر شده تکنیک های RPWM با آرایش منطقی و RPWM با فرکانس نمونه برداری متغیر و زمان کلید زنی متغیر، در این پایان نامه تکنیک RPWM با فرکانس نمونه برداری ثابت و زمان کلید زنی متغیر مورد بررسی قرار گرفته شده است.



شکل ۹-۲ RPWM با فرکانس نمونه برداری ثابت و زمان کلید زنی متغیر [۳]



شکل ۲-۱۰- فلوچارت تکنیک تاخیر متغیر

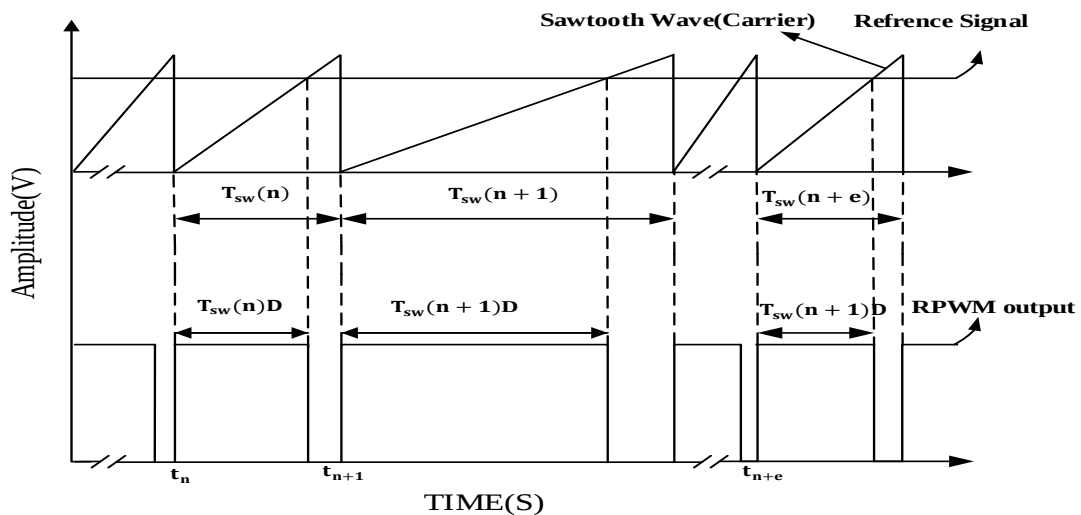
فصل ۳: روش پیشنهادی به کار بردن تکنیک RPWM در

مبدل AC chopper و طراحی مدار

در این فصل ابتدا تئوری روش پیشنهادی تکنیک RPWM جهت به کار بردن در مبدل AC chopper مورد بررسی قرار گرفته است. سپس تاثیر تکنیک PWM و RPWM در ولتاژ خروجی آورده شده است. به منظور بررسی عملکرد AC chopper یک دستگاه نمونه آزمایشگاهی ساخته و تست شده است. در این فصل ساختار کلی مدار آورده شده و عناصر به کار رفته شده در مدار معرفی شده است. سپس به ضرورت وجود فیلتر ورودی و اسنابر در خروجی پرداخته و نحوه انتخاب اندازه عناصر به کار رفته در مدار مورد بررسی قرار می‌گیرد. در قسمت آخر پارامترهای موتور تک‌فاز به کار رفته در مدار آورده شده است.

۳-۱- تئوری پایه

تکنیک های RPWM در فصل دوم مورد بررسی قرار گرفت. در این پایان نامه RPWM با فرکانس نمونه برداری ثابت و زمان کلیدزنی متغیر مورد بررسی قرار گرفته است. در این روش فرکانس کلیدزنی را با استفاده از عددهای تصادفی، متغیر می‌کنیم. دوره تناوب نمونه برداری و میانگین دوره تناوب کلیدزنی با هم برابر و مساوی (T) می‌باشد. با به کار بردن فلوچارت نشان داده شده در شکل (۲-۱۰) مقادیر (T_{sw}) محاسبه می‌گردد که بین $T_{sw.min}$ و $2T$ متغیر است. روش پیشنهادی جهت اعمال این روش به مبدل AC chopper در شکل (۳-۱) نشان داده شده است. در این روش مقادیر محاسبه شده (T_{sw}) به یک موج دندان اره‌ای تبدیل می‌شود که با مقایسه سیگنال مرجع پالس‌های تصادفی تولید می‌گردند. همانگونه که در شکل (۳-۱) مشخص است سیگنال مرجع یک مقدار ثابت بوده که با موج دندان اره‌ای مقایسه شده، بنابراین نسبت وظیفه یک عدد ثابت است. با توجه به مطالب گفته شده می‌توان نتیجه گرفت که دوره تناوب موج دندان اره‌ای در تکنیک RPWM ثابت نبوده و به صورت تصادفی تغییر می‌کند بنابراین فرکانس کلیدزنی تولید شده نیز به صورت تصادفی می‌باشد، ولی در تکنیک PWM که در شکل (۲-۵) نشان داده شده مقدار دوره تناوب موج دندان اره‌ای ثابت و برابر (T) می‌باشد بنابراین فرکانس کلیدزنی تولید شده در آن ثابت است.



شکل ۳-۱- مراحل تولید پالس RPWM

۳-۲- تاثیر تکنیک RPWM در هارمونیک های ولتاژ خروجی مبدل

AC chopper

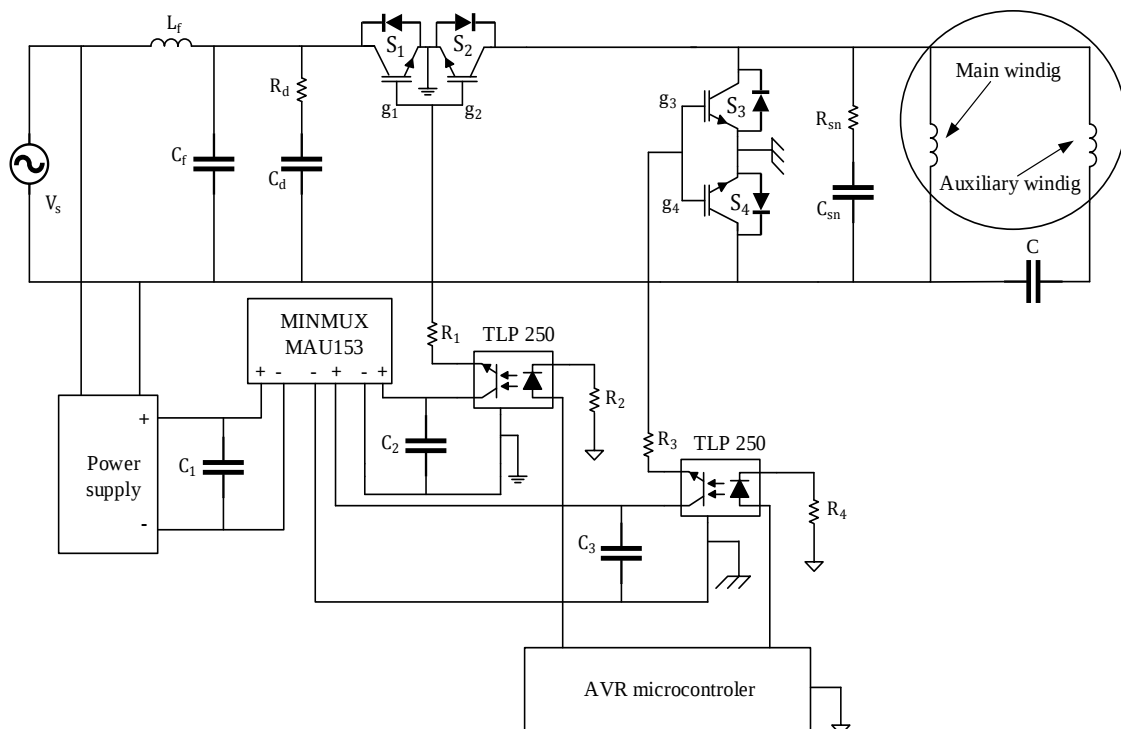
نسبت ولتاژ خروجی به ورودی مبدل AC chopper در معادله (۲-۹) فصل دوم مورد بررسی قرار گرفت که به صورت رابطه زیر بود.

$$v_M(t) = Dv_m \sin(\omega_e t) + \sum_{n=1}^{\infty} v_m \frac{\sin nD\pi}{n\pi} \sin(\omega_e \pm n\omega_{sf})t$$

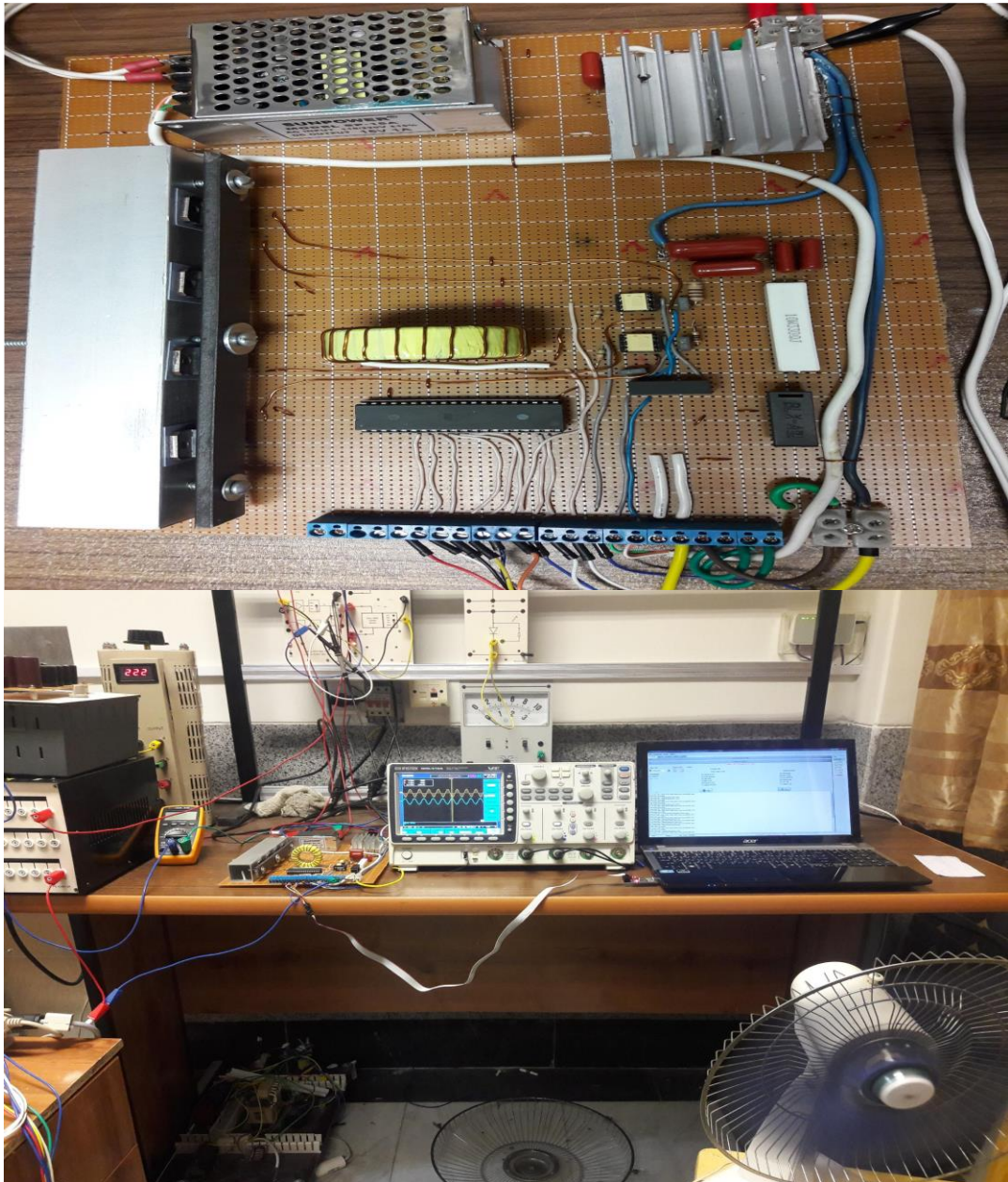
قسمت اول معادله که شامل مولفه اصلی ولتاژ خروجی می باشد، نسبت ولتاژ خروجی و ورودی به اندازه نسبت وظیفه بستگی دارد. اندازه این نسبت در تکنیک PWM و RPWM با هم برابر هستند، بنابراین اندازه مولفه اصلی ولتاژ تغییری نمی کند. قسمت دوم معادله شامل فرکانس کلیدزنی و مضارب آن هست. در تکنیک PWM با توجه به اینکه فرکانس کلیدزنی ثابت است این مولفه ولتاژ دارای مقادیر بالایی است ولی در تکنیک RPWM با توجه به اینکه فرکانس کلیدزنی ثابت نبوده و به صورت تصادفی در یک طیف وسیع گسترده شده است، به طوری که شانس انتخاب برای همه فرکانس ها در بازه $T_{sw.min}$ تا $2T$ یکسان است بنابراین مولفه ولتاژ در قسمت دوم معادله کاهش میابد.

۳-۳- پیاده سازی AC chopper

شکل (۳-۲) مدار پیاده شده AC chopper را نشان می‌دهد. در این ساختار از میکروکنترلر AVR مدل (Atmega 32a) با فرکانس کلاک 16MHz به منظور تولید پالس PWM و RPWM استفاده می‌گردد. جهت جداسازی قسمت فرمان از قدرت مدار، پالس های خروجی میکروکنترلر به یک اپتوکوپلر از نوع TLP250 اعمال می‌گردد. منبع تغذیه ۱۵ ولت مستقیم به یک مبدل DC به DC از نوع (MINMUX MAU153) با ضریب تبدیل یک به منظور داشتن دو ولتاژ DC با اندازه برابر در خروجی آن که نسبت به یکدیگر ایزوله شده اند متصل می‌گردد. خروجی مبدل DC به DC که شامل دو ولتاژ DC که نسبت به هم ایزوله هستند دو اپتوکوپلر به کار رفته در مدار را تغذیه می‌کند. به منظور راه اندازی IGBT ها خروجی اپتوکوپلر به گیت های IGBT متصل می‌گردد. نوع IGBT به کار رفته در این مدار از نوع BUP313 می‌باشد. شکل (۳-۳) نمایی از دستگاه ساخته شده را در آزمایشگاه دانشگاه صنعتی شاهرود را نشان می‌دهد.



شکل ۳-۲- شماتیک نمونه ساخته شده AC chopper مورد بررسی



شکل ۳-۳- نمایی از دستگاه ساخته شده در آزمایشگاه

۳-۴- طراحی فیلتر ورودی

برای بهبود کیفیت توان و مشکلات مربوط به آن تقریباً همه مبدل های کلیدزنی نیاز دارند که به آن ها فیلتر اضافه شود. فیلتر موجب می شود با تضعیف هارمونیک کلیدزنی در شکل موج ورودی مبدل تداخلات الکترومغناطیسی در یک محدوده مجاز قرار بگیرد. همچنین فیلتر ورودی می تواند مبدل و بار را در مقابل حالت های گذرا که در ولتاژ ورودی ظاهر می شود محافظت کند، بنابراین قابلیت

اطمینان سیستم افزایش میابد [۱۳]. شکل (۳-۴) ساختار ساده یک فیلتر (LC) را نشان می دهد. برای بدست آوردن اندازه سلف و خازن فیلتر از روابط زیر استفاده می کنیم [۱۳].

$$R_o = \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (۱-۳)$$

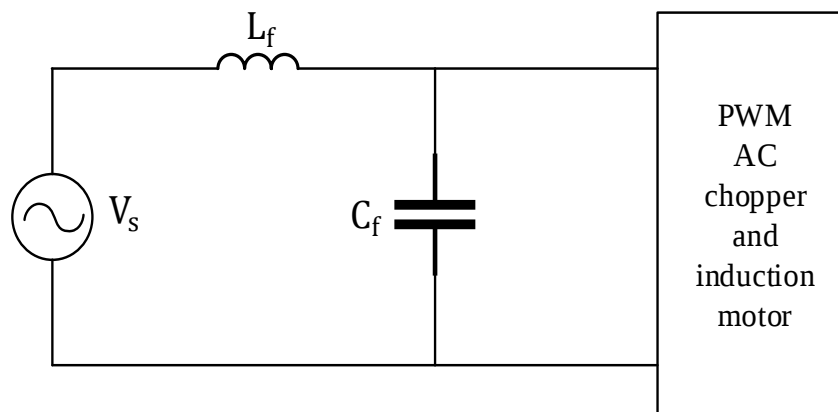
که R_o مشخصه امپدانس فیلتر ورودی است. مشخصه امپدانس (R_o) را برابر ۳۱ اهم در نظر می گیریم. فرکانس گوشه از رابطه زیر بدست می آید.

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (۲-۳)$$

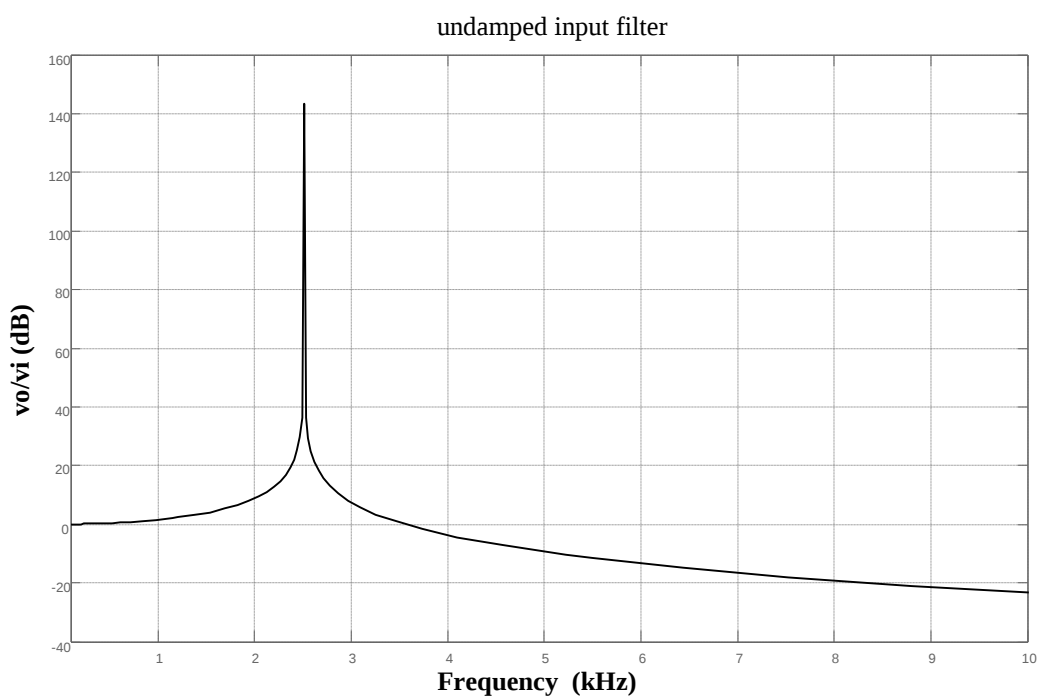
فرکانس کلیدزنی در این مبدل 9KHz می باشد و فرکانس گوشه در این فیلتر تقریباً 2.5KHz می باشد. مقدار L_f و C_f از روابط زیر محاسبه می گردد.

$$L_f = \frac{R_o}{2\pi f_o} \quad (۳-۳)$$

$$C_f = \frac{1}{2\pi f_o R_o} \quad (۴-۳)$$

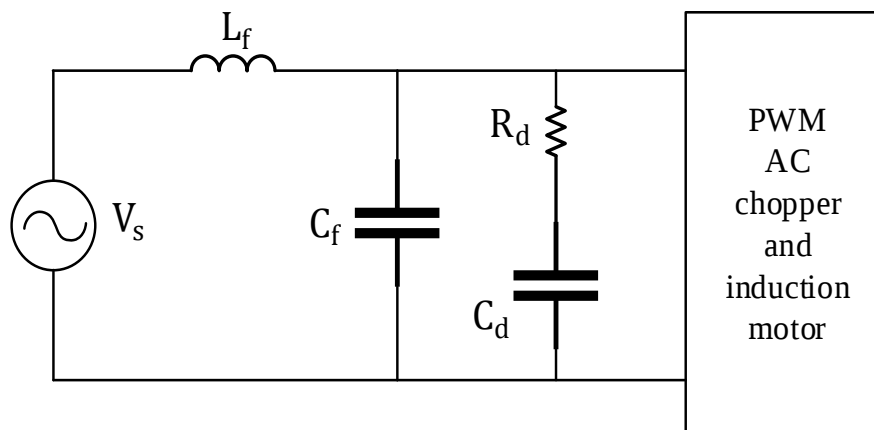


شکل ۳-۴- فیلتر ورودی بدون میرا کننده



شکل ۳-۵- پاسخ فرکانسی فیلتر ورودی بدون میراکننده

نمودار بود در شکل (۳-۵) یک افزایش مجانبی در نزدیکی فرکانس گوشه را نشان می‌دهد که موجب می‌شود ضریب بهره فیلتر بینهایت شود. این افزایش موجب می‌شود پیک جریان بشدت افزایش یابد و سیستم بدتر از موقعی که فیلتر وجود نداشت شود. شکل (۳-۶) اعمال عامل میراکننده را به فیلتر ورودی نشان می‌دهد. این میراکننده از یک خازن و یک مقاومت سری تشکیل شده که با خازن اصلی موازی می‌گردد. مقادیر عناصر به کار رفته در فیلتر از روابط زیر بدست می‌آید. در این طرح (n) نسبت خازن میراکننده به خازن به کار رفته در فیلتر می‌باشد.



شکل ۳-۶- فیلتر ورودی با میراکننده

$$n = \frac{c_d}{c_f} \quad (5-3)$$

ماکزیمم امپدانس در فرکانس زیر رخ می‌دهد.

$$f_m = f_o \sqrt{\frac{2}{2+n}} \quad (6-3)$$

و مقدار حداکثر امپدانس خروجی از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$\|Z\|_{mm} = R_o \frac{\sqrt{2(2+n)}}{n} \quad (7-3)$$

مقدار مقاومت میرا کننده از رابطه زیر بدست می‌آید.

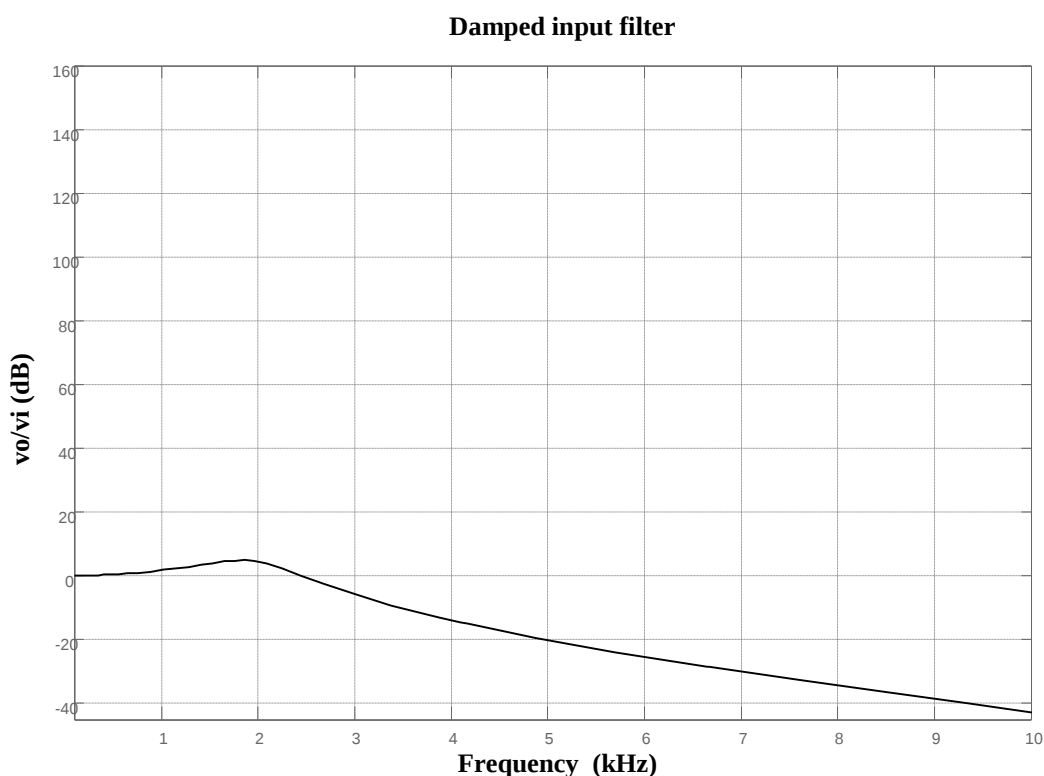
$$Q_{opt} = \frac{R_d}{R_o} = \sqrt{\frac{(2+n)(4+3n)}{2n^2(4+n)}} \quad (8-3)$$

در مدار به کار رفته در این پروژه نسبت خازن میرا کننده به خازن فیلتر ۰,۱ در نظر گرفته شده و

مقادیر عناصر فیلتر به کار رفته در مدار به صورت جدول (۱-۳) می‌باشد.

جدول ۱-۳ - مقادیر عناصر فیلتر ورودی به کار رفته در مدار

مقدار	پارامتر
2mH	L_f
2μF	C_f
330Ω	R_d
0.2μF	C_d



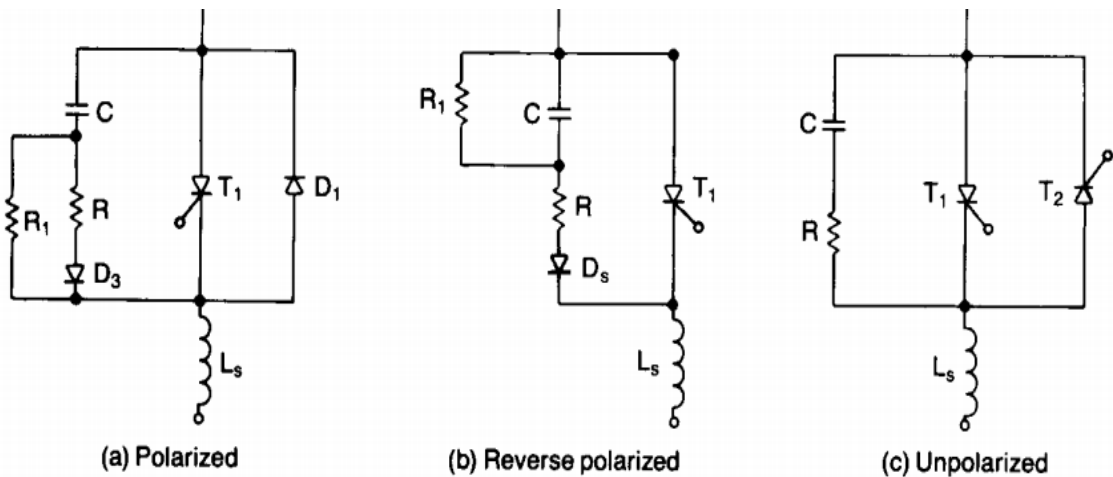
شکل ۳-۷- پاسخ فرکانسی فیلتر ورودی با میراکننده

دیاگرام بود مربوط به فیلتر ورودی طراحی شده با میرا کننده به صورت شکل (۳-۷) می باشد. همانگونه که مشاهده می شود با به کار بردن میرا کننده در مدار فیلتر ورودی، افزایش مجانبی که در نزدیکی فرکانس گوشه رخ می داد به شدت کاهش میابد.

۳-۵- طراحی اسنابر^۱مدار

یک اسنابر RC معمولاً در دو سر یک ترانزیستور یا تریستور وصل می شود تا dv/dt مدار را در محدوده مجاز نگه داشته [۱۴] و همچنین مسیری را برای عبور جریان موتور در زمان مرده فراهم کند [۸]. یک اسنابر می تواند دارای پلاریته و بدون پلاریته باشد. شکل (۳-۸) شبکه های مختلف اسنابر را نشان می دهد.

¹ snubber



شکل ۳-۸- شبکه های اسنابر [۱۴]

شکل (۳-۸) (a) یک اسنابر با پلاریته مستقیم را نشان می‌دهد که برای اتصال یک ترایستور یا ترانزیستور که یک دیود به صورت معکوس با آن موازی شده است مناسب است. مقاومت R برای محدود کردن dv/dt مستقیم و مقاومت R_1 برای محدود کردن جریان خازن هنگامی که عنصر روشن است به کار می‌رود. شکل (۳-۸) (b) یک اسنابر پلاریته معکوس را نشان می‌دهد که برای محدود کردن dv/dt معکوس به کار می‌رود، که مقاومت R_1 جریان تخلیه خازن را محدود می‌کند. هنگامی که دو ترایستور به صورت معکوس موازی شده اند، اسنابر باید در هر دو جهت کار کند. شکل (۳-۸) (c) یک اسنابر بدون جهت را نشان می‌دهد [۱۴]. با توجه به مدار AC chopper که در شکل (۳-۲) نشان داده شده است کلید g_3 در بایاس مستقیم و کلید g_4 در بایاس معکوس روشن می‌گردد، بنابراین اسنابر باید بدون پلاریته انتخاب گردد که اسنابر شکل (۳-۸) (c) به عنوان اسنابر مدار AC chopper انتخاب می‌گردد.

۳-۵-۱- تعیین پارامترهای اسنابر مدار

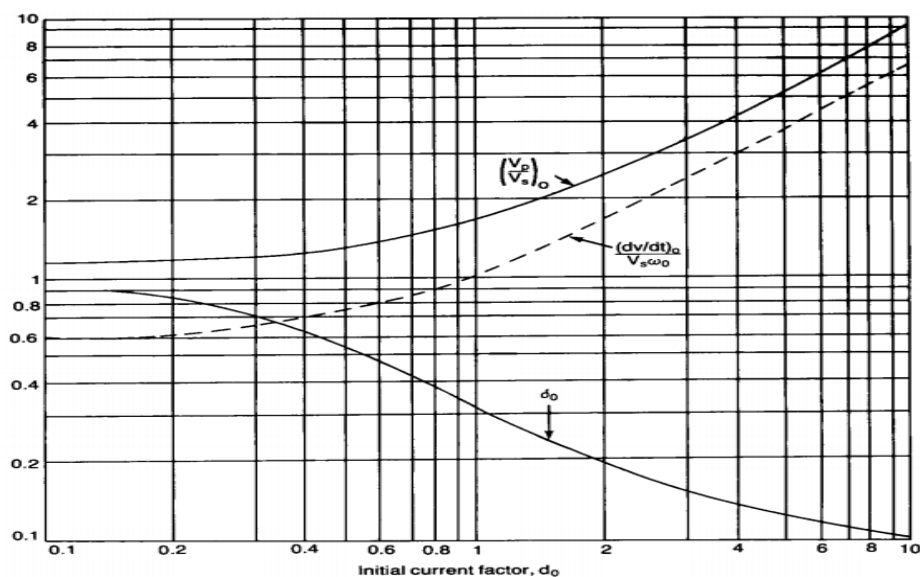
برای بدست آوردن مقادیر پارامترهای اسنابر از روابط زیر استفاده می‌کنیم [۱۴].

$$C_{sn} = L \left[\frac{I_R}{dV_s} \right]^2 \quad (۳-۹)$$

که C_{sn} مقدار خازن اسنابر، L اندوکتانس مدار، I_R جریان ورودی مدار، d ضریب جریان بهینه و V_s ولتاژ منبع تغذیه می‌باشد. در این مدار مقدار جریان ورودی ۰,۳۷ آمپر و ولتاژ ورودی ۲۲۰ ولت و اندوکتانس مدار 8mH می‌باشد. مقدار مقاومت اسنابر از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$R_{sn} = 2\delta \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (10-3)$$

که δ ضریب میرایی بهینه و R مقاومت اسنابر می‌باشد که مقادیر آن از شکل (۹-۳) بدست می‌آید. با استفاده از نمودار شکل (۹-۳) با در نظر گرفتن ضریب جریان بهینه برابر ۰,۷، ضریب میرایی بهینه ۰,۴۲ بدست می‌آید. حال با استفاده از روابط (۹-۴) و (۱۰-۴) مقادیر پارامترهای خازن و مقاومت اسنابر بدست می‌آید. پارامترهای خازن و مقاومت به کار رفته در مدار در جدول (۲-۳) نشان داده شده است.



شکل ۹-۳ - کمیت‌های بهینه اسنابر برای طراحی توافقی [۱۴]

جدول ۲-۳ - پارامترهای عناصر به کار رفته در اسنابر مدار

پارامتر	مقدار
میزان مقاومت اسنابر	330Ω
میزان خازن اسنابر	0.05μF

۳-۶- مشخصات موتور القایی به کار رفته در مدار

موتور تکفاز به کار رفته در این پروژه از نوع خازن دائم کار می‌باشد. این موتور مربوط به یک موتور پنکه است که پارامترهای آن از طریق آزمایش بی باری و رتور قفل شده بدست آمده و مشخصات آن در جدول (۳-۳) نشان داده شده است.

جدول ۳-۳- مشخصات موتور القایی تکفاز به کار رفته در مدار

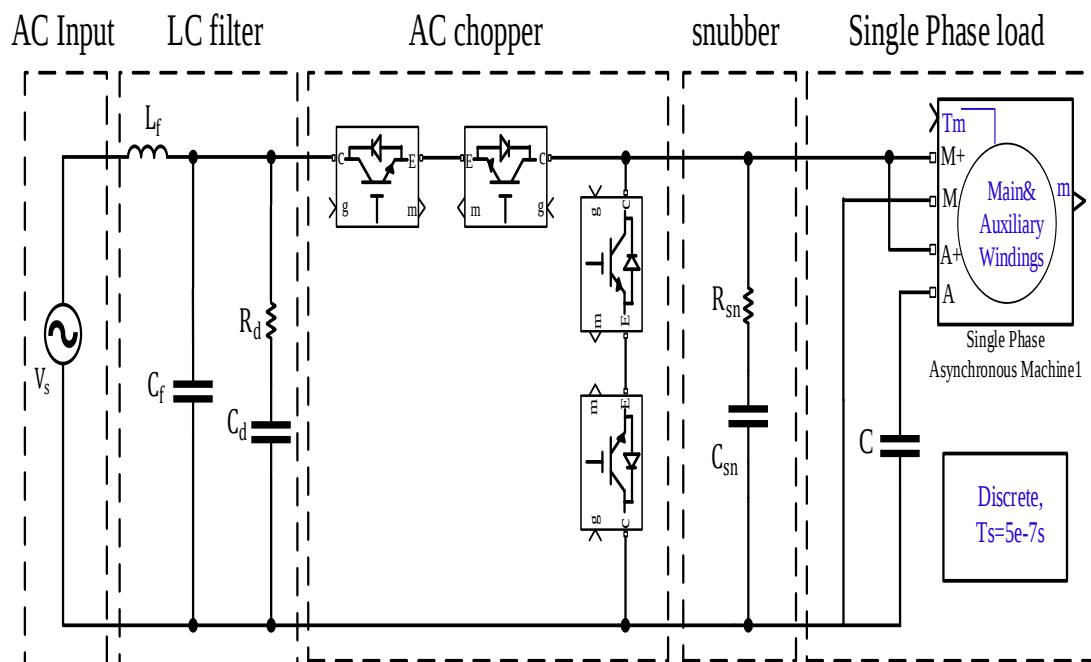
ولتاژ نامی موتور (V)	220V
توان موتور (P)	70w
مقاومت سیم پیچ اصلی (R_s)	196.74 Ω
اندوکتانس نشتی سیم پیچ اصلی (L_{ls})	707mH
مقاومت سیم پیچ کمکی (R'_r)	256.59 Ω
اندوکتانس نشتی سیم پیچ کمکی (L'_{lr})	1000mH
اندوکتانس متقابل سیم پیچ اصلی (L_{ms})	2.665H
نسبت دور سیم پیچ کمکی به اصلی ($\frac{N_s}{N'_s}$)	1.38
ممان اینرسی (I)	0.002 Kg. m ²
ضریب اصطکاک (F)	0.0012 N. m. s
خازن دائمی موتور	2 μ f

فصل ۴: نتایج شبیه سازی و آزمایشگاهی

به منظور ارزیابی عملکرد پالس PWM و RPWM، یک مبدل AC chopper شبیه سازی و ساخته شده است. در این فصل نتایج حاصل از شبیه سازی و آزمایشگاهی ارائه می گردد. در ابتدا سیستم شبیه سازی شده در نرم افزار متلب/سیمولینک معرفی می گردد. در سیستم شبیه سازی شده سعی شده تا حد امکان وضعیت واقعی المان ها، در نظر گرفته شود زیرا بر اساس نتایج و تحلیل های مبتنی بر شبیه سازی نمونه تست ساخته شده است. در بخش انتهایی این فصل نتایج خروجی شبیه سازی ها و آزمایشگاهی بیان شده است. بخش انتهایی خود شامل دو قسمت است که در قسمت اول با استفاده از شبیه سازی دو حالت تکنیک PWM و RPWM بررسی شده و همچنین در این قسمت کنترل حلقه بسته و پارامتر های آن به منظور کنترل سرعت موتور القایی تک فاز مورد بررسی قرار گرفته است. قسمت دوم نتایج، به بررسی نتایج حاصل از ساخت و نمونه تست می پردازد. نتایج حاصل از شبیه سازی و نمونه ساخته شده، تاثیر تکنیک RPWM در مبدل AC chopper را نشان می دهد.

۴-۱- شبیه سازی سیستم در نرم افزار متلب

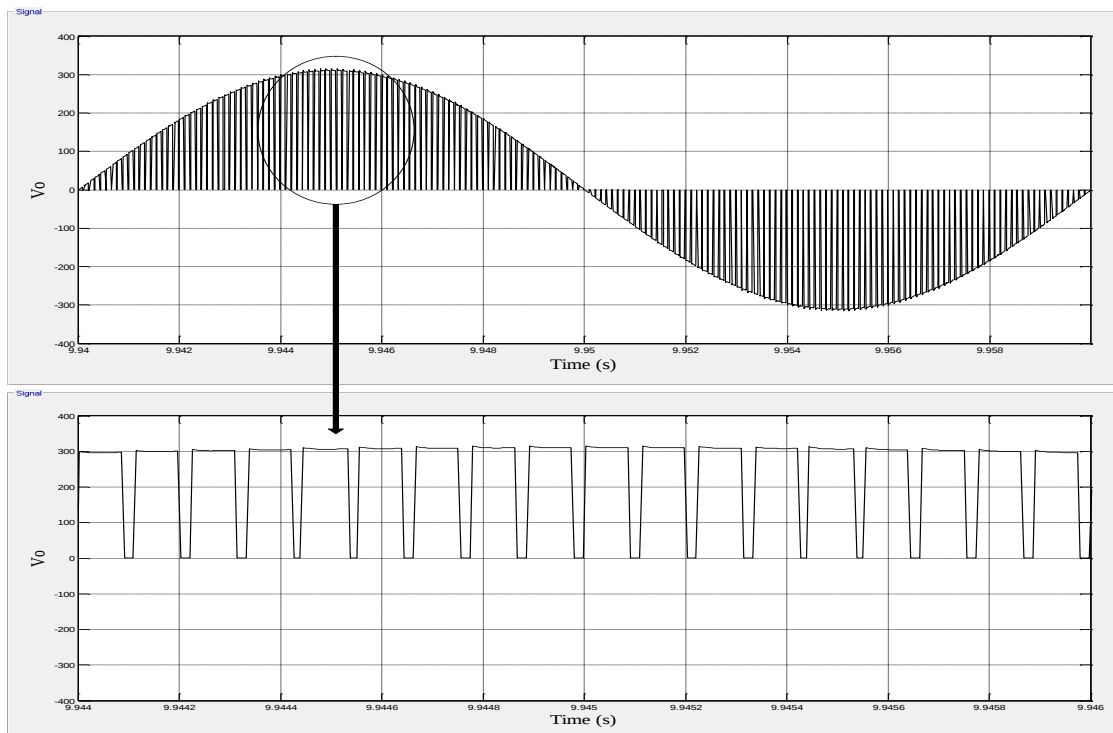
شبیه سازی سیستم در نرم افزار متلب/سیمولینک انجام گرفته است. محیط سیمولینک در نرم افزار متلب به دلیل استفاده از بلوک های گرافیکی برای شبیه سازی سیستم های پیچیده مناسب می باشد. جهت طراحی مدار های الکترونیک قدرت با استفاده از کتابخانه های موجود مربوط به آن، بلوک های مربوط به آن را کشیده و با اتصال آن ها به یکدیگر، مدار مورد نظر شبیه سازی می شود. نتایج حاصل از شبیه سازی، THD، FFT و... مربوط به هر یک از سیگنال ها در این نرم افزار قابل اندازه گیری است. دیاگرام مدار قدرت شبیه سازی شده مبدل AC chopper در شکل (۴-۱) نشان داده شده است و شامل منبع تغذیه ورودی، فیلتر ورودی، مبدل AC chopper، اسنابر و بار که یک موتور القایی تک فاز است.



شکل ۴-۱- مدار قدرت شبیه سازی شده مبدل AC chopper در محیط سیمولینک/متلب

۴-۱-۱- شبیه سازی AC chopper با تکنیک PWM

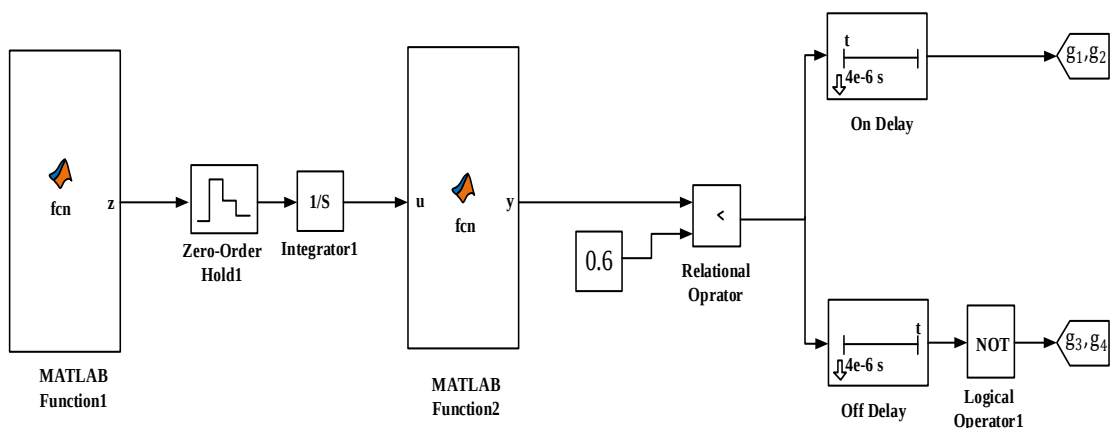
در این حالت به گیت کلیدها پالس PWM اعمال می‌گردد. این پالس ها توسط دو منبع تولید پالس به گیت کلید ها متصل می‌گردد. گیت کلید های اول و دوم به منبع پالس اول و گیت کلید های سوم و چهارم به منبع پالس دوم متصل می‌گردد. منبع پالس دوم نسبت به منبع پالس اول ۱۸۰ درجه اختلاف فاز دارد و همچنین بین منبع پالس اول و دوم یک زمان مرده وجود دارد که از اتصال کوتاه شدن مدار جلوگیری می‌کند. شکل (۴-۲) شکل موج ولتاژ خروجی حاصل از شبیه سازی را در حالت PWM با نسبت وظیفه ۰,۸ را نشان می‌دهد. در حالت PWM، اندازه موج سینوسی برش خورده در کل سیکل ثابت است.



شکل ۴-۲- شکل موج خروجی ولتاژ با نسبت وظیفه ۰,۸ در حالت PWM

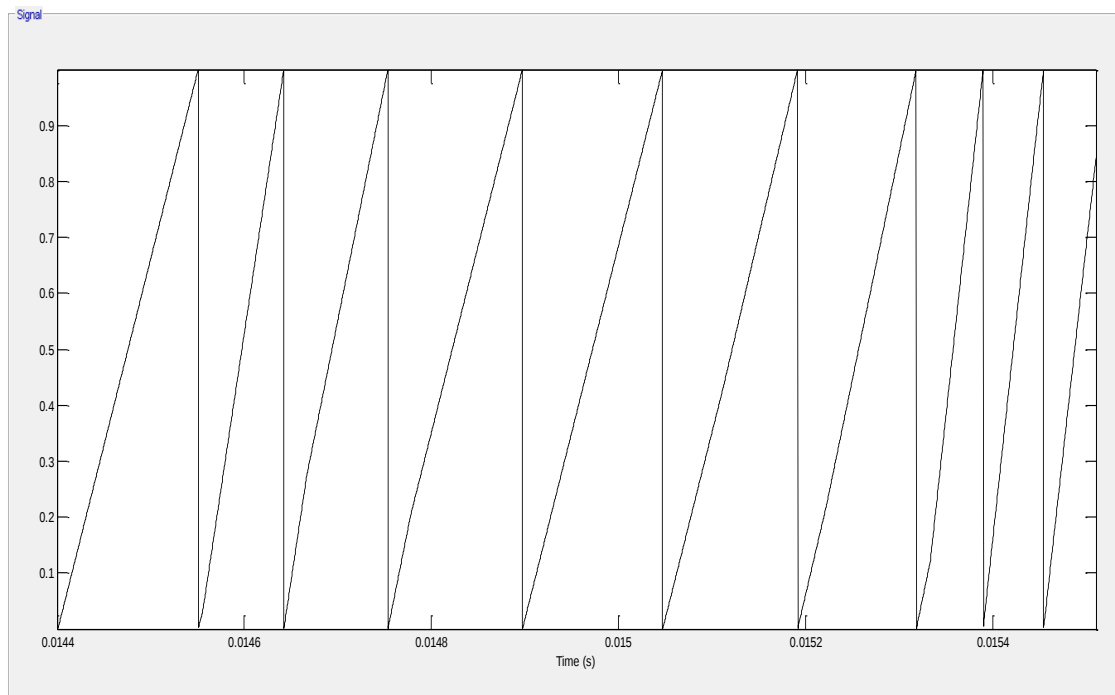
۴-۱-۲- شبیه سازی مبدل AC chopper با تکنیک RPWM

تکنیک های مدولاسیون پهنای باند به طور کامل در بخش (۲-۶) بیان گردید. شبیه سازی انجام شده تکنیک RPWM با فرکانس نمونه برداری ثابت و زمان کلید زنی متغیر می باشد که فلوچارت آن در شکل (۲-۱۲) آمده است. شکل (۴-۳) بلوک دیاگرام کلی نحوه پیاده سازی تکنیک RPWM را نشان می دهد.

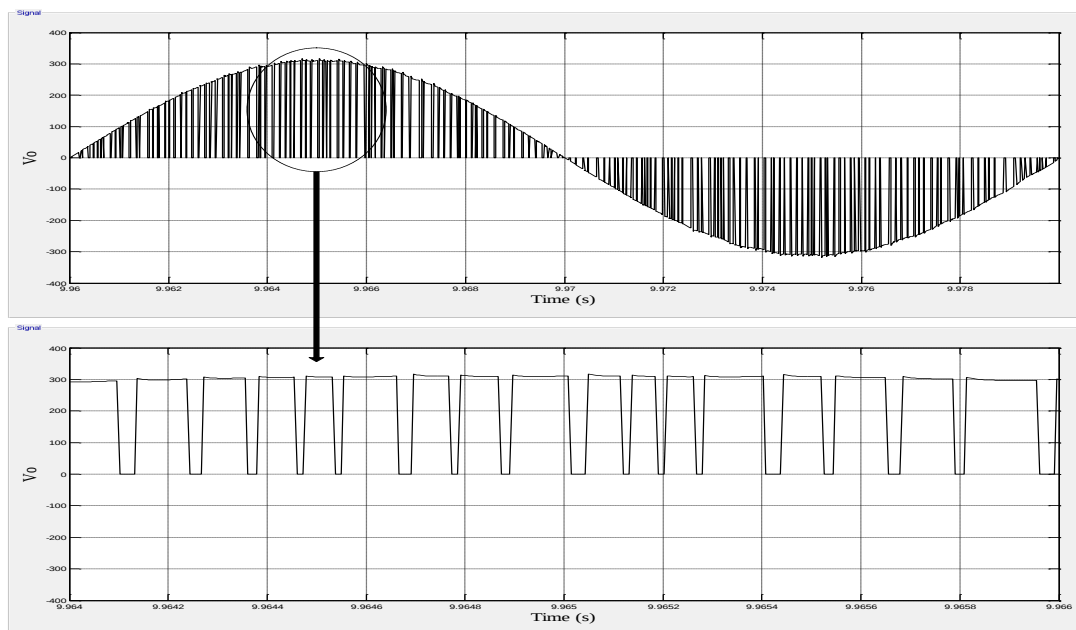


شکل ۴-۳- بلوک دیاگرام کلی نحوه پیاده سازی تکنیک RPWM در محیط متلب/سیمولینک

در MATLAB FUNCTION1 فلوچارت مربوط تکنیک RPWM نوشته شده و مقدار دوره کلید زنی (T_{sw}) بدست می‌آید. خروجی MATLAB FUNCTION1 به بلوک Zero-Order Hold به منظور نمونه برداری مقدار (T_{sw}) در دوره کلید زنی مورد نظر که مقدار ثابتی است اعمال می‌گردد. خروجی بلوک Zero-Order Hold به یک انتگرال گیر متصل می‌گردد که خروجی آن یک تابع شیب تولید می‌کند. سپس خروجی انتگرال گیر به MATLAB FUNCTION2 متصل می‌گردد که وظیفه این بلوک تولید یک موج دندان اره ای است که دوره تناوب آن ثابت نبوده و به صورت تصادفی تغییر می‌کند که قسمتی از این موج دندان اره ای در شکل (۴-۴) نشان داده شده است. سپس موج دندان اره ای تولید شده به یک مقایسه کننده متصل می‌گردد که با نسبت وظیفه مورد نظر مقایسه شده و پالس های مورد نظر تولید می‌گردد. به منظور تولید زمان مرده به جهت جلوگیری از اتصال کوتاه، از تایمر on Delay و off Delay استفاده می‌گردد. خروجی تایمر off Delay به یک گیت NOT متصل می‌شود تا بین پالس های تولید شده 180° درجه اختلاف فاز به وجود بیاید. در نهایت پالس های تولید شده با یکدیگر 180° درجه اختلاف فاز داشته و همچنین بین آن ها زمان مرده تولید می‌شود.



شکل ۴-۴- شکل موج دندان اره ای با فرکانس سوئیچینگ تصادفی با استفاده از تکنیک RPWM



شکل ۴-۵- شکل موج خروجی ولتاژ با نسبت وظیفه ۰,۸ در حالت RPWM

شکل (۴-۵) شکل موج ولتاژ خروجی حاصل از شبیه سازی را در حالت RPWM با نسبت وظیفه ۰,۸ را نشان می‌دهد. در حالت RPWM، اندازه موج سینوسی برش خورده در کل سیکل متغیر بوده و به صورت تصادفی می‌باشد.

۴-۱-۳- بررسی تغییرات THD ولتاژ در حالت PWM و RPWM

جدول ۴-۱- مقایسه اندازه THD ولتاژ خروجی مبدل در اندازه های مختلف نسبت وظیفه در دو حالت PWM و RPWM

Ma	THD	
	PWM	RPWM
0.2	224.5%	230.04%
0.4	131.48%	133.29%
0.6	87.34%	88.37%
0.8	54.97%	55.63%

در تکنیک های PWM و RPWM، THD ولتاژ خروجی مبدل در اندازه های مختلف وظیفه به صورت جدول (۱-۴) می باشد. همانگونه که مشاهده می شود در حالت RPWM، THD ولتاژ نسبت به PWM مقداری بیشتر می باشد.

۴-۱-۴- مقایسه پالس PWM و RPWM در شاخص ضریب پراکندگی هارمونیک

برای ارزیابی طرح های مختلف مدولاسیون عرض پالس، یک شاخص ساده کیفیت مفید خواهد بود [۱۶]. برای این منظور از شاخص ضریب پراکندگی هارمونیک (HSF)^۱ استفاده می کنیم و برای محاسبه آن روابط زیر را به کار می بریم.

$$HSF = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j>1}^N (H_j - H_0)^2} \quad (۱-۴)$$

$$H_0 = \frac{1}{N} \sum_{j>1}^N (H_j) \quad (۲-۴)$$

که H_j اندازه هارمونیک مرتبه j ام و H_0 مقدار میانگین همه هارمونیک های N می باشد. HSF اثر پراکندگی طیف در تکنیک های RPWM می باشد و برای یک طیف ایده آل و مسطح مقدار آن باید جدول ۲-۴- نتایج حاصل از شبیه سازی مقدار ضریب پراکندگی هارمونیک در دو حالت PWM و RPWM در اندازه های مختلف نسبت وظیفه

Ma	HSF	
	PWM	RPWM
0.2	4.12	0.531
0.4	6.78	0.501
0.6	6.88	0.507
0.8	4.38	0.588

¹ Harmonic Spread Factor

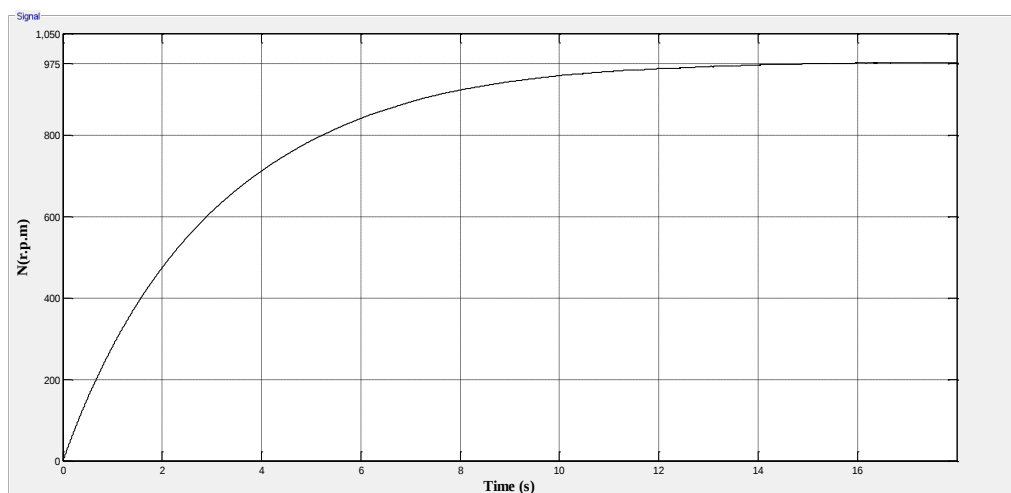
صفر باشد. جدول (۲-۴) نتایج حاصل از شبیه سازی مبدل AC chopper و تاثیر نوع مدولاسیون عرض پالس در مقدار ضریب پراکندگی هارمونیک را در اندازه های مختلف نسبت وظیفه نشان می-دهد. همانگونه که مشاهده می شود HSF در حالت RPWM نسبت به PWM کوچکتر است بنابراین مقدار نویز تولید شده در حالت RPWM به نویز سفید نزدیک می باشد.

۲-۴- عملکرد AC chopper با کنترل حلقه باز در شبیه سازی

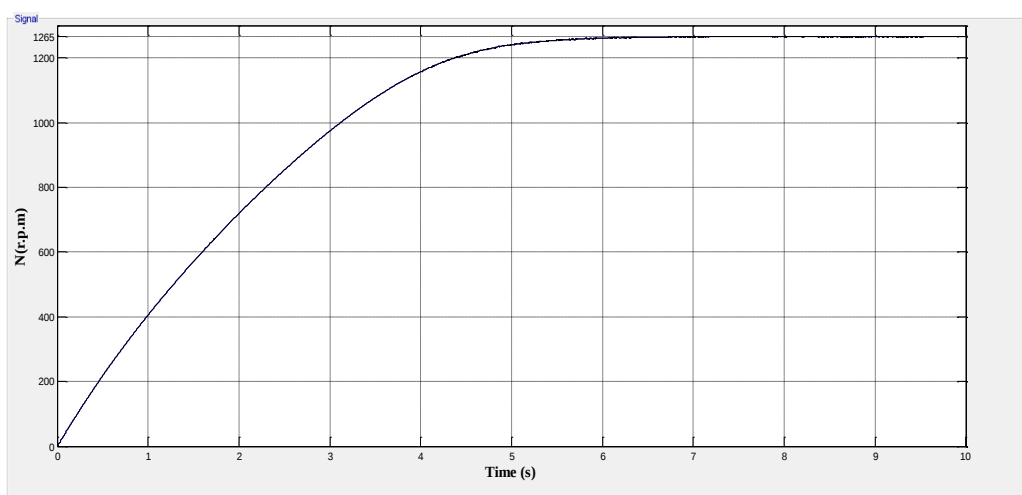
سرعت موتور القایی با تغییر ولتاژ دو سر ترمینال آن تغییر می کند. جدول (۳-۴) مقدار سرعت موتور القایی با مشخصات نشان داده شده در جدول (۳-۳) در اندازه های مختلف ولتاژ را نشان می دهد. به منظور به کار بردن کنترل حلقه باز، با خطی سازی داده های موجود در جدول می توان نسبت وظیفه مناسب جهت ایجاد ولتاژ برای رسیدن موتور به سرعت مورد نظر را تولید کرد. شکل (۴-۶)(الف) سرعت موتور در (r.p.m) ۹۷۵ و شکل (۴-۶)(ب) سرعت موتور در (r.p.m) ۱۲۶۵ را نشان می دهد.

جدول ۳-۴- تاثیر تغییر ولتاژ خروجی مبدل در تغییر سرعت موتور القایی

ولتاژ خروجی مبدل (V)	سرعت موتور (r.p.m)	ولتاژ خروجی مبدل (V)	سرعت موتور (r.p.m)
117	500	144	1000
122	550	146	1050
125	600	149	1100
128	650	153	1150
130	700	157	1200
133	750	165	1250
135	800	173	1300
137	850	195	1350
139	900	220	1395
141	950		



(الف)



(ب)

شکل ۴-۶- تنظیم سرعت موتور در دو اندازه مختلف. (الف) ۹۷۵ (r.p.m) (ب) ۱۲۶۵ (r.p.m)

با خطی سازی داده های جدول با انتخاب سرعت ۹۷۵ (r.p.m) اندازه ولتاژ ۱۴۲٫۵ ولت و با انتخاب سرعت ۱۲۶۵ (r.p.m) اندازه ولتاژ ۱۶۶٫۲ ولت بدست می آید. با بدست آمدن اندازه ولتاژ مورد نیاز جهت رسیدن به سرعت های مورد نظر، مقدار نسب وظیفه مناسب جهت رسیدن به ولتاژ مورد نظر بدست آمده و با اعمال آن به مبدل AC chopper موتور به سرعت مورد نظر می رسد.

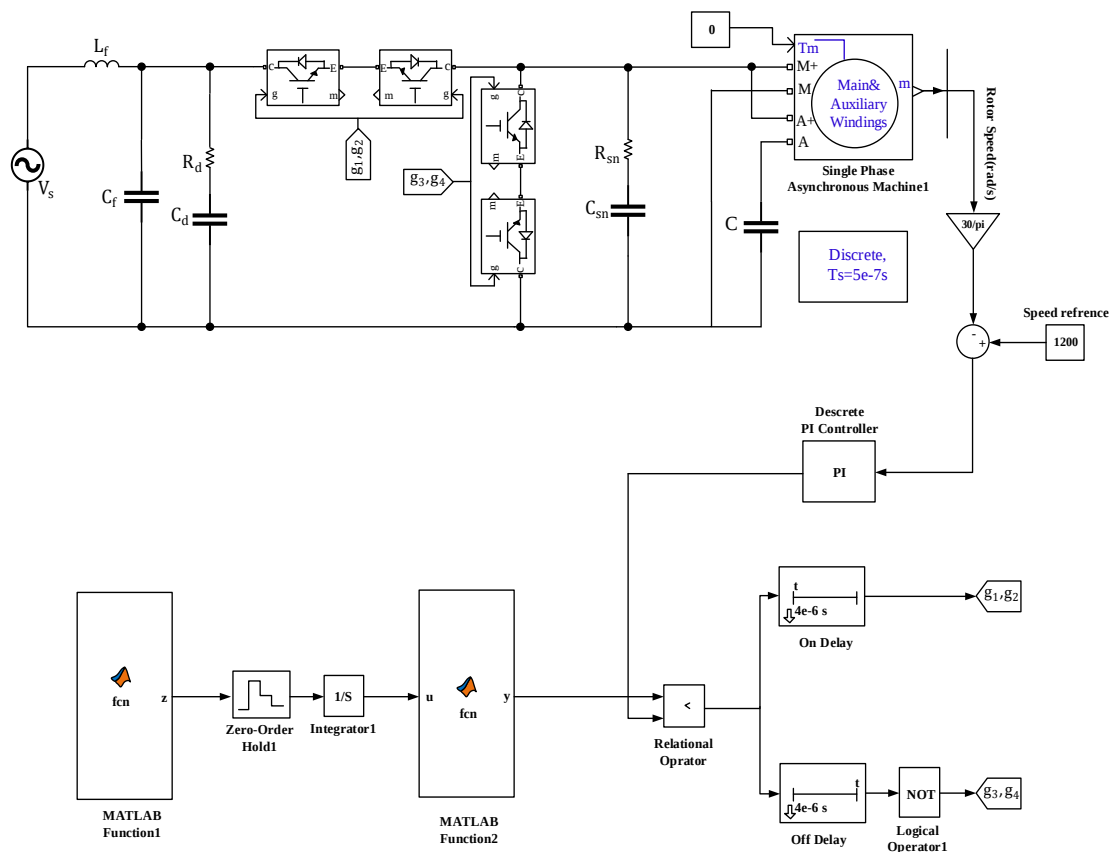
۴-۳- عملکرد AC chopper با کنترل حلقه بسته در حالت شبیه

سازی

در حالت حلقه بسته از سرعت موتور القایی تک فاز نمونه گرفته و مقدار آن با سرعت مرجع مقایسه می گردد. سیگنال خطای تولید شده حاصل از مقایسه به یک کنترلر P-I اعمال شده که مقادیر آن در جدول (۴-۴) آورده شده است که پارامترهای مربوط به بهره های کنترلی جهت رسیدن به مشخصات مطلوب در تنظیم سرعت با در نظر گرفتن حالات مختلف از طریق فرآیند آزمون و خطا تعیین می گردند. سپس نسبت وظیفه مناسب برای تولید ولتاژ مناسب در خروجی جهت رسیدن به دور خواسته به موتور اعمال می گردد. در این مدار همچنین اگر در قسمت منبع تغذیه مدار نوسان ولتاژ داشته باشیم، اگر مدار از نوع حلقه باز باشد بر سرعت خروجی اثر می گذارد ولی در حالت حلقه بسته با تغییر سرعت موتور ناشی از نوسان ولتاژ ورودی، نسبت وظیفه مناسب به گیت کلید ها اعمال شده بنابراین سرعت موتور در اندازه خواسته شده ثابت باقی می ماند. شکل (۴-۷) شبیه سازی AC chopper با تکنیک RPWM در حالت حلقه بسته را نشان می دهد.

جدول ۴-۴- مقادیر پارامترهای تنظیم شده در شبیه سازی کنترل حلقه بسته

KP	۰,۰۱۵
KI	۱,۴۳



شکل ۴-۷- شبیه سازی AC chopper با تکنیک RPWM در حالت حلقه بسته

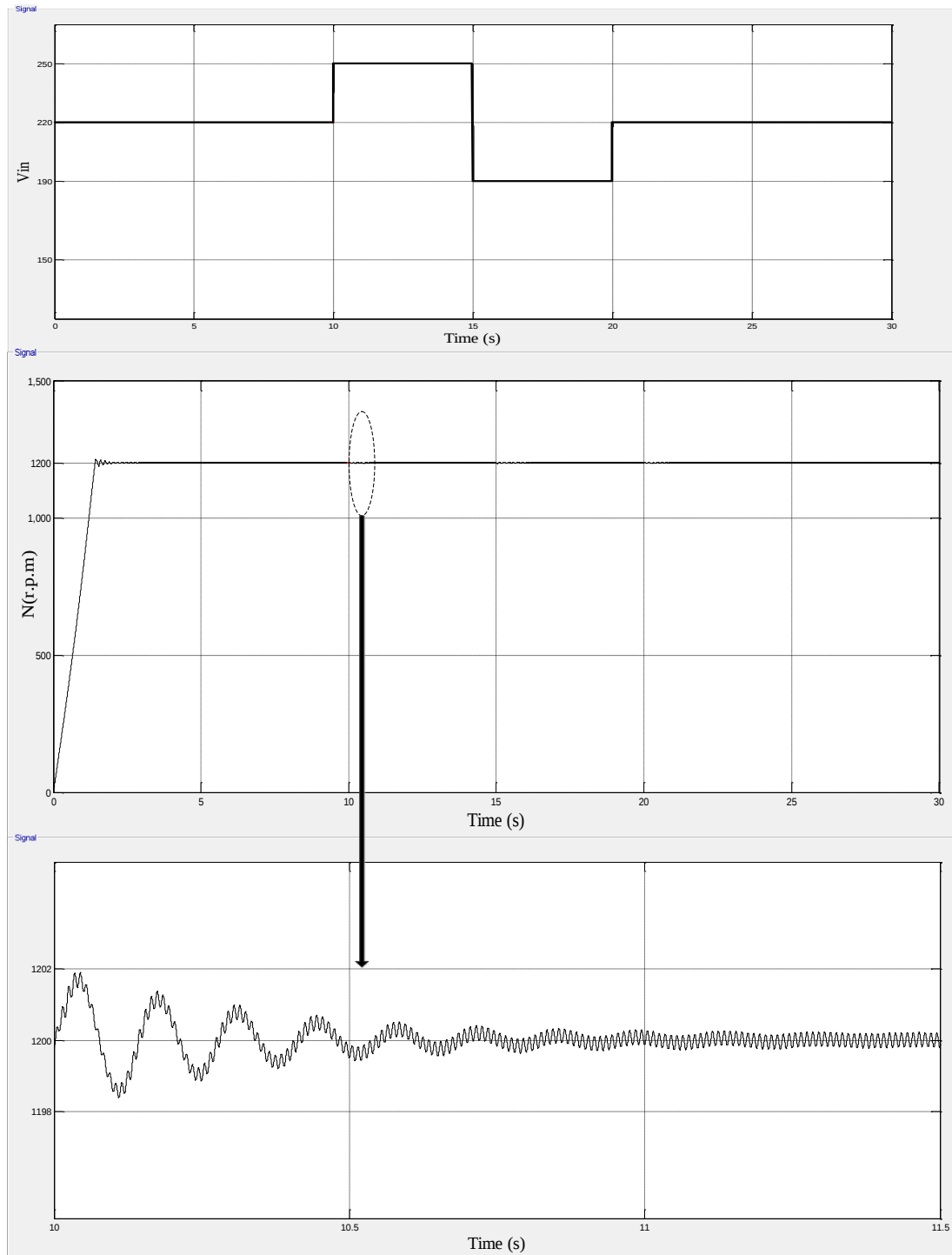
به منظور بررسی عملکرد AC chopper با کنترل حلقه بسته دو حالت در نظر گرفته شده است که عبارتند از: ۱- تثبیت سرعت موتور القایی در سرعت خواسته شده در صورتی که ولتاژ ورودی نوسان داشته باشد. ۲- تنظیم سرعت موتور القایی در سرعت های مختلف

۴-۳-۱- تثبیت سرعت موتور القایی با وجود نوسان در ولتاژ ورودی در شبیه

سازی

به منظور بررسی عملکرد مبدل در تثبیت سرعت در سرعت خواسته شده در حالت شبیه سازی، مقدار ولتاژ منبع تغذیه را در زمان های مختلف تغییر می دهیم. این تغییر ولتاژ به این صورت است که در زمان ۱۰ ثانیه اول ولتاژ منبع تغذیه ثابت بوده و برابر ۲۲۰ ولت می باشد. در لحظه ۱۰ ثانیه ولتاژ منبع ۳۰ ولت افزایش یافته و به ۲۵۰ ولت می رسد و سپس در لحظه ۱۵ ثانیه ولتاژ منبع تغذیه به ۱۹۰ ولت کاهش میابد و در نهایت در لحظه ۲۰ ثانیه ولتاژ به مقدار ۲۲۰ ولت می رسد. شکل (۴-۸)

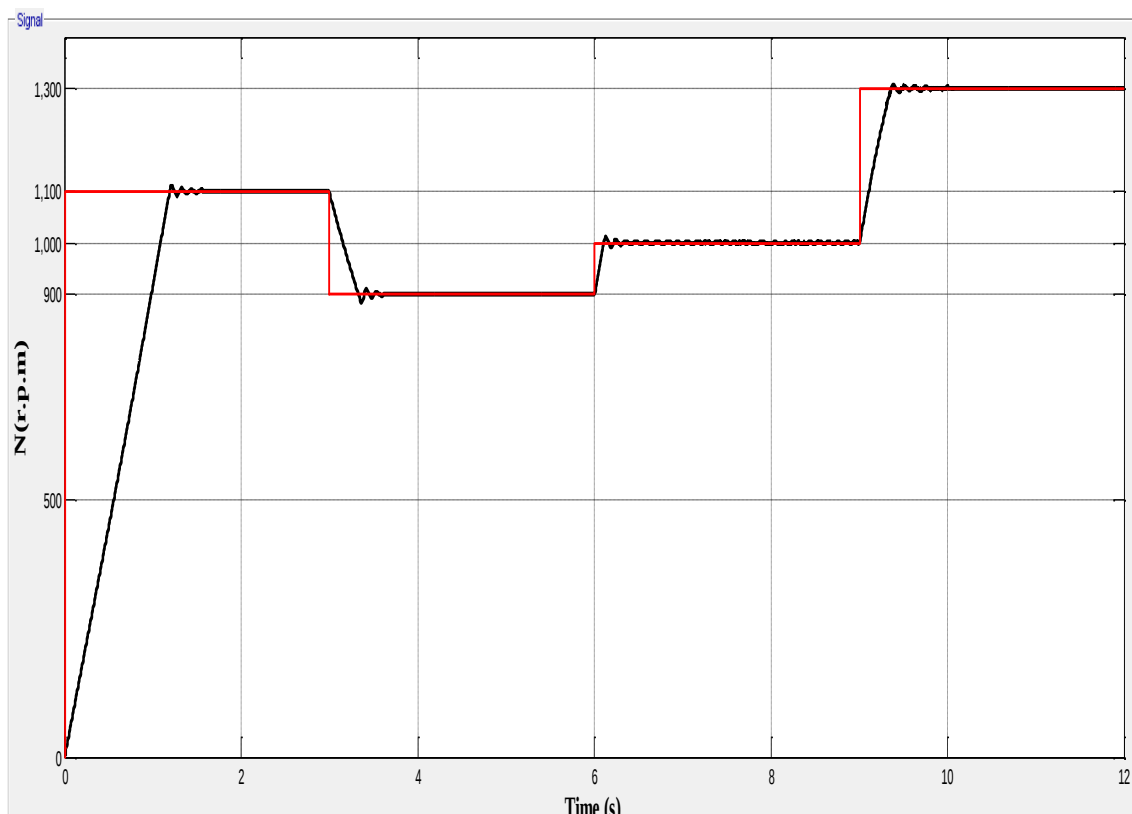
مقدار نوسان ولتاژ در لحظات مختلف را نشان داده و واکنش سرعت موتور به این نوسان ولتاژ را نشان می‌دهد. همانگونه که مشاهده می‌شود در لحظه شروع تغییر ولتاژ سرعت موتور بعد از چند نوسان کوچک، ثابت باقی می‌ماند که در شکل (۸-۴) این موضوع به روشنی قابل مشاهده است.



شکل ۸-۴- تنظیم سرعت موتور در ۱۲۰۰ دور بر دقیقه در حالت حلقه بسته با وجود نوسان در ولتاژ ورودی منبع تغذیه

۴-۳-۲- تنظیم سرعت موتور القایی در مقادیر مختلف در حالت شبیه سازی

به منظور بررسی عملکرد مبدل در تنظیم سرعت موتور در مقادیر مختلف در زمان های مختلف سرعت مورد نظر را وارد می کنیم. این تغییرات به این صورت است که تا لحظه ۳ ثانیه اول سرعت موتور در ۱۱۰۰ درو بر دقیقه تنظیم می گردد. در لحظه ۳ ثانیه سرعت موتور بر روی ۹۰۰ دور بر دقیقه تنظیم می گردد. سپس در لحظه ۶ ثانیه سرعت موتور بر روی ۱۰۰۰ دور بر دقیقه تنظیم می گردد و در نهایت در لحظه ۹ ثانیه سرعت موتور بر روی ۱۳۰۰ دور بر دقیقه تنظیم می گردد. نمودار شکل (۴-۹) این تغییرات سرعت را نشان می دهد. با تغییر سرعت تنظیمی نسبت وظیفه لازم توسط کنترلر P-I تولید شده و همانگونه که مشاهده می شود پس از طی مدت زمانی سرعت بر روی مقادیر خواسته تنظیم می گردد.



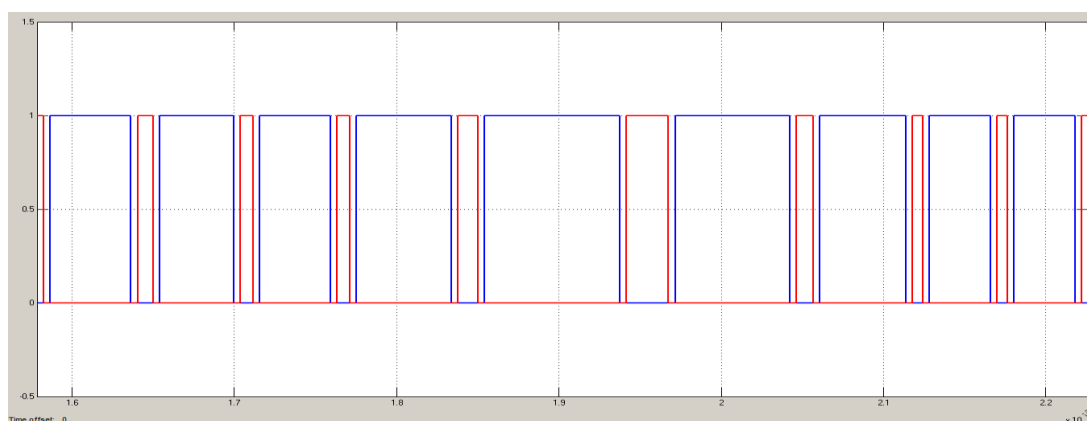
شکل ۴-۹- تنظیم سرعت موتور القایی در مقادیر مختلف در حالت ایده آل و واقعی

۴-۴- بررسی نتایج حاصل از ساخت و مقایسه با شبیه سازی

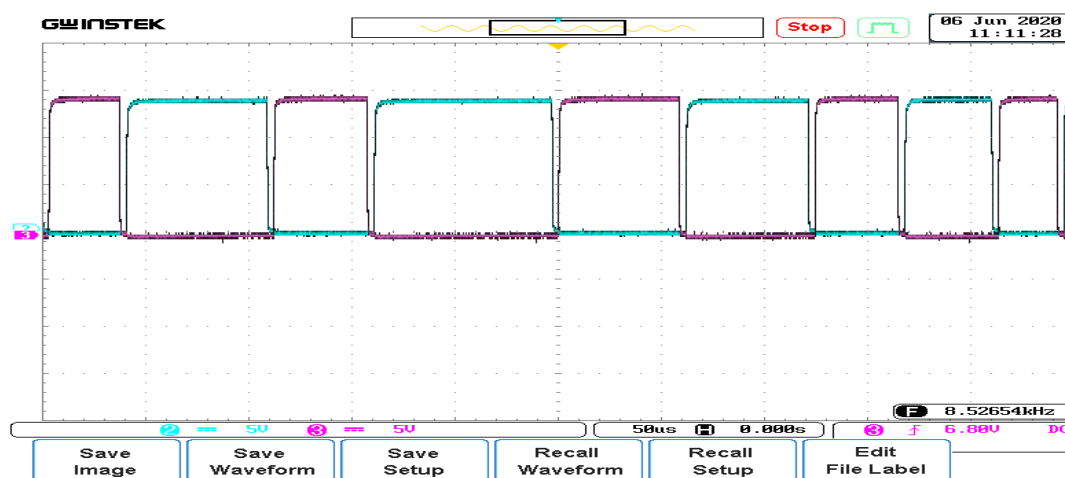
به منظور بررسی عملکرد AC chopper یک دستگاه نمونه آزمایشگاهی ساخته و تست شده است. از اسیلوسکوپ GDS-3154 جهت مطالعه بر روی شکل موج های حاصل کمک گرفته شده که اندازه گیری های مربوط به FFT و PSD ولتاژ را می توان با آن انجام داد. جهت ارزیابی نتایج حاصل از ساخت، نتایج شبیه سازی مرتبط با آن نیز انجام شده تا مبنای مقایسه قرار گیرد.

۴-۴-۱- بررسی پالس RPWM تولید شده در حالت شبیه سازی و آزمایشگاهی

به منظور بررسی پالس RPWM تولید شده جهت اعمال به مبدل AC chopper شکل موج آنها آورده شده است. میانگین فرکانس کلیدزنی 9KHz و زمان مرده 4 میکروثانیه تنظیم شده است.



(الف)



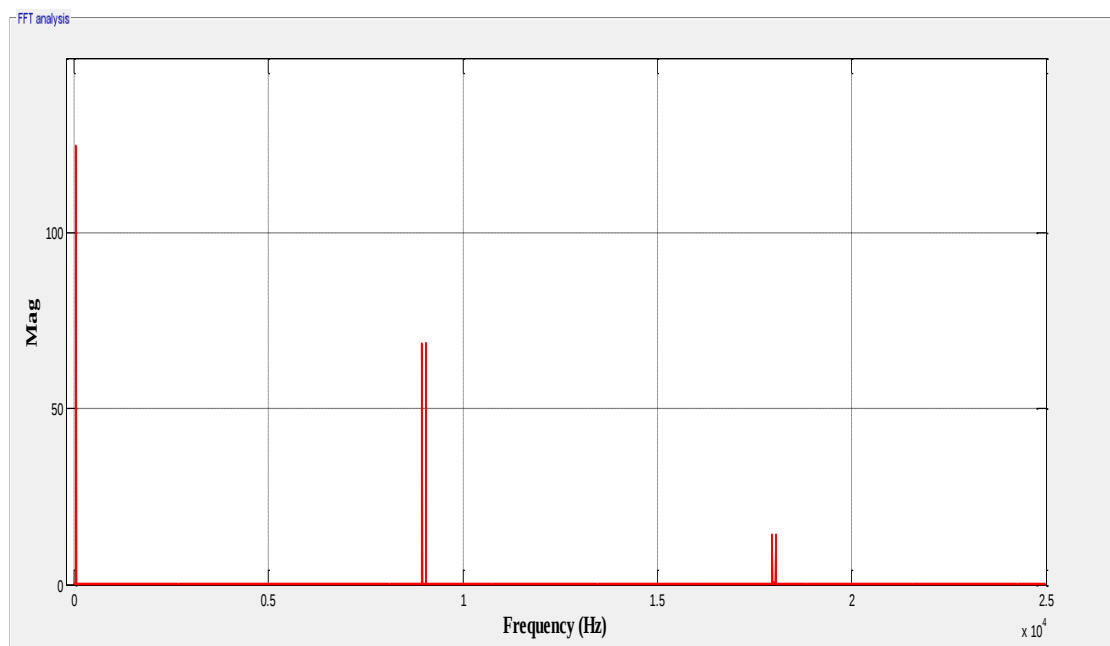
(ب)

شکل ۴-۱۰- قسمتی از پالس تولید شده توسط تکنیک RPWM با میانگین فرکانس کلیدزنی 9KHz و زمان مرده 4 میکروثانیه، (الف) نتیجه حاصل از شبیه سازی، (ب) نتیجه حاصل از کار آزمایشگاهی

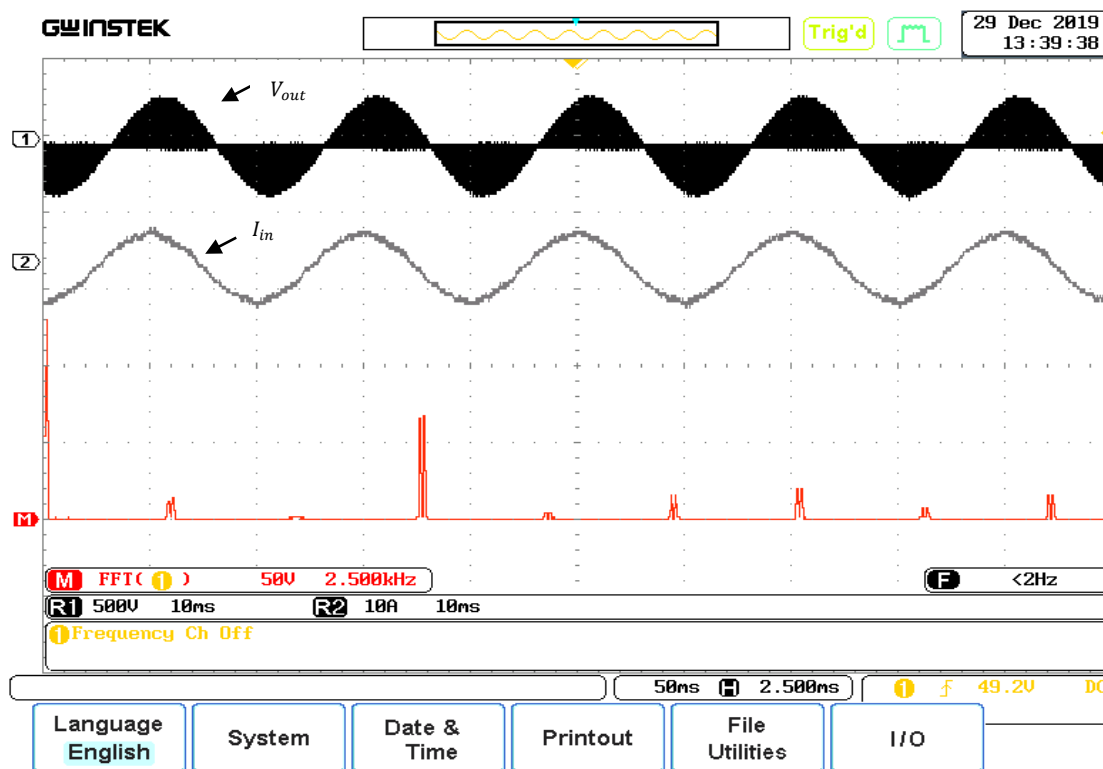
شکل (۴-۱۰) الف) قسمتی از شکل موج پالس RPWM ایجاد شده را در شبیه سازی و شکل (۴-۱۰) ب) قسمتی از شکل موج پالس RPWM توسط میکروکنترلر را نشان می‌دهد. همانگونه که مشاهده می‌شود دوره تناوب پالس ایجاد شده در تکنیک RPWM ثابت نبوده و به صورت تصادفی تغییر می‌کند بنابراین فرکانس کلیدزنی تولید شده نیز به صورت تصادفی می‌باشد.

۴-۴-۲- آنالیز هارمونیکي ولتاژ خروجی در دو حالت پالس PWM و RPWM

شکل (۴-۱۱) الف) مربوط به آنالیز هارمونیکي ولتاژ خروجی با نسبت وظیفه ۰,۶ در حالت PWM در حالت شبیه سازی و شکل (۴-۱۱) ب) مربوط به آنالیز هارمونیکي ولتاژ خروجی با نسبت وظیفه ۰,۶ و در حالت PWM در حالت آزمایشگاهی می‌باشد که نتایج آزمایشگاهی شامل شکل موج ولتاژ خروجی و جریان ورودی و آنالیز هارمونیکي ولتاژ خروجی بوده، شکل (۴-۱۲) الف) مربوط به آنالیز هارمونیکي ولتاژ خروجی با نسبت وظیفه ۰,۶ در حالت RPWM در حالت شبیه سازی و شکل (۴-۱۲) ب) مربوط به آنالیز هارمونیکي ولتاژ خروجی با نسبت وظیفه ۰,۶ در حالت RPWM در حالت آزمایشگاهی را نشان می‌دهد. در حالت PWM فرکانس کلیدزنی 9KHz و در تکنیک RPWM فرکانس کلیدزنی بین (4.5-13.5)KHz با میانگین فرکانس 9KHz می‌باشد. همانگونه که از این شکل موج ها مشخص است در دو حالت شبیه سازی و آزمایشگاهی شکل ها به هم شباهت داشته که کارایی این روش را به اثبات می‌رساند. به منظور بررسی عملکرد AC chopper در دو حالت PWM و RPWM، نتایج ولتاژ خروجی مبدل در حالتی اندازه نسبت وظیفه ۰,۶ باشد آورده شده که آنالیز هارمونیکي شکل موج خروجی در حالتی که پالس PWM در نظر گرفته شود مقدار هارمونیک ها در فرکانس کلیدزنی و ضرایب آن بالا می‌باشد. در حالتی که پالس RPWM در نظر گرفته شود، آنالیز هارمونیکي ولتاژ خروجی در حالتی که اندازه نسبت وظیفه ۰,۶ باشد اندازه هارمونیک ها در فرکانس کلیدزنی و ضرایب آن کاهش یافته و در یک بازه وسیع پخش می‌شود.

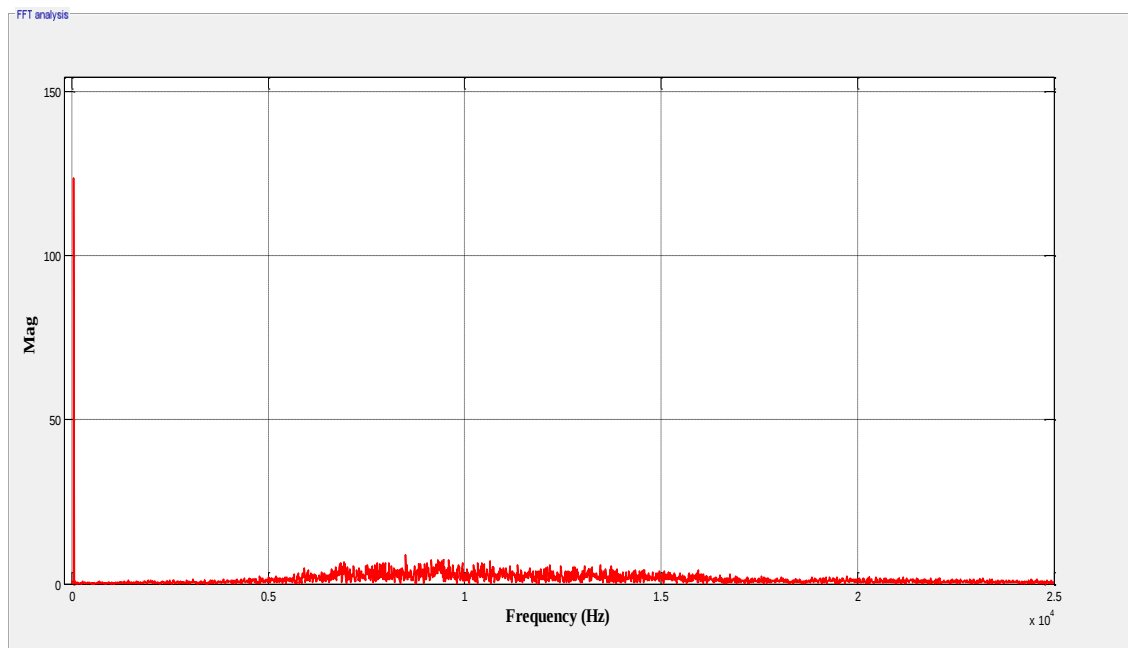


(الف)

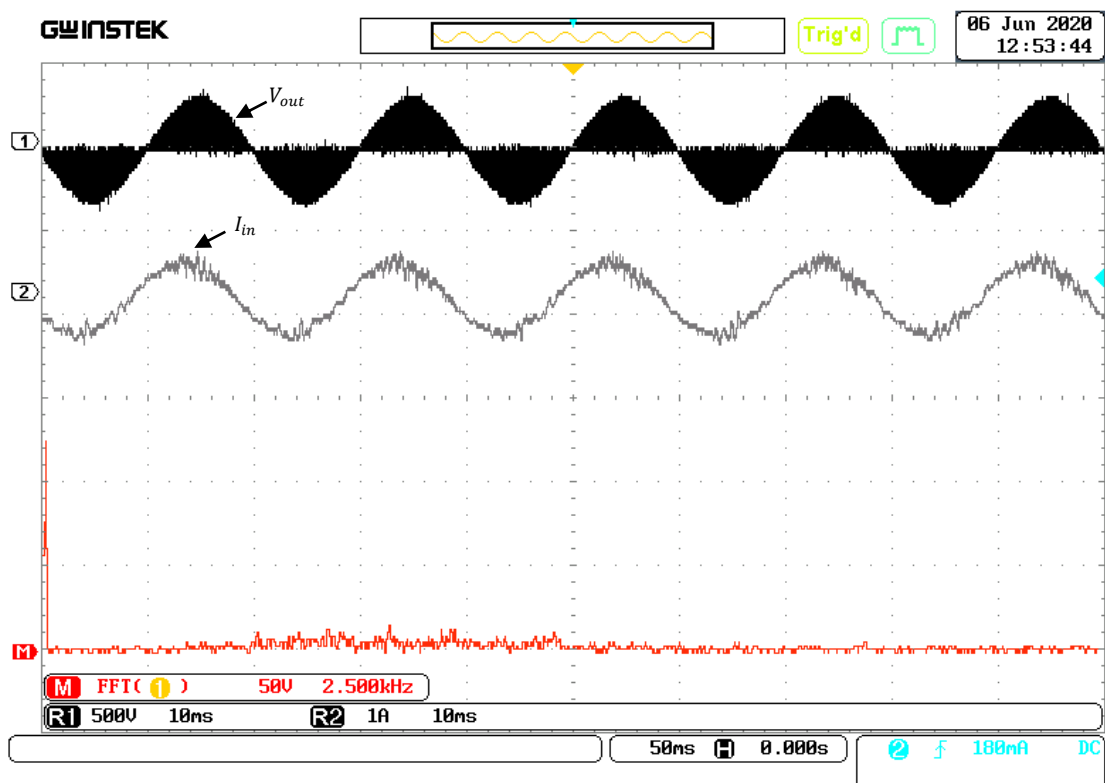


(ب)

شکل ۴-۱۱- آنالیز هارمونیکی شکل موج ولتاژ خروجی با نسبت وظیفه ۰٫۶ در حالت PWM، (الف) نتیجه حاصل از شبیه سازی (ب) نتیجه حاصل از کار آزمایشگاهی



(الف)



(ب)

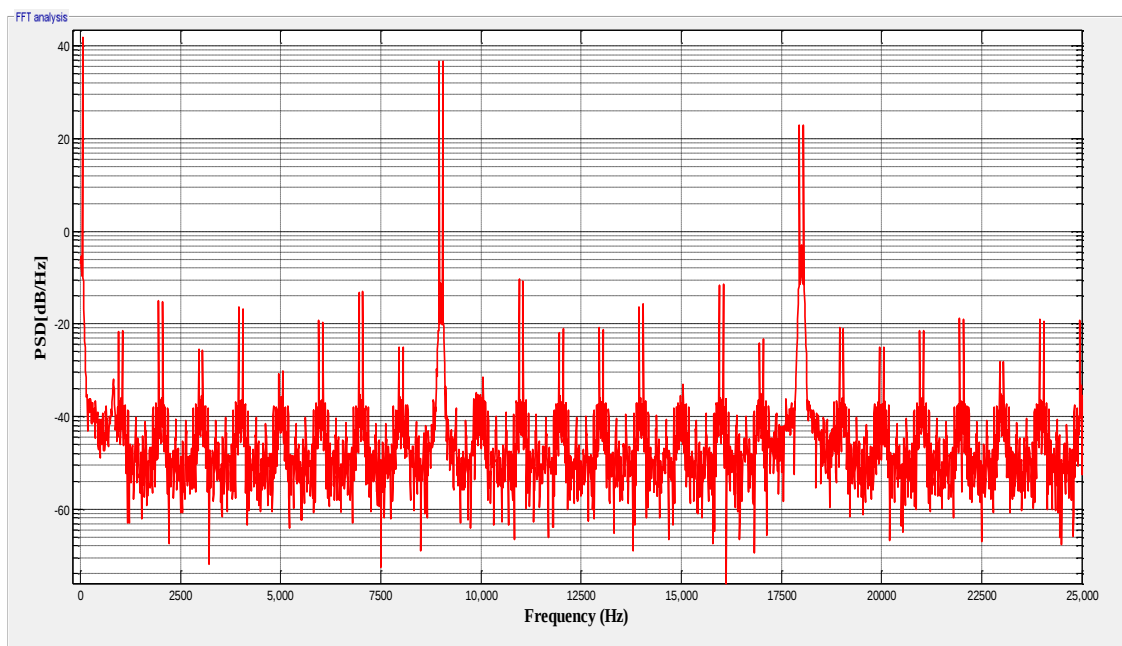
شکل ۴-۱۲- آنالیز هارمونیکی شکل موج ولتاژ خروجی با نسبت وظیفه ۰,۶ در حالت RPWM، (الف) نتیجه حاصل از شبیه سازی (ب) نتیجه حاصل از کار آزمایشگاهی

۴-۴-۳- بررسی چگالی طیف توان ولتاژ خروجی در دو حالت پالس PWM و

RPWM

چگالی طیف توان (PSD) اندازه گیری میزان توان سیگنال در مقابل فرکانس است. PSD معمولاً برای توصیف سیگنال های تصادفی استفاده می شود. شکل (۴-۱۳) الف PSD مربوط به ولتاژ خروجی مبدل AC chopper با نسبت وظیفه ۰,۶ در حالت PWM در حالت شبیه سازی و شکل (۴-۱۳) ب PSD مربوط به ولتاژ خروجی مبدل AC chopper با نسبت وظیفه ۰,۶ در حالت PWM در حالت آزمایشگاهی، شکل (۴-۱۴) الف PSD ولتاژ خروجی با نسبت وظیفه ۰,۶ در حالت RPWM در حالت شبیه سازی و شکل (۴-۱۴) ب PSD ولتاژ خروجی با نسبت وظیفه ۰,۶ در حالت RPWM در حالت آزمایشگاهی را نشان می دهد. همانگونه که از این شکل موج ها مشخص است در دو حالت شبیه سازی و آزمایشگاهی شکل ها به هم شباهت داشته که کارایی این روش را به اثبات می رساند. همانگونه که مشاهده می شود حالت PWM در فرکانس کلیدزنی 9KHz مقدار PSD تولید شده نزدیک به 40dB بوده و همچنین در ضرایب فرکانس کلید زنی مقدار PSD از 20dB بیشتر است. در حالت RPWM به دلیل اینکه فرکانس کلیدزنی ثابت نیست و در بازه (4.5-13.5)KHz به صورت تصادفی تغییر می کند، مقدار PSD تولید شده در حالت حداکثر کمی بیشتر از 20dB می باشد.

¹ power spectrum density

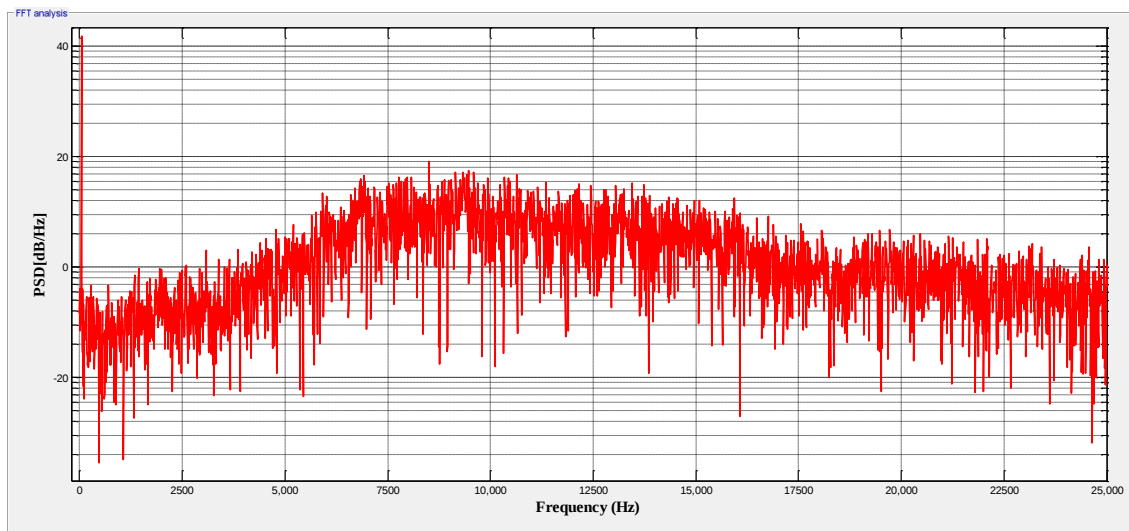


(الف)

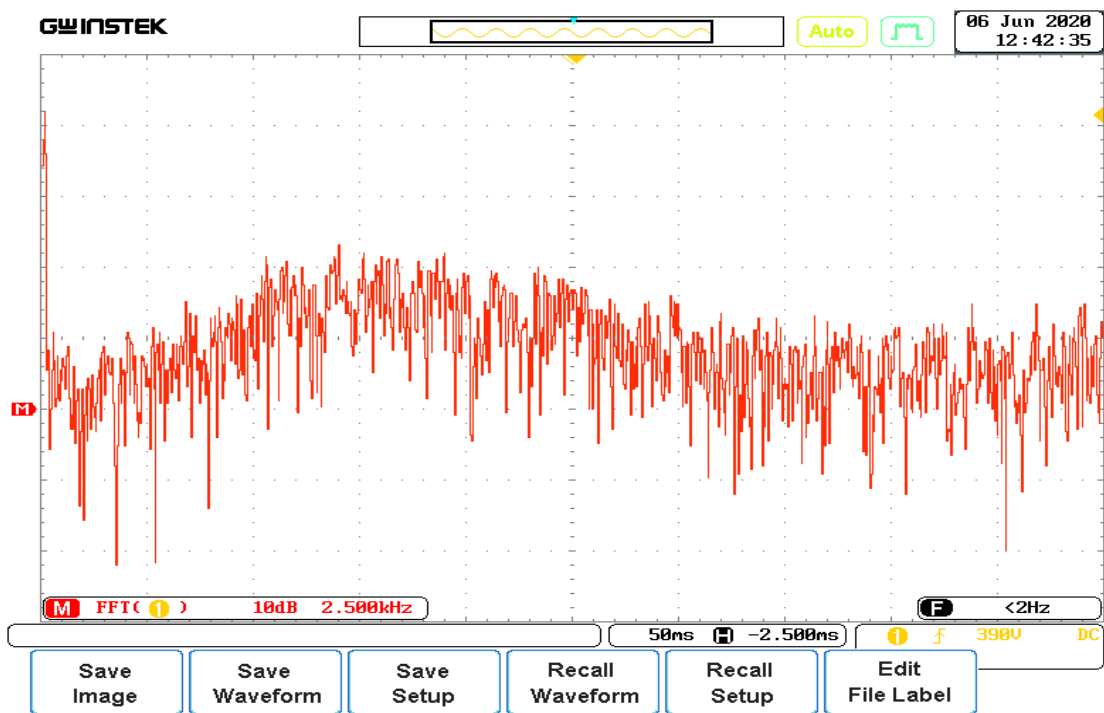


(ب)

شکل ۴-۱۳ PSD مربوط به ولتاژ خروجی AC chopper با نسبت وظیفه ۰.۶ در حالت PWM، (الف) نتیجه حاصل از شبیه سازی، (ب) نتیجه حاصل از کار آزمایشگاهی



(الف)



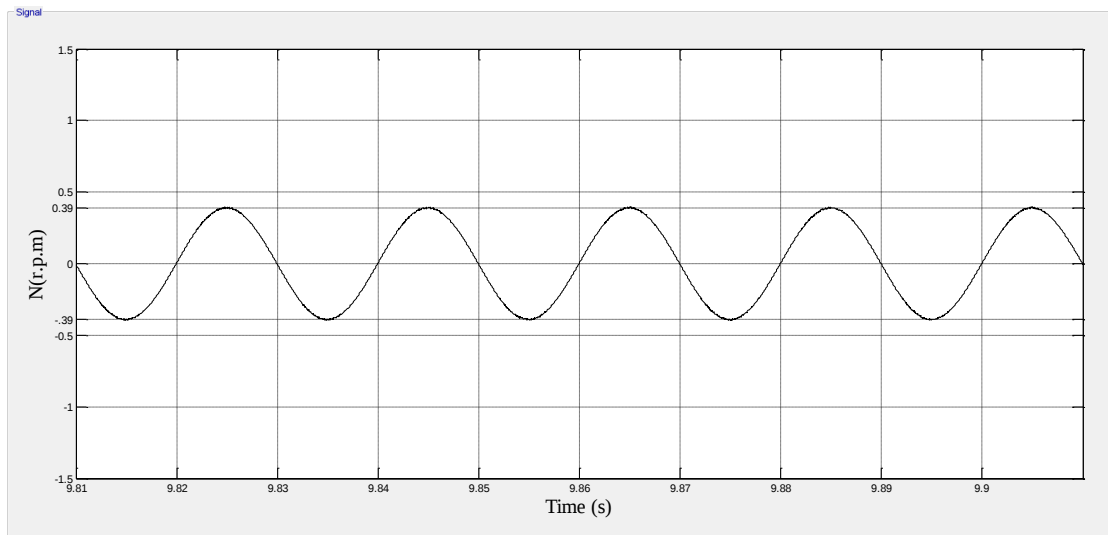
(ب)

شکل ۴-۱۴- PSD مربوط به ولتاژ خروجی AC chopper با نسبت وظیفه ۰,۶ در حالت RPWM، (الف) نتیجه حاصل از شبیه سازی، (ب) نتیجه حاصل از کار آزمایشگاهی

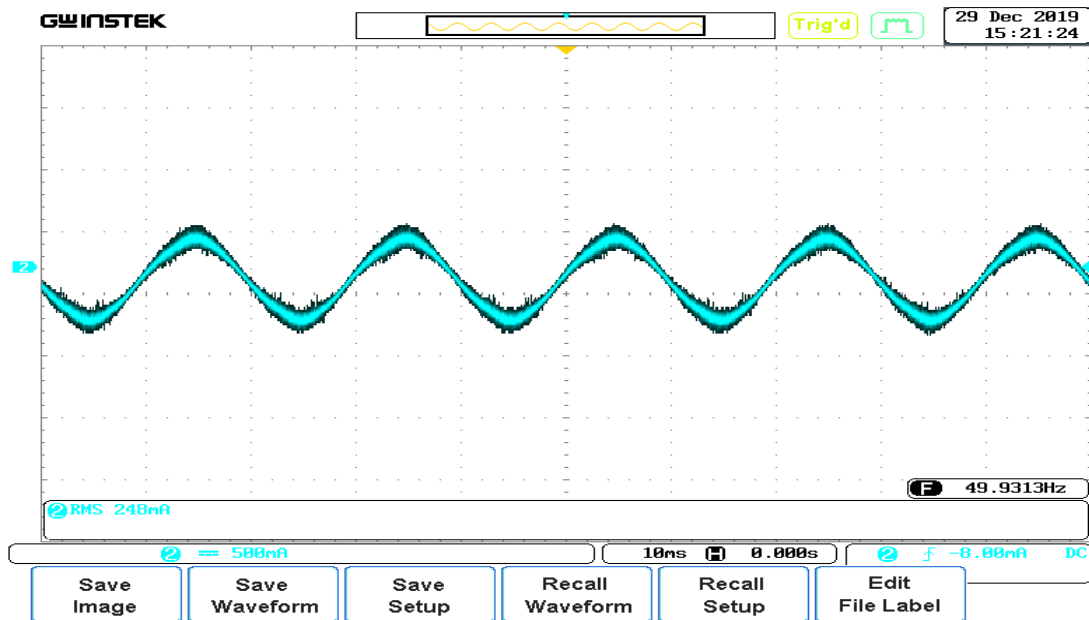
۴-۴-۴- بررسی جریان موتور در حالت شبیه سازی و آزمایشگاهی

به منظور بررسی جریان عبوری از موتور در اندازه های مختلف نسبت وظیفه، شکل موج آنها آورده شده است. شکل (۴-۱۵) (الف) مربوط به جریان موتور در حالت نسبت وظیفه ۰,۸ در شبیه سازی و

شکل (۴-۱۵) (ب) مربوط به جریان موتور در حالت نسبت وظیفه ۰,۸ را در نتیجه آزمایشگاهی نشان می‌دهد. شکل (۴-۱۶) (الف) مربوط به جریان موتور در حالت نسبت وظیفه ۰,۶ در شبیه سازی و شکل (۴-۱۶) (ب) مربوط به جریان موتور در حالت نسبت وظیفه ۰,۶ را در نتیجه آزمایشگاهی نشان می‌دهد.

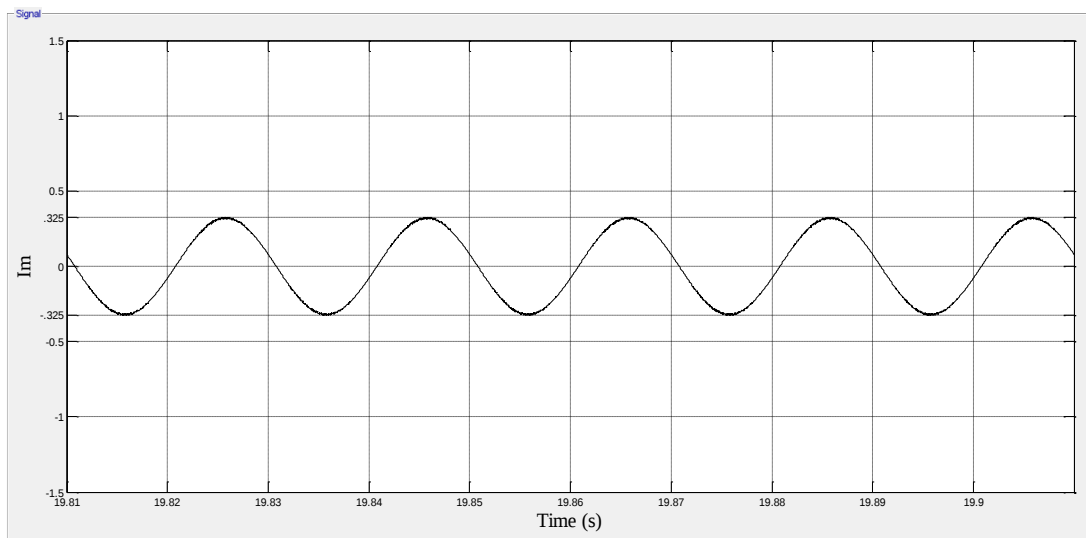


(الف)

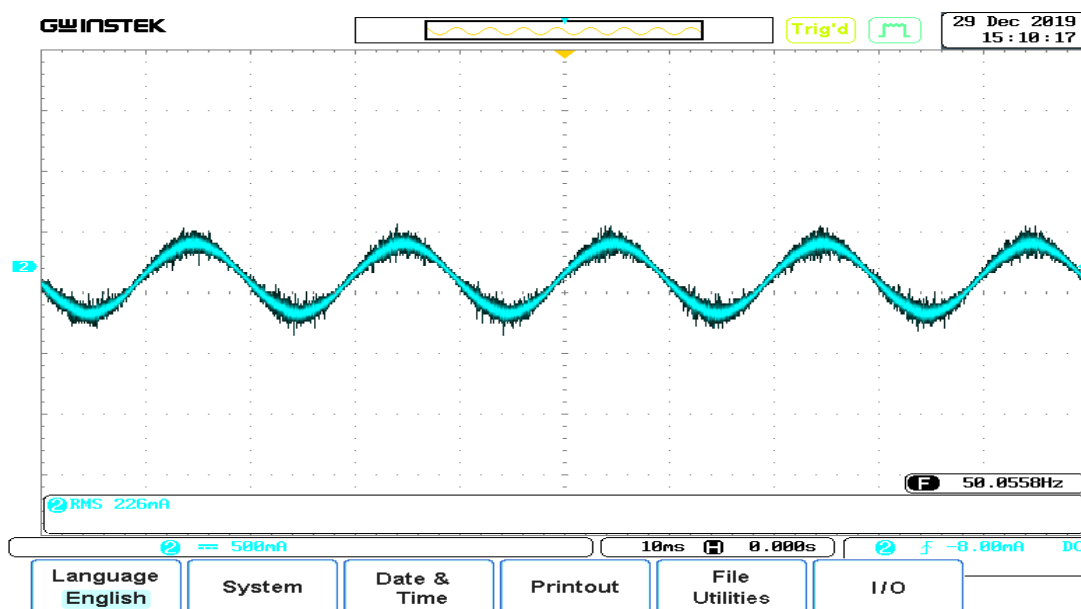


(ب)

شکل ۴-۱۵- شکل موج جریان خروجی با نسبت وظیفه ۰,۸، (الف) نتیجه حاصل از شبیه سازی، (ب) نتیجه حاصل از کار آزمایشگاهی



(الف)



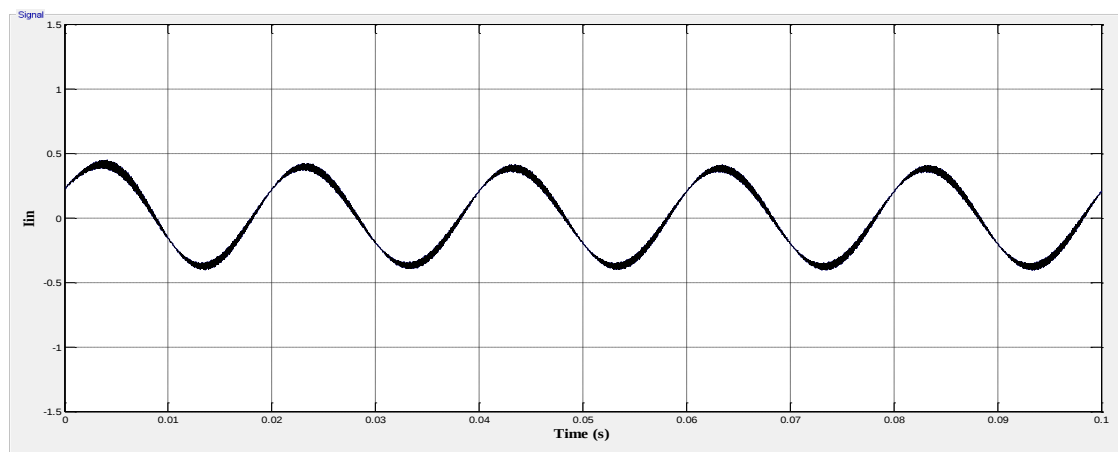
(ب)

شکل ۴-۱۶- شکل موج جریان خروجی با نسبت وظیفه ۰,۶، (الف) نتیجه حاصل از شبیه سازی، (ب) نتیجه حاصل از کار آزمایشگاهی

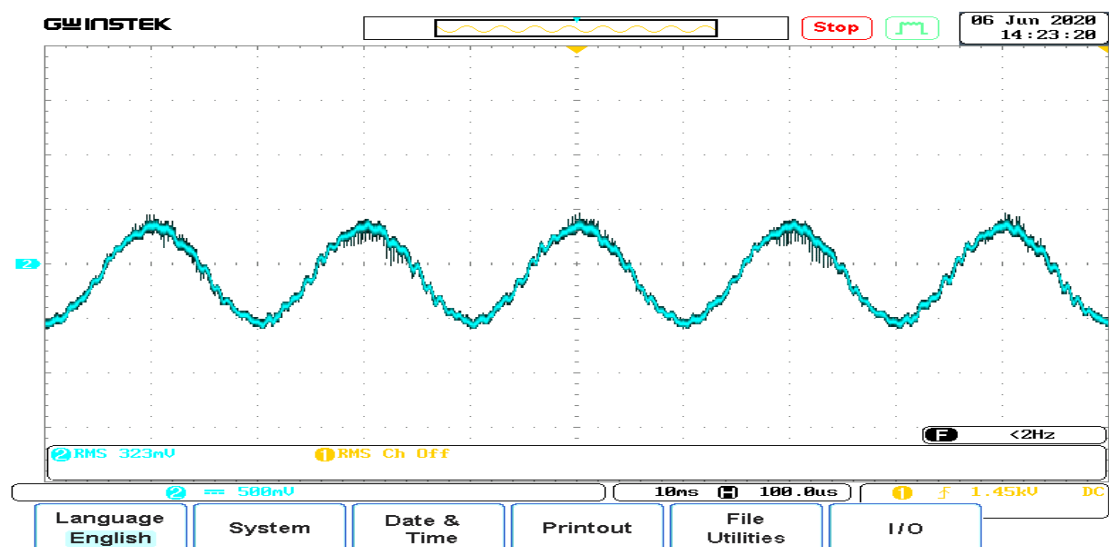
همانگونه که مشاهده می شود با کاهش نسبت وظیفه مقدار جریان عبوری از موتور کاهش میابد. با توجه به این که بار یک موتور القایی می باشد و به دلیل سلفی بودن بار، جریان خروجی مبدل سینوسی بوده و به همین خاطر در دو حالت PWM و RPWM جریان ها مشابه یکدیگر می باشند. بنابراین جریان های خروجی مبدل در یک حالت مورد بررسی قرار گرفته اند.

۴-۴-۵- بررسی جریان منبع در حالت شبیه سازی و آزمایشگاهی

به منظور بررسی جریان منبع در اندازه های مختلف نسبت وظیفه، شکل موج آنها آورده شده است. شکل (۴-۱۷) (الف) مربوط به جریان منبع در حالت نسبت وظیفه ۰,۶ با پالس PWM در حالت شبیه سازی و شکل (۴-۱۷) (ب) مربوط به جریان منبع در حالت نسبت وظیفه ۰,۶ با پالس PWM در حالت کار آزمایشگاهی، شکل (۴-۱۸) (الف) مربوط به جریان منبع در حالت نسبت وظیفه ۶۰ با پالس RPWM در حالت شبیه سازی و شکل (۴-۱۸) (ب) مربوط به جریان منبع در حالت نسبت وظیفه ۰,۶ با پالس RPWM در حالت کار آزمایشگاهی را نشان می دهد.

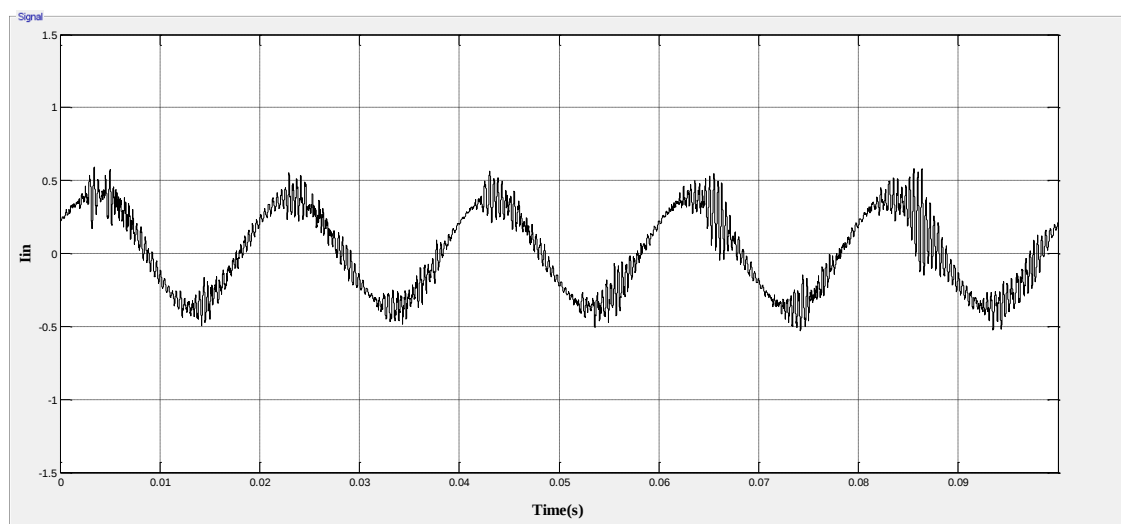


(الف)

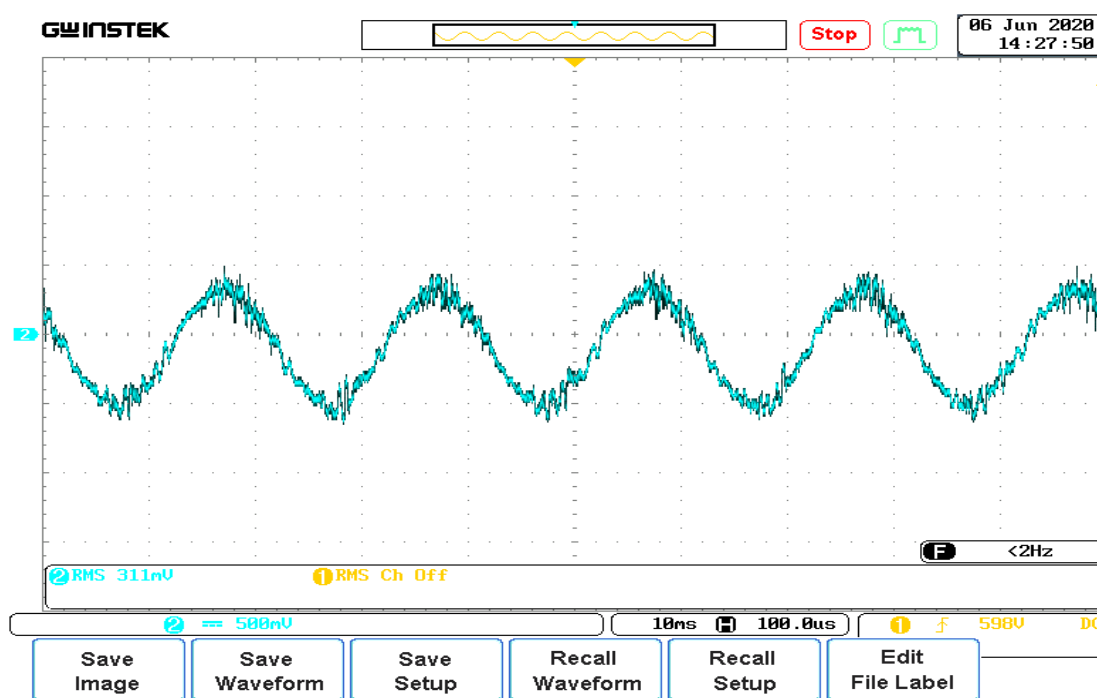


(ب)

شکل ۴-۱۷- شکل موج جریان منبع با نسبت وظیفه ۰,۶ در حالت پالس PWM، (الف) نتیجه حاصل از شبیه سازی، (ب) نتیجه حاصل از کار آزمایشگاهی



(الف)



(ب)

شکل ۴-۱۸- شکل موج جریان منبع با نسبت وظیفه ۰,۶ در حالت پالس RPWM، (الف) نتیجه حاصل از شبیه سازی، (ب) نتیجه حاصل از کار آزمایشگاهی

همانگونه که مشاهده می شود در هر دو حالت پالس PWM و RPWM اندازه جریان برابر بوده ولی در حالت RPWM به دلیل اینکه دوره تناوب کلیدزنی ثابت نبوده و بین $T_{sw.min}$ تا $2T$ تغییر می کند، شکل موج جریان ورودی دارای اعوجاج است.

فصل ۵: نتیجه گیری و پیشنهادها

۵-۱- نتیجه گیری

در این پایان نامه روشی برای اعمال تکنیک RPWM به مبدل AC chopper ارائه شده است که با استفاده از آن هارمونیک های ولتاژ خروجی در یک بازه وسیع فرکانس پخش شده و موجب می گردد مشکلات ناشی از کلید زنی تا حد زیادی کاهش یابد و همچنین در این تکنیک با استفاده از کنترلر (PI) دور موتور در مقدار خواسته شده تنظیم می گردد.

عملکرد تکنیک RPWM در مبدل AC chopper با استفاده از شبیه سازی در نرم افزار متلب/سیمولینک و همچنین نمونه ساخته شده مورد بررسی قرار گرفته است. در شبیه سازی سعی شده تا شرایط واقعی AC chopper و موتور القایی در نظر گرفته شود. به منظور مقایسه تکنیک PWM و RPWM در هارمونیک های تولید شده در ولتاژ خروجی از شاخص های HSF, FFT و PSD استفاده شده است. شاخص HSF در تکنیک RPWM نسبت به تکنیک PWM کاهش یافته است که نشان دهنده این است که نویز تولید شده به نویز سفید نزدیک شده است. نتایج شاخص FFT نشان می دهد که در تکنیک PWM اندازه هارمونیک های ایجاد شده در ولتاژ خروجی در حالت حداکثر ۵۲ درصد مولفه اصلی ولتاژ بوده در حالی که در تکنیک RPWM اندازه هارمونیک ایجاد شده در حالت حداکثر ۷ درصد مولفه اصلی ولتاژ می باشد. شاخص PSD نشان می دهد مقدار این شاخص در تکنیک PWM در فرکانس کلیدزنی نزدیک به 40dB بوده و همچنین در ضرایب فرکانس کلیدزنی مقدار PSD از 20dB بیشتر است در صورتی که در تکنیک RPWM مقدار PSD در حالت حداکثر کمی از 20dB بیشتر است. تغییرات THD ولتاژ خروجی مبدل در حالت PWM و RPWM در اندازه های مختلف نسبت وظیفه نشان دهنده این است که در حالت RPWM اندازه THD ولتاژ در مقایسه با حالت PWM به مقدار اندکی افزایش پیدا می کند.

۵-۲-پیشنهاده‌ها

۱-در این پایان نامه با توجه به امکانات موجود در آزمایشگاه امکان استفاده از تست نویز در موتور القایی وجود نداشت. لذا پیشنهاد می‌گردد جهت بررسی بیشتر تکنیک RPWM تست نویز نیز انجام گردد.

۲-در نمونه ساخته شده از میکروکنترلر AVR استفاده شده که امکان تست حلقه بسته در آن وجود نداشت. لذا پیشنهاد می‌شود جهت تست کنترل حلقه بسته از میکروکنترلرهای سری ARM یا DSP استفاده گردد تا بتوان در آن تست حلقه بسته را انجام داد.

مراجع

مراجع

- [1] Hac1Bodur, A. Faruk Bakan,M. Hadi Sarul, “Universal Motor Speed Control with Current Controlled PWM AC Chopper by using a Microcontroller,” Proc. IEEE Int. Conf. on Industrial Technology,2000,pp.394-398
- [2] A. M. Trzynadlowski, S. Legowski, and R. L. Kirlin, “Random pulse width modulation technique for voltage controlled power inverters,” in Conf. Rec. IEEE—IAS Annu. Meeting, 1987, pp. 863–868.
- [3] A. M. Trzynadlowski, M. Zigliotto, and M. M. Bech, “Reduction of the electromagnetic interference conducted to mains in inverter-fed ac drives using random pulse-width modulation,” in Proc. IEEE Industry Applications Soc. Annu. Meeting, 1998, pp. 739–744.
- [4] K. K. Tse, H. S. Chung, S. Y. R. Hui, and H. C. So, “Analysis and spectral characteristics of a spread-spectrum techniques for conducted EMI suppression,” IEEE Trans. Power Electron, vol. 15, no. 2, pp. 399–410, Mar. 2000.
- [5] Hart. D. W,“ Power Electronics”,2011, Indiana.
- [6] Yildirim Deniz,Bilgic Murat, “PWM AC Chopper Control of Single-Phase Induction Motor for Variable-Speed Fan Application,” in Conf. Rec.IEEE 2008,PP.1337-1342
- [7] Nabil A. Ahmed, Kenji Amei, Masaaki Sakui, “AC chopper voltage controller-fed single-phase induction motor employing symmetrical PWM control technique,” Electric Power Systems Research 55, 2000,PP.15-25.
- [8] Said A. Deraz, Haitham Z. Azazi, “Current limiting soft starter for three phase induction motor drive system using PWM AC chopper,” IET Power Electron., 2017, Vol. 10 Iss. 11, pp. 1298-1306
- [9] S. Y. R. Hui, Oppermann, and S. Sathiakumar, “Microprocessor-Based Random PWM Schemes for DC–AC Power Conversion,” IEEE Trans. Power Electron., VOL. 12, NO. 2, MARCH 1997,pp.253-260.
- [10] Ki-Seon Kim, Young-Gook Jung, and Young-Cheol Lim, “A New Hybrid Random PWM Scheme,” IEEE Trans. Power Electron., VOL. 24, NO. 1, JANUARY2009,pp.192-200.

- [11] McCoy.M., (2013), MSc. thesis, “Impedance Estimation Using Randomized Pulse Width Modulation and Power Converters,” College of Engineering and Computing, University of South Carolina.
- [12] A. Peyghambari, A. Dastfan, and A. Ahmadyfard, “Strategy for switching period selection in random pulse width modulation to shape the noise spectrum,” *IET Power Electron.*, vol. 8, pp. 517–523, 2015.
- [13] Erikson, R.W, “Fundamentals of Power Electronics”, 2000, Kluwer Academic Publishers.
- [14] Rashid, M. H. 1993. “Power Electronics, Circuits, Devices and Applications”, Prentice Hall.

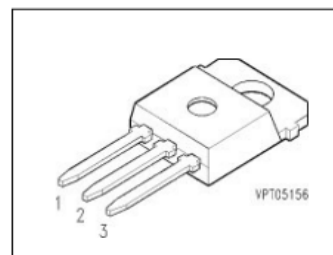
پیوست ها

کاتالوگ سوئیچ BUP313

SIEMENS**BUP 313****IGBT**

Preliminary data

- Low forward voltage drop
- High switching speed
- Low tail current
- Latch-up free
- Avalanche rated



Pin 1	Pin 2	Pin 3
G	C	E

Type	V_{CE}	I_C	Package	Ordering Code
BUP 313	1200V	32A	TO-218 AB	Q67040-A4208-A2

Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Values	Unit
Collector-emitter voltage	V_{CE}	1200	V
Collector-gate voltage	V_{CGR}	1200	
$R_{GE} = 20 \text{ k}\Omega$			
Gate-emitter voltage	V_{GE}	± 20	
DC collector current	I_C	32	A
$T_C = 25^\circ\text{C}$		20	
$T_C = 90^\circ\text{C}$			
Pulsed collector current, $t_p = 1 \text{ ms}$	I_{Cpuls}	64	
$T_C = 25^\circ\text{C}$		40	
$T_C = 90^\circ\text{C}$			
Avalanche energy, single pulse	E_{AS}	22	mJ
$I_C = 15 \text{ A}$, $V_{CC} = 50 \text{ V}$, $R_{GE} = 25 \Omega$			
$L = 200 \mu\text{H}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$			
Power dissipation	P_{tot}	200	W
$T_C = 25^\circ\text{C}$			
Chip or operating temperature	T_j	-55 ... + 150	$^\circ\text{C}$
Storage temperature	T_{stg}	-55 ... + 150	

Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Values	Unit
DIN humidity category, DIN 40 040	-	E	-
IEC climatic category, DIN IEC 68-1	-	55 / 150 / 56	

Thermal Resistance

Thermal resistance, chip case	R_{thJC}	≤ 0.63	K/W
-------------------------------	------------	-------------	-----

Electrical Characteristics, at $T_j = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	

Static Characteristics

Gate threshold voltage $V_{GE} = V_{CE}, I_C = 0.35\text{ mA}$	$V_{GE(th)}$	4.5	5.5	6.5	V
Collector-emitter saturation voltage $V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 15\text{ A}, T_j = 25^\circ\text{C}$	$V_{CE(sat)}$	-	2.7	3.2	
$V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 15\text{ A}, T_j = 125^\circ\text{C}$		-	3.3	3.9	
$V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 30\text{ A}, T_j = 25^\circ\text{C}$		-	3.4	-	
$V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 30\text{ A}, T_j = 125^\circ\text{C}$		-	4.3	-	
Zero gate voltage collector current $V_{CE} = 1200\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}, T_j = 25^\circ\text{C}$	I_{CES}	-	-	0.8	mA
Gate-emitter leakage current $V_{GE} = 25\text{ V}, V_{CE} = 0\text{ V}$	I_{GES}	-	-	100	nA

AC Characteristics

Transconductance $V_{CE} = 20\text{ V}, I_C = 15\text{ A}$	g_{fs}	-	12	-	S
Input capacitance $V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$	C_{iss}	-	1000	1350	pF
Output capacitance $V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$	C_{oss}	-	150	225	
Reverse transfer capacitance $V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$	C_{rss}	-	70	100	

کاتالوگ اپتوکوپلر TLP250

TOSHIBA

TLP250

TOSHIBA Photocoupler GaAlAs Ired & Photo-IC

TLP250

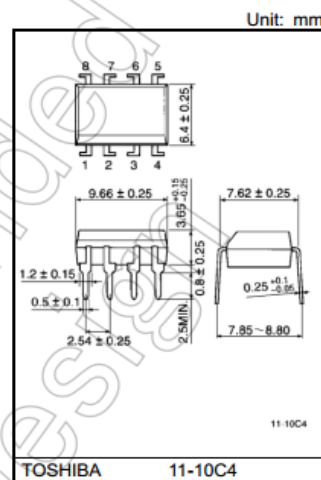
Industrial Inverter
Inverter For Air Conditioner
IGBT Gate Drive
Power MOS FET Gate Drive

The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.
This unit is 8-lead DIP package.
TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

- Input threshold current: 5mA(max)
- Supply current : 11mA(max)
- Supply voltage : 10-35V
- Output current : $\pm 1.5A$ (max)
- Switching time t_{pLH}/t_{pHL} : 0.5 μ s(max)
- Isolation voltage: 2500Vrms(min)
- UL recognized: UL1577, file No.E67349
- c-UL approved : CSA Component Acceptance Service
No. 5A, File No.E67349
- Option(D4)

VDE Approved : EN60747-5- 5

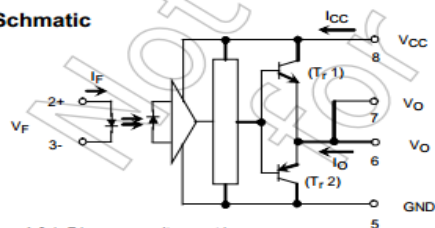
**Note: When a EN60747-5-5 approved type is needed,
Please designate "Option(D4)"**



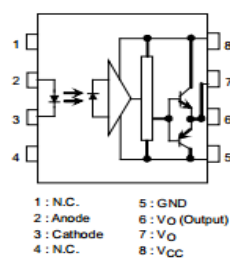
Weight: 0.54 g (typ.)

Truth Table

		Tr1	Tr2
Input LED	On	On	Off
	Off	Off	On

Schematic

A 0.1 μ F bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5

Pin Configuration (top view)

Start of commercial production
1990-11

Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Characteristic		Symbol	Rating	Unit
LED	Forward current	I _F	20	mA
	Forward current derating (Ta ≥ 70°C)	ΔI _F / ΔTa	-0.36	mA / °C
	Peak transient forward current (Note 1)	I _{FPT}	1	A
	Reverse voltage	V _R	5	V
	Diode power dissipation	P _D	40	mW
	Diode power dissipation derating (Ta ≥ 70°C)	ΔP _D / °C	-0.72	mW / °C
	Junction temperature	T _J	125	°C
Detector	"H" peak output current (P _W ≤ 2.5μs, f ≤ 15kHz) (Note 2)	I _{OPH}	-1.5	A
	"L" peak output current (P _W ≤ 2.5μs, f ≤ 15kHz) (Note 2)	I _{OPL}	+1.5	A
	Output voltage	V _O	35	V
			24	
	Supply voltage	V _{CC}	35	V
			24	
	Output voltage derating (Ta ≥ 70°C)	ΔV _O / ΔTa	-0.73	V / °C
	Supply voltage derating (Ta ≥ 70°C)	ΔV _{CC} / ΔTa	-0.73	V / °C
	Power dissipation	P _C	800	mW
	Power dissipation derating (Ta ≥ 70°C)	ΔP _C / °C	-14.5	mW / °C
	Junction temperature	T _J	125	°C
Operating frequency (Note 3)		f	25	kHz
Operating temperature range		T _{opr}	-20 to 85	°C
Storage temperature range		T _{stg}	-55 to 125	°C
Lead soldering temperature (10 s)		T _{sol}	260	°C
Isolation voltage (AC, 60 s., R.H. ≤ 60%) (Note 4)		BVs	2500	Vrms

Note: Using continuously under heavy loads (e.g. the application of high temperature/current/voltage and the significant change in temperature, etc.) may cause this product to decrease in the reliability significantly even if the operating conditions (i.e. operating temperature/current/voltage, etc.) are within the absolute maximum ratings.

Please design the appropriate reliability upon reviewing the Toshiba Semiconductor Reliability Handbook ("Handling Precautions"/"Derating Concept and Methods") and individual reliability data (i.e. reliability test report and estimated failure rate, etc).

Note 1: Pulse width P_W ≤ 1μs, 300pps

Note 2: Exponential waveform

Note 3: Exponential waveform, I_{OPH} ≤ -1.0A (≤ 2.5μs), I_{OPL} ≤ +1.0A (≤ 2.5μs)

Note 4: Device considered a two terminal device: Pins 1, 2, 3 and 4 shorted together, and pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

Recommended Operating Conditions

Characteristic	Symbol	Min	Typ.	Max	Unit
Input current, on	I _{F(ON)}	7	8	10	mA
Input voltage, off	V _{F(OFF)}	0	—	0.8	V
Supply voltage	V _{CC}	15	—	30	V
Peak output current	I _{OPH} /I _{OPL}	—	—	±0.5	A
Operating temperature	T _{opr}	-20	25	85	°C

Note: Recommended operating conditions are given as a design guideline to obtain expected performance of the device. Additionally, each item is an independent guideline respectively. In developing designs using this product, please confirm specified characteristics shown in this document.

Note: A ceramic capacitor(0.1μF) should be connected from pin 8 to pin 5 to stabilize the operation of the high gain linear amplifier. Failure to provide the bypassing may impair the switching property. The total lead length between capacitor and coupler should not exceed 1cm.

Note: Input signal rise time(fall time) < 0.5μs.

کاتالوگ مبدل DC به DC (MAU 100 SERIES)



FEATURES

- ▶ SIP Package with Industry Standard Pinout
- ▶ Package Dimension:
19.5 x 10.2 x 6.1 mm (0.77"x 0.4"x 0.24") 5V&12V Models
19.5 x 10.2 x 7.1 mm (0.77"x 0.4"x 0.28") 15V&24V Models
- ▶ Single and Dual Output Models
- ▶ I/O-Isolation 1000 VDC
- ▶ Operating Temp. Range -40°C to +85°C
- ▶ 3 Years Product Warranty



PRODUCT OVERVIEW

The MINMAX MAU100 series is a range of 1W DC/DC converters in a small SIP Package featuring I/O-isolation of 1000VDC.

An excellent efficiency allows an operating temperature range of -40°C to +85°C.

These converters offer an economical solution for many applications where a voltage has to be isolated i.e for noise reduction, ground loop elimination, digital interfaces or for board level power distribution.

Model Selection Guide

Model Number	Input Voltage (Range) VDC	Output Voltage VDC	Output Current		Input Current		Load Regulation % (max.)	Max. capacitive Load μF	Efficiency (typ.) @Max. Load
			Max. mA	Min. mA	@Max. Load mA(typ.)	@No Load mA(typ.)			
MAU101	5 (4.5 ~ 5.5)	3.3	260	5	235	30	10	220	73
MAU102		5	200	4	281		10		71
MAU103		9	110	2	260		8		76
MAU104		12	84	1.5	258		7	100#	78
MAU105		15	67	1	258		7		78
MAU106		±5	±100	±2	278		10		72
MAU107		±9	±56	±1	262		8		77
MAU108		±12	±42	±0.8	258		7		78
MAU109		±15	±34	±0.7	258		7		79
MAU111	12 (10.8 ~ 13.2)	3.3	260	5	96	12	8	220	74
MAU112		5	200	4	114		8		73
MAU113		9	110	2	106		5	100#	78
MAU114		12	84	1.5	105		5		80
MAU115		15	67	1	104		5		80
MAU116		±5	±100	±2	113		8		74
MAU117		±9	±56	±1	106		5		79
MAU118		±12	±42	±0.8	104		5		81
MAU119		±15	±34	±0.7	105		5		81
MAU151	15 (13.5 ~ 16.5)	5	200	4	93	11	8	220	72
MAU152		12	84	1.5	85		5		79
MAU153		15	67	1	85		5	100#	79
MAU154		±5	±100	±2	93		8		72
MAU155		±12	±42	±0.8	85		5		80
MAU156		±15	±34	±0.7	85		5		80
MAU121		3.3	260	5	49		8	220	73
MAU122		5	200	4	59		8		71
MAU123		9	110	2	54		5		76
MAU124	24 (21.6 ~ 26.4)	12	84	1.5	54	7	5	100#	78
MAU125		15	67	1	53		5		79
MAU126		±5	±100	±2	58		8		72
MAU127		±9	±56	±1	55		5		76
MAU128		±12	±42	±0.8	53		5		79
MAU129		±15	±34	±0.7	53		5		80

For each output

Input Specifications

Parameter	Model	Min.	Typ.	Max.	Unit
Input Voltage Range	5V Input Models	4.5	5	5.5	VDC
	12V Input Models	10.8	12	13.2	
	15V Input Models	13.5	15	16.5	
	24V Input Models	21.6	24	26.4	
Input Surge Voltage (1 sec. max.)	5V Input Models	-0.7	---	9	VDC
	12V Input Models	-0.7	---	18	
	15V Input Models	-0.7	---	18	
	24V Input Models	-0.7	---	30	
Reverse Polarity Input Current	All Models	---	---	0.3	A
Internal Filter Type		Internal Capacitor			
Internal Power Dissipation		---	---	450	mW

Output Specifications

Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Output Voltage Accuracy		---	±1.0	±3.0	%
Output Voltage Balance	Dual Output, Balanced Loads	---	±0.1	±1.0	%
Line Regulation	For Vin Change of 1%	---	±1.2	±1.5	%
Load Regulation	Io=20% to 100%	See Model Selection Guide			
Ripple & Noise	max. 20MHz Bandwidth	---	50	75	mV _{P-P}
Temperature Coefficient		---	±0.01	±0.02	%/°C
Short Circuit Protection		0.5 Second Max.			

General Specifications

Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I/O Isolation Voltage (rated)	60 Seconds	1000	---	---	VDC
I/O Isolation Resistance	500 VDC	1000	---	---	MΩ
I/O Isolation Capacitance	100KHz, 1V	---	60	100	pF
Switching Frequency		70	100	120	KHz
MTBF (calculated)	MIL-HDBK-217F@25°C, Ground Benign	2,000,000	---	---	Hours

Input Fuse

5V Input Models	12V Input Models	15V Input Models	24V Input Models
500mA Slow-Blow Type	200mA Slow-Blow Type	150mA Slow-Blow Type	100mA Slow-Blow Type

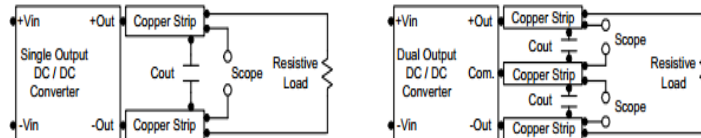
Environmental Specifications

Parameter	Conditions	Min.	Max.	Unit
Operating Ambient Temperature Range (See Power Derating Curve)	Natural Convection	-40	+85	°C
Case Temperature		---	+90	°C
Storage Temperature Range		-50	+125	°C
Humidity (non condensing)		---	95	% rel. H
Cooling	Free-Air convection			
Lead Temperature (1.5mm from case for 10Sec.)		---	260	°C

Test Setup

Peak-to-Peak Output Noise Measurement Test

Use a C_{out} 0.33 μ F ceramic capacitor. Scope measurement should be made by using a BNC socket, measurement bandwidth is 0-20 MHz. Position the load between 50 mm and 75 mm from the DC/DC Converter.



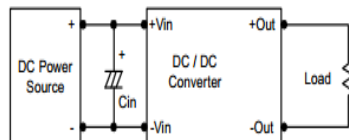
Technical Notes

Maximum Capacitive Load

The MAU100 series has limitation of maximum connected capacitance at the output. The power module may be operated in current limiting mode during start-up, affecting the ramp-up and the startup time. For optimum performance we recommend 100 μ F maximum capacitive load for dual outputs and 220 μ F capacitive load for single outputs. The maximum capacitance can be found in the data sheet.

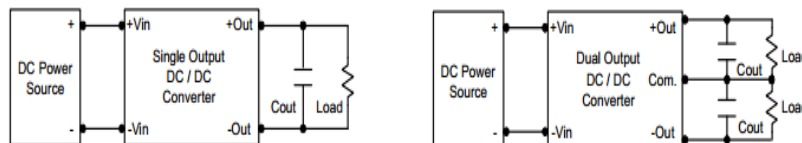
Input Source Impedance

The power module should be connected to a low ac-impedance input source. Highly inductive source impedances can affect the stability of the power module. In applications where power is supplied over long lines and output loading is high, it may be necessary to use a capacitor at the input to ensure startup. Capacitor mounted close to the power module helps ensure stability of the unit, it is commended to use a good quality low Equivalent Series Resistance (ESR < 1.0 Ω at 100 KHz) capacitor of a 2.2 μ F for the 5V input devices, a 1.0 μ F for the 12V,15V input devices and a 0.47 μ F for the 24V devices.



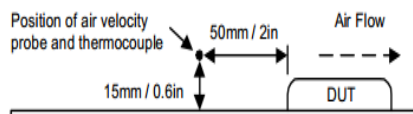
Output Ripple Reduction

A good quality low ESR capacitor placed as close as practicable across the load will give the best ripple and noise performance. To reduce output ripple, it is recommended to use 1.0 μ F capacitors at the output.



Thermal Considerations

Many conditions affect the thermal performance of the power module, such as orientation, airflow over the module and board spacing. To avoid exceeding the maximum temperature rating of the components inside the power module, the case temperature must be kept below 90°C. The derating curves are determined from measurements obtained in a test setup.



بخشی از کاتالوگ میکروکنترلر Atmega 32

Features

- High-performance, Low-power Atmel® AVR® 8-bit Microcontroller
- Advanced RISC Architecture
 - 131 Powerful Instructions – Most Single-clock Cycle Execution
 - 32 x 8 General Purpose Working Registers
 - Fully Static Operation
 - Up to 16 MIPS Throughput at 16 MHz
 - On-chip 2-cycle Multiplier
- High Endurance Non-volatile Memory segments
 - 32Kbytes of In-System Self-programmable Flash program memory
 - 1024Bytes EEPROM
 - 2Kbyte Internal SRAM
 - Write/Erase Cycles: 10,000 Flash/100,000 EEPROM
 - Data retention: 20 years at 85°C/100 years at 25°C⁽¹⁾
 - Optional Boot Code Section with Independent Lock Bits
 - In-System Programming by On-chip Boot Program
 - True Read-While-Write Operation
 - Programming Lock for Software Security
- JTAG (IEEE std. 1149.1 Compliant) Interface
 - Boundary-scan Capabilities According to the JTAG Standard
 - Extensive On-chip Debug Support
 - Programming of Flash, EEPROM, Fuses, and Lock Bits through the JTAG Interface
- Peripheral Features
 - Two 8-bit Timer/Counters with Separate Prescalers and Compare Modes
 - One 16-bit Timer/Counter with Separate Prescaler, Compare Mode, and Capture Mode
 - Real Time Counter with Separate Oscillator
 - Four PWM Channels
 - 8-channel, 10-bit ADC
 - 8 Single-ended Channels
 - 7 Differential Channels in TQFP Package Only
 - 2 Differential Channels with Programmable Gain at 1x, 10x, or 200x
 - Byte-oriented Two-wire Serial Interface
 - Programmable Serial USART
 - Master/Slave SPI Serial Interface
 - Programmable Watchdog Timer with Separate On-chip Oscillator
 - On-chip Analog Comparator
- Special Microcontroller Features
 - Power-on Reset and Programmable Brown-out Detection
 - Internal Calibrated RC Oscillator
 - External and Internal Interrupt Sources
 - Six Sleep Modes: Idle, ADC Noise Reduction, Power-save, Power-down, Standby and Extended Standby
- I/O and Packages
 - 32 Programmable I/O Lines
 - 40-pin PDIP, 44-lead TQFP, and 44-pad QFN/MLF
- Operating Voltages
 - 2.7V - 5.5V for ATmega32L
 - 4.5V - 5.5V for ATmega32
- Speed Grades
 - 0 - 8MHz for ATmega32L
 - 0 - 16MHz for ATmega32
- Power Consumption at 1 MHz, 3V, 25°C
 - Active: 1.1mA
 - Idle Mode: 0.35mA
 - Power-down Mode: < 1µA



8-bit AVR[®]
Microcontroller
with 32KBytes
In-System
Programmable
Flash

ATmega32
ATmega32L

Summary

2503QS-AVR-02/11



Abstract:

The value of AC voltage can be changed using phase control converters and AC chopper converter. In phase control converters, switching occurs in each period of the source to remove part of the source waveform before it is loaded. In the phase control converter, the low-order harmonics have a high percentage and also the voltage distortion has a high value. the AC chopper converter change the output voltage using pulse width modulation technique and changes the duty ratio. Using the pulse width modulation technique causes problems such as noise and electromagnetic interference. In this thesis, AC chopper with random pulse width modulation is investigated. random pulse width modulation techniques have been proposed to solve high-frequency switching problems that cause noise and electromagnetic interference. In order to apply random pulse width modulation to the AC chopper, a proposed method is proposed in which the modeling and control method are completely performed. The simulation results shown the performance of AC chopper with random pulse width modulation technique in reducing the harmonic value at the switching frequency and distributing these harmonics over a wide frequency range as well as adjusting the motor speed to the desired value. In order to evaluate the performance of the random pulse width modulation technique under operating conditions, an AC Chopper laboratory specimen is designed and manufactured with all its requirements including input filters, processors, and more. The experimental results of the AC Chopper of the proposed method show its accuracy and good performance.

Keywords: AC Chopper, PWM, RPWM, switching frequency



Shahrood University of Technology
Department of Electrical and Robotic Engineering

**Design and simulation of ac chopper by using random
pwm to drive a single-phase induction motor**

By:
Hamed Esmati

Supervisor:
Dr.Ali Dastfan

Jun
2020