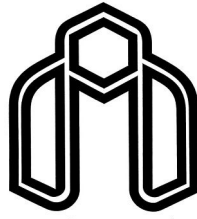


بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتیک

گروه قدرت

کنترل نویز صوتی در درایو موتورهای مغناطیس دائم سینوسی (PMSM) به وسیله تکنیک‌های مناسب

سویچینگ، طراحی و پیاده سازی

دانشجو: امیر پیغمبری

استاد راهنما:

دکتر دستفان

استاد مشاور:

دکتر احمدی فرد

پایان نامه ارشد جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

ماه و سال انتشار:

1392/11

تشکر و قدردانی

"من علمنی حرفا فقد صیرنی عبدا" حضرت علی (ع). شکر شایان نثار ایزد منان که توفیق را رفیق راهم ساخت تا این پایان نامه را به پایان برسانم. بر خود لازم می دانم از پدر و مادر عزیز ، دلسوز و مهربانم که آرامش روحی و آسایش فکری فراهم نمودند تا با حمایت های همه جانبه در محیطی مطلوب، مراتب تحصیلی و نیز پایان نامه درسی را به اتمام برسانم، کمال تشکر را داشته باشم. همچنین از استاد راهنمایم جناب آقای دکتر علی دستفان که دلسوزانه لحظه به لحظه روند و اجرای این پایان نامه را دنبال نمودند و با راهنمایی های ارزشمند خود گره از مشکلات گشودند خاضعانه سپاس گذاری می نمایم. همچنین از استاد مشاور این پایان نامه جناب آقای دکتر علیرضا احمدی فرد که با یاری ها و راهنمایی های ایشان، بسیاری از سختی ها برایم آسان نمودند کمال تشکر را دارم.

چکیده

برای راه‌اندازی موتورهای مغناطیسی دائم سینکرون در نقطه کار مناسب شامل گشتاور، توان و سرعت مورد نیاز، از اینورتر و مدولاسیون پهنای باند استفاده می‌شود. در حالت معمول، درایو موتور با استفاده از فرکانس کلیدزنی ثابت انجام می‌شود. این کار باعث ایجاد هارمونیک‌هایی با فرکانس کلیدزنی و مضارب آن در طیف فرکانسی ولتاژ و جریان می‌شود که این هارمونیک‌ها توسط موتور به نویز سوت مانند تبدیل خواهد شد. برای بالا نگه داشتن بازده در اکثر مبدل‌ها برای راه‌اندازی موتور، فرکانس کلیدزنی را کمتر از 10 kHz قرار می‌دهند. در این فرکانس گوش انسان دارای حساسیت بالایی می‌باشد بنابراین نویز سوت مانند منتشر شده از موتور برای انسان مشکل‌زا خواهد بود. علاوه بر آن تجمع توان نویز در مضارب فرکانس کلیدزنی باعث تداخل الکترومغناطیسی نیز می‌شود. در چند دهه اخیر، تکنیک‌های RPWM برای حل این مشکلات ارائه شده‌اند. این روش‌ها با تغییر فرکانس کلیدزنی به صورت تصادفی، طیف فرکانسی ولتاژ خروجی را یکنواخت می‌کند به عبارت دیگر در روش‌های RPWM تمام فرکانس‌ها تحریک می‌شوند و اندازه اجزاء فرکانسی تقریباً دارای اندازه یکسانی می‌باشند. تکنیک‌های RPWM مشکل نویز سوت مانند و تداخل الکترومغناطیسی را تا حدی حل کرده‌اند اما طیف ولتاژ یکنواخت ممکن است باعث تحریک فرکانس‌های تشدید موتور و افزایش نویز صوتی و لرزش آن شود.

در این پایان‌نامه یک روش برای انتخاب پریود کلیدزنی ارائه می‌شود که در آن با توجه به سیکل کاری و ساختار مبدل الکترونیک قدرت، پریود کلیدزنی طوری انتخاب می‌شود که در طیف فرکانسی موج RPWM یک فرکانس انتخابی حذف و از تحریک فرکانس تشدید موتور جلوگیری شود که این امر باعث کاهش نویز صوتی خواهد شد. روش پیشنهادی قابل پیاده‌سازی در اکثر مبدل‌های الکترونیک قدرتی که با استفاده از مفهوم مدولاسیون پهنای باند کار می‌کنند، را دارا می‌باشد. در ادامه نحوه اعمال آن به

اینورترهای سه-فاز بر پایه SPWM، SVPWM و کنترل مستقیم گشتاور برای راه‌اندازی موتور مغناطیس دائم ارائه خواهد شد.

کلمات کلیدی

موتور مغناطیس دائم سینوسی، نویز صوتی، مبدل‌های الکترونیک قدرت، مدولاسیون پهنای باند، مدولاسیون بردار حالت، کنترل مستقیم گشتاور.

مقالات استخراج شده از پایان نامه

Peyghambari, A.; Dastfan, A.; Ahmadifard, A. "Noise Spectrum Shaping In Power Electronic Converters By New RPWM Technique," Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2013, 5th, accepted for publish.

Peyghambari, A.; Dastfan, A.; Ahmadifard, A. "New Strategy For Switching Period Selection In RPWM To Shape the Noise Spectrum," Power Electronics, IET journal on, under review.

فهرست مطالب

- 1- مقدمه 1
- 1-1- نمای کلی پایان نامه 3
- 2- ماشین‌های مغناطیس دائم سینوسی 5
- 1-2- انواع ماشین‌های مغناطیس دائم 5
- 2-2- مزیت‌ها و نقص‌های موتور مغناطیس دائم سینوسی 6
- 1-2-2- مزیت‌ها 6
- 2-2-2- نقص‌ها 7
- 3-2- نویز صوتی در ماشین‌های الکتریکی 7
- 1-3-2- مروری بر صوت و نحوه اندازه‌گیری آن 7
- 2-3-2- منابع نویز صوتی در ماشین‌های الکتریکی 10
- 4-2- مدل ماشین مغناطیس دائم سنکرون 12
- 5-2- راه‌اندازی موتور با استفاده از مبدله‌ای الکترونیک قدرت 14
- 1-5-2- SVPWM برای درایو موتور مغناطیس دائم سینوسی 17
- 2-5-2- کنترل مستقیم گشتاور 20
- 3- انواع مدولاسیون پهنای باند 25
- 1-3- راه‌اندازی موتور با فرکانس کلید زنی ثابت 25

- 28 2-3- مدولاسیون پهنای باند تصادفی
- 29 1-2-3- مدولاسیون پهنای باند با فرکانس حامل تصادفی
- 32 2-2-3- مدولاسیون پهنای باند تصادفی با فرکانس حامل ثابت
- 37 3-3- مدولاسیون پهنای پالس تصادفی با پرپود کلیدزنی متغیر و فرکانس نمونه برداری ثابت
- 39 4-3- اجتناب از تحریک فرکانس تشدید موتور
- 45 4- روش پیشنهادی
- 45 1-4- تئوری پایه
- 47 2-4- حذف یک فرکانس در طیف فرکانسی موج RPWM
- 52 3-4- اعمال روش پیشنهادی به اینورتر تک-فاز و چاپر تمام-پل
- 56 4-4- اعمال روش پیشنهادی به اینورتر سه-فاز
- 56 1-4-4- اینورتر سه-فاز بر پایه SPWM
- 58 2-4-4- اینورتر سه-فاز بر پایه SVPWM
- 61 5-4- حذف نویز در کنترل مستقیم گشتاور
- 64 5- نتایج شبیه‌سازی کامپیوتری و پیاده‌سازی عملی
- 64 1-5- نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی چاپر و اینورتر تک فاز
- 75 2-5- اینورتر سه-فاز
- 1-2-5- اینورتر سه-فاز بر پایه SPWM و SVPWM برای راه‌اندازی موتور مغناطیس دائم
- 76 سینوسی

- 87 3-5- حذف نویز در روش کنترل مستقیم گشتاور
- 89 5-3-1- DTC با استفاده از مقایسه گر هیستریزیس و روش پیشنهادی
- 98 6- نتیجه گیری و پیشنهاد کارهای آینده
- 98 6-1- نتیجه گیری
- 99 6-2- پیشنهاد کارهای آینده
- مراجع

فهرست شکل‌ها

- شکل 2-1: آستانه شنوایی و آستانه درد [5]. 8
- شکل 2-2: نمایش سطح فشار صوت برای مقادیر مختلف سطح بلندی [5]. 9
- شکل 2-3: الف - اندازه‌گیری سطح فشار صوت وزن‌دهی شده. ب - A-weighting curve [5]. 10
- شکل 2-4: مسیر تغییر انرژی الکتریکی به انرژی صوتی در ماشین‌های الکتریکی [6]. 11
- شکل 2-5: تولید نویز و انتقال آن در ماشین‌های الکتریکی [6]. 11
- شکل 2-6: عملکرد نیروهای شعاعی در نویز صوتی [6]. 12
- شکل 2-7: مدار معادل دینامیکی PMSM با صرف نظر از تلفات هسته. (الف) مدار معادل دینامیکی بردار q استاتور. (ب) معادل دینامیکی بردار d استاتور [8]. 14
- شکل 2-8: اینورتر نیم‌پل [1]. 15
- شکل 2-9: اینورتر سه فاز [1]. 16
- شکل 2-10: دیاگرام بردار حالت برای SVPWM [13]. 19
- شکل 2-11: بلوک دیاگرام کنترل موتور مغناطیس دائم با استفاده از روش SVPWM. 20
- شکل 2-12: بلوک دیاگرام DTC [17]. 20
- شکل 2-13: بردارهای ولتاژ اینورتر [16]. 23
- شکل 3-1: موتور سنکرون (چپ)، موتور القایی (راست) [1]. 26
- شکل 2-3: طیف فرکانسی اندازه‌گیری شده از جریان ورودی به موتور، شتاب سنج متصل به پوسته استاتور و میکروفن، در سرعت 750 دور در دقیقه و فرکانس کلیدزنی 5 kHz برای موتور القایی (ستون سمت چپ) و سنکرون (ستون سمت راست) [1]. 27
- شکل 3-3: طریقه تولید پالس با استفاده از RCF-PWM [1]. 29

- شکل 3-4: مقادیر اندازه‌گیری شده از ولتاژ خط، جریان خط، شتاب سنج متصل به پوسته موتور و میکروفن زمانیکه فرکانس کلیدزنی 4 kHz ثابت است [1]. 30
- شکل 3-5: از ولتاژ خط، جریان خط، شتاب سنج متصل به پوسته موتور و میکروفن زمانیکه فرکانس کلیدزنی در باره 3 تا 5 kHz تغییر میکند [1]. 31
- شکل 3-6: طیف فرکانسی اندازه‌گیری شده با استفاده از دو فرکانس کلیدزنی ۳/۵ kHz و ۴/۵ kHz [1]. 31
- شکل 3-7: مدولاسیون پیشفاز-پسفاز تصادفی [12]. 32
- شکل 3-8: جابجایی تصادفی پالس مرکزی [12]. 33
- شکل 3-9: توزیع تصادفی بردار ولتاژ صفر [12]. 33
- شکل 3-10: مدولاسیون پهنای باند تصادفی با فرکانس حامل متغیر [12]. 34
- شکل 3-11: طیف فرکانسی اندازه‌گیری شده از جریان فاز، ولتاژ خط و نویز صوتی برای موتور بی بار. الف- فرکانس کلیدزنی ثابت. ب- RLL. ج- RCD. د- RZD. ر- پریود کلیدزنی متغیر (RS). 35
- شکل 3-12: توضیح تفاوت بین دو روش RPWM، از نظر انتخاب پریود نمونه برداری و کلیدزنی [22]. 37
- شکل 3-13: فلوجارت تعیین پریود کلیدزنی در مرجع [22]. 38
- شکل 3-14: طیف فرکانسی ریپل جریان موتور در مرجع [22]. 38
- شکل 3-15: طیف فرکانسی نویز صوتی موتور در مرجع [22]. 39
- شکل 3-16: طیف فرکانسی لرزش در مرجع [22]. 39
- شکل 3-17: ولتاژ خط موتور و نویز صوتی منتشر شده از آن [24]. 40
- شکل 3-18: توزیع توان هارمونیک‌ها در مرجع [27]. 41

- شکل 3-19: حذف نویز در فرکانس 100 kHz و مضارب آن [28]. 42
- شکل 4-1: موج RPWM. 46
- شکل 4-2: اینورتر تک-فاز یا چاپر تمام-پل. 54
- شکل 4-3: فلوجارت انتخاب پریود کلیدزنی. 55
- شکل 4-4: اینورتر سه-فاز. 56
- شکل 4-5: سیکل کاری استخراج شده از جدول 4-2. 61
- شکل 4-6: اختلاف سیکل کاری leg a و leg b اینورتر. 61
- شکل 4-7: ولتاژ خط اینورتر سه فاز زمانیکه با روش کنترل مستقیم گشتاور و فرکانس نمونه‌گیری ثابت 10 kHz راه‌اندازی می‌شود. 62
- شکل 5-1: ساختار فراهم شده برای پیاده‌سازی عملی. 65
- شکل 5-2: طیف فرکانسی ولتاژ خروجی چاپر با فرکانس سویچینگ ثابت 5 kHz، الف - شبیه‌سازی *fft* ولتاژ خروجی، ب - شبیه‌سازی چگالی طیف توان، ج - نتایج آزمایشگاهی چگالی طیف توان ولتاژ خروجی. 66
- شکل 5-3: طیف فرکانسی ولتاژ خروجی چاپر با فرکانس تصادفی در بازه 1/5-8 kHz، الف - شبیه‌سازی *fft* ولتاژ خروجی، ب - شبیه‌سازی چگالی طیف توان، ج - نتایج آزمایشگاهی چگالی طیف توان ولتاژ خروجی (در شکل مربوط به *fft* برای نمایش بهتر فرکانس صفر نشان داده نشده است). 67
- شکل 5-4: طیف فرکانسی ولتاژ خروجی اینورتر تک‌فاز با فرکانس کلیدزنی ثابت 5 kHz، الف - شبیه‌سازی *fft* ولتاژ خروجی، ب - شبیه‌سازی چگالی طیف توان، ج - نتایج آزمایشگاهی چگالی طیف توان ولتاژ خروجی. 68
- شکل 5-5: طیف فرکانسی ولتاژ خروجی اینورتر تک‌فاز با فرکانس تصادفی در بازه 1/5-8 kHz، الف -

شبهه‌سازی fft ولتاژ خروجی، ب- شبهه‌سازی چگالی طیف توان، ج- نتایج آزمایشگاهی چگالی طیف توان ولتاژ خروجی (در شکل مربوط به fft برای نمایش بهتر هارمونیک اصلی نشان داده نشده است)..... 69

شکل 5-6: توزیع فرکانس‌های انتخاب شده در روش پیشنهادی برای حذف فرکانس 7 kHz در ولتاژ خروجی چاپر تمام-پل با استفاده از فلوچارت شکل 4-3 و مجموعه اعداد K و K_1 71

شکل 5-7: توزیع فرکانس‌های انتخاب شده در روش پیشنهادی برای حذف فرکانس 7 kHz در ولتاژ خروجی اینورتر تک-فاز با استفاده از فلوچارت شکل 4-3 و مجموعه اعداد K و K_1 72

شکل 5-8: طیف فرکانسی ولتاژ خروجی چاپر با استفاده از روش پیشنهادی. الف- شبهه‌سازی fft ولتاژ خروجی (در این شکل برای نمایش بهتر طیف، فرکانس صفر نشان داده نشده است)، ب- شبهه‌سازی چگالی طیف توان، ج- نتایج آزمایشگاهی چگالی طیف توان ولتاژ خروجی با استفاده از مجموعه اعداد K ، د- بزرگنمایی شکل الف برای نمایش بهتر حذف نویز. 73

شکل 5-9: طیف فرکانسی ولتاژ خروجی اینورتر تکفاز با استفاده از روش پیشنهادی. الف- شبهه‌سازی fft ولتاژ خروجی (در این شکل برای نمایش بهتر طیف، هارمونیک نشان داده نشده است)، ب- شبهه‌سازی چگالی طیف توان، ج- نتایج آزمایشگاهی چگالی طیف توان ولتاژ خروجی با استفاده از مجموعه اعداد K ، د- بزرگنمایی شکل الف برای نمایش بهتر حذف نویز. 75

شکل 5-10: بلوک دیاگرام شبهه‌سازی اینورتر سه-فاز با موتور PMSM. 76

شکل 5-11: طیف فرکانسی ولتاژ خط اینورتر سه-فاز با استفاد از SPWM و فرکانس کلیدزنی ثابت 5 kHz (در شکل مربوط به fft برای نمایش بهتر هارمونیک اصلی نشان داده نشده است)..... 77

شکل 5-12: طیف فرکانسی ولتاژ خط اینورتر سه-فاز با استفاد از SVPWM و فرکانس کلیدزنی ثابت 5 kHz (در شکل مربوط به fft برای نمایش بهتر هارمونیک اصلی نشان داده نشده است)..... 78

شکل 5-13: طیف فرکانسی جریان موتور، زمانیکه اینورتر سه-فاز با استفاد از الف (SPWM، ب)

- 79 SVPWM، و فرکانس کلیدزنی ثابت 5 kHz، راه اندازی شود.
- شکل 5-14: طیف فرکانسی گشتاور الکتریکی، زمانیکه اینورتر سه-فاز با استفاده از الف (SPWM، ب)
- 80 SVPWM، و فرکانس کلیدزنی ثابت 5 kHz، راه اندازی شود.
- شکل 5-15: طیف فرکانسی ولتاژ خط اینورتر سه-فاز با استفاده از SPWM و RPWM معمولی(در
- شکل مربوط به fft برای نمایش بهتر هارمونیک اصلی نشان داده نشده است)..... 81
- شکل 5-16: طیف فرکانسی ولتاژ خط اینورتر سه-فاز با استفاده از SVPWM و RPWM معمولی(در
- شکل مربوط به fft برای نمایش بهتر هارمونیک اصلی نشان داده نشده است)..... 82
- شکل 5-17: طیف فرکانسی جریان موتور، زمانیکه اینورتر سه-فاز با استفاده از الف (SPWM، ب)
- 83 SVPWM، و RPWM معمولی، راه اندازی شود.
- شکل 5-18: طیف فرکانسی گشتاور الکتریکی موتور، زمانیکه اینورتر سه-فاز با استفاده از الف)
- 83 SVPWM، و RPWM معمولی، راه اندازی شود.
- شکل 5-19: طیف فرکانسی ولتاژ خط اینورتر سه-فاز با استفاده از SPWM و روش پیشنهادی(در شکل
- مربوط به fft برای نمایش بهتر هارمونیک اصلی نشان داده نشده است)..... 84
- شکل 5-20: طیف فرکانسی ولتاژ خط اینورتر سه-فاز با استفاده از SVPWM و روش پیشنهادی(در
- شکل مربوط به fft برای نمایش بهتر هارمونیک اصلی نشان داده نشده است)..... 85
- شکل 5-21: طیف فرکانسی جریان ورودی موتور، با استفاده از الف (SPWM، ب) SVPWM، و روش
- پیشنهادی. 86
- شکل 5-22: طیف فرکانسی گشتاور الکتریکی موتور، با استفاده از الف (SPWM، ب) SVPWM، و
- روش پیشنهادی..... 87
- شکل 5-23: بلوک دیاگرام شبیه‌سازی روش کنترل مستقیم گشتاور. 88

- شکل 5-24: ولتاژ خط اینورتر سه فاز، هنگامیکه در DTC از الف - مقایسه گر هیستریزیس، ب - فرکانس نمونه گیری ثابت، استفاده شود. 89
- شکل 5-25: طیف فرکانسی ولتاژ خط اینورتر سه-فاز، هنگامیکه در DTC از الف - مقایسه گر هیستریزیس، ب - فرکانس نمونه گیری ثابت، استفاده شود. 90
- شکل 5-26: جریان موتور، هنگامیکه در DTC از الف - مقایسه گر هیستریزیس، ب - فرکانس نمونه گیری ثابت، استفاده شود. 91
- شکل 5-27: طیف فرکانسی جریان موتور، هنگامیکه در DTC از الف - مقایسه گر هیستریزیس، ب - فرکانس نمونه گیری ثابت، استفاده شود. 92
- شکل 5-28: گشتاور الکتریکی موتور، هنگامیکه در DTC از الف - مقایسه گر هیستریزیس، ب - فرکانس نمونه گیری ثابت، استفاده شود. 93
- شکل 5-29: طیف فرکانسی گشتاور الکتریکی موتور، هنگامیکه در DTC از الف - مقایسه گر هیستریزیس، ب - فرکانس نمونه گیری ثابت، استفاده شود. 94
- شکل 5-30: سرعت موتور، هنگامیکه در DTC از الف - مقایسه گر هیستریزیس، ب - فرکانس نمونه گیری ثابت، استفاده شود. 95
- شکل 5-31: شار استاتور، هنگامیکه در DTC از الف - مقایسه گر هیستریزیس، ب - فرکانس نمونه گیری ثابت، استفاده شود. 96

فهرست جدول‌ها

- جدول 1-2: جدول کلیدزنی برای روش کنترل گشتاور مستقیم.....24
- جدول 1-2: جدول 2-2: جدول کلیدزنی بهبود یافته.....24
- جدول 1-3: مقایسه بین روشهای مختلف RPWM [12].....36
- جدول 1-4: بازه فرکانسی که توسط هر کدام از اعداد مجموعه K میتواند تولید شود.....55
- جدول 2-4: سیکل کاری برای هر leg در روش SVPWM.....59
- جدول 1-5: مشخصات موتور استفاده شده در مرجع [30].....76

1- مقدمه

با توجه به کاربرد روزافزون ماشین‌های مغناطیس دائم سنکرون¹ در خودروهای هایبرید و صنایع کشتیرانی به علت چگالی بالای گشتاور و توان این نوع از موتورهای لازم است که درایو این موتورهای طوری انجام شود که صدای منتشر شونده از آن مشکل‌زا نباشد. در این پایان‌نامه، قسمتی از نویز صوتی بررسی می‌شود که عامل بوجود آورنده آن کلیدزنی مبدل الکترونیک قدرت می‌باشد.

مبدل‌های الکترونیک قدرت برای راه‌اندازی و استفاده بهتر از موتورهای الکتریکی، مورد توجه هستند و ارتقا این تکنولوژی باعث بهبود صنایع حمل و نقل و بهتر شدن کنترل گشتاور، سرعت و موقعیت در موتورهای الکتریکی می‌شود. متأسفانه این مبدل‌ها نتایج ناخواسته‌های همراه خود دارند که عبارتند از: اعوجاج در ولتاژ و جریان، تلفات اضافی توان (مرتبط با کلیدزنی)، استرس‌های حرارتی، تداخل امواج الکترومغناطیسی²، ریپل گشتاور در ماشین‌های دوار، لرزش‌های مکانیکی و انتشار نویز صوتی.

هدف در تحقیقات انجام شده اخیر در زمینه درایو موتورهای الکتریکی حذف اثرات منفی ذکر شده در بالا همراه با حفظ عملکرد مثبت مبدل‌های بکار رفته در درایو موتورها، بوده است. در این مبدل‌ها معمولاً از مدولاسیون پهنای باند برای تبدیل ولتاژ مستقیم به متناوب استفاده می‌شود. فرکانس مدولاسیون با توجه به تلفات کلیدزنی کمتر از 10 kHz در نظر گرفته می‌شود. فرکانس کلیدزنی ثابت در این بازه موجب انتشار نویز سوت مانند شدید از موتور الکتریکی می‌شود. در موتورهای تغذیه شده بوسیله اینورتر، بخشی از نیروهای شعاعی از هارمونیک‌های ناشی از کلیدزنی بوجود می‌آیند که توسط موتور به نویز صوتی تبدیل می‌شوند. یکی از راه‌های حل این مشکل، افزایش فرکانس کلیدزنی به خارج از بازه شنوایی انسان

¹ Permanent magnet synchronous machine

² Electromagnetic interference (EMI)

می‌باشد. برای این منظور فرکانس کلیدزنی باید بیشتر از 20 kHz انتخاب شود که این امر باعث تلفات شدید مبدل الکترونیک قدرت و کاهش بازده کل سیستم درایو می‌شود.

راه حل بعدی استفاده از فیلتر بین اینورتر و موتور می‌باشد. استفاده از این روش مشکلاتی همچون تلفات اضافی مربوط به اجزا فیلتر و افزایش هزینه را در پی دارد و علاوه بر آن ممکن است که نویز صوتی دوباره از اجزا فیلتر منتشر شود [1].

از نظر هزینه بهترین روش حل مشکل نویز صوتی ناشی از کلیدزنی عبارت است از کاهش آزاردهندگی آن بوسیله تبدیل این نویز از نویز سوت مانند به نویز سفید می‌باشد [1]. برای این منظور فرکانس کلیدزنی بصورت تصادفی تغییر می‌کند که به آن مدولاسیون پهنای باند تصادفی¹ می‌گویند. با این کار توان نویز صوتی در یک بازه وسیع فرکانسی گسترده می‌شود. هدف در این روش صاف بودن طیف ولتاژ بوده و تا حد امکان سعی می‌شود که طیف ولتاژ شبیه به طیف نویز سفید باشد. باید به این نکته توجه داشت که در تکنیک‌های RPWM سطح نویز صوتی کاهش نمی‌یابد و فقط شکل طیف فرکانسی آن تغییر می‌کند [2].

در RPWM بیشتر فرکانس‌ها تحریک می‌شوند و این امر ممکن است موجب تحریک فرکانس‌های تشدید موتور شود. بنابراین برای جلوگیری از این مسئله و استفاده بهتر از RPWM باید از روشی استفاده کرد که بتوان فرکانس انتخابی را از طیف ولتاژ حذف کرد. برای این منظور در پایان‌نامه پیش رو یک رهیافت ارائه شده است و در ادامه نحوه اعمال آن به اینورتر سه-فاز و موتور مغناطیس دائم سینوسی شرح داده خواهد شد. نتایج شبیه‌سازی و پیاده‌سازی عملی نشان دهنده تحقق هدف فوق می‌باشد.

¹ Random Pulse Width Modulation (RPWM)

1-1- نمای کلی پایان نامه

این پایان نامه شامل شش فصل می باشد که در ادامه توضیحاتی مختصر در مورد هر فصل داده شده است.

فصل 1، فصل جاری که در آن هدف اصلی پایان نامه و نمای کلی آن بیان شده است.

فصل 2، در این فصل موتورهای مغناطیس دائم سینوسی و چگونگی تبدیل انرژی الکتریکی به صوتی در موتورهای الکتریکی توضیح داده می شود. همچنین معادلات مورد نیاز در PMSM و طریقه راه اندازی آن ها توسط مبدل های الکترونیک قدرت بصورت خلاصه بررسی می شود.

فصل 3، در این فصل سیر رشد این تحقیقات برای کاهش نویز صوتی بارهای وابسته به مبدل ها و همینطور روش های ارائه شده برای جلوگیری از تحریک فرکانس تشدید موتورهای متصل مبدل الکترونیک قدرت بررسی می شود.

فصل 4، روش پیشنهادی برای بهبود عملکرد مدولاسیون پهنای باند تصادفی در زمینه کاهش نویز صوتی بارهای وابسته به مبدل های الکترونیک قدرت مخصوصا موتورها مغناطیس دائم سینوسی، ارائه شده است.

فصل 5، نتایج شبیه سازی کامپیوتری و پیاده سازی عملی روش پیشنهادی ارائه شده است.

فصل 6، نتیجه گیری و پیشنهاد کارهای آینده

2- ماشین‌های مغناطیس دائم سینوسی

موتورهای مغناطیس دائم سینوسی نوع ارتقا یافته موتورهای سنکرون می‌باشند که تحریک رتور آن توسط آهنربای دائم جایگزین شده است. این تغییر باعث رفع تلفات مس در رتور و نیاز تعمیر و نگهداری سیستم تحریک شده است. بنابراین موتور مغناطیس دائم سینوسی دارای بازده بیشتر و طراحی سیستم خنک کننده در آن آسانتر است. در موتورهای سنکرون به منظور کنترل جریان سیم‌پیچ استاتور و همزمان ماندن آن با رتور و عملکرد صحیح ماشین در حالت گذرا و تغییر گشتاور و سرعت، لازم است که مکان رتور در هر لحظه مشخص شود. بنابراین به سنسورهایی با دقت بالا نیاز است. ماشین‌های مغناطیس دائم هم بصورت ژنراتور و هم بصورت موتوری قابل بهره‌برداری می‌باشند. اما بیشتر بصورت موتوری از آن‌ها استفاده می‌شود.

1-2- انواع ماشین‌های مغناطیس دائم

موتورهای مغناطیس دائم با توجه به جهت میدان مغناطیسی، مکان رتور نسبت به استاتور، شکل Back Emf، ساختار رتور و وجود شیار¹ در استاتور به انواع مختلفی طبقه‌بندی می‌شوند [3, 4].

براساس جهت شار موتور مغناطیس دائم به دو نوع ذیل طبقه‌بندی می‌شود:

- شار شعاعی²
- شار محوری³

¹ slot

² Radial flux

³ Axial flux

ماشین‌های مغناطیس دائم شار شعاعی معمول تر هستند. موتور شار محوری دارای چگالی توان بالاتر و سرعت بیشتری می‌باشند.

بر اساس ولتاژ Back Emf موتور مغناطیس دائم به دو نوع ذیل طبقه‌بندی می‌شود:

- موتور مغناطیس دائم دوزنقه‌ای¹
- موتور مغناطیس دائم سینوسی

در موتور مغناطیس دائم دوزنقه‌ای ولتاژ القا شده در سیم‌پیچ استاتور دوزنقه‌ای است اما در موتور مغناطیس دائم سینوسی، سینوسی می‌باشد. در این پایان‌نامه فقط نوع سینوسی بررسی می‌شود. همینطور این موتور می‌تواند بر اساس شکاف‌های استاتور به دو گروه ذیل طبقه بندی شود:

- موتور با شیار معمولی روی استاتور
- موتور با استاتور بدون شیار²

گشتاور مربوط به دندانه‌ها³ در موتور بدون شیار صفر است. برای دو موتور با اندازه و مواد بکار رفته یکسان، میانگین گشتاور در موتور شیار دار کمی بیشتر از نوع بدون شیار آن است [3].

2-2- مزیت‌ها و نقص‌های موتور مغناطیس دائم سینوسی

2-2-1- مزیت‌ها

بطور خلاصه مزیت‌های این موتور عبارتند از [1]:

¹ PM BLDC

² Surface-wound

³ Cogging torque

- عملکرد در ضریب توان بالاتر نسبت به موتور القایی بخاطر حذف جریان مغناطیس کننده.
- عدم نیاز به تعمیر و نگهداری منظم از سیستم تحریک مانند موتورهای سنکرون با رتور سیم پیچیده شده.
- رتور به هیچ منبع تغذیه‌ای نیاز ندارد و تلفات مربوط به آن حذف می‌شود.
- نویز و لرزش آن نسبت به موتورهای رلوکتانسی کمتر است.
- اینرسی رتور آن کمتر است و این موجب افزایش سرعت پاسخ آن به درخواست سرعت و گشتاور می‌شود.
- دارای چگالی توان بالایی است.

2-2-2- نقص‌ها

مهمترین مشکل این موتور قیمت بالای آهنربای دائم آن و همینطور تغییر خواص این قطعه با تغییر دما و بار موتور می‌باشد.

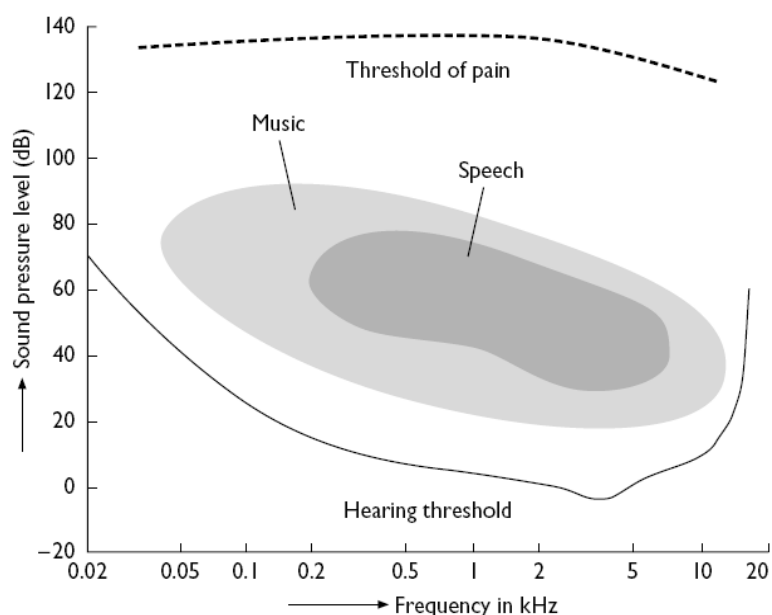
2-3-3- نویز صوتی در ماشین‌های الکتریکی

2-3-1- مروری بر صوت و نحوه اندازه‌گیری آن

تولید، انتشار و درک صدا به لرزش و نواسان‌های مکانیکی مربوط است. در بعضی از موارد این مسئله با لمس هنجره هنگام صحبت کردن و آواز خواندن، قابل درک می‌باشد و همینطور نویز و لرزش تولید شده توسط ماشین‌ها با دست احساس می‌شود و هنگامی که این لرزش متوقف شود صدا هم قطع می‌شود. شکل 1-2 آستانه شنوایی¹ را برای سطح فشار صوت یک موج سینوسی، بصورت تابعی از فرکانس نشان

¹ Threshold of audibility

داده است. در شکل 1-2 مشاهده می‌شود که آستانه شنوایی با یک شیب تند ابتدا سقوط می‌کند و در بازه فرکانسی 3 تا 4 kHz گوش انسان دارای بیشترین حساسیت است. آستانه درد¹ بصورت خط فاصله در شکل 1-2 نشان داده شده است. به قسمت بین آستانه شنوایی و آستانه درد ناحیه شنوایی گفته² می‌شود. صوت در این قسمت به راحتی و بدون هیچ وسیله خارجی برای انسان قابل درک است.



شکل 1-2: آستانه شنوایی و آستانه درد [5].

تا اینجا مشخص شد که علاوه بر فشار صوت فرکانس آن نیز در درک صوت توسط گوش انسان مؤثر است. برای بیان این مسئله بصورت کمی از مفهوم سطح بلندی استفاده³ می‌شود و واحد آن فن⁴ می‌باشد. این مفهوم مربوط به حساسیت انسان نسبت به صداهای مختلف می‌باشد و شکل 2-2 منحنی‌های سطح بلندی را بصورت تابعی از فرکانس نشان می‌دهد. مقدار مرجع برای سطح بلندی برابر است با سطح فشار

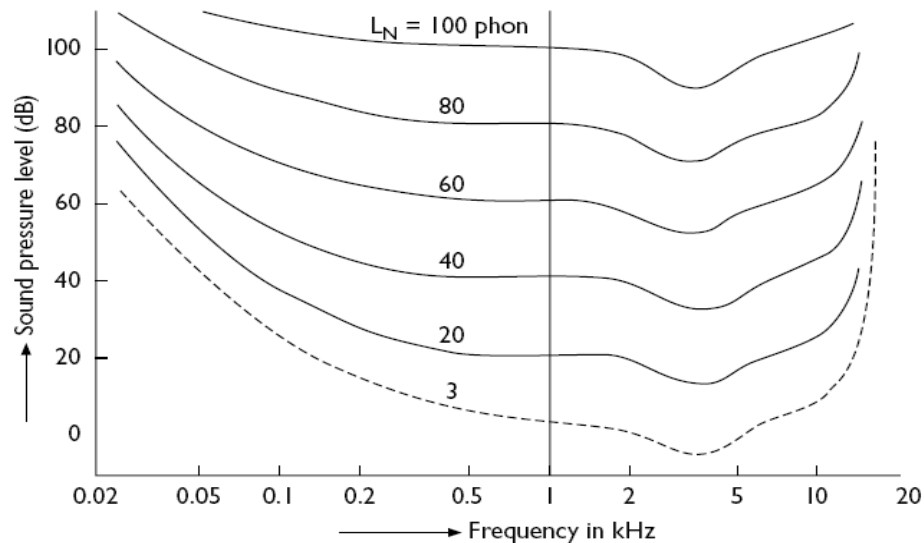
¹ Threshold of pain

² Auditory area

³ Loudness level

⁴ Phon

صوت در فرکانس 1000 Hz. به عبارت دیگر سطح بلندی با سطح فشار صوت در این فرکانس با یکدیگر برابر هستند.



شکل 2-2: نمایش سطح فشار صوت برای مقادیر مختلف سطح بلندی [5].

برای تشخیص و مقایسه نویز صوتی محیط و همینطور برای کنترل آن به اندازه گیری با قابلیت اطمینان بالا نیاز است. استفاده از شکل 2-2 برای این منظور نیازمند صرف زمان زیاد می باشد و برای اندازه گیری های واقعی از آن استفاده نمی شود [5]. در شکل 2-3-الف به منظور اندازه گیری نویز صوتی، با استفاده از میکروفون از سیگنال نمونه گرفته و موج خروجی آن از یک فیلتر عبور داده می شود. این فیلتر مربوط به حساسیت گوش انسان به فرکانس های مختلف بوده و وظیفه آن بازسازی سطح بلندی می باشد و به آن A-weighting curve می گویند (شکل 2-3-ب). در شکل 2-3-الف A، M، F و D بترتیب نشان دهنده میکروفون¹، تقویت² کننده، فیلتر³ و نمایشگر⁴ می باشد.

¹ Microphone

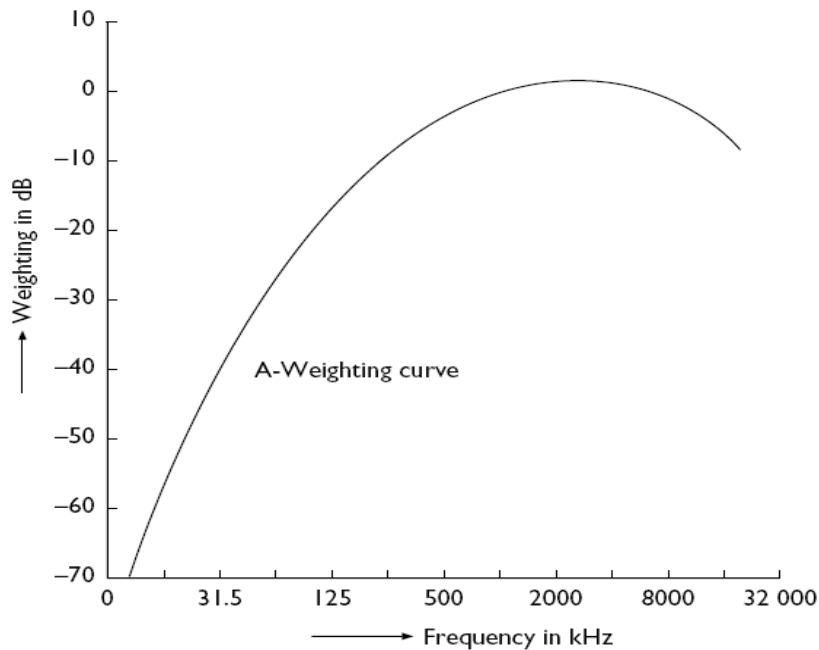
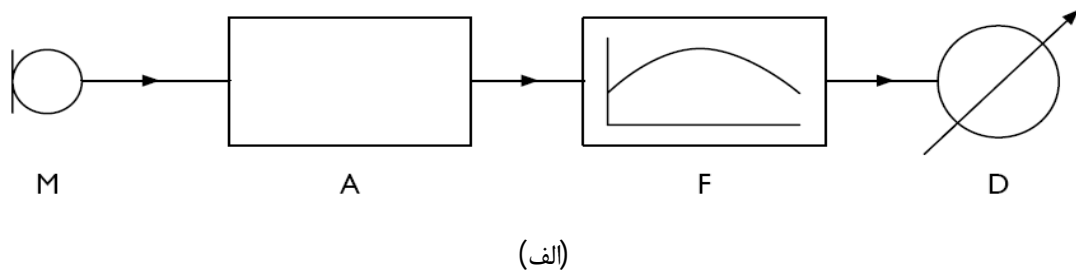
² Amplifier

³ Weighting filter

⁴ Display

2-3-2- منابع نویز صوتی در ماشین‌های الکتریکی

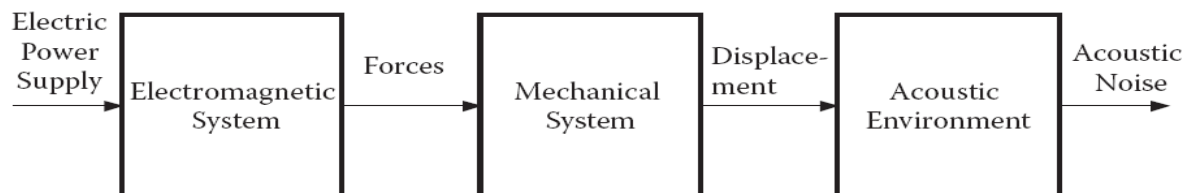
شکل 2-4 مسیر تغییر انرژی الکتریکی به انرژی صوتی در ماشین‌های الکتریکی نشان می‌دهد. و همینطور چگونگی تولید و انتقال نویز صوتی در ماشین‌های الکتریکی در شکل 2-5 نشان داده شده است.



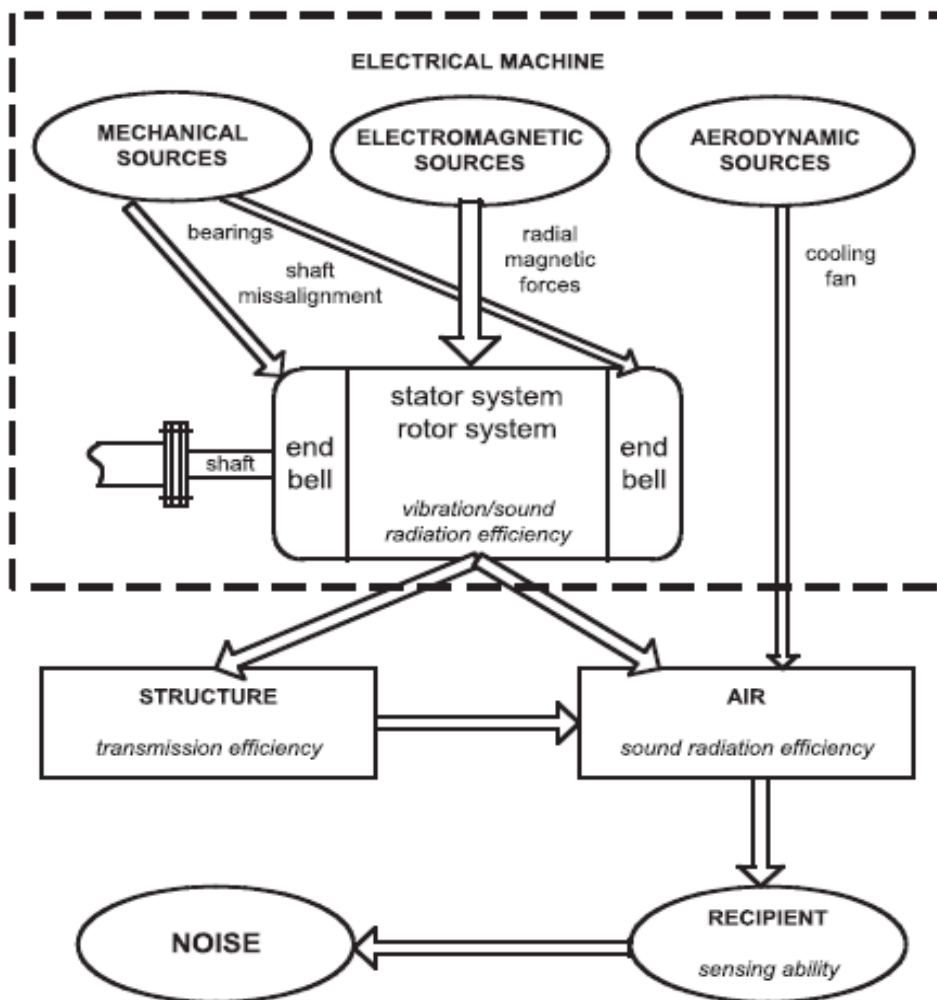
شکل 2-3: الف- اندازه‌گیری سطح فشار صوت وزن‌دهی شده. ب- A-weighting curve [5].

در حالت کلی سه منبع نویز صوتی برای ماشین‌های الکتریکی می‌توان در نظر گرفت که عبارتند از: مکانیکی، آیرودینامیکی و الکترومغناطیسی. مؤلفه مکانیکی متأثر از اجزاء متحرک یا مرتعش در ماشین از قبیل: عدم تعادل در رتور، ورقه‌های بکار رفته در استاتور و اتصال محور ماشین به بار می‌باشند. مؤلفه

آیرودینامیکی، به تهویه و هوای خنک کننده ماشین مربوط می‌شود و مؤلفه الکترومغناطیسی به عملکرد نیروهای مغناطیسی در فاصله هوایی وابسته است. پارامترهایی از قبیل هارمونیک‌های جریانی وارد شونده به موتور، اشباع مغناطیسی، شیارهای استاتور و ... روی این نیروها تأثیر می‌گذارند [6, 7].

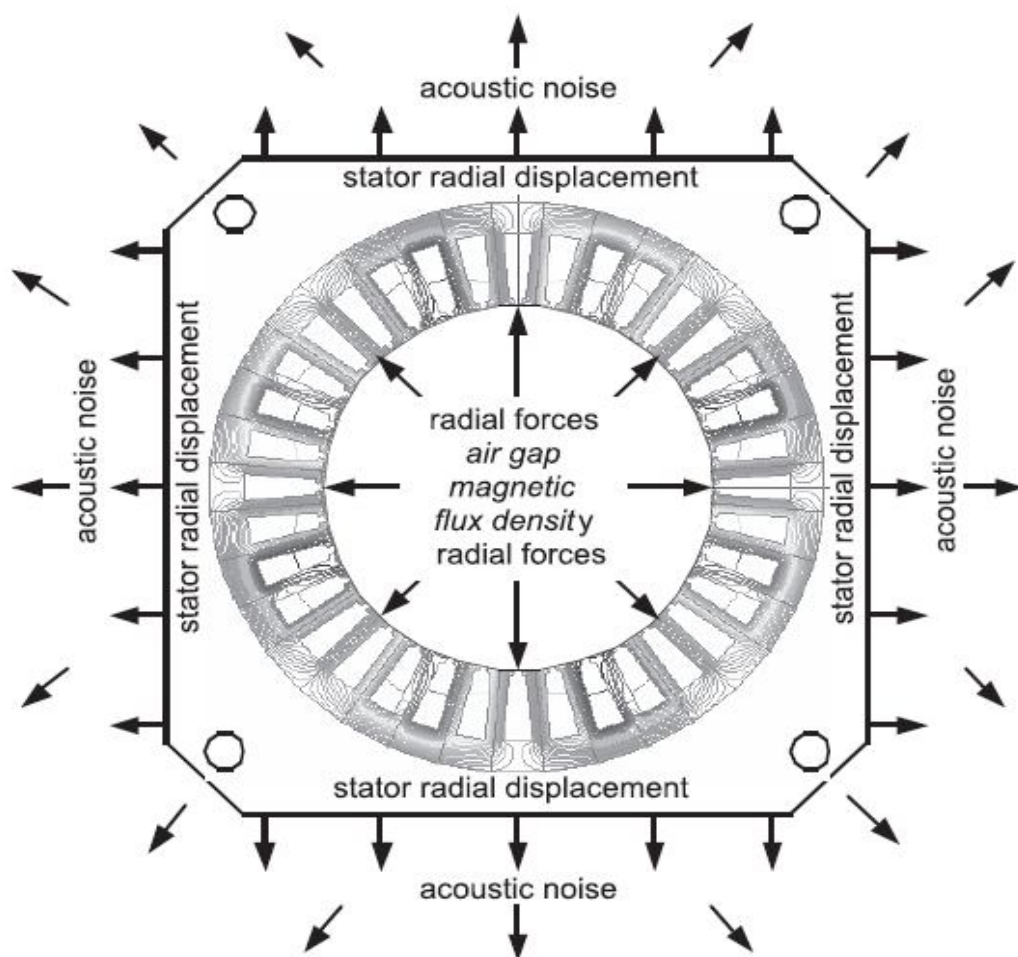


شکل 2-4: مسیر تغییر انرژی الکتریکی به انرژی صوتی در ماشین‌های الکتریکی [6].



شکل 2-5: تولید نویز وانتقال آن در ماشین‌های الکتریکی [6].

با توجه به اینکه هدف در این رساله کاهش نویز صوتی موتور از طریق روش‌های کلیدزنی می‌باشد بنابراین قسمت‌هایی از نویز صوتی اهمیت دارد که عامل بوجود آورنده آن‌ها مؤلفه‌های ولتاژی بوجود آمده از کلیدزنی می‌باشد. این نوع از نویز صوتی توسط نیروهای شعاعی که ناشی از هارمونیک‌های جریانی است بوجود می‌آید (شکل 6-2).



شکل 6-2: عملکرد نیروهای شعاعی در نویز صوتی [6].

2-4- مدل ماشین مغناطیس دائم سنکرون

برای بدست آوردن مدل دینامیکی ماشین مغناطیس دائم سنکرون، نیاز به الگوریتم کنترل بردار می‌باشد. برای نوشتن معادلات موتور، از تلفات هسته صرف نظر شده و از قاب مرجع رتور استفاده می‌شود

زیرا مکان رتور همیشه مشخص و مستقل از ولتاژ و جریان استاتور می‌باشد. با اینکار پارامترهای استاتور به قاب مرجعی منتقل می‌شود که با سرعت رتور گردش می‌کند بنابراین سرعت نسبی میدان مغناطیسی روتور و استاتور صفر است. رابطه بین پارامترهای ماشین در حوزه a, b و c و پارامترهای آن در قاب مرجع گردان و ثابت در مرجع [4] بطور کامل توضیح داده شده است. فرض می‌شود که شار رتور در راستای محور d قرار داشته باشد و همینطور مقدار آن در نقطه کار داده شده ثابت بوده و با تغییر دما، تغییر نمی‌کند. در ادامه روابط مورد نیاز، از این مرجع آورده شده است.

$$V_{qs}^r = R_s i_{qs}^r + p \lambda_{qs}^r + \omega_r \lambda_{ds}^r \quad (1-2)$$

$$V_{ds}^r = R_s i_{ds}^r + p \lambda_{ds}^r - \omega_r \lambda_{qs}^r \quad (2-2)$$

$$\lambda_{qs}^r = L_q i_{qs}^r \quad (3-2)$$

$$\lambda_{ds}^r = L_d i_{ds}^r + \lambda_{af} \quad (4-2)$$

که در آن R_s و ω_r بترتیب مقاومت سیم‌پیچ استاتور و سرعت چرخش رتور، L_q و L_d اندوکتانس‌های محور d و q، λ_{qs}^r و λ_{ds}^r شار نشتی مربوط به محورهای d و q در قاب مرجع رتور، λ_{af} شار نشتی رتور که با استاتور پیوند دارد و p اپراتور مشتق می‌باشند.

با جایگذاری شارهای نشتی در ولتاژهای استاتور، معادلات استاتور بصورت ذیل بدست می‌آیند:

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^r \\ V_{ds}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_q p & \omega_r L_d \\ -\omega_r L_q & R_s + L_q p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_r \lambda_{af} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-2)$$

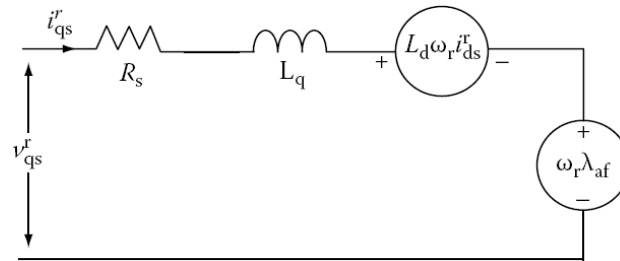
برای گشتاور الکتریکی داریم:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \{ \lambda_{ds}^r i_{qs}^r - \lambda_{qs}^r i_{ds}^r \} \quad (6-2)$$

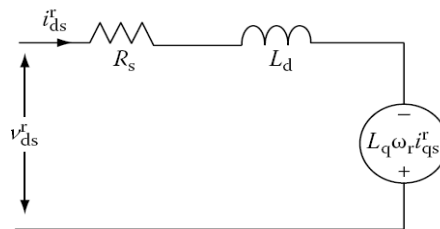
با جایگذاری شارهای ناشی از (3-2) و (4-2) در (6-2)، گشتاور الکتریکی را دوباره بازنویسی می‌کنیم.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left\{ \lambda_{af} i_{qs}^r + (L_d - L_q) i_{qs}^r i_{ds}^r \right\} \quad (7-2)$$

شکل 7-2 مدار معادل دینامیک PMSM را با صرف نظر از تلفات هسته نشان می‌دهد.



(الف)



(ب)

شکل 7-2: مدار معادل دینامیکی PMSM با صرف نظر از تلفات هسته. (الف) مدار معادل دینامیکی بردار q استاتور. (ب) معادل دینامیکی بردار d استاتور [8].

2-5- راه‌اندازی موتور با استفاده از مبدل‌های الکترونیک قدرت

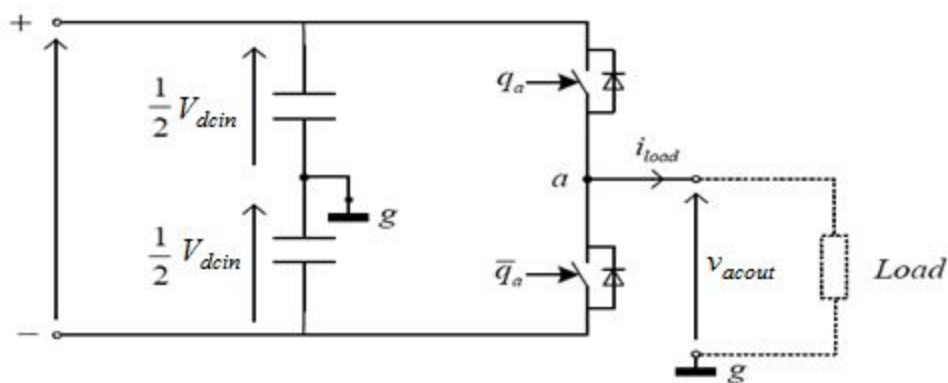
مبدل‌های الکترونیک قدرت توسط اجزا نیمه‌هادی¹ ولتاژ مستقیم را به ولتاژ متناوب با فرکانس و دامنه دلخواه تبدیل می‌کنند. مبدل‌های تشکیل شده با سوئیچ‌های الکترونیک قدرت می‌توانند در توان کم (چند میلی‌وات) و توان بسیار بالا (چند صد مگاوات) با حفظ بازده و قابلیت اطمینان کار کنند.

استراتژی کلیدزنی شامل فرکانس کلیدزنی، مکان هر پالس در پریود کلیدزنی و ... در مبدل‌های

¹ Semiconductor component

الکترونیک قدرت مدولاسیون نامیده می‌شود. مدولاسیون مهمترین بخش از کنترل مبدل است. یکی از مهمترین مدولاسیون‌ها در درایو موتورهای مدولاسیون پهنای باند می‌باشد و چندین روش مدولاسیون پهنای باند در مقالات ارائه شده است. در این قسمت اساس اینورترهای دوسطحی و مفهوم روش‌های مدولاسیون پهنای باند توضیح داده می‌شود.

شکل 8-2 اینورتر نیم‌پل¹ را نشان می‌دهد. این ساختار شامل دو سوئیچ، دیودهای هرزگرد و بار می‌باشد. ولتاژ خروجی می‌تواند هم مثبت (زمانیکه q_a روشن باشد) و هم منفی (q_b روشن شود) باشد. حداکثر ولتاژ خروجی u_{acout} نصف ولتاژ dc ورودی U_{dcin} است. بمنظور جلوگیری از اتصال کوتاه منبع dc ورودی، نباید دو سوئیچ با هم روشن شوند. تغییر وضعیت سوئیچ‌ها به یک زمان کوتاه نیاز دارد. بنابراین برای جلوگیری از روشن شدن همزمان سوئیچ‌ها، بعد خاموش شدن یکی دیگری را با تأخیر روشن کرد. این کار برای اطمینان از خاموش شدن سوئیچ مورد نظر می‌باشد. این زمان به زمان مرده موسوم² است. زمان مرده باعث خطا در مدولاسیون می‌شود. مرجع [9] روشی، برای جبران‌سازی این خطا ارائه می‌دهد.



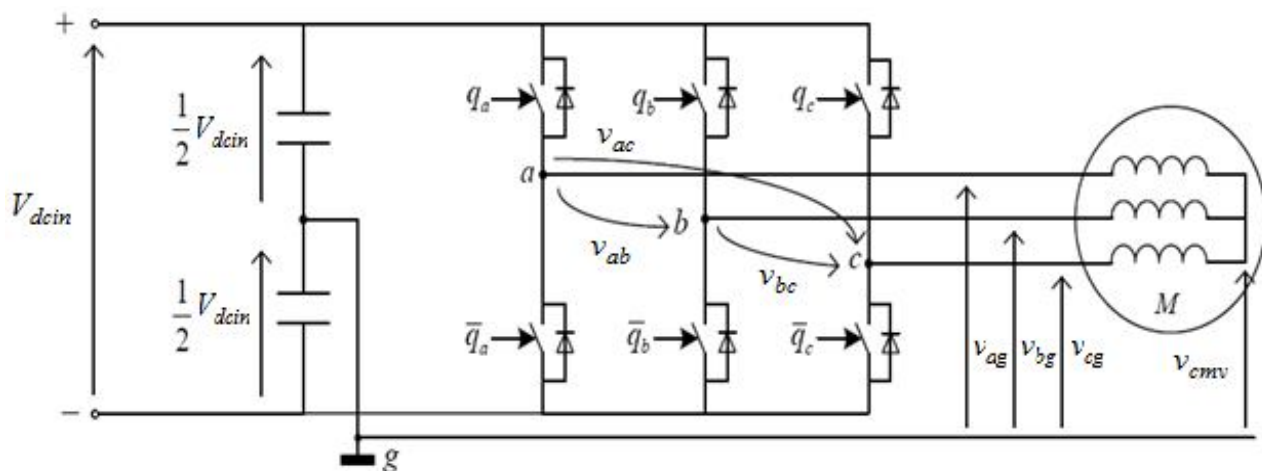
شکل 8-2: اینورتر نیم‌پل [1].

¹ Half-bridge

² Dead time

دیودهای هرزگرد امکان جاری شدن انرژی در هر دو جهت را فراهم می‌سازند و از آسیب دیدن سوئیچ‌ها هنگام خاموش شدن در حضور بارهای اندوکتیو جلوگیری می‌کنند به عبارت دیگر دیودها هنگام خاموش شدن سوئیچ، مسیری برای عبور جریان می‌شوند در صورت نبود این دیودها با توجه به خاصیت سلفی بار، ولتاژ سوئیچ‌های q_a و q_b هنگام خاموش شدن به شدت افزایش می‌یابد.

در بیشتر صنایع برای تغذیه موتورهای ac از اینورترهای سه فاز استفاده می‌کنند. اینورتر سه فاز که در شکل 9-2 نشان داده شده است که از اتصال سه اینورتر نیم‌پل به یک منبع ولتاژ dc بدست می‌آید.



شکل 9-2: اینورتر سه فاز [1].

در بیشتر موارد موتورهای ac به جریان سه فاز متعادل برای فازهای خود نیاز دارند. این جریان‌ها باید دارای دامنه و فرکانس برابر و اختلاف فاز 120 درجه باشند. در ساختار شکل 9-2 برای تولید جریان‌های متعادل لازم نیست که نقطه وسط ستاره به زمین متصل شود. بنابراین دو نوع ولتاژ سه فاز می‌توان تعریف کرد که عبارتند از: ولتاژ خط (v_{ac}, v_{bc}, v_{ab}) و ولتاژ فاز (v_{ag}, v_{bg}, v_{cg}). ولتاژهای خط می‌توانند بصورت تابعی از ولتاژهای فاز بیان شوند.

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{ag} - v_{bg} \\ v_{bc} = v_{bg} - v_{cg} \\ v_{ac} = v_{ag} - v_{cg} \end{cases} \quad (8-2)$$

ولتاژ بین نقطه وسط ستاره و زمین، ولتاژ مد مشترک یا توالی صفر ولتاژ نامیده می‌شود و از رابطه ذیل بدست می‌آید:

$$v_{cmv} = \frac{v_{ag} + v_{cg} + v_{bg}}{3} \quad (9-2)$$

برای عملکرد صحیح موتور مغناطیس دائم لازم است که در هر لحظه از گشتاور الکتریکی و موقعیت رتور آن نمونه گرفته شود و سپس با توجه به این مقادیر کلیدزنی به نحوی انجام شود که موتور در حالت سنکرون به کار خود ادامه دهد. برای انجام این کار، بیشتر از دو روش مدولاسیون پهنای باند بردار حالت¹ و کنترل مستقیم گشتاور² استفاده می‌شود که در ادامه به توضیح این روش‌ها پرداخته شده است.

2-5-1- SVPWM برای درایو موتور مغناطیس دائم سینوسی

در مراجع [10] و [11]، SVPWM به صورت کامل توضیح داده شده است. در این قسمت با استفاده از این مراجع، بطور خلاصه به این مسئله پرداخته می‌شود.

اگر ولتاژهای فاز v_{ag} ، v_{bg} و v_{cg} (شکل 9-2) باشند آنگاه V_α و V_β با استفاده از تبدیل پارک بصورت ذیل بدست می‌آیند:

¹ Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM)

² Direct Torque Control (DTC)

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ag} \\ V_{bg} \\ V_{cg} \end{bmatrix} \quad (10-2)$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{V_\beta}{V_\alpha} \right) \quad (11-2)$$

$$|V_x| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (12-2)$$

در شکل 10-2، θ نسبت به بردار V_{100} در نظر گرفته می‌شود. بردار V_x با توجه به θ در شش قسمت¹ نشان داده شده قرار می‌گیرد. زمان اعمال هرکدام از بردارهای V_{000} تا V_{111} با توجه به مکان V_x در روابط ذیل نشان داده شده است.

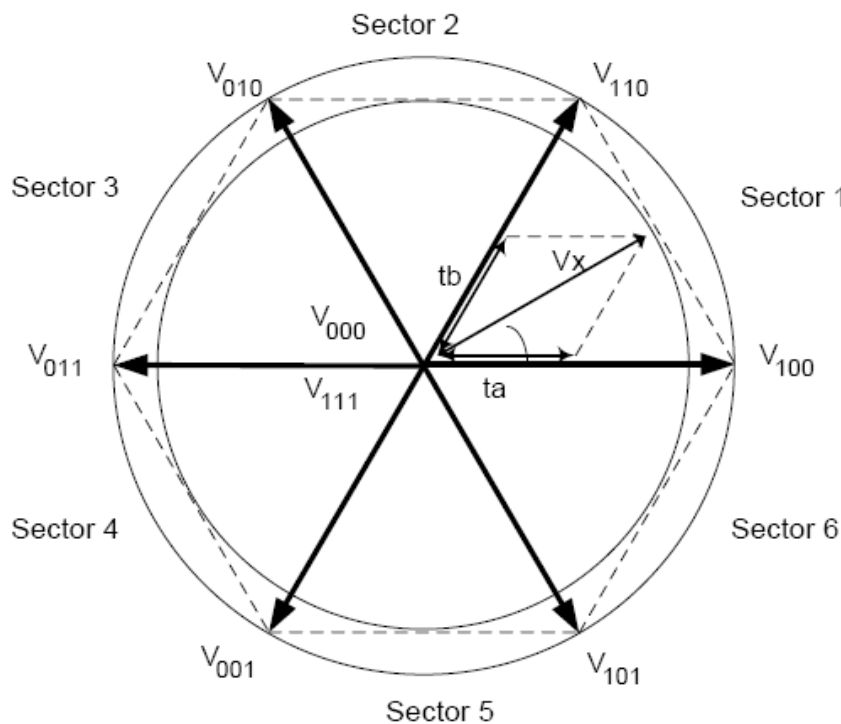
$$t_a = \frac{T_s \sqrt{3} |V_x|}{V_{dc}} \cos \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) \quad (13-2)$$

$$t_b = \frac{T_s \sqrt{3} |V_x|}{V_{dc}} \sin(\theta) \quad (14-2)$$

$$t_o = T_s - t_a - t_b \quad (15-2)$$

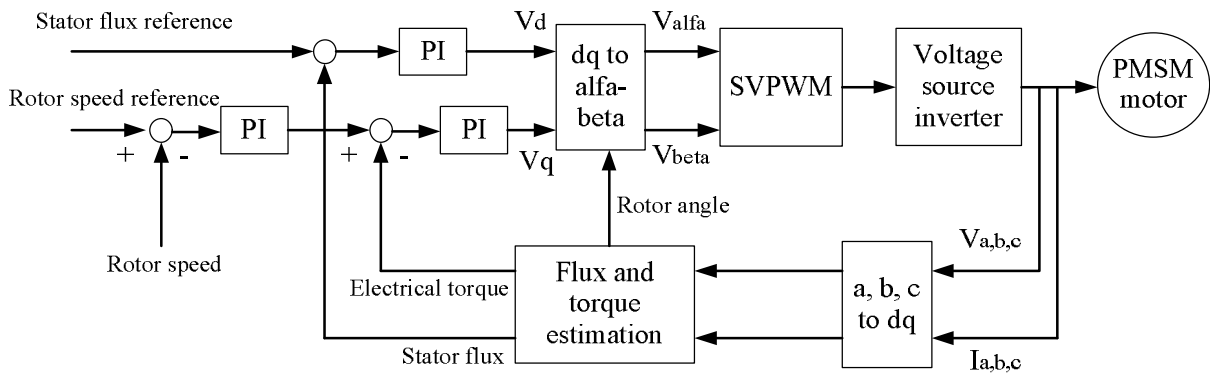
که در آن θ زاویه V_x با بردار سمت راست آن می‌باشد و t_a و t_b و t_o بترتیب زمان اعمال بردارهای سمت راست، چپ V_x و غیر فعال V_{000} و V_{111} می‌باشند. برای مثال اگر V_x در سکتور 1 باشد آنگاه باید به اندازه t_a ثانیه، بردار V_{100} و به اندازه t_b ثانیه، بردار V_{110} و به اندازه t_o ثانیه، بردار V_{000} یا V_{111} اعمال شود. انتخاب V_{000} یا V_{111} و همینطور تقدم اعمال بردارها روی هارمونیک‌های ولتاژ خروجی و تلفات تاثیر دارد و این مسئله هیچ تاثیری روی مؤلفه اصلی ولتاژ ندارند [10, 12].

¹ sector



شکل 2-10: دیاگرام بردار حالت برای SVPWM [13].

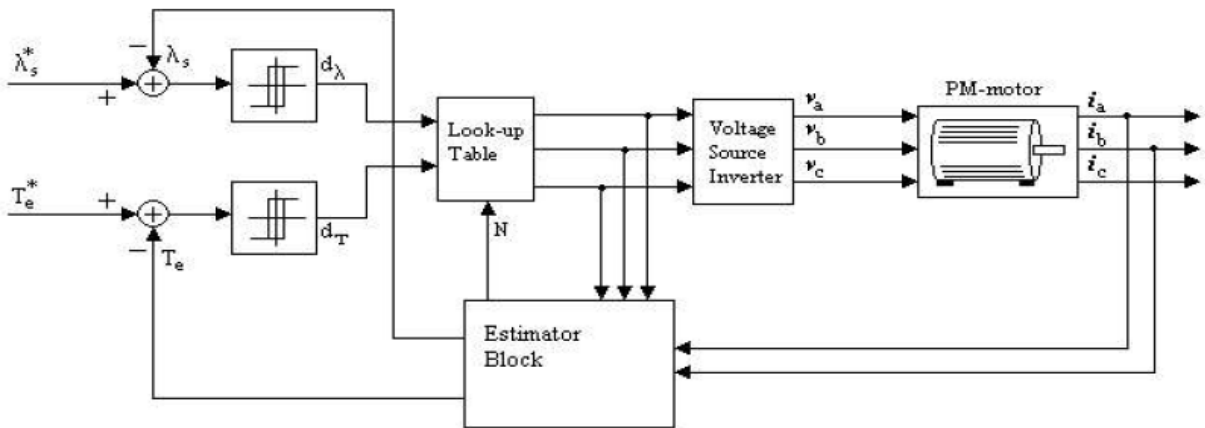
شکل 2-11 بلوک دیاگرام کنترل موتور مغناطیس دائم با استفاده از روش SVPWM را نشان می‌دهد [14]. در این شکل سرعت مرجع با سزعت موتور مقایسه شده و اختلاف آن‌ها به یک کنترلر PI داده می‌شود. خروجی کنترلر PI به عنوان گشتاور مرجع در نظر گرفته خواهد شد و دوباره اختلاف بین گشتاور مرجع و گشتاور الکتریکی ماشین که با استفاده از ولتاژ و جریان آن بدست آمده به یک کنترلر PI دیگر وارد می‌شود. با توجه به اینکه توان اکتیو ماشین با V_q رابطه دارد بنابراین خروجی کنترلر PI که از مقایسه گشتاور مرجع و گشتاور الکتریکی ماشین بدست آمده را به عنوان V_q در نظر می‌گیریم. V_d نیز با توان راکتیو ماشین در ارتباط است و می‌توان با تغییر آن شار استاتور را کنترل کرد. با استفاده از V_q ، V_d و موقعیت رتور، V_α و V_β بدست آمده و با قرار دادن آن‌ها در (2-11) تا (2-15) زمان اعمال بردارهای مناسب (با توجه به مکان V_x) محاسبه می‌شود.



شکل 2-11: بلوک دیاگرام کنترل موتور مغناطیس دائم با استفاده از روش SVPWM.

2-5-2- کنترل مستقیم گشتاور

کنترل مستقیم گشتاور اولین بار در مرجع [15] برای کنترل موتور القایی تغذیه شده توسط اینورتر منبع ولتاژی¹، ارائه شده است. مزیت اصلی این روش دینامیک خوب گشتاور با استفاده از ساختار کنترلی ساده می‌باشد و در کاربردهایی که گشتاور دارای اهمیت بیشتری نسبت به سرعت است بسیار جذاب می‌باشد. البته DTC از مشکلاتی همچون ریپل زیاد جریان و گشتاور رنج می‌برد [16].



شکل 2-12: بلوک دیاگرام DTC [17].

شکل 2-12 ساختار DTC را برای موتور مغناطیس دائم سینوسی نشان می‌دهد که شامل تخمینگر

¹ Voltage source inverter (VSI)

گشتاور الکتریکی و شار استاتور، جدول کلیدزنی و اینورتر VSI می‌باشد. ایده اصلی DTC انتخاب بهترین بردار ولتاژ برای کنترل گشتاور و شار استاتور بوده است [16].

از جریان‌های استاتور i_a و i_b و ولتاژ باس dc اینورتر U_{DC} نمونه گرفته می‌شود. برای بدست آوردن ولتاژ، جریان و گشتاور موتور می‌توان از روابط (1-2) تا (7-2) استفاده کرد اما با توجه به اینکه ولتاژ موتور وابسته به حالت سوئیچ‌های اینورتر است و محدود به هفت حالت می‌شود بنابراین می‌توان از این مسئله هم، برای بدست آوردن گشتاور الکتریکی و شار موتور استفاده کرد. مرجع [16] اجزاء $\alpha-\beta$ ولتاژ در دستگاه قاب مرجع ثابت¹ (شکل 2-13) را در روابط (2-16) تا (2-23) نشان داده است.

$$V_{s\alpha} = \frac{2}{3} U_{DC} \left(S_A - \frac{S_B - S_C}{3} \right) \quad (16-2)$$

$$V_{s\beta} = \frac{2}{3} U_{DC} \frac{S_B - S_C}{\sqrt{3}} \quad (17-2)$$

که در آن S_A, S_B و S_C نشان دهنده وضعیت سوئیچ‌های اینورتر هستند یعنی اگر در هر leg اینورتر سوئیچ بالا روشن باشد آنگاه $S_j = 1$ ($j = A, B, C$) و اگر سوئیچ پایین روشن باشد آنگاه $S_j = 0$ است. برای محاسبه اجزاء $\alpha-\beta$ جریان در دستگاه قاب مرجع ساکن برای حالتی که اتصال استاتور ستاره است، از (18-2) و (19-2) استفاده می‌کنیم.

$$i_\alpha = i_a \quad (18-2)$$

$$i_\beta = \frac{i_a + 2i_b}{\sqrt{3}} \quad (19-2)$$

¹ stationary reference frame

با استفاده از روابط (17-2) تا (21-2) و مقاومت سیم‌پیچ استاتور، شار استاتور بصورت ذیل محاسبه می‌شود.

$$\lambda_{\alpha} = \int (V_{\alpha} - R_s i_{\alpha}) dt \quad (20-2)$$

$$\lambda_{\beta} = \int (V_{\beta} - R_s i_{\beta}) dt \quad (21-2)$$

که در آن R_s مقاومت استاتور می‌باشد. مسیر گردش شار استاتور به شش قسمت ($S_1 - S_6$) تقسیم می‌شود. اجزاء $\alpha - \beta$ برای تعیین قسمتی که بردار شار استاتور در آن قرار دارد استفاده می‌شود. اندازه شار استاتور و گشتاور الکتریکی از روابط (22-2) و (23-2) بدست می‌آید.

$$|\lambda| = \sqrt{\lambda_{\alpha}^2 + \lambda_{\beta}^2} \quad (22-2)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P (\lambda_{\alpha} i_{\beta} - \lambda_{\beta} i_{\alpha}) \quad (23-2)$$

که در آن P تعداد جفت قطب موتور می‌باشد.

(24-2) و (25-2) مقایسه‌گرهای هیستریزس¹ گشتاور الکتریکی و شار استاتور را توصیف می‌کنند. برای مثال اگر مقدار محاسبه شده برای اندازه گشتاور الکتریکی از مرجع آن (T_e^* در شکل 12-2) به اندازه α_T بیشتر باشد خروجی مقایسه‌گر عدد 1-، و اگر به اندازه α_T کمتر باشد خروجی مقایسه‌گر عدد 1 را نشان می‌دهد. مقدار α_T با توجه به دقت، سرعت اینورتر و تلفات کلیدزنی تعیین می‌شود. برای شار استاتور نیز به همین صورت عمل می‌شود. با توجه به خروجی مقایسه‌گرها و مکان شار استاتور، بردار ولتاژ مناسب، که در شکل 13-2 نمایش داده شده‌اند از جدول 3-5 [18] انتخاب شده و توسط اینورتر به موتور اعمال می‌شود. بردارهای ولتاژ در شکل 13-2 نشان دهنده وضعیت اینورتر سه فاز می‌باشند برای مثال

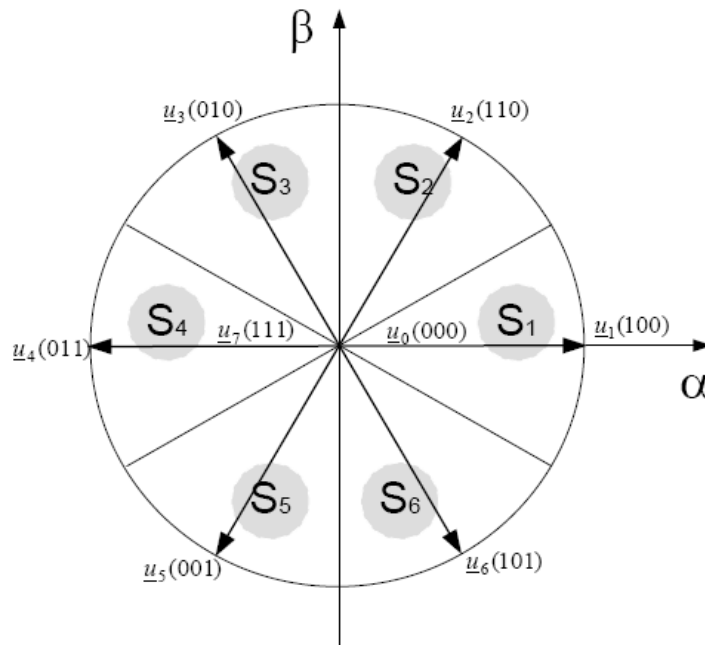
¹ Hysteresis comparator

بردار $u_1(100)$ به این معنی است که در a ، b و c (شکل 4-4) بترتیب سوئیچ بالا، پایین و پایین روشن باشند.

$$\text{Torque hysteresis control} = \begin{cases} T_e > T_e^* + \alpha_T \Rightarrow \text{output} = -1 \\ T_e < T_e^* - \alpha_T \Rightarrow \text{output} = 1 \end{cases} \quad (24-2)$$

$$\text{Flux hysteresis control} = \begin{cases} |\lambda| > \lambda^* + \alpha_\lambda \Rightarrow \text{output} = -1 \\ |\lambda| < \lambda^* - \alpha_\lambda \Rightarrow \text{output} = 1 \end{cases} \quad (25-2)$$

در جدول 1-2 از بردارهای صفر استفاده نشده است اما مرجع [19] نشان می‌دهد که بردارهای صفر باعث کاهش گشتاور می‌شود و شیب کاهش آن کمتر از زمانی است که از بردارهای فعال برای کاهش گشتاور استفاده شود. بنابراین استفاده از بردارهای صفر برای کاهش گشتاور منجر به کاهش ریپل گشتاور خواهد شد. با استفاده از روش ارائه شده در مرجع [19] برای DTC، جدول 1-2 بصورت جدول 2-2 تغییر می‌کند.



شکل 2-13: بردارهای ولتاژ اینورتر [16].

3- انواع مدولاسیون پهنای باند

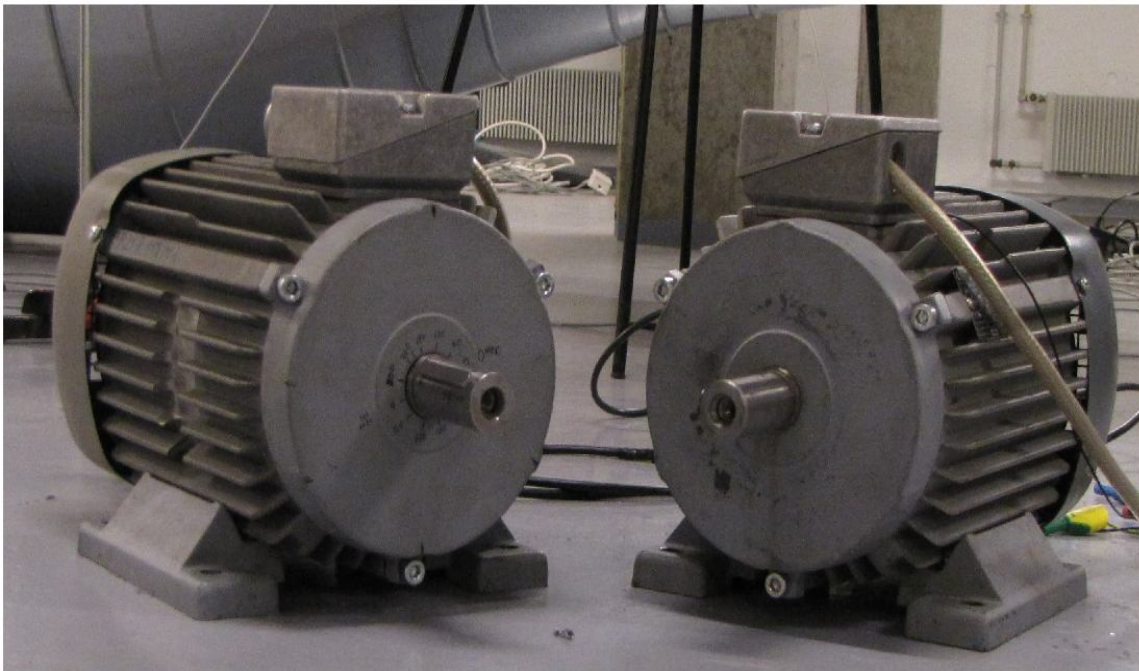
در روش کنترلی SVPWM و DTC اندازه ولتاژ اعمالی در هر لحظه با توجه به بار و گشتاور موتور تعیین شد. این دو روش و همچنین اکثر روش‌های کنترل موتور مغناطیس دائم، مستقل از فرکانس کلیدزنی می‌باشند. بطور کلی در اکثر روش‌های کنترلی ارائه شده در تحقیقات انجام شده در این زمینه، فقط سیکل کاری تعیین می‌شود و فرکانس کلیدزنی و مکان پالس در هر پریود کلیدزنی تأثیر قابل ملاحظه‌ای بر روی هارمونیک اصلی ولتاژ و جریان موتور ندارد. در این فصل به بررسی انواع مدولاسیون پهنای باند و تأثیر آن‌ها بر روی طیف فرکانسی ولتاژ، جریان، لرزش و نویز صوتی منتشر شده از موتور می‌پردازیم.

3-1- راه‌اندازی موتور با فرکانس کلیدزنی ثابت

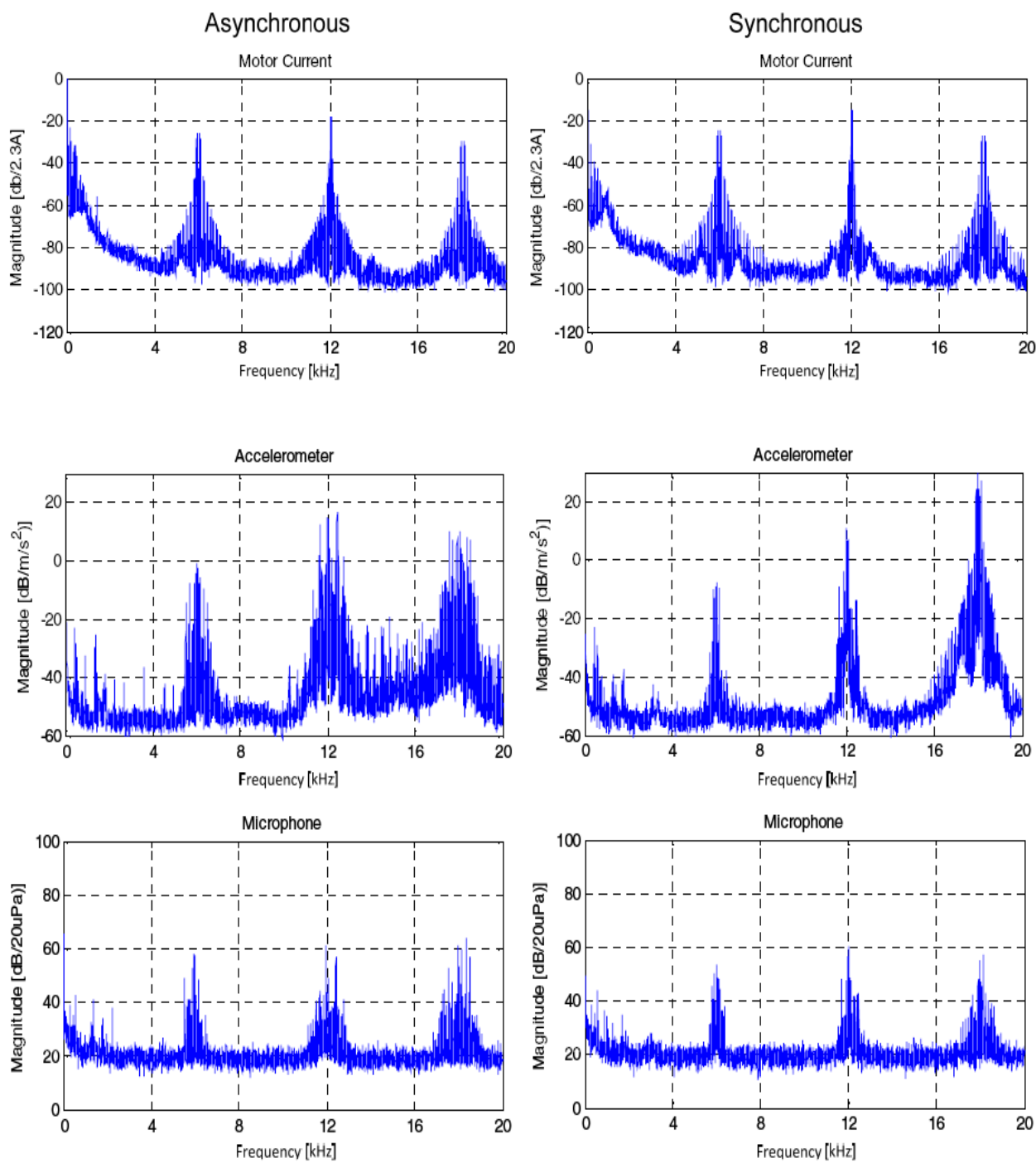
گزارشات مشاهده شده برای نویز صوتی در موتورهای هنگامی که با فرکانس کلیدزنی ثابت راه‌اندازی می‌شوند، نشان می‌دهند که درصد زیادی از نویز صوتی و نیروهای وارد بر پوسته موتور در فرکانس کلیدزنی و مضارب آن متمرکز شده‌اند و این مسئله در همه‌ی آن‌ها مشترک است. به عبارت دیگر اینورتر هنگام تغذیه موتور، هارمونیک‌های زیادی همراه با موج اصلی وارد موتور می‌کند و نویز صوتی ناشی از هارمونیک‌ها در فرکانس کلیدزنی و مضارب آن متمرکز می‌شود. تغییر ساختار موتور مانند تغییر تعداد قطب‌ها یا شیارها یا جنس مواد بکار رفته در موتور و یا تغییر بار و همینطور تغییر نوع موتور مانند القایی یا سنکرون، تأثیری در کلیت این امر ندارد.

در شکل 3-1 دو موتور القایی و مغناطیس دائم سینوسی را نشان می‌دهد. همانطور که در این شکل مشاهده می‌شود تفاوت قابل ملاحظه‌ای بین آن‌ها وجود ندارد. نویسندگان در مرجع [1] با فراهم کردن

شرایط یکسان برای دو موتور، طیف فرکانسی جریان ورودی، و نویز صوتی آن‌ها را با هم مقایسه کرده است. برای مقایسه بهتر رتور موتور مغناطیس دائم سینوسی را در استاتور موتور القایی جای داده است. به این ترتیب، استاتور برای هر دو آزمایش یکسان است. برای تغذیه موتور القایی از روش حلقه باز V/f استفاده شده اما بدلیل اینکه موتور سنکرون در این حالت ناپایدار است برای تغذیه آن از روش field oriented استفاده شده است. نتایج بدست آمده از این آزمایش در شکل 2-3 نشان داده شده‌اند. همانطور که در این شکل مشاهده می‌شود در فرکانس‌های بالا، طیف فرکانسی مربوط به صدا، لرزش و جریان برای دو موتور تفاوت چندانی ندارند.



شکل 3-1: موتور سنکرون (چپ)، موتور القایی (راست) [1].



شکل 2-3: طیف فرکانسی اندازه گیری شده از جریان ورودی به موتور، شتاب سنج متصل به پوسته استاتور و میکروفن، در سرعت 750 دور در دقیقه و فرکانس کلیدزنی 5 kHz برای موتور القایی (ستون سمت چپ) و سنکرون (ستون سمت راست) [1].

3-2- مدولاسیون پهنای باند تصادفی

همانطور که در قسمت قبل نشان داده شد استفاده از فرکانس ثابت برای تغذیه موتورها باعث تجمع اجزاء طیف فرکانسی ولتاژ در مضارب فرکانس کلیدزنی می‌شود. این مسئله باعث تشکیل نیروهای شعاعی در فاصله هوایی موتور شده و پوسته استاتور مانند یک پرده بلندگو این نیروها را به فضای اطراف منتقل می‌کند. با توجه به اینکه اغلب برای درایو موتورها از فرکانس‌های کلیدزنی کمتر از 10 کیلو هرتز استفاده می‌شود و گوش انسان در این فرکانس دارای حساسیت بالایی می‌باشد بنابراین شرایط ذکر شده منجر به تولید نویز شدید سوت مانند شده که برای انسان ناخوشایند است. در چند دهه اخیر برای حل این مشکل روش‌های فرکانس متغیر یا مدولاسیون پهنای باند تصادفی ارائه شده است. در روش‌های پهنای باند تصادفی توان هارمونیک‌ها در طیف وسیعی از حوزه فرکانس پخش می‌شود. از نقطه نظر فرکانس کلیدزنی RPWM به دو گروه تقسیم می‌شود که عبارتند از: مدولاسیون پهنای باند با فرکانس حامل تصادفی¹ مدولاسیون پهنای باند تصادفی با فرکانس حامل ثابت². در اولی دوره کلیدزنی³ متغیر است و پالس‌ها در هر بازه کلیدزنی در ابتدای بازه یا در هر مکان مشخص دیگری قرار دارند [20]. در دومی دوره کلیدزنی ثابت است اما پالس‌ها درون بازه کلیدزنی به طور تصادفی جابجا می‌شوند [12]. برای کنترل موتور بطور معمول از ساختارهای حلقه بسته استفاده می‌شود و این ساختارها نیز با توجه به فرکانس کلیدزنی طراحی می‌شوند. بنابراین طراحی کنترلر در سیستم‌های حلقه بسته‌ای که از RCF-PWM استفاده می‌کنند با مشکل روبه‌رو می‌باشد. برای حل این مشکل می‌توان چند فرکانس انتخاب کرد و سیستم کنترل را برای هر فرکانس انتخاب شده قبل از شروع به کار سیستم، طراحی کرد و در سیستم واقعی در هر زمان بنا به فرکانس مورد استفاده از سیستم کنترل مخصوص به آن به‌برداری کرد. راه حل بعدی استفاده از RCF-

¹ Random Carrier Frequency PWM (RCF-PWM)

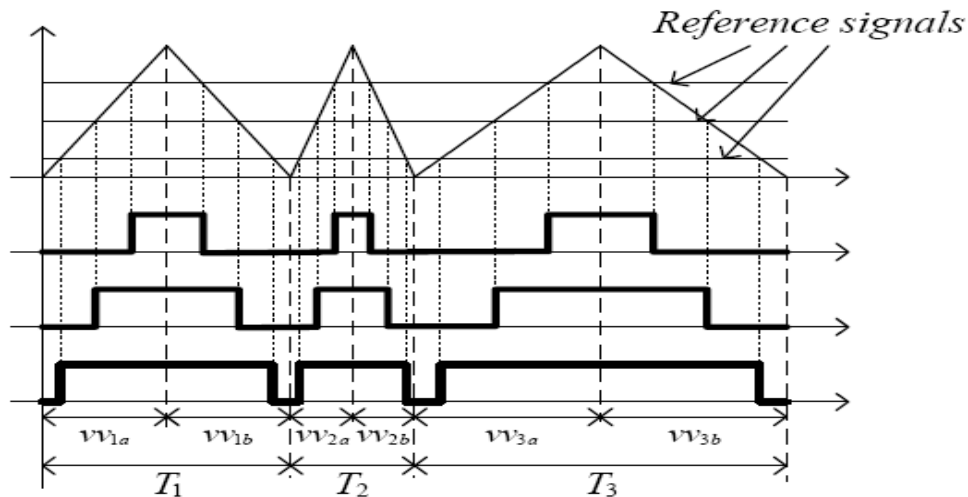
² Fixed Carrier Frequency Random PWM (FCF-RPWM)

³ Switching period

PWM می‌باشد [1] که در قسمت 3-2-2-2- بطور مفصل به بررسی آن می‌پردازیم.

3-2-1- مدولاسیون پهناهای باند با فرکانس حامل تصادفی

روش RCF-PWM بر اساس انتخاب تصادفی فرکانس حامل در هر پریود می‌باشد. باید توجه شود که انتخاب فرکانس بطور تصادفی از یک بازه مناسب، روی موج اصلی¹ تأثیر نمی‌گذارد و هارمونیک اصلی بیشتر به سیکل کاری وابسته است. در شکل 3-3، RCF-PWM نشان داده شده است و T_1 ، T_2 و T_3 بصورت تصادفی انتخاب شده‌اند.

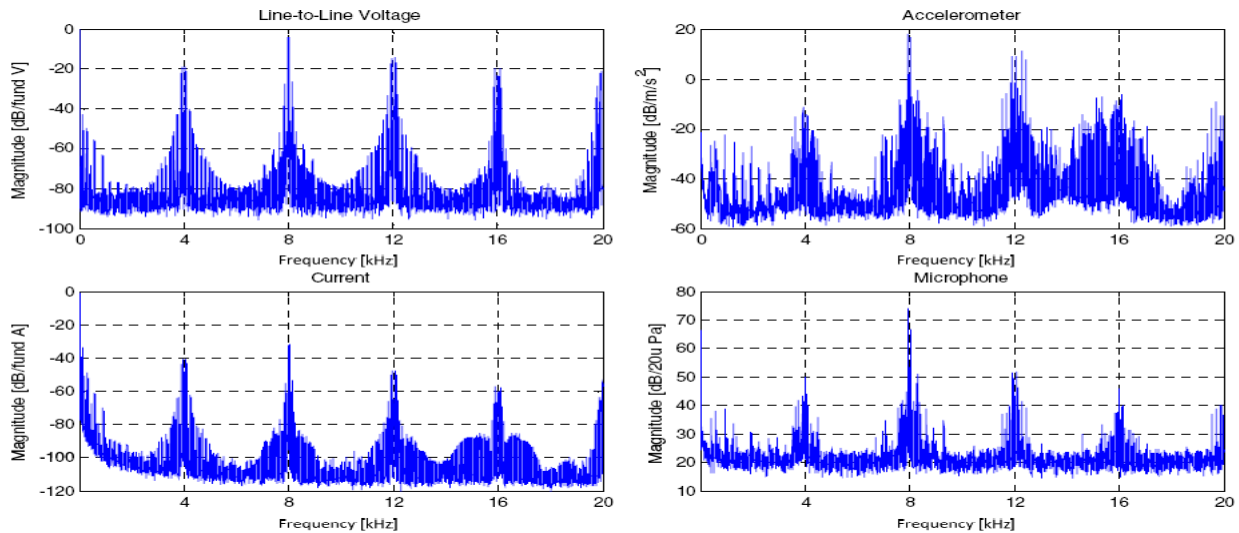


شکل 3-3: طریقه تولید پالس با استفاده از RCF-PWM [1].

محدوده بالا و پایین فرکانس‌های تصادفی انتخابی باید بصورت مناسب تعیین شود. به عبارت دیگر هنگام انتخاب فرکانس حداکثر باید به سخت‌افزار موجود و تلفات کلیدزنی و هنگام انتخاب فرکانس حداقل باید به ریزل جریان استاتور توجه شود. شکل 3-4 و شکل 3-5 طیف فرکانسی ولتاژ خط، جریان ورودی و لرزش بدنه استاتور یک موتور القایی 2/2 kW که با استفاده از مدولاسیون پهناهای باند بردار حالت و RCF-

¹ Fundamental

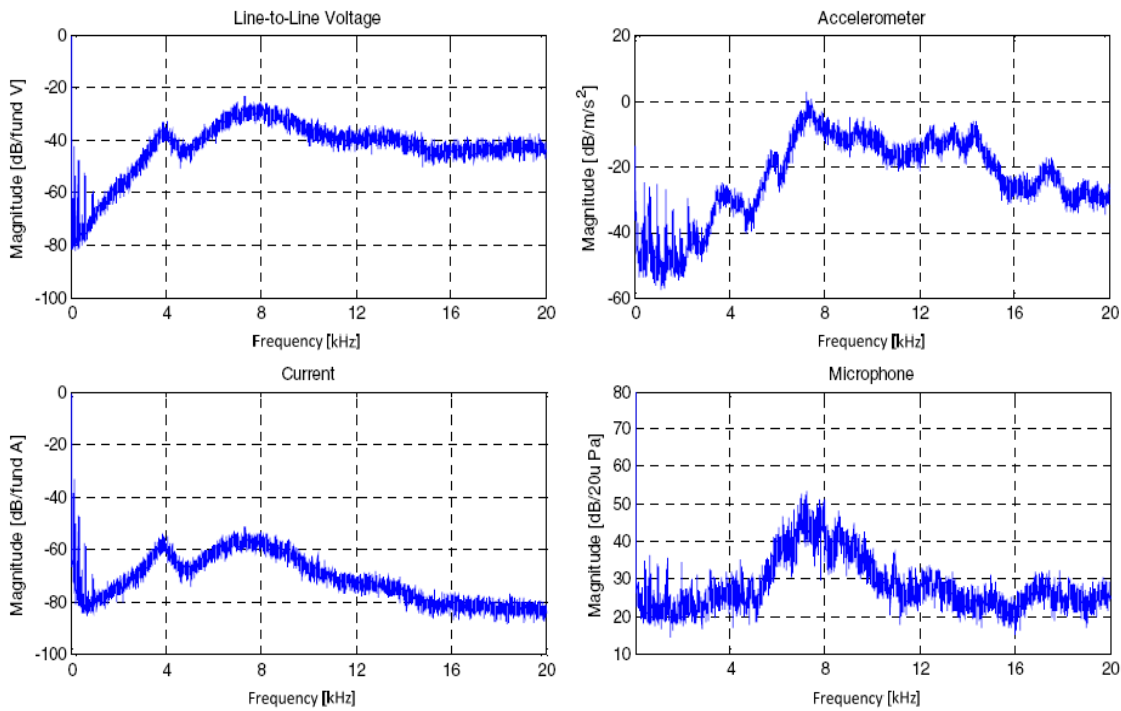
PWM راه اندازی شده است را نشان می‌دهد. در شکل 3-4 فرکانس کلیدزنی ثابت 4 kHz و در شکل 3-5 میانگین فرکانس کلیدزنی 4 kHz می‌باشد و بصورت تصادفی از بازه 3-5 kHz انتخاب شده است.



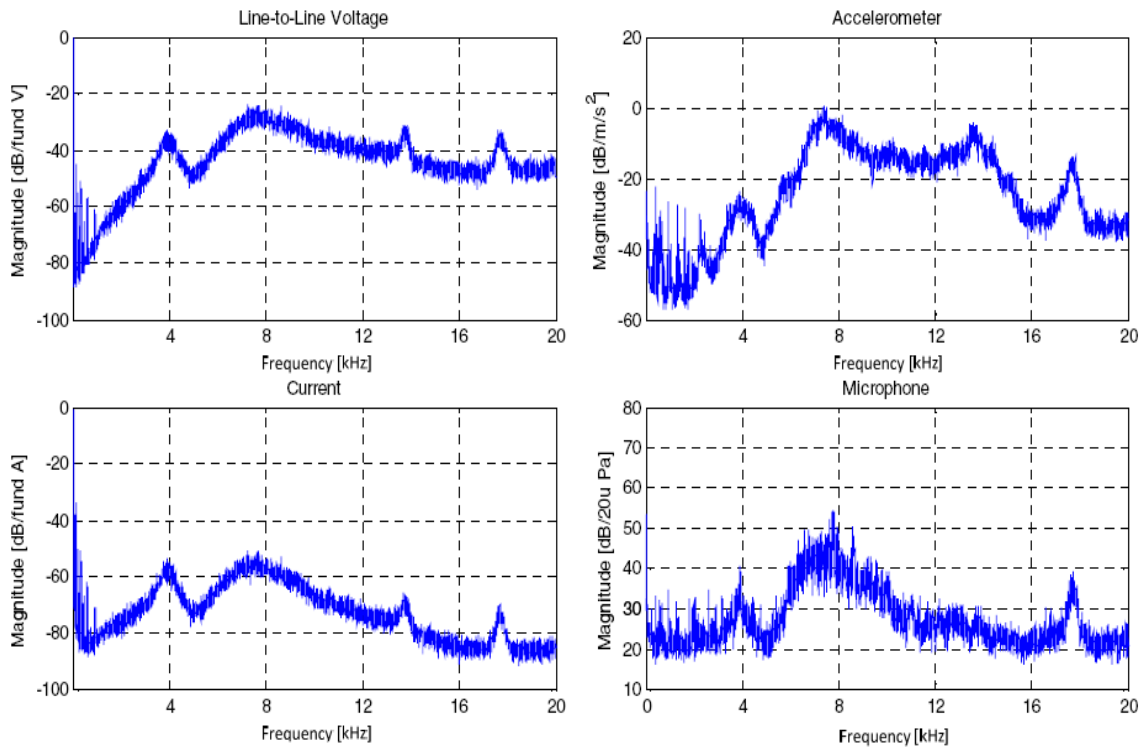
شکل 3-4: مقادیر اندازه‌گیری شده از ولتاژ خط، جریان خط، شتاب‌سنج متصل به پوسته موتور و میکروفن زمانی که فرکانس کلیدزنی 4 kHz ثابت است [1].

در شکل 3-4 و فرکانس کلیدزنی ثابت سطح فشار صوت کمی کمتر (۶۴ dBA) از شکل 3-5 و زمان استفاده از RCF-PWM (۶۶ dBA) می‌باشد. اما اجزاء طیف فرکانسی در شکل 3-5 در طیف وسیعی از حوزه فرکانس گسترده شده و شبیه نویز سفید شده است و این نوع از نویز برای انسان قابل تحمل‌تر می‌باشد. بنابراین با وجود افزایش انرژی نویز در روش RCF-PWM، بازهم این روش برای درایو موتور در مکان‌های نزدیک به انسان، شرایط بهتری را بوجود می‌آورد.

همانطور که قبلاً بیان شد روش‌هایی با دوره کلیدزنی متغیر برای ساختارهای حلقه باز بخوبی کار می‌کند اما پیاده‌سازی آن برای ساختار حلقه بسته شبیه field-oriented بسیار مشکل می‌باشد. این امر به این دلیل است که هنگامی که یک فرکانس جدید انتخاب می‌شود باید بسیاری از پارامترهای سیستم مانند کنترلر، فیلتر و تخمین‌گر تغییر کند که این کار حجم زیادی از محاسبات را لازم دارد.



شکل 3-5: مقادیر اندازه گرفته شده از ولتاژ خط، جریان خط، شتابسنج متصل به پوسته موتور و میکروفن زمانی که فرکانس کلیدزنی در باره 3 تا 5 kHz تغییر می کند [1].



شکل 3-6: طیف فرکانسی اندازه گیری شده با استفاده از دو فرکانس کلیدزنی 3/5 kHz و 4/5 kHz [1].

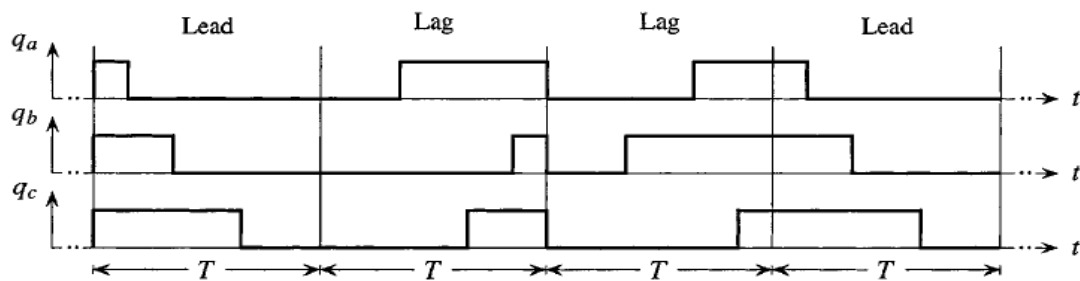
برای حل این مشکل تعداد فرکانس‌های تصادفی را کاهش می‌دهیم. شکل 3-6، RCF-PWM را با دو فرکانس کلیدزنی نشان می‌دهد. فرکانس‌های انتخاب شده $3/5 \text{ kHz}$ و $4/5 \text{ kHz}$ می‌باشند. شانس انتخاب هر کدام از این دو مقدار با هم مساوی می‌باشد و بدین ترتیب میانگین فرکانس‌های انتخاب شده برابر با 4 kHz می‌شود. همانطور که در شکل 3-6 مشاهده می‌شود توزیع طیف فرکانسی به RCF-PWM معمولی نزدیک است.

3-2-2- مدولاسیون پهنا‌بند تصادفی با فرکانس حامل ثابت

در مرجع [12] سه روش RPWM با پریود کلیدزنی ثابت ارائه شده که عبارتند از:

- مدولاسیون پیش‌فاز-پس‌فاز تصادفی

در مدولاسیون پیش‌فاز-پس‌فاز تصادفی¹ پالس در هر پریود کلیدزنی هم می‌تواند در اول پریود و هم در آخر آن باشد. انتخاب این مسئله توسط تولید اعداد تصادفی انجام می‌شود. شکل 3-7، RLL را هنگام استفاده در SVPWM نشان می‌دهد. در شکل مشاهده می‌شود که پریود کلیدزنی ثابت است و پالس‌های محاسبه شده برای هر کدام از فازهای a، b و c بطور تصادفی در اول یا آخر بازه قرار داده شده‌اند.

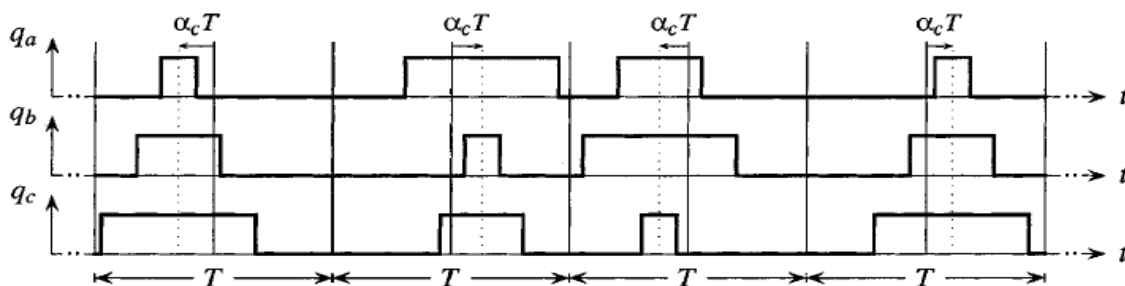


شکل 3-7: مدولاسیون پیش‌فاز-پس‌فاز تصادفی [12].

- جابجایی تصادفی پالس مرکزی

¹ Random Lead-Lag modulation (RLL)

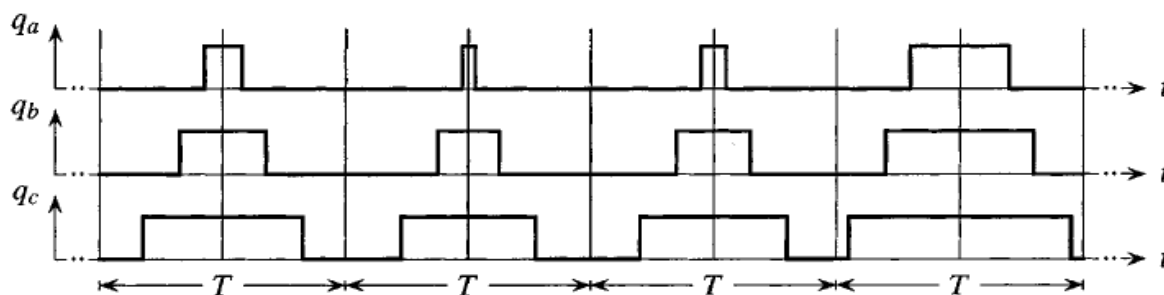
جابجایی تصادفی پالس مرکزی¹، در شکل 8-3 نشان داده شده است. در SVPWM معمولی هر پالس در مرکز پریود کلیدزنی قرار دارد اما هنگام استفاده از RCD پالس‌ها از مرکز به اندازه $\alpha_c T$ منحرف می‌شود که α_c بصورت تصادفی و از بازه‌ای که توسط سیکل کاری حداکثر، محدود شده است انتخاب می‌شود.



شکل 8-3: جابجایی تصادفی پالس مرکزی [12].

• توزیع تصادفی بردار ولتاژ صفر

در SVPWM معمولی برای اعمال ولتاژ صفر به ورودی موتور، سه سوئیچ بالای اینورتر سه فاز (111) یا سه سوئیچ پایین (000) آن را روشن می‌کنند. انتخاب سوئیچ‌های بالا یا پایین تأثیری روی هارمونیک اصلی ولتاژ ندارد. بنابراین در توزیع تصادفی بردار ولتاژ صفر²، در زمان اعمال ولتاژ صفر، بطور تصادفی یکی از حالت‌های (111) یا (000) انتخاب می‌شود. شکل 9-3 نشان می‌دهد که RZD پالس‌ها مانند SVM معمولی در مرکز پریود کلیدزنی قرار گرفته است.

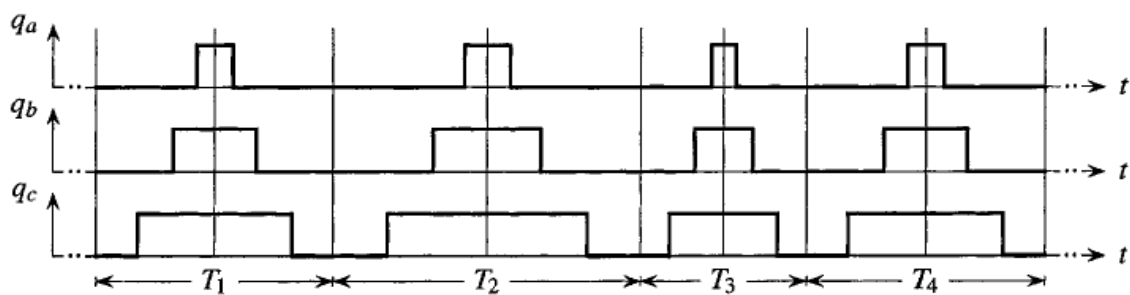


شکل 9-3: توزیع تصادفی بردار ولتاژ صفر [12].

¹ Random Center Displacement (RCD)

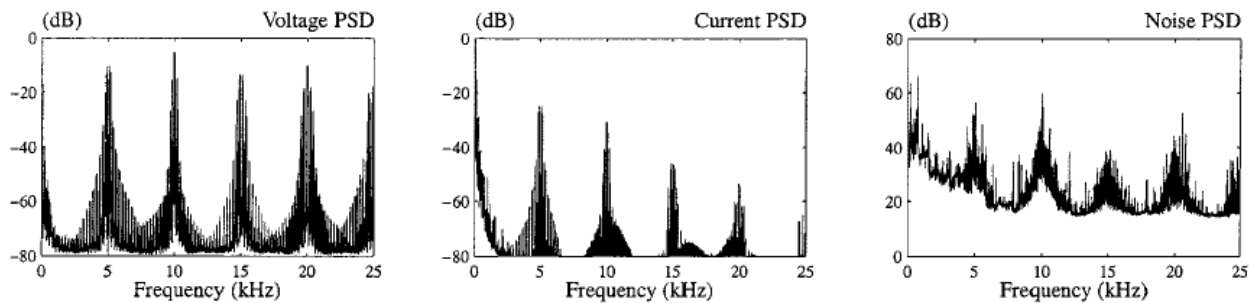
² Random Zero vector Distribution (RZD)

در شکل 10-3 برخلاف سه روش بالا پریود کلیدزنی متغیر است و در این شکل برای رسیدن به خواص RPWM فقط پریود کلیدزنی را بطور تصادفی تغییر داده شده است. این روش جزء روش‌هایی با پریود کلیدزنی ثابت نمی‌باشد و فقط برای مقایسه در این قسمت آورده شده است.



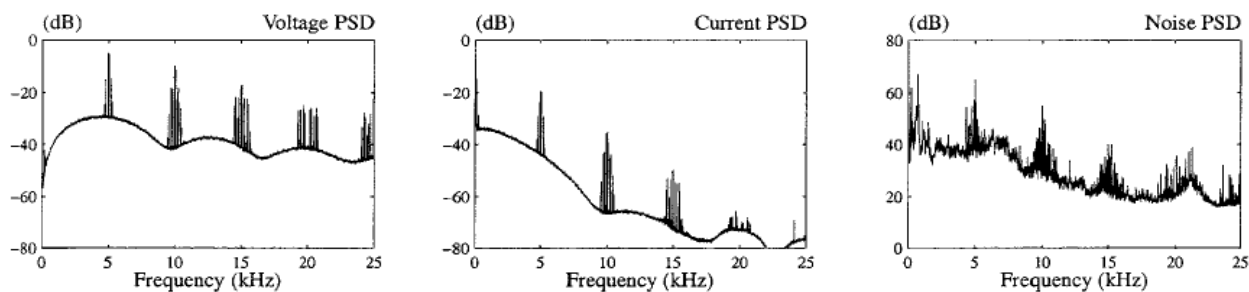
شکل 10-3: مدولاسیون پهنای باند تصادفی با فرکانس حامل متغیر [12].

در شکل 11-3 نتایج اندازه‌گیری شده از چهار روش بالا برای جریان و ولتاژ ورودی به موتور و نویز صوتی نشان داده شده است [12]. برای RPWM با پریود کلیدزنی ثابت، فرکانس کلیدزنی 5 kHz و برای RPWM با پریود کلیدزنی متغیر، فرکانس کلیدزنی در بازه 4 تا 6 kHz تغییر می‌کند. و همینطور شاخص مدولاسیون¹ و فرکانس موج اصلی بترتیب برابر 0/83 و 40 Hz می‌باشد و به یک موتور القایی اعمال می‌شود.

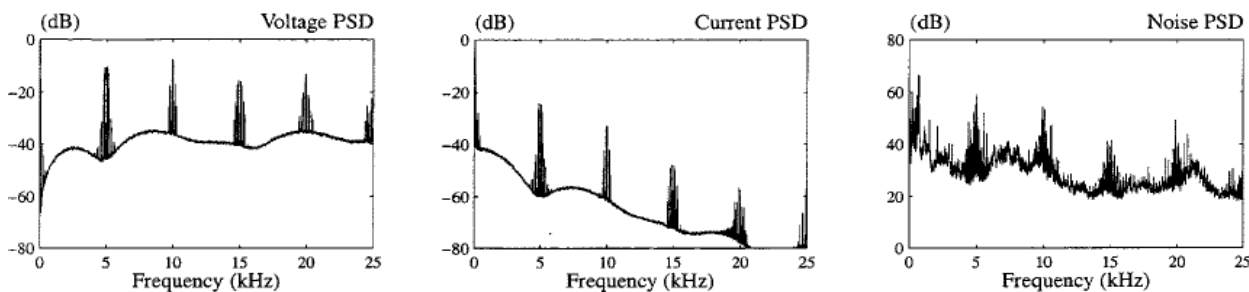


(الف)

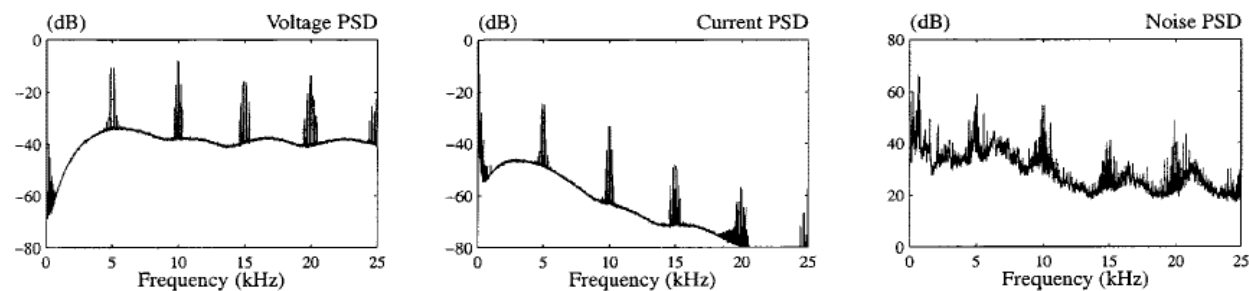
¹ Modulation index



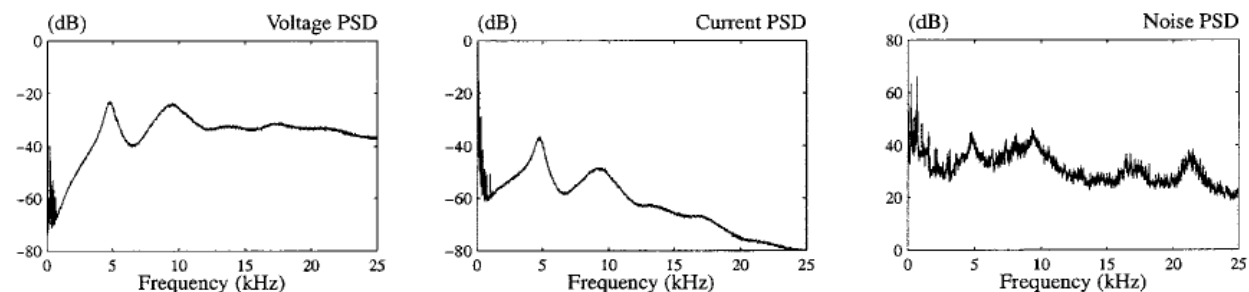
(ب)



(ج)



(د)



(ر)

شکل 3-11: طیف فرکانسی اندازه گیری شده از جریان فاز، ولتاژ خط و نویز صوتی برای موتور بی بار. الف- فرکانس کلیدزنی ثابت. ب- RLL. ج- RCD. د- RZD. ر- پرپود کلیدزنی متغیر (RS).

روش‌های بحث شده در بالا بطور خلاصه در جدول 3-1 با یکدیگر مقایسه شده‌اند. بطور کلی روش‌های RPWM با پرپود کلیدزنی ثابت در سیستم‌های حلقه بسته به آسانی پیاده سازی می‌شوند اما همراه با مشکلاتی هستند که عبارتند از : RCD و RZD در شاخص مدولاسیون بالا تأثیر خود را در پخش توان هارمونیک‌ها از دست می‌دهند و RLL در رابطه با نویز صوتی و تداخل الکترومغناطیسی¹ عملکرد خوبی ندارد همچنین ریپل جریان را زیاد می‌کند. RCD و RLL، موج اصلی جریان را با خطا تولید می‌کنند [21].

جدول 3-1: مقایسه بین روش‌های مختلف RPWM [12].

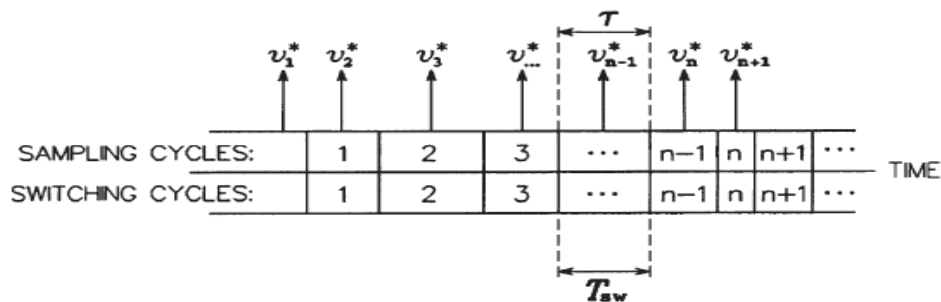
	Random Center Displacement (RCD)	Random distribution of zero vector (RZD)	Random switching frequency (RS)	Random lead-lag (RLL)	Fixed switching frequency
Noise-free current sampling	0	+	+	+	+
Control loops	+	+	0	0	+
Current ripple	0	0	0	+	+
Acoustic noise (low fundamental)	+	+	+	+	+
Acoustic noise (high fundamental)	0	0	+	+	+
Calculation overhead	0	0	+	0	+

¹ Electromagnetic interference (EMI)

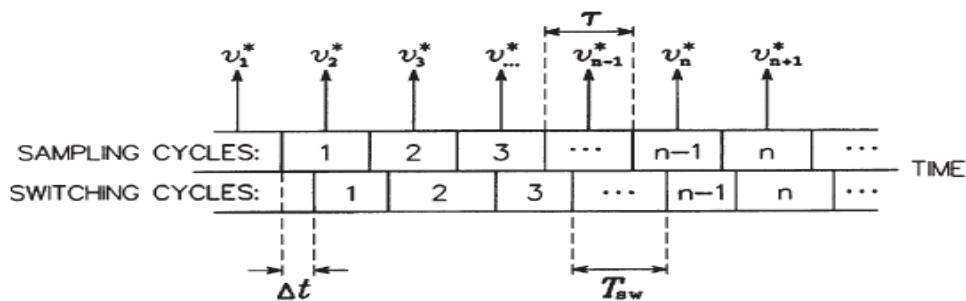
3-3- مدولاسیون پهنای پالس تصادفی با پریود کلیدزنی متغیر و فرکانس

نمونه برداری ثابت

در روش‌های RPWM ذکر شده تا این لحظه پریود نمونه برداری و کلیدزنی با هم برابر و همزمان بودند. این مسئله در شکل 3-12-الف نشان داده شده است. نویسندگان در مرجع [22] روشی ارائه داده‌اند که در آن فرکانس نمونه برداری ثابت اما فرکانس کلیدزنی متغیر می‌باشد (شکل 3-12-ب). در این روش فرکانس سویچینگ را با استفاده از عددهای تصادفی، متغیر می‌کنیم. پریود نمونه برداری و میانگین پریود سویچینگ با هم برابر و مساوی با τ می‌باشد. نحوه تعیین پریود کلیدزنی در فلوجارت شکل 3-13 نشان داده شده است. در این شکل، اگر پریود سویچینگ تولید شده کمتر از T_{swmin} شد مقدار آن را برابر T_{swmin} قرار داده می‌شود.

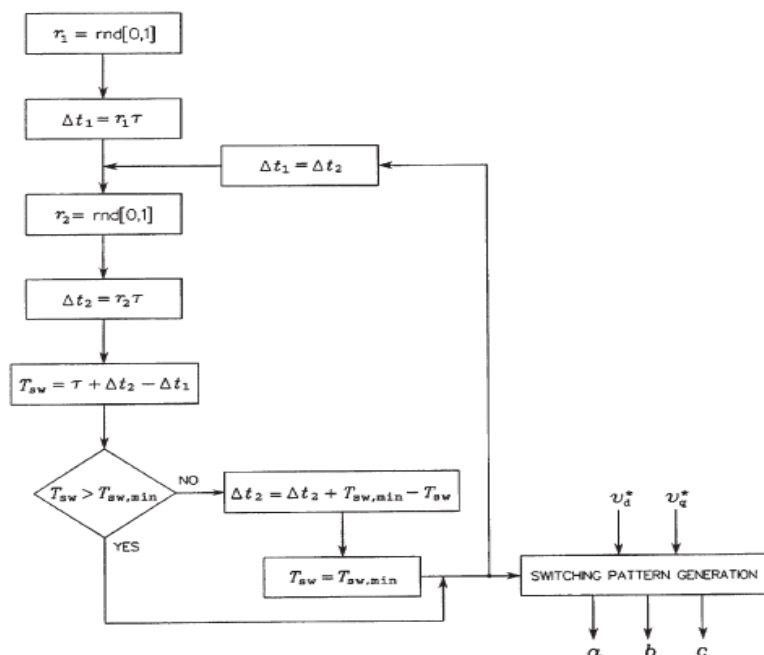


(الف)



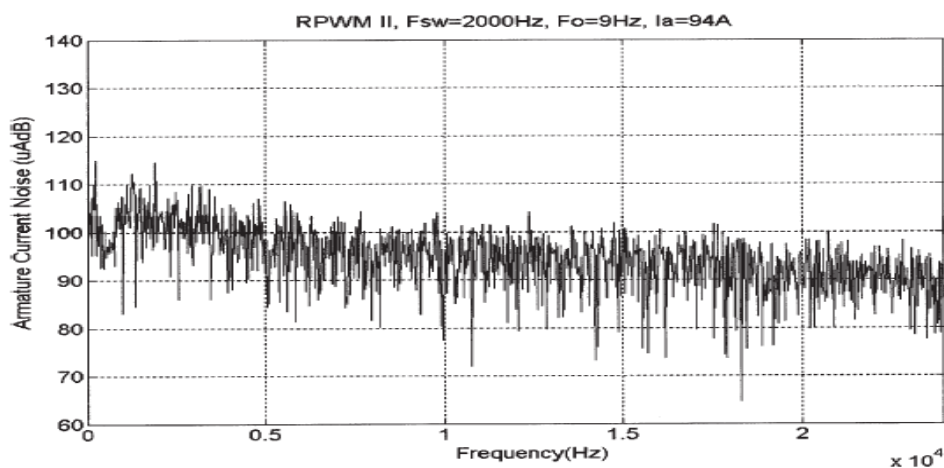
(ب)

شکل 3-12: توضیح تفاوت بین دو روش RPWM، از نظر انتخاب پریود نمونه برداری و کلیدزنی [22].

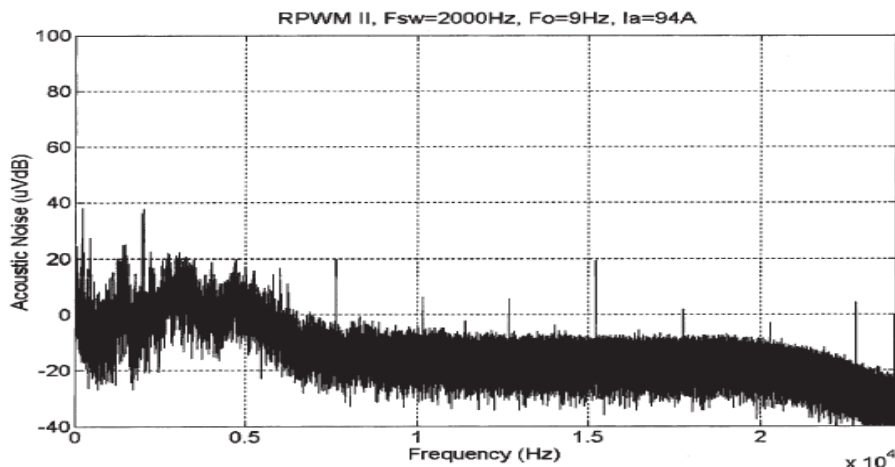


شکل 3-13: فلچارت تعیین پریود کلیدزنی در مرجع [22].

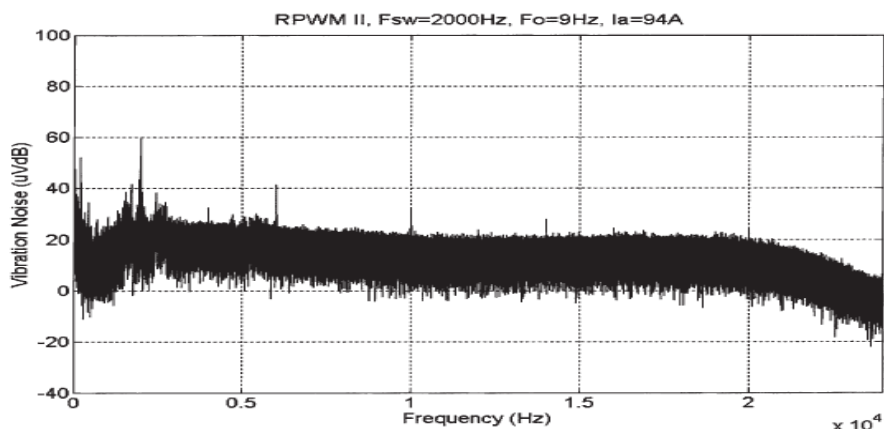
در مرجع [22] به منظور آزمایش روش بیان شده، از یک موتور القایی تجاری با مشخصات 40 hp، 40 Hz، 60، 230 V، شش قطب، استفاده شده که با از اینورتر 40 hp تغذیه و در شرایط 170 r/min، 240 V، 40 hp راه اندازی می شود. پریود نمونه برداری و میانگین پریود کلیدزنی برابر با 0/5 ms است. شکل 3-14 تا شکل 3-16 عملکرد سیستم را نمایش می دهند.



شکل 3-14: طیف فرکانسی ریپل جریان موتور در مرجع [22].



شکل 3-15: طیف فرکانسی نویز صوتی موتور در مرجع [22].



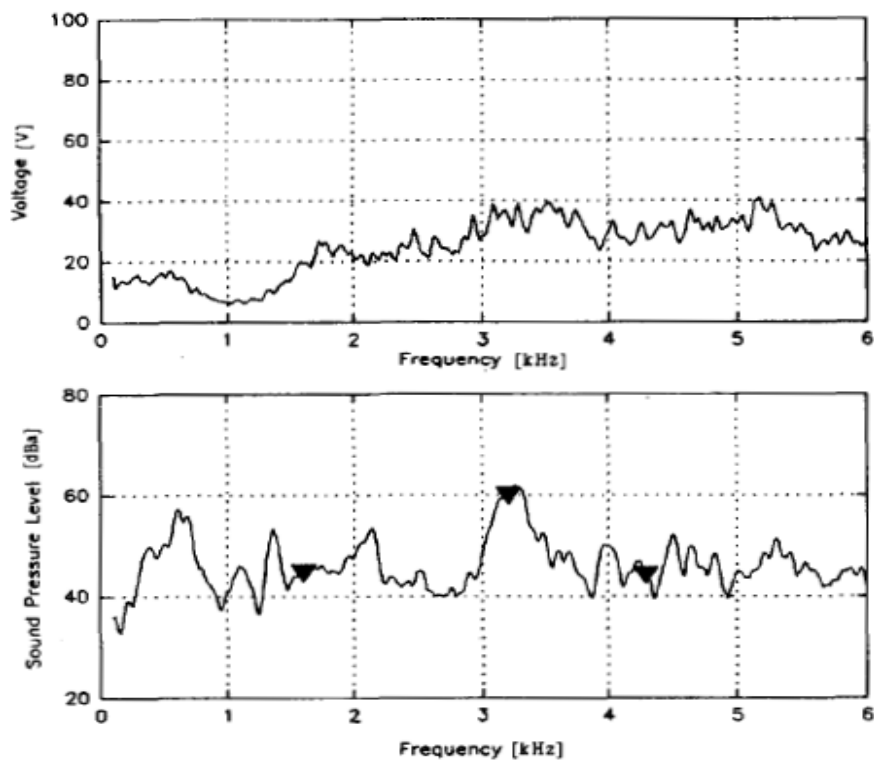
شکل 3-16: طیف فرکانسی لرزش در مرجع [22].

4-3- اجتناب از تحریک فرکانس تشدید موتور

روش‌های RPWM با استفاده از تغییر فرکانس سویچینگ، توان هارمونیک‌ها را در حوزه فرکانس پخش می‌کند و پیک نمودار چگالی طیف توان (PSD) را کاهش می‌دهند و این نمودار را از حالت ناپیوسته به حالت پیوسته تبدیل می‌کنند. به عبارت دیگر در تکنیک‌های RPWM تقریباً تمام فرکانس‌ها تحریک می‌شوند و این مسئله ممکن است باعث تحریک فرکانس‌های تشدید سیستم و افزایش لرزش‌ها و نویز صوتی شود [23-26]. به عنوان نمونه، در مرجع [24]، شکل 3-17 ولتاژ ورودی و نویز صوتی یک موتور القایی که توسط روش RPWM راه‌اندازی شده است را نشان می‌دهد. همانطور که در این شکل

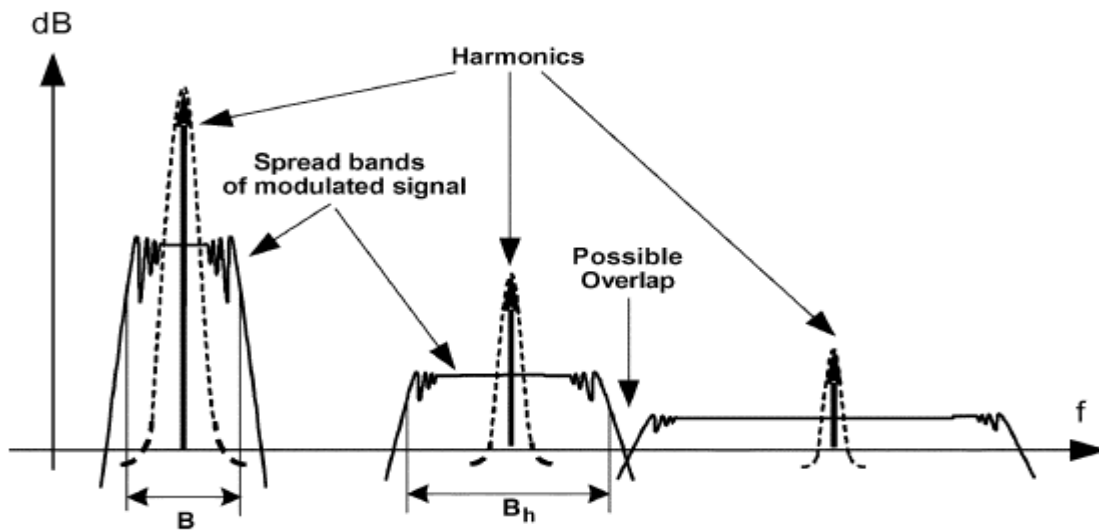
مشاهده می‌شود نویز صوتی در فرکانس $3/2$ kHz بصورت قابل ملاحظه‌ای افزایش یافته است. این اتفاق به دلیل تحریک فرکانس تشدید $3/2$ kHz موتور توسط ولتاژ RPWM می‌باشد.

بمنظور حل این مشکل باید هنگام استفاده از تکنیک‌های RPWM طیف فرکانسی ولتاژ خروجی را کنترل کرد و فرکانس‌های مضر را حذف یا کاهش داد. در مرجع [23] با حذف یک بازه فرکانسی محدود، از فرکانس‌های کلیدزنی توانسته است در طیف فرکانسی ولتاژ خروجی، در یک محدوده خاص، اجزا فرکانسی را کاهش دهد. این روش ساده است اما دارای نقایصی همچون صاف نبودن طیف فرکانسی ولتاژ و افزایش پیک این نمودار نسبت به RPWM معمولی می‌باشد. این مشکل جدیتر می‌شود وقتی که لازم باشد برای کاهش فرکانس مزاحم در طیف ولتاژ، تعداد بازه‌های بیشتری از فرکانس‌های کلیدزنی حذف شود.

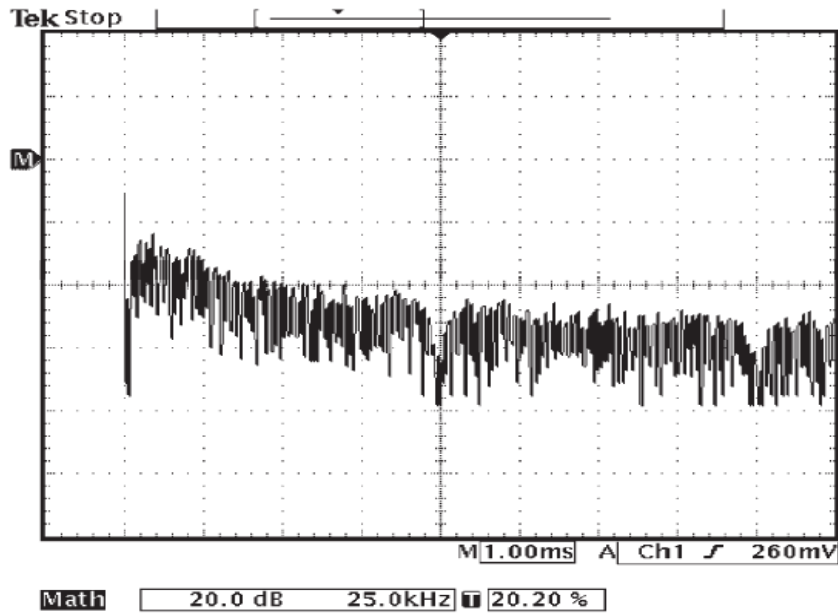


شکل 3-17: ولتاژ خط موتور و نویز صوتی منتشر شده از آن [24].

نویسنده‌ها در مرجع [27] با انتخاب فرکانس کلیدزنی بصورت پریودیک، توانسته است که طیف ولتاژ خروجی را تا حدی کنترل کنند. به عبارت دیگر مطابق شکل 3-18 توان اجزا فرکانسی را در یک باند مشخص توزیع کرده است. در مرجع [27] نحوه تنظیم B و B_h توضیح داده شده است می‌توان آن‌ها را طوری تنظیم کرد که فرکانس‌های مزاحم تحریک نشوند. اما روش ارائه شده در این مرجع برای حذف فرکانس‌های بالا (چند صد مگاهرتز) و در رابطه با EMI کاربرد دارد و استفاده از این روش برای حذف نویز با فرکانس داخل بازه شنوایی انسان به علت محدودیت در انتخاب پریود کلیدزنی مبدل‌های الکترونیک قدرت، به ندرت امکان پذیر است و اندازه پریود کلیدزنی بدست آمده از این روش برای حذف نویز در بازه مورد نظر به قدری زیاد است که قابل پیاده سازی به مبدل‌های واقعی نمی‌باشد.



شکل 3-18: توزیع توان هارمونیک‌ها در مرجع [27].



شکل 19-3: حذف نویز در فرکانس ۱۰۰ kHz مضارب آن [28].

نویسندگان در مرجع [28] با وابسته کردن پریود سویچینگ (T) به سیکل کاری (D) و ارائه رابطه (1-3)، توانسته‌اند نویز را با فرکانس دلخواه حذف کنند. شکل 19-3 نشان می‌دهد که با استفاده از روش پیشنهاد شده در این مرجع می‌توان از طیف نویز یا ولتاژ، فرکانس مورد نظر را حذف کرد.

$$T = \frac{k}{f_o D} \quad (1-3)$$

که در آن f_o ، فرکانسی است که باید حذف شود و k یک عدد تصادفی صحیح مثبت می‌باشد.

شکل 19-3، نتایج عملی برای حذف نویز با فرکانس ۱۰۰ kHz و مضارب آن، از ولتاژ خط اینورتر سه-فاز را نشان می‌دهد. اما استفاده از روش ارائه شده در مرجع [28] برای کاهش نویز صوتی به دو دلیل امکان پذیر نمی‌باشد که عبارتند از:

- 1- این روش فقط توانایی حذف نویز در یکی از ولتاژهای خط اینورتر سه-فاز را دارد.
- 2- استفاده از آن به منظور حذف نویز در فرکانس‌های داخل بازه شنوایی انسان، سبب افزایش پریود

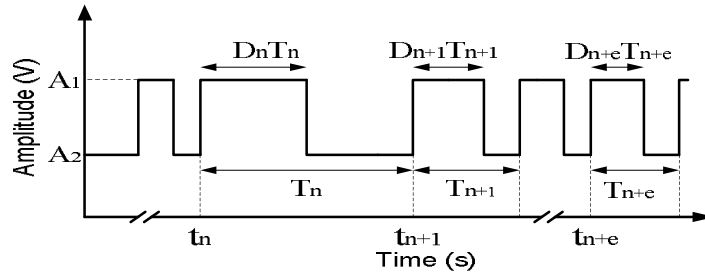
سوییچینگ‌های انتخاب شده، می‌شود. با توجه به اینکه در بیشتر کاربردها به دلیل افزایش ریپل جریان نمی‌توان T را از یک حد مشخص بزرگتر کرد بنابراین استفاده از روش ارائه شده در [28] برای حذف نویز در فرکانس‌های داخل بازه شنوایی انسان امکان‌پذیر نمی‌باشد.

4- روش پیشنهادی

در این قسمت روشی پیشنهاد می‌شود که با وابسته کردن T به D، می‌توان در فرکانس انتخابی داخل طیف فرکانسی ولتاژ یا طیف نویزی شکاف ایجاد کرد. مزیت اصلی این روش امکان حذف نویز در فرکانس‌های داخل بازه شنوایی انسان بدون افزایش نامطلوب پریودهای کلیدزنی (T) انتخابی می‌باشد. بنابراین روش پیشنهاد شده علاوه بر دارا بودن مزیت‌های تکنیک‌های RPWM، می‌تواند از تحریک فرکانس‌های تشدید در مبدل‌های الکترونیک قدرت و سیستم‌های وابسته به آن، مخصوصاً موتورهای ac، جلوگیری کند و این امر باعث کاهش نویز صوتی و لرزش در این سیستم‌ها می‌شود. این روش قابل اعمال به اکثر مبدل‌های الکترونیک قدرتی که با استفاده از مفهوم PWM کار می‌کنند، می‌باشد. لازم است بیان شود که جدیدترین مقاله در این رابطه تا این لحظه مرجع [28] می‌باشد و نقص‌های آن در قسمت 3-4- توضیح داده شد. روش پیشنهاد شده در این پایان نامه مشکلات ذکر شده را بر طرف کرده است.

4-1- تئوری پایه

شکل موج RCF-PWM در شکل 4-1 نشان داده شده است. این رابطه می‌تواند ولتاژ خروجی یک مبدل الکترونیک قدرت و یا ولتاژ هر کدام از المان‌های آن باشد. (4-1) این شکل را در سیکل n ام توصیف می‌کند.



شکل 4-1: موج RPWM.

$$g_n(t) = \begin{cases} A_1 & t_n < t \leq D_n T_n \\ A_2 & D_n T_n < t \leq T_n \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (1-4)$$

$$t_n = \sum_{m=1}^{n-1} T_m \quad (2-4)$$

$$g(t) = \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^N g_n(t) \quad (3-4)$$

که A_2 و A_1 بترتیب مقدار High و Low ولتاژ خروجی $(A_1 > A_2)$ ، T_n پریود انتخاب شده برای n امین سیکل سویچینگ، D_n نسبت زمان High به T_n در سیکل سویچینگ n ام، t_n زمان شروع n امین سیکل سویچینگ، $g_n(t)$ موج RPWM در سیکل n ام، و $g(t)$ موج RPWM می‌باشد. در T_n ، $g(t)$ بصورت تصادفی انتخاب می‌شود اما D_n با توجه به شکل موج ولتاژ خروجی مبدل الکترونیک قدرت تعیین می‌شود.

اگر تبدیل فوریه $g(t)$ را با $G(f)$ نشان دهیم. برای $G(f)$ داریم:

$$G(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t) e^{-j2\pi f t} dt = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t) \cos(2\pi f t) dt - j \int_{-\infty}^{+\infty} g(t) \sin(2\pi f t) dt = a(f) + jb(f) \quad (4-4)$$

$$a(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t) \cos(2\pi f t) dt \quad (5-4)$$

$$b(f) = - \int_{-\infty}^{+\infty} g(t) \sin(2\pi f t) dt \quad (6-4)$$

برای اینکه بتوانیم هارمونیک با فرکانس خاصی را حذف کنیم باید $g(t)$ طوری انتخاب شود که تبدیل

فوریه آن $G(f)$ در فرکانس مورد نظر (f_0) صفر شود. تنها پارامتر در اختیار ما T_n می‌باشد. به عبارت دیگر باید T_n را طوری انتخاب کنیم که هم قسمت موهومی و هم قسمت حقیقی $G(f_0)$ صفر شود و (7-4) برقرار شود. در قسمت بعد روشی برای برقراری این معادله با استفاده از انتخاب مناسب T ، پیشنهاد شده است.

$$a(f_0) = b(f_0) = 0 \quad (7-4)$$

2-4- حذف یک فرکانس در طیف فرکانسی موج RPWM

در این قسمت یک روش برای انتخاب T پیشنهاد می‌شود که بوسیله آن می‌توان (8-4) را به ازای هر φ صفر کرد. با توجه به اینکه $a(f_0)$ و $b(f_0)$ حالت‌های خاصی از (8-4) می‌باشند بنابراین صفر شدن $c(f_0)$ منجر به صفر شدن $G(f_0)$ می‌شود.

$$c(f_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t) \sin(2\pi f t + \varphi) dt = 0 \quad (8-4)$$

با جایگزینی (3-4) در (8-4) داریم:

$$c(f_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t) \sin(2\pi f_0 t + \varphi) dt = \sum_{m=1}^{\infty} \int_{t_m}^{t_m + D_m T_m} A_1 \sin(2\pi i_0 t + \varphi) dt + \sum_{m=1}^{\infty} \int_{t_m + D_m T_m}^{t_m + T_m} A_2 \sin(2\pi i_0 t + \varphi) dt \quad (9-4)$$

برای سهولت در محاسبات، $g(t)$ را با یک عدد حقیقی (A_{dc}) جمع می‌کنیم بطوریکه مقدار Low سیگنال جدید صفر شود.

$$g'(t) = g(t) + A_{dc} \quad (10-4)$$

$$A_{dc} = -A_2 \quad (11-4)$$

$$A_1' = A_1 + A_{dc} \quad (12-4)$$

طیف فرکانسی $g(t)$ و $g'(t)$ تنها در فرکانس صفر با هم فرق دارند و اگر در طیف فرکانسی $g'(t)$ هارمونیک را در فرکانس غیر صفر حذف کنیم یا کاهش دهیم در $g(t)$ نیز حذف می‌شود و یا کاهش خواهد یافت.

$$g_n'(t) = \begin{cases} A_1' & t_n < t \leq D_n T_n \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (13-4)$$

$$g'(t) = \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^N g_n'(t) \quad (14-4)$$

$$G'(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} g'(t) e^{-j2\pi f t} dt = \int_{-\infty}^{+\infty} g'(t) \cos(2\pi f t) dt - j \int_{-\infty}^{+\infty} g'(t) \sin(2\pi f t) dt = a'(f) + \quad (15-4)$$

$jb'(f)$

که در آن $G'(f)$ تبدیل فوریه $g'(t)$ می‌باشد. از (8-4) و (14-4) داریم:

$$c'(f_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} g'(t) \sin(2\pi f_0 t + \varphi) dt = \sum_{m=1}^{\infty} \int_{t_m}^{t_m + D_m T_m} A_1' \sin(2\pi f_0 t + \varphi) dt \quad (16-4)$$

با محاسبه انتگرال‌ها بدست می‌آوریم:

$$\begin{aligned} c'(f_0) &= \dots + \frac{A_1'}{\omega_0} \cos[\omega_0 t_n + \varphi] - \frac{A_1'}{\omega_0} \cos[\omega_0 (t_n + D_n T_n) + \varphi] + \dots \\ &+ \frac{A_1'}{\omega_0} \cos[\omega_0 t_{n+e} + \varphi] - \frac{A_1'}{\omega_0} \cos[\omega_0 (t_{n+e} + D_{n+e} T_{n+e}) + \varphi] + \dots = \\ &\frac{A_1'}{\omega_0} \sum_{m=1}^{\infty} \cos[\omega_0 t_m + \varphi] - \frac{A_1'}{\omega_0} \sum_{m=1}^{\infty} \cos[\omega_0 (t_m + D_m T_m) + \varphi] \end{aligned} \quad (17-4)$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad (18-4)$$

$$t_{n+e} = t_n + \sum_{m=n}^{n+e-1} T_m \quad (19-4)$$

همانطور که در بالا ذکر شد $a'(f)$ و $b'(f)$ حالت‌های خاصی از $c'(f)$ می‌باشند و با صفر شدن $c'(f)$ در

فرکانس f_0 ، مقدار $G'(f)$ نیز در آن فرکانس صفر می‌شود. علاوه بر آن در فرکانس‌های نزدیک به f_0 ، $C'(f)$ و در نتیجه اندازه $G'(f)$ کوچک می‌شود و بنابراین با صفر کردن (17-4) هارمونیک‌های اطراف f_0 نیز کاهش می‌یابند که این مسئله در طیف ولتاژ، بصورت یک شکاف اطراف فرکانس f_0 مشاهده می‌شود.

بمنظور صفر کردن (17-4)، T را طوری انتخاب کنیم که در این رابطه جمله $n+e$ ام مجموع اول با جمله n ام مجموع دوم حذف شود و به دلیل اینکه n می‌تواند هر عدد طبیعی باشد در نتیجه تمام جملات در (17-4) با یکدیگر حذف می‌شوند. برای مثال اگر $e=2$ انتخاب شود آنگاه جمله سوم مجموع اول با جمله اول مجموع دوم و همینطور جمله چهارم مجموع اول با جمله دوم مجموع دوم حذف شده و به همین ترتیب (17-4) صفر می‌شود به عبارت دیگر T_n را طوری انتخاب می‌کنیم که (20-4) بدست آید:

$$\frac{A_1'}{\omega_0} \cos[\omega_0(t_n + D_n T_n) + \varphi] - \frac{A_1'}{\omega_0} \cos[\omega_0 t_{n+e} + \varphi] = 0 \quad (20-4)$$

از (20-4) بدست داریم:

$$2\pi f_0(t_n + D_n T_n) + \varphi = 2\pi f_0 t_{n+e} + \varphi + 2k\pi \quad (21-4)$$

با جایگزینی t_{n+e} از (19-4) اندازه T بدست می‌آید:

$$T_{n+e-1} = \frac{k}{f_0} + D_n T_n - \sum_{m=n}^{n+e-2} T_m \quad (22-4)$$

در (22-4) اگر e را برابر با 1 قرار داده شود (23-4) بدست می‌آید که در این معادله به علت وجود عدد کوچکتر از یک $(1-D_n)$ در مخرج، باز هم با مشکل بیان شده برای مرجع [28] مواجه می‌شویم به همین دلیل در ادامه، (22-4) برای $e > 1$ بررسی شده است.

$$T = \frac{k_1}{(1 - D_n)f_o} \quad (23-4)$$

k_1 یک عدد تصادفی فرد است. اگر k_1 زوج انتخاب شود آنگاه در $f_o/2$ نیز نویز صفر می‌شود به این

علت k_1 در (23-4) بصورت فرد انتخاب می‌شود.

در روش‌های RPWM فرکانس‌های انتخابی را باید به یک بازه مشخص محدود کرد. به عبارت دیگر اگر فرکانس سویچینگ کوچک انتخاب شود ممکن است باعث بروز مشکلاتی همچون افزایش ریبیل جریان شود و انتخاب فرکانس‌های بزرگ باعث افزایش تلفات می‌شود [1]. بنابراین T انتخاب شده باید به بازه $[T_{min}, T_{max}]$ محدود شود. T_{min} و T_{max} با توجه به ساختار مبدل الکترونیک قدرت و پارامترهای دیگر از قبیل نوع سوئیچ‌های بکار رفته، فیلتر طراحی شده و ... تعیین می‌شوند. بنابراین در (22-4) k باید طوری انتخاب شود که T به بازه $[T_{min}, T_{max}]$ محدود شود. از طرف دیگر، در تکنیک‌های RPWM، مطلوب است که توان نویز در طیف وسیعی پخش شود. انتخاب پریود کلید زنی بصورت تکراری یا از یک بازه کوچک باعث تمرکز توان نویز در یک یا چند فرکانس خاص می‌شود و این امر منجر به افزایش پیک طیف ولتاژ می‌شود. برای اجتناب از این مسئله، در (22-4)، k نباید بصورت تکراری انتخاب شود.

در (22-4) اگر بخواهیم T انتخاب شده بین دو مقدار T_{min} و T_{max} باشد برای حد بالایی k بدست

می‌آید:

$$T_{n+e-1} = \frac{k}{f_o} + D_n T_n - \sum_{m=1}^{n+e-2} T_m < T_{max} \quad (24-4)$$

بنابراین برای k_{max} داریم:

$$k_{max} = [T_{max} - D_n T_n + \sum_{m=n}^{m+e-2} T_m] f_o \quad (25-4)$$

k_{min} را نیز به همین صورت بدست می‌آوریم:

$$T_{n+e-1} = \frac{k}{f_o} + D_n T_n - \sum_{m=1}^{n+e-2} T_m > T_{\min} \quad (26-4)$$

$$k_{\min} = [T_{\min} - D_n T_n + \sum_{m=1}^{m+e-2} T_m] f_o \quad (27-4)$$

در هر بار انتخاب T برای اینکه مقدار آن از حد بالایی و پایینی خود تجاوز نکند باید داشته باشیم :

$$k_{\min} < k < k_{\max} \quad (28-4)$$

حضور جمله $\sum_{m=1}^{m+e-2} T_m$ در (22-4) نشان می‌دهد که k_{\max} و k_{\min} در هر انتخاب T تغییر می‌کنند ولی

فاصله آن دو از هم، همیشه ثابت بوده و مقدار آن در (29-4) داده شده است. برای اینکه مطمئن باشیم

همیشه عدد صحیحی وجود داشته باشد که در (22-4) صدق کند باید فاصله k_{\max} و k_{\min} بیشتر از 1

باشد. اگر این شرط برآورده شود می‌توان با توجه به تغییرات k_{\max} و k_{\min} ، برای k تعدادی عدد بصورت

تصادفی انتخاب کرد.

$$k_{\max} - k_{\min} = f_o (T_{\max} - T_{\min}) \quad (29-4)$$

کاهش f_o باعث کاهش (29-4) می‌شود و با توجه به این رابطه، کوچکترین مقدار f_o و یا کمترین

فرکانس قابل حذف از موج RPWM با استفاده از روش پیشنهادی، به مقادیر T_{\max} و T_{\min} بستگی دارد.

باید توجه داشت که عدد k در (22-4) می‌تواند هر عدد صحیح بزرگتر از صفری باشد. بر خلاف [28] که

در آن k عدد صحیح فرد بزرگتر از صفر است. بنابراین انتخاب k در حوزه وسیعتری انجام می‌شود و امکان

حذف فرکانس‌های کمتری را می‌دهد. علاوه بر این در مرجع [28]، حضور سیکل کاری در مخرج کسر

باعث مشکل در حذف نویز می‌شود زیرا در اینورها در هر دوره تناوب هارمونیک اصلی، سیکل کاری دو

بار از صفر عبور می‌کند و روش ارائه شده در این مرجع هنگام نزدیک شدن D به صفر نمی‌تواند به درستی

عمل کند. این مشکل در رابطه (22-4) رفع شده است.

(22-4) برای چند e مختلف در (30-4) تا (32-4) نشان داده شده است. همانطور که در (31-4) و (32-4) مشاهده می‌شود با افزایش e ، برای محاسبه پریود کلیدزنی سیکل بعدی، لازم است تعداد بیشتری از پریود کلیدزنی مراحل قبل در محاسبات شرکت داده شوند. به عبارت دیگر افزایش e منجر به افزایش محاسبات در پرسور و نیاز بیشتر به حافظه می‌شود. به همین دلیل در این مقاله برای قسمت شبیه‌سازی و پیاده‌سازی عملی، در (22-4)، e را برابر با 2 قرار می‌دهیم.

$$T_{n+e-1} = \frac{k}{f_o} + D_n T_n - \sum_{m=n}^{n+e-2} T_m$$

$$e = 2; \quad T_{n+1} = \frac{k}{f_o} - (1 - D_n) T_n \quad (30-4)$$

$$e = 3; \quad T_{n+2} = \frac{k}{f_o} + D_n T_n - T_n - T_{n+1} \quad (31-4)$$

$$e = 4; \quad T_{n+2} = \frac{k}{f_o} + D_n T_n - T_n - T_{n+1} - T_{n+2} \quad (32-4)$$

4-3- اعمال روش پیشنهادی به اینورتر تک-فاز و چاپر تمام-پل

بمنظور شبیه‌سازی بحث‌های تئوری بیان شده در بالا از مبدل نشان داده شده در شکل 2-4 استفاده می‌شود. به این صورت که هم برای چاپر تمام-پل¹ و هم برای اینورتر، در زمان High سوئیچ‌های $s1$ و $s4$ باهم و در زمان Low سوئیچ‌های $s2$ و $s3$ با هم روشن می‌شوند. این مبدل هنگامی که سیکل کاری ثابت است چاپر تمام-پل dc/dc و هنگامی که سیکل کاری بصورت سینوسی تغییر می‌کند اینورتر تمام-پل تکفاز، نامیده می‌شود. در هر دو ساختار شکل ولتاژ خروجی مشابه شکل 1-4 می‌باشد که در آن A_1 و A_2 بترتیب برابر V_{dc} و $-V_{dc}$ (شکل 2-4) می‌باشد. و همینطور برای هر دو ساختار، فرکانس کلیدزنی می‌تواند در بازه 1500-8000 Hz تغییر کند. در (30-4) مقدار k تأثیر زیادی بر روی پریود کلیدزنی دارد بطوریکه

¹ Full-bridge chopper

با افزایش k پریود کلیدزنی افزایش و با کاهش k ، کاهش می‌یابد. برای اینکه فرکانس کلیدزنی در بازه $1500-8000\text{Hz}$ قرار گیرد باید در انتخاب k دقت نمود. فلوجارت نشان داده شده در شکل 3-4، روش تولید پریود سوئیچینگ را نمایش می‌دهد و در آن اعداد بصورت تصادفی انتخاب و در (30-4) قرار داده می‌شوند و اگر پریود کلیدزنی محاسبه شده در بازه مجاز باشد به سوئیچ‌های مبدل الکترونیک قدرت اعمال می‌شود در غیر این صورت این فرایند دوباره انجام می‌شود. اما این کار ممکن است زمان زیادی از میکروپرسور بگیرد. بنابراین تعداد انتخاب‌های k را باید محدود کرد و در فلوجارت ذکر شده در بالا انتخاب k از یک مجموعه اعداد صحیح $K = k_{\min}, k_{\min} + 1, \dots, k_{\max}$ با حداقل تعداد انجام شود و تمام اعضا مجموعه K باید بتوانند در تولید پریود کلیدزنی نقش داشته باشند. برای اینکار باید ابتدا k_{\min} و k_{\max} تعیین شوند. برای محاسبه بیشترین مقدار k (k_{\max})، (30-4) را کوچکتر از $T_{\max} = 1/1500\text{ s}$ قرار می‌دهیم و (33-4) بدست می‌آید. بمنظور بدست آوردن بیشترین مقدار سمت راست (33-4)، در آن بجای T_n و D_n ، بترتیب مقدار حداکثر و حداقل آن‌ها را قرار می‌دهیم. سیکل کاری برای اینورتر تک-فاز از (34-4) بدست می‌آید. $f_o = 7\text{ kHz}$ و شاخص مدولاسیون (M) برابر با $0/7$ انتخاب شده است. بنابراین حداقل سیکل کاری برابر با $0/15$ می‌باشد و همانطور که از قبل بیان شد حداکثر پریود کلیدزنی نیز برابر $1/1500\text{ s}$ است. با استفاده از مقادیر ذکر شده بیشترین مقدار سمت راست (33-4) برابر با $8/63$ بدست می‌آید و بدلیل اینکه k باید یک عدد صحیح باشد پس $k_{\max} = 8$ می‌باشد.

$$\frac{k_{\max}}{f_o} - (1 - D_n)T_n < \frac{1}{1500}$$

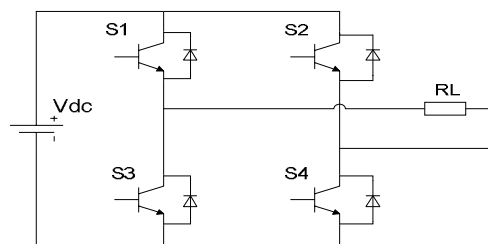
$$k_{\max} < \frac{f_o}{1500} + (1 - D_n)T_n f_o \quad (33-4)$$

$$D(t) = \frac{1 + M \sin(\omega t)}{2} \quad (34-4)$$

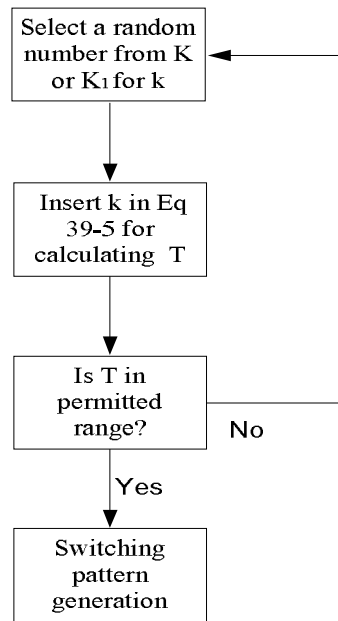
که در آن M و ω بترتیب شاخص مدولاسیون و فرکانس زاویه‌ای موج اصلی ولتاژ خروجی اینورتر

می‌باشد. بمنظور محاسبه کمترین مقدار k (k_{\min})، (4-30) را بزرگتر از $T_{\min} = 1/8000s$ قرار می‌هیم. با فرایندی مشابه فرایند بالا k_{\min} برابر با 2 بدست می‌آید. بنابراین 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 بدست می‌آید. با توجه به اینکه در چاپر تمام-پل، سیکل کاری ثابت و برابر با 0/2 است پس مجموعه اعداد K برای چاپر نیز می‌تواند استفاده شود. با استفاده از هر کدام از اعداد متعلق به K، فقط می‌توان رنج خاصی از پریود کلیدزنی را تولید کرد.

جدول 1-4 نشان می‌دهد که هر کدام از اعداد K، توانایی تولید چه بازه‌ای از فرکانس کلیدزنی را برای حذف نویز در فرکانس 7 kHz از ولتاژ خروجی اینورتر تک-فاز و چاپر با شرایط بیان شده برای آن‌ها دارند. با استفاده از جدول 1-4 و توضیحات بالا می‌توان توزیع فرکانس‌های انتخاب شده را تا حدی کنترل کرد. برای مثال، عدد 8 در جدول 1-4 توانایی تولید بازه فرکانسی 1500-1735Hz (فرکانس‌های کمتر از 1500Hz نمی‌توانند تولید شوند) را دارد بنابراین با حذف این عدد از مجموعه K احتمال انتخاب فرکانس از بازه ذکر شده کاهش می‌یابد. در قسمت شبیه‌سازی این مطلب بیشتر توضیح داده می‌شود.



شکل 2-4: اینورتر تک-فاز یا چاپر تمام-پل.



شکل 3-4: فلوجارت انتخاب پریود کلیدزنی.

جدول 1-4: بازه فرکانسی که توسط هر کدام از اعداد مجموعه K می‌تواند تولید شود.

Numbers of K	Single-phase inverter		Full-bridge chopper	
	Minimum frequency [Hz]	Maximum frequency [Hz]	Minimum frequency [Hz]	Maximum frequency [Hz]
2	3745	∞	5384	∞
3	2440	∞	3043	∞
4	1809	210000	2121	26250
5	1437	6774	1628	5526
6	1192	3442	1321	3088
7	1019	2307	1111	2143
8	889	1735	959	1641

4-4- اعمال روش پیشنهادی به اینورتر سه-فاز

همانطور که در قسمت قبل ثابت شد با استفاده از (30-4) می‌توان در طیف نویزی شکل 1-4 و (3-4) شکاف ایجاد کرد. در ادامه طریقه اعمال (30-4) را به اینورتر سه-فاز spwm و svpwm توضیح داده خواهد شد.

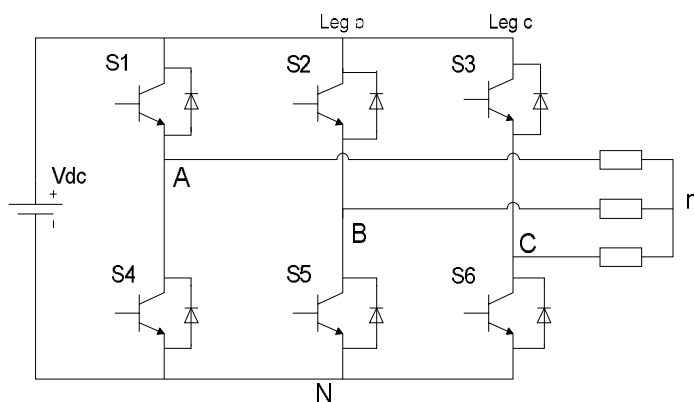
4-4-1- اینورتر سه-فاز بر پایه SPWM

هدف از این قسمت حذف هارمونیک مورد نظر از ولتاژهای خط اینورتر V_{AB} ، V_{AC} و V_{BC} (شکل 4-4) می‌باشد. با توجه به (35-4) تا (37-4) اگر هارمونیک از ولتاژهای V_{AN} ، V_{BN} و V_{CN} حذف شود از تفاضل آن‌ها یعنی ولتاژهای خط اینورتر نیز حذف می‌شوند. بنابراین کلیدزنی اینورتر طوری انجام می‌شود که هارمونیک مورد نظر f_o از ولتاژهای V_{AN} ، V_{BN} و V_{CN} حذف شود.

$$V_{AB} = V_{AN} - V_{BN} \quad (35-4)$$

$$V_{AC} = V_{AN} - V_{CN} \quad (36-4)$$

$$V_{BC} = -V_{BN} - V_{CN} \quad (37-4)$$



شکل 4-4: اینورتر سه-فاز.

برای این منظور، پریود کلیدزنی leg a، leg b و leg c بصورت مستقل و از (30-4) محاسبه می‌شود.

حالتی که سوئیچ بالا روشن باشد را High و حالتی که سوئیچ پایین روشن باشد را Low می‌نامیم. بنابراین در (30-4)، D_n زمان High به کل پریود کلیدزنی در سیکل کلیدزنی نام می‌باشد. در هر leg، D باید طوری انتخاب شود که مولفه اصلی ولتاژ هر فاز (V_{Cn} و V_{Bn} ، V_{An}) بصورت ذیل باشد.

$$V_{An} = A_o \sin(\omega t) \quad (38-4)$$

$$V_{Bn} = A_o \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (39-4)$$

$$V_{Cn} = A_o \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (40-4)$$

که در آن ω و A_o بترتیب سرعت زاویه‌ای و دامنه مولفه اصلی ولتاژ هر فاز است. برای دستیابی به (38-4) تا (40-4)، باید سیکل کاری هر leg بصورت ذیل تعیین شود [10].

$$D_a = \frac{1+M \sin(\omega t)}{2} \quad (41-4)$$

$$D_b = \frac{1+M \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})}{2} \quad (42-4)$$

$$D_c = \frac{1+M \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})}{2} \quad (43-4)$$

که در آن M شاخص مدولاسیون است و از رابطه ذیل بدست می‌آید.

$$M = \text{modulation index} = \frac{A_o}{V_{dc}} \quad (44-4)$$

برای مثال، بمنظور محاسبه پریود کلیدزنی leg a در سیکل n+1، پریود کلیدزنی و سیکل کاری سیکل n (T_n, D_n) را در (30-4) قرار می‌دهیم و T_{n+1} را بدست می‌آوریم. برای بدست آوردن D_{n+1} در (41-4) بجای t، t_{n+1} را قرار می‌دهیم و D_{n+1} بدست می‌آید آنگاه در leg a ابتدا به اندازه T_{n+1} ثانیه سوئیچ بالا و سپس تا انتهای سیکل سوئیچ پایین روشن می‌شود. نحوه کلیدزنی leg b و leg c نیز به همین صورت می‌باشد.

2-4-4- اینورتر سه-فاز بر پایه SVPWM

برای حذف هارمونیک از ولتاژ خط مانند قسمت قبل، پریود سویچینگ هر leg بصورت مستقل انتخاب می‌شود. به عبارت دیگر (30-4) را برای هر leg به صورت مستقل اعمال می‌کنیم باید توجه داشت که در (30-4)، D برای هر leg باید طوری انتخاب شود که مؤلفه اصلی ولتاژ خط در خروجی ساخته شود. به عبارت دیگر D برای هر leg به مکان و اندازه V_x وابسته است. در ادامه D برای هر leg محاسبه می‌شود. برای سهولت در محاسبات، در زمان t_o فقط بردار V_{000} اعمال می‌شود (این کار هیچ تأثیری بر روی مؤلفه اصلی ولتاژ ندارد [12]). مقدار D برای leg a به مکان V_x وابسته است برای مثال اگر V_x در سکتور 1 باشد با توجه به اینکه در زمان t_a و t_b بترتیب بردارهای V_{100} یا V_{110} اعمال می‌شود پس در زمان t_a و t_b ، leg a در حالت High قرار دارد و در زمان t_o بردار V_{000} اعمال می‌شود و leg a در حالت low قرار می‌گیرد. با توجه به توضیحات بالا هنگامی که V_x در سکتور 1 قرار دارد D_a بصورت ذیل بدست می‌آید:

$$D_a = \frac{t_a + t_b}{T} = \frac{\sqrt{3}|V_x|}{V_{dc}} \left[\cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) + \sin(\theta) \right] = \frac{\sqrt{3}|V_x|}{V_{dc}} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \quad (45-4)$$

$$\theta = \alpha, \quad 0 < \alpha \leq \frac{\pi}{3}$$

مشابه sector 1 برای بقیه قسمت‌ها بصورت ذیل بدست می‌آید:

Sector 2:

$$D_a = \frac{t_a}{T} = \frac{\sqrt{3}|V_x|}{V_{dc}} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right); \quad \theta = \alpha - \frac{\pi}{3}, \quad \frac{\pi}{3} < \alpha \leq \frac{2\pi}{3} \quad (46-4)$$

Sector 3:

$$D_a = 0; \quad \frac{2\pi}{3} < \alpha \leq \pi \quad (47-4)$$

Sector4:

$$D_a = 0; \quad \pi < \alpha \leq \frac{4\pi}{3} \quad (48-4)$$

Sector5:

$$D_a = \frac{t_b}{T} = \frac{\sqrt{3}|V_x|}{V_{dc}} \sin(\theta); \quad \theta = \alpha - \frac{4\pi}{3}, \frac{4\pi}{3} < \alpha \leq \frac{5\pi}{3} \quad (49-4)$$

Sector6:

$$D_a = \frac{t_a + t_b}{T} = \frac{\sqrt{3}|V_x|}{V_{dc}} \left[\cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) + \sin(\theta) \right] = \frac{\sqrt{3}|V_x|}{V_{dc}} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right); \quad (50-4)$$

$$\theta = \alpha - \frac{5\pi}{3}, \quad \frac{5\pi}{3} < \alpha \leq 2\pi$$

با محاسباتی مانند روابط بالا می‌توان سیکل کاری را برای leg های دیگر اینورتر بدست آورد جدول

2-4 سیکل کاری را برای تمام leg های اینورتر نشان می‌دهد.

جدول 2-4: سیکل کاری برای هر leg در روش SVPWM.

مکان V_x	D_a	D_b	D_c
Sector1	$\frac{t_a + t_b}{T}$	$\frac{t_b}{T}$	0
Sector2	$\frac{t_a}{T}$	$\frac{t_a + t_b}{T}$	0
Sector3	0	$\frac{t_a + t_b}{T}$	$\frac{t_b}{T}$
Sector4	0	$\frac{t_a}{T}$	$\frac{t_a + t_b}{T}$
Sector5	$\frac{t_b}{T}$	0	$\frac{t_a + t_b}{T}$
sector6	$\frac{t_a + t_b}{T}$	0	$\frac{t_a}{T}$

بین ولتاژهای V_{AN} ، V_{BN} و V_{CN} و سیکل کاری leg مربوط به آن، روابط ذیل برقرارند:

$$V_{AN} = V_{dc}D_a \quad (51-4)$$

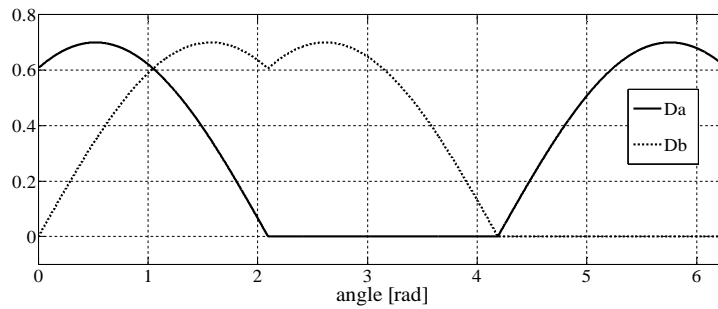
$$V_{BN} = V_{dc}D_b \quad (52-4)$$

$$V_{CN} = V_{dc}D_c \quad (53-4)$$

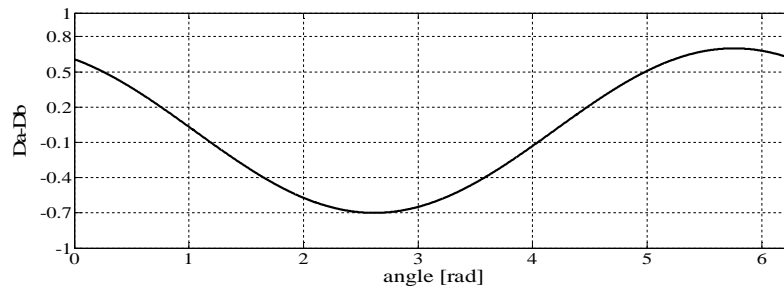
$$V_{AB} = V_{AN} - V_{BN} = V_{dc}(D_a - D_b) \quad (54-4)$$

D_a و D_b بدست آمده از جدول 2-4 در شکل 4-5 نشان داده شده است. با دقت در (4-51) تا (4-53) و شکل 4-5 مشخص می‌شود که ولتاژهای V_{AN} ، V_{BN} و V_{CN} سینوسی نمی‌باشند. اما اختلاف آن‌ها ((4-54)) که همان ولتاژ خط اینورتر است سینوسی می‌باشد. این مسئله در شکل 4-6 نشان داده شده است.

جدول 2-4 نشان می‌دهد مشخص می‌شود که وابسته به اینکه V_x در کدام سکتور قرار داشته باشد همیشه یکی از leg های اینورتر در کل سکتور خاموش می‌باشد. به عبارت دیگر در هر سکتور فقط دو leg اینورتر عمل کلیدزنی را انجام می‌دهد. با توجه به اینکه اکثر میکروپرسورهای ارزانه قیمت دارای دو تایمر هستند بنابراین هزینه پیاده سازی کاهش می‌یابد علاوه بر آن در هر زمان میکروپرسور لازم است که فقط دو leg اینورتر را کنترل کند و این امر باعث کاهش حجم محاسبات آن می‌شود.



شکل 4-5: سیکل کاری استخراج شده از جدول 4-2.



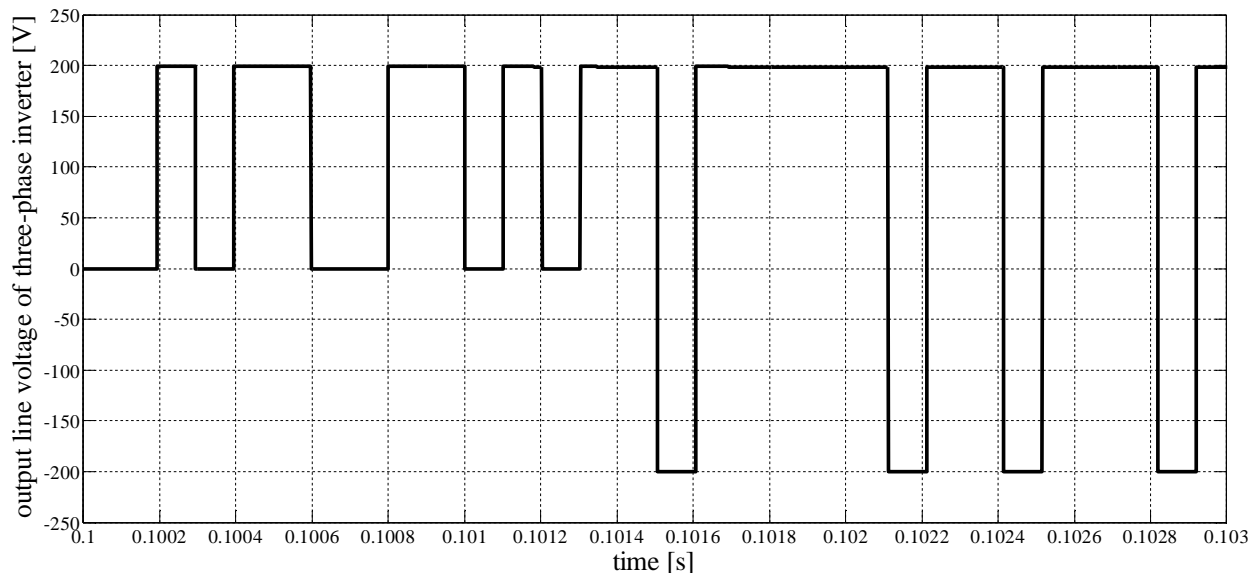
شکل 4-6: اختلاف سیکل کاری leg a و leg b اینورتر.

4-5- حذف نویز در کنترل مستقیم گشتاور

در قسمت قبل توضیح داده شد که در کنترل مستقیم گشتاور معمولی با استفاده از مقایسه‌گرهای هیستریزیس بردار ولتاژی مناسب انتخاب می‌شود. در مرجع [29] مقایسه‌گر هیستریزیس با مقایسه‌گر معمولی و نمونه‌گیری از گشتاور الکتریکی و شار استاتور با فرکانس ثابت (f_s)، جایگزین شده است. به عبارت دیگر در این مرجع ابتدا از شار استاتور و گشتاور الکتریکی نمونه گرفته می‌شود و مقادیر بدست آمده را با مرجع آن‌ها مقایسه کرده و اگر از مقدار مرجع بیشتر باشند خروجی مقایسه‌گر عدد 1- و اگر بیشتر باشند خروجی مقایسه‌گر عدد 1 را نشان می‌دهد و سپس برای بردار مناسب را با استفاده از جدول 1-2 انتخاب می‌کند. این بردار با پایان پریود نمونه‌گیری به موتور اعمال می‌شود. بعد از آن دوباره از گشتاور و شار نمونه گرفته خواهد شد و همین روند اجرا می‌شود.

در این قسمت نشان داده خواهد شد که در روش توضیح داده شده در بالا، از ولتاژ خط نویز، فرکانسی

برابر با فرکانس نمونه‌گیری f_s حذف می‌شود. این مسئله در هیچکدام منابع مورد مطالعه بیان نشده است. در قسمت 2-4- توضیح داده شد که اگر شکل موج $g(t)$ بصورتی باشد که برای آن (8-4) برای یک f_0 ثابت و به ازای هر φ برابر با صفر شود آنگاه در طیف فرکانسی $g(t)$ فرکانس f_0 موجود نمی‌باشد. شکل 7-4 ولتاژ خط اینورتر که توسط روش مستقیم گشتاور راه‌اندازی شده است را نشان می‌دهد. DTC بکار رفته مشابه روش مرجع [29] و فرکانس نمونه برداری در آن 10 kHz می‌باشد. همانطور که در شکل 7-4 مشاهده می‌شود ولتاژ خط AB در بعضی از زمان‌ها صفر و در بعضی دیگر 200 و -200 V می‌باشد زیرا ولتاژ باس dc اینورتر 200 V است. با توجه به اینکه فرکانس نمونه‌برداری 10 kHz است بنابراین برای هر تغییر وضعیت در سوئیچ‌های اینورتر به زمان 0/0001 s و یا مضارب آن نیاز می‌باشد. به عبارت دیگر مدت زمان هر پالس شکل 7-4 مضربی از 0/0001 s می‌باشد. به همین دلیل اگر شکل موج نشان داده شده در شکل 7-4، $g(t)$ باشد آنگاه (8-4) برای $g(t)$ و $f_0=10$ kHz و به ازای هر φ و هر مدت زمان انتگرال-گیری، برابر با صفر می‌شود.



شکل 7-4: ولتاژ خط اینورتر سه فاز زمانیکه با روش کنترل مستقیم گشتاور و فرکانس نمونه‌گیری ثابت 10 kHz راه‌اندازی می‌شود.

هنگام استفاده از جدول 1-2 برای تعیین بردار ولتاژ، با توجه به اینکه نمونه‌گیری از گشتاور و سایر پارامترها با فرکانس 10 kHz انجام می‌شود و شیب گشتاور هنگام کاهش زیاد است بنابراین گشتاور بین دو زمان نمونه‌گیری به شدت کاهش می‌یابد که این امر موجب افزایش ریپل گشتاور می‌شود. برای جلوگیری از این مسئله در قسمت شبیه‌سازی برای انتخاب بردار ولتاژ از جدول 2-2 استفاده شده است. البته روش ذکر شده در بالا برای حذف نویز در فرکانس نمونه‌برداری، برای این حالت نیز درست می‌باشد که این مسئله در قسمت 3-5- نشان داده خواهد شد.

5- نتایج شبیه‌سازی کامپیوتری و پیاده‌سازی عملی

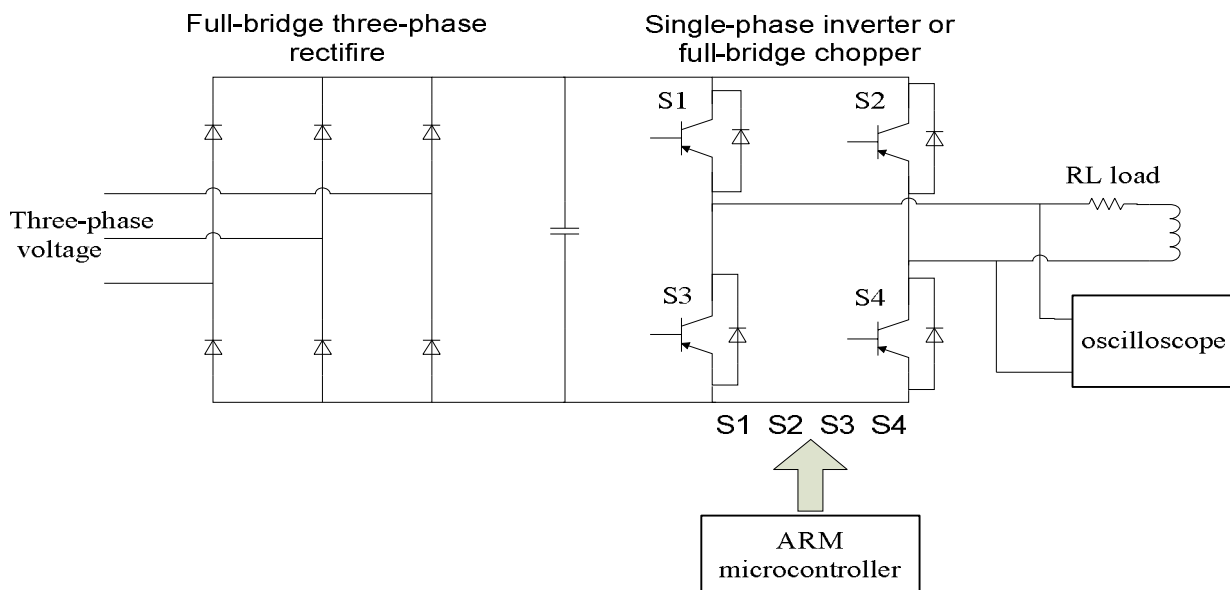
5-1- نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی چاپر و اینورتر تک فاز

بمنظور شبیه‌سازی بحث‌های تئوری بیان شده در بالا از مبدل نشان داده شده در شکل 4-2 استفاده می‌شود. به این صورت که هم برای چاپر و هم برای اینورتر، در زمان High سوئیچ‌های s1 و s4 باهم و در زمان Low سوئیچ‌های s2 و s3 با هم روشن می‌شوند. این مبدل هنگامی که سیکل کاری ثابت است چاپر و هنگامی که سیکل کاری بصورت سینوسی تغییر می‌کند اینورتر نامیده می‌شود. در مقالات برای نشان دادن طیف فرکانسی از دو نمودار چگالی طیف توان¹ و تبدیل فوریه استفاده می‌کنند. در نمودار چگالی طیف توان به راحتی تجمع هارمونیک‌ها در یک پهنای باند مشخص قابل اندازه‌گیری است. در این نمودار افزایش یک هارمونیک نمی‌تواند تأثیر قابل ملاحظه‌ای روش منحنی داشته باشد اما در تبدیل فوریه اندازه هر هارمونیک مشخص است ولی در این نمودار نمی‌توان تجمع اجزاء فرکانسی را در یک حوزه مشخص اندازه گرفت. در ادامه برای مقایسه بهتر از هر دو روش برای نشان دادن طیف فرکانسی استفاده می‌شود.

برای پیاده‌سازی عملی، ساختار شکل 5-1 فراهم شده است. ولتاژ سه-فاز ورودی بوسیله یک ترانسفورماتور تب دار طوری تنظیم می‌شود که ولتاژ خازن شکل 5-1 برابر با 100 ولت شود. پالس سوئیچ‌های اینورتر تک‌فاز یا چاپر توسط میکروکنترلر STM32F103 ARM فراهم شده است. این میکروکنترلر 32 بیتی و فرکانس کلکینگ آن 72 MHz می‌باشد و با استفاده از (4-30)، زمان روشن شدن سوئیچ‌های اینورتر را مشخص می‌کند و زمان dead time بین سوئیچ بالا و پایین اینورتر نیز توسط خود میکروکنترلر و برابر 4 میکروثانیه اعمال می‌شود. خروجی اینورتر به یک بار RL با اندازه‌های 50Ω و 50 mH متصل

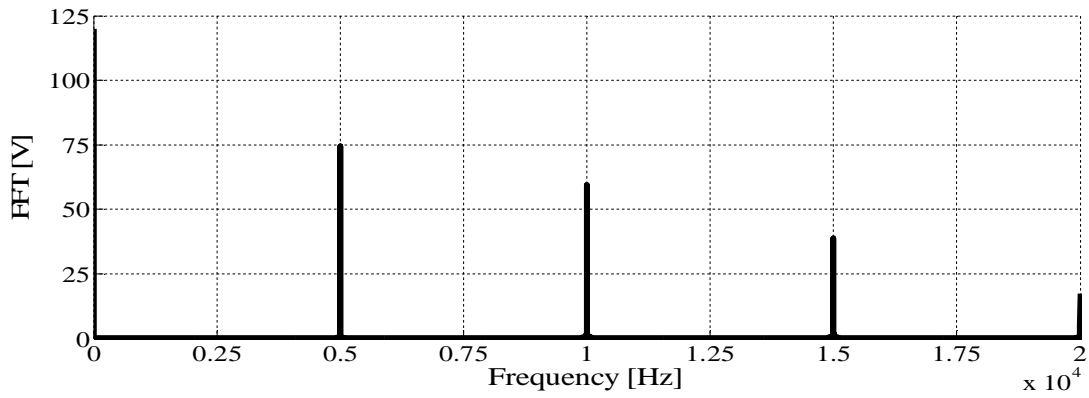
¹ Power spectrum density (PSD)

است. برای نشان دادن طیف فرکانسی از اسیلوسکوپ Tektronix 2024C استفاده شده است. بمنظور بدست آوردن چگالی طیف توان در شبیه‌سازی و پیاده‌سازی عملی از پنجره هانینگ¹ استفاده شده است. اما در اسیلوسکوپ طول این پنجره و همینطور زمان نمونه‌گرفته شده از سیگنال در دسترس نیست به همین دلیل در شکل‌های بدست آمده از اسیلوسکوپ، واریانس طیف فرکانسی زیاد می‌باشد. در تمام شبیه‌سازی‌ها و پیاده‌سازی عملی برای چاپر ولتاژ باس dc و سیکل کاری بترتیب برابر 100 V و 0/2 می‌باشد. در شکل 2-5 طیف فرکانسی ولتاژ خروجی چاپر با فرکانس کلیدزنی ثابت 5 kHz مشاهده می‌شود. همانطور که انتظار می‌رفت طیف فرکانسی ولتاژ در مضارب فرکانس 5 kHz متمرکز شده است. این مسئله هم در نمودار چگالی طیف توان قابل مشاهده است و هم در نمودار مربوط به تبدیل فوریه ولتاژ. شکل 3-5 طیف فرکانسی ولتاژ چاپر را هنگامی که فرکانس کلیدزنی در بازه 1500-8000 Hz تغییر می‌کند را نشان می‌دهد. در شکل 3-5 مشاهده می‌شود که توان هارمونیک‌ها در طیف وسیعی از حوزه فرکانس گسترش یافته‌اند.

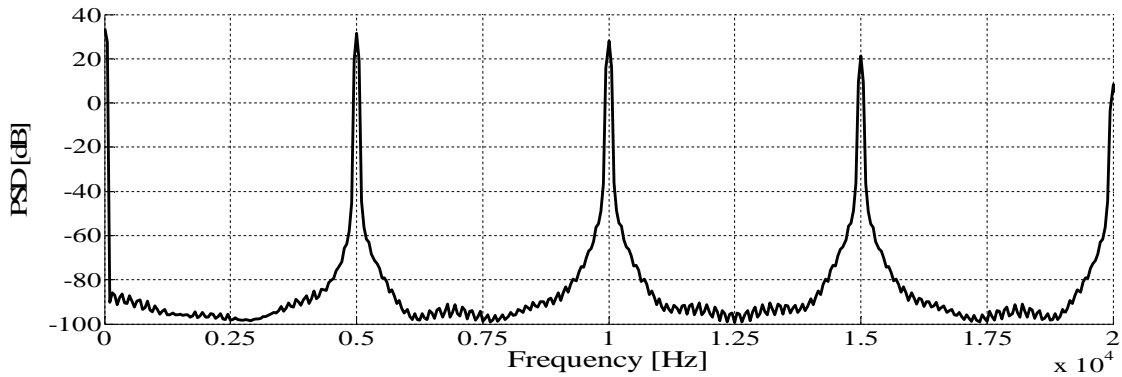


شکل 1-5: ساختار فراهم شده برای پیاده‌سازی عملی.

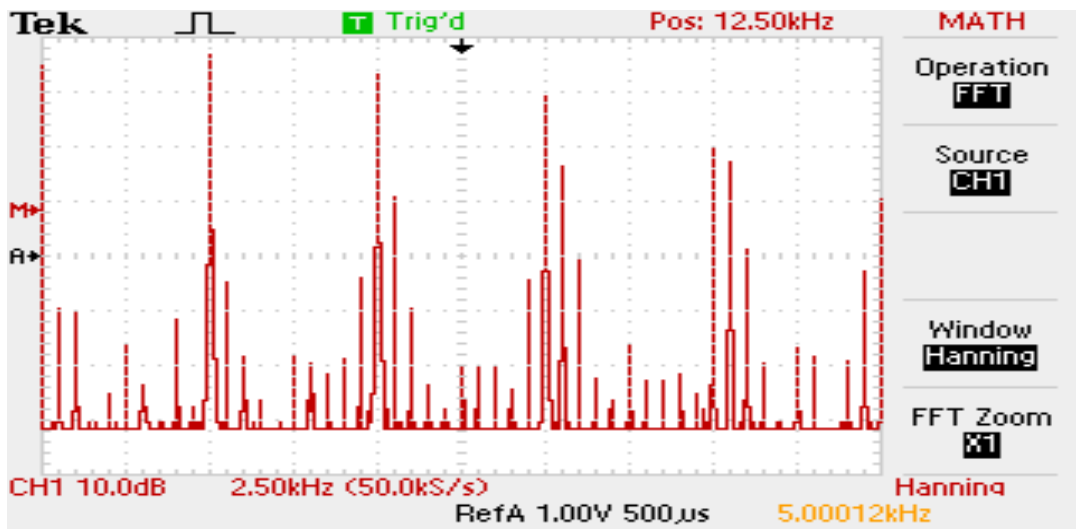
¹ Hanning window



(الف)

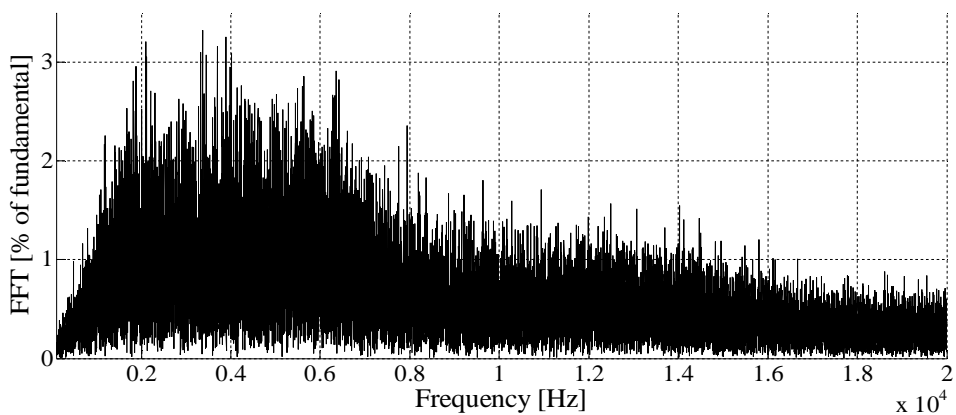


(ب)

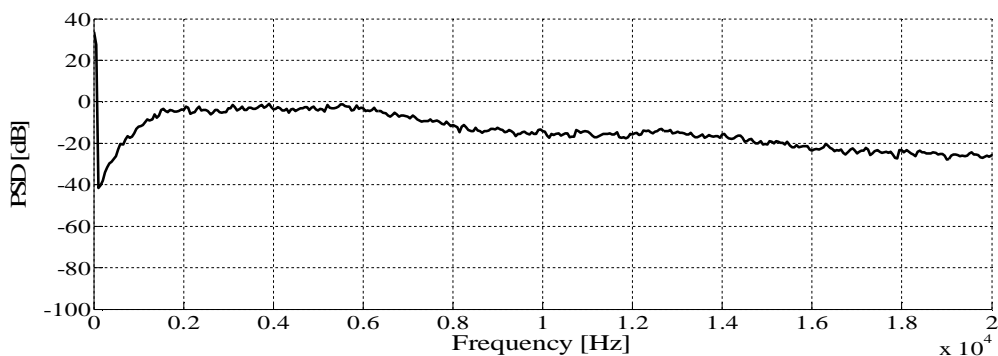


(ج)

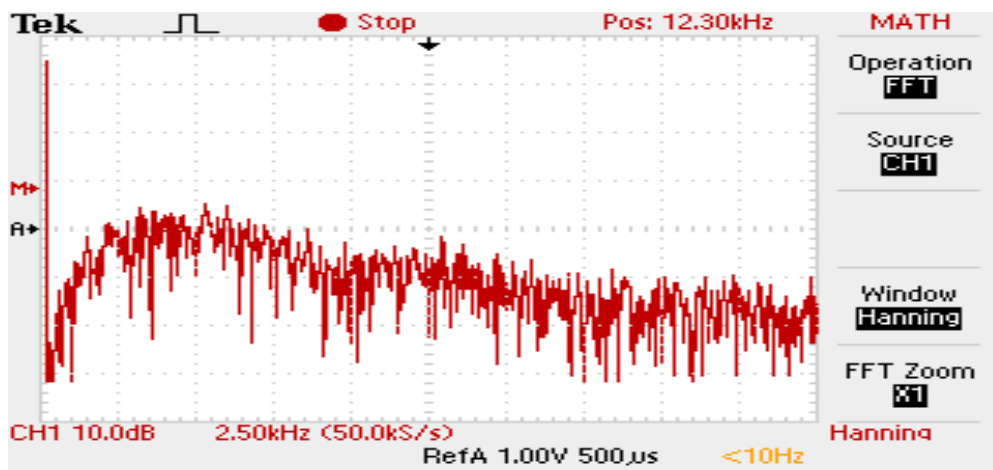
شکل 2-5: طیف فرکانسی ولتاژ خروجی چار با فرکانس سویچینگ ثابت 5 kHz، الف - شبیه‌سازی *fft* ولتاژ خروجی، ب - شبیه‌سازی چگالی طیف توان، ج - نتایج آزمایشگاهی چگالی طیف توان ولتاژ خروجی.



(الف)

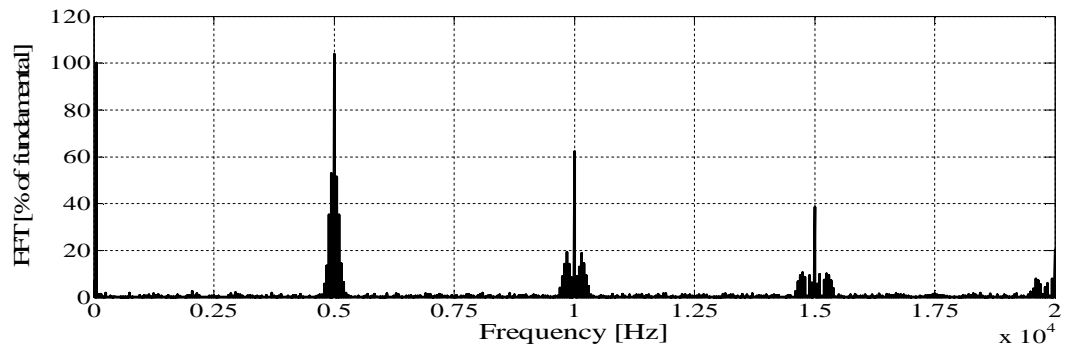


(ب)

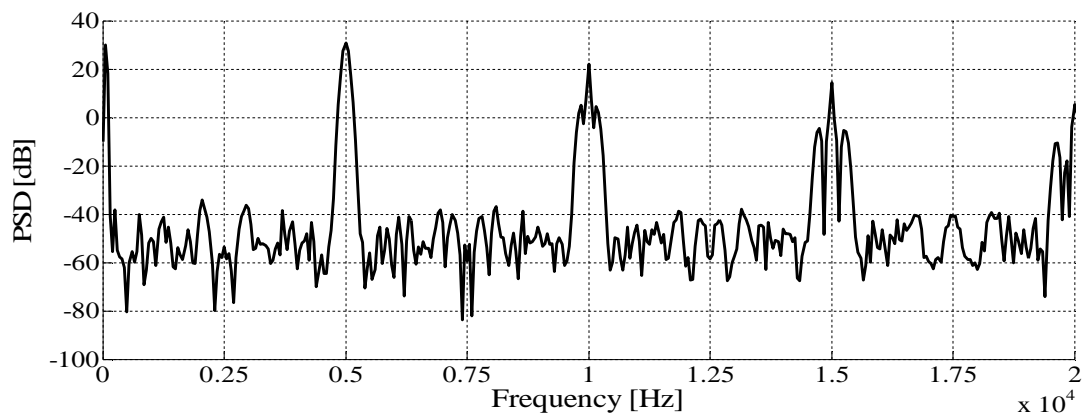


(ج)

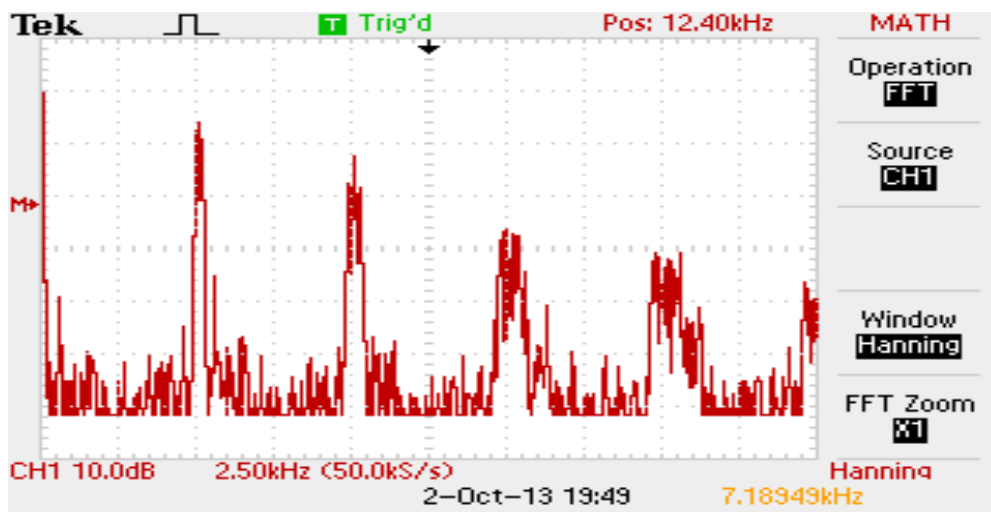
شکل 3-5: طیف فرکانسی ولتاژ خروجی چاپر با فرکانس تصادفی در بازه 1/5-8 kHz، الف- شبیه‌سازی *fft* ولتاژ خروجی، ب- شبیه‌سازی چگالی طیف توان، ج- نتایج آزمایشگاهی چگالی طیف توان ولتاژ خروجی (در شکل مربوط به *fft* برای نمایش بهتر فرکانس صفر نشان داده نشده است).



(الف)

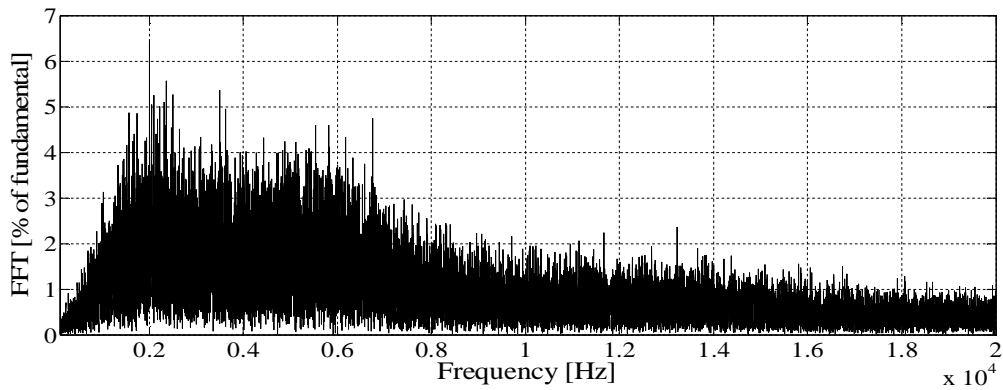


(ب)

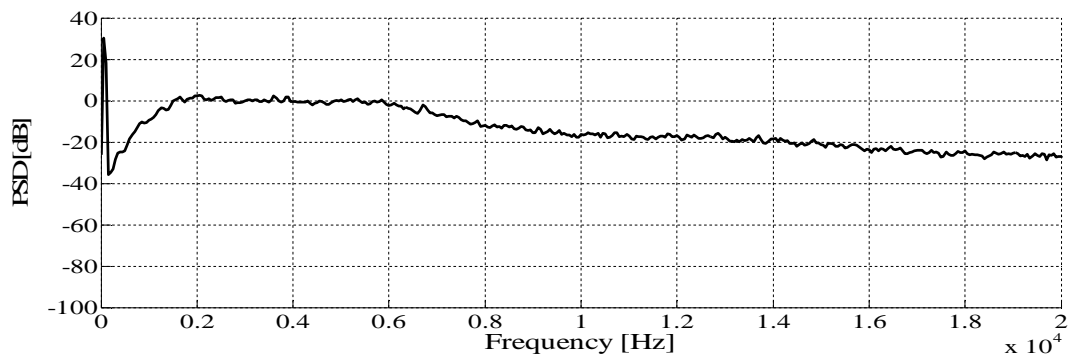


(ج)

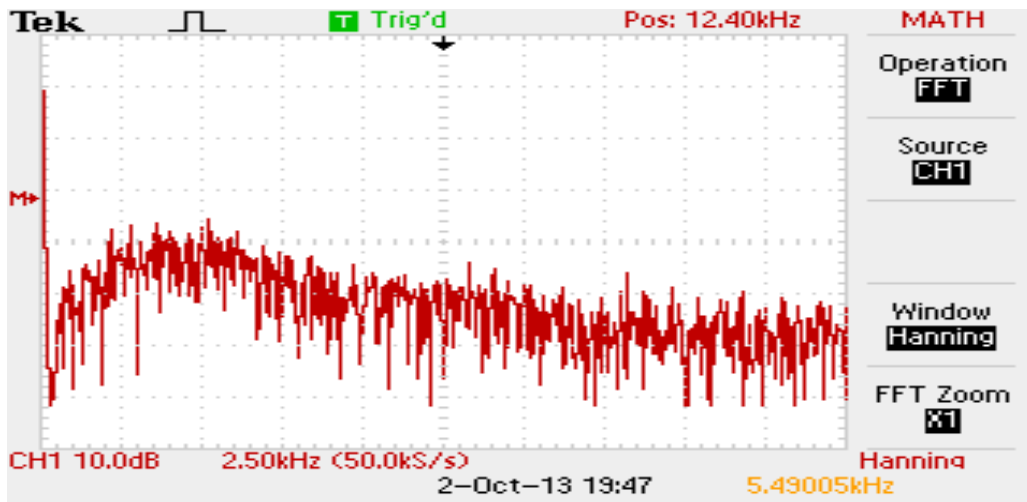
شکل 4-5: طیف فرکانسی ولتاژ خروجی اینورتر تکفاز با فرکانس کلید زنی ثابت 5 kHz، الف- شبیه‌سازی *fft* ولتاژ خروجی، ب- شبیه‌سازی چگالی طیف توان، ج- نتایج آزمایشگاهی چگالی طیف توان ولتاژ خروجی.



(الف)



(ب)

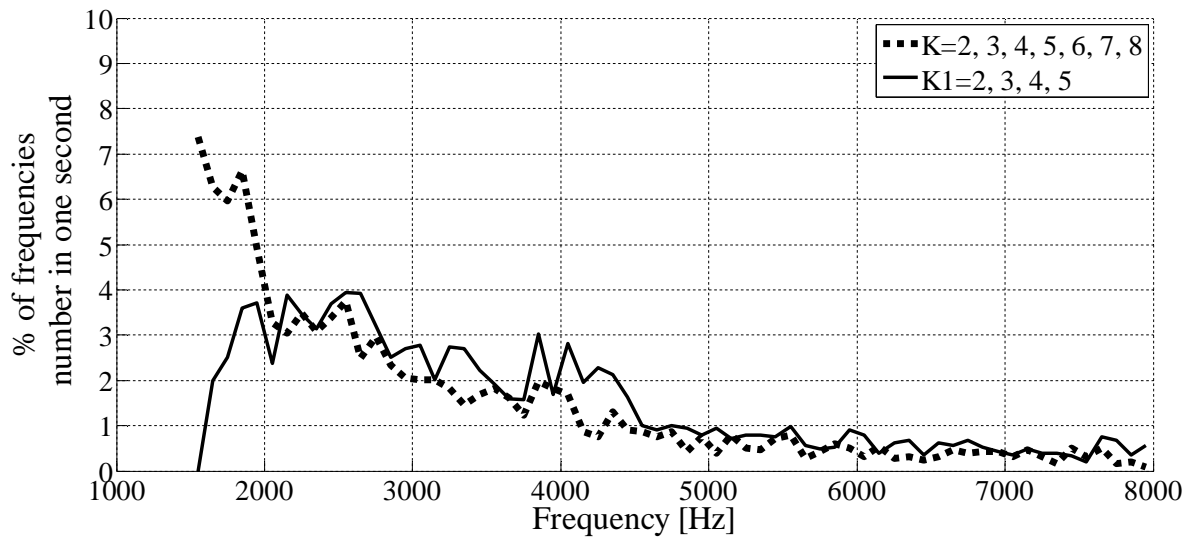


(ج)

شکل 5-5: طیف فرکانسی ولتاژ خروجی اینورتر تک‌فاز با فرکانس تصادفی در بازه 8-1/5 kHz، الف - شبیه‌سازی *fft* ولتاژ خروجی، ب - شبیه‌سازی چگالی طیف توان، ج - نتایج آزمایشگاهی چگالی طیف توان ولتاژ خروجی (در شکل مربوط به *fft* برای نمایش بهتر هارمونیک اصلی نشان داده نشده است).

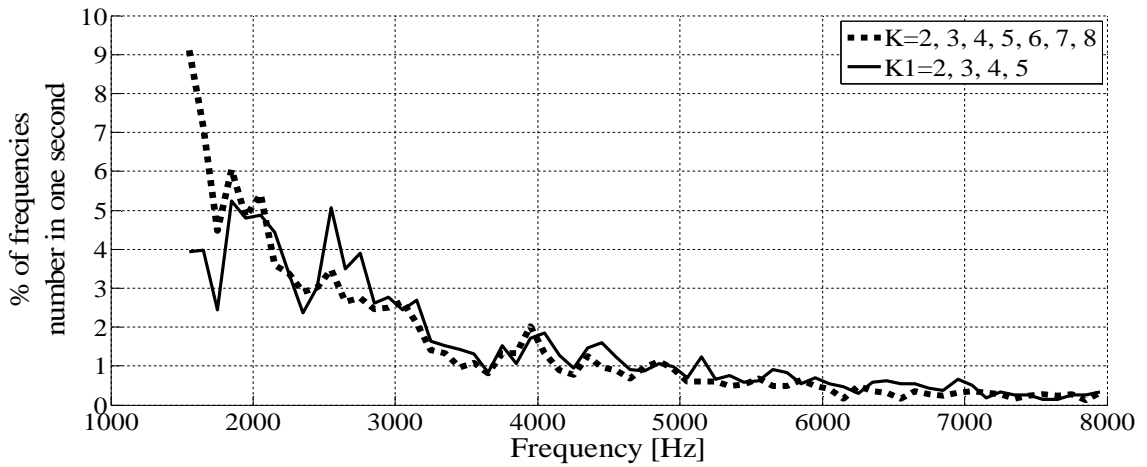
در تمام شبیه‌سازی‌ها و پیاده‌سازی عملی برای اینورتر modulation index، فرکانس موج اصلی و ولتاژ لینک dc بترتیب برابر 0/7، 50 Hz و 100 V می‌باشد. شکل 4-5 طیف فرکانسی ولتاژ خروجی اینورتری با فرکانس سویچینگ ثابت 5 kHz، را نشان می‌دهد. شکل 5-5 RPWM، معمولی را برای اینورتر وقتی پریود سویچینگ در بازه $\frac{1}{1500}$ تا $\frac{1}{8000}$ ثانیه تغییر می‌کند را نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که شکل طیف فرکانسی بر منابع زیادی که در این زمینه ارائه شده‌اند منطبق است.

فرایند روش پیشنهادی برای انتخاب پریود کلیدزنی به منظور حذف نویز در یک فرکانس خاص در فلوجارت شکل 3-4 نشان داده شده است. همانطور که در قسمت 3-4- بیان شد k در (4-22) باید طوری انتخاب شود که فرکانس کلیدزنی در بازه 1500-8000 Hz قرار گیرد و مجموعه اعداد $K=2, 3, 4, 5, 6$ بزرگترین مجموعه‌ای است که تمام اعضا آن می‌توانند در تولید پریود کلیدزنی برای حذف نویز در ولتاژ اینورتر تک-فاز و چار تمام-پل در شرایط تعیین شده برای آن‌ها، استفاده شوند. اما مجموعه اعداد کوچکتر مانند $K_1 = 2, 3, 4, 5$ نیز می‌توانند در فلوجارت شکل 3-4 مورد استفاده قرار گیرند. در شکل 5-6 و شکل 5-7 توزیع فرکانس‌های انتخاب شده برای حذف نویز در مدت یک ثانیه برای اینورتر تک-فاز و چار تمام-پل نشان داده شده است. در این دو شکل مشاهده می‌شود که استفاده از $K=2, 3, 4, 5, 6, 7$ باعث افزایش شانس انتخاب فرکانس‌های پایین می‌شود. این امر به عددهای بزرگ در مجموعه K مربوط است زیرا در (4-30) عددهای بزرگ برای k، منجر به افزایش پریود کلیدزنی می‌شود. و با حذف عددهای بزرگتر 8، 7، 6 از مجموعه K و استفاده از مجموعه K_1 باعث کاهش شانس انتخاب فرکانس‌های کلیدزنی پایین شده است.

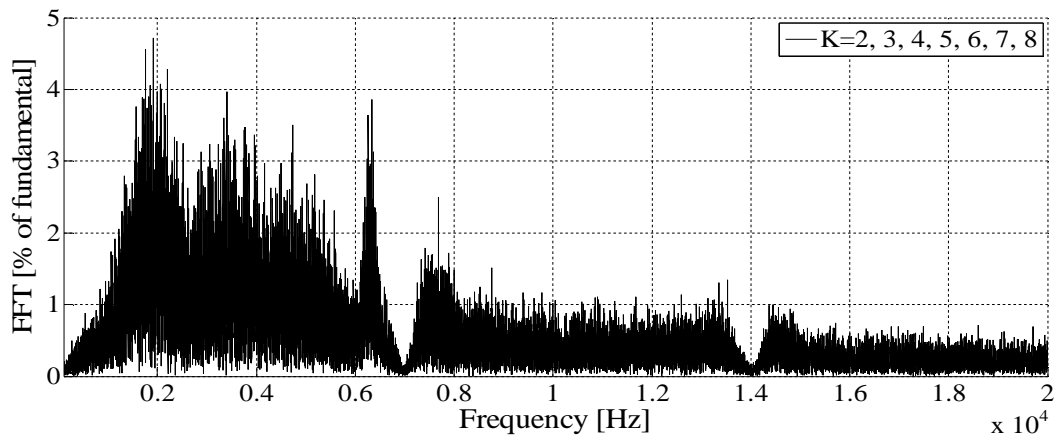


شکل 5-6: توزیع فرکانس‌های انتخاب شده در روش پیشنهادی برای حذف فرکانس 7 kHz در ولتاژ خروجی چاپر تمام-پل با استفاده از فلوجارت شکل 3-4 و مجموعه اعداد K و K_1 .

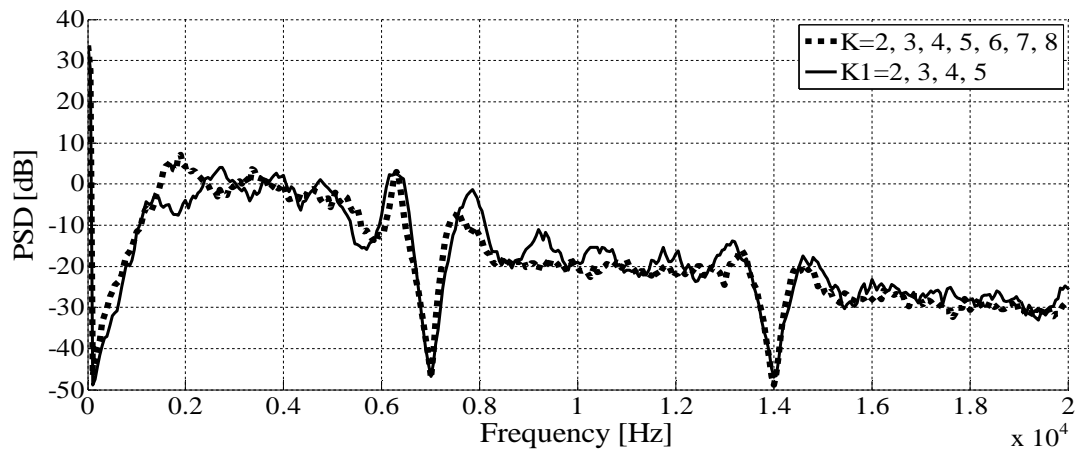
شکل 5-8 و شکل 5-9 طیف فرکانسی ولتاژ خروجی اینورتر تک-فاز و چاپر را هنگام حذف نویز با فرکانس 7 kHz توسط روش پیشنهادی و فلوجارت شکل 3-4، نشان می‌دهند. همانطور که در این دو شکل مشاهده می‌شود، مضارب فرکانس 7 kHz و فرکانس‌های اطراف آن‌ها بشدت کاهش یافته‌اند. در شکل 5-8-ب، استفاده از K_1 سبب شده است که چگالی توان طیف در بازه فرکانسی 1400-2400 Hz، کاهش یابد (نسبت به زمان استفاده از K). اما در 7850 Hz باعث یک افزایش 9/8 dB شده است. طیف فرکانسی که با استفاده از K بدست آمده بطور کلی دارای نوسان کمتری نسبت به K_1 ، برای چاپر می‌باشد. شکل 5-9-ب، بدلیل سیکل کاری متغیر در اینورتر تک-فاز، طیف فرکانسی بدست آمده از K و K_1 تفاوت چندانی با یکدیگر ندارند. البته در بازه فرکانسی 1500-3000 Hz استفاده از K_1 منجر به کاهش اندازه طیف فرکانسی شده است.



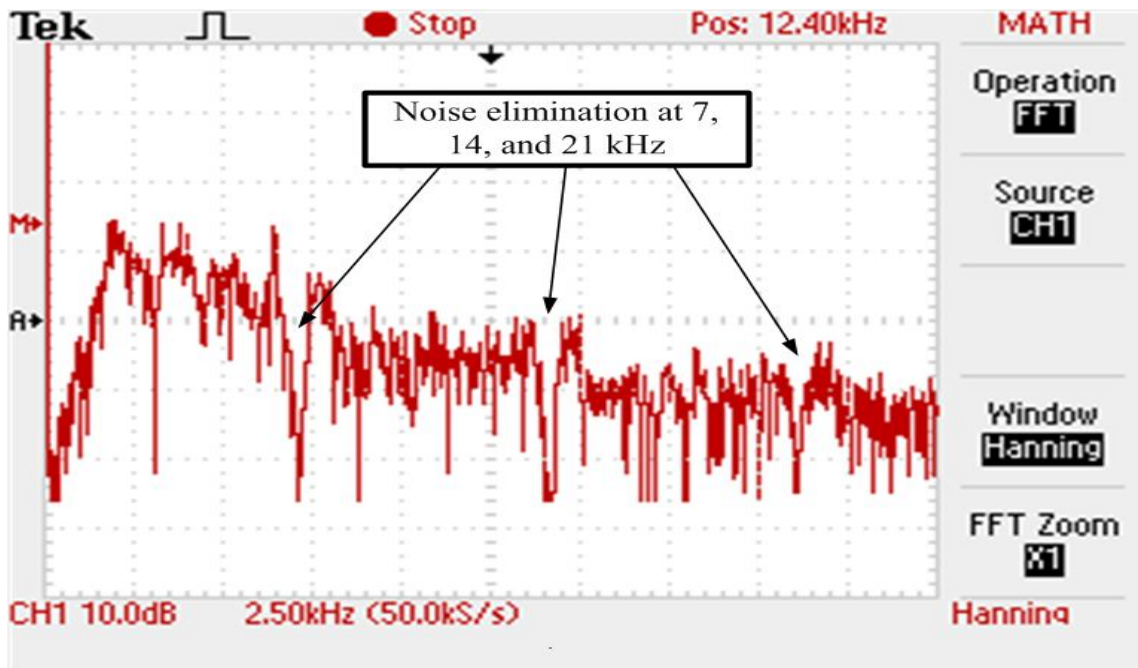
شکل 5-7: توزیع فرکانس‌های انتخاب شده در روش پیشنهادی برای حذف فرکانس 7 kHz در ولتاژ خروجی اینورتر تک-فاز با استفاده از فلوجارت شکل 4-3 و مجموعه اعداد K و K_1 .



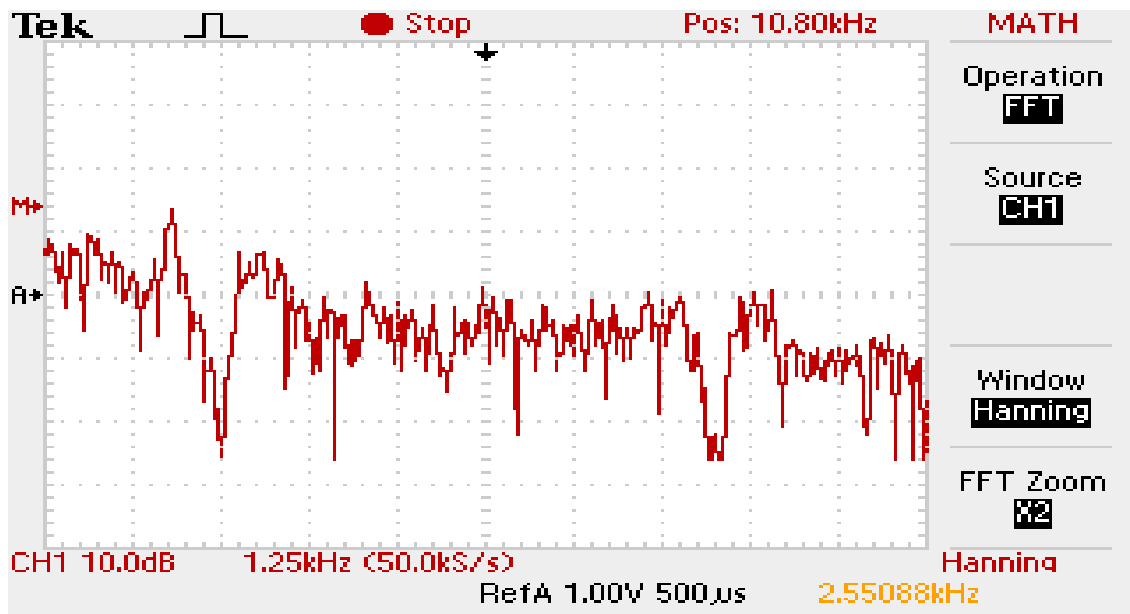
(الف)



(ب)

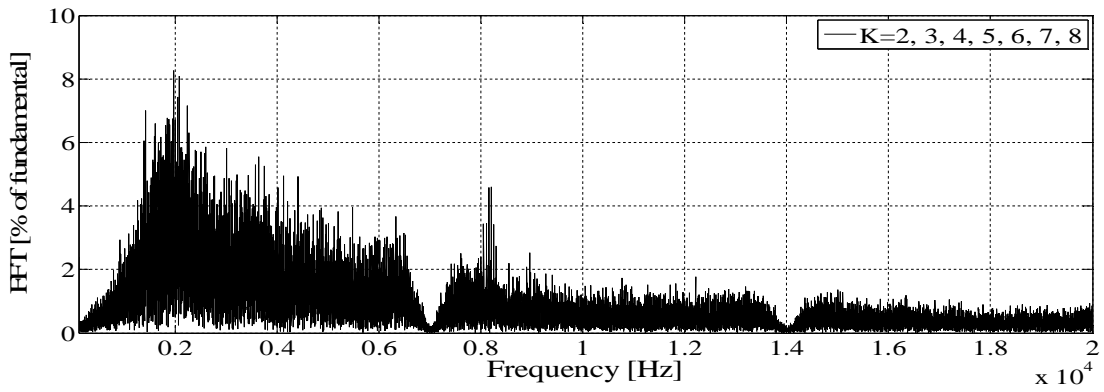


(ج)

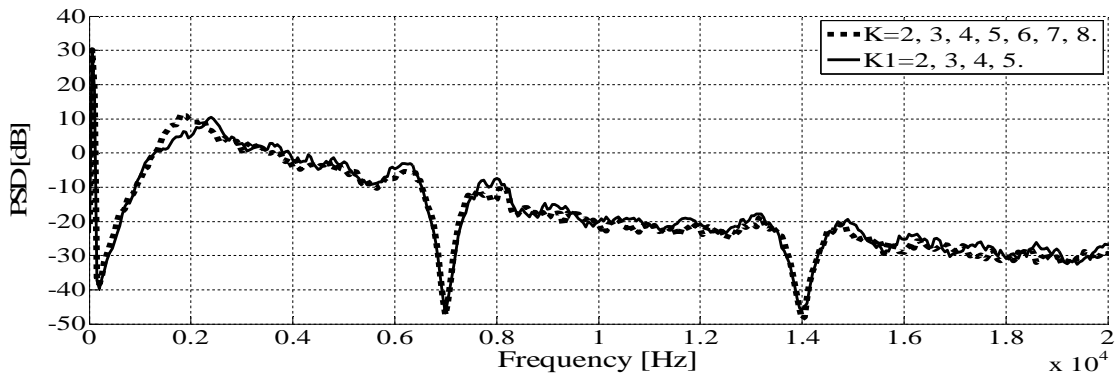


(د)

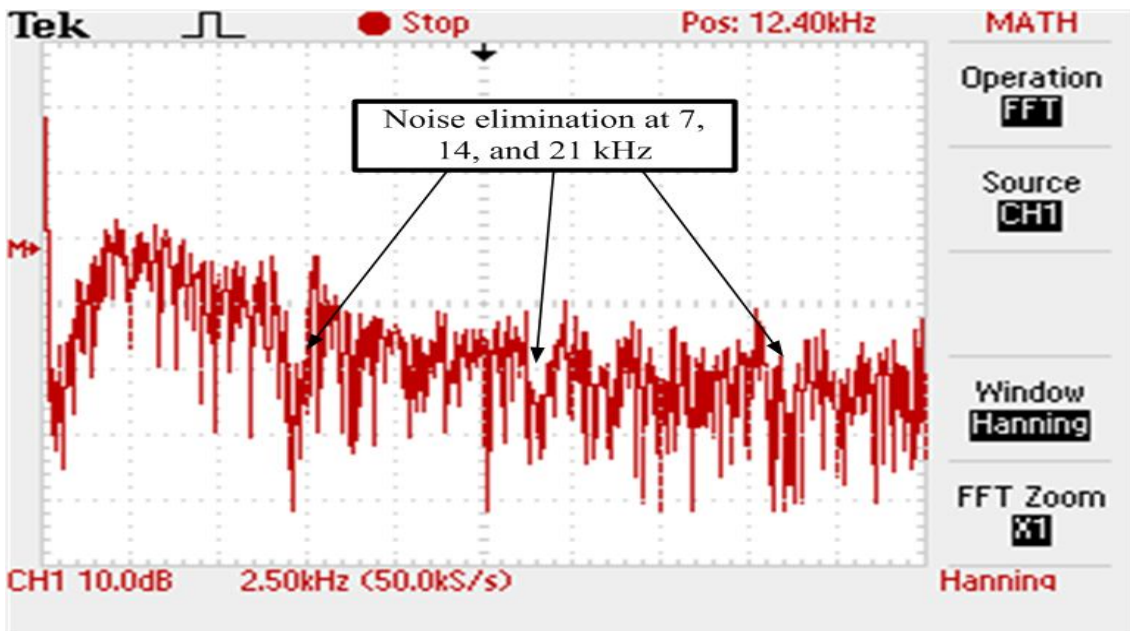
شکل 5-8: طیف فرکانسی ولتاژ خروجی چاپر با استفاده از روش پیشنهادی. الف - شبیه‌سازی fft ولتاژ خروجی (در این شکل برای نمایش بهتر طیف، فرکانس صفر نشان داده نشده است)، ب - شبیه‌سازی چگالی طیف توان، ج - نتایج آزمایشگاهی چگالی طیف توان ولتاژ خروجی با استفاده از مجموعه اعداد K ، د - بزرگنمایی شکل الف برای نمایش بهتر حذف نویز.



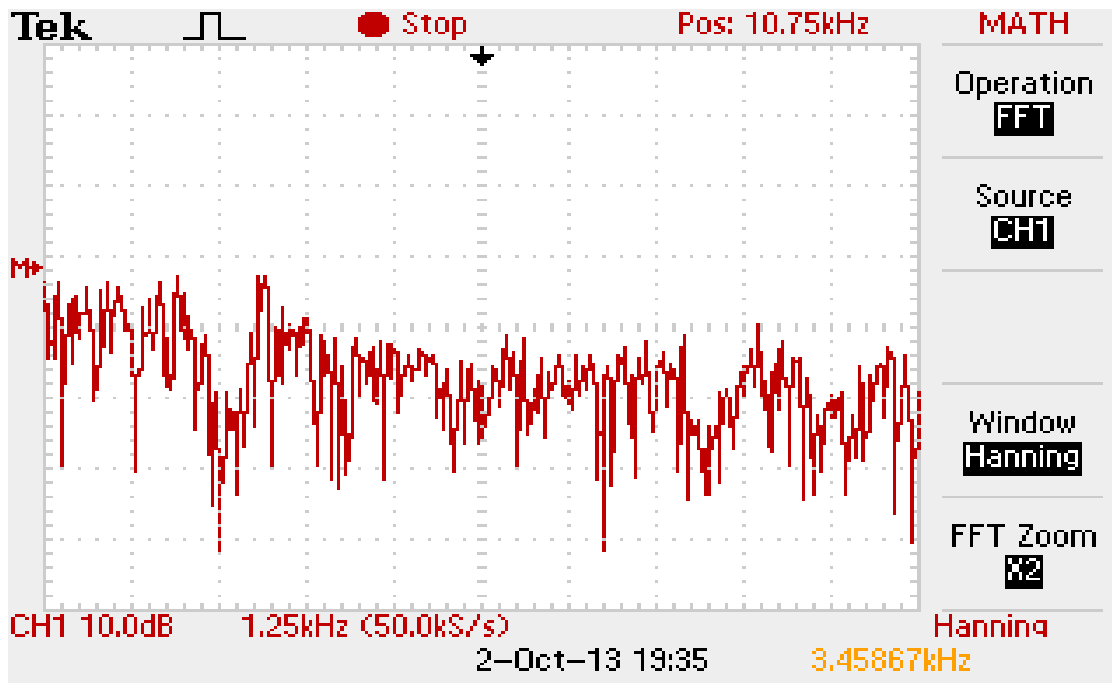
(الف)



(ب)



(ج)



(د)

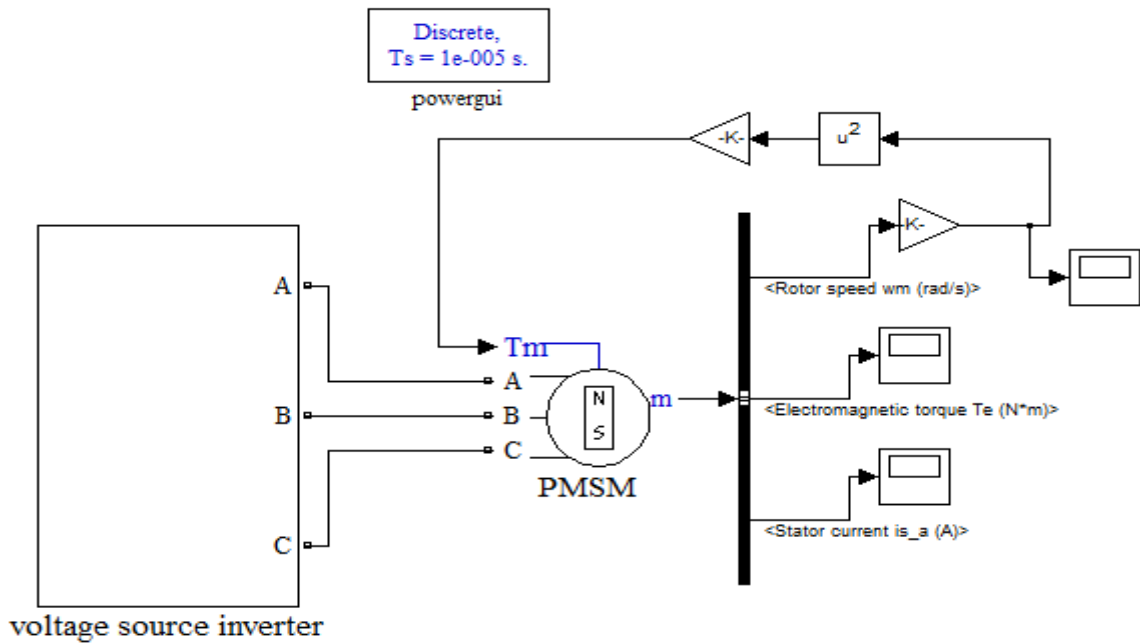
شکل 5-9: طیف فرکانسی ولتاژ خروجی اینورتر تک فاز با استفاده از روش پیشنهادی. الف- شبیه سازی fft ولتاژ خروجی (در این شکل برای نمایش بهتر طیف، هارمونیک نشان داده نشده است)، ب- شبیه سازی چگالی طیف توان، ج- نتایج آزمایشگاهی چگالی طیف توان ولتاژ خروجی با استفاده از مجموعه اعداد K ، د- بزرگنمایی شکل الف برای نمایش بهتر حذف نویز.

2-5- اینورتر سه-فاز

در این قسمت به بررسی طیف فرکانسی ولتاژ خروجی اینورتر سه-فاز در حالت های فرکانس کلیدزنی ثابت، RPWM معمولی و فرکانس سئوچینگ متغیر همراه با حذف نویز (روش پیشنهادی) می پردازیم. برای درک بهتر تأثیر روش های بالا بر روی طیف فرکانسی جریان و گشتاور موتور از بلوک PMSM نرم افزار متلب استفاده می کنیم و پارامترهای آن را بر اساس پارامترهای موتور واقعی داده شده در مرجع [30]، تنظیم می کنیم. این پارامترها در جدول 5-1 داده شده است.

جدول 5-1: مشخصات موتور استفاده شده در مرجع [30].

Number of pole pairs	P	3
Permanent magnet flux	Ψ_f	0.29 Wb
Stator resistance	R_s	2.06 Ω
d-axes and q-axes inductance	$L_d = L_q = L_s$	9.15 mH
Rotor speed	N	3000 rpm
Mechanical torque	T_m	5.5 Nm



شکل 5-10: بلوک دیاگرام شبیه‌سازی اینورتر سه-فاز با موتور PMSM.

شکل 5-10 بلوک دیاگرام شبیه‌سازی اینورتر سه-فاز همراه موتور PMSM را نشان می‌دهد. با توجه به اینکه هدف در این پایانامه طیف فرکانسی ولتاژ و جریان در حالت پایدار است بنابراین شبیه‌سازی بصورت حلقه باز انجام شده است.

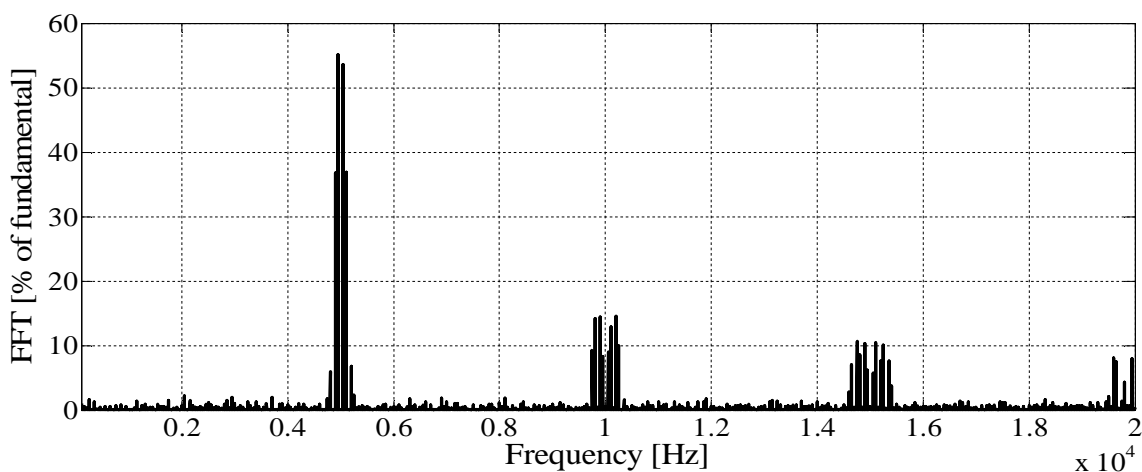
5-2-1- اینورتر سه-فاز بر پایه SPWM و SVPWM برای راه‌اندازی موتور مغناطیس دائم

سینوسی

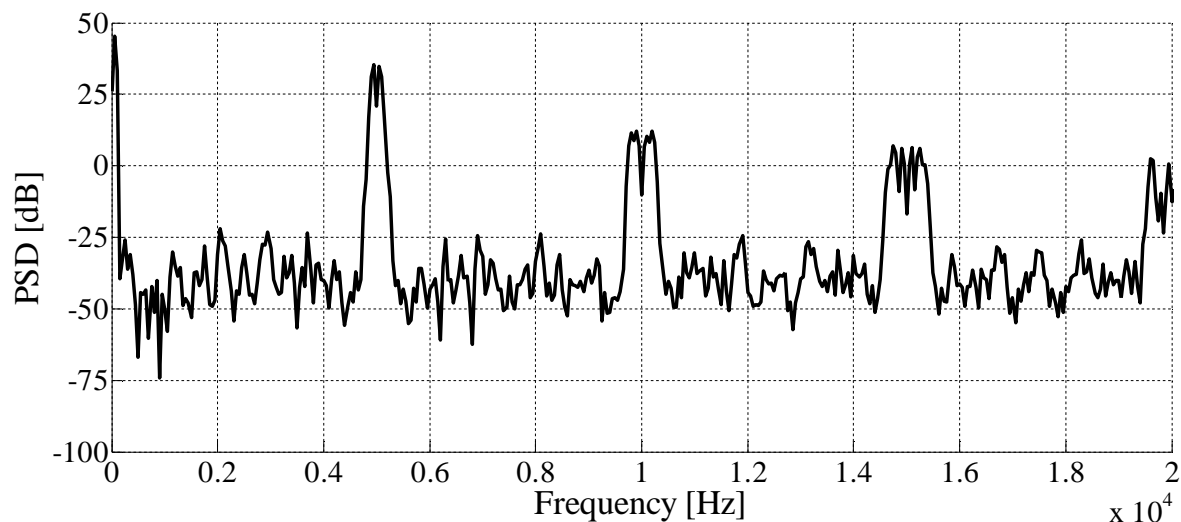
در تمام شبیه‌سازی‌ها اینورتر سه-فاز، modulation index، فرکانس موج اصلی و ولتاژ لینک dc

بترتیب برابر 0/7، 50 Hz و 285 V می‌باشد.

ابتدا اینورتر در حالت فرکانس کلیدزنی ثابت راه اندازی می‌شود. شکل 5-11 و شکل 5-12 ولتاژ خط اینورتر را با فرکانس کلیدزنی ثابت 5 kHz نشان می‌دهد. مطابق انتظار طیف فرکانسی ولتاژ در فرکانس مضارب 5 kHz دارای مقدار قابل ملاحظه‌ای می‌باشد.

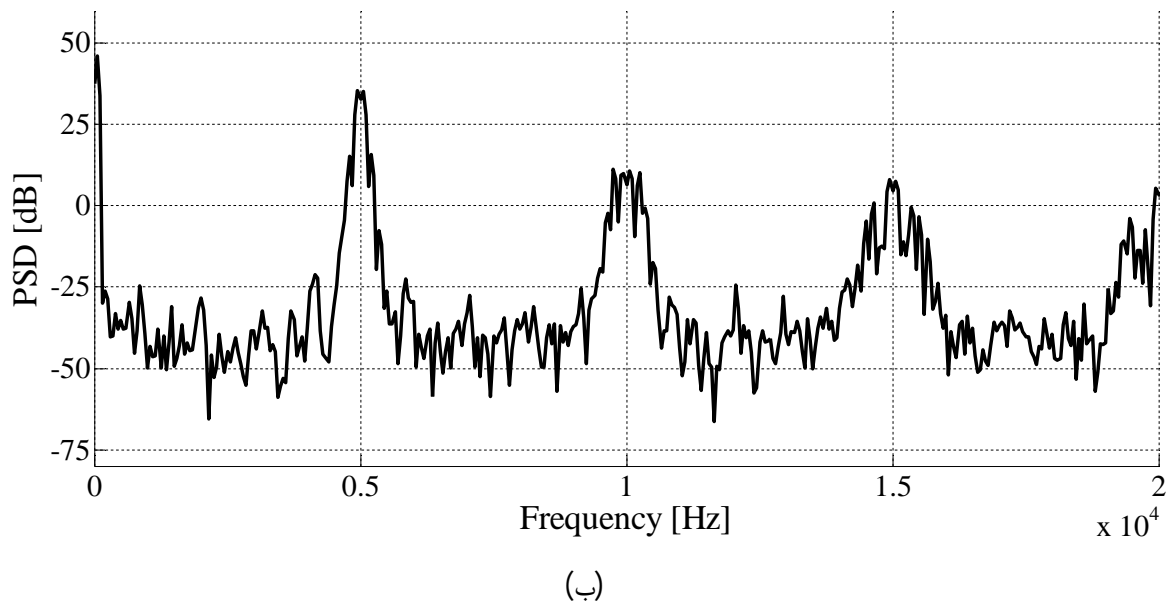
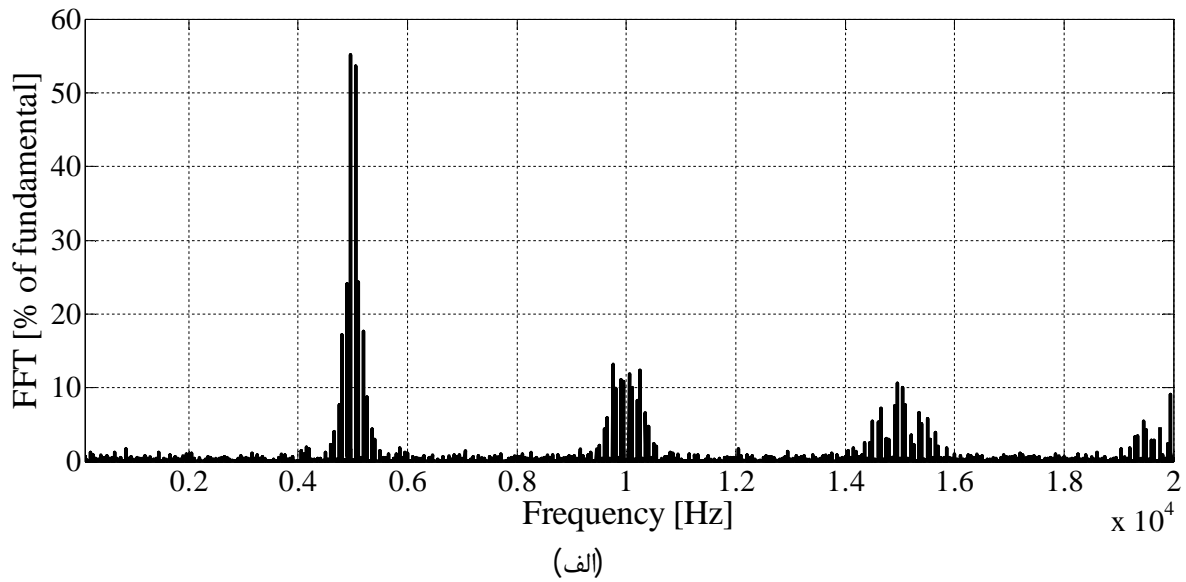


(الف)



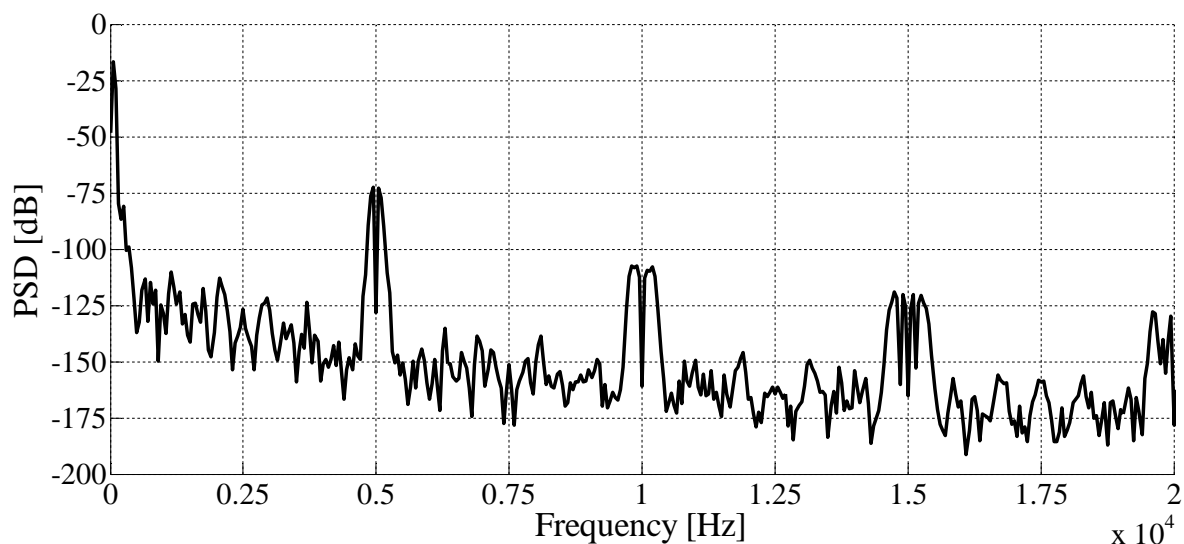
(ب)

شکل 5-11: طیف فرکانسی ولتاژ خط اینورتر سه-فاز با استفاده از SPWM و فرکانس کلیدزنی ثابت 5 kHz (در شکل مربوط به fft برای نمایش بهتر هارمونیک اصلی نشان داده نشده است).

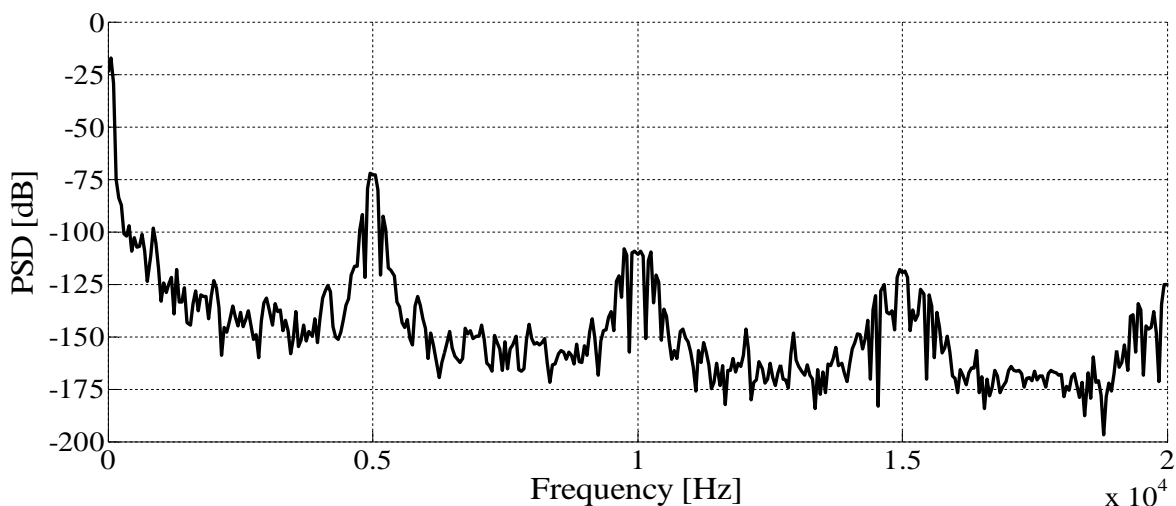


شکل 5-12: طیف فرکانسی ولتاژ خط اینورتر سه-فاز با استفاده از SVPWM و فرکانس کلیدزنی ثابت 5 kHz (در شکل مربوط به fft برای نمایش بهتر هارمونیک اصلی نشان داده نشده است).

در شکل 5-13 مشاهده می‌شود که طیف فرکانسی جریان تقریباً شبیه ولتاژ می‌باشد بجز اینکه سلف ورودی موتور بصورت یک فیلتر پایین گذر عمل کرده و فرکانس‌های بالا، فیلتر شده‌اند. شباهت طیف فرکانسی ولتاژ و جریان به این دلیل است که موتور، زمان کار در حالت سنکرون تقریباً رفتار خطی از خود نشان می‌دهد.



(الف)

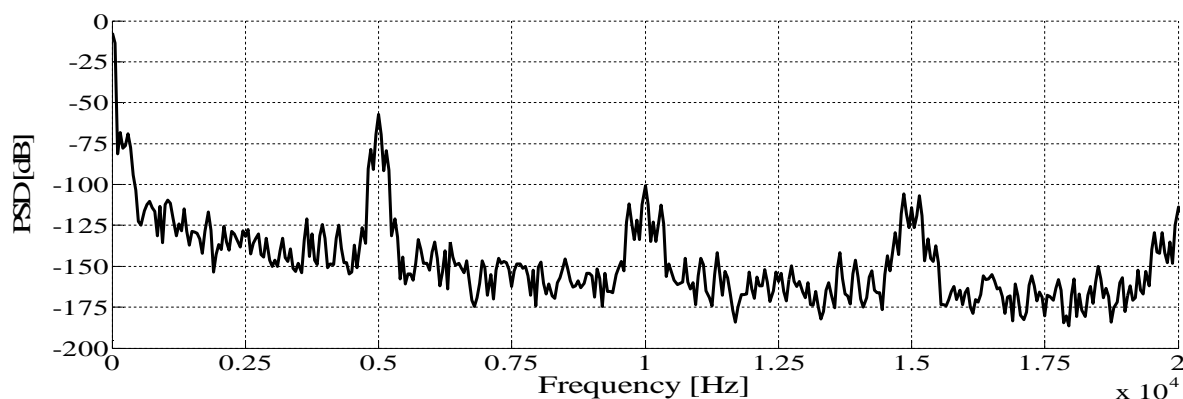


(ب)

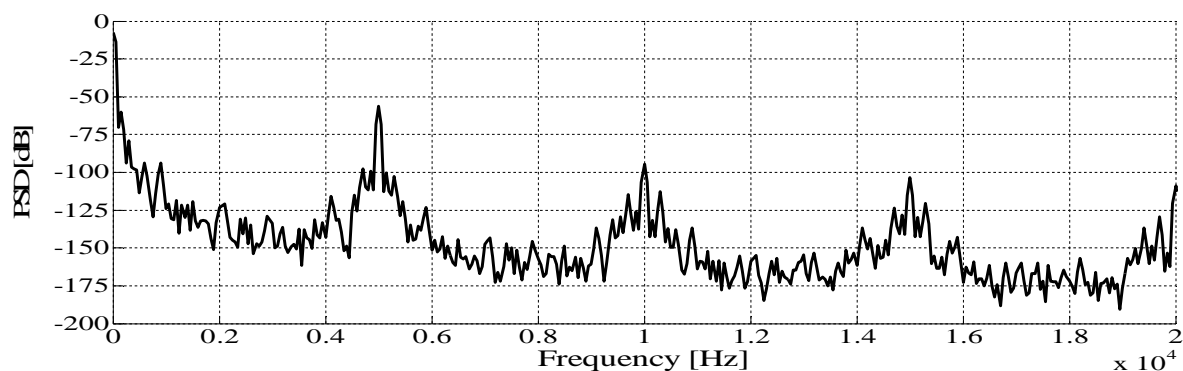
شکل 5-13: طیف فرکانسی جریان موتور، زمانیکه اینورتر سه-فاز با استفاده از الف) SPWM، ب) SVPWM، و فرکانس کلیدزنی ثابت 5 kHz، راه اندازی شود.

طیف فرکانسی گشتاور الکتریکی موتور را می‌توان به عنوان نماینده بخشی از نیروهای فاصله هوایی در نظر گرفت. اجزا فرکانسی نیروهای فاصله هوایی وابسته اجزا فرکانسی جریان می‌باشند این موضوع در شکل 5-14 مشاهده می‌شود. گشتاور رابطه‌ای با توان دوم جریان دارد و در مرجع [1] با استفاده از سری

فوریه دوتایی¹ و روابط طولانی توانسته با استفاده از طیف فرکانسی جریان طیف فرکانسی نیروها را برای یک موتور کاملاً ایدآل پیش‌بینی کند. در این رساله این موضوع بررسی نمی‌شود و فقط به نشان دادن نتایج اکتفا خواهد شد.



(الف)

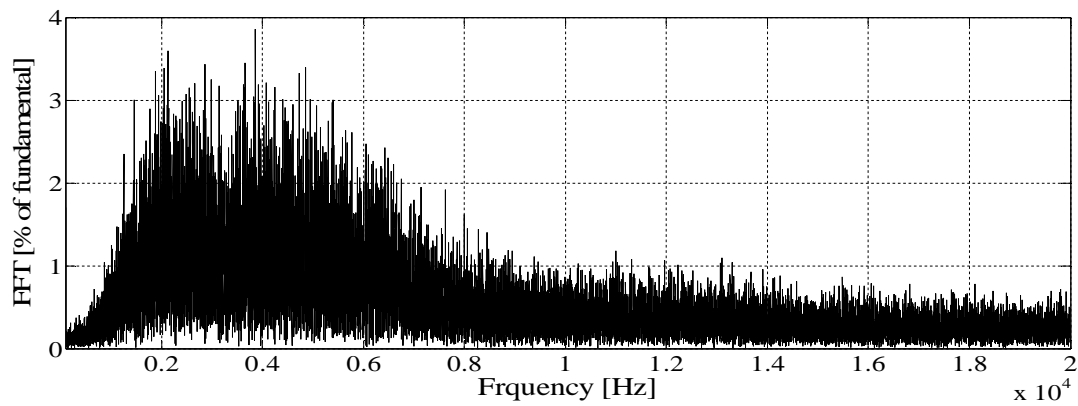


(ب)

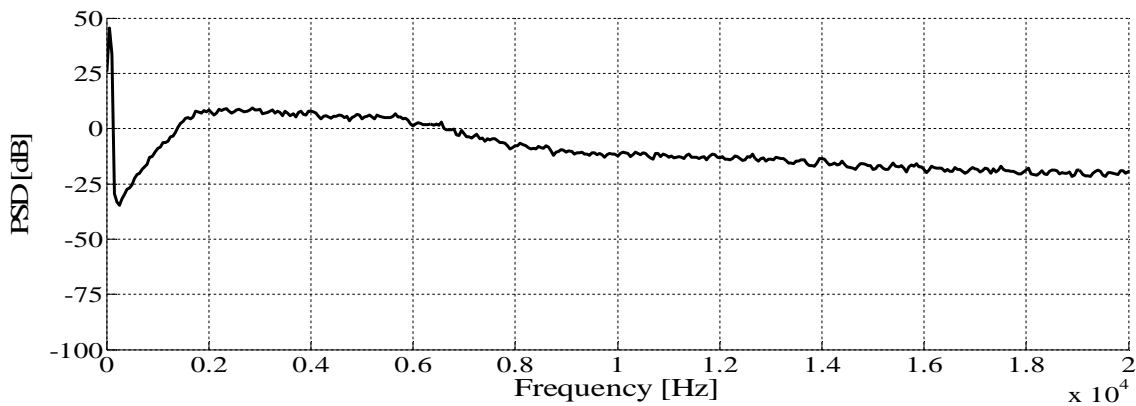
شکل 5-14: طیف فرکانسی گشتاور الکتریکی، زمانیکه اینورتر سه-فاز با استفاده از الف) SPWM، ب) SVPWM، و فرکانس کلیدزنی ثابت 5 kHz، راه اندازی شود.

در شکل 5-15 و شکل 5-16 مشاهده می‌شود که با اعمال پریود کلیدزنی متغیر و یا RPWM معمولی می‌توان هارمونیک‌های شدید ظاهر شده در شکل 5-11 و شکل 5-12 را حذف کرد. پریود کلیدزنی در بازه $\frac{1}{1500}$ تا $\frac{1}{8000}$ ثانیه انتخاب شده است.

¹ Double fourier series

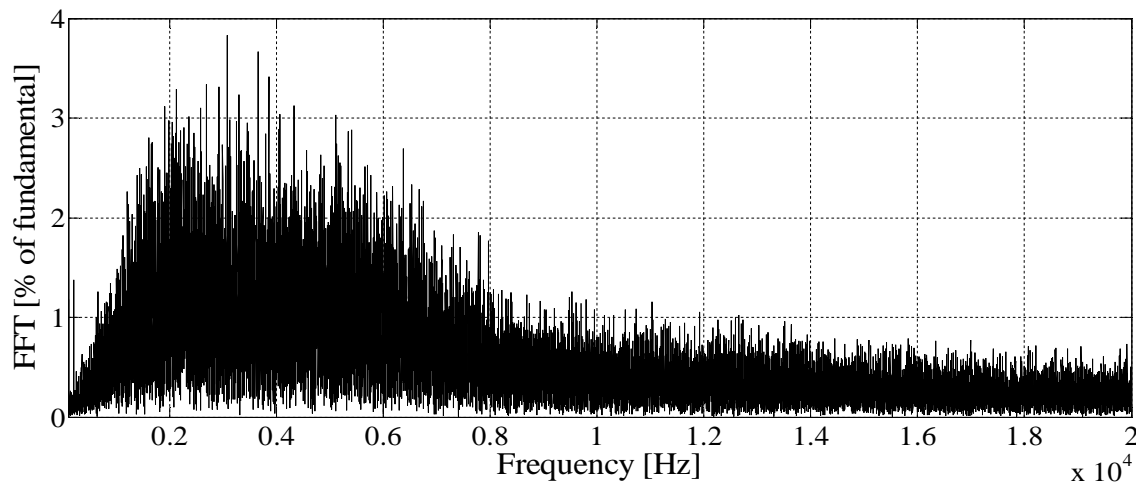


(الف)

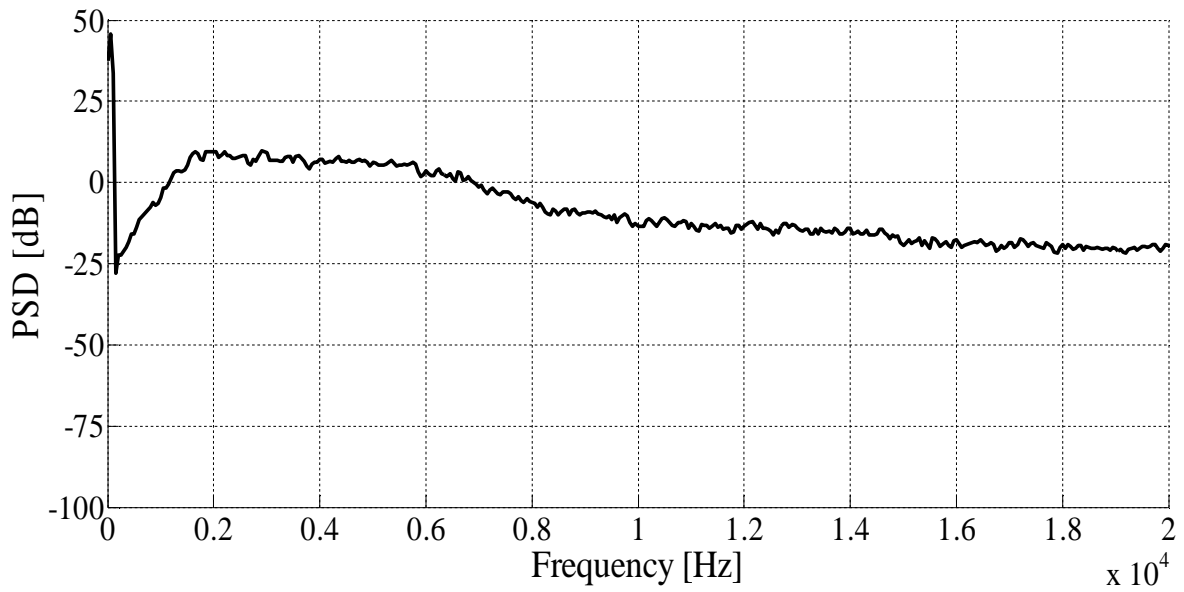


(ب)

شکل 5-15: طیف فرکانسی ولتاژ خط اینورتر سه-فاز با استفاده از SPWM و RPWM معمولی (در شکل مربوط به fft برای نمایش بهتر هارمونیک اصلی نشان داده نشده است).



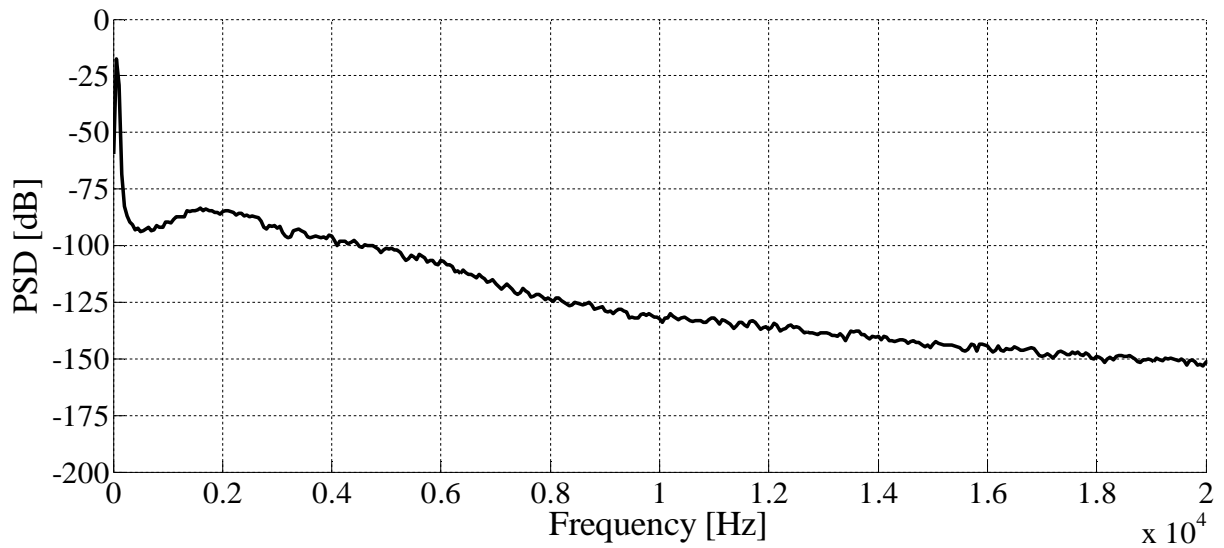
(الف)



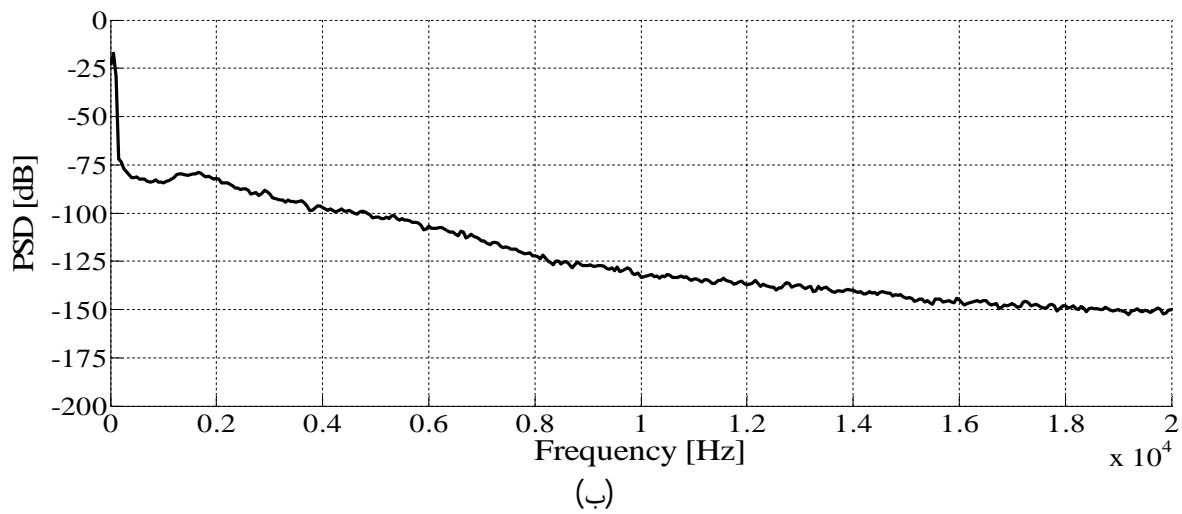
(ب)

شکل 5-16: طیف فرکانسی ولتاژ خط اینورتر سه-فاز با استفاده از SVPWM و RPWM معمولی (در شکل مربوط به fft برای نمایش بهتر هارمونیک اصلی نشان داده نشده است).

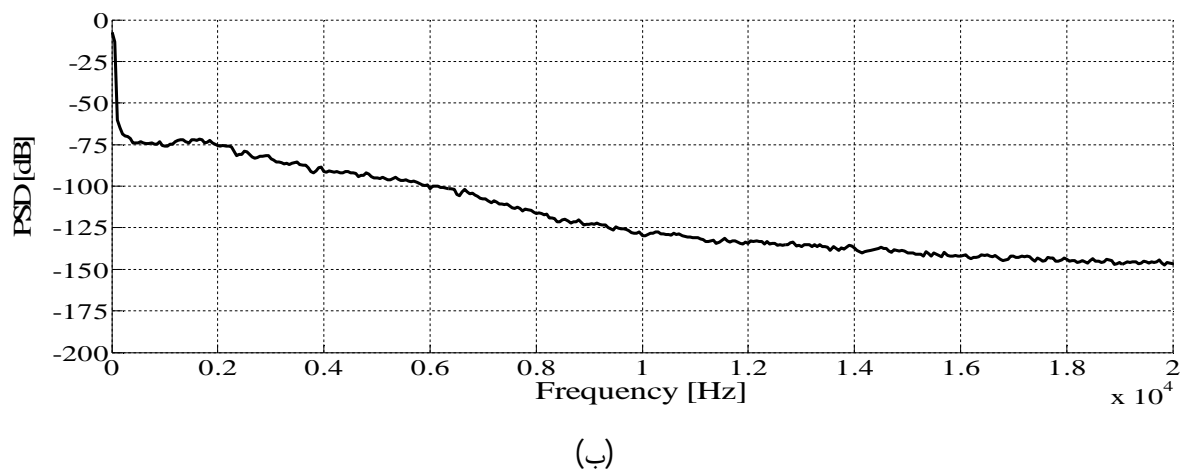
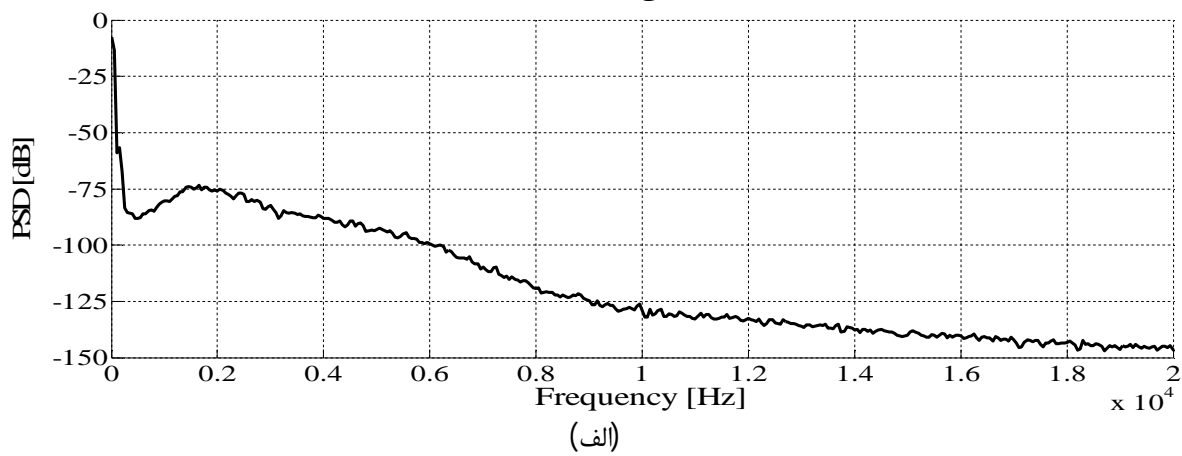
شکل 5-17 و شکل 5-18 نشان می‌دهند که بدلیل وابستگی جریان و گشتاور به ولتاژ، طیف فرکانسی جریان و گشتاور الکتریکی نیز کاملاً صاف شده و واریانس آن نسبتاً کم است.



(الف)

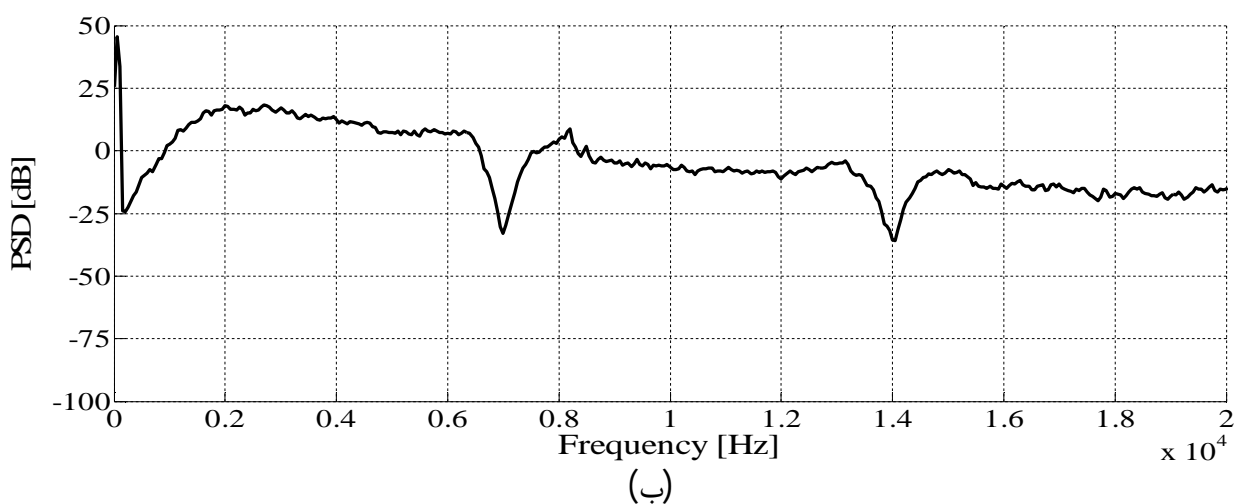
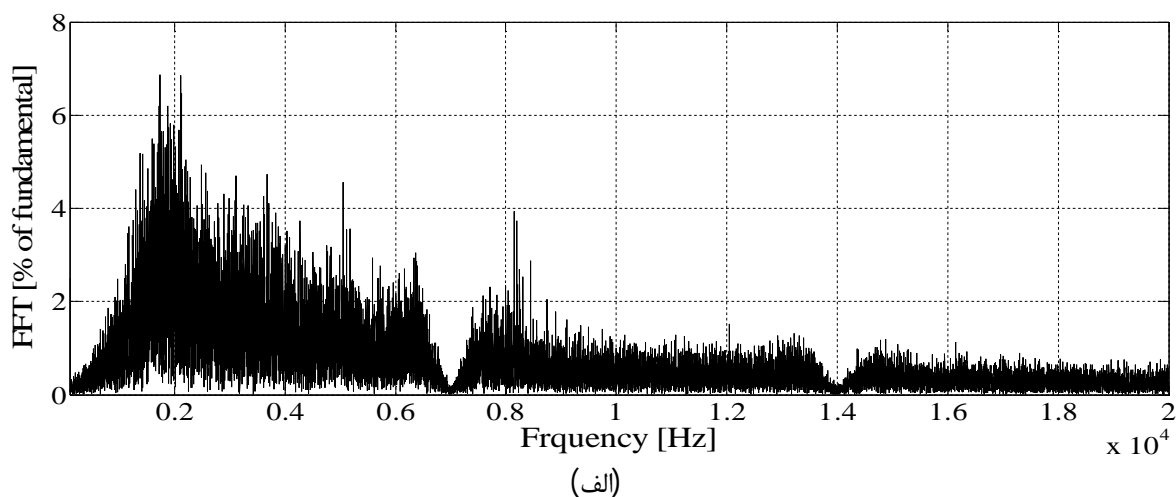


شکل 5-17: طیف فرکانسی جریان موتور، زمانیکه اینورتر سه-فاز با استفاده از الف (SPWM، ب) SVPWM و RPWM معمولی، راه اندازی شود.

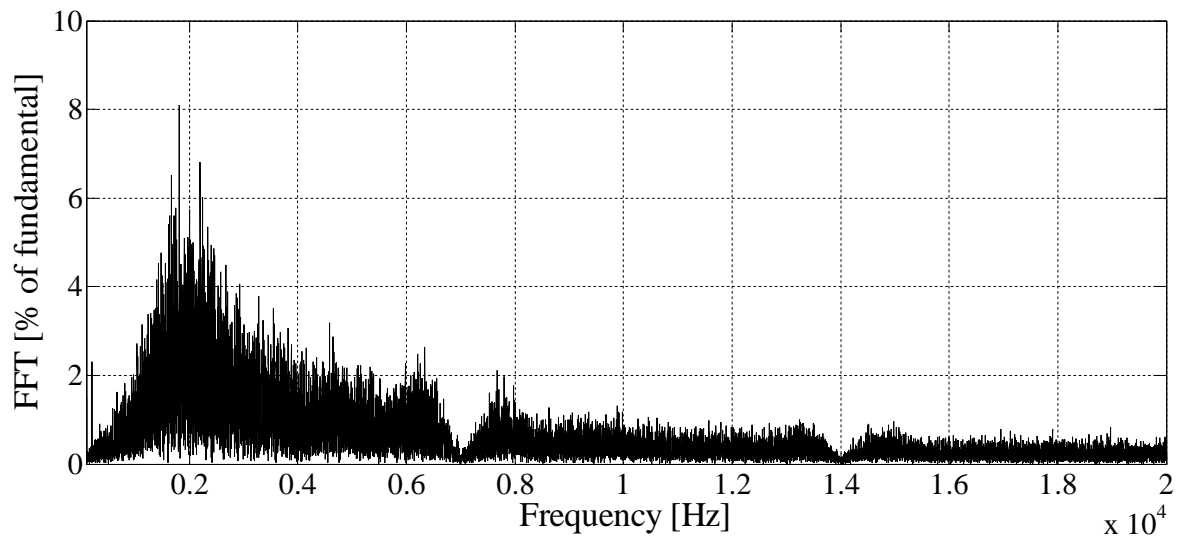


شکل 5-18: طیف فرکانسی گشتاور الکتریکی موتور، زمانیکه اینورتر سه-فاز با استفاده از الف (SPWM، ب) SVPWM و RPWM معمولی، راه اندازی شود.

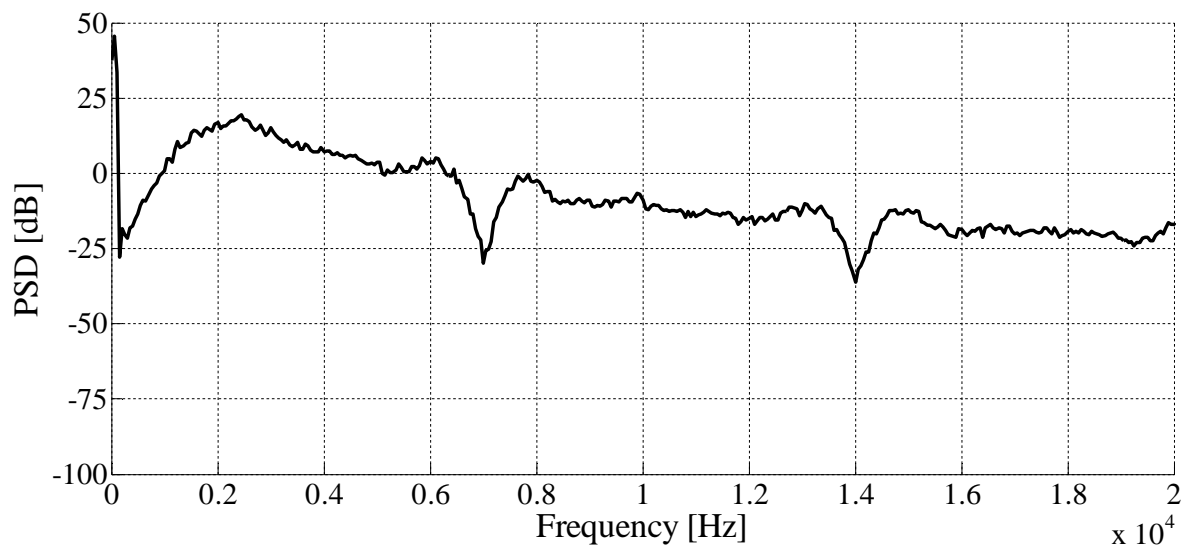
برای تست روش پیشنهادی از (4-30) استفاده می‌کنیم و f_0 را در آن برابر با 7 kHz قرار می‌دهیم. با استفاده از فلوچارت نشان داده شده در شکل 4-3، فرکانس سویچینگ به بازه 8-1/5 kHz محدود شود. همانطور که در قسمت 5-1- نشان داده شد طیف فرکانسی بدست آمده از مجموعه اعداد K و K_1 برای اینورتر، تفاوت چندانی با یکدیگر ندارند. بنابراین برای شبیه‌سازی روش پیشنهادی بر روی اینورتر سه-فاز، از مجموعه اعداد K در فلوچارت ذکر شده استفاده می‌شود. در شکل 5-19 و شکل 5-20 مشاهده می‌شود که فرکانس‌های اطراف 7 kHz و مضارب آن بشدت کاهش یافته است.



شکل 5-19: طیف فرکانسی ولتاژ خط اینورتر سه-فاز با استفاد از SPWM و روش پیشنهادی (در شکل مربوط به fft برای نمایش بهتر هارمونیک اصلی نشان داده نشده است).



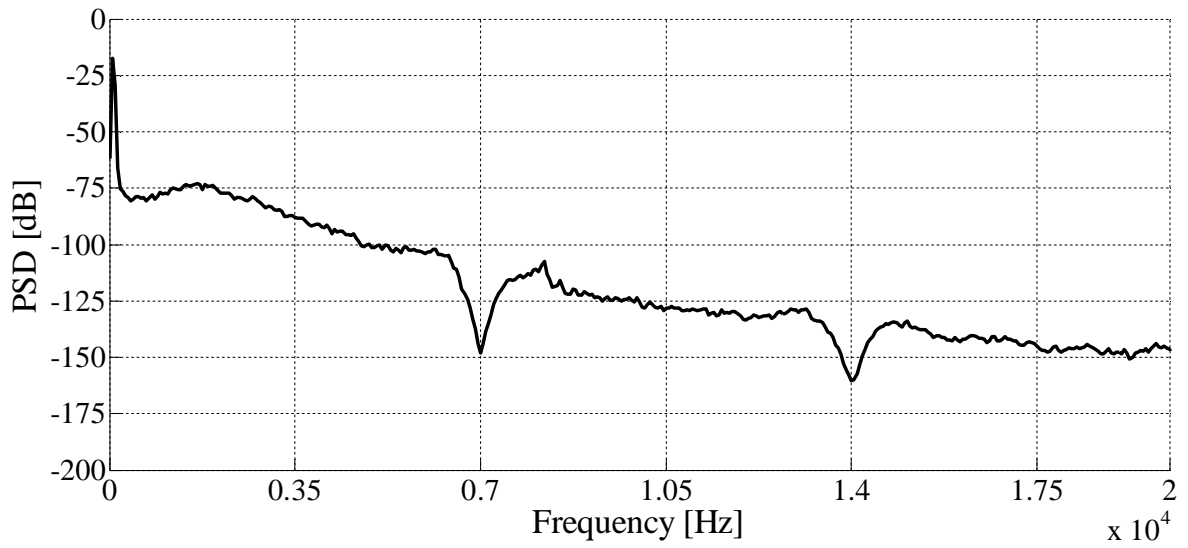
(الف)



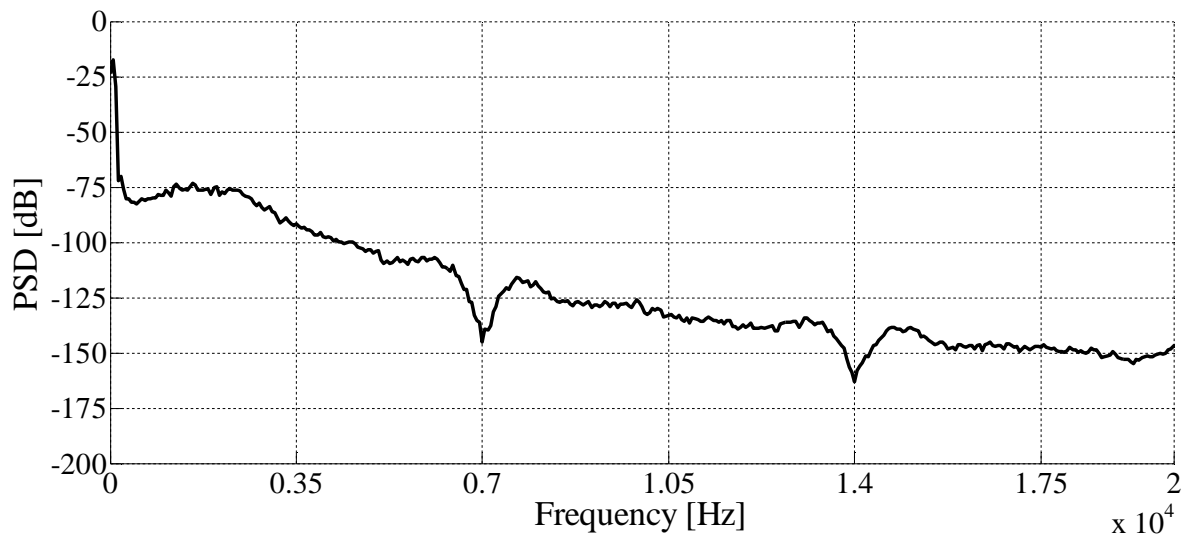
(ب)

شکل 5-20: طیف فرکانسی ولتاژ خط اینورتر سه-فاز با استفاد از SVPWM و روش پیشنهادی (در شکل مربوط به fft برای نمایش بهتر هارمونیک اصلی نشان داده نشده است).

شکل 5-21: طیف فرکانسی جریان را برای SPWM و SVPWM نشان می‌دهد. طیف جریان بدست آمده از دو روش تقریباً مشابه است بجز اینکه حذف نویز، در فرکانس‌های 7 و 14 kHz در SPWM 10dB بیشتر از SVPWM می‌باشد.



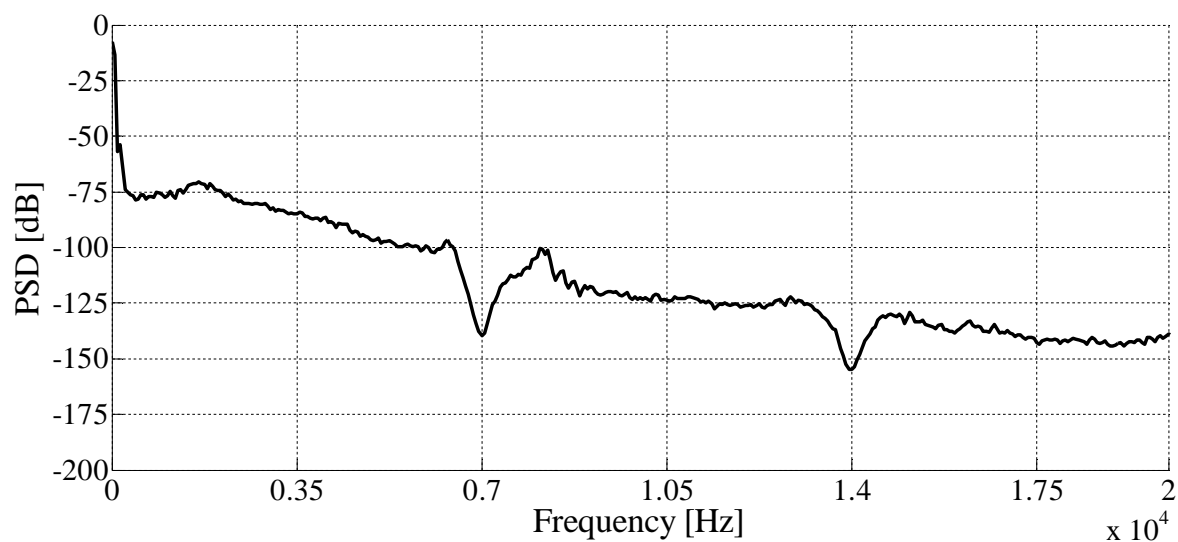
(الف)



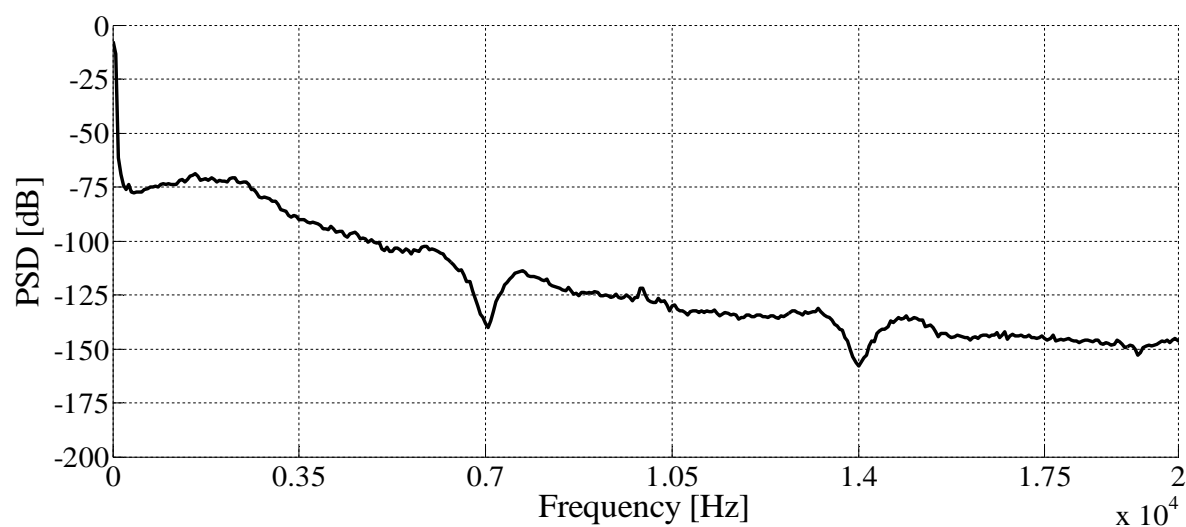
(ب)

شکل 21-5: طیف فرکانسی جریان ورودی موتور، با استفاده از الف) SPWM، ب) SVPWM، و روش پیشنهادی.

شکل 22-5 نشان می‌دهند که حذف نویز با یک فرکانس خاص از ولتاژ خط موتور باعث حذف آن فرکانس گشتاور الکتریکی می‌شود. طیف گشتاور در شکل 22-5-الف و شکل 22-5-ب، تقریباً یکسان بوده و تفاوت چندانی با یکدیگر ندارند.



(الف)



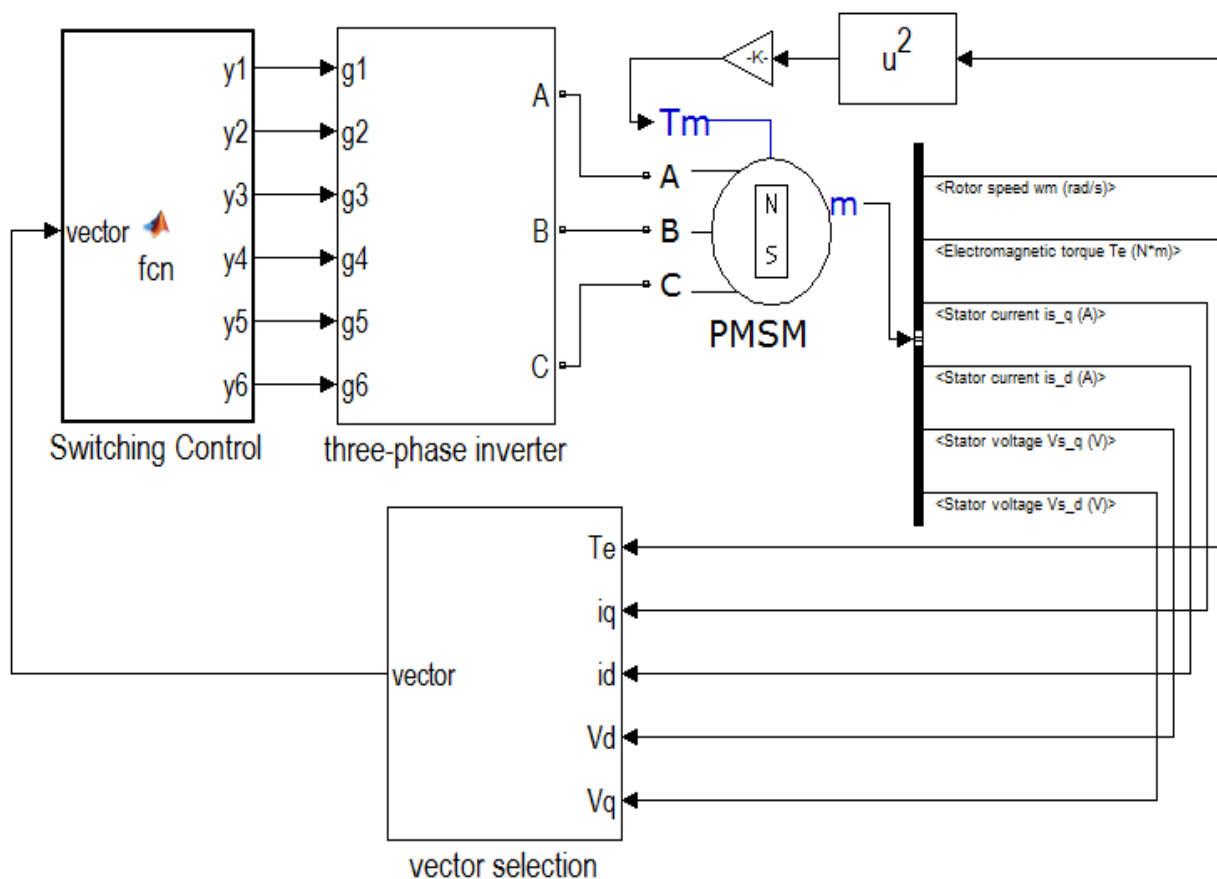
(ب)

شکل 5-22: طیف فرکانسی گشتاور الکتریکی موتور، با استفاده از الف) SPWM، ب) SVPWM، و روش پیشنهادی.

3-5- حذف نویز در روش کنترل مستقیم گشتاور

بلوک دیاگرام شبیه‌سازی در شکل 5-23 نشان داده شده است. در این شکل ولتاژ باس dc اینورتر

285V، و پارامترهای موتور در جدول 5-1 نمایش داده شده است.

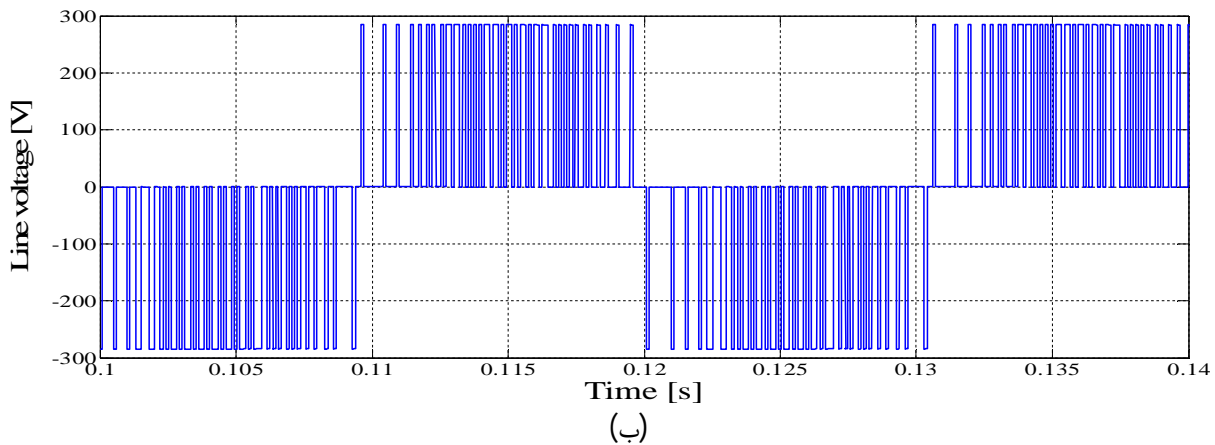
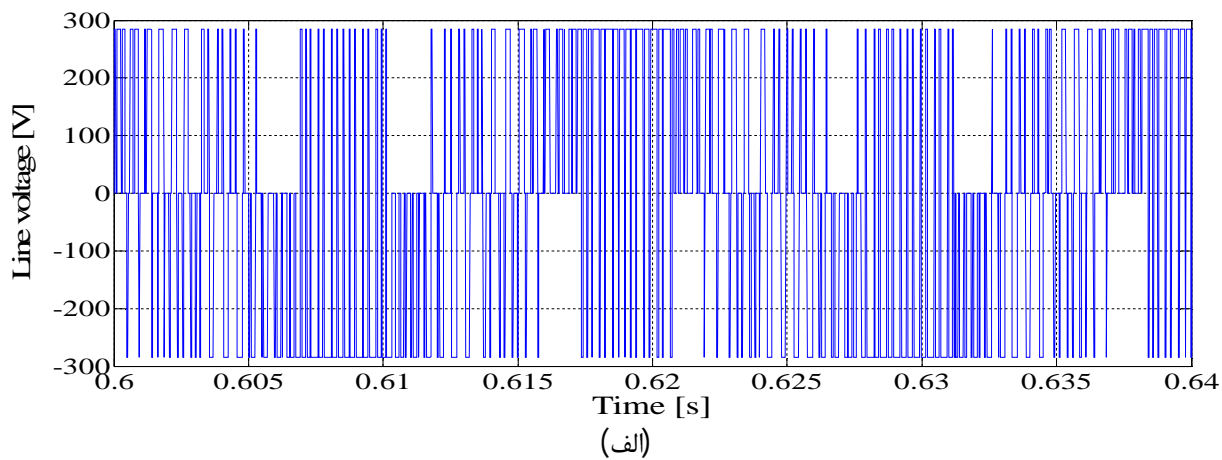


شکل 5-23: بلوک دیاگرام شبیه‌سازی روش کنترل مستقیم گشتاور.

در شکل 5-23 و بلوک vector selection با استفاده از جریان و ولتاژ موتور شار استاتور محاسبه شده و با توجه به مقدار و مکان شار و گشتاور الکتریکی، بردار ولتاژ مناسب انتخاب می‌شود. در بلوک switching control با توجه به بردار انتخاب شده، مطابق شکل 2-13 سوئیچ‌های مناسب را در اینورتر روشن می‌کند. بار مکانیکی موتور یک تابع درجه دو از سرعت آن می‌باشد. ابتدا سرعت به توان دو می‌رسد و سپس در یک عدد ضرب می‌شود تا گشتاور مکانیکی در سرعت 1000 rpm برابر با 4 N.m شود. در ادامه نتایج شبیه‌سازی روش کنترل مستقیم گشتاور با استفاده از مقایسه‌گر هیستریزیس و روش پیشنهادی، ارائه شده است. در DTC با مقایسه‌گر هیستریزیس از جدول 2-1 و در روش پیشنهادی از جدول 2-2 استفاده شده است.

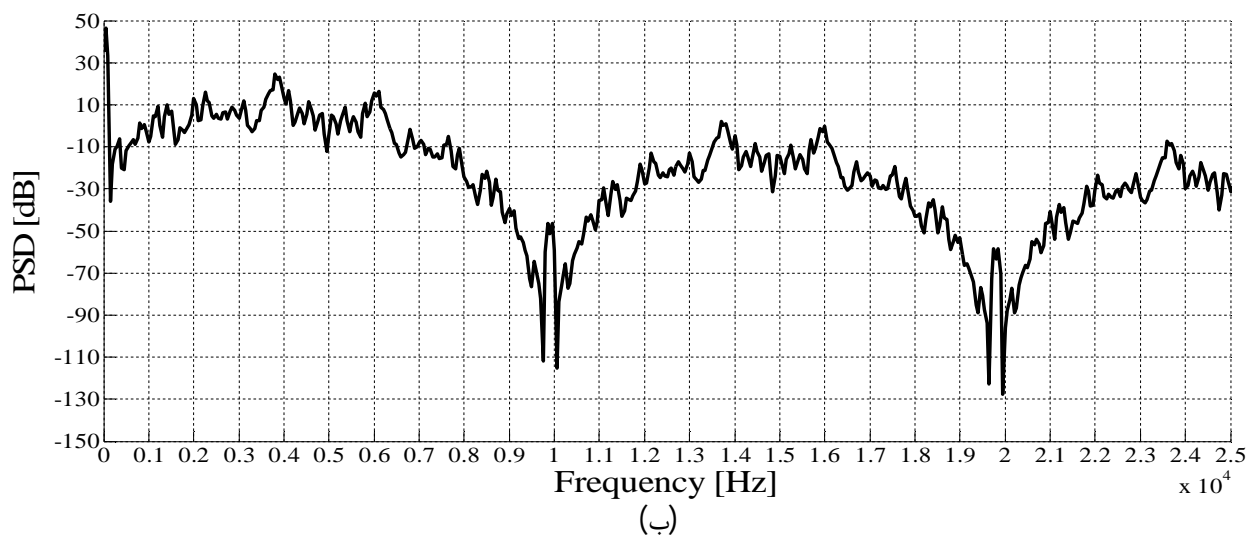
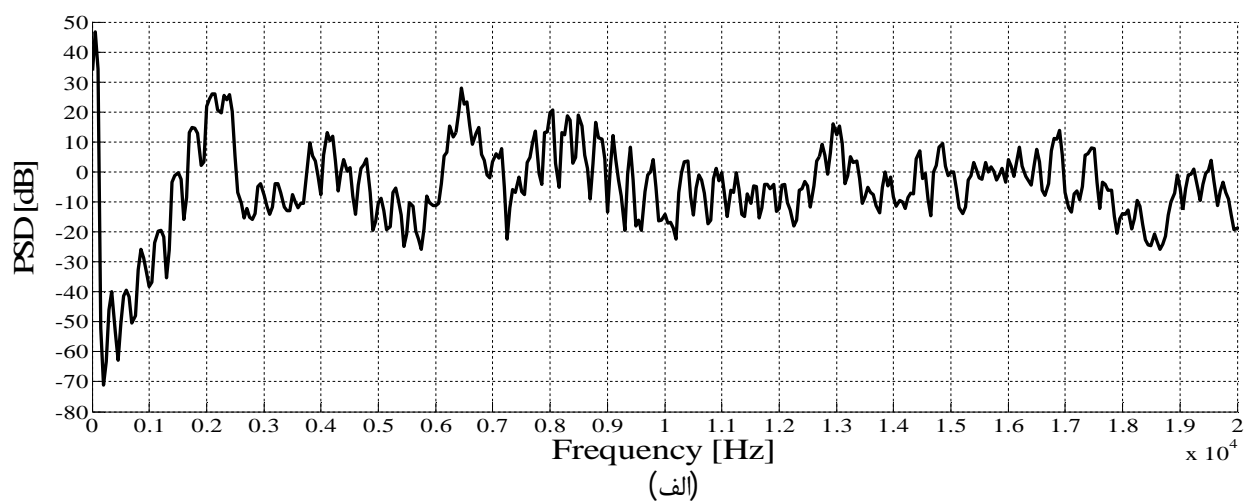
5-3-1 DTC با استفاده از مقایسه گر هیستریزیس و روش پیشنهادی

مرجع گشتاور و شار استاتور، در هر دو روش بترتیب برابر با 4 N.m و $0/32 \text{ wb}$ می باشد. شکل 5-24 ولتاژ خط AB را نشان می دهد. همانطور که قبلا ذکر شد ولتاژ باس dc اینورتر 285 V است بنابراین در شکل مربوط به مقایسه گر هیستریزیس مشاهده می شود که ولتاژ بصورت تصادفی بین سه مقدار 285 ، صفر و -285 V تغییر می کند اما در شکل 5-24 ب ولتاژ خط در مدت زمان تقریبی $0/01$ ثانیه بین صفر و 285 و در $0/01$ ثانیه بعدی بین صفر و -285 V تغییر می کند. دلیل این امر استفاده از جدول 2-2 برای روش نمونه گیری با فرکانس ثابت (شکل 5-24 ب) می باشد.



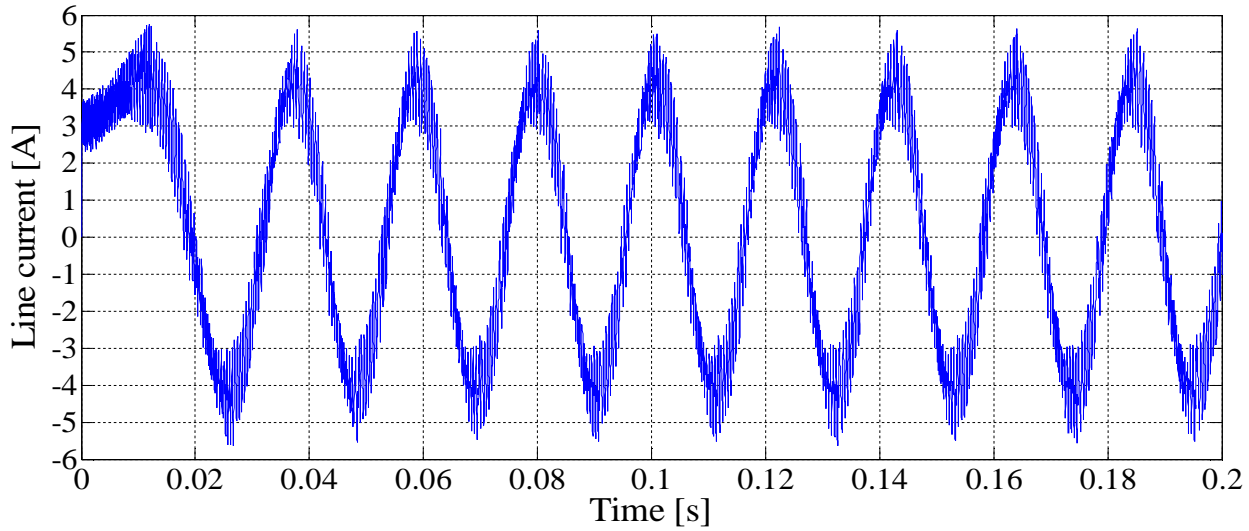
شکل 5-24: ولتاژ خط اینورتر سه فاز، هنگامی که در DTC از الف- مقایسه گر هیستریزیس، ب- فرکانس نمونه گیری ثابت، استفاده شود.

در شکل 5-25 طیف فرکانسی ولتاژ خط برای هر دو روش ترسیم شده است. در شکل 5-25-الف مشاهده می‌شود که نمودار چگالی طیف توان در فرکانس‌های 2200 و 6450 Hz افزایش یافته است. این امر وابسته به گشتاور و شار مرجع و همینطور مقایسه‌گرهای هیستریزیس است و با تغییر این مقادیر شکل طیف فرکانسی نیز تغییر می‌کند. در قسمت 4-5- بیان شد در روش نمونه‌گیری با فرکانس ثابت، در طیف فرکانسی ولتاژ خط موتور، نویز با فرکانس برابر با فرکانس نمونه‌برداری حذف می‌شود. فرکانس نمونه‌گیری برابر با 10 kHz انتخاب شده است که این مسئله در شکل 5-25-ب مشاهده می‌شود.

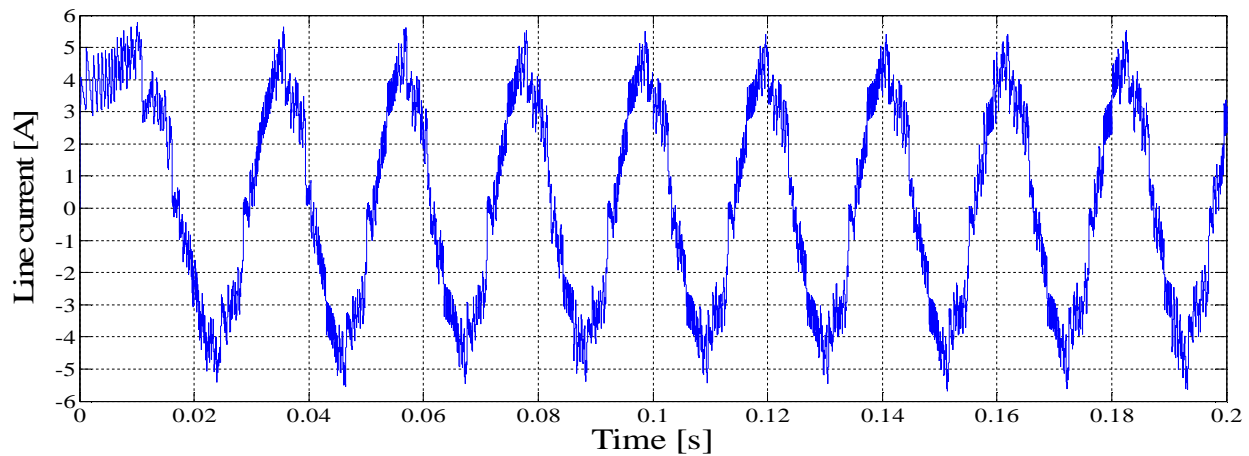


شکل 5-25: طیف فرکانسی ولتاژ خط اینورتر سه-فاز، هنگامی که در DTC از الف- مقایسه‌گر هیستریزیس، ب- فرکانس نمونه‌گیری ثابت، استفاده شود.

شکل 5-26 جریان ورودی به موتور را در هر دو روش، نشان می‌دهد. این جریان بعد از طی کردن حالت گذرا تقریباً دارای شکل سینوسی می‌باشد.



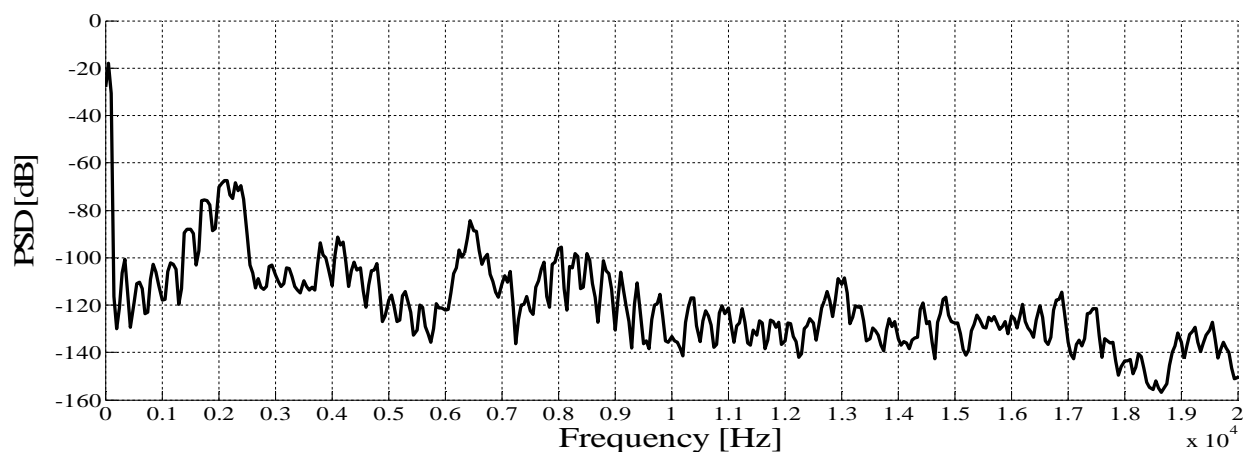
(الف)



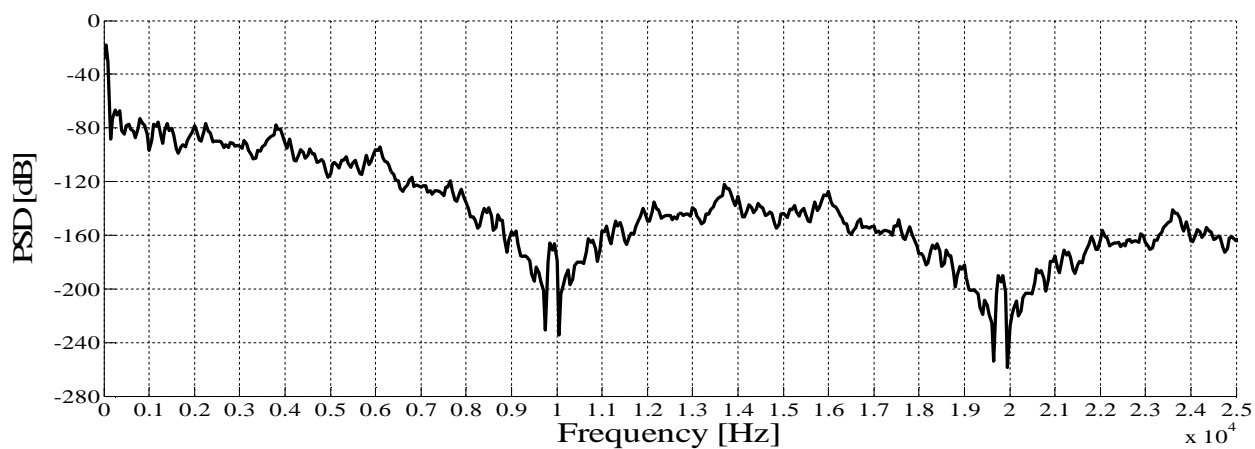
(ب)

شکل 5-26: جریان موتور، هنگامی که در DTC از الف- مقایسه‌گر هیستریزیس، ب- فرکانس نمونه‌گیری ثابت، استفاده شود. طیف فرکانسی جریان در شکل 5-27 نمایش داده شده است. در شکل 5-27-الف به علت ماهیت خطی ماشین در حالت سنکرون، طیف فرکانسی جریان مانند ولتاژ در فرکانس‌های 2200 Hz و 6450Hz افزایش یافته است. بدلیل حذف فرکانس 10 kHz و مضارب آن از طیف فرکانسی ولتاژ در روش

نمونه‌گیری ثابت، این فرکانس‌ها از طیف جریان ورودی موتور نیز حذف شده‌اند که این امر در شکل 27-5-ب نمایش داده شده است.



(الف)



(ب)

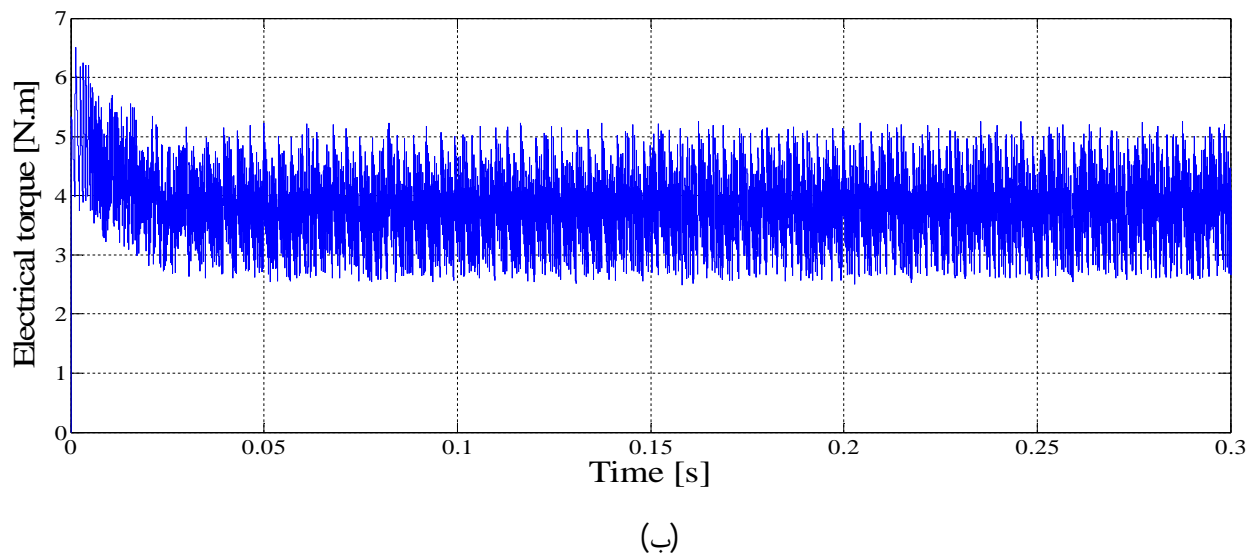
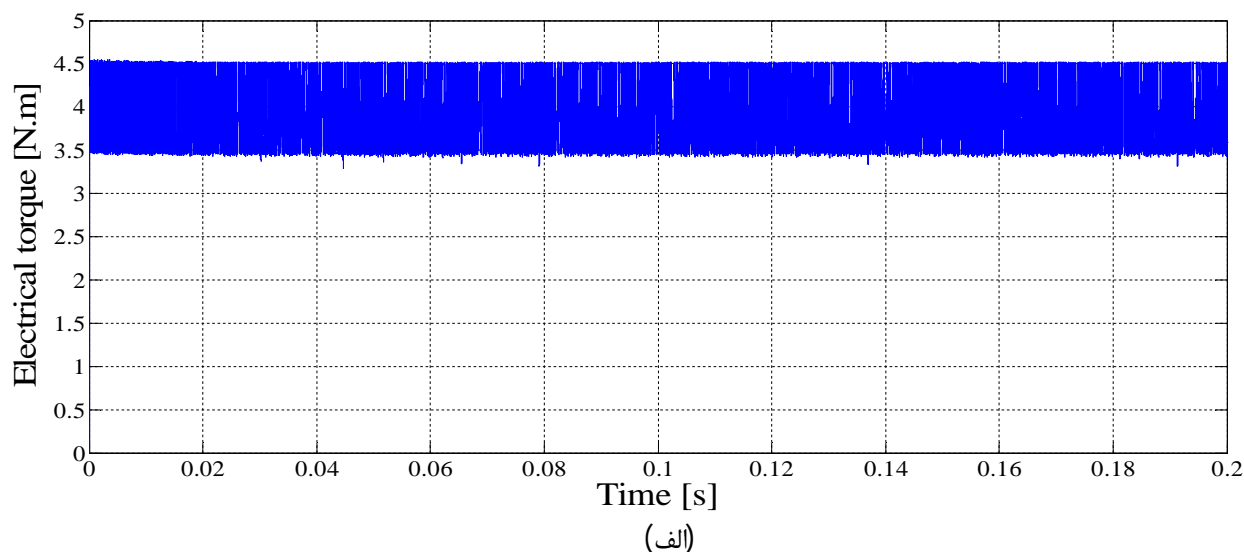
شکل 27-5: طیف فرکانسی جریان موتور، هنگامی که در DTC از الف-مقایسه گر هیستریزس، ب-فرکانس نمونه‌گیری ثابت، استفاده شود.

مقایسه گر هیستریزس برای کنترل گشتاور در (2-24) توصیف شده است. بلوک vector selection در

شکل 23-5 با استفاده از این معادله، به محضی که انحراف گشتاور از مرجعش (4 N.m) بیشتر از N.m

0/5 شود، بردار جدیدی به منظور تصحیح گشتاور انتخاب می‌کند. در شکل 5-28-الف مشاهده می‌شود

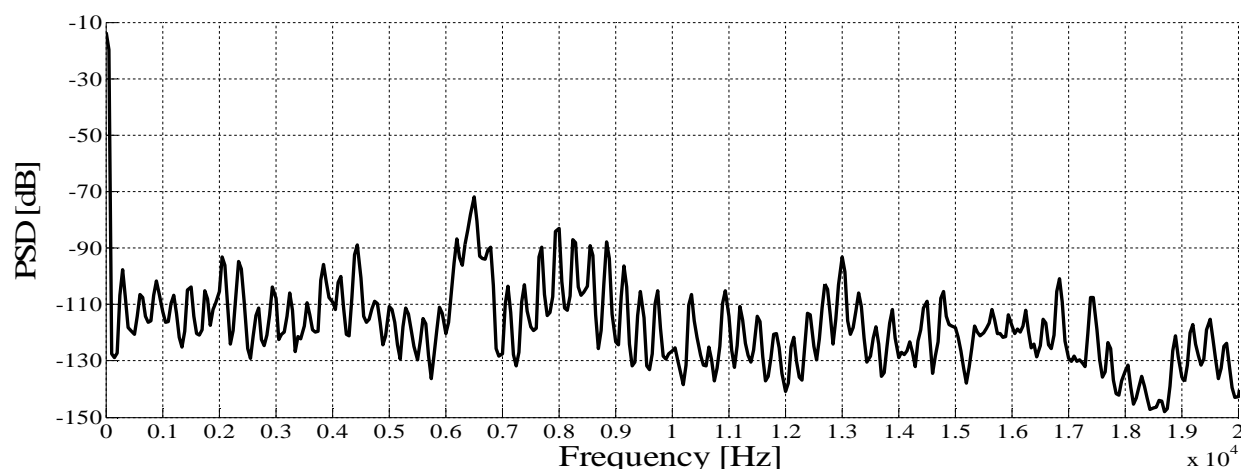
ریپل گشتاور از 0/5 N.m تجاوز نکرده است. در شکل 5-28-ب ریپل گشتاور وابسته به فرکانس نمونه-گیری می‌باشد و با افزایش آن ریپل گشتاور نیز کاهش می‌یابد البته استفاده از جدول 2-2 باعث کاهش آن شده است.



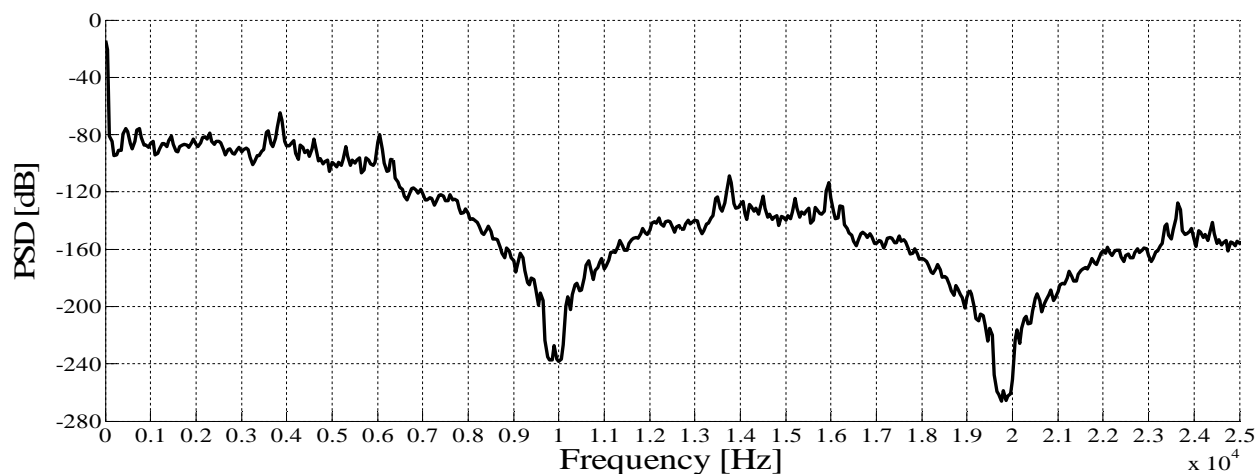
شکل 5-28: گشتاور الکتریکی موتور، هنگامی که در DTC از الف- مقایسه‌گر هیستریزیس، ب- فرکانس نمونه‌گیری ثابت، استفاده شود.

طیف فرکانسی گشتاور الکتریکی هنگام استفاده از مقایسه‌گر هیستریزیس در شکل 5-29-الف نمایش

داده شده است. در این شکل نمودار در فرکانس 6450 Hz، مشابه طیف جریان و شکل 5-27-الف افزایش یافته اما این اتفاق برای فرکانس 2200 Hz رخ نداده است. دلیل این امر در این رساله بررسی نمی‌شود. در شکل 5-29-ب مطابق انتظار می‌بینیم که طیف فرکانسی گشتاور در فرکانس‌های مضارب 10 kHz دارای فرورفتگی می‌باشد.



(الف)

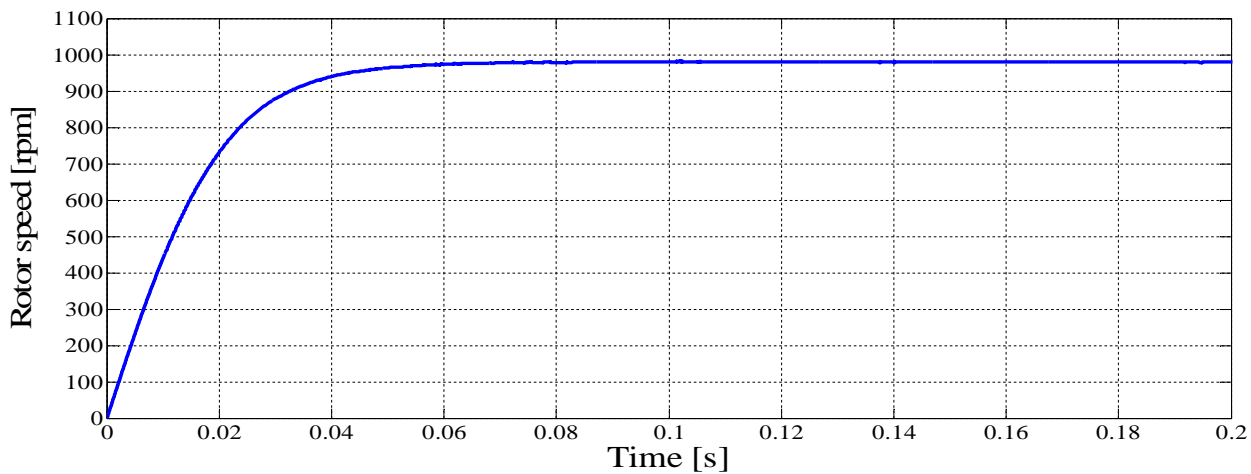


(ب)

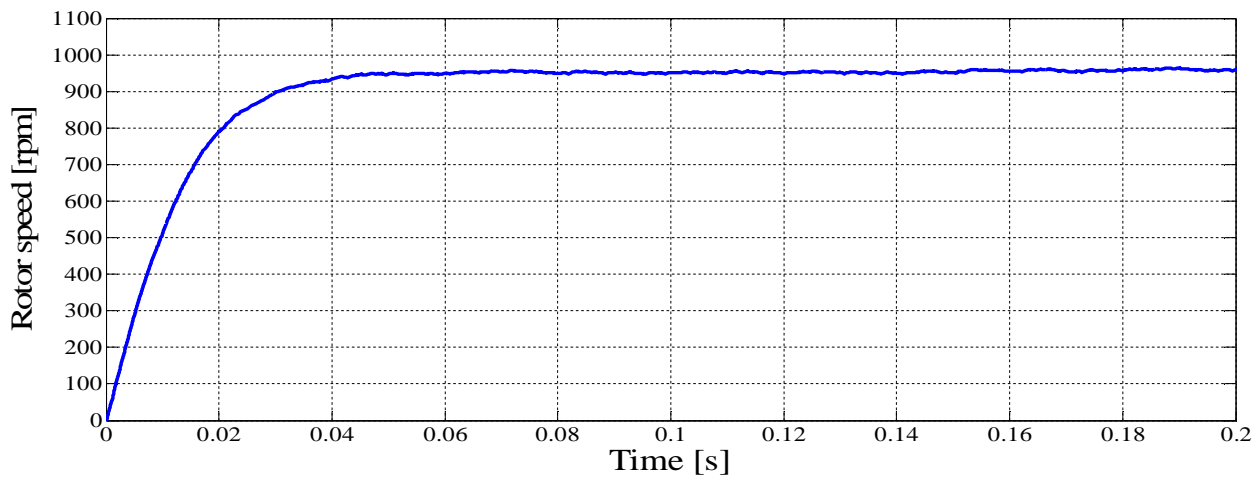
شکل 5-29: طیف فرکانسی گشتاور الکتریکی موتور، هنگامی که در DTC از الف- مقایسه‌گر هیستریزیس، ب- فرکانس نمونه‌گیری ثابت، استفاده شود.

همانطور که قبلاً توضیح داده شد در شکل 5-23 ضریب $k=4 \times 10^{-6}$ قرار داده شده است تا در سرعت

1000 rpm گشتاور مکانیکی 4 N.m تولید شود. در شکل 5-23 گشتاور الکتریکی به عنوان مرجع به سیستم اعمال می‌شود و مقدار آن برابر 4 N.m قرار داده شده است اما گشتاور الکتریکی بدست آمده دارای ریبیل بوده و میانگین آن کمتر از 4 N.m می‌باشد. به همین دلیل در شکل‌های ذیل سرعت رتور به 1000 rpm نرسیده است.



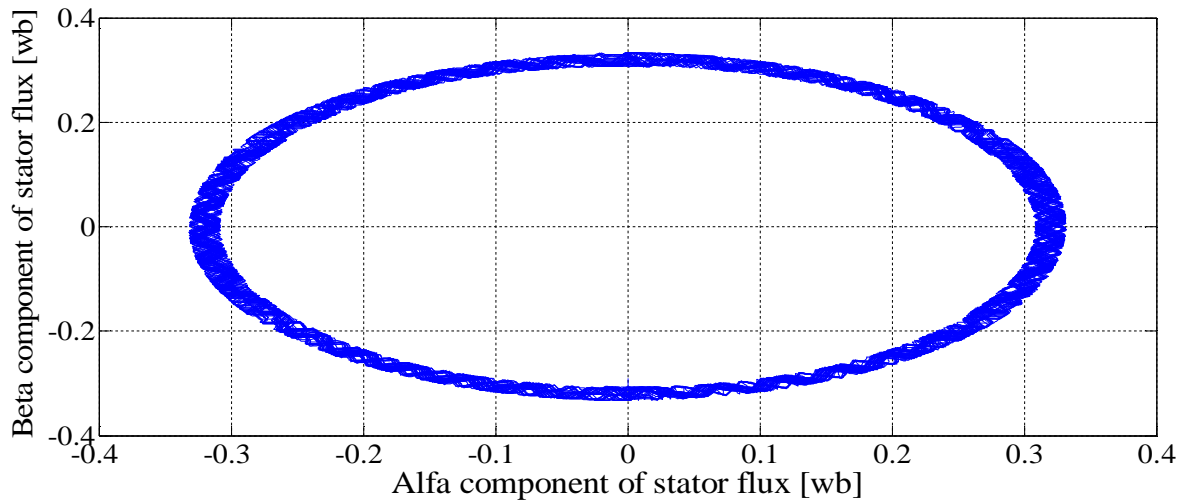
(الف)



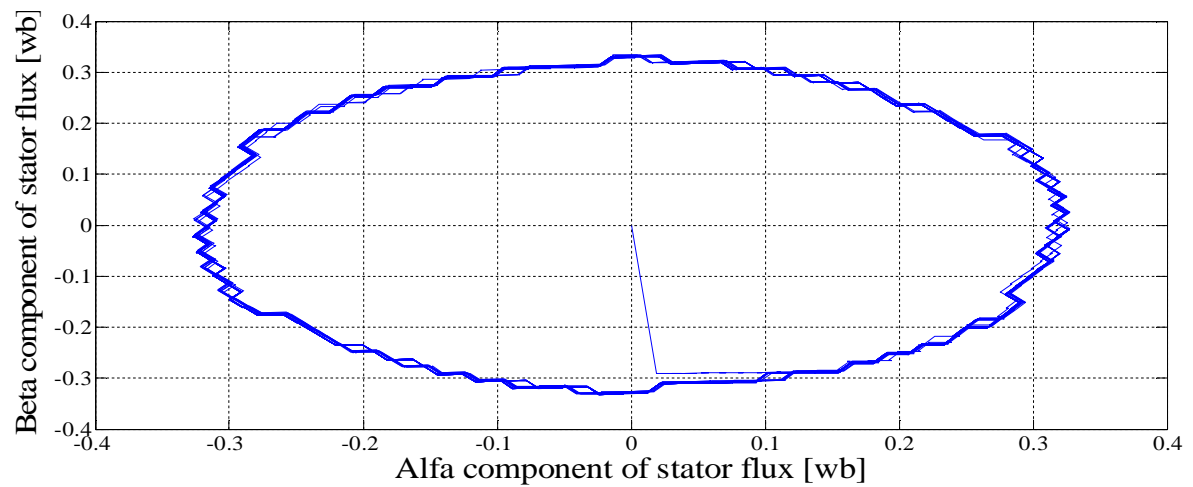
(ب)

شکل 5-30: سرعت موتور، هنگامی که در DTC از الف - مقایسه گر هیستریزیس، ب - فرکانس نمونه‌گیری ثابت، استفاده شود.

شکل 5-31-الف و شکل 5-31-ب شار استاتور را برای هر دو روش نشان می‌دهند.



(الف)



(ب)

شکل 5-31: شار استاتور، هنگامی که در DTC از الف - مقایسه گر هیستریزیس، ب - فرکانس نمونه گیری ثابت، استفاده شود.

6- نتیجه‌گیری و پیشنهاد کارهای آینده

6-1- نتیجه‌گیری

در این پایان‌نامه روشی ارائه شد که بوسیله آن می‌توان علاوه بر بهرمندی از مزیت‌های تکنیک RPWM، با حذف فرکانس دلخواه از طیف فرکانسی ولتاژ، از تحریک فرکانس تشدید موتور مغناطیس دائم سینوسی جلوگیری کرد. یک رویکرد جدید برای حذف نویز از طیف ولتاژ RPWM ارائه شده است و روابط ریاضی نوشته شده برای آن در قسمت 4-2- قابل اعمال به اکثر مبدل‌های الکترونیک قدرتی که با استفاده از مفهوم مدولاسیون پهنای باند کار می‌کنند، می‌باشد. به عنوان مثال: اینورترهای پشت به پشت¹ و رکتیفایرها بر پایه سوئیچ‌های نیمه کنترل شونده.

روش حذف فرکانس انتخابی از ولتاژ خط اینورتر سه-فاز بر پایه SPWM و SVPWM توضیح داده شد. سیکل کاری در SVPWM برای حذف نویز در جدول 4-2 ارائه شده است. با دقت در این جدول متوجه می‌شویم که با توجه به مکان بردار V_x در شکل 2-10، همیشه یکی از پایه‌های اینورتر سه-فاز غیر فعال می‌باشد که این امر موجب کاهش محاسبات میکروکنترلر بوده و سرعت آن را افزایش می‌دهد.

با استفاده از جدول 4-1، می‌توان توزیع فرکانس‌های انتخابی را در روش پیشنهادی برای حذف نویز، تا حدی کنترل کرد و با توجه به نوع ساختار مبدل الکترونیک قدرت و مشخصات موتور مغناطیس دائم سینوسی متصل به آن، توزیع فرکانسی مناسب را برای آن مهیا کرد.

طیف فرکانسی ولتاژ در روش کنترل مستقیم گشتاور معمولی شبیه به طیف فرکانسی موج RPWM

¹ Back to Back

می‌باشد. این مسئله در شکل 5-25-الف مشاهده می‌شود بنابراین دوباره این احتمال وجود دارد که فرکانس تشدید موتور تحریک شود. اما روش پیشنهادی برای کنترل مستقیم گشتاور، با حذف فرکانس مضر از طیف فرکانسی ولتاژ خروجی، از این کار جلوگیری می‌کند.

2-6- پیشنهاد کارهای آینده

با استفاده از روش‌های بهینه‌سازی یک مجموعه اعداد بهینه برای فلوجارت نشان داده شده در شکل 3-4 تعیین شود. در شکل 5-27-الف مشاهده می‌شود که طیف فرکانسی جریان موتور در روش DTC در فرکانس‌های 2200 Hz و 6450 Hz دارای مقدار قابل توجهی می‌باشد. اما طیف فرکانسی گشتاور (شکل 5-29-الف) فقط در فرکانس 6450 Hz افزایش یافته است. پیشنهاد می‌شود دلیل این امر بررسی شود ممکن است بتوان بوسیله آن بتوان از افزایش طیف گشتاور در فرکانس‌های مضر جلوگیری کرد. تأثیر e در (4-22) بر روی طیف فرکانسی موج خروجی بیشتر بررسی شود.

- [١] L. Máthé, "Product sound: Acoustically pleasant motor drives," Ph.D. dissertation, Aalborg University, Denmark, 2010.
- [٢] A. M. Trzynadlowski, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, R. L. Kirlin, and S. Legowski, "Random pulse width modulation techniques for converter-fed drive systems-a review," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 1166-1175, 1994.
- [٣] M. R. Islam, "Cogging Torque, Torque Ripple and Radial Force Analysis of Permanent Magnet Synchronous Machines," PhD thesis, University of Akron, 2009.
- [٤] R. Krishnan, *Electric motor drives: modeling, analysis, and control* vol. 626: Prentice Hall Englewood Cliffs, pp.525-529, 2001.
- [٥] H. Kuttruff, *Acoustics: an introduction*: Taylor & Francis, pp. 1-7, 2007.
- [٦] J. F. Gieras, C. Wang, and J. C. Lai, *Noise of polyphase electric motors*: CRC press, pp. 1-9, 2005.
- [٧] D. M. Muñoz, "*Design, Modelling and Control of Electrical Machines: With Applications to Iron-powder Machines and Acoustic Noise*," Department of Industrial Electrical Engineering and Automation Lond university, 2004.
- [٨] R. Krishnan, *Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives*: CRC press, 2010.
- [٩] S. Bowes, S. Grewal, and D. Holliday, "Simplified ultrasonic regular-sampled PWM technique," *Electronics Letters*, vol. 36, pp. 854-855, 2000.
- [١٠] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters: principles and practice* vol. 18: John Wiley & Sons, pp. 215-298, 2003.
- [١١] K. V. Kumar, P. A. Michael, J. P. John, and D. S. S. Kumar, "Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter," *ARNP Journal of Engineering and Applied Sciences*, vol. 5, pp. 61-74, 2010.
- [١٢] M. M. Bech, F. Blaabjerg, and J. K. Pedersen, "Random modulation techniques with fixed switching frequency for three-phase power converters," in *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99.30th Annual IEEE*, pp. 544-551, 1999.
- [١٣] Y.-Y. Tzou and H.-J. Hsu, "FPGA realization of space-vector PWM control IC for three-phase PWM inverters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 12, pp. 953-963, 1997.
- [١٤] E. Simon, "Implementation of a speed field oriented control of 3-phase PMSM motor using TMS320F240," *Texas Instrument Application Report SPRA588*, 1999.
- [١٥] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, pp. 820-827, 1986.
- [١٦] S. V. Paturca, M. Covrig, and L. Melcescu, "Direct Torque Control of Permanent

Magnet Synchronous Motor (PMSM)-an approach by using Space Vector Modulation (SVM)," in *Proceedings of the 6th WSEAS/IASME Int. Conf. on Electric Power Systems, High Voltages, Electric Machines*, 2006.

- [14] D. Ocen, "Direct Torque Control of a Permanent Magnet synchronous Motor," M.s thesis, KTH, 2005.
- [15] Y. Li, D. Gerling, and W. Liu, "A Simplified Voltage Vector Selection Strategy for the Permanent Magnet Synchronous Motor Direct Torque Control Drive with Low Torque Ripple and Fixed Switching Frequency," in *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2010 International Conference on*, pp. 674-679, 2010.
- [16] Y. Zhang and J. Zhu, "A novel duty cycle control strategy to reduce both torque and flux ripples for DTC of permanent magnet synchronous motor drives with switching frequency reduction," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 3055-3067, 2011.
- [17] T. G. Habetler and D. M. Divan, "Acoustic noise reduction in sinusoidal PWM drives using a randomly modulated carrier," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 6, pp. 356-363, 1991.
- [18] D. Schulz and D. L. Kowalewski, "Implementation of variable-delay random PWM for automotive applications," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 1427-1433, 2007.
- [19] K. Borisov, T. E. Calvert, J. A. Kleppe, E. Martin, and A. M. Trzynadlowski, "Experimental investigation of a naval propulsion drive model with the PWM-based attenuation of the acoustic and electromagnetic noise," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 450-457, 2006.
- [20] J. K. Pedersen, F. Blaabjerg, and P. Frederiksen, "Reduction of acoustic noise emission in AC-machines by intelligent distributed random modulation," in *Power Electronics and Applications, Fifth European Conference on*, pp. 369-375, 1993.
- [21] F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, E. Ritchie, and P. Nielsen, "Determination of mechanical resonances in induction motors by random modulation and acoustic measurement," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 31, pp. 823-829, 1995.
- [22] W. Lo, C. Chan, Z. Zhu, L. Xu, D. Howe, and K. Chau, "Acoustic noise radiated by PWM-controlled induction machine drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 880-889, 2000.
- [23] Z. Wang, K. Chau, and M. Cheng, "A chaotic PWM motor drive for electric propulsion," in *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC'08. IEEE*, 2008, pp. 1-6.
- [24] D. Gonzalez, J. Balcells, A. Santolaria, J.-C. Le Bunetel, J. Gago, D. Magnon, *et al.*, "Conducted EMI reduction in power converters by means of periodic switching frequency modulation," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 2271-2281, 2007.
- [25] R. L. Kirlin, C. Lascu, and A. M. Trzynadlowski, "Shaping the noise spectrum in power electronic converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58,

pp. 2780-2788, 2011.

- [29] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, and K. Lim, "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 12, pp. 528-536, 1997.
- [30] F. Morel, J.-M. Retif, X. Lin-Shi, and C. Valentin, "Permanent magnet synchronous machine hybrid torque control," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 501-511, 2008.

abstract

The inverter and pulse width modulation are used in PMSM motor drives at appropriate operating point included required torque, power, and speed. In usual, the motors are drive with fixed switching frequency. This leads to creation harmonics of switching frequency in voltage and current spectrum. Motor converts this harmonic to whistling noise. To keep up efficiency, the switching frequency is less than 10 kHz in most of power electronic converter for driving motors. In this frequency range the human ear has high sensitivity. So whistling noise emitted from the motors would be troubling for humans. In addition to, concentration of noise power in multiples of switching frequency causes electromagnetic interference (EMI). In last decades, RPWM techniques have been presented for solving this problems. RPWM methods evens the voltage spectrum by randomly changing the switching frequency. In other words, when using RPWM, in voltage spectrum almost all frequencies are excited and components frequency have identical amplitude. RPWM techniques has been solved the EMI and whistling noise, but excite the motor resonant frequency and increase acoustic noise and vibration.

In this dissertation, a method for switching period selection has been presented. In that, According to the duty ratio and structure of power electronic converters, the switching period is chosen so that a selective frequency can be eliminated from RPWM wave. This prevent motor resonant excitation and reduces the acoustic noise. The proposed method is applicable to the majority of power electronic converters which using PWM concept. Then, way of applying it to the three-phase inverter based on SPWM, SVPWM and direct torque control for permanent magnet motor drive will be presented.

Key words:

Sinusoidal permanent magnet synchronous motor, Acoustic noise, Power electronic converters, Pulse Width Modulation (PWM), Space Vector Modulation, Direct torque control.



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical and Robotic Engineering

Control of acoustic noise in Sinusoidal permanent magnet synchronous motor drive by appropriate switching techniques, design and implementation

Amir Peyghambari

Supervisor:

Dr. Ali Dastfan

Advisor:

Dr. Alireza Ahmadifard

Date: February 2014