



طراحی، مدلسازی و ساخت موتور القایی چندفازه با قابلیت تحمل پذیری خطا



مدیر پروژه: حمیدرضا پیرودین

واحد مجری: گروه پژوهشی ماشین‌های الکتریکی

NRI-ER-1009-PEMP22-00-L

DOI: 10.30503/nripress.2020.288

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

طراحی، مدلسازی و ساخت موتور القایی چندفازه با قابلیت تحمل پذیری خطا

مدیر پروژه: حمیدرضا پیرو دین

گروه پژوهشی پشتیبان: ماشین‌های الکتریکی

همکاران پروژه: محمد بابایی و ندیشی

واحد مجری: گروه پژوهشی ماشین‌های الکتریکی

انتشارات پژوهشگاه نیرو

دی ماه ۱۴۰۱

کد ثبت گزارش: NRI-ER-1009-PEMPN22-00-L

DOI: 10.30503/nripress.2020.288

ایران. وزارت نیرو. پژوهشگاه نیرو. گروه پژوهشی ماشین‌های الکتریکی

طراحی، مدلسازی و ساخت موتور القایی چندفاز با قابلیت تحمل‌پذیری خطا. مدیر پروژه: پیرودین، حمیدرضا. کارفرما: پژوهشگاه نیرو، ۱۴۰۱.

۲۴۷ ص: مصور، نمودار، جدول

۱. بابایی و نندی، محمد، همکار پروژه. ۲. صادقی، ایمان، مدیر واحد مجری. ۳. گروه

پژوهشی ماشین‌های الکتریکی. ۴. کنترل ماشین‌های الکتریکی



انتشارات پژوهشگاه نیرو

گروه پژوهشی ماشین‌های الکتریکی

کلیه حقوق معنوی اثر متعلق به پدیدآورندگان، کلیه حقوق مادی متعلق به پژوهشگاه نیرو و نشر مطالب در حدود متعارف، با ذکر منبع بلامانع است.

نشانی: تهران، شهرک غرب، انتهای بلوار شهید دامن، پژوهشگاه نیرو، کدپستی: ۱۴۶۸۶۱۳۱۱۳

تلفن: ۸۸۰۷۹۴۰۱-۹

نمابر: ۸۸۰۷۸۲۹۶

وبگاه: www.nri.ac.ir

پست الکترونیک انتشارات: publications@nri.ac.ir

فرم تعهدنامه اصالت اثر

متعهد می‌شوم که مطالب مندرج در این گزارش حاصل کار پژوهشی اینجانب حمیدرضا پیرودین، مدیر پروژه طراحی، مدلسازی و ساخت موتور القایی چندفاز با قابلیت تحمل پذیری خطا و همکاران به شرح زیر است و دستاوردهای پژوهشی دیگران که در این پژوهش از آن‌ها استفاده شده است مطابق مقررات، مورد ارجاع قرار گرفته و در فهرست منابع ذکر گردیده است.

■ گزارش حاصل انجام همه مراحل پروژه است.

■ گزارش حاصل انجام ۴ مرحله از ۴ مرحله پروژه است.

همکاران :

۱. محمد بابایی و ندیشی

پیشگفتار

گزارش حاضر مربوط به پروژه "طراحی، مدلسازی و ساخت موتور القایی چندفاز با قابلیت تحمل پذیری خطا" است که این پروژه به طراحی، شبیه سازی و ساخت سیستم درایو با قابلیت تحمل خطا برای یک موتور القایی چندفاز می پردازد.

گستره کاربرد موتورهای القایی سه فاز در صنعت بر کسی پوشیده نیست. امروزه با توجه به ظهور پیشرفت های روز افرون تجهیزات نیمه هادی و سیستم های ریزپردازنده، بکارگیری سیستم های درایو را برای این نوع موتورها فراهم نموده است. از طرفی، قابلیت اطمینان یکی از مسائل مهم در سیستم های کنترل محرکه به شمار می رود، چرا که خاموش شدن غیرمنتظره ممکن است منجر به قطع خدمات مهمی مانند کاربردهای حمل و نقل، نظامی یا پزشکی شود. همچنین خطای بوجود آمده در سیستم می تواند منجر به تحمیل هزینه سنگین گردد. بدین ترتیب تحمل پذیری خطا به منظور بهبود قابلیت اطمینان سیستم، امری ضروری و غیر قابل انکار است.

موتورهای القایی چندفاز به یکی از موضوعات مورد توجه در پژوهش ها تبدیل شده است. با توجه به بکارگیری سیستم های درایو مبتنی بر مبدل های الکترونیک قدرت، امکان ساخت و بکارگیری موتورهای با تعداد فاز بیش از سه، فراهم گردیده است. موتورهای القایی چندفاز دارای مزایایی همچون بهبود راندمان نسبت به موتورهای سه فاز، قابلیت اطمینان بالاتر، کاهش توان نامی تجهیزات الکترونیک قدرت نسبت به بکارگیری موتورهای سه فاز در یک توان مشخص و کاهش ضربهان گشتاور می باشند.

افزایش تعداد فاز سبب می شود تا اگر یک فاز یا حتی تعداد فاز بیشتری مدار باز شوند، موتور بتواند به عملکرد خود ادامه دهد و مانع از توقف پروسه گردد. بدین ترتیب این موضوع، قابلیت اطمینان بالاتر موتورهای چندفاز را نسبت به نوع سه فاز برجسته می نماید. مزیت ذاتی قابلیت اطمینان بالا سبب شده است که موتورهای چندفاز در کاربردهای مختلف، مورد توجه قرار گیرند. تحمل پذیری خطا در سیستم های محرکه، مزایایی از نظر اقتصادی و امنیتی به همراه دارد، چرا که می تواند مانع از توقف پروسه گردد.

در این گزارش ابتدا روش های مدولاسیون اینورترهای چندفاز مورد بررسی قرار می گیرد و نتایج شبیه سازی روش های بررسی شده ارائه می گردد. سپس به مدلسازی موتورهای القایی چندفاز در شرایط سالم و در شرایط خطا پرداخته می شود. همچنین روش کنترل برداری موتورهای چندفاز بررسی می گردد. سپس روش های مختلف کنترل با قابلیت

تحمل پذیر خطا با استراتژی های مختلف همچون حداقل تلفات و حداکثر گشتاور به همراه نتایج شبیه سازی ارائه می گردد. در پایان به توضیح سیستم آزمایشگاهی ساخته شده به همراه نتایج آزمایشگاهی مربوط به تست سیستم کنترل موتور شش فاز نامتقارن با قابلیت تحمل پذیر خطا پرداخته می شود.

فهرست مطالب

عنوان	صفحه
پیشگفتار.....	و
مقدمه.....	آ
۱- بررسی روش های کلیدزنی در اینورترهای چندفازه.....	۲
۱-۱- مقدمه.....	۲
۱-۲- اینورترهای سه فاز منبع ولتاژ.....	۳
۱-۳- مدولاسیون بردار فضایی در اینورتر منبع ولتاژ سه فاز.....	۶
۱-۳-۱- مدولاسیون بردار فضایی متداول.....	۶
۱-۴- اینورترهای منبع ولتاژ پنج فاز.....	۱۶
۱-۴-۱- مدولاسیون پهنای پالس.....	۱۸
۱-۴-۲- مدولاسیون بردار فضایی برای اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز.....	۲۴
۱-۴-۳- دسته بندی کلی روش های مدولاسیون بردار فضایی براساس دامنه بردارهای انتخابی.....	۳۳
۱-۴-۴- شبیه سازی روش های مدولاسیون بردار فضایی برای اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز.....	۳۹
۱-۴-۵- مقایسه روش های مختلف مدولاسیون براساس دامنه بردارهای انتخابی.....	۴۲
۱-۵- اینورترهای منبع ولتاژ شش فاز.....	۴۳
۱-۶- بررسی روش های کلیدزنی اینورتر منبع ولتاژ شش فاز برای تغذیه بار متقارن.....	۴۴
۱-۶-۱- مدولاسیون پهنای پالس برای تغذیه بار متقارن.....	۴۵
۱-۶-۲- مدولاسیون بردار فضایی اینورتر منبع ولتاژ شش فاز برای تغذیه بار متقارن.....	۴۸
۱-۷- بررسی روش های کلیدزنی اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن.....	۵۵

- ۱-۷-۱- اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول..... ۵۶
- ۱-۷-۲- مدولاسیون پهنای پالس مبتنی بر موج حامل در اینورترهای منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن..... ۵۹
- ۱-۷-۳- مدولاسیون بردار فضایی در اینورترهای منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن..... ۶۶
- ۱-۸- جمع بندی..... ۷۵
- ۲- مدل سازی و کنترل موتورهای القایی چندفاز..... ۷۸
- ۲-۱- مقدمه..... ۷۸
- ۲-۲- مدل سازی ماشین القایی n فازه..... ۷۹
- ۱-۲-۲- معادلات دینامیکی موتور القایی n فازه..... ۷۹
- ۲-۲-۲- اعمال ماتریس تبدیل..... ۸۱
- ۳-۲-۲- تبدیل گردان..... ۸۳
- ۱-۲-۲- مدل double dq برای ماشین القایی شش فاز نامتقارن..... ۸۵
- ۲-۲-۲- رابطه بین مدل double-dq و مدل تجزیه فضای برداری (VSD)..... ۸۷
- ۳-۲- کنترل برداری موتورهای چندفاز..... ۸۷
- ۱-۳-۲- کنترل برداری مستقیم..... ۸۹
- ۲-۳-۲- کنترل برداری غیر مستقیم..... ۸۹
- ۴-۲- مدولاسیون هیستریزس..... ۹۰
- ۵-۲- انواع روش های مدل سازی موتور القایی در حالت بعد از وقوع خطا:..... ۹۱
- ۱-۵-۲- استفاده از مدل قبل از خطا:..... ۹۱
- ۲-۵-۲- تأثیر هارمونیک های زمانی در مدل:..... ۹۹

- ۹۹.....۲-۵-۳- شبیه سازی در محیط نرم افزار متلب:
- ۹۹.....۲-۵-۴- تشریح قسمت های مختلف m-file:
- ۱۰۵.....۵-۵-۲- نتایج شبیه سازی مدل سازی دینامیکی موتور القایی شش فاز نامتقارن.....
- ۱۰۸.....۶-۲- جمع بندی.....
- ۱۱۰.....۳- بررسی روش های کنترل تحمل پذیر خطا در اینورتر و موتورهای القایی چندفازه.....
- ۱۱۰.....۱-۳- کنترل پس از خطا.....
- ۱۱۱.....۳-۱-۱- استخراج جریان های مرجع پس از خطا.....
- ۱۱۱.....۲-۳-۱- کنترل جریان پس از خطا.....
- ۱۱۲.....۲-۳- معرفی استراتژی های پس از خطا.....
- ۱۱۳.....۱-۳-۲- پیاده سازی استراتژی های پس از خطا براساس نوع ماتریس تبدیل.....
- ۱۱۵.....۳-۳- مفهوم بهینه سازی در فرایند استخراج جریان های مرجع.....
- ۱۱۶.....۳-۳-۱- پیاده سازی مسائل مربوط به بهینه سازی جهت استخراج جریان های مرجع.....
- ۱۱۹.....۲-۳-۳- نرم افزارهای بهینه سازی بکارگرفته شده در فرایند استخراج جریان های مرجع پس از خطا.....
- ۱۲۰.....۴-۳- derating در عملکرد پس از خطا.....
- ۱۲۳.....۵-۳- استراتژی حداقل تلفات.....
- ۱۲۴.....۱-۵-۳- حداقل سازی تلفات براساس ماتریس تبدیل وضعیت سالم.....
- ۱۵۵.....۲-۵-۳- حداقل سازی تلفات براساس ماتریس تبدیل کاهش مرتبه یافته.....
- ۱۷۰.....۳-۶- استراتژی حداکثر گشتاور.....
- ۱۷۰.....۱-۶-۳- استراتژی حداکثر گشتاور براساس ماتریس وضعیت سالم.....

۱۸۵	۲-۶-۳- استراتژی حداکثر گشتاور براساس ماتریس کاهش مرتبه یافته
۱۹۴	۳-۷- سیستم آزمایشگاهی موتور القایی شش فاز با قابلیت تحمل پذیری خطا
۱۹۴	۳-۷-۱- مقدمه
۱۹۵	۳-۷-۲- مدار قدرت
۱۹۵	۳-۷-۳- مدار تغذیه
۱۹۶	۳-۷-۴- مدار کنترل
۱۹۷	۳-۷-۵- مدار درایو IGBT
۱۹۸	۳-۷-۶- تجهیزات آزمایشگاهی
۱۹۸	۳-۸-۱- تست های عملکردی موتور القایی شش فاز نامتقارن
۱۹۹	۳-۸-۱- تست تحت شرایط سالم
۲۰۱	۳-۸-۲- تست تغییرات سرعت تحت بار
۲۰۳	۳-۹- تست تحت شرایط خطا
۲۰۳	۳-۹-۱- استراتژی حداقل تلفات
۲۰۶	۳-۹-۲- استراتژی حداکثر گشتاور
۲۱۰	۱-۳- جمع بندی
۲۱۱	۴- مراجع

فهرست اشکال

عنوان	صفحه
شکل ۱-۱ اصل عملکرد اینورتر [۲۴].....	۲
شکل ۱-۲ دسته بندی توپولوژی اینورتر بر اساس انواع منبع (ولتاژ و یا جریان) و رنج توان [۲۴].....	۳
شکل ۱-۳ مدار قدرت اینورتر منبع ولتاژ سه فاز با ساختار تمامپل [۲۴].....	۴
شکل ۱-۴ (الف) بردارهای فضایی تولید شده با اینورتر منبع ولتاژ سه فاز (ب) اصل عملکرد مدولاسیون بردار فضایی برای سکتور کلی k [۲۴].....	۸
شکل ۱-۵ بردارهای فضایی و حداکثر اندیس مدولاسیون برای اینورتر سه فاز [۲۵].....	۱۲
شکل ۱-۶ توابع مدولاسیون و سکتورهای مربوطه مدولاسیون بردار فضایی [۲۵].....	۱۳
شکل ۱-۷ الگوریتم تعیین سکتور [۲۵].....	۱۳
شکل ۱-۸ محاسبه زمان اعمال بردار برای ولتاژ مرجع قرا گرفته در سکتور ۱ [۲۵].....	۱۴
شکل ۱-۹ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط V_{ab} در شبیه سازی مدولاسیون برداری بدون نیاز به محاسبه زاویه بردار مرجع نسبت به محور حقیقی α	۱۶
شکل ۱-۱۰ مدار قدرت اینورتر منبع ولتاژی پنج فاز [۲۶].....	۱۷
شکل ۱-۱۱ اصل عملکرد روش مدولاسیون پهنای پالس مبتنی بر حامل برای اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز [۲۶].....	۱۸
شکل ۱-۱۲ ساخت شکل موج مدولاسیون پهنای پالس در روش سینوسی مبتنی بر حامل [۲۶].....	۱۹
شکل ۱-۱۳ ولتاژهای مرجع پنج فاز به همراه حامل مثلی در شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس متداول برای اندیس مدولاسیون ۱.....	۲۰
شکل ۱-۱۴ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز V_{an} در شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس با اندیس مدولاسیون ۱.....	۲۱
شکل ۱-۱۵ تحلیل سری فوریه ولتاژ V_{ab} در شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس با اندیس مدولاسیون ۱.....	۲۱

- شکل ۱۶-۱ ولتاژهای مرجع فاز به همراه حامل مثلی در حالت تزریق هارمونیک پنجم برای اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز به ازای دامنه ولتاژ فاز ۰.۵۲۵۷..... ۲۳
- شکل ۱۷-۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز V_{an} در حالت تزریق هارمونیک پنجم برای اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز به ازای دامنه ولتاژ فاز ۰.۵۲۵۷..... ۲۳
- شکل ۱۸-۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط V_{ab} در حالت تزریق هارمونیک پنجم برای اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز به ازای دامنه ولتاژ فاز ۰.۵۲۵۷..... ۲۴
- شکل ۱۹-۱ بردارهای فضایی ولتاژ فاز اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز در صفحه d-q [۲۸]..... ۲۷
- شکل ۲۰-۱ بردارهای فضایی ولتاژ فاز اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز در صفحه x-y [۲۸]..... ۲۷
- شکل ۲۲-۱ سیگنال های کلیدزنی اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز به صورت ده مرحله ای [۳۲]..... ۳۰
- شکل ۲۳-۱ ولتاژهای فاز به نول برای اینورتر منبع ولتاژ در حالت عملکرد ده مرحله ای [۳۲]..... ۳۲
- شکل ۲۴-۱ مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار بزرگ..... ۳۴
- شکل ۲۵-۱ مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار بزرگ و دو بردار متوسط..... ۳۸
- شکل ۲۶-۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز V_{an} برای شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار بزرگ به ازای دامنه ولتاژ مؤلفه اصلی $0.6155 V_{dc}$ ۴۰
- شکل ۲۷-۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط V_{ab} برای شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار بزرگ به ازای دامنه ولتاژ مؤلفه اصلی $0.6155 V_{dc}$ ۴۰
- شکل ۲۸-۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز V_{an} برای شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار بزرگ به ازای دامنه مؤلفه اصلی $0.3804 V_{dc}$ ۴۱
- شکل ۲۹-۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط V_{ab} برای شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار بزرگ به ازای دامنه مؤلفه اصلی $0.3804 V_{dc}$ ۴۱

- شکل ۱-۳۰ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز V_{an} برای شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار بزرگ به ازای دامنه مولفه اصلی $0.6155 V_{dc}$ ۴۲
- شکل ۱-۳۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط V_{ab} برای شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار بزرگ به ازای دامنه مولفه اصلی $0.6155 V_{dc}$ ۴۲
- شکل ۱-۳۲ ساختار سیم پیچی استاتور برای (الف) شش فاز متقارن. (ب) شش فاز نامتقارن [۳۳] ۴۳
- شکل ۱-۳۳ ساختارهای سیم پیچی ماشین شش فاز نامتقارن برحسب نوع اتصال نقاط نول. (الف) دو نقطه نول مجزا. (ب) یک نقطه نول (دو نقطه نول به هم متصل) [۳۴, ۲۰] ۴۴
- شکل ۱-۳۴ توپولوژی مدار قدرت اینورتر منبع ولتاژ شش فاز متقارن دو سطحی برای تغذیه ماشین متقارن [۳۵] ۴۵
- شکل ۱-۳۵ ساخت سیگنال کلیدزنی برای مدولاسیون پهنای پالس مربوط به اینورتر شش فاز تغذیه کننده بار متقارن ۴۶
- شکل ۱-۳۶ ولتاژهای مرجع شش فاز به همراه حامل مثلثی برای شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس با اندیس مدولاسیون ۱ مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز تغذیه کننده بار متقارن ۴۷
- شکل ۱-۳۷ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز V_{an} برای شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس با اندیس مدولاسیون ۱ مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز تغذیه کننده بار متقارن ۴۷
- شکل ۱-۳۸ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط V_{ab} برای شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس با اندیس مدولاسیون ۱ مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز تغذیه کننده بار متقارن ۴۷
- شکل ۱-۳۹ تصویر بردارهای فضایی ولتاژ فاز برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز متقارن: (الف) صفحه $\alpha - \beta$ (ب) صفحه $x-y$ در محور 0- ۴۹
- شکل ۱-۴۰ نواحی ۱۲ سکتور ۳۰ درجه ای در صفحه $\alpha - \beta$ [۳۵] ۵۱
- شکل ۱-۴۱ توالی های سوئیچینگ مدولاسیون بردار فضایی برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز متقارن دو سطحی. (الف) سکتور ۱. (ب) سکتور ۲. (ج) سکتور ۳ [۳۵] ۵۲

- شکل ۱-۴۲ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز V_{an} برای شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز تغذیه کننده بار متقارن ۵۴
- شکل ۱-۴۳ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط V_{ab} برای شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز تغذیه کننده بار متقارن ۵۴
- شکل ۱-۴۴ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز V_{an} برای شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی با اندیس مدولاسیون ۱ مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز تغذیه کننده بار متقارن ۵۵
- شکل ۱-۴۵ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط V_{ab} برای شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی با اندیس مدولاسیون ۱ مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز تغذیه کننده بار متقارن ۵۵
- شکل ۱-۴۶ توپولوژی مدار قدرت اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن دو سطحی برای تغذیه بار با دو نقطه نول مجزا [۳۵] ۵۶
- شکل ۱-۴۷ تصویر بردارهای فضایی ولتاژ فاز برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول مجزا. (الف) در صفحه $(\beta-\alpha)$. (ب) در صفحه $(x-y)$ [۳۵] ۵۸
- شکل ۱-۴۸ سیگنال های مرجع برای روش مدولاسیون پهنای پالس سینوسی خالص [۳۵] ۶۰
- شکل ۱-۴۹ ولتاژهای مرجع برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در حالت شبیه سازی با اندیس مدولاسیون ۱ ۶۱
- شکل ۱-۵۰ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز V_{an} در شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس سینوسی خالص مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول ۶۱
- شکل ۱-۵۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط V_{ac} در شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس سینوسی خالص مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول ۶۱
- شکل ۱-۵۲ سیگنال مرجع برای روش تزریق دوبل توالی صفر [۳۵] ۶۲

- شکل ۱-۵۳ ولتاژهای: (الف) $V_{min}(V_{an}, V_{cn}, V_{en})$ (ب) $V_{max}(V_{an}, V_{cn}, V_{en})$ ، برای ولتاژهای مرجع اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول با اندیس مدولاسیون ۱.۱۵۴ ۶۳
- شکل ۱-۵۴ ولتاژهای: (الف) $V_{min}(V_{bn}, V_{dn}, V_{fn})$ (ب) $V_{max}(V_{bn}, V_{dn}, V_{fn})$ ، برای ولتاژهای مرجع اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول با اندیس مدولاسیون ۱.۱۵۴ ۶۴
- شکل ۱-۵۵ (الف) ولتاژهای سه فاز a, c و e به همراه v_{01} (ب) ولتاژهای سه فاز b, d و f به همراه v_{02} در حالت تزریق توالی صفر برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول با اندیس مدولاسیون ۱.۱۵۴ ۶۴
- شکل ۱-۵۶ ولتاژهای مرجع فاز با تزریق توالی صفر به همراه حامل مثلثی در حالت تزریق توالی صفر برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول با اندیس مدولاسیون ۱.۱۵۴ ۶۵
- شکل ۱-۵۷ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز V_{an} در شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس با تزریق توالی صفر مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول با اندیس مدولاسیون ۱.۱۵۴ ۶۵
- شکل ۱-۵۸ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط V_{ac} در شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس با تزریق توالی صفر مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول با اندیس مدولاسیون ۱.۱۵۴ ۶۵
- شکل ۱-۵۹ انتخاب بردارهای فضایی برای سکتور برای روش مدولاسیون بردار فضایی متداول (الف) در صفحه $(\alpha-\beta)$. (ب) در صفحه $(x-y)$ [۳۵] ۶۷
- شکل ۱-۶۰ محاسبه زمان سوئیچینگ مشخص برای روش مدولاسیون بردار فضایی متداول [۳۵] ۶۷
- شکل ۱-۶۱ توالی کلیدزنی ساق های اینورتر برای روش مدولاسیون بردار فضایی متداول [۳۵] ۶۸
- شکل ۱-۶۲ مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار بزرگ برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز تغذیه کننده بار نامتقارن ۶۸
- شکل ۱-۶۳ تحلیل سری فوریه و ولتاژ فاز V_{an} در شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی متداول مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول با اندیس مدولاسیون ۱ ۷۱

- شکل ۱-۶۴ تحلیل سری فوریه و ولتاژ خط V_{ac} در شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی متداول مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول با اندیس مدولاسیون ۱ ۷۲
- شکل ۱-۶۵ انتخاب بردارهای فضایی برای سکتور برای روش تجزیه بردار فضایی (الف) در صفحه $(\alpha-\beta)$. (ب) در صفحه $(x-y)$ [۳۵] ۷۳
- شکل ۱-۶۶ توالی کلیدزنی برای ساق های اینورتر برای روش تجزیه فضای برداری. (الف) برای سکتور ۱ (ب) برای سکتور ۲ (ج) برای سکتور ۷ (د) برای سکتور ۸ [۳۵] ۷۴
- شکل ۱-۶۷ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز V_{an} در شبیه سازی مدولاسیون تجزیه فضای برداری مربوط به اینورتر منبع ولتاژ تغذیه کننده بار شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول با اندیس مدولاسیون ۱.۱۵۴ ۷۵
- شکل ۱-۶۸ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط V_{ac} در شبیه سازی مدولاسیون تجزیه فضای برداری مربوط به اینورتر منبع ولتاژ تغذیه کننده بار شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول با اندیس مدولاسیون ۱.۱۵۴ ۷۵
- شکل ۲-۱ موقعیت قاب مرجع ساکن $(\alpha-\beta)$ نسبت به سیم پیچ های فاز استاتور [۳۳] ۸۶
- شکل ۲-۲ مدار معادل ماشین القایی شش فاز براساس مدل double dq [۳۳] ۸۷
- شکل ۲-۳ کنترل برداری غیرمستقیم موتور القایی n فاز ۹۰
- شکل ۲-۴ الف) درایو ماشین القایی شش فاز (دو مجموعه سه فاز) در حالت خطای مدار باز برای یک فاز ب) محورهای شار سیم پیچی استاتور ج) محورهای شار سیم پیچی روتور ۹۴
- شکل ۲-۵ شماتیک شبیه سازی ۹۶
- شکل ۲-۶ فضای انتقال یافته با استفاده ماتریس انتقال موجود در مقاله ۹۶
- شکل ۲-۷ فضای انتقال یافته با استفاده ماتریس انتقال بدست آمده از دستور null نرم افزار متلب ۹۷
- شکل ۲-۸ شماتیک کلی بلوک مدل ماشین چندفاز ۱۰۱
- شکل ۲-۹ بلوک های داخلی مدل ماشین چندفاز ۱۰۲
- شکل ۲-۱۰ نحوه اعمال خطای مدار باز به بلوک مدل ماشین چندفاز ۱۰۳

- شکل ۱۱-۲ شکل موج گشتاور بعد از وقوع خطا ۱۰۴
- شکل ۱۲-۲ شکل موج سرعت بعد از وقوع خطا ۱۰۴
- شکل ۱۳-۲ ولتاژهای شش فاز اعمال شده به موتور در حالت ماندگار ۱۰۵
- شکل ۱۴-۲ جریان های شش فاز موتور در حالت ماندگار ۱۰۶
- شکل ۱۵-۲ مولفه های ولتاژ، (الف): $\alpha - \beta$ ، (ب) $x-y$ و (ج) $0+-0-$ در حالت ماندگار ۱۰۷
- شکل ۱۶-۲ سرعت موتور در حالت ماندگار ۱۰۷
- شکل ۱۷-۲ گشتاور بار در حالت ماندگار ۱۰۷
- شکل ۱-۳ استراتژی های کنترل پس از خطای ارائه شده برای ماشین های چندفاز در پژوهش ها ۱۱۲
- شکل ۲-۳ دسته بندی استراتژی های کنترل پس از خطا بر اساس نوع ماتریس تبدیل بکار رفته ۱۱۳
- شکل ۴-۳ (الف) مولفه های جریان α و β برحسب زمان. (ب) مولفه جریان β برحسب مولفه جریان α برای عملکرد حالت ماندگار ۱۲۲
- شکل ۵-۳ جریان های مرجع شش فاز در حالت ماندگار به صورت پریونیت برای موتور القایی شش فاز نامتقارن در حالت خطای مدار باز فاز C2 برای عملکرد حداکثر گشتاور ۱۲۳
- شکل ۶-۳ (الف) مولفه های جریان α و β برحسب زمان. (ب) مولفه جریان β برحسب مولفه جریان α برای عملکرد حداکثر گشتاور با خطای مدار باز فاز C2 ۱۲۳
- شکل ۷-۳ دسته بندی استراتژی حداقل تلفات براساس نوع ماتریس تبدیل بکار رفته ۱۲۴
- شکل ۸-۳ بلوک دیاگرام کنترل عملکرد پس از خطا با استفاده از ساختار کنترل برداری جهت یابی غیر مستقیم شار روتور (IRFOC) برای ماشین القایی شش فاز [۲۰, ۳۳] ۱۳۴
- شکل ۹-۳ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول ۱۳۶

- شکل ۳-۱۰ جریان مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول ۱۳۶
- شکل ۳-۱۱ جریان مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول ۱۳۷
- شکل ۳-۱۲ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول ۱۳۷
- شکل ۳-۱۳ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول ۱۳۸
- شکل ۳-۱۴ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم ۱۳۸
- شکل ۳-۱۵ جریان مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم ۱۳۹
- شکل ۳-۱۶ جریان های مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم ۱۳۹
- شکل ۳-۱۷ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم ۱۳۹
- شکل ۳-۱۸ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم ۱۴۰
- شکل ۳-۱۹ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول ۱۴۰

- شکل ۳-۲۰ جریان مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول ۱۴۱
- شکل ۳-۲۲ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول ۱۴۲
- شکل ۳-۲۳ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول ۱۴۲
- شکل ۳-۲۴ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم ۱۴۳
- شکل ۳-۲۵ جریان مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم ۱۴۳
- شکل ۳-۲۶ جریان های مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم ۱۴۴
- شکل ۳-۲۷ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم ۱۴۴
- شکل ۳-۲۸ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم ۱۴۴
- شکل ۳-۲۹ بلوک دیاگرام کنترل برای استراتژی حداقل تلفات [۶۸] ۱۴۹
- شکل ۳-۳۰ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز در فازهای c1 و c2 در سناریوی اول ۱۵۰
- شکل ۳-۳۱ جریان مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای c1 و c2 در سناریوی اول ۱۵۱

- شکل ۳-۳۲ جریان مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای $c1$ و $c2$ در سناریوی اول ۱۵۱
- شکل ۳-۳۳ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای $c1$ و $c2$ در سناریوی اول ۱۵۲
- شکل ۳-۳۵ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز در فازهای $c1$ و $c2$ در سناریوی دوم ۱۵۳
- شکل ۳-۳۶ جریان مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای $c1$ و $c2$ در سناریوی دوم ۱۵۳
- شکل ۳-۳۷ جریان مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای $c1$ و $c2$ در سناریوی دوم ۱۵۴
- شکل ۳-۳۸ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز در فازهای $c1$ و $c2$ در سناریوی دوم ۱۵۴
- شکل ۳-۳۹ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای $c1$ و $c2$ در سناریوی دوم ۱۵۴
- شکل ۳-۴۰ (الف) ماشین القایی شش فاز نامتقارن. (ب) محورهای شار سیم پیچی استاتور. (ج) محورهای شار سیم پیچی روتور [۴۹] ۱۵۶
- شکل ۳-۴۲ بلوک دیاگرام پیاده سازی استراتژی حداقل تلفات براساس ماتریس کاهش مرتبه یافته برای خطای مدار باز در فاز $c2$ ۱۶۴
- شکل ۳-۴۳ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای خطای مدار باز در فاز $c2$ در سناریوی اول ۱۶۵

- شکل ۳-۴۵ جریان مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای ماشین شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز c2 در سناریوی اول ۱۶۶
- شکل ۳-۴۷ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای ماشین شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز c2 در سناریوی اول ۱۶۷
- شکل ۳-۴۸ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای خطای مدار باز در فاز c2 در سناریوی دوم ۱۶۸
- شکل ۳-۵۰ جریان مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز در فاز c2 در سناریوی دوم ۱۶۹
- شکل ۳-۵۱ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای ماشین شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز c1 در سناریوی دوم ۱۶۹
- شکل ۳-۵۲ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای ماشین شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز c1 در سناریوی دوم ۱۶۹
- شکل ۳-۵۳ دسته بندی روش های مربوط به استراتژی حداکثر گشتاور براساس نوع ماتریس تبدیل بکار رفته ۱۷۰
- شکل ۳-۵۴ جریانهای فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول ۱۷۳
- شکل ۳-۵۵ جریان مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول ۱۷۳
- شکل ۳-۵۶ جریان مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول ۱۷۴
- شکل ۳-۵۸ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول ۱۷۴

- شکل ۵۹-۳ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم..... ۱۷۵
- شکل ۶۱-۳ جریان مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم..... ۱۷۶
- شکل ۶۲-۳ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم..... ۱۷۶
- شکل ۶۳-۳ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم..... ۱۷۷
- شکل ۶۴-۳ سناریوهای مختلف خطا برای فازهای موتور القایی شش فاز نامتقارن [۶۱]..... ۱۷۸
- شکل ۶۵-۳ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای خطای مدار باز در فازهای a1 و b1 در سناریوی اول..... ۱۸۰
- شکل ۶۶-۳ جریان مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای a1 و b1 در سناریوی اول..... ۱۸۱
- شکل ۶۷-۳ جریان مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای a1 و b1 در سناریوی اول..... ۱۸۱
- شکل ۶۸-۳ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای a1 و b1 در سناریوی اول..... ۱۸۲
- شکل ۶۹-۳ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای a1 و b1 در سناریوی اول..... ۱۸۲
- شکل ۷۰-۳ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای خطای مدار باز در فازهای a1 و b1 در سناریوی دوم..... ۱۸۳

- شکل ۳-۷۱ جریان مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای a1 و b1 در سناریوی دوم ۱۸۳
- شکل ۳-۷۲ جریان مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای a1 و b1 در سناریوی دوم ۱۸۴
- شکل ۳-۷۳ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای a1 و b1 در سناریوی دوم ۱۸۴
- شکل ۳-۷۴ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای a1 و b1 در سناریوی دوم ۱۸۵
- شکل ۳-۷۵ بلوک دیاگرام پیاده سازی استراتژی حداکثر گشتاور براساس ماتریس کاهش مرتبه یافته برای خطای مدار باز در فاز C2 ۱۸۹
- شکل ۳-۷۶ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای خطای مدار باز در فاز C2 در سناریوی اول ۱۸۹
- شکل ۳-۷۹ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز C2 در سناریوی اول ۱۹۱
- شکل ۳-۸۰ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز C2 در سناریوی اول ۱۹۱
- شکل ۳-۸۱ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز C2 در سناریوی دوم ۱۹۲
- شکل ۳-۸۲ جریان های محور d-q در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز C2 در سناریوی دوم ۱۹۲

- شکل ۳-۸۳: جریان های مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز C2 در سناریوی دوم..... ۱۹۳
- شکل ۳-۸۴: جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای خطای مدار باز در فاز C2 در سناریوی دوم..... ۱۹۳
- شکل ۳-۸۵: گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز C2 در سناریوی دوم..... ۱۹۴
- شکل ۳-۸۶: سیستم آزمایشگاهی درایو موتور القایی شش فاز نامتقارن با قابلیت تحمل پذیری خطا..... ۱۹۵
- (الف): موتور شش فاز نامتقارن کوپل شده با ژنراتور به عنوان بار (ب): درایو موتور القایی شش فاز..... ۱۹۵
- شکل ۳-۸۷: مدار قدرت..... ۱۹۵
- شکل ۳-۸۸: مدار تغذیه..... ۱۹۶
- شکل ۳-۸۹: مدار کنترل..... ۱۹۷
- شکل ۳-۹۰: مدار درایور IGBT..... ۱۹۸
- شکل ۳-۹۱: دستگاه گشتاور سنج..... ۱۹۸
- شکل ۳-۹۲: سرعت، جریان محور q، جریان فازهای موتور و گشتاور موتور در تست تغییرات سرعت به صورت بی بار..... ۲۰۰
- شکل ۳-۹۳: سرعت، جریان محور q، جریان فازهای موتور و گشتاور موتور در تست تغییرات سرعت تحت بار..... ۲۰۲
- شکل ۳-۹۴: سرعت، جریان محور q، جریان فازهای موتور و گشتاور موتور در تست تغییرات سرعت در شرایط خطا به صورت بی بار با استراتژی حداقل تلفات..... ۲۰۴
- شکل ۳-۹۵: سرعت، جریان محور q، جریان فازهای موتور و گشتاور موتور در تست تغییرات سرعت در شرایط خطا به صورت تحت بار با استراتژی حداقل تلفات..... ۲۰۶

شکل ۳-۹۶: سرعت، جریان محور q ، جریان فازهای موتور و گشتاور موتور در تست تغییرات سرعت در شرایط خطا به

صورت بی بار با استراتژی حداکثر گشتاور ۲۰۸

شکل ۳-۹۷: سرعت، جریان محور q ، جریان فازهای موتور و گشتاور موتور در تست تغییرات سرعت در شرایط خطا به

صورت تحت بار با استراتژی حداکثر گشتاور ۲۱۰

فهرست جداول

عنوان	صفحه
جدول ۱-۱ وضعیت های کلیدزنی اینورتر منبع ولتاژ سه فاز دو سطحی [۲۴]	۵
جدول ۱-۲ مولفه های α و β ولتاژ بر حسب وضعیت کلیدزنی [۲۵]	۱۱
جدول ۱-۳ پارامترهای شبیه سازی اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز	۲۰
جدول ۱-۴ بردارهای فضایی ولتاژ فاز در صفحه d-q [۲۸]	۲۵
جدول ۱-۵ بردارهای فضایی ولتاژ فاز در صفحه x-y [۲۸]	۲۵
جدول ۱-۶ حالت های کلیدزنی در اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز در حالت عملکرد به صورت ده مرحله ای [۳۲]	۳۰
جدول ۱-۷ وضعیت های سوئیچینگ ممکن علاوه بر ده وضعیت سوئیچینگ جدول ۱-۶ [۳۲]	۳۳
جدول ۱-۸ پارامترهای شبیه سازی اینورتر منبع ولتاژ شش فاز	۴۶
جدول ۱-۹ بردارهای فضایی اینورتر منبع ولتاژ شش فاز متقارن در صفحه های α - β و x-y [۳۵]	۵۰
جدول ۱-۱۰ مولفه 0- برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز متقارن [۳۵]	۵۰
جدول ۱-۱۱ بردارهای فضایی اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن دو سطحی برای تغذیه بار با نقاط نول مجزا در صفحه های α - β و x-y	۵۹
جدول ۲-۱ پارامترهای شبیه سازی موتور القایی شش فاز نامتقارن	۱۰۵
جدول ۳-۱ ضرایب مربوط به استراتژی حداقل تلفات با توجه به پیکربندی نقطه نول برای حالت فار مدار باز C2 ... ۱۳۰	
جدول ۳-۲ ضرایب مربوط به استراتژی حداقل تلفات با توجه به پیکربندی نقطه نول برای حالت مدار باز فاز a1 ... ۱۳۴	
جدول ۳-۳ پارامترهای موتور القایی شش فاز نامتقارن	۱۳۵
جدول ۳-۴ راه حل های بهینه جریان های فاز تحت خطای مدار باز دو فاز وضعیت های مختلف براساس زاویه نسبی بین فازهای مدار باز [۶۸]	۱۴۸

- جدول ۳-۵ ضرایب مربوط به استراتژی حداکثر گشتاور با استفاده از روش ضرایب بین مولفه های ماتریس دکوپله کننده وضعیت سالم _ برای فاز مدار باز c2 ۱۷۱
- جدول ۳-۶ ضرایب مربوط به استراتژی حداکثر گشتاور با استفاده از روش ضرایب بین مولفه های ماتریس دکوپله کننده وضعیت سالم _ برای فاز مدار باز a1 ۱۷۲
- جدول ۳-۷ سناریوهای مستقل برای ماشین شش فاز نامتقازن (A6) [۶۱] ۱۷۹
- جدول ۳-۸ ساخت مجدد مرجع جریان های x-y و 0+-0- در وضعیت پس از خطا برای تمامی سناریوهای مستقل برای ماشین شش فاز نامتقازن با یک نقطه نول (1N) [۶۱] ۱۷۹
- جدول ۳-۹ مرجع های جریان x-y و 0+-0- در وضعیت پس از خطا برای تمامی سناریوهای مستقل برای ماشین شش فاز نامتقازن با دو نقطه نول (2N) [۶۱] ۱۷۹

مقدمه

موتورهای الکتریکی امروزه در صنایع متعددی مورد استفاده قرار می گیرند. بیش از ۶۰ درصد انرژی الکتریکی در بخش صنعت و همچنین حجم قابل توجهی از انرژی الکتریکی مصرفی در بخش خانگی توسط موتورهای الکتریکی مصرف می گردد [۱]. در میان انواع موتورهای الکتریکی، موتورهای القایی به سبب مزایایی همچون ساختار ساده و مستحکم، نگهداری آسان، قیمت پایین و رنج وسیع توان، بیشتر از سایر انواع موتورهای الکتریکی در صنعت بکار گرفته شده اند [۲]. موتورهای القایی با روتور قفس سنجابی در مقایسه با روتور سیم پیچی شده، به دلیل برخورداری از مزایایی نظیر هزینه تعمیر و نگهداری کمتر، قابلیت اطمینان بیشتر، سادگی ساختمان در صنعت بیشتر مورد توجه واقع شده اند [۳]. در مقایسه با سیستم های محرکه سه فاز متداول، سیستم های محرکه چندفاز دارای مزایای متعددی هستند که می توانند برای صنایع مختلف از جمله صنایع حساس مفید واقع شوند. مزیت های این سیستم ها، کاهش توان هر فاز (کاهش ولتاژ، کاهش جریان و یا هر دو)، کاهش جریان های هارمونیک روتور، هارمونیک های جریان لینک DC کمتر، قابلیت اطمینان بالاتر و چگالی توان بالاتر می باشند [۴-۷]. این مزایا بویژه قابلیت اطمینان بالاتر، ماشین های چندفاز را برای کاربردهای صنعتی با توان زیاد، از قبیل صنایع فلزی [۸]، خودروهای برقی هایبرید [۹، ۱۰]، سیستم های رانش [۱۱]، کاربردهای هوافضا [۱۲] و نیرو محرکه کشتی [۱۳، ۱۴]، بیشتر مورد توجه قرار داده است. همچنین امکان استفاده از ماشین های چندفاز در تولید توان چندفاز بویژه در سیستم های توربین بادی فراهم شده است [۱۵-۱۷].

از جمله نمونه های موتورهای الکتریکی چندفاز در پژوهش ها می توان به، موتور القایی پنج فاز [۱۸]، موتور القایی شش فاز متقارن [۱۹]، موتور القایی شش فاز نامتقارن [۲۰]، ماشین نه فاز [۲۱] و موتور القایی پانزده فاز [۲۲] اشاره نمود. موتور القایی چندفاز به دلیل مزیت ذاتی قابلیت اطمینان بالاتر نسبت به نوع سه فاز، انتخاب مناسبی برای کاربردهای مهم و حیاتی که توقف پروسه می تواند ضررهای مالی و جانی به همراه داشته باشد، قلمداد می گردد. با توجه به اهمیت قابلیت اطمینان در عملکرد پیوسته به منظور مزایای اقتصادی و ایمنی، تحمل پذیری خطا در سیستم های محرکه مورد توجه واقع شده است [۲۳].

تحمل پذیری خطا در کاربردهایی نظیر خودروهای برقی، هواپیما و همچنین صنایع حساس الزامی است. علاوه بر این در کاربردهایی که تعمیر و نگهداری ممکن است به طور موقت امکان پذیر نباشد (مانند سیستم های انرژی بادی دور از

ساحل^۱)، تحمل پذیری خطا منجر به مزایای اقتصادی می گردد [۲۳]. بخش عمده ای از کاربردهای صنعتی سیستم های محرکه موتور نیازمند سطح بالایی از قابلیت اطمینان به منظور حفظ عملکرد تولید، پمپ کردن، خنک سازی و دیگر پروسه ها می باشند. بیش از ۷۰ درصد خطاهای سیستم محرکه موتور به دلیل خطای مدار باز یا خطای کلید قدرت اتفاق می افتد. در ماشین های چندفاز، افزایش تعداد فاز موجب می شود که موتور بتواند خطا را تحمل کند به طوری که اگر یک فاز یا حتی تعداد فازهای بیشتری مدار باز شوند، موتور بتواند عملکرد مناسبی از خود نشان دهد. بنابراین بکارگیری محرکه ماشین چندفاز راهکاری مناسب جهت بهبود قابلیت اطمینان سیستم می باشد. در این راستا شناخت این نوع موتورها، مدل سازی، تحلیل رفتار دینامیکی و نحوه درایو از جمله موارد مهم در بررسی این نوع موتورها به شمار می روند.

¹ Off shore

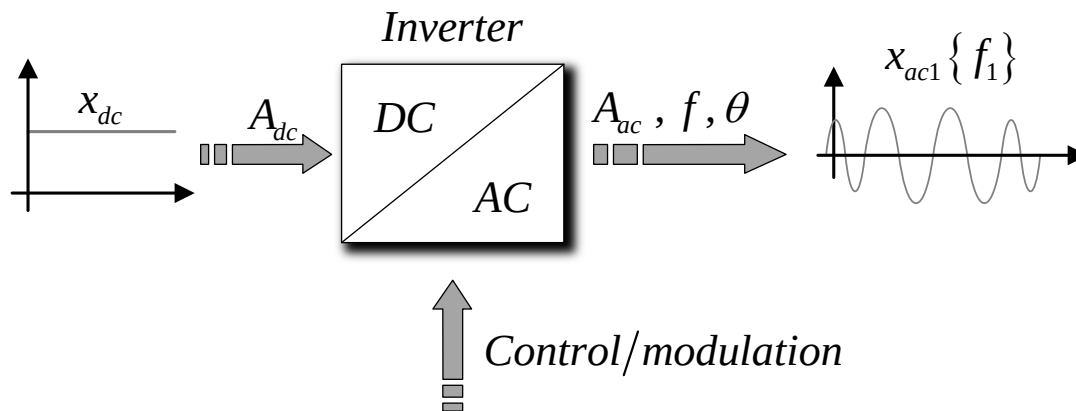
فصل اول

بررسی روش های کلیدزنی در اینورترهای چندفازه

۱- بررسی روش های کلیدزنی در اینورترهای چندفازه

۱-۱- مقدمه

مبدل های الکترونیک قدرت که ولتاژها و جریان های DC را به شکل موج AC تغییر می دهند، به عنوان اینورتر شناخته می شوند. عملکرد اصلی آنها تولید یک شکل موج خروجی AC با مولفه اصلی دارای فاز، فرکانس و دامنه ی قابل تنظیم از یک یا چند منبع DC می باشد. یک بلوک دیاگرام کلی که این عملکرد اینورتر را توصیف می کند در شکل ۱-۱ نمایش داده شده است و x_{dc} یک متغیر DC (ولتاژ یا جریان) می باشد. باید به این نکته توجه داشت که A_{dc} دامنه ثابت x_{dc} می باشد، در حالی که A_{ac} ، f و θ به ترتیب دامنه، فرکانس و فاز قابل تنظیم مولفه اصلی AC خروجی ($x_{ac} \{f_1\}$) را نشان می دهند. این تبدیل از طریق کلیدزنی (مدولاسیون) کلیدهای الکترونیک قدرت به دست می آید [۲۴].



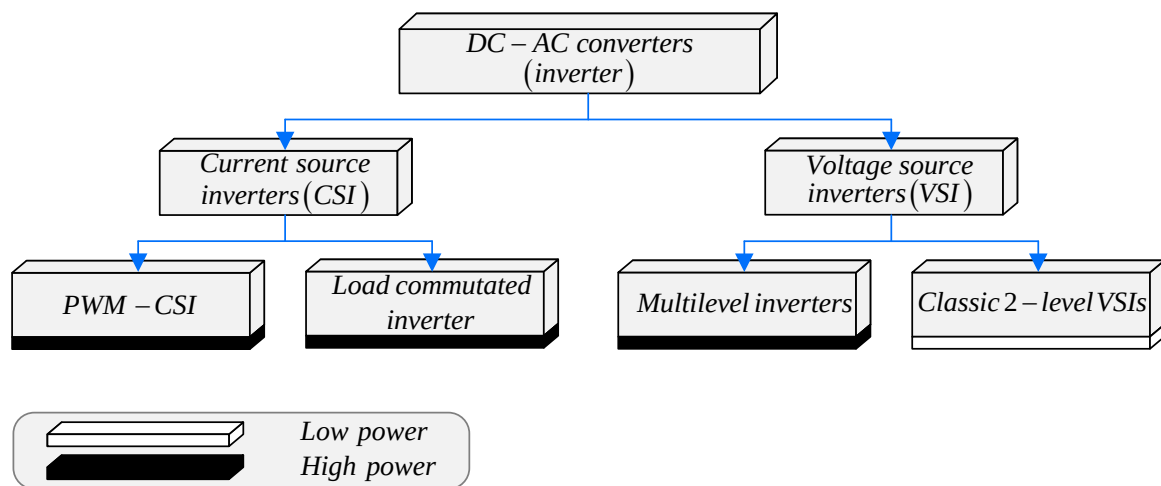
شکل ۱-۱ اصل عملکرد اینورتر [۲۴]

منابع DC می توانند منابع جریان یا ولتاژ باشند که خانواده اینورتر را به دو گروه اصلی تقسیم می کند: اینورترهای منبع جریان^۱ (CSI) و اینورترهای منبع ولتاژ^۲ (VSI)، همانطور که در شکل ۱-۲ نشان داده شده است. منبع DC معمولاً از یک یکسوکننده به همراه لینک DC تشکیل شده است. لینک های DC به ترتیب سلف ها و خازن هایی هستند که برای اینورترهای منبع جریان و اینورترهای منبع ولتاژ استفاده می شوند. شکل ۱-۲ انواع مختلف توپولوژی های اینورتر منبع

¹ Current Source Inverter

² Voltage Source Inverter

جریان و اینورتر منبع ولتاژ را بسته به محدوده توان کاربردی آنها طبقه بندی می کند. اینورتر منبع جریان عمدتاً در رنج توان بالا و ولتاژ متوسط به کار گرفته می شود و به اینورتر منبع جریان مدوله شده با پهنای پالس (PWM-CSI) و اینورتر با کموتاسیون بار تقسیم بندی می شوند. اینورتر منبع ولتاژ در کاربردهای با توان متوسط و کم به صورت تک فاز و سه فاز دو سطحی به طور گسترده یافت می شوند. همچنین در توان بالا و ولتاژ متوسط اینورترهای منبع ولتاژی چند سطحی مورد توجه قرار گرفته اند [۲۴].



شکل ۱-۲ دسته بندی توپولوژی اینورتر بر اساس انواع منبع (ولتاژ و یا جریان) و رنج توان [۲۴]

در ادامه، ابتدا به روش های کلیدزنی در اینورترهای سه فاز پرداخته خواهد شد. سپس روش های کلیدزنی برای اینورترهای پنج فاز مورد بررسی قرار می گیرد. مدولاسیون پهنای پالس و تزریق هارمونیک پنجم و همچنین تزریق توالی صفر برای اینورترهای منبع ولتاژ پنج فاز ارائه می شود. سپس به معرفی انواع توپولوژی های بار برای یک سیستم شش فاز پرداخته می شود و روش های کلیدزنی، نظیر مدولاسیون پهنای پالس و مدولاسیون بردار فضایی برای دسته بندی ارائه شده برای سیستم شش فاز به تفصیل مورد بررسی قرار می گیرد.

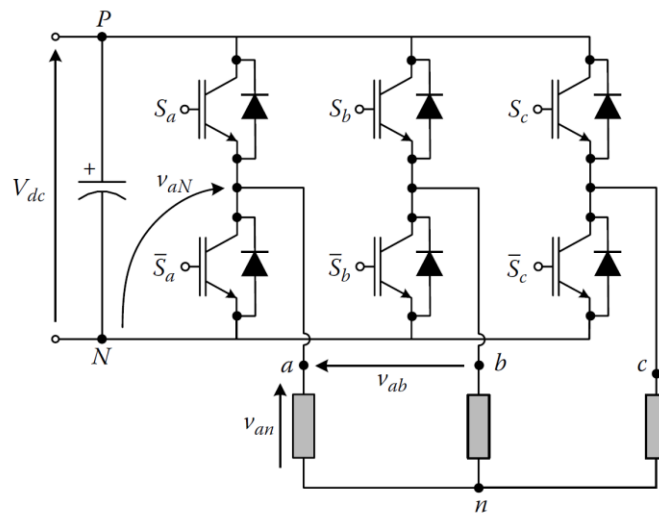
۱-۲- اینورترهای سه فاز منبع ولتاژی

اینورتر منبع ولتاژ از یک منبع ولتاژ ثابت برای تولید یک شکل موج ولتاژ خروجی با یک مولفه ولتاژ اصلی با فرکانس، فاز و دامنه قابل تنظیم، استفاده می کند. جریان خروجی اینورتر توسط بار تعیین می شود که معمولاً برای بارهای القایی مانند محرکه های موتور نزدیک به سینوسی است، در غیر این صورت از فیلترهای خروجی استفاده می شود [۲۴].

اینورتر منبع ولتاژی سه فاز در شکل ۱-۳ نشان داده شده است. هر ساق دارای سیگنال کنترل باینری $S_{a,b,c} \in \{1, 0\}$ است، که در آن ۱ نشان دهنده حالت "روشن" سوئیچ (سوئیچ در وضعیت وصل) و ۰ نشان دهنده حالت "خاموش" (سوئیچ در وضعیت قطع) می باشد. کلیدهای نیمه هادی در یک ساق اینورتر با سیگنال های مکمل کنترل می شوند تا از هدایت همزمان و اتصال کوتاه لینک DC جلوگیری شود و از باز شدن همزمان هر دو کلید و تولید ولتاژهای خروجی نامشخص جلوگیری شود. بنابراین، هنگامی که $S_x = 1$ ، فاز x به مثبت لینک DC متصل شده و در خروجی فاز ولتاژ $v_{xN} = V_{dc}$ ایجاد می کند، در حالی که $S_x = 0$ ، فاز x به منفی لینک DC متصل نموده و ولتاژ خروجی فاز $v_{xN} = 0$ تولید می نماید. بنابراین، این اینورتر به عنوان یک اینورتر دو سطحی در نظر گرفته می شود. تمام ولتاژهای خروجی فاز اینورتر را می توان با رابطه (۱-۱) به دست آورد:

$$v_{xN} = S_x V_{dc}, \quad S_x \in \{1, 0\}, \quad x = a, b, c \quad (1-1)$$

از آنجایی که اینورتر با سه سیگنال باینری کنترل می شود، دارای $2^3 = 8$ حالت سوئیچینگ مختلف (S_c, S_b, S_a) است که در جدول ۱-۱ با ولتاژهای خروجی فاز مربوطه فهرست شده است [۲۴].



شکل ۱-۳ مدار قدرت اینورتر منبع ولتاژ سه فاز با ساختار تمام پل [۲۴]

جدول ۱-۱ وضعیت های کلیدزنی اینورتر منبع ولتاژ سه فاز دو سطحی [۲۴]

وضعیت کلیدزنی	سیگنال های گیت			ولتاژ خروجی			بردار فضایی
	S_c	S_b	S_a	v_{aN}	v_{bN}	v_{cN}	v_s
۱	0	0	0	0	0	0	$V_0 = 0$
۲	0	0	1	V_{dc}	0	0	$V_1 = \frac{2}{3}V_{dc}$
۳	0	1	1	V_{dc}	V_{dc}	0	$V_2 = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j(\pi/3)}$
۴	0	1	0	0	V_{dc}	0	$V_3 = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j(2\pi/3)}$
۵	1	1	0	0	V_{dc}	V_{dc}	$V_4 = \frac{-2}{3}V_{dc}$
۶	1	0	0	0	0	V_{dc}	$V_5 = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j(4\pi/3)}$
۷	1	0	1	V_{dc}	0	V_{dc}	$V_6 = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j(5\pi/3)}$
۸	1	1	1	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}	$V_7 = 0$

این توپولوژی به کاربردهای ولتاژ پایین محدود می شود، که در حال حاضر توپولوژی غالب در صنعت است. با این وجود، اینورترهای مبتنی بر ^۱HV-IGBT، ^۲GTO و ^۳IGCT، یا اینورترهایی با چندین IGBT به صورت سری (برای ولتاژ بالاتر) یا موازی (برای جریان های بزرگتر)، این توپولوژی را حتی در کاربردهای با ولتاژ متوسط و توان بالا در دسترس قرار داده اند. در این محدوده توان، این توپولوژی دارای نقطه ضعف اصلی (dv/dt) بسیار بالا می باشد که نیاز به فیلترها را برای تولید شکل موج های مناسب برای موتور ضروری می سازد [۲۴]. در محدوده توان بالا به دلیل تلفات سوئیچینگ فرکانس کلیدزنی کاهش یافته و یا از روش های مدولاسیون خاصی استفاده می گردد.

در نهایت، باید توجه داشت که مبدل های چند فاز را می توان با افزودن ساق های جدید به توپولوژی نشان داده شده

¹ High Voltage Insulated Gate Bipolar Transistor² gate turn-off thyristor³ integrated gate-commutated thyristor

در شکل ۱-۳ ایجاد کرد. درایوهای سرعت متغیر چند فاز در برخی از زمینه های کاربردی خاص مانند نیروی محرکه کشتی الکتریکی، رانش لوکوموتیو و کاربردهای نظامی به دلیل قابلیت بکارگیری در توان های بالاتر و قابلیت اطمینان بهبود یافته (کاربرد قابلیت تحمل خطا) بسیار مورد توجه واقع شده اند [۲۴].

۱-۳-۱- مدولاسیون بردار فضایی در اینورتر منبع ولتاژ سه فاز

الگوریتم مدولاسیون برداری فضایی^۱ (SVM) اساساً یک استراتژی مدولاسیون پهنای پالس نیز می باشد با این تفاوت که زمان های سوئیچینگ بر اساس نمایش بردار فضایی سه فاز مربوط به مرجع و حالات سوئیچینگ اینورتر منبع ولتاژی محاسبه می شوند و براساس دامنه هر فاز در نمایش زمانی که در روش های مدولاسیون پهنای پالس سینوسی بیان گردید، نمی باشند [۲۴].

۱-۳-۱-۱- مدولاسیون بردار فضایی متداول

بردار فضایی ولتاژ یک اینورتر منبع ولتاژ سه فاز را می توان در صفحه مختلط $\alpha-\beta$ با رابطه ذیل مشخص نمود:

$$v_s = \frac{2}{3} [v_{aN} + av_{bN} + a^2 v_{cN}] \quad (1-2)$$

که در رابطه فوق، $a = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ می باشد و همچنین v_{aN} ، v_{bN} و v_{cN} ولتاژهای خروجی فاز اینورتر هستند [۲۴].

می توان نشان داد که بردار فضایی را می توان با استفاده از ولتاژهای بار v_{an} ، v_{bn} و v_{cn} بدون هیچ تفاوتی محاسبه نمود، چرا که ولتاژ مد مشترک^۲ v_{nN} که هر دو ولتاژ را مرتبط می سازد ($v_{aN} = v_{an} + v_{nN}$)، در سه فاز مشترک است و وقتی در $(1 + a + a^2)$ ضرب شود در تبدیل برداری فضایی داده شده در رابطه (۱-۲) حذف می شود [۲۴].

¹ Space Vector Modulation

² common mode voltage

همانطور که قبلاً ذکر گردید، ولتاژهای خروجی فاز اینورتر توسط سیگنال های گیت مطابق رابطه (۱-۱) تعریف می شوند. با جایگزینی رابطه (۱-۱) در رابطه (۱-۲)، بردار فضایی ولتاژ را می توان با استفاده از سیگنال های گیت S_a ، S_b و S_c تعریف کرد که رابطه ذیل را نتیجه می دهد:

$$v_s = \frac{2}{3} V_{dc} [S_a + a S_b + a^2 S_c] \quad (۱-۳)$$

با جایگذاری در رابطه (۱-۳) تمام ترکیبات باینری گیت منجر به $۳^۳ = ۸$ بردار فضایی می شوند که در جدول ۱-۱ فهرست شده اند. باید به این نکته توجه داشت که تنها هفت بردار مختلف وجود دارد، زیرا بردارهای V_0 و V_7 هر دو صفر می باشند. این بردارها، بردارهای غیر فعال نیز نامیده می شوند زیرا سطح ولتاژ صفر را در بار تولید می کنند و این در حالی است که جریان از طریق کلیدهای فعال یا دیودهای موازی معکوس بدون برهمکنش^۱ با لینک DC، گردش می نماید^۲. بردارهای فضایی را می توان در صفحه مختلط $\alpha-\beta$ ترسیم نمود که نمایش بردارهای فضایی اینورتر منبع ولتاژ سه فاز در شکل ۱-۴ نشان داده شده است. از جدول ۱-۱ و شکل ۱-۴ واضح است که همه بردارهای فضایی فعال (به استثنای بردارهای صفر V_0 و V_7) دارای دامنه یکسان می باشند:

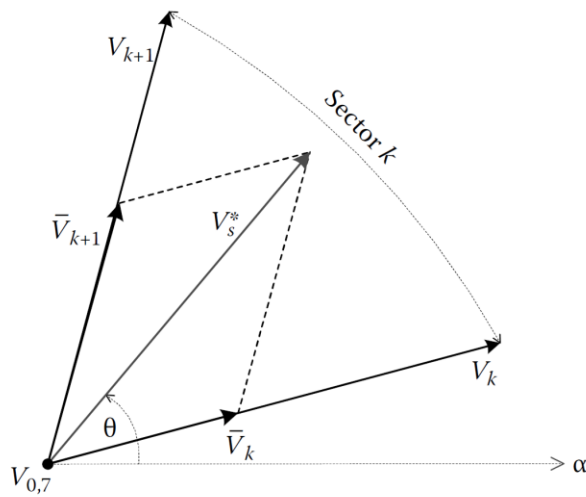
$$|V_k| = \frac{2}{3} V_{dc}, \quad \text{with } k = 1, \dots, 6 \quad (۱-۴)$$

و زوایای مختلف که به مقدار $\pi/3$ نسبت به یکدیگر چرخیده شده اند:

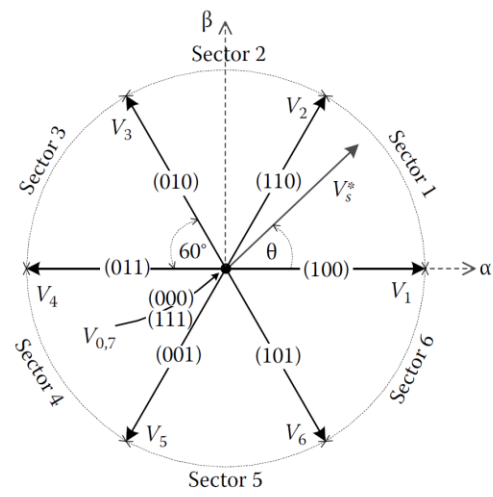
$$\angle \{V_k\} = (k-1) \frac{\pi}{3}, \quad \text{with } k = 1, \dots, 6 \quad (۱-۵)$$

^۱ interaction

^۲ freewheels



(ب)



(الف)

شکل ۴-۱ (الف) بردارهای فضایی تولید شده با اینورتر منبع ولتاژ سه فاز (ب) اصل عملکرد مدولاسیون بردار فضایی برای سکتور کلی k [۲۴]

هر جفت بردار فعال مجاور، یک سکتور (ناحیه) را در صفحه α - β تعریف می کند و تمام صفحه α - β به شش سکتور تقسیم می شود. بردار فضایی ولتاژ مرجع V_s^* را نیز می توان با استفاده از رابطه (۲-۱) محاسبه نمود و بردار حاصل را می توان در صفحه α - β ترسیم کرد که در یکی از سکتورها قرار می گیرد. برای مرجع های سینوسی سه فاز متعادل، همانطور که در سیستم های مبدل قدرت در حالت ماندگار متداول است، بردار مرجع حاصل یک بردار فضایی چرخشی دارای دامنه ثابت است. این بردار مرجع دارای دامنه و سرعت زاویه ای یکسان (ω) با مرجع های سینوسی، با موقعیت لحظه ای نسبت به محور حقیقی α می باشد. این موقعیت لحظه ای نسبت به محور α توسط $\theta = \omega t$ تعیین می گردد [۲۴].

در روش مدولاسیون بردار فضایی هدف این است که در طی یک دوره تناوب مدولاسیون T_m ، میانگین زمانی برابر با بردار مرجع نمونه برداری شده^۱ (دامنه و موقعیت زاویه ای) باشد. از این رو، مسئله به یافتن دوره های کاری (زمان های روشن و خاموش) بردار صفر و دو بردار فعال مربوط به سکتوری که بردار مرجع در آن سکتور قرار دارد، کاهش می یابد. با در نظر گرفتن حالت کلی سکتور k در شکل ۴-۱ (ب)، بدین ترتیب میانگین زمانی در یک دوره تناوب مدولاسیون را می توان به صورت ذیل تعریف نمود:

¹ sampled reference vector

$$V_s^* = \frac{1}{T_m} (t_k V_k + t_{k+1} V_{k+1} + t_0 V_0) \quad (۱-۶)$$

$$T_m = t_k + t_{k+1} + t_0 \quad (۱-۷)$$

که در روابط فوق، t_k/T_s ، t_{k+1}/T_s و t_0/T_s دوره کاری بردارهای مربوطه می باشند. با استفاده از روابط مثلثاتی به راحتی می توان دریافت که:

$$|\bar{V}_k| = \frac{t_k}{T_m} |V_k| = |V_s^*| \left\{ \cos(\theta - \theta_k) - \frac{\sin(\theta - \theta_k)}{\sqrt{3}} \right\} \quad (۱-۸)$$

$$|\bar{V}_{k+1}| = \frac{t_{k+1}}{T_m} |V_{k+1}| = 2|V_s^*| \frac{\sin(\theta - \theta_k)}{\sqrt{3}} \quad (۱-۹)$$

در رابطه فوق، θ_k زاویه بین محور α و بردار فضایی (کنونی) k می باشد. از آنجایی که همه بردارهای فضایی دارای دامنه یکسان می باشند $|\bar{V}_k| = |\bar{V}_{k+1}| = 2V_{dc}/3$ ، دامنه ها را می توان در روابط (۱-۸) و (۱-۹) جایگزین نمود. سپس تنها متغیرهای مجهول باقی مانده در روابط (۱-۸) و (۱-۹)، t_{k+1} و t_k می باشند. بنابراین، مجموعه معادلات زیر را می توان برای حل سیکل های کاری به دست آورد:

$$t_k = \frac{3T_m |V_s^*|}{2V_{dc}} \left\{ \cos(\theta - \theta_k) - \frac{\sin(\theta - \theta_k)}{\sqrt{3}} \right\} \quad (۱-۱۰)$$

$$t_{k+1} = \frac{3T_m |V_s^*|}{V_{dc}} \frac{\sin(\theta - \theta_k)}{\sqrt{3}} \quad (۱-۱۱)$$

$$t_0 = T_m - t_k - t_{k+1} \quad (۱-۱۲)$$

شایان ذکر است که رابطه (۱-۱۲) به سادگی از رابطه (۱-۷) هنگامی که دو زمان دوره کاری بردار غیر صفر محاسبه شده است، به منظور تکمیل دوره تناوب مدولاسیون T_m به دست می آید. این راه حل مربوط به سکتور کلی را می توان به راحتی برای هر سکتوری که با مقداردهی عدد k با اندیس های $(k = 1, \dots, 6)$ ، استفاده نمود [۲۴].

مرحله نهایی در الگوریتم مدولاسیون بردار فضایی ایجاد یک توالی سوئیچینگ مناسب از بردارهای مدوله کننده و دوره کاری آن ها می باشد. همانطور که در مدولاسیون پهنای پالس مبتنی بر حامل توضیح داده شده است، داشتن یک

توالی مدولاسیون پهنای پالس به صورت واقع در مرکز^۱، یعنی پالس های سوئیچینگ قرار گرفته در مرکز در طول دوره تناوب T_m ، برای دستیابی به عملکرد سنکرون اینورتر، مطلوب است. از آنجایی که از نظر مقدار میانگین هیچ تفاوتی در رابطه با اینکه کدام بردار اول یا آخر تولید می شود، وجود ندارد، مسائل دیگری را می توان در تعریف توالی سوئیچینگ بررسی نمود. به ویژه، راندمان را می توان در تلاش برای کاهش تعداد کموتاسیون ها، در نتیجه کاهش تلفات سوئیچینگ در نظر گرفت [۲۴].

۱-۳-۱-۱- مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از محاسبه زمان های اعمال بردارها بدون نیاز به محاسبه زاویه (با استفاده از مولفه α و β)

در این روش که در [۲۵] ارائه شده است، زمان های اعمال بردارها بدون نیاز به محاسبه موقعیت لحظه ای بردار مرجع نسبت به محور حقیقی (محاسبات زاویه) اعمال می گردند. برای این منظور، ولتاژهای فازها از رابطه (۱-۱۳) محاسبه می شوند:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (1-13)$$

که در رابطه فوق،

$$v_{io} = V_{dc} \left(g_i - \frac{1}{2} \right) \& i \in \{a, b, c\} \quad (1-14)$$

برای یک سیستم سه فاز انتقال از abc به $\alpha\beta$ به صورت رابطه زیر می باشد:

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1-15)$$

با اعمال روابط (۱-۱۳) و (۱-۱۴) در رابطه (۱-۱۵) مولفه های ولتاژ $\alpha\beta$ برحسب وضعیت کلیدزنی تعیین می -

گردند [۲۵]. جدول ۱-۲ مولفه های ولتاژ $\alpha\beta$ را برحسب وضعیت کلیدزنی ارائه می دهد.

¹ Center Weighted

جدول ۱-۲ مولفه های α و β ولتاژ بر حسب وضعیت کلیدزنی [۲۵]

سیگنال های گیت			مولفه های α و β		بردار
g_a	g_b	g_c	v_α	v_β	
0	0	0	0	0	V_0
0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	V_5
0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	V_3
0	1	1	$-\frac{2V_{dc}}{\sqrt{6}}$	0	V_4
1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{\sqrt{6}}$	0	V_1
1	0	1	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	V_6
1	1	0	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	V_2
1	1	1	0	0	V_7

دامنه بردارهای فعال با استفاده از رابطه (۱-۱۶) تعیین می گردند:

$$|V_i| = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \quad i \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\} \quad (1-16)$$

برای سیستم سه فاز ولتاژهای مرجع ساق به صورت رابطه (۱-۱۷) با اختلاف فاز ۱۲۰ درجه نسبت به هم ارائه شده

است:

$$\begin{bmatrix} v_a^* \\ v_b^* \\ v_c^* \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta - 4\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1-17)$$

با استفاده از رابطه (۱-۱۶) و با توجه به رابطه (۱-۱۷)، ولتاژهای مولفه های α و β می توانند به صورت دایره ای

به شعاع A مشخص گردند:

$$v_{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} A \sin(\theta) \quad (1-18)$$

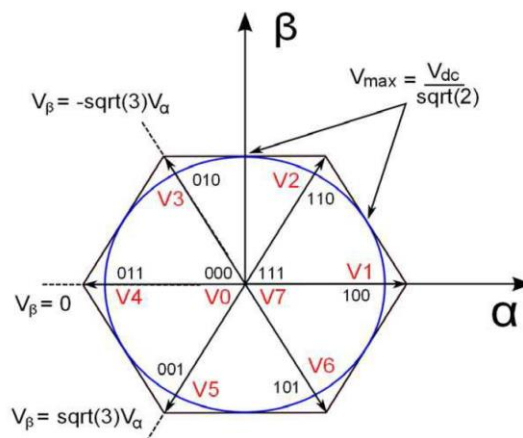
$$v_{\beta} = -\sqrt{\frac{2}{3}} A \cos(\theta)$$

$$\sqrt{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} = \sqrt{\frac{2}{3}} A \quad (1-19)$$

$A_{\max}$ حداکثر دامنه ولتاژ سه فاز ساخته شده با استفاده از مدولاسیون بردار فضایی می باشد. بنابراین شعاع چنین

سیستمی با توجه به شکل ۵-۱ به صورت ذیل است:

$$r_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}} A_{\max} \quad (1-20)$$



شکل ۵-۱ بردارهای فضایی و حداکثر اندیس مدولاسیون برای اینورتر سه فاز [۲۵]

این دایره در داخل یک شش ضلعی قرار گرفته است که شعاع آن $r_{\max}$ می باشد. بنابراین این حد بالای ولتاژ قابل

دستیابی را تعیین می نماید. با توجه به (۱-۲۰)، می توان نوشت:

$$r_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \quad (1-21)$$

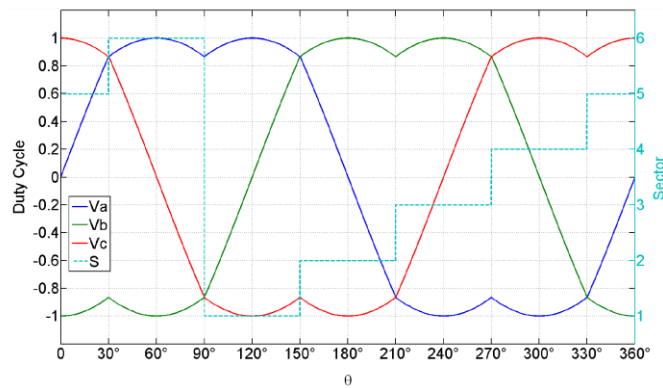
با مقایسه روابط (۱-۲۰) و (۱-۲۱) می توان نوشت:

$$A_{\max} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (1-22)$$

شش وجهی ساخته شده با بردارهای فضایی با توجه به شش بردار فعال به شش ناحیه تقسیم می گردد. هر بردار

مرجعی که در این ناحیه ها قرار گیرد توسط دو بردار فعال ساخته می شود [۲۵]. با توجه به شکل ۵-۱ و مباحث ذیل، زمان

اعمال بردارها بدست می آید.



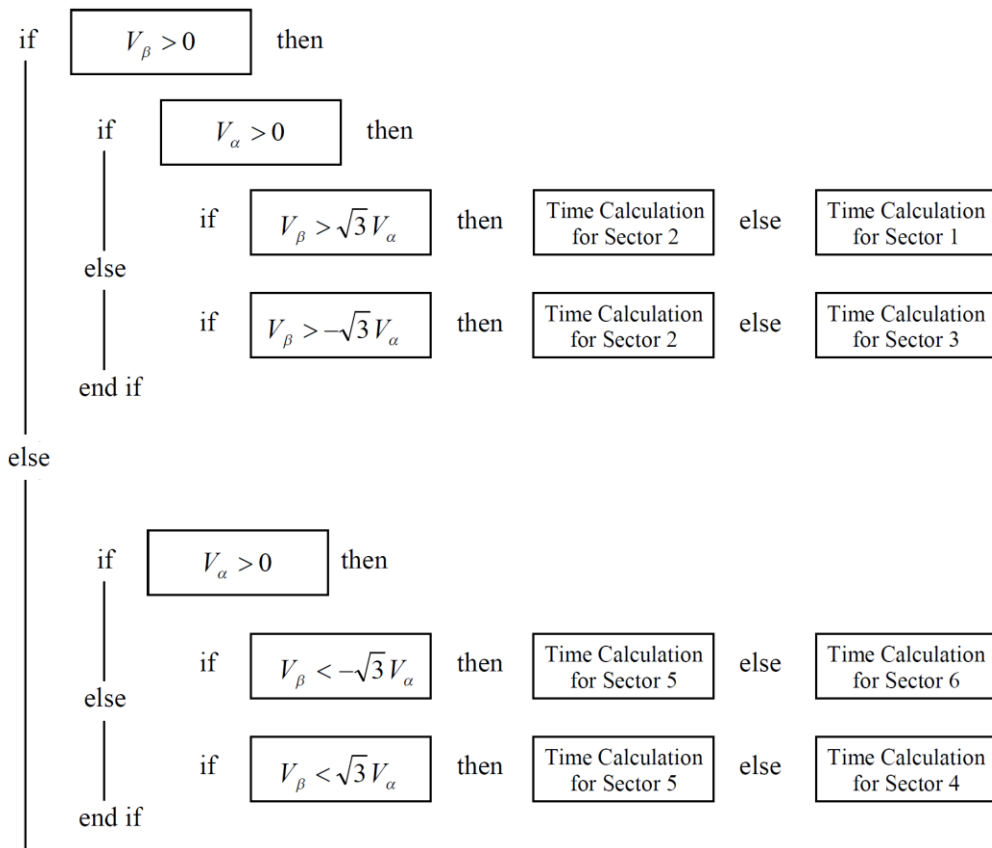
شکل ۶-۱ توابع مدولاسیون و سکتورهای مربوطه مدولاسیون بردار فضایی [۲۵]

برای یک سیستم سه فاز متعادل توابع مدولاسیون و سکتورها در حوزه زمان در شکل ۷-۱ نشان داده شده است.

هر ۶۰ درجه ۱/۶ از دوره تناوب اصلی می باشد. صفحه $\alpha - \beta$ با استفاده از خطوط $V_\beta = \sqrt{3}V_\alpha$ ، $V_\beta = 0$ و

$V_\beta = -\sqrt{3}V_\alpha$ در شش سکتور به منظور ساده سازی محاسبات تقسیم می شوند. هر بردار دلخواه در یک سکتور توسط

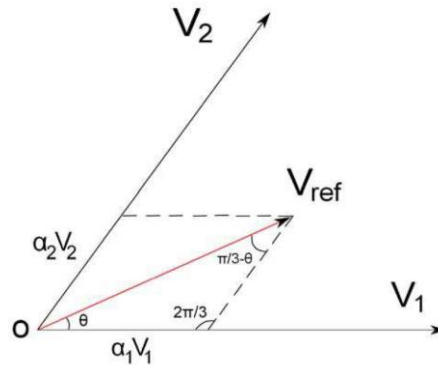
دو بردار با نام های V_i و V_{i+1} ساخته می شود [۲۵]. شکل ۷-۱ الگوریتم تعیین سکتور را نمایش می دهد.



شکل ۷-۱ الگوریتم تعیین سکتور [۲۵]

پس از آن که سکتور تعیین گردید اکنون نوبت به محاسبه دوره کاری (زمان اعمال)^۱ می باشد. برای بردار مرجعی که در سکتور ۱ مطابق شکل ۸-۱ قرار دارد، $0 \leq \theta \leq 60^\circ$ می باشد و می توان نوشت:

$$\alpha_i = \frac{T_i}{T_{svm}} \quad (۱-۲۳)$$



شکل ۸-۱ محاسبه زمان اعمال بردار برای ولتاژ مرجع قرا گرفته در سکتور ۱ [۲۵]

دوره کاری با استفاده از قوانین و روابط هندسی ساده انجام می گردد. برای محاسبه دوره کاری α دو بردار فعال در سکتور ۱ (شکل ۸-۱)، با بکارگیری قانون سینوس در مثلث شکل ۸-۱، می توان نوشت:

$$\frac{\alpha_2 V_2}{\sin(\theta)} = \frac{\alpha_1 V_1}{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)} = \frac{V_{ref}}{\sin\left(2\frac{\pi}{3}\right)} \quad (۱-۲۴)$$

از آن جا که

$$\alpha_1 = \frac{V_{ref}}{V_1} \left(\cos \theta - \frac{\sin \theta}{\sqrt{3}} \right)$$

$$\alpha_2 = \frac{V_{ref}}{V_1} \left(\frac{2 \sin \theta}{\sqrt{3}} \right) \quad (۱-۲۵)$$

با جایگذاری مقادیر ذیل،

¹ Duty Cycle

$$\sin \theta = \frac{V_{\beta-ref}}{V_{ref}}$$

$$\cos \theta = \frac{V_{\alpha-ref}}{V_{ref}} \quad (1-26)$$

$$V_1 = V_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}$$

به طور مشابه محاسبه زمان ها برای بردار قرار گرفته در سکتورهای دیگر نیز اعمال می شود، که در ذیل ارائه شده

است. برای سکتور مشخص k با جایگذاری $\theta = \theta - (k-1)\frac{\pi}{3}$ در رابطه (۱-۲۵) می توان نوشت [۲۵]:

• برای سکتور ۲

$$\alpha_i = \frac{1}{V_{dc}} \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot v_{\alpha-ref} + \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot v_{\beta-ref} \right)$$

$$\& \quad \alpha_{i+1} = \frac{1}{V_{dc}} \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot v_{\alpha-ref} + \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot v_{\beta-ref} \right) \quad (1-27)$$

• برای سکتور ۳:

$$\alpha_i = \frac{1}{V_{dc}} \sqrt{2} \cdot v_{\beta-ref} \quad \& \quad \alpha_{i+1} = \frac{1}{V_{dc}} \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot v_{\alpha-ref} - \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot v_{\beta-ref} \right) \quad (1-28)$$

• برای سکتور ۴:

$$\alpha_i = \frac{1}{V_{dc}} \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot v_{\alpha-ref} + \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot v_{\beta-ref} \right) \quad \& \quad \alpha_{i+1} = -\frac{1}{V_{dc}} \sqrt{2} \cdot v_{\beta-ref} \quad (1-29)$$

• برای سکتور ۵:

$$\alpha_i = \frac{1}{V_{dc}} \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot v_{\alpha-ref} - \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot v_{\beta-ref} \right)$$

$$\& \quad \alpha_{i+1} = \frac{1}{V_{dc}} \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot v_{\alpha-ref} - \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot v_{\beta-ref} \right) \quad (1-30)$$

• برای سکتور ۶:

$$\alpha_i = -\frac{1}{V_{dc}} \sqrt{2} v_{\beta-ref} \quad \& \quad \alpha_{i+1} = \frac{1}{V_{dc}} \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot v_{\alpha-ref} + \sqrt{\frac{1}{2}} v_{\beta-ref} \right) \quad (1-31)$$

هنگامی که دوره کاری بردارهای فعال محاسبه گشت، دوره زمانی را می توان به صورت روابط ذیل محاسبه نمود:

$$T_i = \alpha_i T_{svm} \quad \& \quad T_{i+1} = \alpha_{i+1} T_{svm} \quad (۱-۳۲)$$

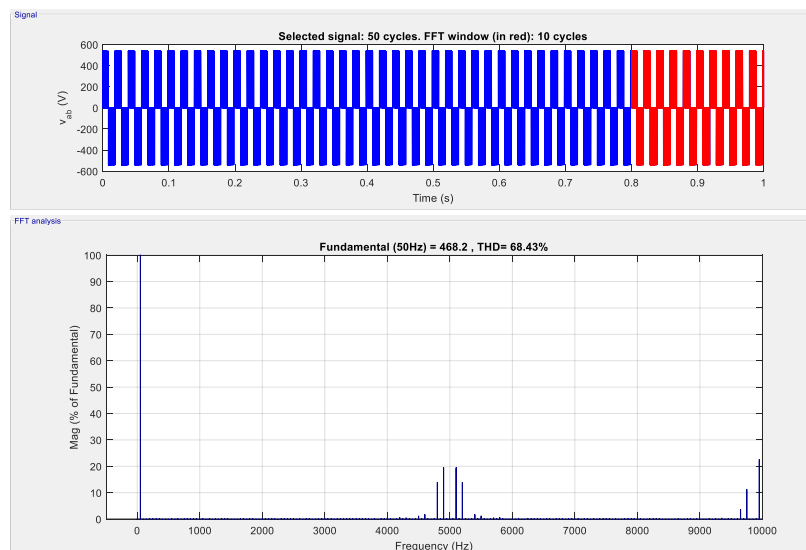
زمان باقی مانده، یعنی $T_{zero} = T_{svm} - (T_i + T_{i+1})$ به طور مساوی بین دو بردار صفر V_0 و V_7 تقسیم می گردد.

از این رو $T_0 = T_7 = T_{zero} / 2$ می باشد [۲۵].

۱-۳-۱-۲- شبیه سازی مدولاسین بردار فضایی بدون نیاز به محاسبه زوایا (با استفاده از مولفه های α و β)

شکل ۹-۱ تحلیل فوریه ولتاژ خط V_{ab} را برای شبیه سازی مدولاسیون برداری بدون نیاز به محاسبه زاویه بردار

مرجع نسبت به محور حقیقی α ، نشان می دهد.



شکل ۹-۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط V_{ab} در شبیه سازی مدولاسیون برداری بدون نیاز به محاسبه زاویه بردار مرجع نسبت به محور حقیقی α

۱-۴-۱- اینورترهای منبع ولتاژ پنج فاز

امروزه ماشین های چند فاز به دلیل مزایای متعددی که در مقایسه با ماشین های سه فاز خود دارند، برای کاربردهای

درایو با سرعت متغیر^۱ با قدرت بالا در نظر گرفته می شوند. از آنجایی که درایوهای الکتریکی با سرعت متغیر به نوعی

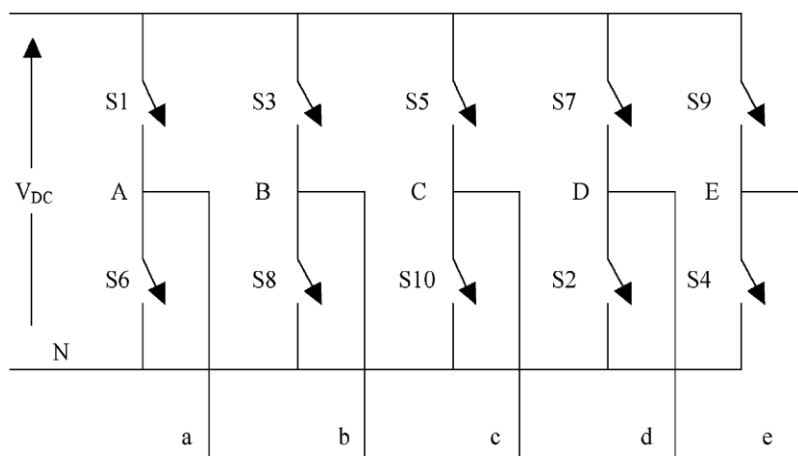
مبدل الکترونیکی قدرت برای منبع ولتاژ متغیر و فرکانس متغیر نیاز دارند، تعداد فازهای ماشین دیگر محدود به سه فاز

^۱ Variable-Speed Drive

نیست. بهبود مشخصه گشتاور بر آمپر، قابلیت تحمل خطای بهتر و کاهش توان در هر فاز و در نتیجه پایین بودن مقادیر نامی نیمه‌های در مبدل الکترونیکی قدرت (به ازای یک توان مشخص نسبت به اینورتر سه‌فاز) از دلایل اصلی معرفی ماشین‌های چندفاز می‌باشند [۲۶].

اینورتر منبع ولتاژ چند فاز دو سطحی رایج‌ترین انتخاب برای مبدل الکترونیک قدرت به منظور استفاده در سیستم‌های درایو موتورهای چندفاز، صرف‌نظر از نوع ماشین (AC) و تعداد فازهای آن می‌باشد. مدولاسیون پهنای پالس مبتنی بر حامل (PWM) و مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی (SVPWM) رایج‌ترین روش‌های مدولاسیون برای اینورترهای چندفاز به شمار می‌روند [۲۶].

توپولوژی مدار قدرت اینورتر منبع ولتاژی پنج‌فاز در شکل ۱-۱۰ نشان داده شده است. ولتاژ DC ورودی اینورتر ثابت در نظر گرفته می‌شود. هر کلید در مدار شامل دو تجهیز نیمه‌های قدرت است که به صورت موازی معکوس به هم متصل شده‌اند. یکی از این نیمه‌های کاملاً قابل کنترل، مانند ترانزیستور دوقطبی یا IGBT است، در حالی که تجهیز دیگر یک دیود است. ولتاژهای فاز خروجی‌های اینورتر با حروف کوچک (a, b, c, d, e) نشان داده شده‌اند، در حالی که ولتاژهای ساق دارای نمادهایی با حروف بزرگ (A, B, C, D, E) می‌باشند [۲۶].



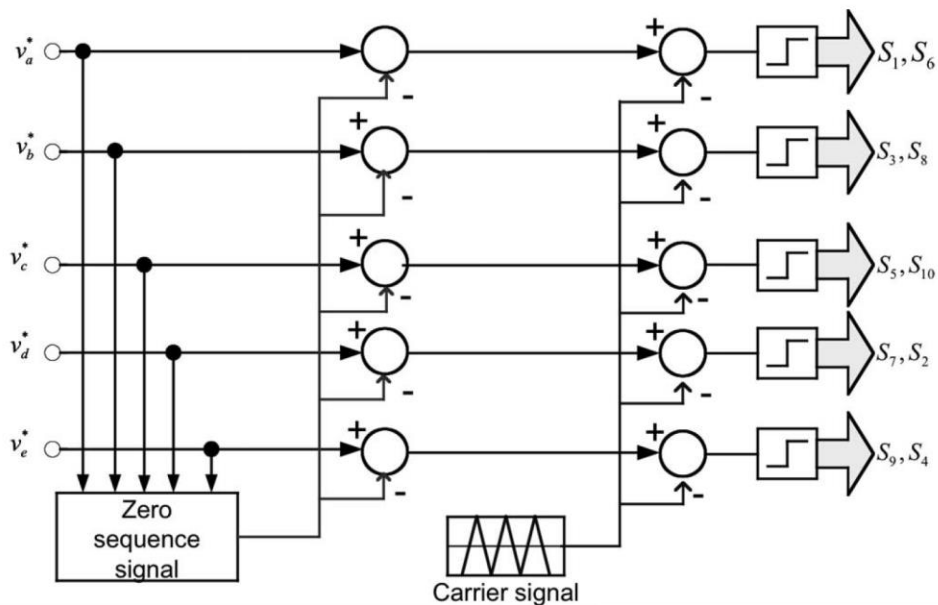
شکل ۱-۱۰ مدار قدرت اینورتر منبع ولتاژی پنج‌فاز [۲۶]

در ادامه ابتدا روش‌های مدولاسیون پهنای پالس و سپس روش‌های مدولاسیون بردار فضایی برای اینورتر پنج‌فاز مورد بررسی قرار می‌گیرد.

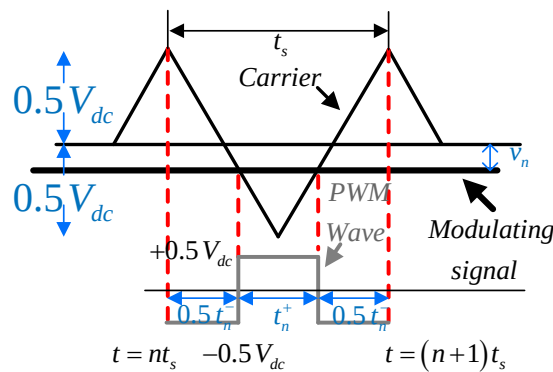
۱-۴-۱- مدولاسیون پهنای پالس

روش مدولاسیون پهنای پالس سینوسی مبتنی بر موج حامل یکی از پرطرفدارترین و پرکاربردترین نوع مدولاسیون به دلیل پیاده سازی آسان آن در هر دو روش آنالوگ و دیجیتال می باشد. اصل مدولاسیون پهنای پالس مبتنی بر موج حامل مورد استفاده در اینورترهای سه فاز برای اینورترهای چندفاز نیز قابل تعمیم دادن است. سیگنال مدولاسیون پهنای پالس توسط مقایسه سیگنال مدوله کننده سینوسی با سیگنال حامل مثلثی (دو لبه) و یا دنداناره ای (یک لبه) تولید می گردد. فرکانس موج حامل معمولاً بسیار بالاتر از فرکانس سیگنال مدوله کننده می باشد [۲۶].

اصل عملکرد مدولاتور مدولاسیون پهنای پالس در شکل ۱-۱۱ نمایش داده شده است. همچنین نحوه تولید شکل موج مدولاسیون پهنای پالس در شکل ۱-۱۲ نمایش داده شده است. سیگنال های مدولاسیون با استفاده از پنج سیگنال سینوسی مولفه اصلی (با شیفتم زمانی $\alpha = 2\pi/5$) تولید می گردند، که با سیگنال تولی صفر مناسب جمع می شوند. این سیگنال های مدولاسیون با سیگنال حامل دارای فرکانس بالا (دنداناره ای و یا مثلثی شکل) مقایسه می گردند و تمام توابع سوئیچینگ برای ساق های اینورتر فراهم می گردند [۲۶].



شکل ۱-۱۱ اصل عملکرد روش مدولاسیون پهنای پالس مبتنی بر حامل برای اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز [۲۶]



شکل ۱۲-۱ ساخت شکل موج مدولاسیون پهنای پالس در روش سینوسی مبتنی بر حامل [۲۶]

به طور کلی سیگنال مدولاسیون را می توان به صورت ذیل بیان نمود [۲۶]:

$$v_i(t) = v_i^*(t) + v_{nN}(t) \quad (۱-۳۳)$$

که در رابطه فوق، $i = a, b, c, d, e$ می باشد، v_{nN} سیگنال توالی صفر را بیان می کند و v_i^* مولفه اصلی سیگنال-های سینوسی می باشد. سیگنال توالی صفر که در ساختار مدولاتور مبتنی بر حامل وجود دارد، به منظور اصلاح شکل موج های سیگنال مدولاسیون استفاده شده و برای دستیابی به طرح های مختلف مدولاسیون بکار برده می شود [۲۶].

روابط ذیل با توجه به شکل ۱۲-۱ برقرار می باشند [۲۶]:

$$t_n^+ - t_n^- = v_n t_s \quad (۱-۳۴)$$

$$t_n^+ = \frac{1}{2}(1 + v_n)t_s \quad (۱-۳۵)$$

$$t_n^- = \frac{1}{2}(1 - v_n)t_s \quad (۱-۳۶)$$

که در رابطه فوق، t_n^+ و t_n^- به ترتیب پهنای پالس مثبت و منفی در فاصله نمونه گیری n ام می باشند و v_n دامنه نرمالیزه شده سیگنال مدولاسیون می باشد. نرمالیزه سازی نسبت به V_{dc} انجام می گردد. روابط (۱-۳۵) و (۱-۳۶) به اصل برابری ولت-ثانیه، همانطور که برای یک اینورتر سه فاز اعمال می گردد، اشاره می کند. مقدار پیک نرمالیزه شده موج حامل مثلی ± 0.5 در ناحیه عملکرد خطی می باشد. گین مدولاتور در حین کار در ناحیه خطی دارای مقدار واحد است و مقدار پیک ولتاژ مولفه اصلی خروجی اینورتر برابر با مقدار پیک سیگنال سینوسی مولفه است. بنابراین حداکثر ولتاژ فاز خروجی در اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز به 0.5 پریونیت محدود می گردد. بنابراین، ولتاژ فاز خروجی در اینورتر منبع ولتاژ سه فاز و اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز هنگام بکارگیری مدولاسیون پهنای پالس مبتنی بر موج حامل یکسان است [۲۶].

۱-۴-۱-۱- مدولاسیون پهنای پالس سینوسی

ساده ترین مدولاسیون مبتنی بر موج حامل پیوسته با انتخاب سیگنال توالی صفر به صورت $V_{vN}(t) = 0$ حاصل می گردد. سیگنال های مدولاسیون برای هر پنج ساق اینورتر برابر با پنج سیگنال اصلی سینوسی هستند. بنابراین، هنگام کار در ناحیه خطی، حداکثر مقدار اندیس مدولاسیون در مدولاسیون پهنای پالس سینوسی دارای مقدار واحد است، $M_{SPWM} = 1$. شاخص مدولاسیون به عنوان نسبت دامنه مولفه اصلی ولتاژ خروجی اینورتر فاز به نول، نسبت به نصف ولتاژ باس dc موجود، تعریف می گردد [۲۶]. بدین ترتیب:

$$M = \frac{V_1}{0.5V_{dc}} \quad (۱-۳۷)$$

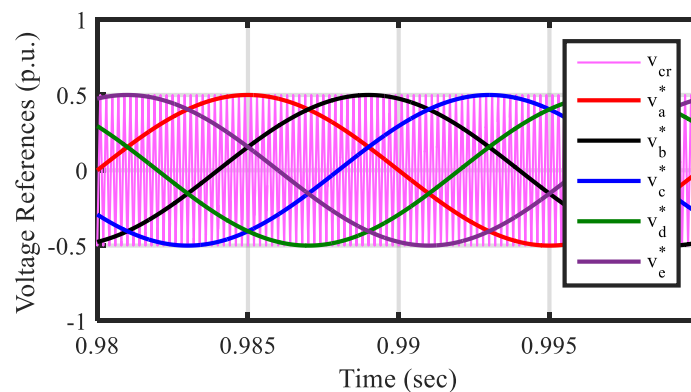
که در رابطه فوق، V_1 مؤلفه اصلی ولتاژ فاز خروجی می باشد [۲۶].

۱-۹-۱-۱-۱- شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس سینوسی

جدول ۱-۳ پارامترهای شبیه سازی اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز را نشان می دهد. شکل ۱-۱۳ ولتاژهای مرجع فاز به صورت پریونیت به همراه حامل را ارائه می کند.

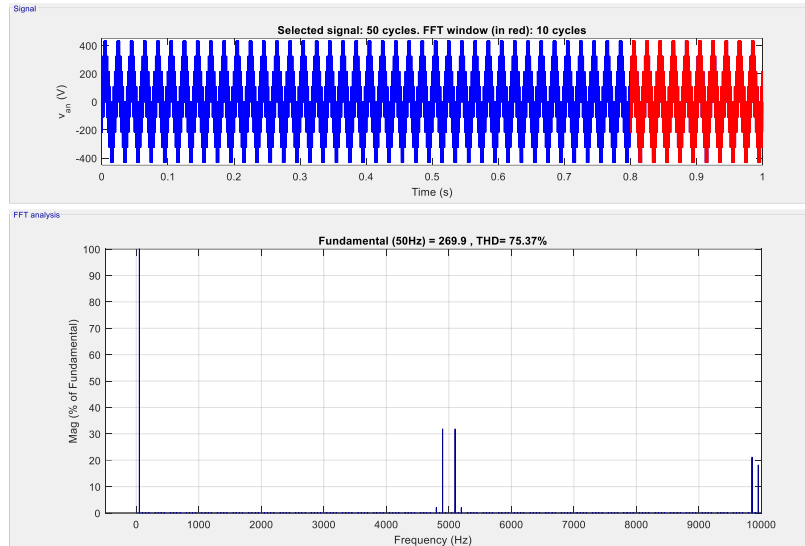
جدول ۱-۳ پارامترهای شبیه سازی اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز

پارامتر	مقدار
ولتاژ لینک DC	540 V
فرکانس کلیدزنی	5kHz
فرکانس مرجع	50Hz

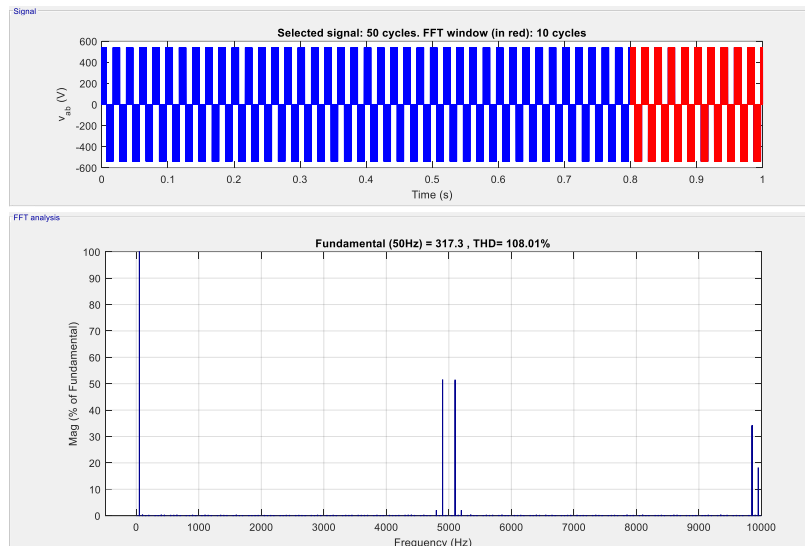


شکل ۱-۱۳ ولتاژهای مرجع پنج فاز به همراه حامل مثلی در شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس متداول برای اندیس مدولاسیون ۱

تحلیل سری فوریه ولتاژهای فاز V_{an} و ولتاژ خط V_{ab} به ترتیب در شکل ۱۴-۱ و شکل ۱۵-۱ ارائه شده است.



شکل ۱۴-۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز V_{an} در شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس با اندیس مدولاسیون ۱



شکل ۱۵-۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ V_{ab} در شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس با اندیس مدولاسیون ۱

۱-۴-۱-۲- مدولاسیون پهنای پالس با تزریق هارمونیک پنجم

با استفاده از مفهوم تعمیم یافته تزریق هارمونیک n ام برای اینورترهای n فاز، سطح بهینه^۱ مولفه هارمونیک n ام به

صورت ذیل مشخص می گردد [۲۶]:

¹ Optimal Level

$$V_n = \pm V_1 \frac{\sin(\pi/2n)}{n} \quad (1-38)$$

که در رابطه (۱-۳۸)، علامت مثبت برای $n = 3, 7, 11, 15, \dots$ (تعداد فازها) و علامت منفی برای $n = 5, 9, 13, 17, \dots$ (تعداد فازها) در نظر گرفته می شود. بنابراین، برای یک سیستم پنج فاز، هارمونیک پنجم با فازی مخالف مولفه اصلی است و سیگنال توالی صفر حاصل به صورت زیر تعریف می شود [۲۶]:

$$V_{vN}(t) = V_5 \sin(5\omega t) = \left[\frac{-V_1 \sin(\pi/10)}{5} \right] \sin(5\omega t) \quad (1-39)$$

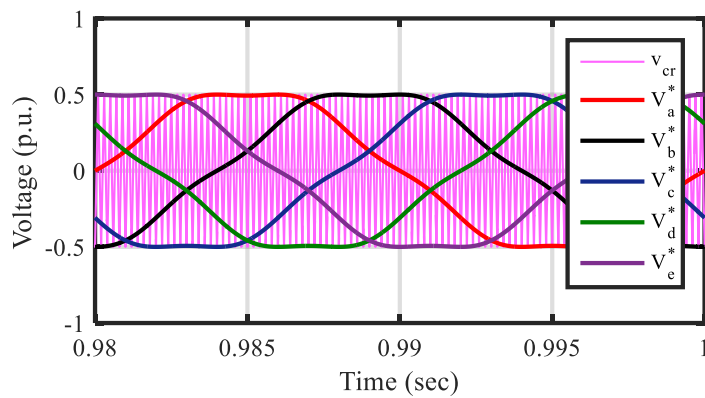
بیان کلی برای حداکثر اندیس مدولاسیون ممکن در ناحیه خطی در مورد تزریق هارمونیک n ام دارای فرمی به صورت رابطه (۱-۴۰) می باشد [۲۶، ۲۷]:

$$M = \frac{V_1}{\cos(\pi/2n)} \quad (1-40)$$

که می توان دریافت که حداکثر مقدار اندیس مدولاسیون $M_{FHPWM} = 1.0515$ می باشد. بنابراین، تزریق هارمونیک پنجم به یک سیستم پنج فاز منجر به افزایش ۵.۱۵٪ در استفاده از باس dc در مقایسه با مدولاسیون پهنای پالس سینوسی می شود [۲۶].

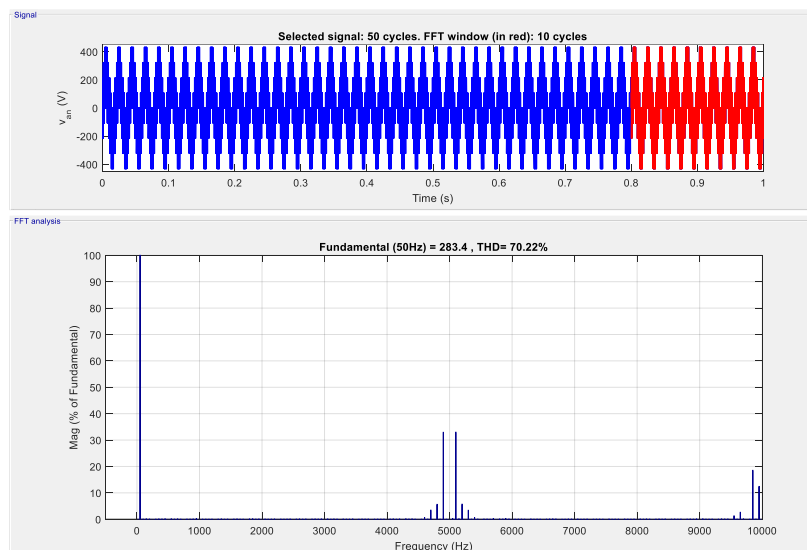
۱-۲-۱-۹-۱- شیب ساز مدولاسیون پهنای پالس اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز با تزریق هارمونیک پنجم

پارامترهای شبیه سازی در جدول ۱-۳ ارائه شده است. شکل ۱-۱۶ ولتاژهای مرجع فاز را به همراه حامل نشان می دهد. در این حالت دامنه مؤلفه اصلی هرفاز، مقدار ۰.۵۲۵۷ پریونیت در نظر گرفته شده است تا با تزریق هارمونیک پنجم، ولتاژ حاصل از محدوده مدولاسیون فراتر نرود.

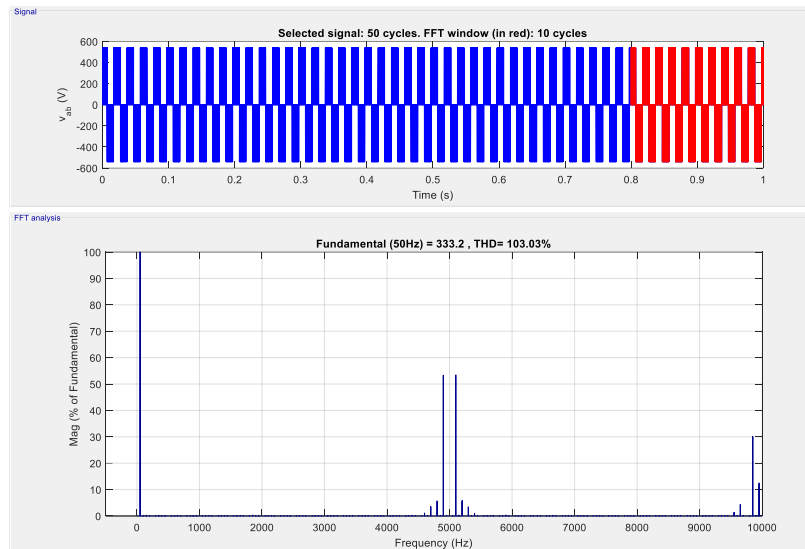


شکل ۱-۱۶ ولتاژهای مرجع فاز به همراه حامل مثلثی در حالت تزریق هارمونیک پنجم برای اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز به ازای دامنه ولتاژ فاز ۰.۵۲۵۷

شکل ۱-۱۷ و شکل ۱-۱۸ به ترتیب تحلیل سری فوریه ولتاژهای فاز Van و ولتاژ خط Vab را ارائه می کنند.



شکل ۱-۱۷ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز Van در حالت تزریق هارمونیک پنجم برای اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز به ازای دامنه ولتاژ فاز ۰.۵۲۵۷



شکل ۱۸-۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط Vab در حالت تزریق هارمونیک پنجم برای اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز به ازای دامنه ولتاژ فاز ۰.۵۲۵۷

۲-۴-۱- مدولاسیون بردار فضایی برای اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز

به طور کلی با توجه شکل ۱۰-۱، $3^5=3^2$ وضعیت کلیدزنی برای یک اینورتر پنج فاز با ۵ ساق وجود دارد. بدین ترتیب ۳۲ بردار ولتاژ بدست می آیند که دارای ۳۰ بردار فعال ولتاژ بوده و ۲ بردار مربوط به بردار ولتاژ صفر می باشد. از آنجایی که یک منبع ولتاژ پنج فاز مورد بررسی قرار می گیرد، در اینجا یک فضای پنج بعدی در سه زیرفضا در نظر گرفته می شود. دو زیرفضای دو بعدی d-q و x-y و سومین زیرفضا (توالی صفر) تک بعدی می باشند. به دلیل فرض اتصال ستاره برای سیستم، سومین زیرفضا (توالی صفر) نمی تواند وجود داشته باشد. بردار فضایی ولتاژهای فاز در قاب مرجع ساکن با استفاده از تبدیل توان متغیر زیر بدست می آیند:

$$\begin{bmatrix} v_{dqxy0} \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\alpha) & \cos(2\alpha) & \cos(2\alpha) & \cos(\alpha) \\ 0 & \sin(\alpha) & \sin(2\alpha) & -\sin(2\alpha) & -\sin(\alpha) \\ 1 & \cos(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(2\alpha) \\ 0 & \sin(2\alpha) & \sin(4\alpha) & -\sin(4\alpha) & -\sin(2\alpha) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{abcde} \end{bmatrix} \quad (۱-۴۱)$$

$$\alpha = \frac{2\pi}{5}$$

رابطه فوق را می توان به صورت ذیل نمایش داد:

$$\begin{aligned} \underline{v}_{dq} &= v_d + jv_q = \frac{2}{5} (v_a + \underline{a}v_b + \underline{a}^2v_c + \underline{a}^*v_d + \underline{a}^*v_e) \\ \underline{v}_{xy} &= v_x + jv_y = \frac{2}{5} (v_a + \underline{a}^2v_b + \underline{a}^*v_c + \underline{a}v_d + \underline{a}^*v_e) \end{aligned} \quad (1-42)$$

که در رابطه فوق، $\underline{a} = e^{j(2\pi/5)}$ ، $\underline{a}^2 = e^{j(4\pi/5)}$ ، $\underline{a}^* = e^{-j(2\pi/5)}$ ، $\underline{a}^{*2} = e^{-j(4\pi/5)}$ و $*$ بیانگر مزدوج مختلط می باشند [۲۶، ۲۸-۳۰].

رابطه بین ولتاژهای فاز به نول خروجی اینورتر (بار) و ولتاژهای ساق اینورتر به صورت ذیل بیان می گردند:

$$\begin{aligned} v_a &= (4/5)v_A - (1/5)(v_B + v_C + v_D + v_E) \\ v_b &= (4/5)v_B - (1/5)(v_A + v_C + v_D + v_E) \\ v_c &= (4/5)v_C - (1/5)(v_A + v_B + v_D + v_E) \\ v_d &= (4/5)v_D - (1/5)(v_A + v_B + v_C + v_E) \\ v_e &= (4/5)v_E - (1/5)(v_A + v_B + v_C + v_D) \end{aligned} \quad (1-43)$$

۳۰ بردار فضایی فعال سه ده ضلعی را در هر دو صفحه d-q و x-y تشکیل می دهند. بردارهای فضایی به راحتی با

استفاده از رابطه (۱-۴۲) به همراه رابطه (۱-۴۳) مربوط به به ولتاژ فاز خروجی اینورتر برای هر حالت ممکن اینورتر

محاسبه می شوند. بردارهای فضایی ولتاژ فاز در صفحه d-q در جدول ۴-۱ برای تمام ۳۲ حالت سوئیچینگ خلاصه شده

است و بردارهای فضایی متناظر در صفحه x-y در جدول ۵-۱ ارائه شده است [۲۸].

جدول ۵-۱ بردارهای فضایی ولتاژ فاز در صفحه x-y [۲۸]

اندازه بردارهای فضایی	بردارهای فضایی
$\frac{4}{5}V_{dc} \cos(\pi/5) e^{j(k\pi/5)}$ $k = 0, 1, 2, \dots, 9$	تا $\underline{v}_{21 \text{ phase}}$ $\underline{v}_{30 \text{ phase}}$
$\frac{2}{5}V_{dc} e^{j(k\pi/5)}$ $k = 0, 1, 2, \dots, 9$	تا $\underline{v}_{11 \text{ phase}}$ $\underline{v}_{20 \text{ phase}}$
$\frac{4}{5}V_{dc} \cos(2\pi/5) e^{j(k\pi/5)}$ $k = 0, 1, 2, \dots, 9$	تا $\underline{v}_{1 \text{ phase}}$ $\underline{v}_{10 \text{ phase}}$
0	$\underline{v}_{32 \text{ phase}}$ و $\underline{v}_{31 \text{ phase}}$

جدول ۴-۱ بردارهای فضایی ولتاژ فاز در صفحه d-q [۲۸]

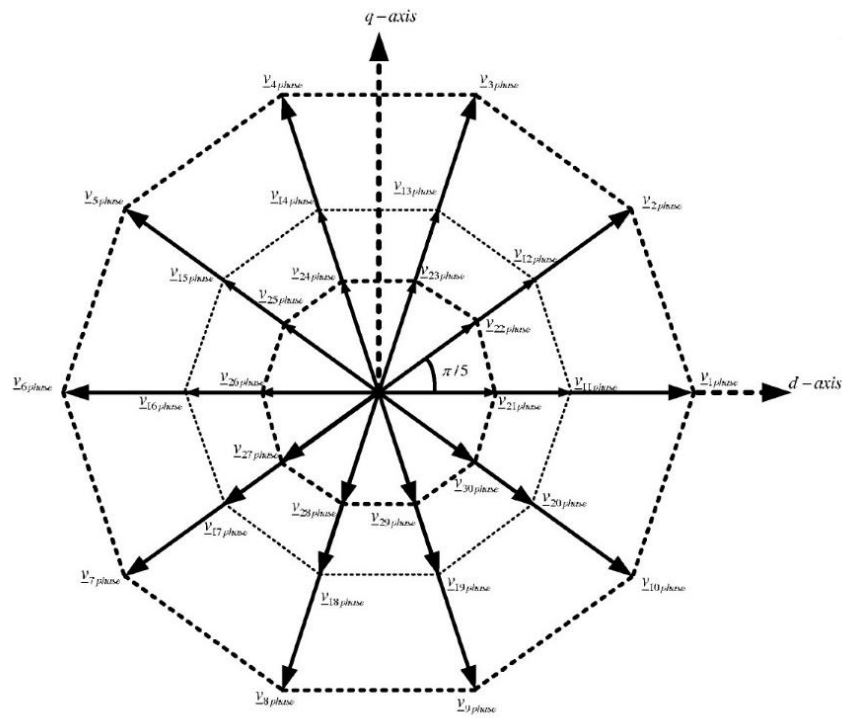
اندازه بردارهای فضایی	بردارهای فضایی
$\frac{4}{5}V_{dc} \cos(\pi/5) e^{j(k\pi/5)}$ $k = 0, 1, 2, \dots, 9$	تا $\underline{v}_{1 \text{ phase}}$ $\underline{v}_{10 \text{ phase}}$
$\frac{2}{5}V_{dc} e^{j(k\pi/5)}$ $k = 0, 1, 2, \dots, 9$	تا $\underline{v}_{11 \text{ phase}}$ $\underline{v}_{20 \text{ phase}}$
$\frac{4}{5}V_{dc} \cos(2\pi/5) e^{j(k\pi/5)}$ $k = 0, 1, 2, \dots, 9$	تا $\underline{v}_{21 \text{ phase}}$ $\underline{v}_{30 \text{ phase}}$
0	$\underline{v}_{32 \text{ phase}}$ و $\underline{v}_{31 \text{ phase}}$

بردارهای فضایی اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز در صفحه $d-q$ و در صفحه $x-y$ به ترتیب در شکل ۱۹-۱ و شکل ۲۰-۱ نشان داده شده اند. با توجه به این دو شکل می توان دریافت که بردارهای فضای ده ضلعی بیرونی صفحه $d-q$ به ده ضلعی داخلی صفحه $x-y$ منتقل می شوند. همچنین درونی ترین ده ضلعی صفحه $d-q$ ، ده ضلعی بیرونی صفحه $x-y$ را تشکیل می دهد. بردارهای فضای ده ضلعی میانی به همان بردارهای ده ضلعی میانی صفحه $x-y$ منتقل می گردند. علاوه بر این، مشاهده می شود که توالی فاز a, b, c, d, e صفحه $d-q$ با توالی a, c, e, b, d صفحه $x-y$ مطابقت دارد. اساساً صفحه $x-y$ ولتاژهای هارمونیک مرتبه پایین ناخواسته هستند، به عنوان مثال، هارمونیک های سوم و هفتم [۲۸].

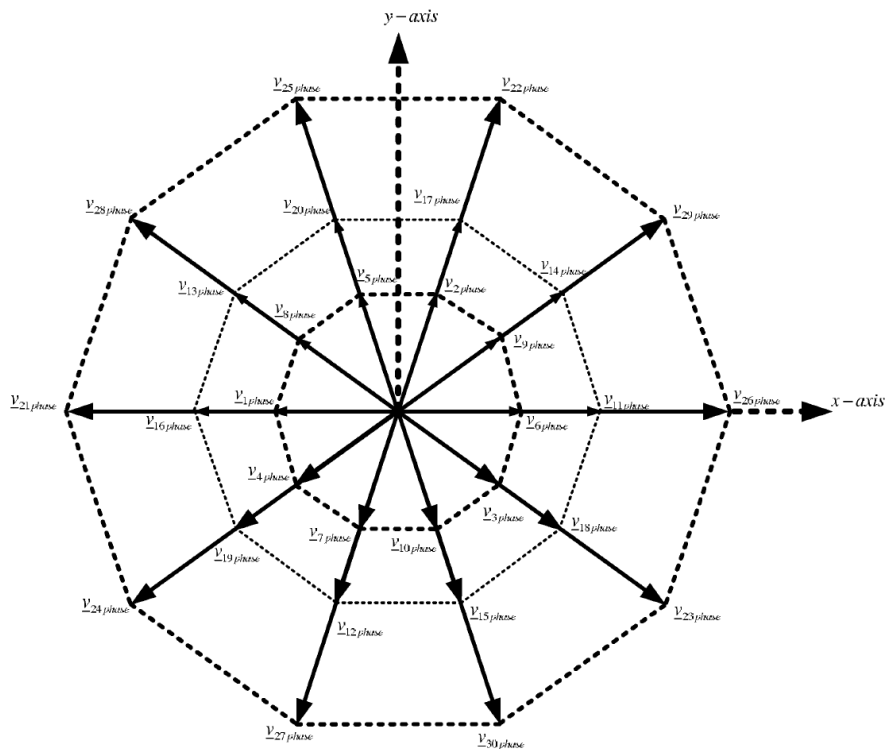
شکل ۱۹-۱ و شکل ۲۰-۱ می توانند دلیل این موضوع را که چرا تنها استفاده از بردارهای بزرگ نمی تواند ولتاژ خروجی سینوسی ایجاد کند، بیان نمایند. هنگامی که ولتاژهای مرجع سینوسی هستند، مرجع بردار فضایی فقط شامل مولفه های $d-q$ است (مولفه های $x-y$ صفر هستند). با این حال، اگر فقط از بردارهای بزرگ برای ایجاد ولتاژهای $d-q$ مورد نظر استفاده شود، مولفه های ولتاژ $x-y$ نیز ناگزیر ایجاد خواهند شد (هر ترکیب سوئیچینگ که یک بردار بزرگ در صفحه $d-q$ نتیجه می دهد، به طور همزمان یک بردار کوچک در صفحه $x-y$ ایجاد می کند؛ بنابراین هارمونیک های ولتاژ مرتبه پایین نظیر هارمونیک سوم و هفتم را نیز تولید می نماید) [۲۸].

صفحه $d-q$ را می توان به ۱۰ سکتور مجزا که هر کدام ۳۶ درجه می باشند، تقسیم نمود (همین موضوع در مورد صفحه $x-y$ صدق می کند). بردارهای فضای ده ضلعی بیرونی و درونی ترین در صفحه $d-q$ نتیجه روشن شدن سه کلید از نیمه بالا (پایین) و خاموش بودن دو کلید از نیمه بالا (پایین) یا بالعکس می باشند. بنابراین داخلی ترین بردارهای فضایی صفحه $d-q$ دارای جایگزین^۱ هستند. همانطور که از شکل ۱۹-۱ و شکل ۲۰-۱ مشخص است، این بردارها دارای کوچکترین مولفه های $d-q$ هستند در حالی که به طور همزمان دارای بزرگترین مولفه های $x-y$ هستند. بردارهای فضایی ناحیه میانی مربوط به چهار سوئیچ روشن از نیمه بالا (پایین) و یک سوئیچ خاموش از نیمه بالا (پایین) یا برعکس می باشد. در ادامه، بردارهای متعلق به ناحیه میانی، بردارهای متوسط و بردارهای بیرونی ترین ناحیه، بردارهای بزرگ نامیده می شوند [۲۸].

¹ Redundant



شکل ۱۹-۱ بردارهای فضایی ولتاژ فاز اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز در صفحه d-q [۲۸]

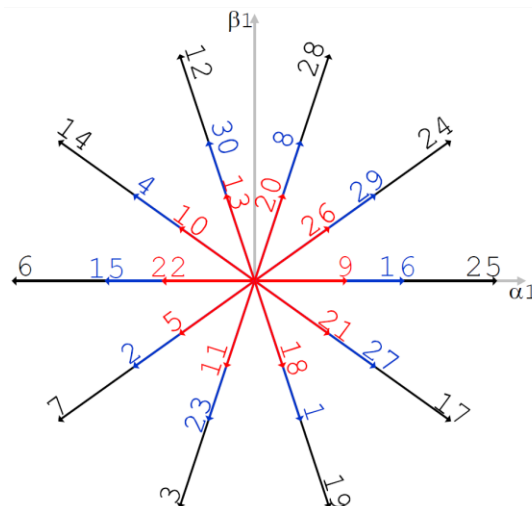


شکل ۲۰-۱ بردارهای فضایی ولتاژ فاز اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز در صفحه x-y [۲۸]

یک مدولاتور بردار فضایی ایده آل برای یک اینورتر پنج فاز باید تعدادی از الزامات را برآورده سازد. اول از همه،

برای ثابت نگه داشتن فرکانس سوئیچینگ، هر سوئیچ می تواند تنها دو بار در دوره سوئیچینگ تغییر وضعیت دهد (یک بار روشن به خاموش و یک بار خاموش به روشن یا برعکس). ثانیاً، مقدار موثر^۱ (RMS) ولتاژ فاز خروجی اصلی باید برابر با مقدار موثر بردار فضایی مرجع $d-q$ باشد. ثالثاً، این طرح باید استفاده کامل از ولتاژ باس DC موجود را فراهم نماید. در نهایت، از آنجایی که هدف اینورتر تأمین بار با ولتاژهای سینوسی است، محتوای هارمونیک مرتبه پایین باید به حداقل برسد، که به حداقل رساندن مولفه های $x-y$ را نیاز دارد [۲۸].

لازم به ذکر است که در برخی از مرجع ها، برای نمایش بردارهای فضایی ولتاژ فاز از اعداد باینری متناظر با وضعیت کلیدزنی هریک از ساق های اینورتر پنج فاز استفاده می شود. برای این منظور در صورتی که کلید بالایی ساق روشن باشد، وضعیت "۱" در نظر گرفته می شود و در صورتی که این کلید خاموش باشد (کلید پایینی ساق روشن) وضعیت "۰" در نظر گرفته می شود. با تبدیل هر عدد دسی مال به یک عدد پنج رقمی باینری، توابع سوئیچینگ که بردار فضایی خاصی را تعریف می کنند، بدست می آیند. با ارزش ترین بیت^۲ (MSB) عدد باینری با مقدار تابع سوئیچینگ مربوط به فاز A ، با ارزش ترین بیت دوم با مقدار تابع سوئیچینگ مربوط به فاز B و به همین ترتیب برای سایر فازها، مطابقت دارد. شکل ۱-۲۱ نمایش بردارهای فضایی ولتاژ فاز اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز را بر این اساس در صفحه $d-q$ ($\alpha_1 - \beta_1$) نمایش می دهد [۳۱].



شکل ۱-۲۱ نمایش بردارهای فضایی ولتاژ فاز اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز در صفحه $\alpha_1 - \beta_1$ [۳۱]

¹ root mean square

² The Most Significant Bit (MSB)

با توجه به تعریف بردارهای فضایی و استفاده از تبدیل توان متغیر $((1-41))$ ، بدین ترتیب بردارها به سه دسته از لحاظ اندازه تقسیم می شوند؛ بردارهای کوچک، متوسط و بزرگ. دامنه های این بردارها به صورت ذیل تعیین می گردند:

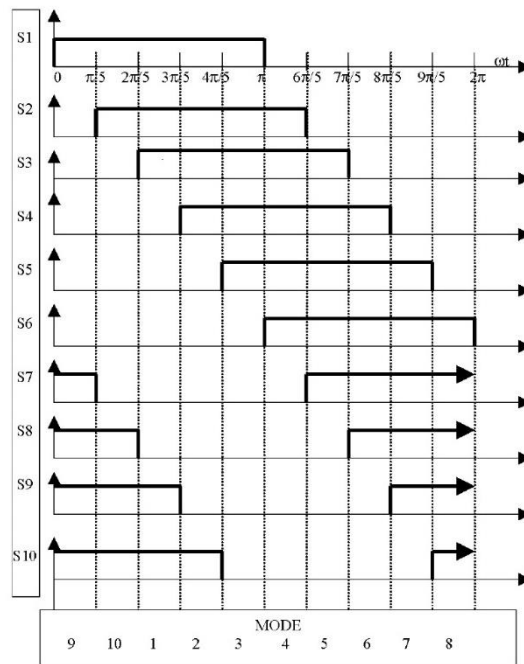
$$\begin{aligned} |V_s| &= (4/5) \cos(2\pi/5) V_{DC} \\ |V_m| &= (2/5) V_{DC} \\ |V_l| &= (4/5) \cos(\pi/5) V_{DC} \end{aligned} \quad (1-44)$$

در [۳۲]، اساس عملکرد اصلی اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز با فرض کموتاسیون ایده آل و افت ولتاژ هدایت مستقیم صفر می باشد. هر سوئیچ فرض می شود که 180° درجه هدایت می کند، که منجر به عملکرد به صورت ده مرحله^۱ می گردد. تأخیر فاز بین آتش هر دو فاز متوالی، برابر با $(360/5)$ 72° درجه می باشد.

نحوه کنترل سیگنال های کلیدزنی برای ۱۰ کلید برای اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز در شکل ۱-۲۲ نشان داده شده است. یک سیکل کامل از عملکرد اینورتر را می توان به ۱۰ وضعیت متمایز تقسیم نمود، همان گونه که در شکل ۱-۲۲ نشان داده شده است و به صورت خلاصه در جدول ۱-۶ ارائه شده است. با توجه به شکل ۱-۲۲ و جدول ۱-۶، در هر لحظه از زمان ۵ سوئیچ در وضعیت روشن و ۵ سوئیچ در وضعیت خاموش قرار دارند. در عملکرد به صورت ده مرحله ای دو کلید از ۵ کلید بالا و سه کلید از ۵ کلید پایین در حال هدایت می باشند (و بالعکس). بردارهای فضایی ولتاژهای فاز در قاب مرجع ساکن با استفاده از تبدیل توان ثابت به صورت ذیل تعریف می گردند [۳۲]:

$$\underline{v}_s = \sqrt{\frac{2}{5}} \left(v_a + \underline{a} v_b + \underline{a}^2 v_c + \underline{a}^{*2} v_d + \underline{a}^* v_e \right) \quad (1-45)$$

¹ Ten-Step



شکل ۲۲-۱ سیگنال های کلیدزنی اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز به صورت ده مرحله ای [۳۲]

جدول ۶-۱ حالت های کلیدزنی در اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز در حالت عملکرد به صورت ده مرحله ای [۳۲]

وضعیت	کلیدهای روشن	پلاریته ترمینال
۹	1, 7, 8, 9, 10	$A^+ B^- C^- D^+ E^-$
۱۰	1, 2, 8, 9, 10	$A^+ B^- C^- D^+ E^+$
۱	1, 2, 3, 9, 10	$A^+ B^+ C^- D^- E^+$
۲	1, 2, 3, 4, 10	$A^+ B^+ C^- D^- E^-$
۳	1, 2, 3, 4, 5	$A^+ B^+ C^+ D^- E^-$
۴	2, 3, 4, 5, 6	$A^- B^+ C^+ D^- E^-$
۵	3, 4, 5, 6, 7	$A^- B^+ C^+ D^+ E^-$
۶	4, 5, 6, 7, 8	$A^- B^- C^+ D^+ E^-$
۷	5, 6, 7, 8, 9	$A^- B^- C^+ D^+ E^+$
۸	6, 7, 8, 9, 10	$A^- B^- C^- D^+ E^+$

ولتاژهای ساق (یعنی ولتاژهای بین نقاط A, B, C, D, E و منفی باس DC) (یعنی نقطه N در شکل ۱۰-۱) در

ابتدا در نظر گرفته می شوند. ولتاژهای ساق مربوط به شکل ۲۲-۱ با توجه به رابطه (۴۵-۱) به منظور بدست آوردن

بردارهای فضایی مربوطه به صورت ذیل بیان می گردند [۳۲]:

$$\begin{bmatrix} \underline{v}_{1leg} \\ \underline{v}_{2leg} \\ \underline{v}_{3leg} \\ \underline{v}_{4leg} \\ \underline{v}_{5leg} \\ \underline{v}_{6leg} \\ \underline{v}_{7leg} \\ \underline{v}_{8leg} \\ \underline{v}_{9leg} \\ \underline{v}_{10leg} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} 2 \cos(\pi/5) \begin{bmatrix} e^{j0} \\ e^{j\pi/5} \\ e^{j2\pi/5} \\ e^{j3\pi/5} \\ e^{j4\pi/5} \\ e^{j5\pi/5} \\ e^{j6\pi/5} \\ e^{j7\pi/5} \\ e^{j8\pi/5} \\ e^{j9\pi/5} \end{bmatrix} \quad (1-46)$$

با توجه به رابطه فوق، ولتاژهای ساق دارای دامنه $\sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} 2 \cos(\pi/5)$ می باشند. ولتاژهای فاز به خنثی بار با

اتصال ستاره به آسانی با تعریف اختلاف ولتاژ بین نقطه ستاره n بار و منفی باس dc یعنی نقطه N محاسبه می شوند.

بدین ترتیب می توان نوشت [۳۲]:

$$\begin{aligned} v_A &= v_a + v_{nN} \\ v_B &= v_b + v_{nN} \\ v_C &= v_c + v_{nN} \\ v_D &= v_d + v_{nN} \\ v_E &= v_e + v_{nN} \end{aligned} \quad (1-47)$$

از آنجایی که ولتاژهای فاز در بار با اتصال ستاره دارای مجموع صفر می باشند، مجموع رابطه (۱-۴۷)، رابطه ذیل

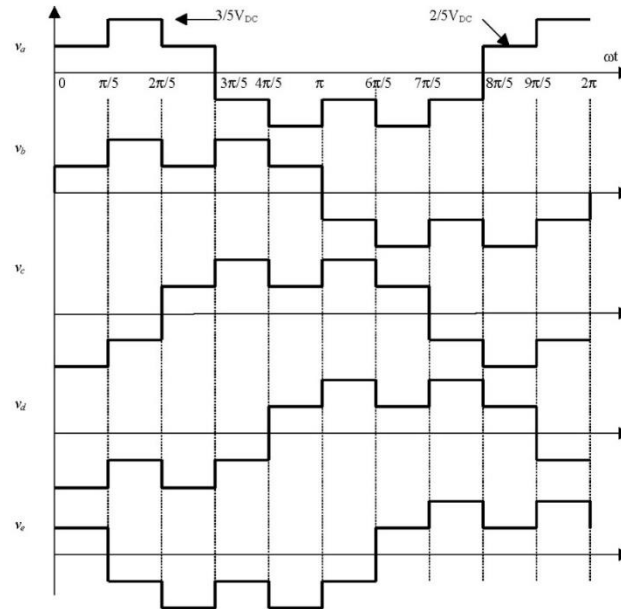
را نتیجه می دهد:

$$v_{nN} = (1/5)(v_A + v_B + v_C + v_D + v_E) \quad (1-48)$$

جایگزینی رابطه (۱-۴۸) در رابطه (۱-۴۷) ولتاژ فاز به خنثی بار را به صورت رابطه (۱-۴۹) بیان می دارد [۳۲]:

$$\begin{aligned} v_a &= (4/5)v_A - (1/5)(v_B + v_C + v_D + v_E) \\ v_b &= (4/5)v_B - (1/5)(v_A + v_C + v_D + v_E) \\ v_c &= (4/5)v_C - (1/5)(v_A + v_B + v_D + v_E) \\ v_d &= (4/5)v_D - (1/5)(v_A + v_B + v_C + v_E) \\ v_e &= (4/5)v_E - (1/5)(v_A + v_B + v_C + v_D) \end{aligned} \quad (1-49)$$

ولتاژهای فاز در حالت های مختلف با جایگذاری ولتاژهای ساق در رابطه (۴۹-۱) و بردارهای فضایی آن ها با استفاده از رابطه (۴۵-۱) تعیین می گردند. بردارهای فضایی ولتاژ فاز به نول با بردارهای فضایی ولتاژهای ساق یکسان می باشند [۳۲]. ولتاژهای فاز به نول برای حالت های مختلف در شکل ۲۳-۱ نمایش داده شده اند.



شکل ۲۳-۱ ولتاژهای فاز به نول برای اینورتر منبع ولتاژ در حالت عملکرد ده مرحله ای [۳۲]

سایر وضعیت های سوئیچینگ ممکن در جدول ۷-۱ ارائه شده است. از این جدول مشاهده می گردد که این ۲۲

وضعیت سوئیچینگ سه وضعیت ممکن را در بر می گیرند [۳۲]:

- تمامی حالاتی که چهار سوئیچ نیمه بالایی (پایینی) و یک سوئیچ از پایینی (نیمه بالایی) اینورتر روشن باشند)

وضعیت های ۱۱-۲۰)

- دو وضعیت به صورتی که یا همه ی پنج سوئیچ بالا (یا پایین) روشن باشند (وضعیت های ۳۱ و ۳۲)

و وضعیت هایی که در آن ها سه سوئیچ نیمه بالایی (پایینی) و دو سوئیچ از نیمه پایینی (بالایی) در وضعیت هدایت می باشند (وضعیت های ۲۱-۳۰).

جدول ۱-۷ وضعیت های سوئیچینگ ممکن علاوه بر ده وضعیت سوئیچینگ جدول ۱-۶ [۳۲]

وضعیت	کلیدهای روشن	پلاریته ترمینال
۱۱	1, 2, 4, 8, 10	$A^+ B^- C^- D^- E^-$
۱۲	1, 2, 3, 5, 9	$A^+ B^+ C^+ D^- E^+$
۱۳	2, 3, 4, 6, 10	$A^- B^+ C^- D^- E^-$
۱۴	1, 3, 4, 5, 7	$A^+ B^+ C^+ D^+ E^-$
۱۵	2, 4, 5, 6, 8	$A^- B^- C^+ D^- E^-$
۱۶	3, 5, 6, 7, 9	$A^- B^+ C^+ D^+ E^+$
۱۷	4, 6, 7, 8, 10	$A^- B^- C^- D^+ E^-$
۱۸	1, 5, 7, 8, 9	$A^+ B^- C^+ D^+ E^+$
۱۹	2, 6, 8, 9, 10	$A^- B^- C^- D^- E^+$
۲۰	1, 3, 7, 9, 10	$A^+ B^+ C^- D^+ E^+$
۲۱	2, 3, 6, 9, 10	$A^- B^+ C^- D^- E^+$
۲۲	1, 3, 4, 7, 10	$A^+ B^+ C^- D^+ E^-$
۲۳	1, 2, 4, 5, 8	$A^+ B^- C^+ D^- E^-$
۲۴	2, 3, 5, 6, 9	$A^- B^+ C^+ D^- E^+$
۲۵	3, 4, 6, 7, 10	$A^- B^+ C^- D^+ E^-$
۲۶	1, 4, 5, 7, 8	$A^+ B^- C^+ D^+ E^-$
۲۷	2, 5, 6, 8, 9	$A^- B^- C^+ D^- E^+$
۲۸	3, 6, 7, 9, 10	$A^- B^+ C^- D^+ E^+$
۲۹	1, 4, 7, 8, 10	$A^+ B^- C^- D^+ E^-$
۳۰	1, 2, 5, 8, 9	$A^+ B^- C^+ D^- E^+$
۳۱	1, 3, 5, 7, 9	$A^+ B^+ C^+ D^+ E^+$
۳۲	2, 4, 6, 8, 10	$A^- B^- C^- D^- E^-$

۳-۴-۱- دسته بندی کلی روش های مدولاسیون بردار فضایی براساس دامنه بردارهای

انتخابی

با توجه به تعداد بردارهای فضایی و نیز دامنه مختلف این بردارها، روش های مختلفی برای ساخت بردار مرجع در هر سکتور، در پژوهش ها ارائه شده است. در برخی از این مطالعات از دو بردار بزرگ جهت ساخت بردار مرجع در هر سکتور استفاده می گردد. همچنین در برخی دیگر، استفاده از دو بردار بزرگ و دو بردار متوسط نیز پیشنهاد شده است. در

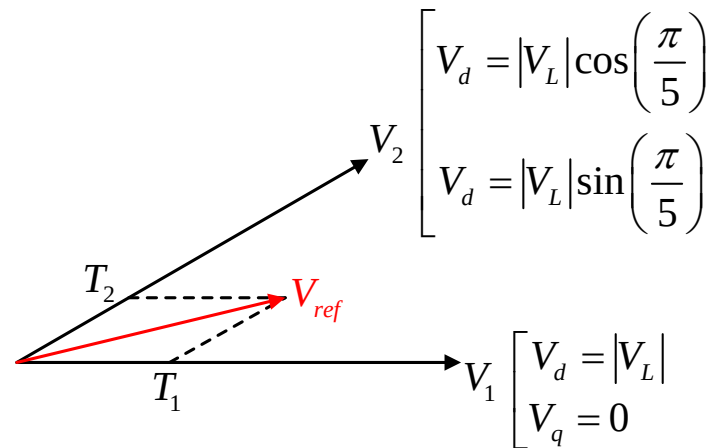
این قسمت به اثبات روابط لازم برای پیاده سازی روش های مدولاسیون بردار فضایی اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز با استفاده از بردارهای با طول های مختلف پرداخته می شود.

۱-۴-۳-۱- مدولاسیون بردار فضایی با بهره گیری از دو بردار بزرگ

مطابق شکل ۱-۲۴ برای بردار مرجع قرار گرفته در سکتور ۱، مقدار دو مؤلفه ی ولتاژ d و q برای هر دو بردار

V_1 و V_2 مشخص می باشند. بدین ترتیب برای محاسبه زمان اعمال بردارها می توان نوشت:

$$\begin{aligned} T_s |V_{ref}| \cos(\theta) &= T_1 V_{d1} + T_2 V_{d2} \\ T_s |V_{ref}| \sin(\theta) &= T_1 V_{q1} + T_2 V_{q2} \end{aligned} \quad (۱-۵۰)$$



شکل ۱-۲۴ مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار بزرگ

θ مقدار زاویه بردار مرجع در فضای d - q نسبت به محور d است. ابتدا T_2 محاسبه می گردد، چرا که V_{q1} برابر

صفر است. در نتیجه می توان نوشت:

$$T_2 = \frac{T_s |V_{ref}| \sin(\theta)}{|V_L| \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \quad (۱-۵۱)$$

سپس برای T_1 می توان رابطه ذیل را در نظر گرفت:

$$\begin{aligned}
 T_1 &= \frac{T_s |V_{ref}| \cos(\theta) - T_2 V_{d2}}{V_{d1}} \\
 &= \frac{T_s |V_{ref}| \cos(\theta) - \left[\frac{T_s |V_{ref}| \sin(\theta)}{|V_L| \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} |V_L| \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) \right]}{|V_L|} \\
 &= \frac{T_s |V_{ref}| \left[\cos(\theta) - \frac{\sin(\theta)}{\sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) \right]}{|V_L|} \\
 &= \frac{T_s |V_{ref}| \left[\cos(\theta) \sin\left(\frac{\pi}{5}\right) - \sin(\theta) \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) \right]}{|V_L| \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \\
 &= \frac{T_s |V_{ref}| \sin\left(\left(\frac{\pi}{5}\right) - \theta\right)}{|V_L| \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)}
 \end{aligned} \tag{۱-۵۲}$$

محاسبات فوق، برای سکتور ۱ ارائه گشت. در تمامی سکتورها اندازه بردارهای بزرگ یکسان می باشند. بنابراین محاسبه زمان اعمال بردار برای بردار مرجع قرار گرفته در سکتورهای دیگر به همین طریق خواهد بود، ولی چون مقدار θ تغییر کرده است، باید این تغییر در آرگومان داخل سینوس لحاظ گردد. در نهایت روابط زمانی لازم برای مدت زمان اعمال بردارهای فضایی به صورت زیر برحسب شماره سکتور، مشخص می شوند:

$$\begin{aligned}
 T_1 &= \frac{T_s |V_{ref}| \sin\left(\left(\left(\text{sector_number}\right) \frac{\pi}{5}\right) - \theta\right)}{|V_L| \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \\
 T_2 &= \frac{T_s |V_{ref}| \sin\left(\theta - \left(\left(\text{sector_number}-1\right) \frac{\pi}{5}\right)\right)}{|V_L| \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)}
 \end{aligned} \tag{۱-۵۳}$$

۲-۳-۴-۱- مدولاسیون بردار فضایی با بهره گیری از دو بردار متوسط

در این قسمت نیز مشابه با روندی که برای مدولاسیون با دو بردار بزرگ ارائه گشت، می توان نوشت:

$$T_1 = \frac{T_s |V_{ref}| \sin \left(\left((\text{sector_number}) \frac{\pi}{5} \right) - \theta \right)}{|V_M| \sin \left(\frac{\pi}{5} \right)}$$

$$T_2 = \frac{T_s |V_{ref}| \sin \left(\theta - \left((\text{sector_number}-1) \frac{\pi}{5} \right) \right)}{|V_M| \sin \left(\frac{\pi}{5} \right)}$$
(۱-۵۴)

۳-۳-۴-۱- مدولاسیون بردار فضایی با بهره گیری از دو بردار بزرگ و دو بردار متوسط

شکل ۱-۲۵ وضعیت بردارها در این حالت را نمایش می دهد. بدین ترتیب برای محاسبه زمان ها می توان نوشت:

$$T_s |V_{ref}| \cos(\theta) = T_{1L} V_{d1L} + T_{1M} V_{d1M} + T_{2L} V_{d2L} + T_{2M} V_{d2M}$$

$$T_s |V_{ref}| \sin(\theta) = T_{1L} V_{q1L} + T_{1M} V_{q1M} + T_{2L} V_{q2L} + T_{2M} V_{q2M}$$
(۱-۵۵)

ابتدا T_{2L} و T_{2M} محاسبه می شوند، چرا که V_{q1L} و V_{q1M} برابر صفر می باشند. بدین ترتیب،

$$T_s |V_{ref}| \sin(\theta) = T_{2L} V_{q2L} + T_{2M} V_{q2M}$$
(۱-۵۶)

برای بدست آوردن زمان اعمال بردارها در این حالت، باید رابطه ای بین زمان اعمال بردار و طول بردارها وجود

داشته باشد. برای این منظور رابطه ی ذیل در نظر گرفته می شود:

$$\frac{T_{2L}}{T_{2M}} = \frac{V_{q2L}}{V_{q2M}} = K$$
(۱-۵۷)

بدین ترتیب، قسمت مربوط به سینوسی رابطه (۱-۵۸) به صورت ذیل بازنویسی می گردد:

$$T_s |V_{ref}| \sin(\theta) = T_{2M} V_{q2M} (1 + K^2)$$
(۱-۵۸)

برای زمان اعمال بردار متوسط T_{2M} می توان نوشت:

$$T_{2M} = \frac{T_s |V_{ref}| \sin(\theta)}{|V_M| \sin \left(\frac{\pi}{5} \right) (1 + K^2)}$$
(۱-۵۹)

سپس زمان اعمال بردار بزرگ T_{2L} مشخص می گردد:

$$T_{2L} = \frac{K}{(1+K^2)} \frac{T_s |V_{ref}| \sin(\theta)}{|V_M| \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \quad (۱-۶۰)$$

بدین ترتیب، زمان اعمال بردار متوسط T_{1M} به صورت ذیل خواهد بود:

$$T_s |V_{ref}| \cos(\theta) = T_{1M} V_{d1M} (1+K^2) + T_{2M} V_{d2M} (1+K^2) \quad (۱-۶۱)$$

بنابراین می توان نوشت:

$$\begin{aligned} T_{1M} &= \frac{T_s |V_{ref}| \cos(\theta) - T_{2M} V_{d2M} (1+K^2)}{V_{d1M} (1+K^2)} \\ &= \frac{T_s |V_{ref}| \cos(\theta) - \left[\frac{T_s |V_{ref}| \sin(\theta)}{|V_M| \sin\left(\frac{\pi}{5}\right) (1+K^2)} |V_M| \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) (1+K^2) \right]}{|V_M| (1+K^2)} \\ &= \frac{T_s |V_{ref}| \left[\cos(\theta) - \frac{\sin(\theta)}{\sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) \right]}{|V_M| (1+K^2)} \\ &= \frac{T_s |V_{ref}| \left[\cos(\theta) \sin\left(\frac{\pi}{5}\right) - \sin(\theta) \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) \right]}{|V_M| \sin\left(\frac{\pi}{5}\right) (1+K^2)} \\ &= \frac{T_s |V_{ref}| \sin\left(\left(\frac{\pi}{5}\right) - \theta\right)}{|V_M| \sin\left(\frac{\pi}{5}\right) (1+K^2)} \end{aligned} \quad (۱-۶۲)$$

در نهایت، محاسبه اعمال زمان بردار بزرگ T_{1L} به صورت زیر خواهد بود:

$$T_{1L} = \frac{K}{(1+K^2)} \frac{T_s |V_{ref}| \sin\left(\left(\frac{\pi}{5}\right) - \theta\right)}{|V_M| \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} \quad (۱-۶۳)$$

محاسبات ارائه شده در فوق، برای سکتور اول بوده و برای سایر سکتورها فقط آرگومان سینوس و کسینوس برحسب

شماره سکتور تغییر داده می شوند. در نتیجه، محاسبه زمان اعمال بردارها با استفاده از این نوع مدولاسیون به صورت ذیل

خواهد بود:

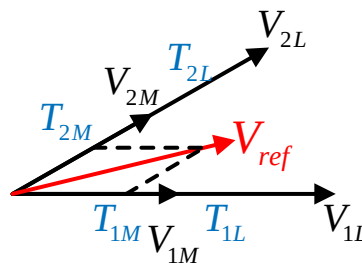
$$T_{1L} = \frac{K}{(1+K^2)} \frac{T_s |V_{ref}| \sin \left(\left((\text{sector_number}) \frac{\pi}{5} \right) - \theta \right)}{|V_M| \sin \left(\frac{\pi}{5} \right)}$$

$$T_{2L} = \frac{K}{(1+K^2)} \frac{T_s |V_{ref}| \sin \left(\theta - \left((\text{sector_number}-1) \frac{\pi}{5} \right) \right)}{|V_M| \sin \left(\frac{\pi}{5} \right)}$$

$$T_{1M} = \frac{1}{(1+K^2)} \frac{T_s |V_{ref}| \sin \left(\left((\text{sector_number}) \frac{\pi}{5} \right) - \theta \right)}{|V_M| \sin \left(\frac{\pi}{5} \right)}$$

$$T_{2M} = \frac{1}{(1+K^2)} \frac{T_s |V_{ref}| \sin \left(\theta - \left((\text{sector_number}-1) \frac{\pi}{5} \right) \right)}{|V_M| \sin \left(\frac{\pi}{5} \right)}$$

(۱-۶۴)



$$V_{1L} : \begin{cases} V_d = |V_L| \\ V_q = 0 \end{cases} \quad V_{1M} : \begin{cases} V_d = |V_M| \\ V_q = 0 \end{cases}$$

$$V_{2L} : \begin{cases} V_d = |V_L| \cos \left(\frac{\pi}{5} \right) \\ V_q = |V_L| \sin \left(\frac{\pi}{5} \right) \end{cases} \quad V_{2M} : \begin{cases} V_d = |V_M| \cos \left(\frac{\pi}{5} \right) \\ V_q = |V_M| \sin \left(\frac{\pi}{5} \right) \end{cases}$$

شکل ۲۵-۱ مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار بزرگ و دو بردار متوسط

۴-۳-۱-۴-مدولاسیون بردار فضایی با بهره گیری از دو بردار کوچک

در این قسمت نیز با توجه به مشابه بودن روند اثبات با روند ارائه شده برای مدولاسیون بردار فضایی با دو بردار

بزرگ (و یا مدولاسیون بردار فضایی با دو بردار متوسط)، فقط رابطه نهایی ارائه می گردد:

$$T_1 = \frac{T_s |V_{ref}| \sin \left(\left((\text{sector_number}) \frac{\pi}{5} \right) - \theta \right)}{|V_s| \sin \left(\frac{\pi}{5} \right)}$$

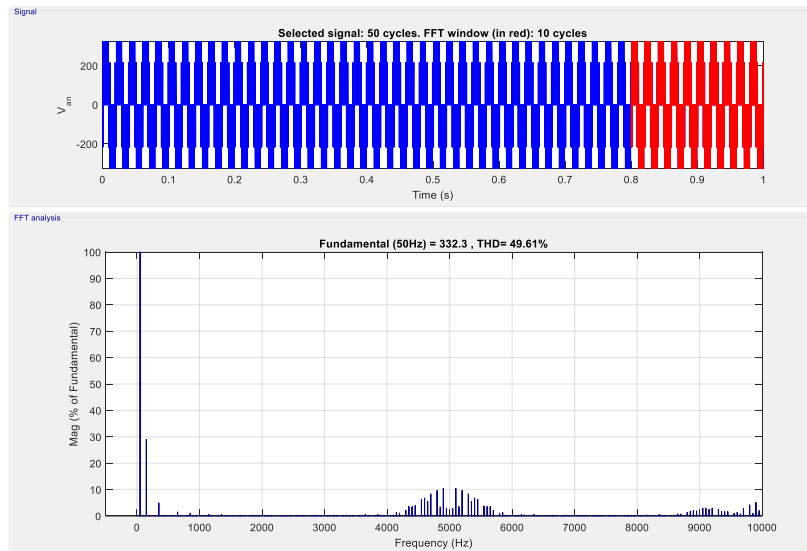
$$T_2 = \frac{T_s |V_{ref}| \sin \left(\theta - \left((\text{sector_number}-1) \frac{\pi}{5} \right) \right)}{|V_s| \sin \left(\frac{\pi}{5} \right)}$$
(۱-۶۵)

۱-۴-۴ - شبیه سازی روش های مدولاسیون بردار فضایی برای اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز

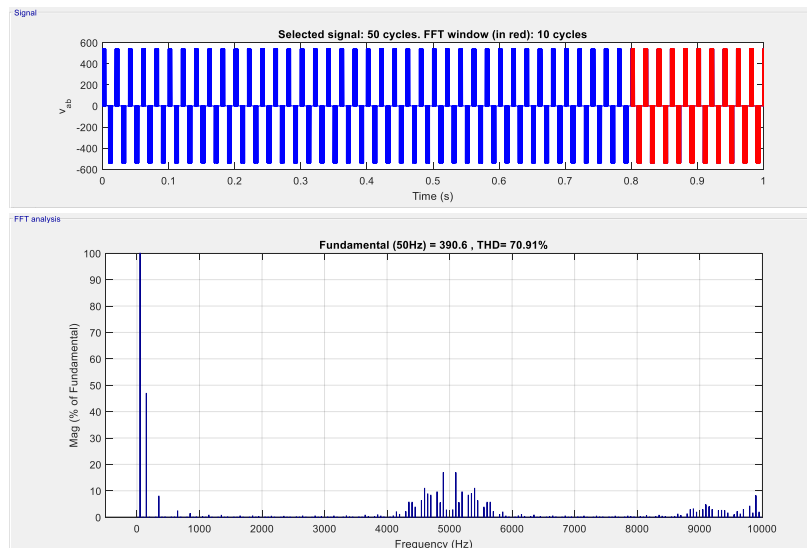
در این قسمت شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی برای اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز براساس انتخاب بین بردارهای فضایی، بزرگ، متوسط و کوچک ارائه می گردد. پارامترهای شبیه سازی در جدول ۳-۱ ارائه شده است. در این شبیه سازی ها از تبدیل توان متغیر استفاده شده است.

۱-۴-۴-۱ - شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار بزرگ

با توجه به این که دامنه بردار فضایی بزرگ به مقدار $(4/5) \cos(\pi/5) V_{DC}$ می باشد، بدین ترتیب حداکثر دامنه ای که مؤلفه اصلی مرجع فاز می تواند داشته باشد، برابر با $V_{\max(1)} = |V_l| \cos(\pi/10) = 0.6155 V_{DC}$ است [۳۱]. تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز Van و ولتاژ خط Vab به ترتیب در شکل ۲۶-۱ و شکل ۲۷-۱ ارائه شده است.



شکل ۲۶-۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز Van برای شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار بزرگ به ازای دامنه ولتاژ مؤلفه اصلی 0.6155 Vdc



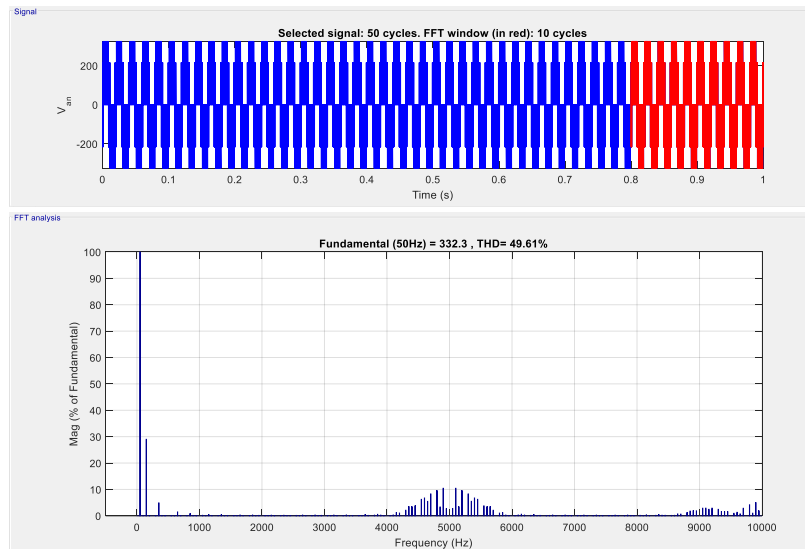
شکل ۲۷-۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط Vab برای شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار بزرگ به ازای دامنه ولتاژ مؤلفه اصلی 0.6155 Vdc

۲-۴-۴-۱- شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار متوسط

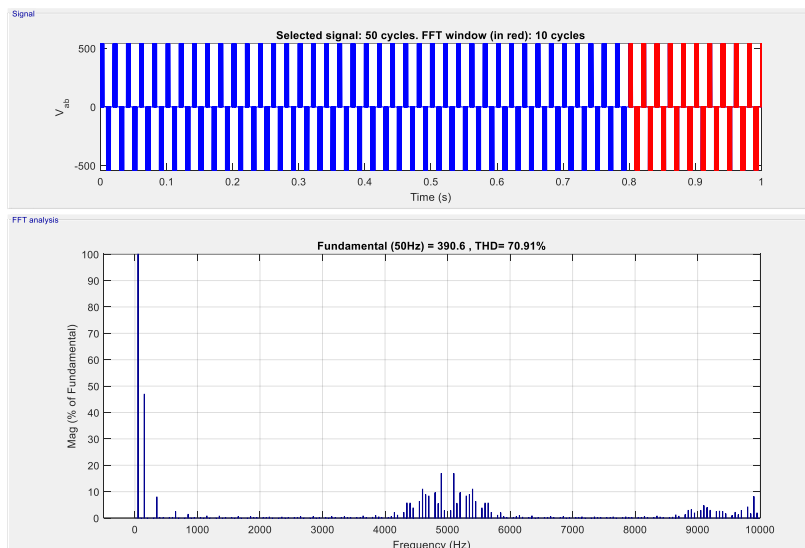
در این حالت نظر به این که دامنه بردار فضایی ولتاژ متوسط برابر با $(2/5)V_{DC}$ می باشد، حداکثر دامنه قابل

وصول برای مؤلفه اصلی مرجع فاز برابر با $V_{\max(1)} = |V_m| \cos(\pi/10) = 0.3804 V_{DC}$ خواهد بود. تحلیل سری فوریه

ولتاژ فاز Van و ولتاژ خط Vab به ترتیب در شکل ۲۸-۱ و شکل ۲۹-۱ ارائه شده است.



شکل ۲۸- ۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز Van برای شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار بزرگ به ازای دامنه مولفه اصلی 0.3804 Vdc



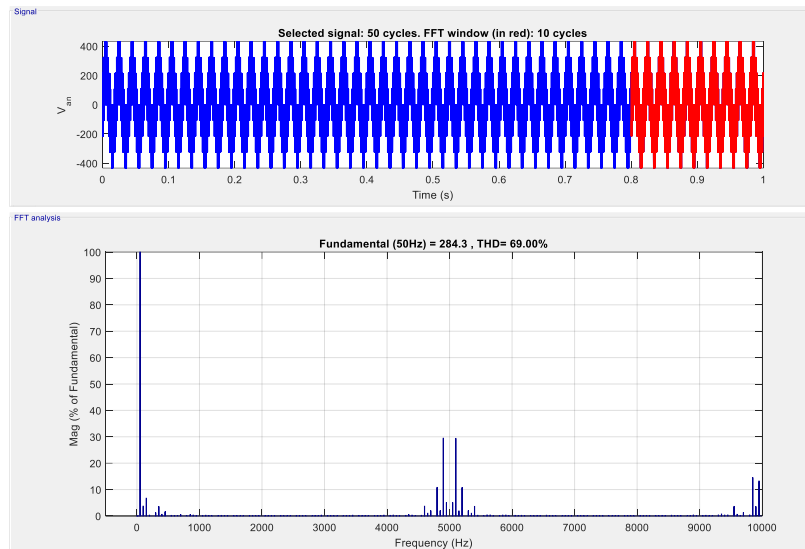
شکل ۲۹- ۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط Vab برای شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار بزرگ به ازای دامنه مولفه اصلی 0.3804 Vdc

۳-۴-۱- شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار بزرگ و دو بردار متوسط

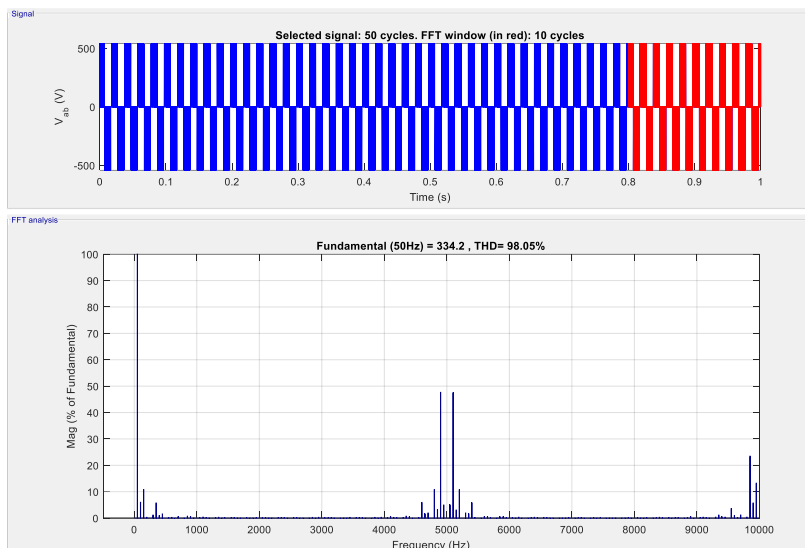
با توجه به دو مورد قبل، در این حالت محدوده ای که مولفه اصلی مرجع فاز می تواند در آن قرار داشته باشد، به

صورت $0.3804 V_{DC} \leq V_{\max(1)} \leq 0.6155 V_{DC}$ خواهد بود. تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز Van و ولتاژ خط Vab به

ترتیب در شکل ۳۰-۱ و شکل ۳۱-۱ ارائه شده است.



شکل ۳۰-۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز Van برای شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار بزرگ به ازای دامنه مولفه اصلی 0.6155 Vdc



شکل ۳۱-۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط Vab برای شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار بزرگ به ازای دامنه مولفه اصلی 0.6155 Vdc

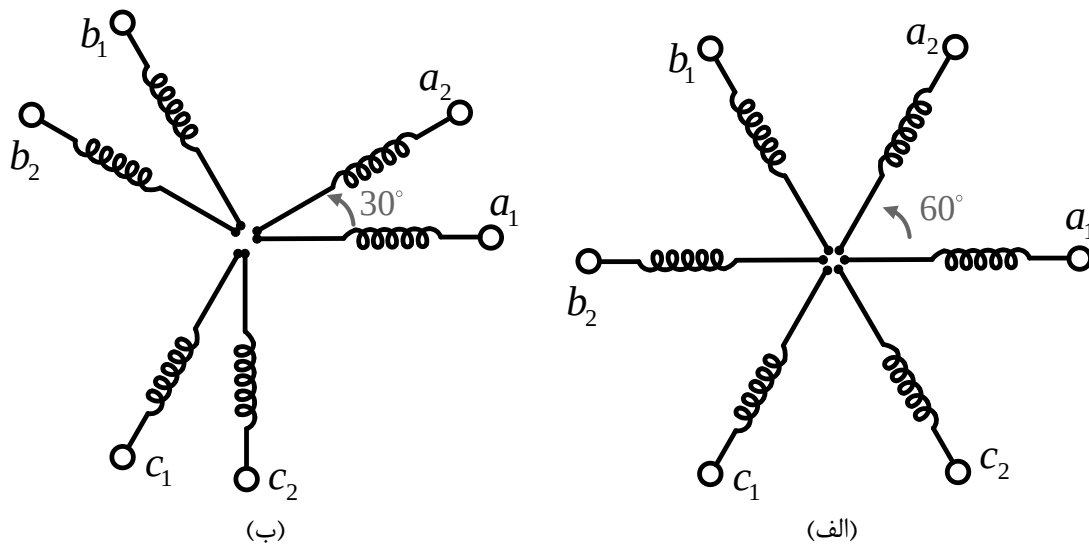
۵-۴-۱- مقایسه روش های مختلف مدولاسیون براساس دامنه بردارهای انتخابی

با توجه به روش های مختلف ارائه شده در قسمت قبل، روش های ارائه شده را می توان از نظر اندیس مدولاسیون و اعوجاج هارمونیک کل مورد ارزیابی قرار داد. مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از تنها دو بردار بزرگ و مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار بزرگ و دو بردار متوسط دارای بیشترین مقدار برای مولفه اصلی به مقدار ۰.۶۱۵۵ می باشند. اما باید به این نکته توجه داشت که استفاده تنها از دو بردار بزرگ باعث هارمونیک های مرتبه پایین در ولتاژ

فاز و ولتاژ خط می گردد که در شکل ۱-۲۶ و شکل ۱-۲۷ به وضوح قابل رویت می باشد. با مقایسه شکل ۱-۲۶ و شکل ۱-۳۰ و همچنین مقایسه شکل ۱-۲۷ و شکل ۱-۳۱ می توان دریافت که به ازای اندیس مدولاسیون یکسان (دامنه مولفه اصلی به مقدار به مقدار ۰.۶۱۵۵)، مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار بزرگ و دو بردار متوسط اعوجاج هارمونیک کل کمتری را برای ولتاژ فاز و ولتاژ خط نسبت به مدولاسیون با استفاده از تنها دو بردار بزرگ ارائه می کند. البته لازم به ذکر است که در مدولاسیون با استفاده از دو بردار بزرگ و دو بردار متوسط، دامنه مولفه اصلی ولتاژ مرجع دارای حداقل مقدار $0.3804 V_{DC}$ نیز می باشد.

۵-۱- اینورترهای منبع ولتاژ شش فاز

برای ماشین شش فاز سیم پیچ های استاتور می توانند به دو صورت سیم پیچی گردند. دو سیم پیچ سه فاز نسبت به هم 60° درجه و یا 30° درجه شیفت فاز باشند. ماشین با شیفت فاز 60° درجه با عنوان "ماشین شش فاز متقارن"^۱ شناخته می شود، در حالی که ساختار دیگر، "ماشین شش فاز نامتقارن"^۲ نامگذاری شده است. هر دو ساختار در شکل ۱-۳۲ نمایش داده شده اند. به طور کلی ماشین شش فاز نامتقارن انتخاب مناسب تری می باشد [۳۳].

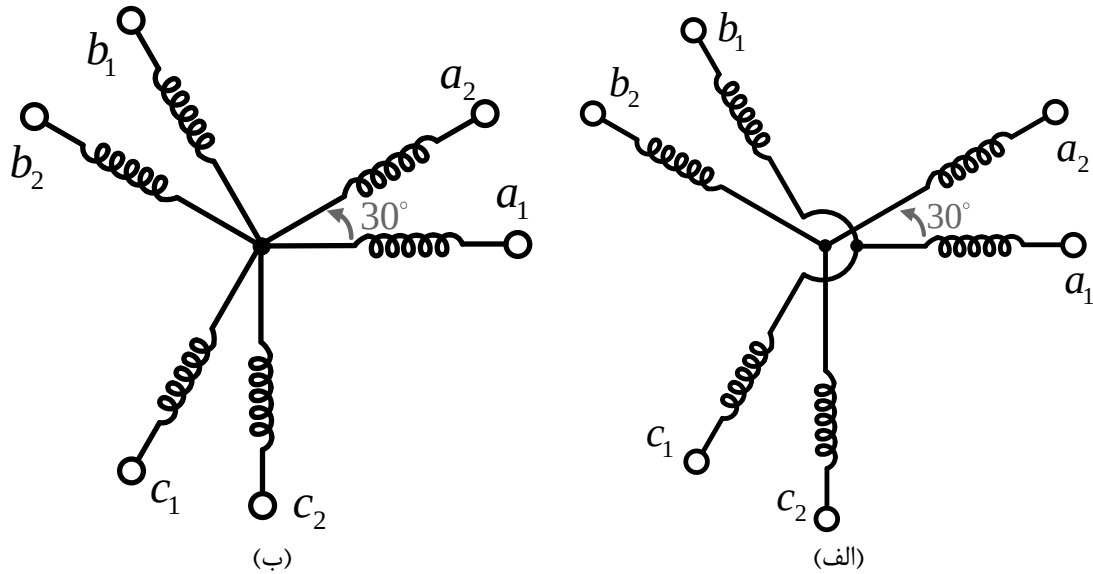


شکل ۱-۳۲ ساختار سیم پیچی استاتور برای (الف) شش فاز متقارن. (ب) شش فاز نامتقارن [۳۳]

¹ Symmetrical Six Phase Machine

² Asymmetrical Six Phase Machine

برای ساختار نامتقارن نیز دو نوع توپولوژی برحسب نوع اتصال نقاط نول معرفی شده است. شکل ۳۳-۱ ساختارهای سیم پیچ های استاتور برای ماشین شش فاز نامتقارن با یک و دو نقطه نول را نشان می دهد.

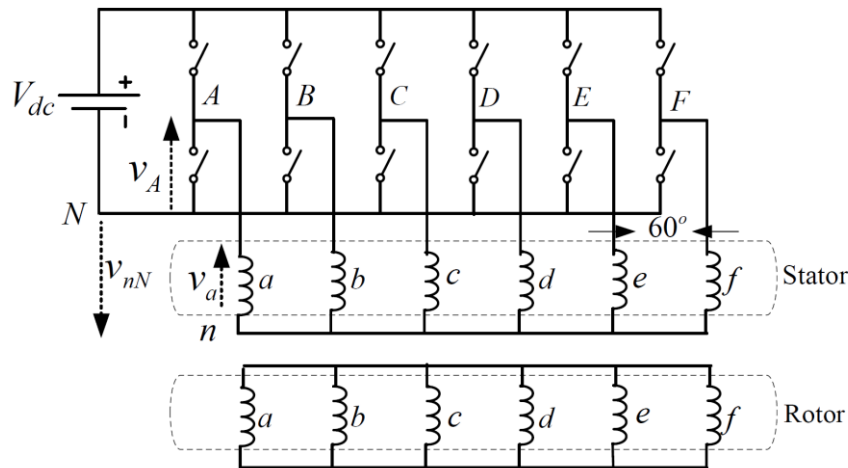


شکل ۳۳-۱ ساختارهای سیم پیچی ماشین شش فاز نامتقارن برحسب نوع اتصال نقاط نول. (الف) دو نقطه نول مجزا. (ب) یک نقطه نول (دو نقطه نول به هم متصل) [۲۰, ۳۴]

ساختار نامتقارن با یک نقطه نول استفاده بهتری از ولتاژ لینک dc را نسبت به نوع متقارن ارائه می دهد [۳۳].

۱-۶- بررسی روش های کلیدزنی اینورتر منبع ولتاژ شش فاز برای تغذیه بار متقارن

توپولوژی مدار قدرت اینورتر منبع ولتاژ شش فاز متقارن دو سطحی برای درایو ماشین شش فاز متقارن در شکل ۳۴-۱ نشان داده شده است. ولتاژ باس DC (V_{dc}) ثابت فرض شده است. سیم پیچ های استاتور ماشین به صورت اتصال ستاره هستند که به یک نقطه نول واحد n وصل می شوند. کلیدهای بالا و پایین به صورت مکمل عمل می نمایند. حروف بزرگ برای ولتاژهای ساق و حروف کوچک برای ولتاژهای فاز بار (ماشین شش فاز متقارن) در نظر گرفته می شوند [۳۵].



شکل ۳۴-۱ توپولوژی مدار قدرت اینورتر منبع ولتاژ شش فاز متقارن دو سطحی برای تغذیه ماشین متقارن [۳۵]

رابطه بین ولتاژهای فاز و ولتاژهای ساق را می توان به صورت زیر بیان نمود:

$$\begin{aligned} V_A &= v_a + v_{nN} & V_D &= v_d + v_{nN} \\ V_B &= v_b + v_{nN} & V_E &= v_e + v_{nN} \\ V_C &= v_c + v_{nN} & V_F &= v_f + v_{nN} \end{aligned} \quad (۱-۶۶)$$

از آنجا که فازها به یک نقطه نول به صورت ستاره متصل می شوند، می توان نوشت:

$$v_a + v_b + v_c + v_d + v_e + v_f = 0 \quad (۱-۶۷)$$

با استفاده از رابطه (۱-۶۷) و با جمع نمودن روابط (۱-۶۶)، می توان نوشت:

$$v_{nN} = (1/6)(V_A + V_B + V_C + V_D + V_E + V_F) \quad (۱-۶۸)$$

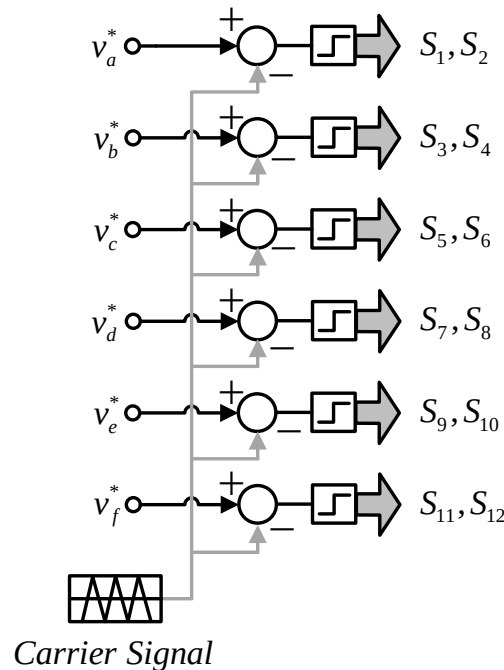
رابطه بین ولتاژهای فاز و ولتاژهای ساق با جایگزینی رابطه (۱-۶۸) در روابط (۱-۶۶) بدست می آیند:

$$\begin{aligned} v_a &= (5/6)V_A - (1/6)(V_B + V_C + V_D + V_E + V_F) \\ v_b &= (5/6)V_B - (1/6)(V_A + V_C + V_D + V_E + V_F) \\ v_c &= (5/6)V_C - (1/6)(V_A + V_B + V_D + V_E + V_F) \\ v_d &= (5/6)V_D - (1/6)(V_A + V_B + V_C + V_E + V_F) \\ v_e &= (5/6)V_E - (1/6)(V_A + V_B + V_C + V_D + V_F) \\ v_f &= (5/6)V_F - (1/6)(V_A + V_B + V_C + V_D + V_E) \end{aligned} \quad (۱-۶۹)$$

۱-۶-۱- مدولاسیون پهنای پالس برای تغذیه بار متقارن

مدولاسیون پهنای پالس شش فاز متقارن تعمیم یافته مدولاسیون پهنای پالس برای اینورترهای سه فاز و پنج فاز

می باشد. برای این منظور شش سیگنال ولتاژ مرجع با حامل مثلثی شکل مقایسه و سپس سیگنال های مورد نیاز برای کلیدزنی ساق های اینورتر فراهم می گردد. شکل ۱-۳۵ نحوه تولید سیگنال های کلیدزنی را برای مدولاسیون پهنای پالس مربوط به اینورتر تغذیه کننده بار متقارن را نمایش می دهد.



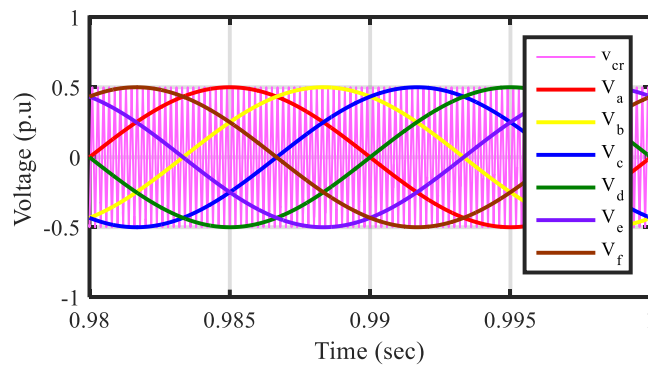
شکل ۱-۳۵ ساخت سیگنال کلیدزنی برای مدولاسیون پهنای پالس مربوط به اینورتر شش فاز تغذیه کننده بار متقارن

۱-۶-۱-۱- شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز تغذیه بار متقارن

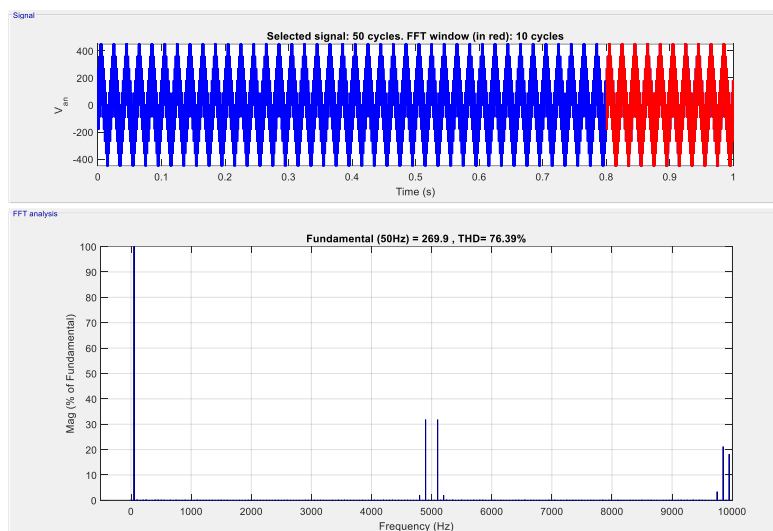
پارامترهای شبیه سازی در جدول ۱-۸ ارائه شده است. شکل ۱-۳۶ ولتاژهای مرجع فاز را به همراه حامل و مثلثی نمایش می دهد. شکل ۱-۳۷ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز V_{an} و شکل ۱-۳۸ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط V_{ab} را نشان می دهد.

جدول ۱-۸ پارامترهای شبیه سازی اینورتر منبع ولتاژ شش فاز

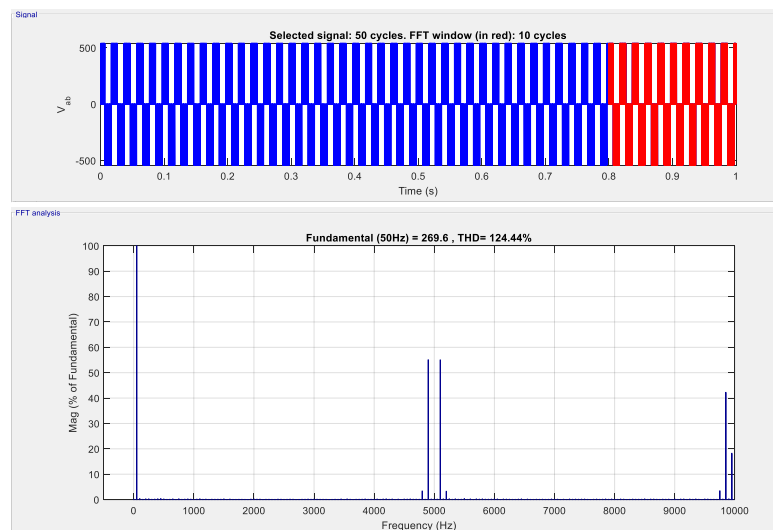
پارامتر	مقدار
ولتاژ لینک DC	540 V
فرکانس کلیدزنی	5kHz
فرکانس ولتاژ مرجع	50Hz



شکل ۳۶- ۱ ولتاژهای مرجع شش فاز به همراه حامل مثلی برای شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس با اندیس مدولاسیون ۱ مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز تغذیه کننده بار متقارن



شکل ۳۷- ۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز Van برای شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس با اندیس مدولاسیون ۱ مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز تغذیه کننده بار متقارن



شکل ۳۸- ۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط Vab برای شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس با اندیس مدولاسیون ۱ مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز تغذیه کننده بار متقارن

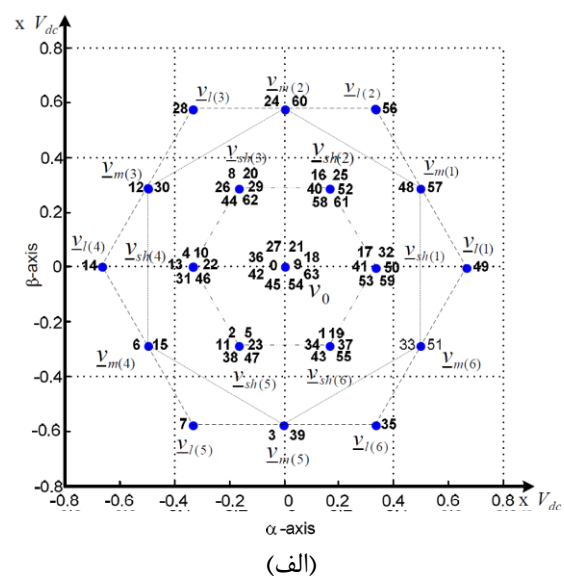
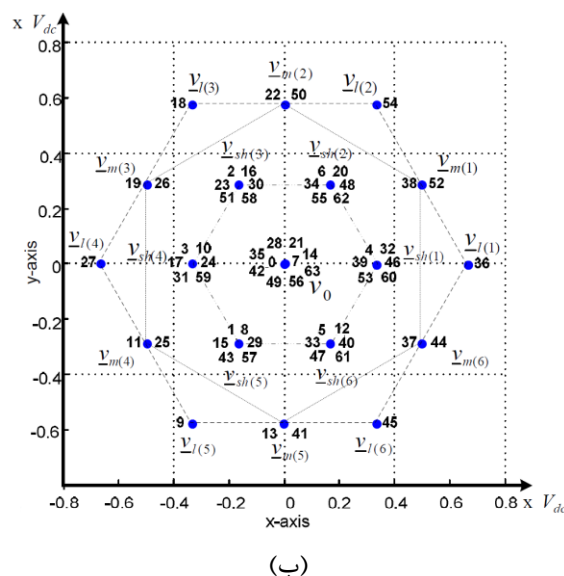
۲-۶-۱- مدولاسیون بردار فضایی اینورتر منبع ولتاژ شش فاز برای تغذیه بار متقارن

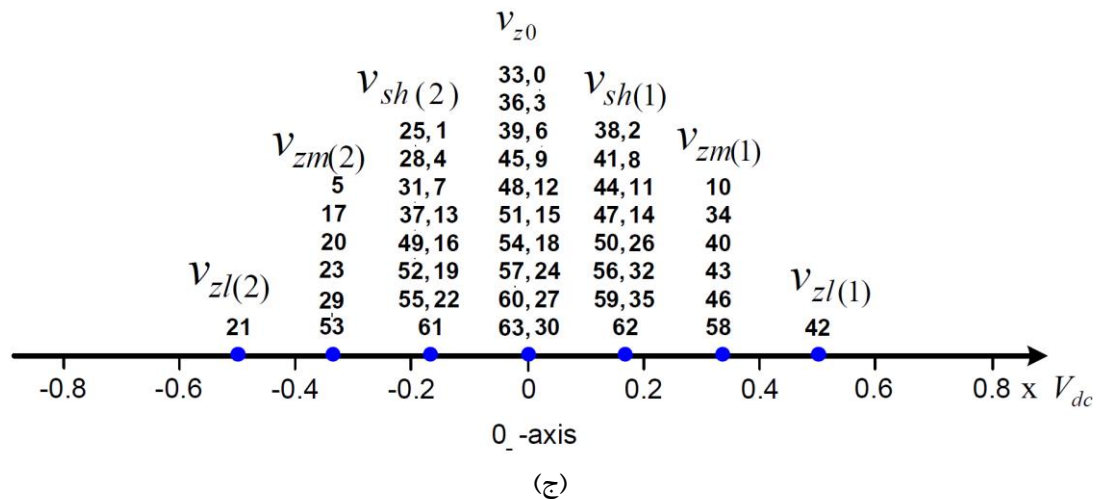
با توجه به شکل ۳۴-۱ در مجموع $2^6 = 64$ ترکیب حالت سوئیچینگ برای اینورتر منبع ولتاژ دو سطحی شش فاز متقارن وجود دارد. براساس تئوری بردار فضایی، حالت های سوئیچینگ منجر به ۶۴ بردار فضایی ولتاژ (فاز) می شوند. انتقال بردارهای فضایی ولتاژ فاز به صفحه های $(\alpha-\beta)$ و $(x-y)$ و محورهای $0+$ و $0-$ با استفاده از معادلات زیر انجام می شود [۳۵]:

$$\begin{aligned} v_{\alpha\beta} &= \frac{2}{6} (v_a + \underline{a}v_b + \underline{a}^2v_c + \underline{a}^3v_d + \underline{a}^4v_e + \underline{a}^5v_f) \\ v_{xy} &= \frac{2}{6} (v_a + \underline{a}^2v_b + \underline{a}^4v_c + \underline{a}^6v_d + \underline{a}^8v_e + \underline{a}^{10}v_f) \\ v_{0+} &= \frac{2}{6} \left(\frac{1}{2} \right) (v_a + v_b + v_c + v_d + v_e + v_f) \\ v_{0-} &= \frac{2}{6} \left(\frac{1}{2} \right) (v_a - v_b + v_c - v_d + v_e - v_f) \end{aligned} \quad (1-70)$$

که در روابط فوق، $\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{6}}$ می باشد.

تصویر بردارهای فضایی در شکل ۳۹-۱ نشان داده شده است. بردارهای فضایی با اعداد دسیمال (مبنای ده) نام گذاری شده اند. اگر به کد باینری شش رقمی تبدیل شوند، این کدهای باینری با وضعیت سوئیچ های بالایی ساق اینورتر با در نظر گرفتن توالی (A, B, C, D, E, F)، مطابقت دارند.





شکل ۳۹-۱ تصویر بردارهای فضایی ولتاژ فاز برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز متقارن: (الف) صفحه $\alpha-\beta$ (ب) صفحه $x-y$ (ج) در محور 0_- [۳۵]

در صفحه های $\alpha-\beta$ و $x-y$ ، ۶۴ بردار فضایی در نوزده مکان قرار گرفته اند. بردارهای فضایی را می توان بر اساس اندازه آنها در چهار گروه مختلف طبقه بندی نمود که بردار فضایی بزرگ ($V_{l(k)}$)، بردار فضایی متوسط ($V_{m(k)}$)، بردار فضایی کوچک ($V_{sh(k)}$) و بردار فضایی صفر (V_0) هستند که در آنها اندیس k بردار فضایی k ام را برای هر گروه از بردارهای فضایی نشان می دهد. گروه بندی های بردارهای فضایی در شکل ۳۹-۱ (الف) و (ب) نشان داده شده اند و می توانند با استفاده از روابط ارائه شده در جدول ۹-۱ بیان شوند. برای بردارهای فضایی بزرگ هیچ جایگزینی^۱ وجود ندارد. بردارهای فضایی متوسط دارای دو جایگزین هستند، در حالی که بردارهایی فضایی کوچک دارای شش جایگزین می باشند. بردار فضایی صفر در صفحه های $(\alpha-\beta)$ و $(x-y)$ توسط ده حالت سوئیچینگ تولید می گردد [۳۵].

مولفه 0_+ برای همه بردارهای فضایی برابر با صفر است اما در مورد مولفه 0_- اینگونه نیست. مولفه 0_- در هفت مکان (موقعیت) قرار گرفته اند. آنها بر روی خط مستقیم محور 0_- قرار دارند و دارای چهار اندازه متفاوت $\pm 1/2 V_{DC}$ ، $\pm 1/6 V_{DC}$ ، $\pm 1/3 V_{DC}$ و صفر می باشند. گروه بندی های مولفه 0_- در شکل ۳۹-۱ (ج) نشان داده شده اند و می توانند با استفاده از روابط ارائه شده در جدول ۱۰-۱ بیان شوند [۳۵].

¹ redundancy

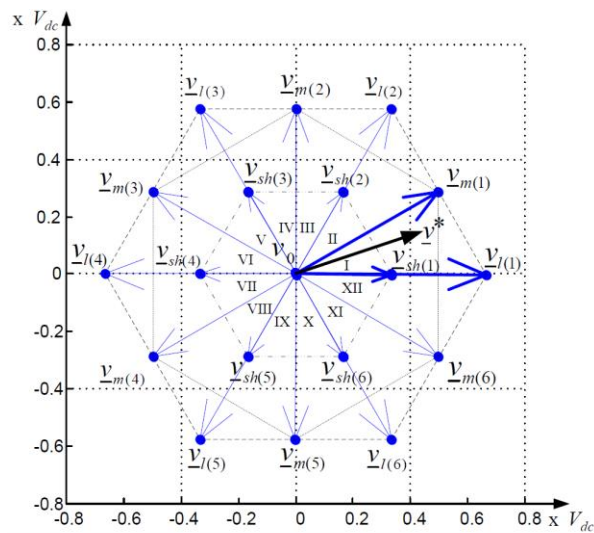
جدول ۹-۱ بردارهای فضایی اینورتر منبع ولتاژ شش فاز متقارن در صفحه های α - β و x - y [۳۵]

بردارهای فضایی	اندازه بردارهای فضایی
بزرگ ($\underline{V}_{l(k)}$)	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}}$ $k = 1, 2, \dots, 6$
متوسط ($\underline{V}_{m(k)}$)	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}e^{j(2k-1)\frac{\pi}{6}}$ $k = 1, 2, \dots, 6$
کوچک ($\underline{V}_{sh(k)}$)	$\frac{1}{3}V_{dc}e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}}$ $k = 1, 2, \dots, 6$
صفر ($\underline{V}_0$)	0

جدول ۱۰-۱ مولفه 0- برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز متقارن [۳۵]

بردارهای فضایی	اندازه بردارهای فضایی
بزرگ ($\underline{V}_{zl(k)}$)	$\frac{1}{2}V_{dc}e^{j(k-1)\pi}$ $k = 1, 2.$
متوسط ($\underline{V}_{zm(k)}$)	$\frac{1}{3}V_{dc}e^{j(k-1)\pi}$ $k = 1, 2.$
کوچک ($\underline{V}_{zsh(k)}$)	$\frac{1}{6}V_{dc}e^{j(k-1)\pi}$ $k = 1, 2.$
صفر ($\underline{V}_{z0}$)	0

به منظور پیاده سازی مدولاسیون بردار فضایی در اینورتر منبع ولتاژ شش فاز متقارن دو سطحی، صفحه α - β را می توان به دوازده سکتور ۳۰ درجه ای تقسیم نمود، مانند آنچه که شکل ۴۰-۱ نشان داده شده است. هر سکتور به یک بردار فضایی بزرگ، یک بردار فضایی متوسط (با دو حالت سوئیچینگ)، یک بردار فضایی کوچک (با شش حالت سوئیچینگ) و یک بردار فضایی صفر (با ده حالت سوئیچینگ) محدود می شود. برای مدولاسیون بردار فضایی، بردار مرجع $\underline{V}^*$ را می توان با استفاده از ترکیبات مختلف آن بردارهای فضایی ساخت [۳۵].



شکل ۴۰-۱ نواحی ۱۲ سکتور ۳۰ درجه ای در صفحه α - β [۳۵]

با استفاده از اصل تعادل ولت-ثانیه، بردار مرجع در هر سکتور را می توان به صورت زیر تولید نمود [۳۵]:

$$\begin{aligned} \underline{v}^* T_s &= \underline{v}_l T_l + \underline{v}_m T_m + \underline{v}_{sh} T_{sh} + \underline{v}_0 T_0 \\ T_s &= T_l + T_m + T_{sh} + T_0 \end{aligned} \quad (1-71)$$

در رابطه فوق، T_l ، T_m ، T_{sh} و T_0 زمان های سوئیچینگ مشخص بردارهای فضایی بزرگ، متوسط، کوچک و صفر

را بیان می کنند. تقسیم هر بردار فضایی به مؤلفه حقیقی (α) و موهومی (β) رابطه ذیل را نتیجه می دهد:

$$\begin{aligned} v_\alpha^* T_s &= \underline{v}_l^\alpha T_l + \underline{v}_m^\alpha T_m + \underline{v}_{sh}^\alpha T_{sh} + \underline{v}_0^\alpha T_0 \\ v_\beta^* T_s &= \underline{v}_l^\beta T_l + \underline{v}_m^\beta T_m + \underline{v}_{sh}^\beta T_{sh} + \underline{v}_0^\beta T_0 \end{aligned} \quad (1-72)$$

به دلیل آن که $\underline{v}_{sh} = (1/2)\underline{v}_l$ و $\underline{v}_0 = 0$ می باشند، رابطه (۱-۷۲) دوباره می تواند به صورت زیر بازنویسی شود:

$$\begin{aligned} T_l + \frac{T_{sh}}{2} &= \frac{v_\alpha^* \underline{v}_m^\beta - v_\beta^* \underline{v}_m^\alpha}{\underline{v}_l^\alpha \underline{v}_m^\beta - \underline{v}_l^\beta \underline{v}_m^\alpha} T_s \\ T_m &= \frac{v_\beta^* \underline{v}_l^\alpha - v_\alpha^* \underline{v}_l^\beta}{\underline{v}_l^\alpha \underline{v}_m^\beta - \underline{v}_l^\beta \underline{v}_m^\alpha} T_s \end{aligned} \quad (1-73)$$

با بکارگیری یک متغیر کنترل، که به صورت $\rho = \frac{T_l}{T_l + \frac{T_{sh}}{2}}$ تعریف می گردد، رابطه (۱-۷۳) را می توان دوباره به

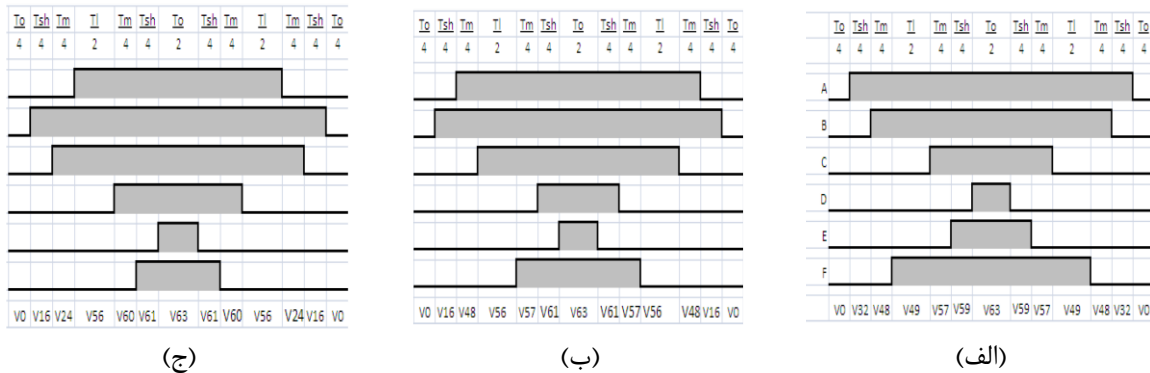
شکل ذیل بازنویسی نمود:

$$T_l = \rho \frac{v_{\alpha}^* v_m^{\beta} - v_{\beta}^* v_m^{\alpha}}{v_l^{\alpha} v_m^{\beta} - v_l^{\beta} v_m^{\alpha}} T_s$$

$$T_{sh} = 2(1 - \rho) \frac{v_{\alpha}^* v_m^{\beta} - v_{\beta}^* v_m^{\alpha}}{v_l^{\alpha} v_m^{\beta} - v_l^{\beta} v_m^{\alpha}} T_s \quad (1-74)$$

$$T_m = \frac{v_{\beta}^* v_l^{\alpha} - v_{\alpha}^* v_l^{\beta}}{v_l^{\alpha} v_m^{\beta} - v_l^{\beta} v_m^{\alpha}} T_s$$

محدوده ρ ، برابر با $0 \leq \rho \leq 1$ می باشد. لازم به ذکر است که از مقدار ρ می توان برای تنظیم نسبت زمان سوئیچینگ مشخص بردار فضایی بزرگ و کوچک استفاده نمود. توالی سوئیچینگ برای سه سکتور در شکل ۱-۴۱ نشان داده شده است. هفت حالت سوئیچینگ در یک نصف دوره تناوب سوئیچینگ استفاده می شود، که یک بار بردار فضایی بزرگ، دو بار بردار فضایی متوسط، دو بار بردار فضایی کوچک و دو بار بردار فضایی صفر را مورد استفاده قرار می دهد. هر سوئیچ فقط یکبار خاموش و روشن می شود [۳۵].



شکل ۱-۴۱ توالی های سوئیچینگ مدولاسیون بردار فضایی برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز متقارن دو سطحی. (الف) سکتور ۱. (ب) سکتور ۲. (ج) سکتور ۳ [۳۵]

۱-۶-۲-۱- حالت اول: مدولاسیون بردار فضایی برای $\rho=1$

با توجه به رابطه (۱-۷۴)، هنگامی که متغیر کنترل $\rho=1$ انتخاب شده باشد، می توان مشاهده نمود که، $T_{sh} = 0$ ، یعنی بردار فضایی کوچک استفاده نمی شود. بنابراین، این روش تنها از ۵ وضعیت کلیدزنی (یعنی یک بردار فضایی بزرگ، دو بردار فضایی متوسط و دو بردار فضایی صفر) در طول دوره تناوب کلیدزنی استفاده می کند. محدوده اندیس مدولاسیون برای این حالت $0 < M < 2/\sqrt{3}$ می باشد. با انتخاب $\rho = 1$ ، هارمونیک های مرتبه پایین در مؤلفه های (x-y) حذف می شوند، اما در مؤلفه 0- این طور نیست زیرا مقدار متوسط در طول یک دوره سوئیچینگ برابر با صفر نیست [۳۵].

۲-۶-۱-۲-۲ حالت دوم: مدولاسیون بردار فضایی برای $\rho = 2/3$

هنگامی که متغیر کنترل به مقدار $\rho = 2/3$ تنظیم شده است، از رابطه (۱-۷۴) می توان مشاهده کرد که تساوی $T_l = T_{sh}$ برقرار است. بنابراین، روش مدولاسیون بردار فضایی با $\rho = 2/3$ از هفت حالت سوئیچینگ (یعنی یک بردار فضایی بزرگ، دو بردار فضایی متوسط، دو بردار فضایی کوچک و دو بردار فضایی صفر) در یک دوره تناوب سوئیچینگ استفاده می کند. محدوده اندیس مدولاسیون برای این حالت $0 < M < 1$ می باشد [۳۵].

۳-۶-۱-۲-۳ حالت سوم: مدولاسیون بردار فضایی برای تغییرات خطی ρ

با تغییر مقدار ρ می توان از روش مدولاسیون بردار فضایی دیگری استفاده نمود. هنگامی که ρ در محدوده $2/3 < \rho < 1$ افزایش می یابد، استفاده از ولتاژ باس DC به تدریج بهبود می یابد [۳۶]. هارمونیک های مرتبه پایین نیز در قسمت پایین محدوده به حداقل ممکن می رسند و تنها زمانی به حداکثر دامنه می رسند که $\rho = 1$ باشد. این روش فقط برای رنج شاخص مدولاسیون $1 < M < 2/\sqrt{3}$ اعمال می شود. تغییر ρ ، به عنوان تابعی از اندیس مدولاسیون، به صورت زیر بیان می گردد [۳۵]:

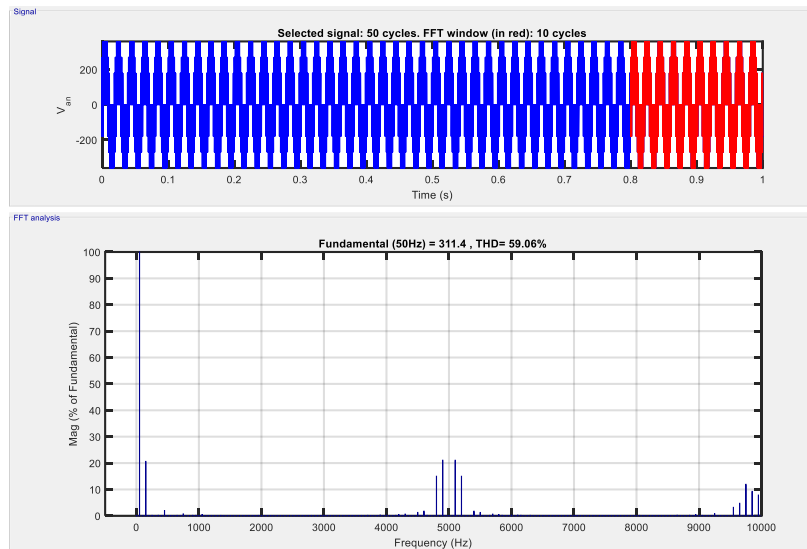
$$\rho = -\frac{1}{3-2\sqrt{3}}M + \frac{3\sqrt{3}-4}{3\sqrt{3}-6} \quad (1-75)$$

۴-۶-۱-۲-۴ شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز متقارن

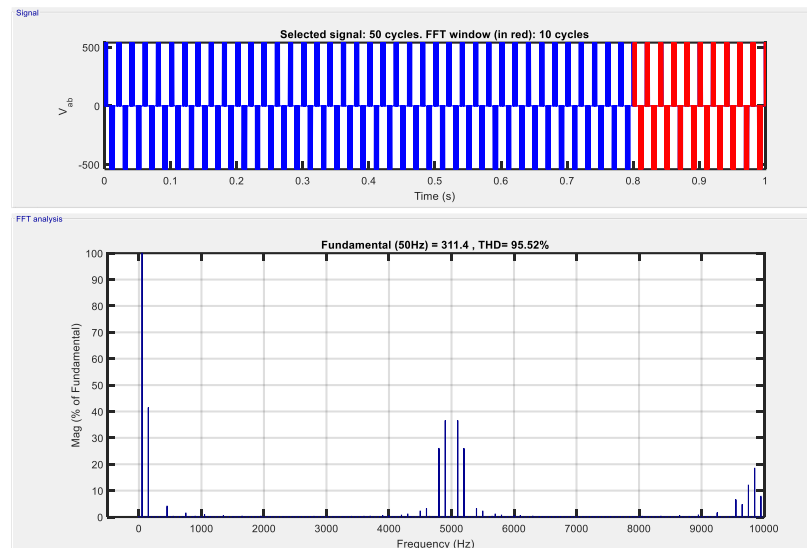
پارامترهای شبیه سازی این قسمت در جدول ۸-۱ ارائه شده است. برای دو حالت مختلف مقدار ρ شبیه سازی ها انجام گشته است.

۱-۱۱-۲-۱۴-۱ شبیه سازی در حالت $\rho = 1$

حداکثر اندیس مدولاسیون در این حالت برابر با $M_{max} = 2/\sqrt{3}$ می باشد. شکل ۴۲-۱ و شکل ۴۳-۱ به ترتیب تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز Van و ولتاژ خط Vab را در این حالت نمایش می دهند.



شکل ۱-۴۲ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز Van برای شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی با اندیس مدولاسیون $2/\sqrt{3}$ مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز تغذیه کننده بار متقارن

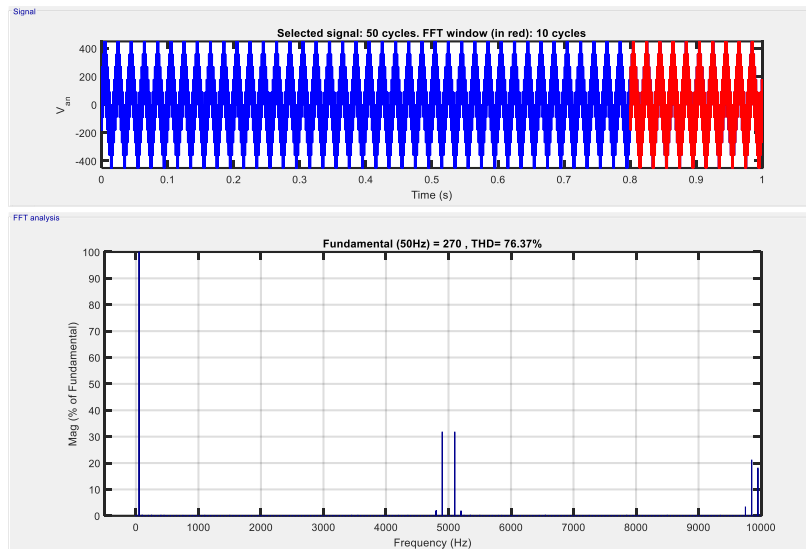


شکل ۱-۴۳ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط Vab برای شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی با اندیس مدولاسیون $2/\sqrt{3}$ مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز تغذیه کننده بار متقارن

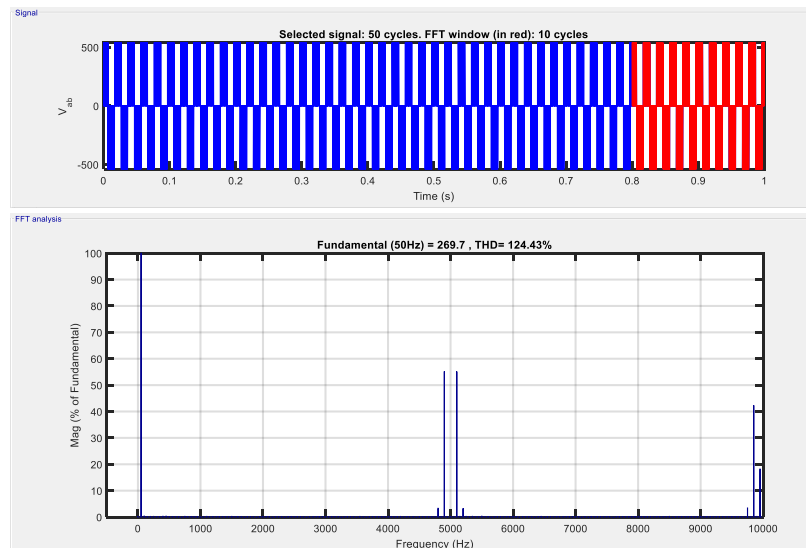
۲-۱۴-۲-۱۱-۱- شبیه سازی در حالت $p=2/3$

در این وضعیت $T_l = T_{sh}$ می باشد و حداکثر اندیس مدولاسیون برابر با $M_{max} = 1$ است. تحلیل سری فوریه ولتاژ

فاز Van در شکل ۱-۴۴ و تحلیل سری فوریه ولتاژ خط Vab در شکل ۱-۴۵ ارائه شده است.



شکل ۴۴-۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز Van برای شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی با اندیس مدولاسیون ۱ مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز تغذیه کننده بار متقارن



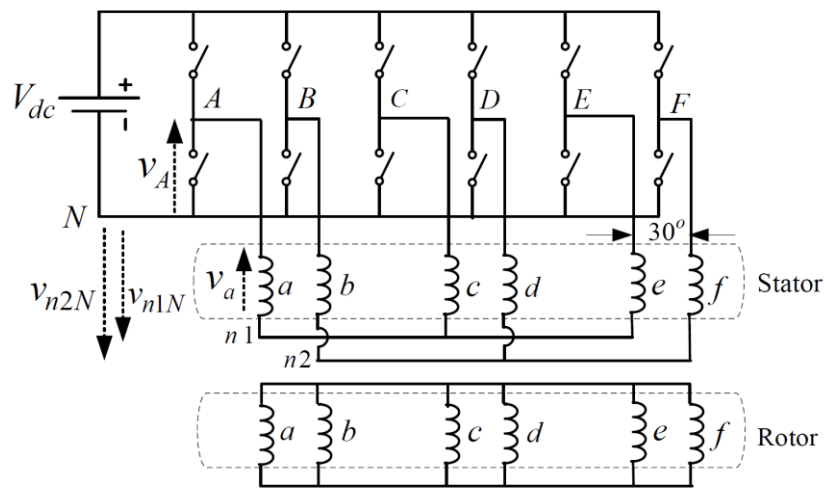
شکل ۴۵-۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط Vab برای شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی با اندیس مدولاسیون ۱ مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز تغذیه کننده بار متقارن

۷-۱- بررسی روش های کلیدزنی اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن

در این قسمت به بررسی روش های کلیدزنی اینورتر منبع ولتاژ شش فاز پرداخته می شود. با توجه به نحوه اتصال نقاط نول برای بار اینورتر، این روش های کلیدزنی هم برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن برای تغذیه بار با دو نقطه نول و هم برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن برای تغذیه بار یک نقطه نول مورد بحث قرار خواهد گرفت.

۱-۷-۱- اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول

توپولوژی مدار قدرت یک اینورتر شش فاز دو سطحی که یک بار (ماشین) نامتقارن با دو نقطه نول جدا شده را تغذیه می کند، در شکل ۱-۴۶ نشان داده شده است. این سیستم شش فاز نامتقارن متشکل از دو اینورتر سه فاز است که دارای ولتاژ باس dc مشترک، یعنی V_{dc} ، هستند. در این حالت فازهای بار (سیم پیچ های استاتور ماشین) به صورت اتصال ستاره با نقاط نول مجزا، $n1$ و $n2$ می باشند. ولتاژ باس dc ثابت فرض می شود [۳۵].



شکل ۱-۴۶ توپولوژی مدار قدرت اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن دو سطحی برای تغذیه بار با دو نقطه نول مجزا [۳۵]
با توجه به شکل ۱-۴۶، شش ساق برای اینورتر وجود دارند. بنابراین اینورتر دارای $2^6 = 64$ ترکیب حالت سوئیچینگ است که به نوبه خود بردارهای فضایی را تعیین می کنند. براساس تئوری بردار فضایی، حالت های سوئیچینگ منجر به 64 بردار فضایی ولتاژ می شوند. مدل بردار فضایی اینورتر با این فرضیه ارائه شده است که سوئیچ ها دارای یک کموتاسیون ایده آل و افت ولتاژ هدایت مستقیم صفر هستند. ارتباط بین ولتاژ فاز و ولتاژ ساق اینورتر را می توان به صورت رابطه (۱-۶۶) تعیین نمود. از آنجا که فازها با نقاط خنثی مجزا با اتصال به صورت ستاره هستند، می توان نوشت [۳۵]:

$$\begin{aligned} v_a + v_c + v_e &= 0 \\ v_b + v_d + v_f &= 0 \end{aligned} \quad (1-76)$$

مجموع روابط (۱-۶۶)، در این حالت رابطه ذیل را نتیجه می دهد:

$$\begin{aligned} v_{n1N} &= (1/3)(v_A + v_C + v_E) \\ v_{n2N} &= (1/3)(v_B + v_D + v_F) \end{aligned} \quad (1-77)$$

رابطه بین ولتاژهای فاز ماشین و ولتاژ ساق اینورتر با جایگزینی رابطه (۱-۷۷) در رابطه (۱-۶۶) بدست می آید.

نتیجه حاصل به شرح ذیل است:

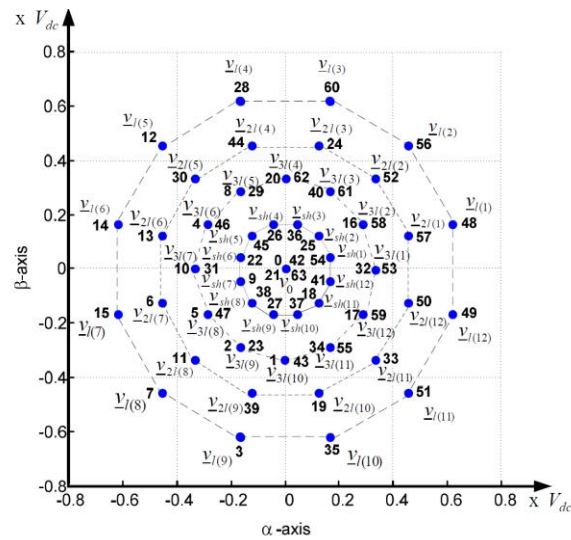
$$\begin{aligned} v_a &= (2/3)v_A - (1/3)(v_C + v_E) & v_b &= (2/3)v_B - (1/3)(v_D + v_F) \\ v_c &= (2/3)v_C - (1/3)(v_A + v_E) & v_d &= (2/3)v_D - (1/3)(v_B + v_F) \\ v_e &= (2/3)v_E - (1/3)(v_A + v_C) & v_f &= (2/3)v_F - (1/3)(v_B + v_D) \end{aligned} \quad (1-78)$$

بردارهای فضایی ولتاژهای فاز را می توان به دو صفحه دو بعدی متعامد، با نام های $(\alpha-\beta)$ و $(x-y)$ و یک جفت از مؤلفه های توالی صفر $(0_+ - 0_-)$ انتقال داد. با استفاده از انتقال توان متغیر، بردارهای فضایی در قاب مرجع ساکن و مؤلفه های توالی صفر را می توان به شرح زیر تعریف نمود [۳۵]:

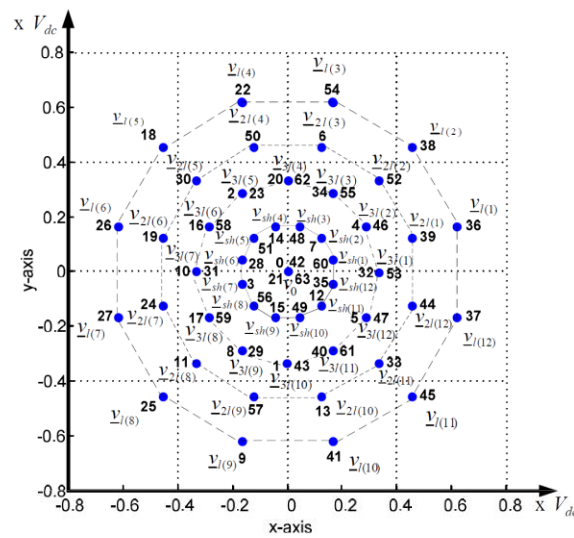
$$\begin{aligned} v_{\alpha\beta} &= v_{\alpha} + jv_{\beta} = \frac{2}{6}(v_a + \underline{a}^4 v_c + \underline{a}^8 v_e + \underline{a} v_b + \underline{a}^5 v_d + \underline{a}^9 v_f) \\ v_{xy} &= v_x + jv_y = \frac{2}{6}(v_a + \underline{a}^8 v_c + \underline{a}^{16} v_e + \underline{a}^5 v_b + \underline{a} v_d + \underline{a}^9 v_f) \\ v_{0_+} &= \frac{2}{6}(v_a + v_c + v_e) \\ v_{0_-} &= \frac{2}{6}(v_b + v_d + v_f) \end{aligned} \quad (1-79)$$

که در روابط فوق، $\underline{a} = e^{j\frac{\pi}{6}}$ می باشد.

تصویر بردارهای فضایی ولتاژ فاز در صفحه های $(\alpha-\beta)$ و $(x-y)$ در شکل ۴۷-۱ نشان داده شده است، که مقدار V_{dc} به مقدار ۱ پریونیت در نظر گرفته شده است. مؤلفه های توالی صفر در محورهای $(0_+ - 0_-)$ به دلیل نقاط نول جدا از هم، برای تمام ترکیبات حالت سوئیچینگ برابر با صفر می باشند. بردارهای فضایی با اعداد دسیمال نام گذاری شده اند. اگر این اعداد دسیمال به کد باینری تبدیل شوند، اعداد بدست آمده مربوط به وضعیت ساق اینورتر در توالی (A, B, C, D, E, F) می باشند [۳۵].



(الف)



(ب)

شکل ۴۷-۱ تصویر بردارهای فضایی ولتاژ فاز برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول مجزا. (الف) در صفحه $(\alpha-\beta)$.

(ب) در صفحه $(x-y)$ [۳۵]

در مجموع، ۴۸ بردار فضایی فعال مجزا در صفحات $(\alpha-\beta)$ و $(x-y)$ وجود دارد. بر اساس اندازه آنها، بردارهای فضایی فعال در صفحات $(\alpha-\beta)$ و (xy) را می توان در چهار گروه مختلف طبقه بندی نمود که بزرگ ترین بردارهای فضایی $V_{l(k)}$ ، دومین بردارهای فضایی بزرگ $V_{2l(k)}$ ، سومین بردارهای فضایی بزرگ $V_{3l(k)}$ ، کوتاه ترین بردارهای فضایی $V_{sh(k)}$ و بردارهای فضایی صفر V_0 می باشند که شاخص k بردار فضایی k امین را برای هر گروه از بردارهای فضایی نشان می دهد. گروه بندی بردارهای فضایی در شکل ۴۷-۱ نشان داده شده است و می توانند با استفاده از روابط ارائه شده در

جدول ۱-۱۱ بیان کردند. هر گروه شامل دوازده بردار فضایی مجزا است. سومین بردارهای بزرگ فضایی دارای جایگزین^۱ می باشند که هر کدام توسط دو ترکیب حالت سوئیچینگ تولید می شوند. از طرف دیگر، بردار فضایی صفر توسط چهار ترکیب حالت سوئیچینگ، V_0 ، V_{63} ، V_{21} و V_{42} تولید می شود. بزرگترین بردارهای فضایی در صفحه $(\alpha-\beta)$ به عنوان کوتاه ترین بردارهای فضایی در صفحه $(x-y)$ هستند و بالعکس. در صفحات $(\alpha-\beta)$ و $(x-y)$ ، همه بردارهای فضایی فعال دارای جایگزین، دارای اندازه بردارهای فضایی بزرگ سوم هست [۳۵].

جدول ۱-۱۱ بردارهای فضایی اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن دو سطحی برای تغذیه بار با نقاط نول مجزا در صفحه های $\alpha-\beta$ و $x-y$

اندازه بردارهای فضایی	بردارهای فضایی
$\frac{\sqrt{2+\sqrt{3}}}{3} V_{dc} e^{j(2k-1)\frac{\pi}{12}}$ $k = 1, 2, \dots, 12$	بزرگ $(\underline{V}_{l(k)})$
$\frac{\sqrt{2}}{3} V_{dc} e^{j(2k-1)\frac{\pi}{12}}$ $k = 1, 2, \dots, 12$	بزرگ دوم $(\underline{V}_{2l(k)})$
$\frac{1}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{6}}$ $k = 1, 2, \dots, 12$	بزرگ سوم $(\underline{V}_{3l(k)})$
$\frac{\sqrt{2-\sqrt{3}}}{3} V_{dc} e^{j(2k-1)\frac{\pi}{12}}$ $k = 1, 2, \dots, 12$	کوچک ترین $(\underline{V}_{sh(k)})$
0	صفر $(\underline{V}_0)$

۲-۷-۱- مدولاسیون پهنای پالس مبتنی بر موج حامل در اینورترهای منبع ولتاژ شش فاز

نامتقارن

پیاده سازی مدولاسیون پهنای پالس مبتنی بر حامل به دو مجموعه از شکل موج سینوسی سه فاز به عنوان سیگنال مرجع نیاز دارد. دو مجموعه سیگنال مرجع دارای ۳۰ درجه شیفت فاز می باشند. دو نوع مدولاسیون پهنای پالس مبتنی بر حامل قابل پیاده سازی است. نوع اول این مدولاسیون، مدولاسیون پهنای پالس سینوسی خالص است در حالی که نوع

¹ redundancy

دوم مدولاسیون پهنای پالس سینوسی با تزریق توالی صفر است (که اغلب به آن تزریق توالی صفر دابل نیز گفته می شود). شاخص مدولاسیون به صورت زیر تعریف می شود [۳۵]:

$$M = \frac{V_1}{0.5 V_{dc}} \quad (۱-۸۰)$$

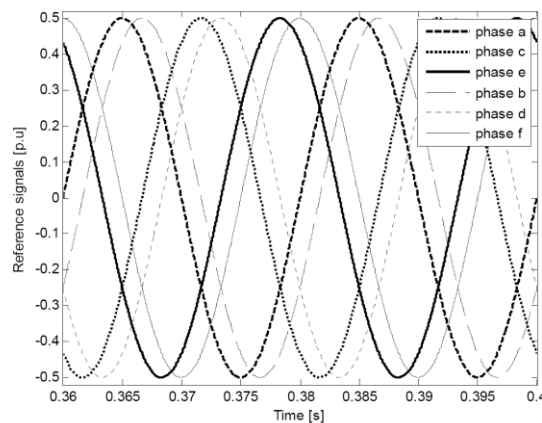
که در رابطه فوق، V_1 پیک مرجع سینوسی است، که برابر با ولتاژ خروجی مولفه اصلی مورد نظر است.

۱-۷-۲-۱- مدولاسیون پهنای پالس سینوسی خالص

در این روش، دو مجموعه از شکل موج های سینوسی خالص سه فاز به عنوان سیگنال مرجع تولید می شوند. محدوده

اندیس مدولاسیون برای این روش $0 < M < 1$ می باشد [۳۵]. سیگنال های مرجع برای $M_{max} = 1$ در شکل ۱-۴۸

نشان داده شده است. سیگنال ها به صورت پریونیت (pu) می باشند که $V_{dc} = 1 \text{ p.u.}$ است.



شکل ۱-۴۸ سیگنال های مرجع برای روش مدولاسیون پهنای پالس سینوسی خالص [۳۵]

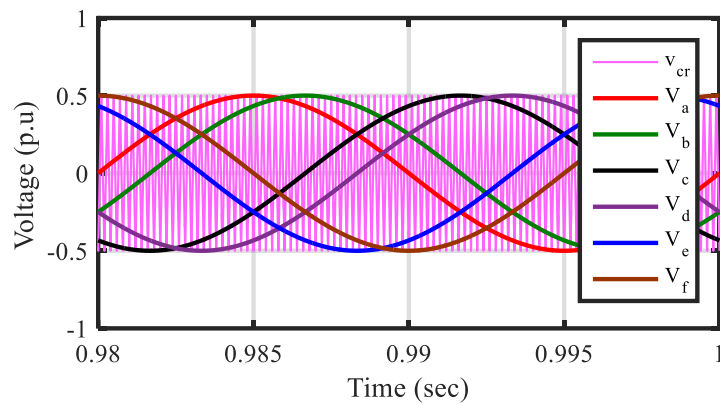
۱-۱۲-۲-۱-۱- شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس سینوسی خالص برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز

نامتقارن با دو نقطه نول

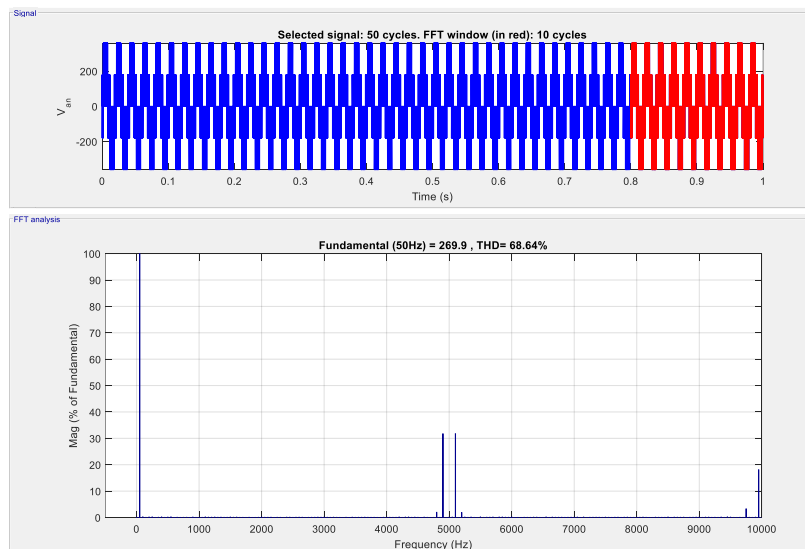
پارامترهای شبیه سازی این حالت در جدول ۱-۸ ارائه شده است. شکل ۱-۴۹ ولتاژهای مرجع را در این حالت به

همراه حامل مثلی نشان می دهد. اندیس مدولاسیون در این شبیه سازی مقدار ۱ در نظر گرفته شده است. شکل ۱-۵۰

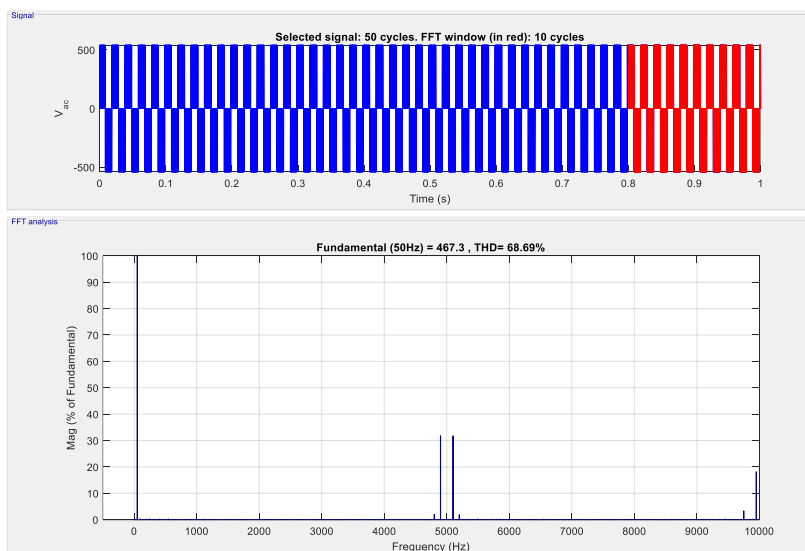
تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز Van را نشان می دهد. تحلیل سری فوریه ولتاژ خط V_{a1b1} (V_{ac}) در شکل ۱-۵۱ ارائه شده است.



شکل ۴۹- ۱ ولتاژهای مرجع برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در حالت شبیه سازی با اندیس مدولاسیون ۱



شکل ۵۰- ۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز Van در شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس سینوسی خالص مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول



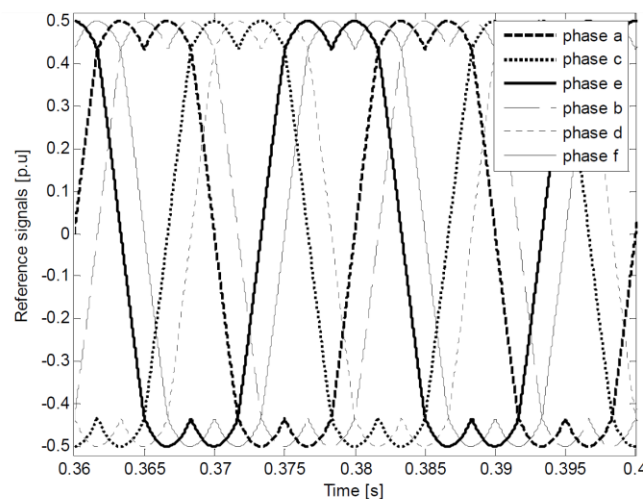
شکل ۵۱- ۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط Vac در شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس سینوسی خالص مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول

۲-۷-۱- تزریق مؤلفه (توالی) صفر دابل

یک سیگنال با توالی صفر (هارمونیک سوم یا تمام هارمونیک های مضرب سه^۱) می تواند به سیگنال های مرجع اینورتر سه فاز تزریق شود تا استفاده از باس DC افزایش یابد [۳۷، ۳۸]. همین استراتژی را می توان در این قسمت به کار برد؛ اما به تزریق دو سیگنال توالی صفر (v_{01} و v_{02}) در سیگنال های مرجع نیاز دارد [۳۹]، که به شرح زیر می باشند (با در نظر گرفتن $i = a, c, e$ و $j = b, d, f$) [۳۵]:

$$\begin{aligned} v_i(t) &= v_i^*(t) + v_{01} \quad ; \quad v_j(t) = v_j^*(t) + v_{02} \\ v_{01} &= -0.5 \left[\min(v_a^*, v_c^*, v_e^*) + \max(v_a^*, v_c^*, v_e^*) \right] \\ v_{02} &= -0.5 \left[\min(v_b^*, v_d^*, v_f^*) + \max(v_b^*, v_d^*, v_f^*) \right] \end{aligned} \quad (۱-۸۱)$$

محدوده اندیس مدولاسیون برای این روش $0 < M < 1.154$ است. سیگنال های مرجع برای $M_{\max} = 1.154$ در شکل ۱-۵۲ نشان داده شده است. با توجه به حداکثر اندیس مدولاسیون بالاتر، این روش حداکثر مؤلفه اصلی بالاتر از روش مدولاسیون پهنای پالس سینوسی خالص تولید می کند [۳۵].



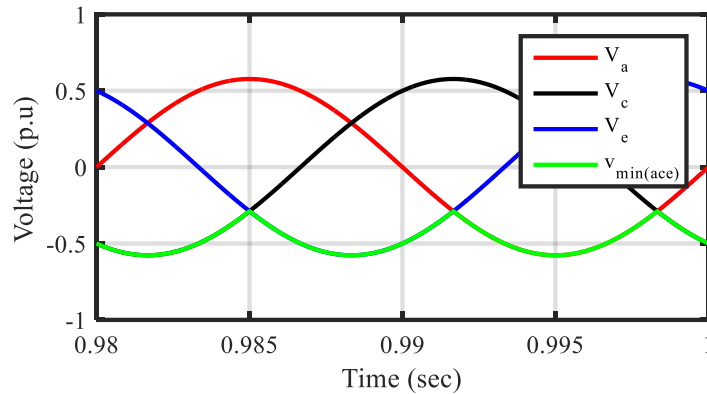
شکل ۱-۵۲ سیگنال مرجع برای روش تزریق دابل توالی صفر [۳۵]

۳-۷-۱- شبیه سازی مدولاسیون پهنای با تزریق توالی صفر برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز تغذیه کننده بار نامتقارن با دو نقطه نول

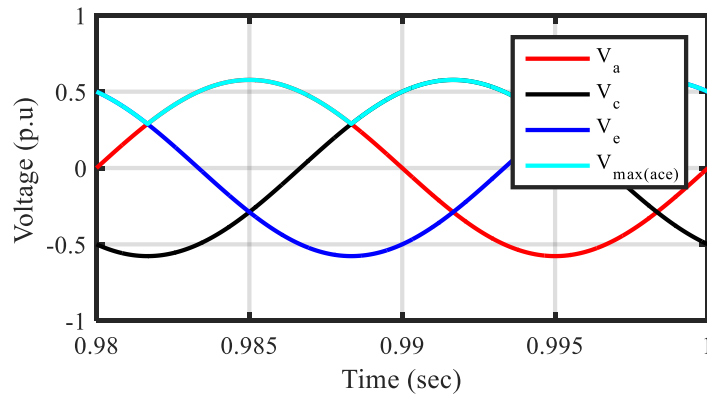
پارامترهای مربوط به شبیه سازی در جدول ۱-۸ ارائه شده است. ولتاژهای حداقل و حداکثر برای گروه های سه فاز

¹ triplen

ace و bdf به ترتیب در شکل ۱-۵۳ و شکل ۱-۵۴ ارائه شده است. شکل ۱-۵۵ (الف) ولتاژ v01 را به همراه ولتاژهای گروه سه فاز مربوطه (ace) و (ب) به همراه ولتاژهای گروه سه فاز مربوطه (bdf) نشان می دهد.

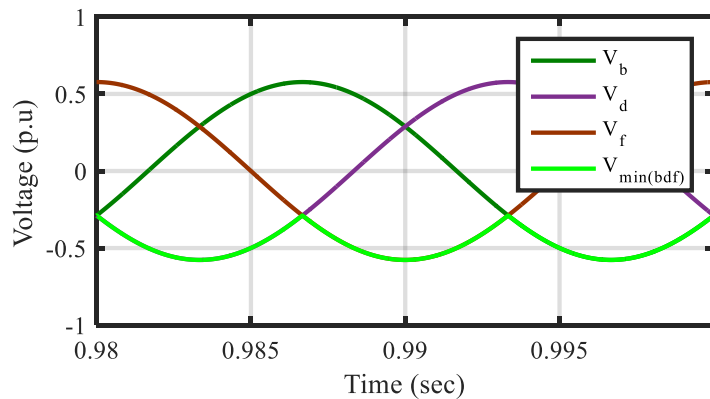


(الف)

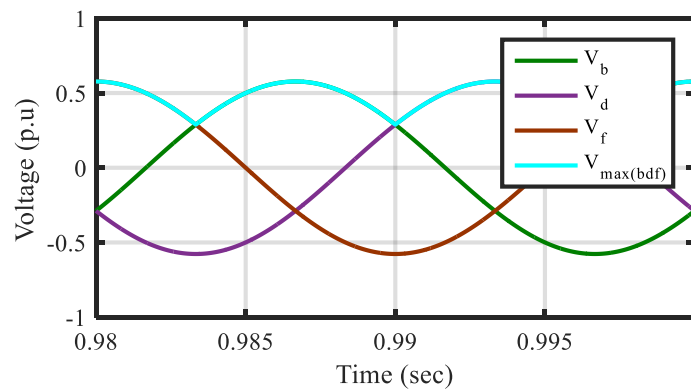


(ب)

شکل ۱-۵۳ ولتاژهای: (الف) $V_{min}(V_{an}, V_{cn}, V_{en})$ (ب) $V_{max}(V_{an}, V_{cn}, V_{en})$ برای ولتاژهای مرجع اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول با اندیس مدولاسیون ۱.۱۵۴

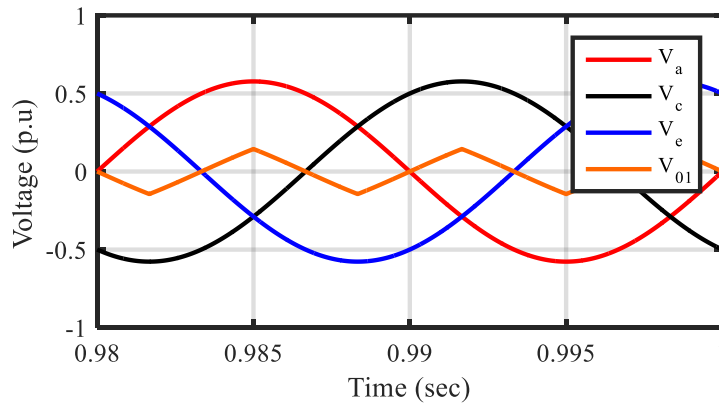


(الف)

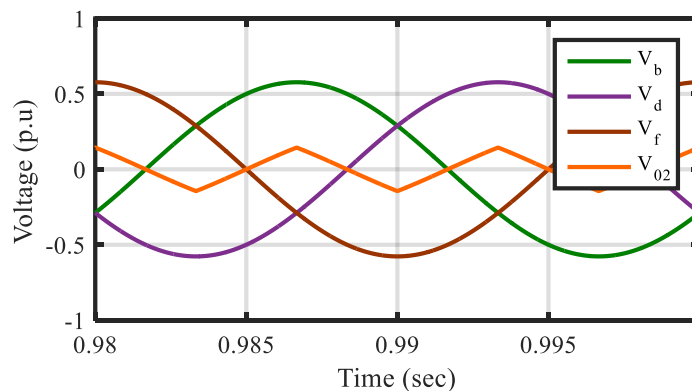


(ب)

شکل ۱-۵۴ ولتاژهای: (الف) $V_{min}(V^*_{bn}, V^*_{dn}, V^*_{fn})$ (ب) $V_{max}(V^*_{bn}, V^*_{dn}, V^*_{fn})$ برای ولتاژهای مرجع اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول با اندیس مدولاسیون ۱.۱۵۴



(الف)



(ب)

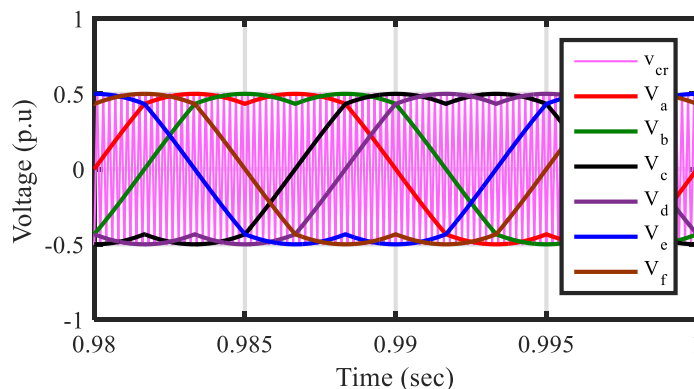
شکل ۱-۵۵ (الف) ولتاژهای سه فاز a, c و e به همراه v01 (ب) ولتاژهای سه فاز b, d و f به همراه v02 در حالت تزریق توالی صفر برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول با اندیس مدولاسیون ۱.۱۵۴

شکل ۱-۵۶ ولتاژهای مرجع فاز با تزریق توالی صفر برای مرجع های فاز اینورتر منبع ولتاژ شش فاز تغذیه کننده بار

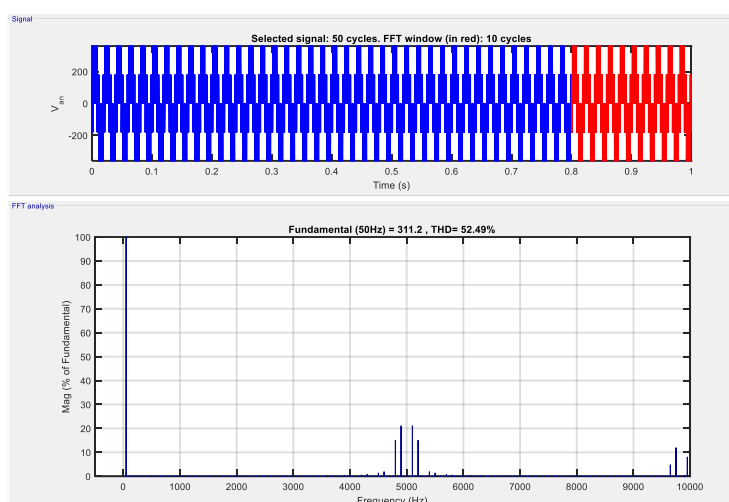
نامتقارن با دو نقطه نول را نمایش می دهد. با توجه به شکل ۱-۵۶، دامنه ولتاژهای مرجع با تزریق توالی صفر از دامنه

موج حامل فراتر نمی رود. تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز Van و ولتاژ خط Vac به ترتیب در شکل ۱-۵۷ و شکل ۱-۵۸

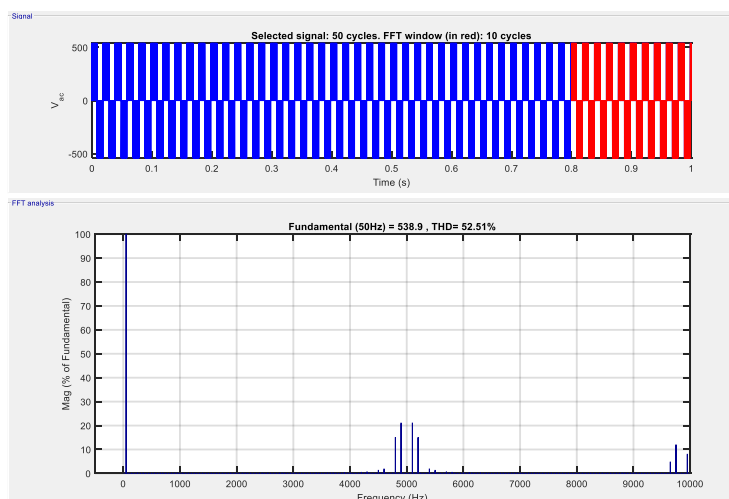
ارائه شده است.



شکل ۱-۵۶ ولتاژهای مرجع فاز با تزریق توالی صفر به همراه حامل مثلی در حالت تزریق توالی صفر برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول با اندیس مدولاسیون ۱.۱۵۴



شکل ۱-۵۷ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز Van در شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس با تزریق توالی صفر مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول با اندیس مدولاسیون ۱.۱۵۴



شکل ۱-۵۸ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط Vac در شبیه سازی مدولاسیون پهنای پالس با تزریق توالی صفر مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول با اندیس مدولاسیون ۱.۱۵۴

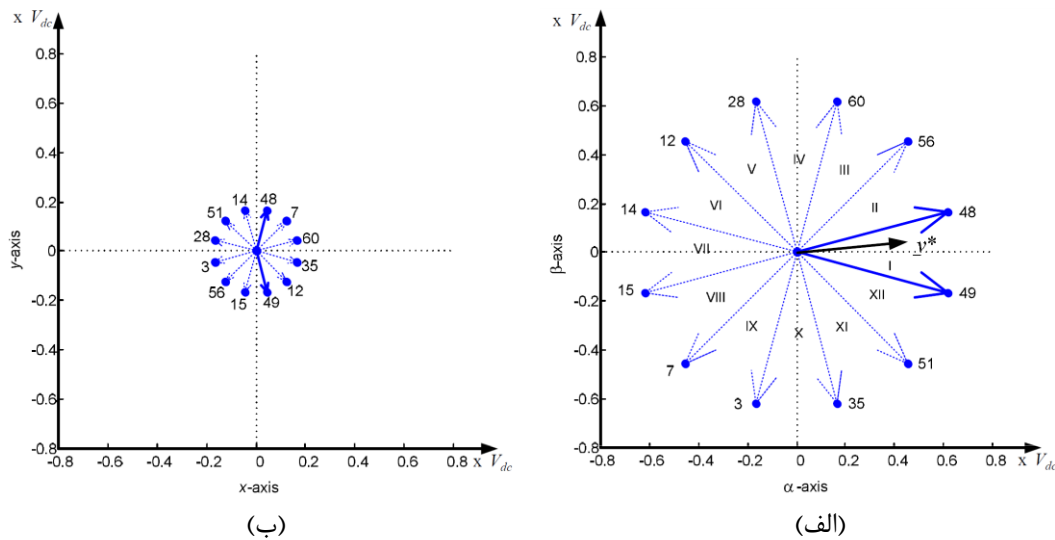
۳-۷-۱- مدولاسیون بردار فضایی در اینورترهای منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن

مدولاسیون بردار فضایی یک الگوریتم کنترل است که در آن یک سیگنال مرجع، که در صفحه $(\alpha-\beta)$ است، با استفاده از چندین بردار فضایی (ترکیبی از بردارهای فضای فعال و صفر) ساخته می شود. بردارهای فضایی به طور مناسب انتخاب شده و برای کسری از زمان (زمان سوئیچینگ مشخص^۱ نامیده می شود) از یک دوره سوئیچینگ اعمال می گردند. بردارهای فضایی را می توان از بسیاری روش ها انتخاب کرد و استفاده نمود، اما ایده اصلی انتخاب بردارهای فضایی این است که بالاترین دامنه مولفه اصلی را در صفحه $(\alpha-\beta)$ تولید کنند، در حالی که تمام مؤلفه های هارمونیک را به حداقل می رساند (یا به طور ایده آل صفر می کنند). در این روش مدولاسیون می توان استفاده از ولتاژ باس dc را حداکثر نمود، در حالی که تلفات تولید شده توسط هارمونیک ها را به حداقل رساند [۳۵].

۱-۳-۷-۱- مدولاسیون بردار فضایی متداول

مدولاسیون بردار فضایی متداول یک روش مدولاسیون است که به طور گسترده ای برای اینورترهای سه فاز استفاده می شود، که در هر سکتور، بردار مرجع با استفاده از سه بردار فضایی ساخته می شود [۴۰]. برای اینوتر شش فاز که ماشین نامتقارن با دو نقطه نول مجزا را تغذیه می کند، دو تا از بردارهای استفاده شده بردار فعال با بزرگترین دامنه می باشند در حالی که بردار سوم یکی از چهار ترکیب وضعیت کلیدزنی بردار فضایی صفر می باشد [۴۱]. انتخاب بردارهای ولتاژ مثبتی بر تصویر بردار فضایی در صفحه $(\alpha-\beta)$ می باشد. در این قسمت صفحه $(\alpha-\beta)$ به طور یکسان به ۱۲ سکتور ۳۰ درجه ای (I تا XII) تقسیم می شود [۳۵]، همان طور که در شکل ۵۹-۱ نشان داده شده است. بردارهای فضایی فعال انتخاب شده برای سکتور I با فلش های برجسته نمایش داده شده است.

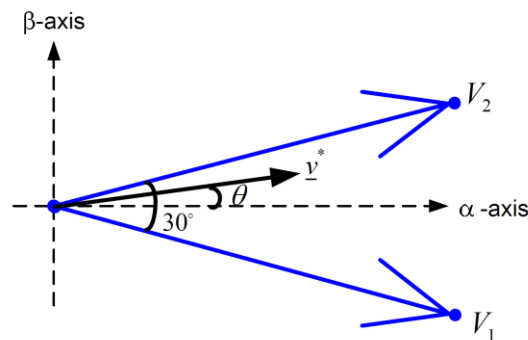
¹ Dwell Time



شکل ۳۵-۱ انتخاب بردارهای فضایی برای سکتور برای روش مدولاسیون بردار فضایی متداول (الف) در صفحه $(\alpha-\beta)$. (ب) در صفحه $(x-y)$

محاسبه زمان های سوئیچینگ مشخص برای بردارهای فضایی انتخاب شده براساس شکل ۳۵-۱ انجام می گردد.

دو بردار فعال با V_1 و V_2 نمایش داده شده اند. در طول دوره تناوب کلیدزنی T_s ، بردار مرجع $\underline{v}^*$ بوسیله V_1 ، V_2 و بردار صفر ساخته می شود، که برای فواصل زمانی T_1 ، T_2 و T_0 به ترتیب اعمال می شوند [۳۵].



شکل ۳۶-۱ محاسبه زمان سوئیچینگ مشخص برای روش مدولاسیون بردار فضایی متداول [۳۵]

براساس اصل تعادل ولت-ثانیه، زمان سوئیچینگ مشخص مربوط به هر بردار فضایی به صورت ذیل بیان می گردد [۳۵]:

$$\begin{aligned} T_1 V_{1\alpha} + T_2 V_{2\alpha} &= v_{\alpha}^* T_s \\ T_1 V_{1\beta} + T_2 V_{2\beta} &= v_{\beta}^* T_s \\ T_1 + T_2 + T_0 &= T_s \end{aligned} \quad (1-82)$$

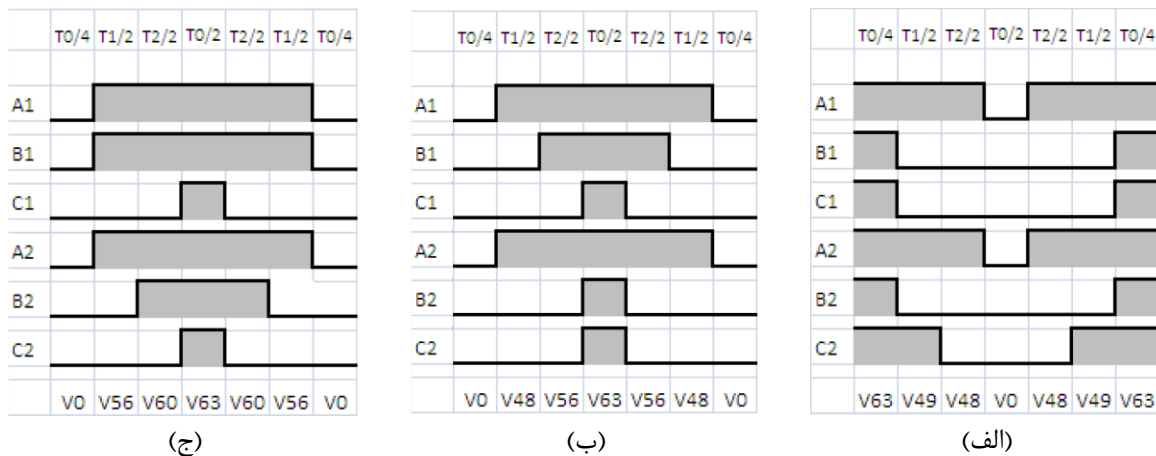
که در روابط فوق، زیرنویس $\alpha-\beta$ مؤلفه های $(\alpha-\beta)$ بردار فضایی را نمایش می دهند. می توان نشان داد که T_2 و T_1 را می توان به صورت زیر محاسبه نمود:

$$T_1 = 2 \frac{|V^*|}{|V|} T_s \sin(30^\circ - \theta)$$

$$T_2 = 2 \frac{|V^*|}{|V|} T_s \sin(\theta)$$

(۱-۸۳)

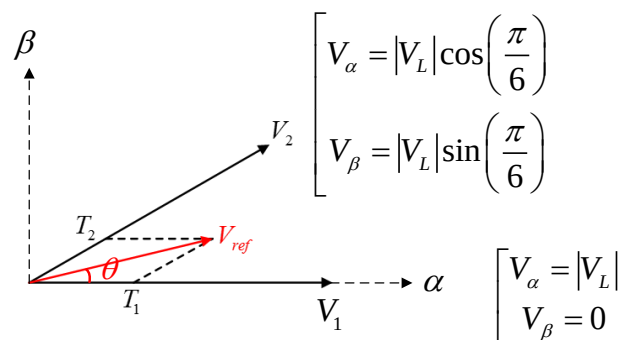
که در روابط فوق، $|V|$ دامنه V_1 و V_2 (یعنی دامنه بردارهای فضایی بزرگ) می باشد و θ موقعیت زاویه ای بردار مرجع می باشد. توالی های سوئیچینگ ساق های اینورتر برای سه سکتور در شکل ۶۱-۱ نشان داده شده است. بردارهای فضایی انتخاب شده برای هر سکتور نیز ذکر شده است. چهار ترکیب وضعیت سوئیچینگ بردار فضایی صفر به طور متناوب استفاده می شوند، به طوری که در طول دوره سوئیچینگ هر سوئیچ فقط یکبار خاموش و روشن می شود [۳۵].



شکل ۶۱-۱ توالی کلیدزنی ساق های اینورتر برای روش مدولاسیون بردار فضایی متداول [۳۵]

۲-۳-۱-۷-۱ اثبات روابط زمان اعمال بردار برای مدولاسیون بردار فضایی متداول مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز متقارن:

مطابق شکل ۶۲-۱، مقدار ولتاژ دو مولفه α و β را برای هر دو بردار V_1 و V_2 مشخص می باشد.



شکل ۶۲-۱ مدولاسیون بردار فضایی با استفاده از دو بردار بزرگ برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز تغذیه کننده بار نامتقارن

برای تبدیل از فضای abcdef به فضای $\alpha\beta\gamma\delta\epsilon\zeta$ از ماتریس انتقال زیر استفاده می گردد:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_x \\ V_y \\ V_{0+} \\ V_{0-} \end{bmatrix} = \left(\frac{2}{6} \right) \text{ or } \sqrt{\left(\frac{2}{6} \right)} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) & \cos\left(\frac{5\pi}{6}\right) & \cos\left(\frac{9\pi}{6}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) & \sin\left(\frac{5\pi}{6}\right) & \sin\left(\frac{9\pi}{6}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{5\pi}{6}\right) & \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) & \cos\left(\frac{9\pi}{6}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{5\pi}{6}\right) & \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) & \sin\left(\frac{9\pi}{6}\right) \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{cn} \\ V_{en} \\ V_{bn} \\ V_{dn} \\ V_{fn} \end{bmatrix} \quad (1-84)$$

مقدار اندازه بردار بزرگ برابر است با:

$$|V_L| = \frac{\sqrt{2+\sqrt{3}}}{3} V_{dc} \quad (1-85)$$

بدین ترتیب با توجه به رابطه‌ی زمانی برای سه فاز، برای سکتور ۱، می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned} \int_0^{T_z} \bar{V}_{ref} dt &= \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} \bar{V}_0 dt \\ \therefore T_z \cdot \bar{V}_{ref} &= (T_1 \cdot \bar{V}_1 + T_2 \cdot \bar{V}_2) \\ \Rightarrow T_z \cdot |\bar{V}_{ref}| \cdot \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} &= T_1 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \cos(\pi/3) \end{bmatrix} \\ (0 \leq \alpha \leq 60^\circ) \end{aligned} \quad (1-86)$$

به طور کلی:

$$\begin{aligned} T_s |V_{ref}| \cos(\theta) &= T_1 V_{d1} + T_2 V_{d2} \\ T_s |V_{ref}| \sin(\theta) &= T_1 V_{q1} + T_2 V_{q2} \end{aligned} \quad (1-87)$$

θ مقدار زاویه بردار مرجع در فضای α - β می‌باشد. ابتدا T_2 محاسبه می‌گردد، چون $V_{\beta 1}$ برابر صفر است بدین

ترتیب می‌توان نوشت:

$$T_2 = \frac{T_s |V_{ref}| \sin(\theta)}{|V_L| \sin\left(\frac{\pi}{6}\right)} \quad (۱-۸۸)$$

بدین ترتیب برای T_1 رابطه ذیل را می توان بیان نمود:

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{T_s |V_{ref}| \cos(\theta) - T_2 V_{\alpha 2}}{V_{\alpha 1}} \\ &= \frac{T_s |V_{ref}| \cos(\theta) - \left[\frac{T_s |V_{ref}| \sin(\theta)}{|V_L| \sin\left(\frac{\pi}{6}\right)} |V_L| \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \right]}{|V_L|} \\ &= \frac{T_s |V_{ref}| \left[\cos(\theta) - \frac{\sin(\theta)}{\sin\left(\frac{\pi}{6}\right)} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \right]}{|V_L|} \\ &= \frac{T_s |V_{ref}| \left[\cos(\theta) \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) - \sin(\theta) \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \right]}{|V_L| \sin\left(\frac{\pi}{6}\right)} \\ &= \frac{T_s |V_{ref}| \sin\left(\left(\frac{\pi}{6}\right) - \theta\right)}{|V_L| \sin\left(\frac{\pi}{6}\right)} \end{aligned} \quad (۱-۸۹)$$

این محاسبات برای سکتور ۱ انجام شده است. در بقیه سکتورها اندازه دو بردار بزرگ یکسان است، بنابراین محاسبه زمان به همین طریق خواهد بود ولی چون مقدار θ تغییر کرده است، باید این تغییر در آرگومان داخل سینوس لحاظ گردد و به صورت زیر برحسب شماره سکتور ارائه گردد (در حقیقت می توان فرض نمود که بردار رفرنس را در هر لحظه به سکتور اول برگردانده و محاسبات انجام می گردد):

$$T_1 = \frac{T_s |V_{ref}| \sin \left(\left((\text{sector_number}) \frac{\pi}{6} \right) - \theta \right)}{|V_L| \sin \left(\frac{\pi}{6} \right)}$$

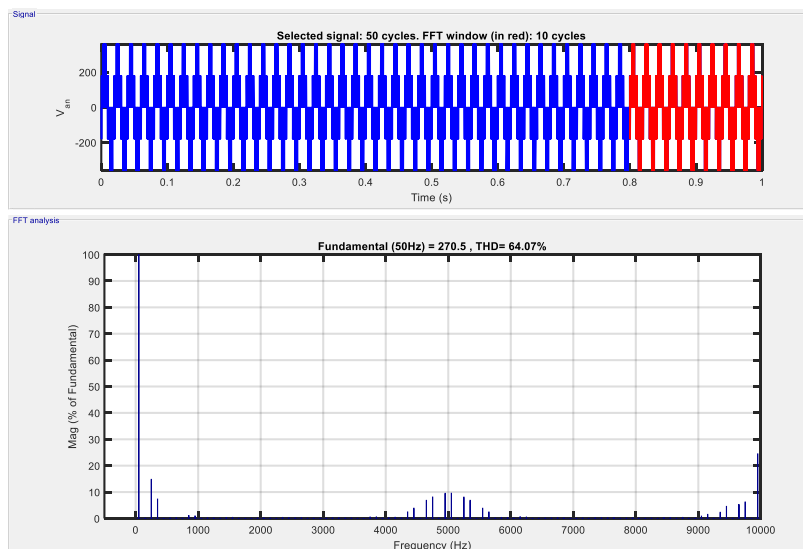
$$T_2 = \frac{T_s |V_{ref}| \sin \left(\theta - \left((\text{sector_number}-1) \frac{\pi}{6} \right) \right)}{|V_L| \sin \left(\frac{\pi}{6} \right)}$$

(۱-۹۰)

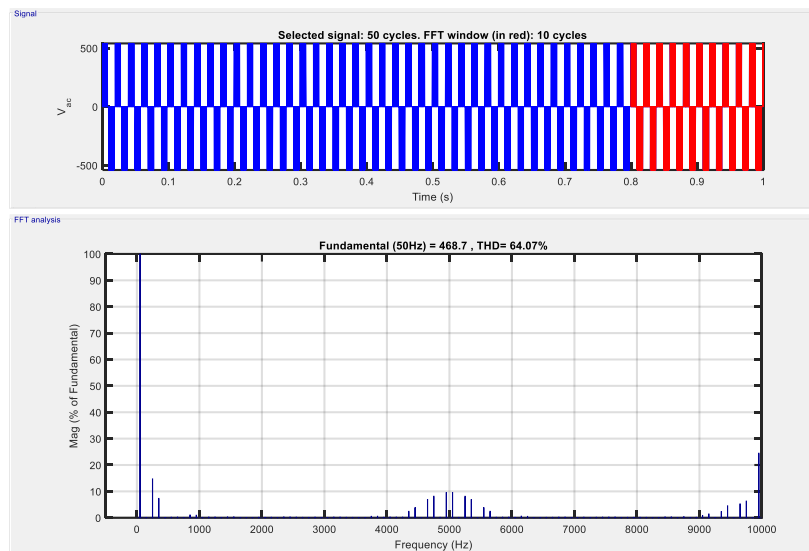
۱-۷-۳- شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی متداول برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو

نقطه نول

پارامترهای شبیه سازی این قسمت در جدول ۸-۱ ارائه شده است. شکل ۶۳-۱ و شکل ۶۴-۱ به ترتیب تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز Van و تحلیل سری فوریه ولتاژ خط Vac را در شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی متداول برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن به ازای اندیس مدولاسیون ۱ نمایش می دهد.



شکل ۶۳-۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز Van در شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی متداول مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول با اندیس مدولاسیون ۱

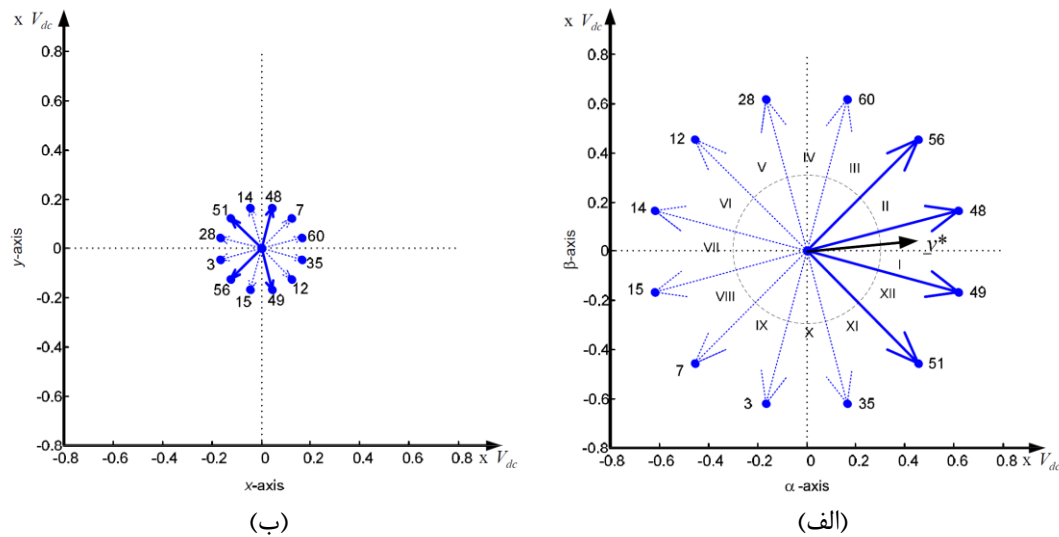


شکل ۱-۶۴ تحلیل سری فوری و لتاز خط Vac در شبیه سازی مدولاسیون بردار فضایی متداول مربوط به اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول با اندیس مدولاسیون ۱

۱-۷-۳-۴- روش تجزیه فضای برداری

در روش تجزیه فضای برداری^۱ (VSD)، بردار مرجع با استفاده از پنج بردار فضایی در طی یک دوره سوئیچینگ ساخته می شود [۴۳، ۴۲]. چهار بردار فضایی، بردارهای فضایی فعال با بیشترین دامنه هستند در حالی که بردار پنجم یکی از چهار ترکیب حالت سوئیچینگ بردار فضایی صفر است. چهار بردار فضایی فعال در صفحه $(\alpha-\beta)$ نزدیک به هم (مجاور هم) می باشند، اما در صفحه $(x-y)$ عملاً در فاز مخالف هستند [۳۵]. بردارهای فضایی فعال برای سکتور I توسط فلش های پر رنگ در شکل ۱-۶۵ نشان داده شده است.

¹ Vector Space Decomposition (VSD)

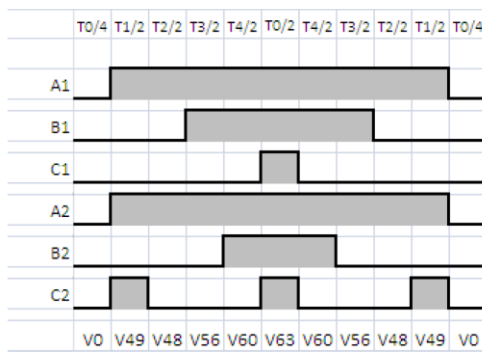


شکل ۱-۶۵ انتخاب بردارهای فضایی برای سکتور برای روش تجزیه بردار فضایی (الف) در صفحه $(\alpha-\beta)$. (ب) در صفحه $(x-y)$ [۳۵]
بر اساس اصل ولت ثانیه، زمان سوئیچینگ مشخص برای هر بردار فضایی را می توان به شرح ذیل تعیین نمود [۳۵]:

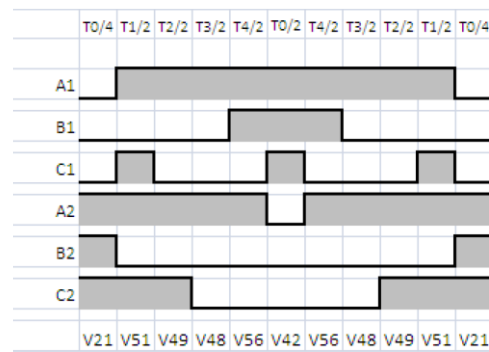
$$\begin{aligned} T_1 V_{1\alpha} + T_2 V_{2\alpha} + T_3 V_{3\alpha} + T_4 V_{4\alpha} + T_5 V_{5\alpha} &= v_{\alpha}^* T_s \\ T_1 V_{1\beta} + T_2 V_{2\beta} + T_3 V_{3\beta} + T_4 V_{4\beta} + T_5 V_{5\beta} &= v_{\beta}^* T_s \\ T_1 V_{1x} + T_2 V_{2x} + T_3 V_{3x} + T_4 V_{4x} + T_5 V_{5x} &= 0 \\ T_1 V_{1y} + T_2 V_{2y} + T_3 V_{3y} + T_4 V_{4y} + T_5 V_{5y} &= 0 \\ T_1 + T_2 + T_3 + T_4 + T_5 &= T_s \end{aligned} \quad (1-91)$$

که در روابط فوق، زیرنویس $\alpha-\beta$ و $x-y$ نشانگر مولفه های $(\alpha-\beta)$ و $(x-y)$ بردارهای فضایی هستند. V_4 تا V_1 برای نشان دادن چهار بردار فضای فعال مجاور استفاده می شود، در حالی که V_5 بردار فضایی صفر است. T_5 تا T_1 مربوط به زمان های سوئیچینگ مشخص برای بردارهای فضایی اعمال شده می باشند [۳۵].

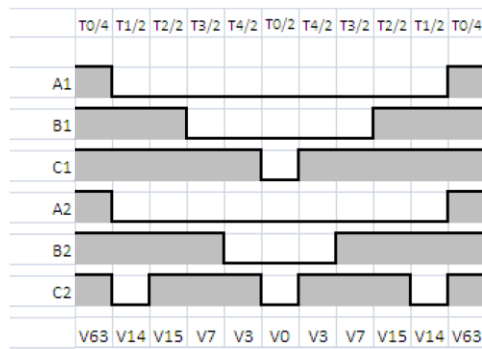
توالی های سوئیچینگ ساق های اینورتر برای سکتورهای ۱ و ۲ و سکتورهای ۷ و ۸ به ترتیب در شکل ۱-۶۶ (الف)، (ب)، (ج) و (د) نشان داده شده است. در مقایسه با روش مدولاسیون بردار فضایی متداول، در روش تجزیه فضای برداری، سوئیچ های یکی از ساق های اینورتر در طول یک دوره سوئیچینگ سه بار روشن و خاموش می شوند. کلیدهای ساق های دیگر فقط یکبار سوئیچ می گردند. محدوده اندیس مدولاسیون برای روش تجزیه برداری $0 \leq M \leq 1.1574$ می باشد [۳۵].



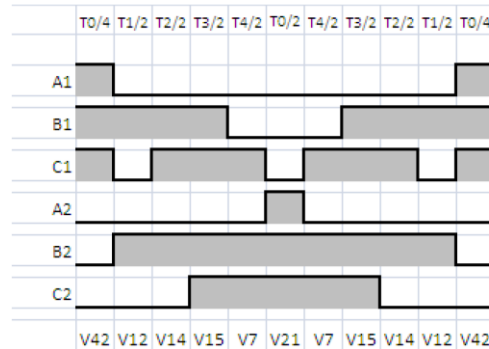
(ب)



(الف)



(د)



(ج)

شکل ۶۶-۱ توالی کلیدزنی برای ساق های اینورتر برای روش تجزیه فضای برداری. الف) برای سکتور ۱ (ب) برای سکتور ۲ (ج) برای سکتور ۷ (د) برای سکتور ۸ [۳۵]

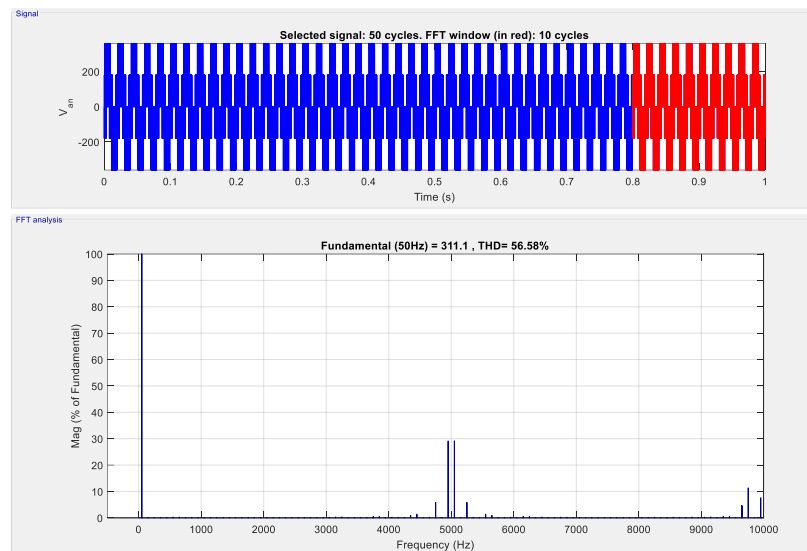
۱-۷-۳-۵- شبیه سازی مدولاسیون تجزیه فضای برداری برای اینورتر منبع ولتاژ شش فاز نامتقارن با دو

نقطه نول

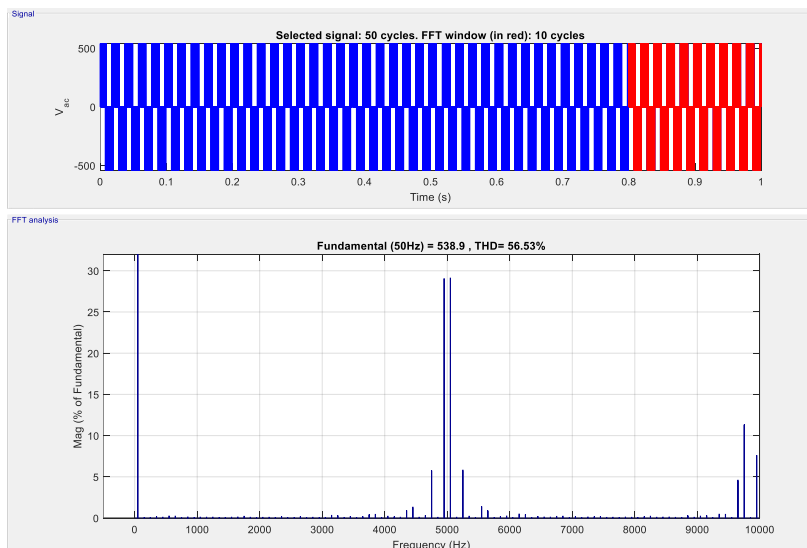
پارامترهای شبیه سازی این قسمت در جدول ۸-۱ ارائه شده است. شکل ۶۷-۱ و شکل ۶۸-۱ به ترتیب تحلیل

سری فوریه ولتاژ فاز Van و ولتاژ خط Vac را در شبیه سازی مدولاسیون تجزیه فضای برداری برای اینورتر منبع ولتاژ

شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول به ازای اندیس مدولاسیون ۱۰۱۵۴ نشان می دهد.



شکل ۶۷-۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ فاز Van در شبیه سازی مدولاسیون تجزیه فضای برداری مربوط به اینورتر منبع ولتاژ تغذیه کننده بار شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول با اندیس مدولاسیون ۱.۱۵۴



شکل ۶۸-۱ تحلیل سری فوریه ولتاژ خط Vac در شبیه سازی مدولاسیون تجزیه فضای برداری مربوط به اینورتر منبع ولتاژ تغذیه کننده بار شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول با اندیس مدولاسیون ۱.۱۵۴

۸-۱- جمع بندی

در این فصل به بررسی روش های مدولاسیون اینورترهای چندفاز و همچنین روش های بهبود استفاده از ولتاژ لینک DC برای این نوع اینورترها پرداخته شد. با توجه به کاربرد فراوان اینورتر منبع ولتاژ سه فاز در صنایع مختلف، این نوع اینورترها به عنوان استاندارد برای کاربردهای مختلف تبدیل شده اند. از این رو در ابتدا روش های کلیدزنی این نوع اینورتر مورد مورد بررسی قرار گرفت. به همین منظور در این فصل روش های کلیدزنی مدولاسیون پهنای پالس و همچنین

روش های کلیدزنی مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی برای این نوع از اینورترها مورد بررسی قرار گرفتند. سپس روش های کلیدزنی اینورترهای منبع ولتاژ پنج فاز نیز در این گزارش ارائه گردید. روش های افزایش اندیس مدولاسیون از جمله، تزریق هارمونیک پنجم و تزریق توالی صفر برای این نوع از اینورترها تشریح گردید. با توجه به مزایای سیستم های شش فاز، ابتدا انواع توپولوژی نوع بار سیستم شش فاز مورد بررسی قرار گرفت. با در نظر گرفتن دسته بندی کلی سیستم شش فاز به دو گروه بار متقارن و بار نامتقارن، روش های کلیدزنی اینورترهای منبع ولتاژ شش فاز برای تغذیه این دو گروه از بار ارائه گردید.

فصل دوم

مدل سازی و کنترل موتورهای القایی چندفازه

۲- مدل سازی و کنترل موتورهای القایی چندفاز

۲-۱- مقدمه

مدل های ریاضی سیستم های فیزیکی، عناصر کلیدی در تحلیل و طراحی سیستم های کنترل می باشند. رفتار دینامیکی عموماً بوسیله ی معادلات دیفرانسیل معمولی بیان می گردد. برای شناخت سیستم های پیچیده، باید مدل ریاضی کمی آن ها را بدست آورد. بنابراین قبل از تحلیل، روابط بین متغیرهای سیستم و مدل ریاضی آن ها باید فراهم گردد. از آن جا که سیستم های مورد بررسی طبیعتاً دینامیک (پویا) هستند، معادلات توصیفی معمولاً همان معادلات دیفرانسیل می باشند [۴۴].

به طور کلی یکی از مراحل طراحی کنترل کننده برای یک سیستم، مدل سازی آن سیستم می باشد. مدل سازی بیان رفتار هر جزء و کل سیستم با یک عبارت ریاضی مناسب می باشد. روش های بدست آوردن مدل سیستم، روش تحلیلی و روش تجربی می باشند. در روش تحلیلی باید دقیقاً شناخت کافی از اجزاء تشکیل دهنده سیستم و همچنین قوانین حاکم بر سیستم وجود داشته باشد. در این روش مدل بدست آمده، مدل پیچیده و دقیق می باشد. در روش تجربی با استفاده از تحلیل پاسخ های سیستم به ورودی های اعمال شده، مدل سیستم بدست آورده می شود. در این روش داشتن اطلاعاتی از جزئیات داخل سیستم برای یافتن مدل سیستم اهمیت نداشته و تحلیل پاسخ های بدست آمده از سیستم، نقش تعیین کننده ای را دارا می باشند. البته باید به این نکته نیز توجه داشت که مدل بدست آمده از این روش ممکن است به ازای همه ی ورودی ها قابل اعمال نباشد.

همانطور که در فصل قبل نیز اشاره گشت، برای ماشین شش فاز سیم پیچ های استاتور می توانند به دو صورت سیم پیچی گردند. سیم پیچ های سه فاز در این ماشین می توانند نسبت به هم ۶۰ درجه و یا ۳۰ درجه شیفته باشند. ماشین دارای شیفته فاز ۶۰ درجه با عنوان ماشین شش فاز متقارن شناخته می شود و ماشین با شیفته فاز ۳۰ درجه، ماشین شش فاز نامتقارن نامگذاری شده است.

توپولوژی ماشین شش فاز با دو نقطه نول مجزا از شارش جریان های توالی صفر جلوگیری می کند که این امر نیاز به تعداد سنسور جریان مورد نیاز در سیستم کنترل را نیز کاهش می دهد. علاوه بر این، ایزولاسیون بین دو سیم پیچ و نیز امکان استفاده بهتر از ولتاژ باس DC را فراهم می کند. از طرف دیگر اتصال با یک نقطه نول ایزوله، به جای چهار درجه

آزادی پنج درجه آزادی را ارائه می کند، که ابزار بهتری برای عملکرد قابلیت تحمل خطا، فراهم می گردد. با این حال، برای تنظیم جریان توالی صفر نیاز به کنترل کننده اضافی می باشد [۲۰].

در این فصل ابتدا مدل سازی موتورهای القایی چندفاز مورد بررسی قرار می گیرد. سپس روش کنترل برداری موتورهای القایی چندفاز ارائه می گردد.

۲-۲- مدل سازی ماشین القایی n فازه

۲-۲-۱- معادلات دینامیکی موتور القایی n فازه

در اینجا ماشین القایی n فازه ای مورد بررسی قرار می گیرد که زاویه بین هر دو فاز متوالی آن برابر $\alpha = \frac{2\pi}{n}$ می باشد. تمامی مفروضات استاندارد در تئوری جامع ماشین های الکتریکی در اینجا نیز اعمال می گردد. روابط ولتاژ رتور و استاتور و همچنین روابط شار پیوندی به صورت زیر می باشند:

$$\underline{v}^s = \underline{R}_s \underline{i}^s + \frac{d\underline{\psi}^s}{dt}, \quad \underline{\psi}^s = \underline{L}_s \underline{i}^s + \underline{L}_{sr} \underline{i}^r \quad (2-1)$$

$$\underline{v}^r = \underline{R}_r \underline{i}^r + \frac{d\underline{\psi}^r}{dt}, \quad \underline{\psi}^r = \underline{L}_r \underline{i}^r + \underline{L}_{rs} \underline{i}^s \quad (2-2)$$

نام گذاری فازهای استاتور با ۱، ۲، ... و n و با توجه به ترتیب سیم پیچی های آنها بوده و پارامترهای تعریف شده

در روابط (۲-۱) و (۲-۲) به صورت زیر می باشند:

$$\underline{i}^s = [i_{1s} \ i_{2s} \ i_{3s} \ \dots \ i_{ns}]^T \quad \underline{v}^s = [v_{1s} \ v_{2s} \ v_{3s} \ \dots \ v_{ns}]^T \quad (2-3)$$

$\underline{\psi}^s = [\psi_{1s} \ \psi_{2s} \ \psi_{3s} \ \dots \ \psi_{ns}]^T$	(۲-۴)
--	-------

در این روابط فرض شده است که سیم پیچی های رتور به سمت استاتور ارجاع داده شده اند. ماتریس های اندوکتانس

استاتور و رتور در روابط (۲-۵) و (۲-۶) آورده شده اند و رابطه (۲-۷) بیان کننده ماتریس اندوکتانس متقابل استاتور-رتور

می باشد. در این روابط زاویه θ موقعیت لحظه ای محور مغناطیسی فاز ۱ رتور را نسبت به موقعیت محور مغناطیسی فاز ۱

استاتور بیان می کند (موقعیت لحظه ای رتور نسبت استاتور).

$$\underline{L}_s = \begin{bmatrix} L_{11s} & L_{12s} & L_{13s} & \cdots & L_{1ns} \\ L_{21s} & L_{22s} & L_{23s} & \cdots & L_{2ns} \\ L_{31s} & L_{32s} & L_{33s} & \cdots & L_{3ns} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ L_{n1s} & L_{n2s} & L_{n3s} & \cdots & L_{nns} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} L_{ls} + M & M \cos \alpha & M \cos 2\alpha & \cdots & M \cos(n-1)\alpha \\ M \cos(n-1)\alpha & L_{ls} + M & M \cos \alpha & \cdots & M \cos(n-2)\alpha \\ M \cos(n-2)\alpha & M \cos(n-1)\alpha & L_{ls} + M & \cdots & M \cos(n-3)\alpha \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ M \cos \alpha & M \cos 2\alpha & M \cos 3\alpha & \cdots & L_{ls} + M \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

$$\underline{L}_r = \begin{bmatrix} L_{11r} & L_{12r} & L_{13r} & \cdots & L_{1nr} \\ L_{21r} & L_{22r} & L_{23r} & \cdots & L_{2nr} \\ L_{31r} & L_{32r} & L_{33r} & \cdots & L_{3nr} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ L_{n1r} & L_{n2r} & L_{n3r} & \cdots & L_{nnr} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} L_{lr} + M & M \cos \alpha & M \cos 2\alpha & \cdots & M \cos(n-1)\alpha \\ M \cos(n-1)\alpha & L_{lr} + M & M \cos \alpha & \cdots & M \cos(n-2)\alpha \\ M \cos(n-2)\alpha & M \cos(n-1)\alpha & L_{lr} + M & \cdots & M \cos(n-3)\alpha \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ M \cos \alpha & M \cos 2\alpha & M \cos 3\alpha & \cdots & L_{lr} + M \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

$$\underline{L}_{sr} = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \alpha) & \cos(\theta + 2\alpha) & \cdots & \cos(\theta + (n-1)\alpha) \\ \cos(\theta + (n-1)\alpha) & \cos \theta & \cos(\theta + \alpha) & \cdots & \cos(\theta + (n-2)\alpha) \\ \cos(\theta + (n-2)\alpha) & \cos(\theta + (n-1)\alpha) & \cos \theta & \cdots & \cos(\theta + (n-3)\alpha) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \cos(\theta + \alpha) & \cos(\theta + 2\alpha) & \cos(\theta + 3\alpha) & \cdots & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

$$\underline{L}_{rs} = \underline{L}_{sr}^T \quad (2-8)$$

ماتریس های مقاومت استاتور و رتور، ماتریس های قطری $n \times n$ می باشند که به صورت زیر بیان می شوند:

$$\begin{aligned}\underline{R}_s &= \text{diag}(R_s \ R_s \ R_s \ \cdots \ R_s) \\ \underline{R}_r &= \text{diag}(R_r \ R_r \ R_r \ \cdots \ R_r)\end{aligned}\quad (2-9)$$

گشتاور موتور را نیز می توان بر حسب مقادیر جریان فاز استاتور و رتور به صورت زیر بیان کرد:

$$\begin{aligned}T_e &= -PM \{ (i_{1s}i_{1r} + i_{2s}i_{2r} + i_{3s}i_{3r} + \cdots + i_{ns}i_{nr}) \sin \theta \\ &\quad + (i_{ns}i_{1r} + i_{1s}i_{2r} + i_{2s}i_{3r} + i_{3s}i_{4r} + \cdots + i_{(n-1)s}i_{nr}) \sin(\theta + \alpha) \\ &\quad + (i_{(n-1)s}i_{1r} + i_{ns}i_{2r} + i_{1s}i_{3r} + i_{2s}i_{4r} + \cdots + i_{(n-2)s}i_{nr}) \sin(\theta + 2\alpha) \\ &\quad + (i_{(n-2)s}i_{1r} + i_{(n-1)s}i_{2r} + i_{ns}i_{3r} + i_{1s}i_{4r} + \cdots + i_{(n-3)s}i_{nr}) \sin(\theta + 3\alpha) \\ &\quad + \cdots \\ &\quad + (i_{2s}i_{1r} + i_{3s}i_{2r} + i_{4s}i_{3r} + i_{5s}i_{4r} + \cdots + i_{1s}i_{nr}) \sin(\theta + (n-1)\alpha) \}\end{aligned}\quad (2-10)$$

۲-۲-۲- اعمال ماتریس تبدیل

تبدیلات مورد نظر با استفاده از روابط زیر انجام می پذیرد:

$$\begin{aligned}\underline{v}_{\alpha\beta}^s &= \underline{Cv}^s \quad , \quad \underline{i}_{\alpha\beta}^s = \underline{Ci}^s \quad , \quad \underline{\psi}_{\alpha\beta}^s = \underline{C\psi}^s \\ \underline{v}_{\alpha\beta}^r &= \underline{Cv}^r \quad , \quad \underline{i}_{\alpha\beta}^r = \underline{Ci}^r \quad , \quad \underline{\psi}_{\alpha\beta}^r = \underline{C\psi}^r\end{aligned}\quad (2-11)$$

ماتریس تبدیل C در رابطه (۲-۲۳) نشان داده شده است که این ماتریس تبدیل برای مقادیر فرد n بوده و به

اصطلاح حافظ توان می باشد:

$$C = \begin{bmatrix} \alpha & 1 & \cos \alpha & \cos 2\alpha & \cos 3\alpha & \cdots & \cos(n-3)\alpha & \cos(n-2)\alpha & \cos(n-1)\alpha \\ \beta & 0 & \sin \alpha & \sin 2\alpha & \sin 3\alpha & \cdots & \sin(n-3)\alpha & \sin(n-2)\alpha & \sin(n-1)\alpha \\ x1 & 1 & \cos 2\alpha & \cos 4\alpha & \cos 6\alpha & \cdots & \cos 2(n-3)\alpha & \cos 2(n-2)\alpha & \cos 2(n-1)\alpha \\ y1 & 0 & \sin 2\alpha & \sin 4\alpha & \sin 6\alpha & \cdots & \sin 2(n-3)\alpha & \sin 2(n-2)\alpha & \sin 2(n-1)\alpha \\ x2 & 1 & \cos 3\alpha & \cos 6\alpha & \cos 9\alpha & \cdots & \cos 3(n-3)\alpha & \cos 3(n-2)\alpha & \cos 3(n-1)\alpha \\ y2 & 0 & \sin 3\alpha & \sin 6\alpha & \sin 9\alpha & \cdots & \sin 3(n-3)\alpha & \sin 3(n-2)\alpha & \sin 3(n-1)\alpha \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{\frac{n-4}{2}} & 1 & \cos(\frac{n-2}{2}\alpha) & \cos 2(\frac{n-2}{2}\alpha) & \cos 3(\frac{n-2}{2}\alpha) & \cdots & \cos(\frac{n-2}{2})(n-3)\alpha & \cos(\frac{n-2}{2})(n-2)\alpha & \cos(\frac{n-2}{2})(n-1)\alpha \\ y_{\frac{n-4}{2}} & 0 & \sin(\frac{n-2}{2}\alpha) & \sin 2(\frac{n-2}{2}\alpha) & \sin 3(\frac{n-2}{2}\alpha) & \cdots & \sin(\frac{n-2}{2})(n-3)\alpha & \sin(\frac{n-2}{2})(n-2)\alpha & \sin(\frac{n-2}{2})(n-1)\alpha \\ 0 & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & \cdots & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}\quad (2-12)$$

با اعمال تبدیل بر روابط (۲-۱) تا (۲-۱۰) با استفاده از رابطه (۲-۱۱) به روابط (۲-۱۳) تا (۲-۱۵) می رسیم. رابطه

$$(2-13) \text{ معادلات ولتاژ استاتور را نشان می دهد: } (L_m = \frac{n}{2})M$$

$$\begin{aligned}
 v_{\alpha s} &= R_s i_{\alpha s} + \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} = R_s i_{\alpha s} + (L_{ls} + L_m) \frac{di_{\alpha s}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i_{\alpha r} \cos \theta - i_{\beta r} \sin \theta) \\
 v_{\beta s} &= R_s i_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta s}}{dt} = R_s i_{\beta s} + (L_{ls} + L_m) \frac{di_{\beta s}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i_{\alpha r} \sin \theta + i_{\beta r} \cos \theta) \\
 v_{x1s} &= R_s i_{x1s} + \frac{d\psi_{x1s}}{dt} = R_s i_{x1s} + L_{ls} \frac{di_{x1s}}{dt} \\
 v_{y1s} &= R_s i_{y1s} + \frac{d\psi_{y1s}}{dt} = R_s i_{y1s} + L_{ls} \frac{di_{y1s}}{dt} \\
 &\dots\dots\dots \\
 &\dots\dots\dots \\
 v_{0s} &= R_s i_{0s} + \frac{d\psi_{0s}}{dt} = R_s i_{0s} + L_{ls} \frac{di_{0s}}{dt}
 \end{aligned} \tag{۲-۱۳}$$

معادلات ولتاژ رتور نیز با اعمال ماتریس تبدیل به صورت زیر در می آید:

$$\begin{aligned}
 v_{\alpha r} = 0 &= R_r i_{\alpha r} + \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} = R_r i_{\alpha r} + (L_{lr} + L_m) \frac{di_{\alpha r}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i_{\alpha s} \cos \theta + i_{\beta s} \sin \theta) \\
 v_{\beta r} = 0 &= R_r i_{\beta r} + \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} = R_r i_{\beta r} + (L_{lr} + L_m) \frac{di_{\beta r}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (-i_{\alpha s} \sin \theta + i_{\beta s} \cos \theta) \\
 v_{x1r} = 0 &= R_r i_{x1r} + \frac{d\psi_{x1r}}{dt} = R_r i_{x1r} + L_{lr} \frac{di_{x1r}}{dt} \\
 v_{y1r} = 0 &= R_r i_{y1r} + \frac{d\psi_{y1r}}{dt} = R_r i_{y1r} + L_{lr} \frac{di_{y1r}}{dt} \\
 &\dots\dots\dots \\
 &\dots\dots\dots \\
 v_{0r} = 0 &= R_r i_{0r} + \frac{d\psi_{0r}}{dt} = R_r i_{0r} + L_{lr} \frac{di_{0r}}{dt}
 \end{aligned} \tag{۲-۱۴}$$

در این حالت گشتاور ماشین با رابطه زیر می توان بیان می شود:

$$T_e = PL_m [\cos \theta (i_{\alpha r} i_{\beta s} - i_{\beta r} i_{\alpha s}) - \sin \theta (i_{\alpha r} i_{\alpha s} + i_{\beta r} i_{\beta s})] \tag{۲-۱۵}$$

در حالتی که تعداد فازها عددی زوج باشد، ماتریس تبدیل شامل دو سطر همانند سطر آخر رابطه (۲-۱۲) می باشد،

به آن معنا که منجر به تولید دو مؤلفه صفر می شود. در نتیجه در این حالت دو رابطه آخر ولتاژ در روابط (۲-۱۳) و (۲-۱۴) متعلق به مؤلفه صفر خواهد شد.

رابطه گشتاور (۲-۱۵) نشان می دهد که گشتاور ماشین تماماً از طریق مؤلفه های $\alpha - \beta$ جریان استاتور و رتور تولید می گردد و کاملاً از مقادیر مؤلفه های $x - y$ جریان، مستقل می باشد (این موضوع برای تمام مقادیر n صادق است).

پس کنترل گشتاور و شار هر موتور n فازه فقط دو مؤلفه از جریان را نیاز دارد.

از معادلات رتور (۲-۱۴)، اتصال کوتاه بودن رتور و اینکه در روابط بالا مؤلفه های $x-y$ رتور از مؤلفه های $x-y$ استاتور مجزا هستند، نتیجه می شود که تمام مؤلفه های $x-y$ رتور و مؤلفه های توالی صفر رتور برابر صفر می باشد. با فرض اتصال ستاره بودن استاتور، یک چنین نتیجه ای برای مؤلفه صفر استاتور نیز می توان در نظر گرفت.

از روابط (۲-۱۳) و (۲-۱۴) در می یابیم که اگر تعداد فازها فرد باشد، در یک ماشین n فازه، $\frac{n-1}{2}$ جفت مؤلفه جریان وجود دارد (یک جفت $\alpha-\beta$ و $1-\frac{n-1}{2}$ جفت مؤلفه $x-y$). اگر تعداد فازها زوج باشد، در این صورت $\frac{n-2}{2}$ مؤلفه جریان داریم (یک جفت $\alpha-\beta$ و $1-\frac{n-2}{2}$ جفت مؤلفه $x-y$).

۲-۲-۳- تبدیل گردان

از آنجایی که تمام مؤلفه های $x-y$ و مؤلفه های توالی صفر رتور و استاتور از یکدیگر مجزا می باشند، تنها نیاز است که تبدیل گردان به مؤلفه های $\alpha-\beta$ اعمال گردد. ماتریس های تبدیل استاتور و رتور به صورت زیر می باشند:

$$\underline{D}_s = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s & & \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s & & \\ & & 1 & \\ & & & \dots \\ & & & & 1 \end{bmatrix}, \quad \underline{D}_s^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s & & \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s & & \\ & & 1 & \\ & & & \dots \\ & & & & 1 \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

$$\underline{D}_r = \begin{bmatrix} \cos \beta & \sin \beta & & \\ -\sin \beta & \cos \beta & & \\ & & 1 & \\ & & & \dots \\ & & & & 1 \end{bmatrix}, \quad \underline{D}_r^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \beta & -\sin \beta & & \\ \sin \beta & \cos \beta & & \\ & & 1 & \\ & & & \dots \\ & & & & 1 \end{bmatrix}$$

در رابطه بالا θ_s زاویه لحظه ای محور d را نسبت به محور مغناطیسی فاز ۱ استاتور و $\beta = \theta_s - \theta$ زاویه محور d را نسبت به فاز ۱ محور مغناطیسی رتور نشان می دهد. به این ترتیب این یک قاب مرجع قراردادی است که در آن $\theta_s = \int \omega_a dt$ می باشد. با اعمال رابطه (۲-۱۶) بر روابط (۲-۱۳) تا (۲-۱۵) معادلات ولتاژ استاتور و رتور به صورت زیر خواهد شد:

$$\begin{aligned}
v_{ds} &= R_s i_{ds} - \omega_a \psi_{qs} + p \psi_{ds} \\
v_{dr} &= 0 = R_r i_{dr} - (\omega_a - \omega_r) \psi_{qr} + p \psi_{dr} \\
v_{qs} &= R_s i_{qs} + \omega_a \psi_{qs} + p \psi_{ds} \\
v_{qr} &= 0 = R_r i_{qr} + (\omega_a - \omega_r) \psi_{dr} + p \psi_{qr} \\
v_{x1s} &= R_s i_{x1s} + p \psi_{x1s} \\
v_{x1r} &= 0 = R_r i_{x1r} + p \psi_{x1r} \\
v_{y1s} &= R_s i_{y1s} + p \psi_{y1s} \\
v_{y1r} &= 0 = R_r i_{y1r} + p \psi_{y1r} \\
\vdots & \\
\vdots & \\
v_{0s} &= R_s i_{0s} + p \psi_{0s} \\
v_{0r} &= R_r i_{0r} + p \psi_{0r}
\end{aligned}
\tag{2-17}$$

که در این روابط $p \equiv \frac{d}{dt}$ می‌باشد. روابط شار نیز به صورت زیر می‌باشد:

$$\begin{aligned}
\psi_{ds} &= (L_{ls} + L_m) i_{ds} + L_m i_{dr} & , & & \psi_{dr} &= (L_{lr} + L_m) i_{dr} + L_m i_{ds} \\
\psi_{qs} &= (L_{ls} + L_m) i_{qs} + L_m i_{qr} & , & & \psi_{qr} &= (L_{lr} + L_m) i_{qr} + L_m i_{qs} \\
\psi_{x1s} &= L_{ls} i_{x1s} & , & & \psi_{x1r} &= L_{lr} i_{x1r} \\
\psi_{y1s} &= L_{ls} i_{y1s} & , & & \psi_{y1r} &= L_{lr} i_{y1r}
\end{aligned} \tag{7-18}$$

همچنین رابطه گشتاور به صورت زیر خواهد شد:

$$T_e = PL_m [i_{dr} i_{qs} - i_{ds} i_{qr}] \quad (2-19)$$

روابط (۲-۱۷) تا (۲-۱۹) (به جز روابط مربوط به مؤلفه‌های $x - y$)، مشابه ماشین سه فاز می‌باشد. از آنجا که گشتاور و شار رتور مستقل از مؤلفه‌های $x - y$ می‌باشند، طرح کنترل برداری برای یک ماشین القایی n فازه مشابه سه فازه می‌باشد و تنها تفاوت در آن است که مؤلفه‌های $d - q$ از جریان‌های n فازه (به جای سه فازه) محاسبه می‌شود.

۲-۱-۲- مدل double dq برای ماشین القایی شش فاز نامتقارن

برای ماشین شش فاز دو مدل مختلف که به طور رایج برای پیاده سازی کنترل مورد استفاده قرار می گیرند، یعنی مدل double-dq [۴۵] و مدل تجزیه فضای برداری^۱ (VSD) (که پیشتر بیان شد) [۴۳]، ارائه شده است. برای مدل double-dq دو تبدیل مجزای کلارک^۲ به دو مجموعه از متغیرهای سه فاز اعمال می گردد. به عنوان مثال با در نظر گرفتن جریان های استاتور، دو جفت جریان $\alpha - \beta$ در قاب مرجع ساکن بدست می آید $i_{\alpha_1} - i_{\beta_1}$ و $i_{\alpha_2} - i_{\beta_2}$. این جریان ها سپس با استفاده از تبدیل پارک به قاب گردان منتقل می شوند، که دو جفت جریان $d - q$ ($i_{d_1} - i_{q_1}$ و $i_{d_2} - i_{q_2}$) را نتیجه می دهد. محور d همراستا با شار روتور می باشد، شار ماشین با تنظیم i_{d_1} و i_{d_2} کنترل می شود، در حالی که گشتاور ماشین با تنظیم i_{q_1} و i_{q_2} کنترل می گردد. این موضوع مشابه کنترل برداری شار روتور^۳ در ماشین های سه فاز می باشد، با این تفاوت که دو دسته کنترلر جریان های $d - q$ مورد نیاز است. یکی از معایب این مدل این است که کاربرد آن در ماشین های چند فاز با سیم پیچ های سه فاز متعدد محدود می شود [۳۳].

در مقایسه با مدل double-dq، مدل تجزیه فضای برداری (VSD) که پیشتر ارائه شد، کلی تر است و برای ماشین های چند فاز با هر تعداد فاز قابل استفاده می باشد. جداسازی مؤلفه های تولید شار و گشتاور ($\alpha - \beta$) از مؤلفه های تولید کننده تلفات (مؤلفه های توالی صفر و مؤلفه های x-y) در مدل تجزیه فضای برداری (VSD) ابزار مفیدی را برای توسعه مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی برای ماشین های چند فاز فراهم می آورد [۴۲، ۴۳، ۴۶]، که نمی توان به راحتی با استفاده از مدل double-dq انجام داد. با توجه به مزایای مدل تجزیه فضای برداری (VSD) مانند اطلاعات واضح انتقال هارمونیک به صفحات مختلف، اکثر پژوهش های اخیر بر روی ماشین های چند فاز، بر اساس این مدل انجام پذیرفته است [۳۳].

بر اساس مدل double dq [۴۵] دو سیم پیچ سه فاز در ماشین شش فاز به طور جداگانه بررسی می شوند و دو تبدیل متفاوت سه فاز کلارک به متغیرهای فاز برای هر سیم پیچ سه فاز اعمال می شود. همان گونه که در شکل ۱-۲ نشان داده شده است، محور α قاب مرجع ساکن با فاز a_1 سیم پیچ استاتور هم راستا می باشد. این تبدیل متغیرهای شش فاز را به دو

¹ Vector Space Decomposition

² Clarke

³ rotor flux oriented control (RFOC)

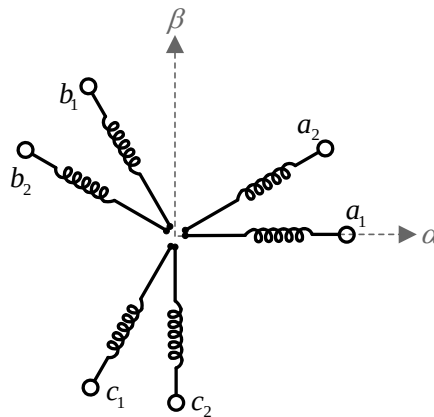
مجموعه از متغیرهای قاب مرجع ساکن تبدیل می کند که به ترتیب برای سیم پیچ های ۱ و ۲ به صورت مولفه های $\alpha 1$ $\beta 1$ و $\alpha 2$ $\beta 2$ نشان داده می شوند [۳۳]:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{\alpha 1} & \lambda_{\beta 1} \end{bmatrix}^T = [T_1] \begin{bmatrix} \lambda_{a1} & \lambda_{b1} & \lambda_{c1} \end{bmatrix}^T \quad (2-20)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{\alpha 2} & \lambda_{\beta 2} \end{bmatrix}^T = [T_2] \begin{bmatrix} \lambda_{a2} & \lambda_{b2} & \lambda_{c2} \end{bmatrix}^T \quad (2-21)$$

متغیر λ نشان دهنده متغیرهای ماشین (ولتاژ، جریان یا شار) است. شیف فاز فضایی ۳۰ درجه بین دو سیم پیچ در

تبدیل اعمال می گردد [۳۳].



شکل ۲-۱ موقعیت قاب مرجع ساکن (β - α) نسبت به سیم پیچ های فاز استاتور [۳۳]

برای یک ماشین شش فاز نامتقارن، تبدیل توان ثابت دکوپله کننده برای سیم پیچ های ۱ و ۲، به ترتیب به صورت

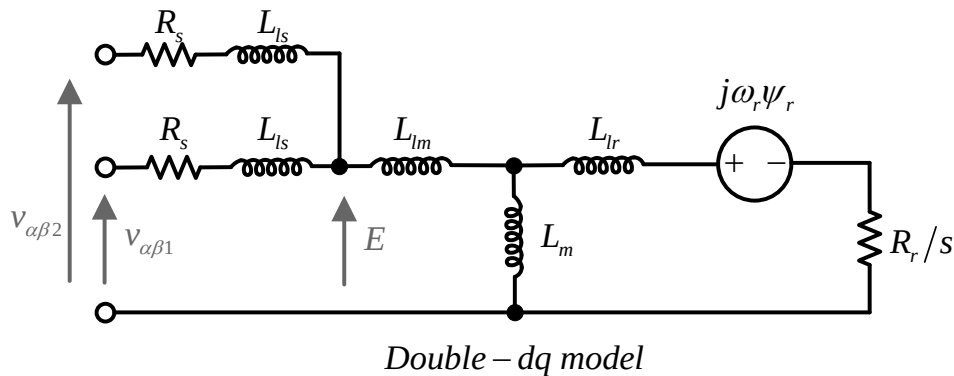
ذیل می باشند [۳۳]:

$$[T_1] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

$$[T_2] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

مدار معادل یک ماشین القایی شش فاز بر اساس مدل double dq با در نظر گرفتن اندوکتانس ناشی متقابل L_{lm} ، در

شکل ۲-۲ نشان داده شده است.



شکل ۲-۲ مدار معادل ماشین القایی شش فاز براساس مدل double dq [۳۳]

۲-۲-۲- رابطه بین مدل double-dq و مدل تجزیه فضای برداری (VSD)

روش تجزیه فضای برداری (VSD) مزایای زیادی را نسبت به روش double-dq ارائه می‌کند، که باعث می‌شود در پژوهش‌های ماشین‌های چندفاز، بیشتر مورد توجه قرار گیرد. با این وجود، علیرغم مزایای متعدد مدل تجزیه فضای برداری (VSD)، تفسیر فیزیکی متغیرها دشوارتر است، برخلاف مدل double-dq که در آن متغیرهای $\alpha 1$ - $\beta 1$ به وضوح با سیم‌پیچ ۱ و متغیرهای $\alpha 2$ - $\beta 2$ به سیم‌پیچ ۲ ماشین مرتبط هستند. بنابراین مطلوب است که تفسیر فیزیکی بهتری از متغیرهای مدل تجزیه فضای برداری (VSD) با مرتبط کردن آن‌ها با متغیرهای مدل double-dq ارائه شود. این موضوع را می‌توان به سادگی با مقایسه ماتریس‌های تبدیل دکوپله‌کننده برای دو روش انجام داد. با مقایسه ماتریس‌های تبدیل در دو روش مدلسازی، می‌توان دریافت که مؤلفه‌های α - β در مدل تجزیه فضای برداری با مجموع مؤلفه‌های $\alpha 1$ ، $\alpha 2$ و $\beta 1$ ، $\beta 2$ در مدل double-dq برابر می‌باشند. از سوی دیگر، مؤلفه x و مؤلفه y به ترتیب با تفاوت بین مؤلفه‌های $\alpha 1$ ، $\alpha 2$ و $\beta 1$ ، $\beta 2$ متناسب هستند.

۲-۳- کنترل برداری موتورهای چندفاز

کنترل برداری یا به عبارت دیگر کنترل با جهت‌یابی شار^۱ ما را قادر می‌سازد که موتور القایی را مشابه یک موتور جریان دائم با تحریک مستقل کنترل کنیم. تا کنون کارهای زیادی بر روی کنترل برداری موتورهای سه‌فاز انجام شده

است. دو روش اصلی کنترل برداری عبارتند از روش مستقیم^۱ و روش غیر مستقیم^۲. در سال های اخیر نیز کارهایی بر روی کنترل برداری موتورهای چندفاز از جمله موتورهای شش فاز متقارن و شش فاز نامتقارن انجام گرفته است. از آنجا که موتور القایی مورد بررسی متقارن و دارای سیم پیچی توزیع شده می باشد، تنها تفاوت کنترل برداری موتور سه فاز و چندفاز در ماتریس تبدیل اعمالی می باشد که بر اساس تعداد فاز موتور تعیین می شود.

در کنترل برداری موتورهای القایی دستگاه مختصات دوار سنکرون qd را باید طوری در نظر گرفت که محور d همراستا با میدان رتور قرار گیرد تا در نتیجه آن مؤلفه q میدان رتور (ψ_{qr}) صفر شود. بدین ترتیب بر اساس رابطه (۲-۱۸) خواهیم داشت:

$$\psi_{qr} = (L_{lr} + L_m)i_{qr} + L_m i_{qs} = 0 \quad (2-24)$$

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{(L_{lr} + L_m)} i_{qs} \quad (2-25)$$

از طرفی برای صفر باقی ماندن مؤلفه q میدان رتور باید $p\psi_{qr}$ صفر بماند. در اینصورت، با استفاده از معادله ولتاژ در محور q رتور، سرعت لغزش به صورت زیر بدست می آید:

$$v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + (\omega_e - \omega_r)\psi_{dr} + p\psi_{qr} \rightarrow (\omega_e - \omega_r) = \frac{R_r i_{qr}}{\psi_{dr}} \quad (2-26)$$

همچنین اگر شار رتور (ψ_{dr}) بدون تغییر بماند، آنگاه $p\psi_{dr}$ صفر خواهد شد. با توجه به این موضوع و اینکه مؤلفه q میدان رتور (ψ_{qr}) تحت شرایط مورد نظر صفر می باشد، از معادله محور d ولتاژ رتور این نتیجه حاصل می شود که i_{dr} نیز صفر می شود:

$$v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} - (\omega_e - \omega_r)\psi_{qr} + p\psi_{dr} \rightarrow i_{dr} = 0 \quad (2-27)$$

بدین ترتیب با توجه به صفر شدن i_{dr} ، بر اساس رابطه (۲-۱۸)، شار مؤلفه d رتور برابر $\psi_{dr} = L_m i_{ds}$ خواهد شد. با جایگذاری این رابطه و رابطه (۲-۲۵) در رابطه (۲-۲۶)، رابطه (۲-۲۸) برای سرعت لغزش برحسب مؤلفه های d و q جریان استاتور در دستگاه با قاب مرجع دوار که محور d آن با میدان رتور همراستا می باشد، بدست می آید:

$$(\omega_e - \omega_r) = \frac{R_r i_{qs}}{(L_{lr} + L_m) i_{ds}} \quad (2-28)$$

از طرفی با جایگذاری رابطه (۲-۲۵) و رابطه $i_{dr} = 0$ در رابطه گشتاور (۲-۱۹) خواهیم داشت:

$$T_e = -K_t \psi_{dr} i_{qs} \quad (2-29)$$

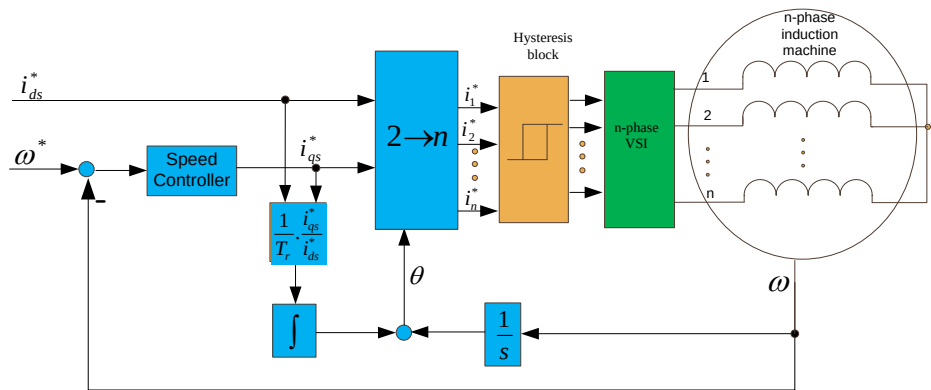
که در این رابطه K_t ثابت گشتاور می باشد. بر این اساس دامنه شار رتور با تنظیم جریان i_{ds} قابل کنترل بوده و در نتیجه با ثابت ماندن شار رتور، گشتاور می تواند به طور مستقل با تنظیم مؤلفه q جریان استاتور i_{qs} کنترل شود.

۲-۳-۱- کنترل برداری مستقیم

روش مستقیم کنترل برداری بر پایه اندازه گیری شار فاصله هوایی با استفاده از سیم پیچ های جستجو^۱ و یا حسگرهای اثر هال، استوار می باشد. شاری که از سیم پیچ های رتور عبور کرده و زاویه فضایی آن θ می باشد، شار اندازه گیری شده نمی باشد. اما می توان دامنه شار رتور و زاویه θ را با کمک جریان های اندازه گیری شده استاتور تعیین کرد.

۲-۳-۲- کنترل برداری غیر مستقیم

استفاده از حسگرهای شار به دلیل خطای انتگرال گیری مورد استفاده در این حسگرها نتایج مطلوبی به همراه ندارد. به همین دلیل گزینه رایج، کنترل برداری غیرمستقیم می باشد که برای جهت یابی مناسب میدان دوار، از معادله * استفاده می کند. بدین ترتیب، گشتاور و سرعت با تنظیم جریان مؤلفه q استاتور و سرعت لغزش $\omega_e - \omega_r$ قابل کنترل بوده و شار رتور با تنظیم جریان مؤلفه d استاتور کنترل می شود. شماتیک کنترل برداری موتور n فاز در * نشان داده شده است.



شکل ۲-۳ کنترل برداری غیرمستقیم موتور القایی n فازه

۲-۴- مدولاسیون هیستریزیس

جریان های خروجی بلوک کنترل برداری شکل ۲-۳ کنترل برداری غیرمستقیم موتور القایی n فازه که به عنوان

جریان مرجع در نظر گرفته می شوند، به صورت رابطه زیر نشان داده می شوند:

$$\begin{aligned} i_1^* &= \sqrt{\frac{2}{n}} (i_{ds}^* \cos \theta - i_{qs}^* \sin \theta) \\ i_2^* &= \sqrt{\frac{2}{n}} (i_{ds}^* \cos(\theta - \frac{2\pi}{n}) - i_{qs}^* \sin(\theta - \frac{2\pi}{n})) \\ &\vdots \\ i_n^* &= \sqrt{\frac{2}{n}} (i_{ds}^* \cos(\theta - (n-1)\frac{2\pi}{n}) - i_{qs}^* \sin(\theta - (n-1)\frac{2\pi}{n})) \end{aligned} \quad (2-30)$$

از طرف دیگر از جریان تمامی فازها نمونه برداری شده و به مدار کنترل فیدبک داده می شود. در اینصورت با استفاده

از تفاضل جریان واقعی از جریان مرجع (Δi) وضعیت روشن و خاموش بودن سوئیچ ها مشخص می شود. برای تعیین

وضعیت سوئیچ های شاخه m ام اینورتر از رابطه زیر استفاده می کنیم:

$$\begin{aligned} \Delta i_m &= i_m^* - i_m^{real} \\ S_m &= \begin{cases} 1 & \Delta i_m > b \\ 0 & \Delta i_m < -b \end{cases} \end{aligned} \quad (2-31)$$

که در این رابطه همواره S_m وضعیت روشن یا خاموش بودن سوئیچ های شاخه m ام را تعیین کرده و b باند

هیستریزیس می باشد. بر این اساس $S_m = 1$ به معنای روشن بودن سوئیچ بالایی و خاموش بودن سوئیچ پایینی در شاخه

m ام بوده و $S_m = 0$ به معنای خاموش بودن سوئیچ بالایی و روشن بودن سوئیچ پایینی در شاخه m ام می باشد.

۵-۲- انواع روش های مدل سازی موتور القایی در حالت بعد از وقوع خطا:

۵-۲-۱- استفاده از مدل قبل از خطا:

۵-۲-۱-۱- مدل با ورودی ولتاژ:

برای تغییر مدل موتور سالم به مدل موتور دارای خطای مدار باز در یک یا چند فاز، باید جریان فاز یا فازهایی که مدار باز شده اند برابر صفر شود. در حالتی که ورودی موتور ولتاژ باشد، امکان استفاده از مدل قبل از خطا، برای حالت بعد از وقوع خطای مدار باز وجود ندارد. علت این امر اینست که برای صفر شدن جریان در یک فاز، باید مقاومت فازی که مدار باز شده است را برابر مقدار بی نهایت تعیین کرد که امکان این امر در مدل حالت سالم موتور وجود ندارد، زیرا مدل حالت سالم موتور براساس تقارن بین فازها ایجاد شده است و فرض بر یکسان بودن مقاومت تمامی فازها است و نمی توان در این مدل مقاومت یک یا چند فاز را تغییر داد. همچنین صفر قرار دادن ولتاژ ورودی یک فاز در مدل حالت سالم نیز نمی تواند جریان آن فاز را صفر نماید، زیرا با صفر شدن ولتاژ ورودی یک فاز در حالت ستاره، مجموع جریان های سایر فازها از آن فاز عبور می کنند.

۵-۲-۱-۲- مدل با ورودی جریان:

در این مدل می توان به آسانی جریان فاز یا فازهایی که مدار باز شده اند را برابر صفر قرار داد و به این صورت مدل موتور در وضعیت سالم را به مدل بعد از خطا تبدیل کرد.

۵-۲-۳- مدل سازی موتور در فضای $a, b, c, \dots$:

یکی از روش های مدل سازی موتورهای القایی در حالت بعد از وقوع خطای مدار باز، استفاده از مدل سازی موتور در فضای غیر مستقل $a, b, c, \dots$ و بدون انتقال معادلات به فضای مستقل $\alpha, \beta, z1, \dots$ می باشد. البته از این روش برای مدل موتور در حالت قبل از خطا نیز می توان استفاده نمود. در این روش معادلات موجود برای استاتور و روتور موتور القایی به صورت مدارهایی الکتریکی در قسمت سیمولینک نرم افزار متلب پیاده سازی می شوند.

مهم ترین مزیت این مدل در اینست که بدون ایجاد تغییر در معادلات موتور و فقط با قطع کردن مسیر جریان یک یا چند فاز در محیط سیمولینک، می توان مدل حالت بعد از خطا را ایجاد نمود. از معایب این مدل نیز می توان به پیچیدگی

پیاده سازی مدل در نرم افزار متلب، کند بودن مدل به دلیل وابسته بودن فازها به هم و متغیر با زمان بودن اندوکتانس ها اشاره نمود. همچنین به دلیل بزرگی حجم مدل، تغییر مدل برای حالات جدید دشوار است.

۲-۵-۱-۴- مدلسازی موتور در فضای $\alpha, \beta, z1, \dots$:

در ابتدا به دنبال ماتریس تبدیل مناسبی هستیم که صفحه n فازه که دارای محورهای غیر مستقل از هم می باشند را به محورهای مستقل از هم انتقال دهد. همچنین باید توجه داشت که اگر محورهای مستقل از هم (عمود برهم) بیشتر از سه محور باشند، این محورها قابل تجسم نمی باشد (فضای بزرگتر از سه بعد).

رای شروع مدلسازی، صفحه $\alpha - \beta$ را به گونه ای در نظر می گیریم که نشان دهنده قسمت تبدیل انرژی الکترومکانیکی باشد. برای رسیدن به این امر، صفحه $\alpha - \beta$ باید بر صفحه چرخش شار فاصله هوایی منطبق باشد و در این صورت، متغیرهای موجود در صفحه $\alpha - \beta$ ، یک MMF چرخان در فاصله هوایی ماشین ایجاد می کنند و بنابراین مرتبط با بخش تبدیل انرژی الکترومکانیکی می باشند. همچنین این امر برای حالت بعد از خطا که موتور فازهای نامتقارن دارد نیز صادق است، زیرا تا زمانی که تبدیل انرژی الکترومکانیکی در موتور مد نظر است، موتور به خاطر ساختار استوانه ای خود، هنوز معادل با یک ماشین با سیم پیچی های دو بعدی $d-q$ می باشد. بنابراین صفحه $\alpha - \beta$ را منطبق (موازی) بر صفحه n فازه غیر مستقل $a, b, c, \dots$ در نظر می گیریم.

همچنین صفحه $\alpha - \beta$ شامل دو بردار عمود بر هم α و β می باشد که محور α به اندازه φ_0 از محور فاز a موتور عقب تر است. بنابراین دو ماتریس تبدیل α و β به صورت زیر، بردارهای فازهای موتور را به روی محورهای α و β می اندازد:

$$\begin{aligned}\alpha &= [\cos(\varphi_0 + \varphi_1) \cos(\varphi_0 + \varphi_2) \cos(\varphi_0 + \varphi_3) \dots] \\ \beta &= [\sin(\varphi_0 + \varphi_1) \sin(\varphi_0 + \varphi_2) \sin(\varphi_0 + \varphi_3) \dots]\end{aligned}\quad (2-32)$$

یا به عبارتی:

$$\begin{aligned}\alpha(j) &= \cos(\varphi_0 + \varphi_j) \\ \beta(j) &= \sin(\varphi_0 + \varphi_j)\end{aligned}\quad (2-33)$$

که در رابطه بالا $(1 \leq j \leq n)$ و φ_j برابر زاویه فازهای باقی مانده (فعال) از محور فاز a موتور می باشد. برای

اینکه دو ماتریس انتقال α و β مستقل از هم باشند، باید بر یکدیگر عمود باشند و در شرط زیر صدق کنند:

$$\begin{aligned}
\alpha \beta^T = 0 &\rightarrow \sum_j \cos(\varphi_0 + \varphi_j) \sin(\varphi_0 + \varphi_j) = 0 \rightarrow \sum_j \sin(2\varphi_0 + 2\varphi_j) \\
&= 0 \rightarrow \sin(2\varphi_0) \sum_j \cos(2\varphi_j) + \cos(2\varphi_0) \sum_j \sin(2\varphi_j) = 0 \\
&\rightarrow \frac{\sin(2\varphi_0)}{\cos(2\varphi_0)} = - \left(\frac{\sum_j \sin(2\varphi_j)}{\sum_j \cos(2\varphi_j)} \right) \rightarrow \tan(2\varphi_0) \\
&= - \left(\frac{\sum_j \sin(2\varphi_j)}{\sum_j \cos(2\varphi_j)} \right)
\end{aligned} \tag{۲-۳۴}$$

بنابراین زاویه φ_0 به صورت زیر بدست می آید:

$$\varphi_0 = -\frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{\sum_j \sin(2\varphi_j)}{\sum_j \cos(2\varphi_j)} \right) \tag{۲-۳۵}$$

در ادامه ماتریس های انتقال α و β را هنگامی که تمامی فازهای موتور سالم هستند، α_0 و β_0 نام گذاری می کنیم. پس از پیدا کردن ماتریس های انتقال α و β ، ماتریس های انتقال برای سایر محورها را نیز محاسبه می کنیم. البته با توجه به تخصیص محوره های α و β به قسمت تبدیل انرژی الکترومکانیکی موتور، سایر محورها در فضای جدید، نقشی در ایجاد گشتاور ندارند و فقط در تلفات موتور تاثیر گذارند.

برای محاسبه سایر ماتریس های انتقال، از این نکته استفاده می کنیم که در فضای جدید، کلیه فازها از یکدیگر مستقل هستند و بر یکدیگر عمودند، بنابراین داریم:

$$\begin{aligned}
z_i \alpha^T &= 0 \\
z_i \beta^T &= 0 \\
z_i z_j^T &= 0
\end{aligned} \tag{۲-۳۶}$$

که با حل معادلات بالا، سایر ماتریس های انتقال محاسبه می گردند. با توجه به معادلات بالا مشاهده می شود که تعداد معادلات برابرست با:

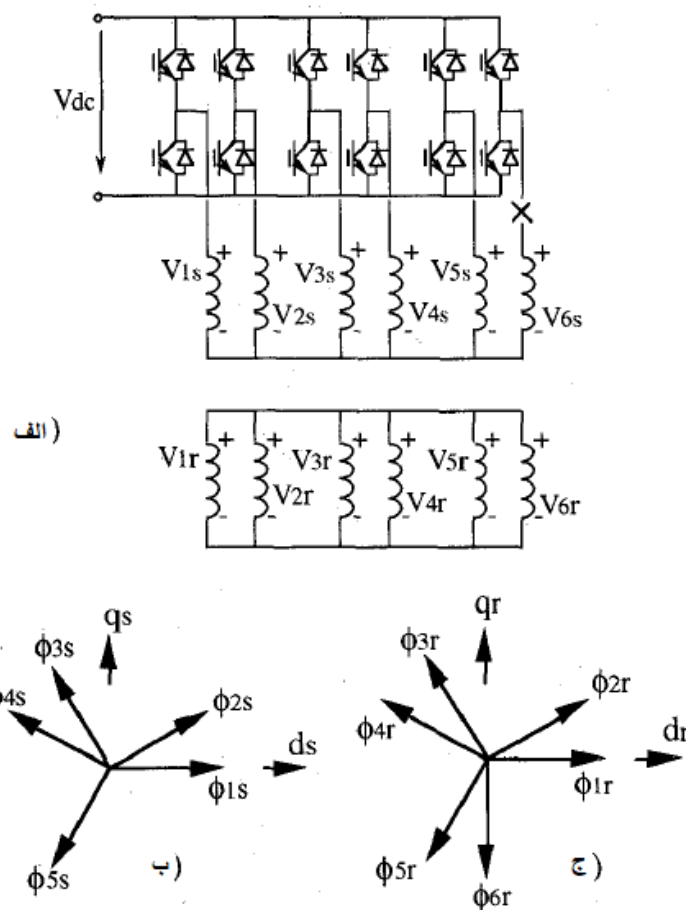
$$2 * (n - 2) + \binom{n-2}{2} \tag{۲-۳۷}$$

و تعداد مجهولات برابرست با:

$$n * (n - 2)$$

(۲-۳۸)

بنابراین، همواره تعداد معادلات از تعداد مجهولات کمتر می باشد، که در این صورت، بی نهایت جواب برای معادلات بالا وجود دارد و به عبارتی دیگر، بی نهایت ماتریس انتقال Z را می توان بدست آورد که همگی آنها صحیح می باشند. همچنین دستور null در نرم افزار متلب، با گرفتن ماتریس های انتقال α و β ، ماتریس های انتقال Z را محاسبه می کند که در صورت وجود جواب های مختلف، تنها یکی از جواب ها را ارائه می کند. در ادامه، به بررسی یک حالت برای بدست آوردن ماتریس های انتقال Z می پردازیم. این مثال برای یک موتور شش فازه می باشد که فاز ششم آن در اثر خطا قطع شده است. در شکل زیر شماتیک فازهای موتور بعد از خطا آورده شده است:



شکل ۲-۴ الف) درایو ماشین القایی شش فازه (دو مجموعه سه فازه) در حالت خطای مدار باز برای یک فاز ب) محورهای شار سیم پیچی استاتور ج) محورهای شار سیم پیچی روتور

در ادامه ماتریس های انتقال α و β محاسبه می شوند. ابتدا زاویه شیفت محور α از محور فاز a را طبق رابطه ای که

پیشتر بدست آمد و براساس زاویه فازهای موتور به صورت زیر محاسبه می کنیم:

$$[\varphi_j] = [0^\circ \ 30^\circ \ 120^\circ \ 150^\circ \ 240^\circ]$$

$$\varphi_0 = -\frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{\sum_j \sin(2\varphi_j)}{\sum_j \cos(2\varphi_j)} \right) = 0 \quad (2-39)$$

و بنابراین داریم:

$$[\alpha] = [\cos(0) \ \cos(30) \ \cos(120) \ \cos(150) \ \cos(240)]$$

$$[\beta] = [\sin(0) \ \sin(30) \ \sin(120) \ \sin(150) \ \sin(240)] \quad (2-40)$$

که با محاسبه ماتریس های بالا و نرمالیزه کردن آنها داریم:

$$[\alpha] = [0.5774 \ 0.5 \ -0.2887 \ -0.5 \ -0.2887]$$

$$[\beta] = [0 \ 0.3536 \ 0.6124 \ 0.3536 \ -0.6124] \quad (2-41)$$

با توجه به اینکه پنج فاز فعال در موتور باقی مانده است، تعداد سه ماتریس در فضای Z داریم که برابرند با z_1 ، z_2 و

z_3 . معادلات موجود برای بدست آوردن توابع انتقال Z برابرند با:

$$\alpha^T z_1 = \alpha^T z_2 = \alpha^T z_3 = 0$$

$$\beta^T z_1 = \beta^T z_2 = \beta^T z_3 = 0$$

$$z_1^T z_2 = z_1^T z_3 = 0$$

$$z_2^T z_3 = 0 \quad (2-42)$$

با توجه به معادلات بالا مشاهده می شود که ۹ معادله و ۱۵ مجهول داریم و با توجه به اینکه تعداد مجهولات از

تعداد معادلات بیشتر می باشد، بی نهایت جواب برای ماتریس های انتقال Z موجود می باشد که کلیه آنها صحیح می باشند

و می توانند با اضافه شدن به ماتریس های انتقال α و β ، ماتریس انتقال کلی سیستم را تشکیل دهند. برای اثبات این امر،

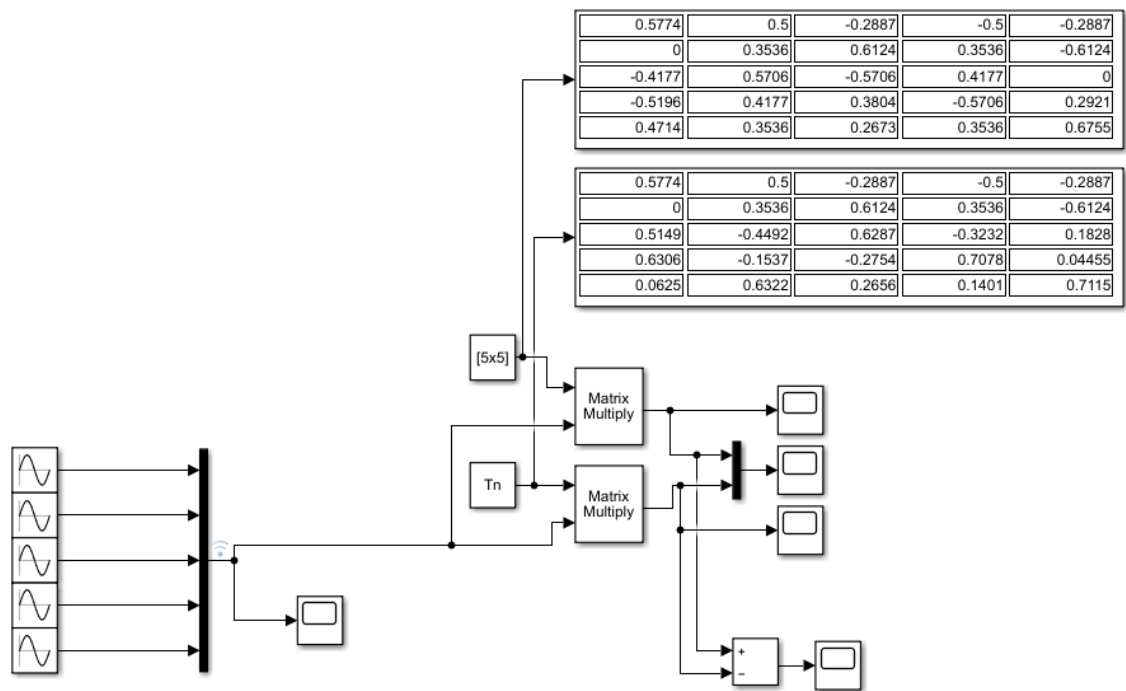
یک شبیه سازی صورت گرفته است که در آن، یک بار با استفاده از ماتریس های انتقال Z محاسبه شده در مقاله و یک

بار هم با استفاده از ماتریس های انتقال Z محاسبه شده از دستور null در نرم افزار متلب، ماتریس انتقال کلی سیستم ایجاد

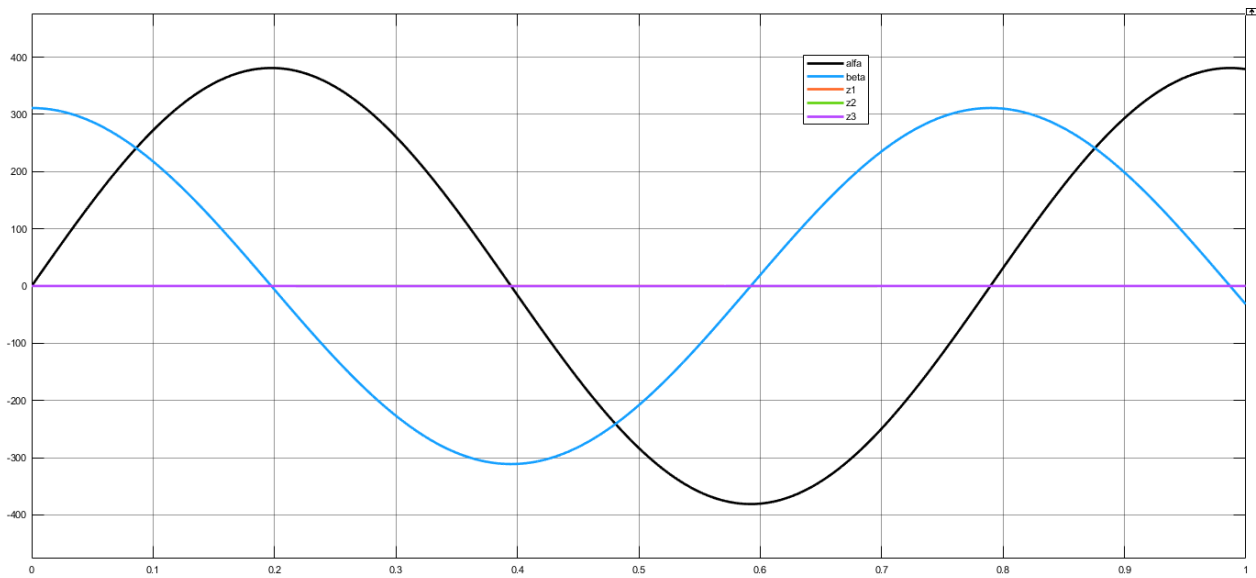
شده است و فضای پنج فاز غیر مستقل ورودی را به فضای مستقل منتقل می کنند. همچنین دستور null به فرمت

$z = \text{null} \left(\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \right)$ مورد استفاده قرار می گیرد. در شکل های زیر شماتیک شبیه سازی انجام شده به همراه نتایج هر دو

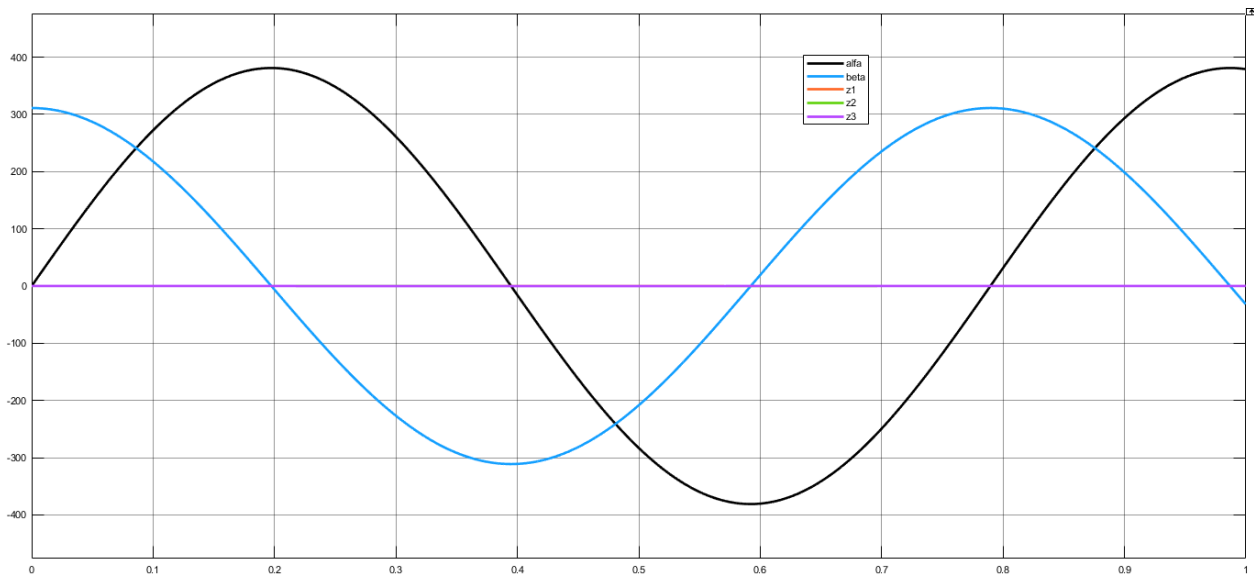
حالت آورده شده است:



شکل ۵-۲ شماتیک شبیه سازی



شکل ۶-۲ فضای انتقال یافته با استفاده ماتریس انتقال موجود در مقاله



شکل ۷-۲ فضای انتقال یافته با استفاده ماتریس انتقال بدست آمده از دستور null نرم افزار متلب

با توجه به شکل های بالا مشاهده می شود که فضای انتقال یافته ناشی از هر دو ماتریس انتقال دارای جواب یکسانی می باشند و در نتیجه در بعضی حالات می توان بی نهایت ماتریس های انتقال تعریف نمود.

بنابراین با محاسبه ماتریس های انتقال α و β و همچنین z ، ماتریس انتقال کلی محاسبه می گردد. حال برای مدلسازی موتور القایی برای حالت بعد از خطا، با استفاده از ماتریس انتقال مناسب، معادلات موتور در فضای $a, b, c, \dots$ را به فضای $\alpha, \beta, z1, \dots$ می بریم. با توجه به اینکه در حالت بعد از وقوع خطا، تعدادی از فازهای استاتور باز شده اند، بنابراین تعداد فاز استاتور کاهش یافته است که برای انتقال معادلات استاتور به فضای جدید باید از ماتریس انتقال کاهش یافته مناسب استفاده نمود. البته برای روتور، تعداد فاز روتور بعد از وقوع خطا و قبل از وقوع خطا را یکسان در نظر می گیریم و از ماتریس انتقال اصلی (کاهش نیافته) استفاده می کنیم. معادلات استاتور و روتور موتور القایی را می توان به صورت زیر نوشت:

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] \cdot [I_s] + [L_{sr}] \cdot [I_r]) \\ [V_r] &= [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] \cdot [I_r] + [L_{rs}] \cdot [I_s]) \end{aligned} \quad (2-43)$$

با در نظر گرفتن ماتریس $[T_b]$ به عنوان ماتریس انتقال قبل از خطا و ماتریس $[T_a]$ به عنوان ماتریس انتقال بعد از خطا (ماتریس انتقال کاهش یافته)، معادلات موتور القایی در فضای $a, b, c, \dots$ را به صورت زیر به فضای $\alpha, \beta, z1, \dots$

می‌بریم:

$$\begin{cases} [T_a] \cdot [V_s] = [T_a] \cdot [R_s] \cdot [T_a]^{-1} \cdot [T_a] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} ([T_a] \cdot [L_{ss}] \\ \quad \cdot [T_a]^{-1} \cdot [T_a] \cdot [I_s] + [T_a] \cdot [L_{sr}] \cdot [T_b]^{-1} \cdot [T_b] \cdot [I_r]) \\ [T_b] \cdot [V_r] = [T_b] \cdot [R_r] \cdot [T_b]^{-1} \cdot [T_b] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} ([T_b] \cdot [L_{rr}] \\ \quad \cdot [T_b]^{-1} \cdot [T_b] \cdot [I_r] + [T_b] \cdot [L_{rs}] \cdot [T_a]^{-1} \cdot [T_a] \cdot [I_s]) \end{cases} \quad (2-44)$$

بنابراین معادلات در فضای جدید به صورت زیر بدست می‌آید:

الف) زیر فضای $\alpha - \beta$:

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{s\alpha} \\ v_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{s\beta} \\ 0 = R_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{r\alpha} + \omega_r \cdot \psi_{r\beta} \\ 0 = R_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{r\beta} - \omega_r \cdot \psi_{r\alpha} \end{cases} \quad (2-45)$$

که شارهای استاتور و روتور در فضای $\alpha - \beta$ برابرند با:

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = L_{sd} i_{s\alpha} + M_d i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} = L_{sq} i_{s\beta} + M_q i_{r\beta} \\ \psi_{r\alpha} = M_d i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} = M_q i_{s\beta} + L_r i_{r\beta} \end{cases} \quad (2-46)$$

همچنین بقیه متغیرها در معادلات بالا برابرند با:

$$\begin{cases} L_{sd} = L_{ls} + \|\alpha\|^2 L_{ms}, & M_d = \|\alpha_0\| \cdot \|\alpha\| \cdot L_{ms} \\ L_{sq} = L_{ls} + \|\beta\|^2 L_{ms}, & M_q = \|\beta_0\| \cdot \|\beta\| \cdot L_{ms} \\ L_r = L_{lr} + \|\alpha_0\|^2 L_{ms} = L_{lr} + \|\beta_0\|^2 L_{ms} \end{cases} \quad (2-47)$$

که

$$\|\alpha_0\| = \|\beta_0\| = \sqrt{n} \quad (2-48)$$

ب) معادلات در زیر فضای z:

$$v_{szi} = R_s \cdot i_{szi} + L_{ls} \frac{di_{szi}}{dt} \quad (2-49)$$

با فرض اینکه تعداد فازهای فعال (باقی مانده) در موتور برابر N باشد، تعداد معادلات در زیر فضای z برابرست با:

$$i = N - 2 \quad (2-50)$$

یعنی تعداد فازهای فعال موتور منهای دو بردار در صفحه $\alpha - \beta$.

در ادامه رابطه گشتاور نیز به صورت زیر محاسبه می شود:

$$T_m = \frac{P}{L_r} (M_q \cdot i_{s\beta} \cdot \psi_{r\alpha} - M_d \cdot i_{s\alpha} \cdot \psi_{r\beta}) \quad (2-51)$$

۲-۵-۲- تأثیر هارمونیک های زمانی در مدل:

مدل هایی که پیشتر ارائه گردید تحت تأثیر هارمونیک های زمانی تغییر نمی کنند مگر اینکه علاوه بر هارمونیک -

های زمانی، هارمونیک های فضایی نیز در مدل وجود داشته باشند که با کوپل شدن هارمونیک های زمانی و فضایی، گشتاور نوسانی تولید می شود.

۲-۵-۳- شبیه سازی در محیط نرم افزار متلب:

این شبیه سازی در محیط سیمولینک نرم افزار متلب انجام می گیرد. البته تعدادی از پارامترهای شبیه سازی، در یک

m-file محاسبه می گردند. در ادامه ابتدا به تشریح قسمت های مختلف m-file می پردازیم و سپس بخش های مختلف شبیه سازی در محیط سیمولینک را تشریح می کنیم.

۲-۵-۴- تشریح قسمت های مختلف m-file:

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
true_phase_number=5;
healthy_phase_displasment=[0;2*pi/6;4*pi/6;6*pi/6;8*pi/6;10*pi/6];
phase_displasment=[2*pi/6;4*pi/6;6*pi/6;8*pi/6;10*pi/6];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

در کد بالا ابتدا تعداد فازهای موتور بعد از وقوع خطا را وارد می کنیم و سپس زاویه سیم پیچی ها از یکدیگر را قبل

و بعد از وقوع خطا را تعیین می کنیم.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
s=0;
c=0;
for i=1:length(phase_displasment)
    phi=phase_displasment(i);
    s=sin(2*phi)+s;
    c=cos(2*phi)+c;
end
alfa_shift_angle=-0.5*atan(s/c);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

در کد بالا زاویه φ_0 طبق فرمولی که پیشتر بیان گردید محاسبه می گردد.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
alfa0=cos(healthy_phase_displasment);
beta0=sin(healthy_phase_displasment);
phase_displasment=phase_displasment+alfa_shift_angle*ones(length(phase_displasment),1);
alfa=cos(phase_displasment);
beta=sin(phase_displasment);
%Tc=[alfa'/norm(alfa);beta'/norm(beta)]%
Tc=sqrt(2/true_phase_number)*[alfa';beta'];
Tz=(null(Tc))';
Tn=[Tc;Tz];
Tn_r=Tn^-1;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

در کد بالا ابتدا ماتریس های انتقال α_0 و β_0 را براساس زاویه سیم پیچی ها از یکدیگر قبل از وقوع خطا محاسبه می کنیم، سپس ماتریس های α و β را براساس زاویه سیم پیچی ها از یکدیگر بعد از وقوع خطا بعلاوه زاویه φ_0 محاسبه می کنیم. در ادامه ماتریس T_c که حافظ توان می باشد از روی α و β ساخته می شود و سپس با استفاده از دستور `null` ماتریس انتقال T_z محاسبه می شود و در ادامه نیز با کنار هم قرار دادن ماتریس های T_c و T_z ، ماتریس انتقال کلی T_n و سپس معکوس آن ساخته می شود.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
P=1;
J=9.5e-5;
B=4e-5;
Rs=1.04; Rr=0.64; Lls=0.3e-3; Llr=0.65e-3; Lm=30.9e-3; Lss=Lm*2/true_phase_number;
Lsd=Lls+norm(alfa)^2*Lss;
Lsq=Lls+norm(beta)^2*Lss;
Md=norm(alfa)*norm(alfa0)*Lss;
Mq=norm(beta)*norm(beta0)*Lss;
Lr=Llr+norm(alfa0)^2*Lss;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

در کد بالا نیز متغیرهای موتور مقدار دهی می شوند و اندوکنانس های موتور نیز براساس فرمول هایی که پیشتر بیان

گردید محاسبه می گردند.

```

%%
L=[Lsd 0 Md 0
    0 Lsq 0 Mq
    Md 0 Lr 0
    0 Mq 0 Lr];
R=[Rs 0 0 0
    0 Rs 0 0
    0 0 Rr 0
    0 0 0 Rr];
%%

```

در کد بالا با کنار هم قرار دادن اندوکتانس های خودی و متقابل در فضای $\alpha - \beta$ و برای استاتور و روتور، یک ماتریس اندوکتانس کلی برای شبیه سازی درست می کنیم و در ادامه نیز ماتریس مقاومت را در فضای $\alpha - \beta$ و برای استاتور و روتور می سازیم.

```

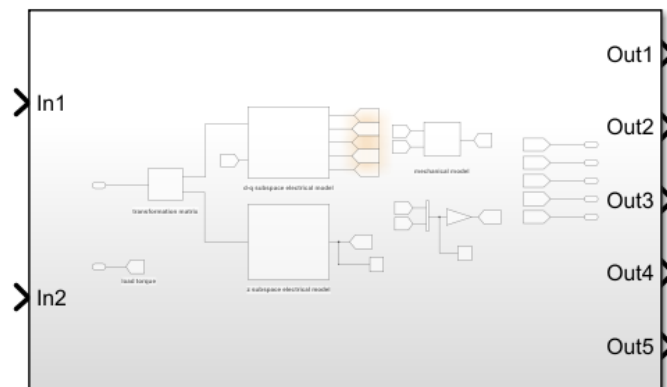
%%
Rz=Rs*eye(true_phase_number-2);
Lz=Lls*eye(true_phase_number-2);
%%

```

در کد بالا، ماتریس مقاومت و اندوکتانس در فضای z را می سازیم و با استفاده از آن، معادلات الکتریکی برای زیر فضای z را شبیه سازی می کنیم.

۲-۴-۵-۱- تشریح قسمت های مختلف شبیه سازی در محیط سیمولینک:

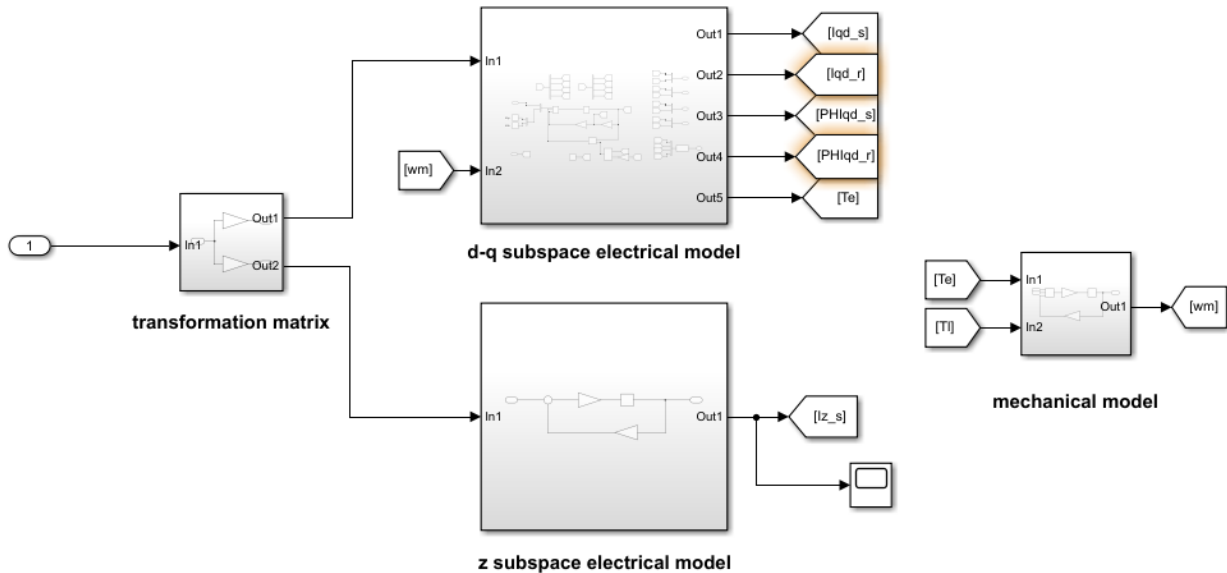
در شکل زیر شماتیک کلی مدل نشان داده شده است:



multi phase induction motor

شکل ۸-۲ شماتیک کلی بلوک مدل ماشین چندفازه

که ورودی شماره ۱ ولتاژ اعمالی به موتور و ورودی شماره ۲ گشتاور بار می باشد. همچنین خروجی ها نیز به ترتیب برابرند با جریان استاتور در فضای $a, b, c, \dots$ ، جریان استاتور در فضای $\alpha - \beta$ ، شار استاتور در فضای $\alpha - \beta$ ، سرعت روتور و گشتاور الکترومغناطیسی. البته خروجی های مدل قابل افزایش یا کاهش می باشند. در شکل زیر بلوک های مختلف داخل مدل نشان داده شده اند:



شکل ۹-۲ بلوک های داخلی مدل ماشین چندفازه

با توجه به شکل بالا، بلوک های اصلی سیستم برابرند با:

ماتریس انتقال که ولتاژ ورودی را دریافت می کند و آن را به دو زیر فضای $\alpha - \beta$ و z منتقل می کند. بنابراین اولین خروجی این بلوک، ولتاژ در زیر فضای $\alpha - \beta$ و دومین خروجی آن ولتاژ در زیر فضای z می باشد. ولتاژ در زیر فضای $\alpha - \beta$ ، وارد بلوک مدل الکتریکی در زیر فضای $\alpha - \beta$ می شود و براساس مدل الکتریکی که پیشتر برای زیر فضای $\alpha - \beta$ ارائه گردید، مدل پیاده سازی می شود و در خروجی خود، جریان و شار در زیر فضای $\alpha - \beta$ و برای استاتور و روتور و همچنین گشتاور الکترومغناطیسی را تولید می کند. برای زیر فضای z نیز مدل در زیر فضای z پیاده سازی می شود و در خروجی خود، جریان استاتور در زیر فضای z را تولید می کند. در نهایت با داشتن گشتاور الکترومغناطیسی و گشتاور بار، مدل مکانیکی موتور پیاده سازی می شود که خروجی آن برابر سرعت مکانیکی می باشد.

۲-۴-۵-۲- نتایج شبیه سازی برای موتور شش فازه با خطای مدار باز در یک فاز:

در این قسمت به شبیه سازی یک موتور شش فازه متقارن که یک فاز آن دچار خطای مدار باز شده است، براساس مدل ارائه شده می پردازیم. برای اینکار در قسمت m-file، تنظیمات مربوطه را انجام می دهیم. بر این اساس، ابتدا تعداد فازهای موتور بعد از وقوع خطا را وارد می کنیم و سپس زاویه سیم پیچی ها از یکدیگر را قبل و بعد از وقوع خطا تعیین می کنیم.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
true_phase_number=5;
healthy_phase_displasment=[0;2*pi/6;4*pi/6;6*pi/6;8*pi/6;10*pi/6];
phase_displasment=[2*pi/6;4*pi/6;6*pi/6;8*pi/6;10*pi/6];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

سپس متغیرهای موتور مقدار دهی می شوند و اندوکتانس های موتور نیز براساس فرمول هایی که پیشتر بیان گردید،

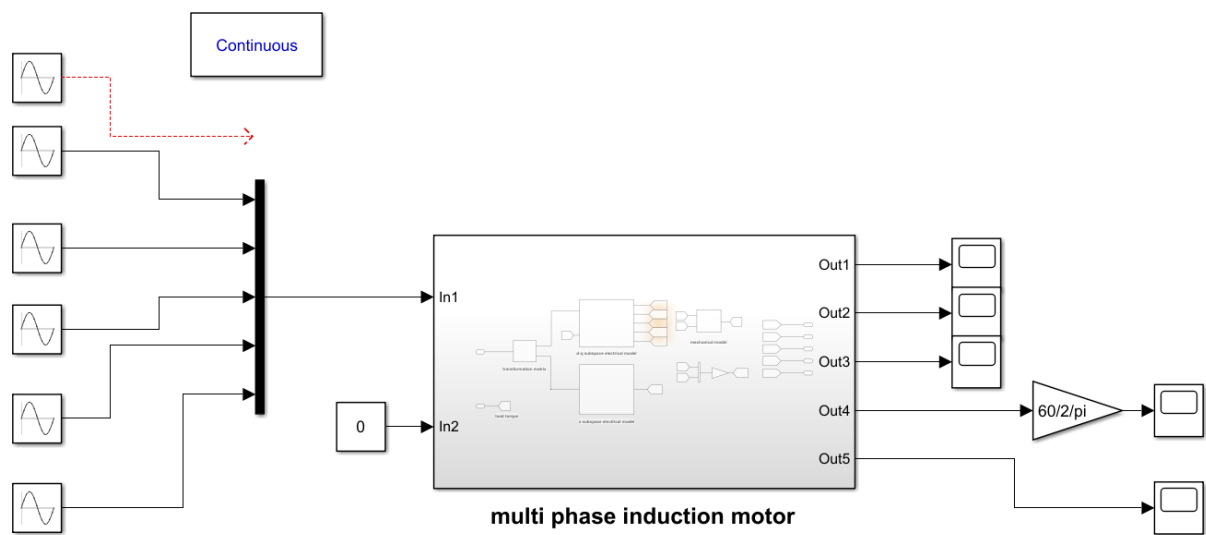
محاسبه می گردند.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
P=1;
J=9.5e-5;
B=4e-5;
Rs=1.04; Rr=0.64; Lls=0.3e-3; Llr=0.65e-3; Lm=30.9e-3; Lss=Lm*2/true_phase_number;
Lsd=Lls+norm(alfa)^2*Lss;
Lsq=Lls+norm(beta)^2*Lss;
Md=norm(alfa)*norm(alfa0)*Lss;
Mq=norm(beta)*norm(beta0)*Lss;
Lr=Llr+norm(alfa0)^2*Lss;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

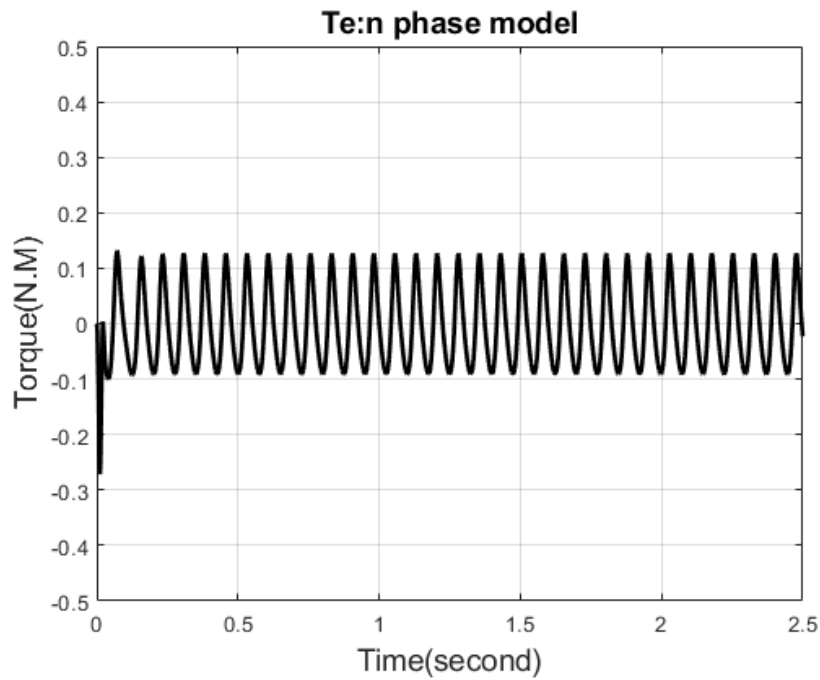
```

همچنین در قسمت سیمولینک، فاز اول ورودی به موتور را به صورت زیر قطع می کنیم:

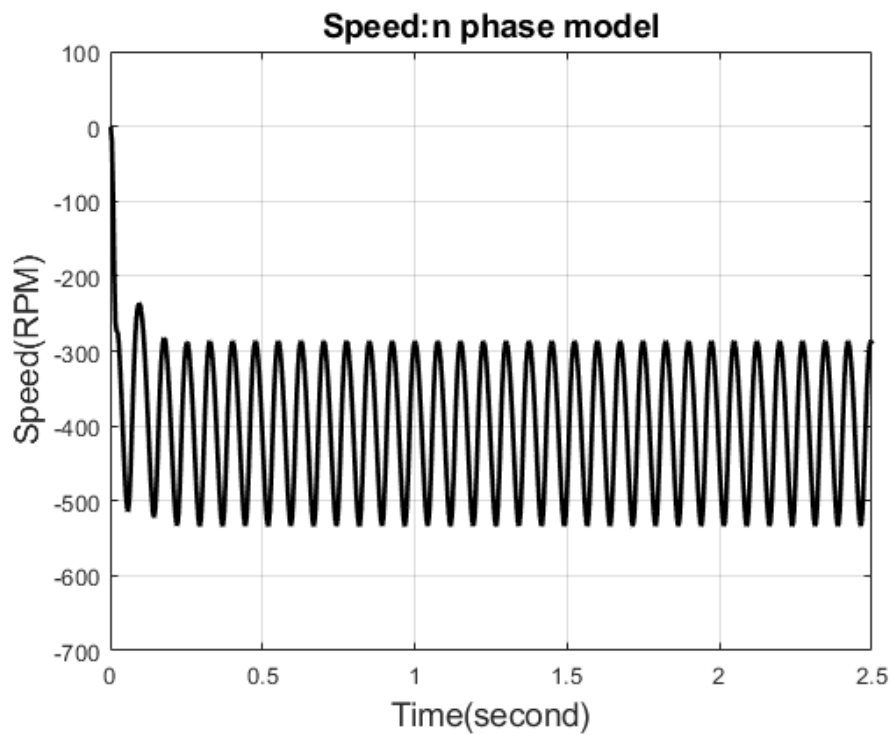


شکل ۱۰-۲ نحوه اعمال خطای مدار باز به بلوک مدل ماشین چندفازه

در شکل های زیر شکل موج های گشتاور و سرعت موتور بعد از وقوع خطا نشان داده شده اند:



شکل ۱۱-۲ شکل موج گشتاور بعد از وقوع خطا



شکل ۱۲-۲ شکل موج سرعت بعد از وقوع خطا

۵-۲-۵- نتایج شبیه سازی مدل سازی دینامیکی موتور القایی شش فاز نامتقارن

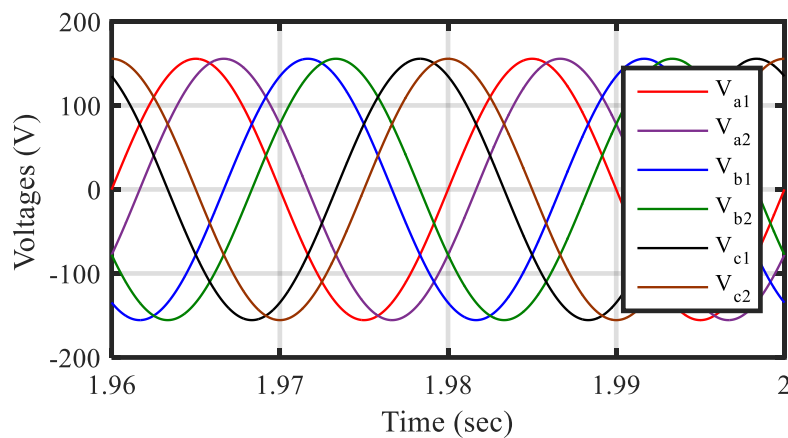
پارامترهای شبیه سازی در جدول زیر ارائه شده است.

جدول ۱-۲ پارامترهای شبیه سازی موتور القایی شش فاز نامتقارن

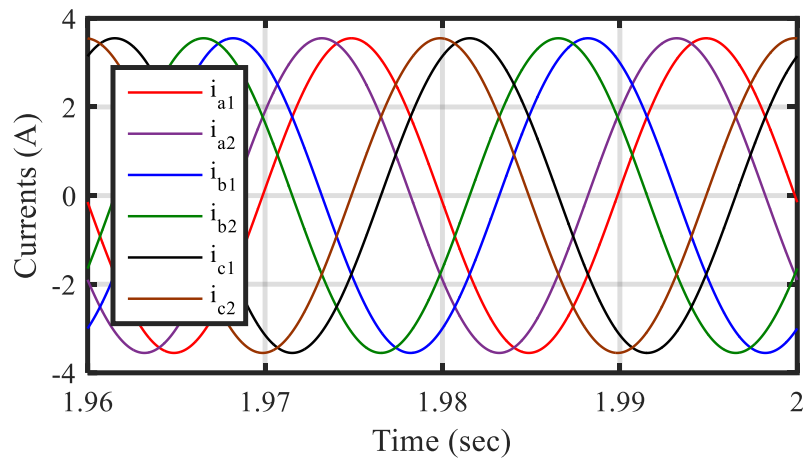
پارامتر	مقدار
ولتاژ نامی	110/190 V
جریان نامی	3.65 A
توان نامی	1.5 kW
فرکانس	50 Hz
سرعت نامی	1500 rpm
مقاومت استاتور	2.3889 Ω
مقاومت ارجاع داده شده روتور	2.4007 Ω
راکتانس پراکندگی استاتور	2.2853 Ω
راکتانس پراکندگی روتور ارجاع داده شده	2.2853 Ω
راکتانس مغناطیس کنندگی	41.4867 Ω
اینرسی	0.005 kg.m ²

شکل ۱۳-۲ و شکل ۱۴-۲ به ترتیب ولتاژهای شش فاز نامتقارن و جریان های شش فاز نامتقارن موتور را در حالت

ماندگار نشان می دهد.

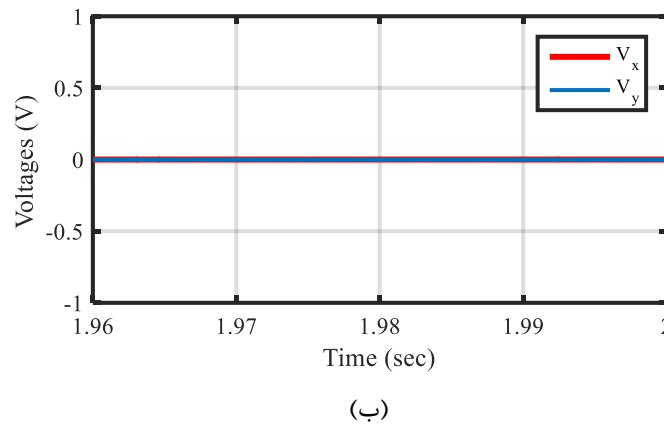
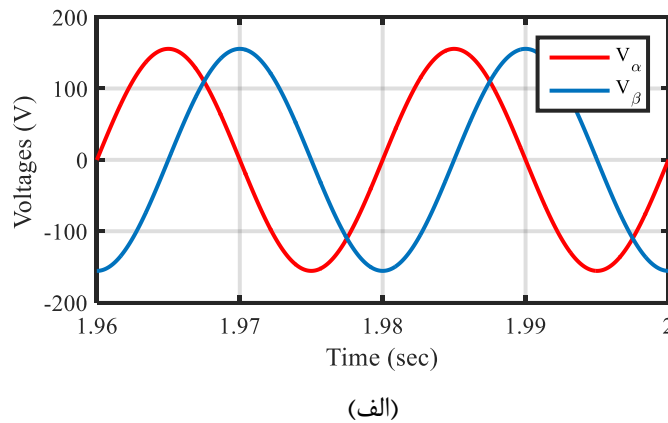


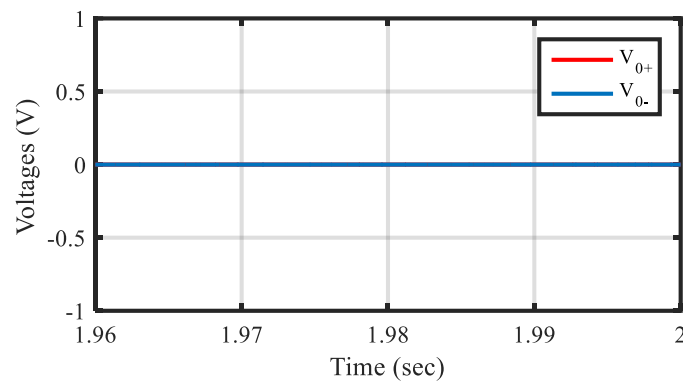
شکل ۱۳-۲ ولتاژهای شش فاز اعمال شده به موتور در حالت ماندگار



شکل ۱۴-۲ جریان های شش فاز موتور در حالت ماندگار

ولتاژهای مولفه های $\alpha - \beta$ ، مولفه های x-y و مولفه های $0+0-$ به ترتیب در شکل ۱۵-۲ (الف)، (ب) و (ج) ارائه شده است. با توجه به اعمال ولتاژهای شش فاز متعادل، بدیهی است که مولفه های ولتاژ x-y وجود نخواهند داشت. با توجه به در نظر گرفتن توپولوژی با دو نقطه نول مجزا، مولفه های ولتاژ $0+0-$ نیز صفر خواهند بود.

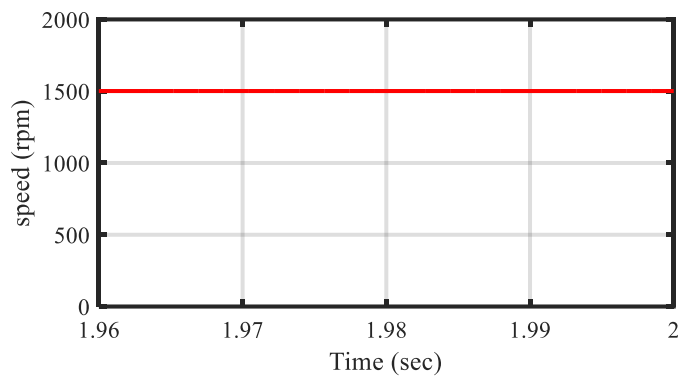




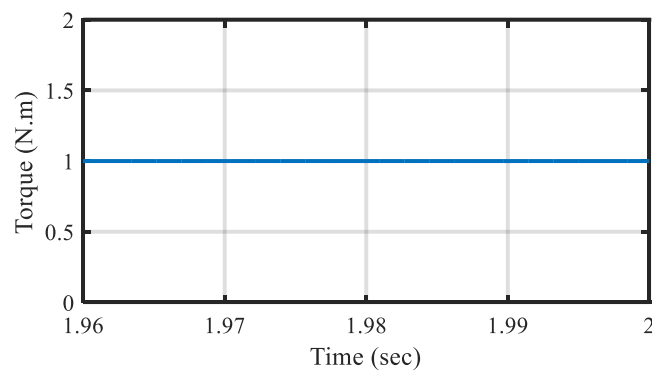
(ج)

شکل ۲-۱۵ مولفه های ولتاژ، (الف): $\beta - \alpha$ ، (ب) x-y و (ج) $0+0-$ در حالت ماندگار

سرعت موتور و گشتاور بار به ترتیب در شکل ۲-۱۶ و شکل ۲-۱۷ ارائه شده است.



شکل ۲-۱۶ سرعت موتور در حالت ماندگار



شکل ۲-۱۷ گشتاور بار در حالت ماندگار

۶-۲- جمع بندی

در این فصل ابتدا به به مدل سازی ماشین القایی چندفاز در شرایط سالم و در شرایط تحت خطا پرداخته شد. سپس روش کنترل برداری موتور القایی چندفاز بررسی گردید. مدل سازی دینامیکی و شبیه سازی مربوطه برای موتور القایی شش فاز نامتقارن در انتهای این فصل ارائه گردید.

فصل سوم

بررسی روش‌های کنترل تحمل‌پذیر خطا در موتورهای القایی

چندفازه

۳- بررسی روش های کنترل تحمل پذیر خطا در اینورتر و موتورهای القایی چندفاز

۳-۱- کنترل پس از خطا

در میان بسیاری از مزایای یک ماشین چندفاز، قابلیت تحمل خطا بدون شک یکی از مهم ترین ویژگی های این نوع ماشین ها می باشد. ساده ترین شکل عملکرد قابلیت تحمل خطا را می توان با ماشین های چندفازی که دارای m مجموعه سیم پیچ های استاتور k فاز هستند، مانند ماشین های شش فاز ($k=3, m=2$)، نه فاز ($k=3, m=3$)، پانزده فاز ($k=3, m=5$) یا ($k=5, m=3$)، هجده فاز ($k=3, m=6$) و غیره به دست آورد. در صورت بروز خطا، کل سیم پیچ k فاز دارای خطا را می توان از مدار خارج نمود و ماشین می تواند با $(m-1)$ مجموعه سیم پیچ های k فاز به کار خود ادامه دهد. با این حال، حذف کل سیم پیچ k فاز منجر به کاهش قابل توجه توان قابل دستیابی می شود، زیرا چندین فاز سالم در این فرآیند خارج می شوند. بدین ترتیب برای ماشین های چندفاز با مضرب سیم پیچ های سه فاز، ساده ترین استراتژی پس از خطا از مدار خارج کردن تمام سیم پیچ سه فاز دارای خطا می باشد [۳۳]. به عنوان مثال برای ماشین شش فاز نامتقارن، این روش با عدم تغذیه سیم پیچ سه فاز دارای خطا میسر می گردد [۴۷، ۲۰] (این استراتژی در [۲۰] با عنوان عملکرد "single-VSC" و در [۴۷] با عنوان S3 نامگذاری شده است).

راه حل حذف سیم پیچ k فاز دارای خطا، فقط برای ماشین های چند فاز با ساختارهای سیم پیچ $m \times k$ معتبر است و نمی توان آن را برای ماشین های چند فاز بدون چنین پیکربندی سیم پیچی اعمال نمود. یک رویکرد کلی تر برای کنترل پس از خطا در یک ماشین n فاز این است که فقط فاز(های) دارای خطا را خارج کرده و با تمام فازهای سالم باقی مانده به کار ادامه داده شود [۳۳].

دو هدف اصلی در پیاده سازی یک استراتژی کنترل پس از خطا برای یک سیستم درایو چند فاز وجود دارد:

(۱) استخراج جریان های مرجع پس از خطا با توجه به یک معیار خاص، مانند حداقل تلفات استاتور، حداکثر گشتاور، حداقل رپل گشتاور و

(۲) طراحی کنترل کننده های مناسبی که قادر به تنظیم جریان در مرجع های خود در حین عملکرد پس از خطا باشند [۳۳].

۳-۱-۱- استخراج جریان های مرجع پس از خطا

با توجه به اولین هدف تبیین شده برای کنترل پس از خطای یک سیستم درایو، ایده ی اصلی یافتن مجموعه ای از معادلات جریان است که مشخصه پس از خطای مورد نظر ماشین را تعریف می کنند. بدین ترتیب با حل این معادلات، جریان های مرجع استخراج می گردند. روش های مختلفی برای این هدف ارائه شده است [۳۳]. از جمله این روش ها می توان به استخراج معادلات جریان برای حفظ نیروی محرکه مغناطیسی (MMF) دوار بدون ریبیل در ماشین، همراه با چندین رابطه در نظر گرفته شده کمکی در [۴۸] اشاره نمود. روش مشابهی مبتنی بر MMF برای ماشین مغناطیس دائم پنج فاز در [۹] ارائه شده است.

۳-۱-۲- کنترل جریان پس از خطا

پس از به دست آوردن جریان های مرجع پس از خطا، با توجه به هدف دوم برای پیاده سازی استراتژی کنترل پس از خطای یک سیستم درایو، باید یک روش کنترل جریان مناسب فراهم گردد که قادر به تنظیم جریان در مقادیر مرجع آن ها باشد. بر اساس پژوهش هایی که اطلاعات کافی در مورد کنترل کننده جریان مورد استفاده ارائه می دهند، مشخص می گردد که متداول ترین روش های کنترل جریان مورد استفاده، کنترل کننده نوع هیستریزیس [۹، ۴۹-۵۳] و کنترل کننده تناسبی- انتگرال گیر (PI) با مدولاتور پهنای پالس می باشند [۵۴-۵۷]، اگرچه روش های کنترل پیچیده تری مانند کنترل پیش بین [۵۸، ۵۹]، مدل کنترل فازی و کنترل حالت لغزشی [۶۰] نیز پیشنهاد شده اند [۳۳].

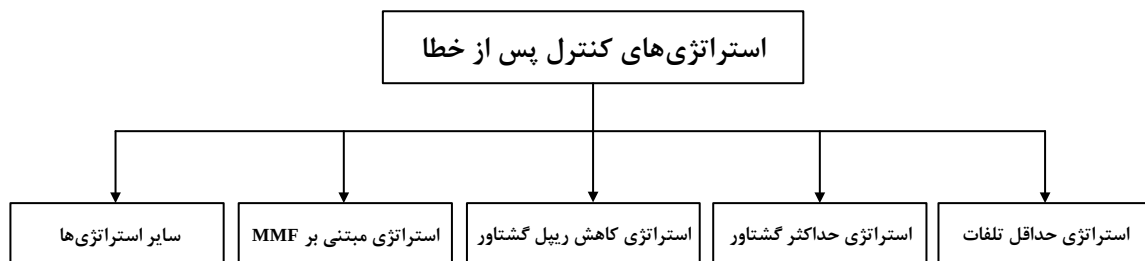
در مقایسه با کنترل کننده های PI، پهنای باند بالای کنترل کننده های نوع هیستریزیس، تنظیم سریع جریان های ماشین را به ویژه در شرایط خطا فراهم می کند. با این وجود، نیاز به نمونه برداری بالا و فرکانس سوئیچینگ متغیر مرتبط با سوئیچینگ مبتنی بر هیستریزیس، به عنوان معایب جدی کنترل کننده های هیستریزیس تلقی می گردند [۳۳]، به ویژه برای کاربردهای توان بالا که در آن ماشین های چند فاز اهمیت ویژه ای دارند [۵۴].

برای کنترل کننده های PI با مدولاتور پهنای پالس، کارایی تنظیم جریان با پهنای باند محدود کنترل کننده، می تواند کاهش یابد. در [۵۴] نشان داده شده است که تبدیل دکوپله کننده کاهش مرتبه یافته اختلال اضافی را به کنترل کننده

تحمیل می نماید که نیاز به جبران سازی خاصی با استفاده از روش پیش خور^۱ دارد [۳۳].

۳-۲- معرفی استراتژی های پس از خطا

مشخصه عملکرد پس از خطا را می توان با توجه به هدف (و یا اهداف) مورد نظر، تعیین نمود. برای این منظور استراتژی های مختلفی ارائه شده است. هریک از این استراتژی ها هدف (و یا اهداف) خاصی را با توجه به محدودیت های بوجود آمده از شرایط خطا، در نظر گرفته و جریان های بهینه را بر این اساس تعیین می نمایند. با توجه به پژوهش های انجام شده در زمینه کنترل قابلیت تحمل خطای ماشین القایی چندفازه، مطابق با شکل ۳-۱ می توان استراتژی هایی همچون استراتژی حداقل تلفات، استراتژی حداکثر گشتاور، استراتژی حداقل تلفات در کل بازه گشتاور تولیدی^۲ (FRML)، استراتژی های مبتنی بر نیرومحرکه مغناطیسی (MMF) و سایر استراتژی ها را نام برد.



شکل ۳-۱ استراتژی های کنترل پس از خطای ارائه شده برای ماشین های چندفازه در پژوهش ها

استراتژی حداقل تلفات، براین موضوع تاکید دارد که جریان هایی که به تولید گشتاور کمک نمی کنند و صرفاً دربردارنده تلفات برای موتور (یا ماشین) می باشند، را با توجه به شرایط بوجود آمده از خطا، حداقل سازد [۲۰، ۳۳، ۶۱]. در استراتژی حداکثر گشتاور، با توجه به این که همواره فرض بر این است که مسیر جریان های مولفه های α و β نسبت به هم، باید به صورت دایره ای شکل باشد، هدف کسب بیشترین دامنه جریان $I_{\alpha\beta}$ با لحاظ نمودن محدودیت های بوجود آمده است [۲۰، ۳۳، ۶۱].

پس از وقوع خطا، گشتاور الکترومغناطیسی موتور دارای ریپل ها خواهد بود. برای این منظور استراتژی هایی با نام کاهش ریپل گشتاور ارائه شده است. برای مثال می توان به استراتژی کاهش ریپل گشتاور در کنترل پس از خطای موتور

¹ feedforward

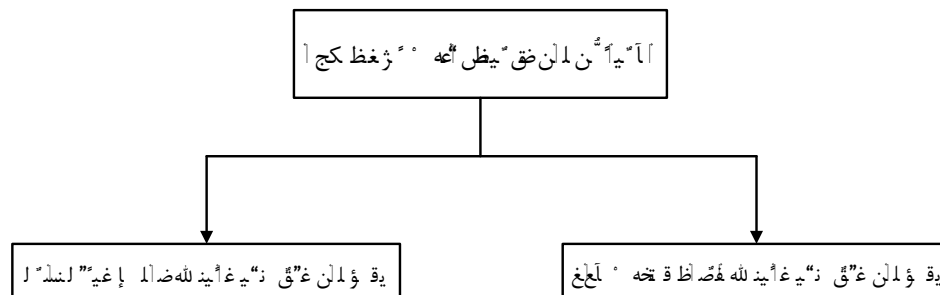
² Full Range Minimum Loss (FRML)

القایی شش فاز نامتقارن در [۶۲] اشاره نمود.

استراتژی حداقل تلفات، تلفات را پس از خطا برای یک گشتاور معین کاهش می دهد، از این رو رنج گشتاور خروجی در این استراتژی محدود می باشد. از سوی دیگر استراتژی حداکثر گشتاور، در مقایسه با روش حداقل تلفات، دارای تلفات بیش تری می باشد. از این رو استراتژی حداقل تلفات در بازه گشتاور تولیدی^۱ (FRML) ارائه شده است که در حقیقت رنج گشتاور خروجی را در روش حداقل تلفات افزایش می دهد و یا به نوعی تلفات استراتژی حداکثر گشتاور را کاهش می دهد [۶۳].

۳-۲-۱- پیاده سازی استراتژی های پس از خطا بر اساس نوع ماتریس تبدیل

با توجه به استخراج جریان های مرجع پس از خطا بر اساس استراتژی های معرفی شده در پژوهش ها، می توان این استراتژی ها را از نظر نوع ماتریس تبدیل استفاده شده به روش های مبتنی بر ماتریس تبدیل وضعیت سالم و روش های مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته دسته بندی نمود (شکل ۳-۲). الگوریتم استخراج جریان های مرجع نیز می تواند بر اساس روش ضرایب باشد و یا بر اساس روش توزیع مولفه های سینوسی و کسینوسی جریان هر فاز انجام پذیرد.



شکل ۳-۲ دسته بندی استراتژی های کنترل پس از خطا بر اساس نوع ماتریس تبدیل بکار رفته

۳-۲-۱-۱- روش های مبتنی بر ماتریس تبدیل وضعیت سالم

در بسیاری از پژوهش ها، تلاش به نحوی بوده است که ساختار کنترل پس از خطا به همان شکل ساختار کنترل در وضعیت سالم باشد. بدین منظور ساختار کنترل با حداقل تغییرات لازم در پژوهش ها ارائه گردیده است [۲۰] که از همان

¹ Full Range Minimum Loss

ماتریس تبدیل وضعیت سالم ماشین در وضعیت پس از خطا استفاده می گردد.

یک استراتژی مورد توجه کنترل پس از خطا در [۲۰, ۵۵, ۵۷, ۶۴] برای چندین ماشین با تعداد فازهای مختلف ارائه شده است. در این استراتژی به جای استفاده از تبدیل کاهش مرتبه یافته، همان تبدیل مرتبه کامل (مانند حالت سالم) حتی برای عملکرد پس از خطا حفظ می شود. از آنجایی که ماتریس تبدیل تغییر نکرده است، ساختار کنترل پس از خطا دقیقاً به همان شکلی است که در حالت سالم وجود دارد. انتقال از عملکرد سالم به عملکرد پس از خطا فقط شامل تغییر در جریان های مرجع می باشد [۳۳].

۲-۱-۳- روش های مبتنی بر ماتریس تبدیل کاهش مرتبه یافته

در برخی از پژوهش ها [۱۹, ۴۹, ۵۰]، استفاده از تبدیل دکوپله کننده کاهش مرتبه یافته پیشنهاد شده است. بدین منظور تبدیل دکوپله کننده مرتبه n اصلی با یک تبدیل دکوپله کننده کاهش مرتبه یافته جدید جایگزین می گردد تا از دست دادن درجه (های) آزادی را بیان کند [۳۳].

مفهوم کلی روش استخراج جریان مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته در [۴۹, ۵۰] ارائه شده است. در این روش ماتریس دکوپله کننده 5×5 به عنوان جایگزین برای ماتریس اصلی 6×6 برای یک ماشین القایی شش فاز نامتقارن با خطای مدار باز یک فاز معرفی می گردد. در این روش، ردیف های α - β ماتریس تبدیل دکوپله کننده اصلی که هنوز مولفه های مربوط به شار و گشتاور را نشان می دهند، حفظ می شوند. اما ترم های مرتبط با فاز دارای خطا حذف می گردند. سپس ردیف های باقی مانده تبدیل بر اساس ویژگی های متعامد شناخته شده بین ردیف های ماتریس، دوباره استخراج می شوند [۳۳].

بر اساس تبدیل کاهش مرتبه یافته جدید، مجموعه ای کاملاً جدید از معادلات ماشین پس از خطا به دست می آید و کنترل جدیدی بر اساس آن شکل می گیرد. یک نتیجه مهم این روش این است که معادلات α - β ماشین، همان شکل حالت سالم را با تغییراتی که فقط مربوط به اندوکتانس متقابل است، حفظ می کنند. بدین ترتیب، همان استراتژی کنترل برداری را می توان برای عملکرد پس از خطا، با تغییر مقدار اندوکتانس متقابل و تبدیل گردان اعمال نمود. نتایج نشان داده است که با این تغییر، هنوز گشتاور و شار ماشین به ترتیب توسط مولفه های جریان q و d قابل تنظیم می باشند. همین مفهوم در [۱۹] برای یک ماشین شش فاز متقارن مورد استفاده قرار گرفته است و تغییرات در اندوکتانس متقابل

برای ترکیب های مختلف فازهای خطا ارائه شده است [۳۳].

اگرچه نشان داده شده است که کنترل پس از خطا بر اساس تبدیل کاهش مرتبه یافته عملکرد خوبی از خود به نمایش می گذارد، با این حال به تغییرات قابل توجهی در ساختار کنترل نیاز دارد. از این رو در برخی از پژوهش ها روش های کنترل پس از خطا با حداقل پیکربندی مجدد ساختار کنترل ارائه شده است. در [۵۶] یک رویکرد کلی قابل پیاده سازی برای یک ماشین n فاز با سیم پیچ های متقارن شرح داده شده است که امکان انتقال از عملکرد سالم به عملکرد پس از خطا با حداقل پیکربندی مجدد را فراهم می نماید [۳۳].

۳-۳- مفهوم بهینه سازی در فرایند استخراج جریان های مرجع

مسئله کلیدی در پیکربندی مجدد سیستم کنترل پس از خطا، تعریف مرجع های جدید برای جریان ها می باشند. این جریان های مرجع باید محدودیت های (شرط) لازم در استراتژی های در نظر گرفته شده را برآورده سازند، لذا راه حل منحصر به فرد نیست. از آنجایی که تعداد متغیرها جهت تعیین جریان های مرجع بیشتر از تعداد شرط های لازم می باشند، مسئله تعیین شده نیست و در نتیجه فضا برای بهینه سازی جریان های پس از خطا وجود دارد [۶۱].

به عنوان مثال برای یک ماشین شش فاز نامتقارن که با جریان های فاز i_{a1} ، i_{b1} ، i_{c1} ، i_{a2} ، i_{b2} و i_{c2} تغذیه

می گردد، در حالت ماندگار این جریان ها را می توان به صورت کلی در حوزه زمان به شکل ذیل بیان نمود [۶۱، ۶۵]:

$$\begin{aligned} i_{a1}(t) &= \sqrt{2} \cdot I_{a1} \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi_{a1}) \\ i_{b1}(t) &= \sqrt{2} \cdot I_{b1} \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi_{b1}) \\ i_{c1}(t) &= \sqrt{2} \cdot I_{c1} \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi_{c1}) \\ i_{a2}(t) &= \sqrt{2} \cdot I_{a2} \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi_{a2}) \\ i_{b2}(t) &= \sqrt{2} \cdot I_{b2} \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi_{b2}) \\ i_{c2}(t) &= \sqrt{2} \cdot I_{c2} \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi_{c2}) \end{aligned} \quad (3-1)$$

و همچنین می توان به فرم فازوری $I_{a1} \angle \varphi_{a1}$ ، $I_{b1} \angle \varphi_{b1}$ ، $I_{c1} \angle \varphi_{c1}$ ، $I_{a2} \angle \varphi_{a2}$ ، $I_{b2} \angle \varphi_{b2}$ و $I_{c2} \angle \varphi_{c2}$

نوشت. با اعمال ماتریس کلارک رابطه (۱۲-۲) به جریان های حالت ماندگار رابطه (۱-۳)، فازورهای مولفه های ماتریس

کلارک یعنی $I_{\alpha} \angle \varphi_{\alpha}$ ، $I_{\beta} \angle \varphi_{\beta}$ ، $I_x \angle \varphi_x$ ، $I_y \angle \varphi_y$ ، $I_{0+} \angle \varphi_{0+}$ و $I_{0-} \angle \varphi_{0-}$ مشخص می گردند.

در عملکرد سالم، جریان های فاز حالت ماندگار مجموعه ای متعادل با مقادیر پیک یکسان را شکل می دهند (یعنی،

و $\varphi_{b2} = 5\pi/6$ ، $\varphi_{a2} = \pi/6$ ، $\varphi_{c1} = 4\pi/3$ ، $\varphi_{b1} = 2\pi/3$ ، $\varphi_{a1} = 0$ ، $I_{a1} = I_{b1} = I_{c1} = I_{a2} = I_{b2} = I_{c2}$
 $\varphi_{c2} = 9\pi/6$ [۶۱]. در وضعیت قبل از خطا، جریان های x-y صفر می باشند و فازور جریان $\alpha-\beta$ به منظور تولید نیرو محرکه مغناطیسی (MMF) چرخان، به شکل دایره می باشد. این فازور چرخان دایره ای شکل با استفاده از شرط های رابطه (۳-۲) تعیین می گردد [۶۱، ۶۵]:

$$\begin{aligned} I_{\alpha} &= I_{\beta} \\ \varphi_{\alpha} &= \varphi_{\beta} - \pi/2 \end{aligned} \quad (3-2)$$

اگر توپولوژی ماشین به صورت دو نقطه نول مجزا باشد، جریان های توالی صفر نمی توانند جاری شوند، بنابراین [۲۰، ۶۵]:

$$\begin{aligned} i_{0+} &= i_{a1}(t) + i_{b1}(t) + i_{c1}(t) = 0 \\ i_{0-} &= i_{a2}(t) + i_{b2}(t) + i_{c2}(t) = 0 \end{aligned} \quad (3-3)$$

اگر ماشین دارای یک نقطه نول ایزوله باشد، جریان توالی صفر از سیم پیچ سه فاز اول به سیم پیچ سه فاز دوم و بالعکس شارش می یابد [۲۰، ۶۱، ۶۵]:

$$i_{0+} + i_{0-} = 0 \quad (3-4)$$

در وضعیت سالم، صرف نظر از شرایط نقطه نول، عملکرد مناسب با جریان های فاز کمتر از مقدار موثر (rms) نامی فراهم می گردد، یعنی $I_N^{pre-fault} \leq I_N$. خطاهای مدار باز محدودیت های جدیدی را در ارتباط با فازهای دارای خطا اعمال می نمایند [۶۱]:

$$I_k = 0 \quad \forall k \in \{Faulted \text{ phases}\} \quad (3-5)$$

۳-۳-۱- پیاده سازی مسائل مربوط به بهینه سازی جهت استخراج جریان های مرجع

در این قسمت نحوه پیاده سازی مسائل بهینه سازی مربوط به استخراج جریان های مرجع تشریح می گردند. به طور کلی می توان جریان های مرجع را به شکل های مختلف در پیاده سازی مسئله بهینه سازی در نظر گرفت. در روش اول جریان های مرجع به صورت فازور در نظر گرفته می شوند و محدودیت های لازم نیز با در نظر گرفتن جریان ها به صورت فازور، پیاده سازی می گردند. در روش دوم ضراب بین مولفه های ماتریس تبدیل دکوپله کننده نظیر $\alpha_1 - \beta_1$ ، $\alpha_2 - \beta_2$ ، $\alpha_3 - \beta_3$ و ... استخراج می گردند و سپس جریان های مرجع بر اساس این ضرایب و ماتریس معکوس تبدیل دکوپله کننده

استخراج می شوند. در روش سوم، جریان های مرجع را می توان به صورت مجموع دو مولفه سینوسی و کسینوسی بیان نمود. اگرچه نمایش جریان های مرجع به صورت فازور نیز با بکارگیری روابط مثلثاتی در نمایش جریان های مرجع به صورت مولفه سینوسی و کسینوسی، امکان پذیر است.

۱-۳-۳-۱-۱ روش اول: استفاده از متغیرهای فاز

اولین روش برای بهینه سازی جریان های پس از خطا براساس متغیرهای فاز می باشد. با در نظر گرفتن ماشین القایی شش فاز نامتقارن، بدین ترتیب هدف فرآیند بهینه سازی تعیین دوازده مجهول $I_{a1}, I_{c2}, I_{b2}, I_{a2}, I_{c1}, I_{b1}, I_{a1}, I_{c2}, I_{b2}, I_{a2}, I_{c1}, I_{b1}$ ، $\varphi_{a1}, \varphi_{c2}, \varphi_{b2}, \varphi_{a2}, \varphi_{b1}, \varphi_{c1}$ با توجه به تابع هدف تعریف شده برای استراتژی مورد نظر به همراه لحاظ نمودن محدودیت های لازم، می باشد.

تابع هدف بهینه سازی براساس نوع عملکرد پس از خطا تعیین می گردد. در این صورت شرط های کلی مسئله های بهینه سازی برای کنترل پس از خطای مربوط به ماشین القایی شش فاز نامتقارن را می توان به صورت ذیل خلاصه نمود:

(۱) جریان های α - β دایره ای شکل (محدودیت مربوط به نیرو محرکه مغناطیسی (MMF) چرخان) که در رابطه (۳-۲) مشخص شده است.

(۲) محاسبه جریان های α - β با توجه به ماتریس تبدیل کلارک رابطه (۲-۱۲)

$$I_{\alpha} \angle \varphi_{\alpha} = \sqrt{2} \cdot (I_{a1} \angle \varphi_{a1} + \cos(2\pi/3) \cdot I_{b1} \angle \varphi_{b1} + \cos(4\pi/3) \cdot I_{c1} \angle \varphi_{c1} + \cos(\pi/6) \cdot I_{a2} \angle \varphi_{a2} + \cos(5\pi/6) \cdot I_{b2} \angle \varphi_{b2} + \cos(9\pi/6) \cdot I_{c2} \angle \varphi_{c2}) \quad (3-6)$$

$$I_{\beta} \angle \varphi_{\beta} = \sqrt{2} \cdot (\sin(2\pi/3) \cdot I_{b1} \angle \varphi_{b1} + \sin(4\pi/3) \cdot I_{c1} \angle \varphi_{c1} + \sin(\pi/6) \cdot I_{a2} \angle \varphi_{a2} + \sin(5\pi/6) \cdot I_{b2} \angle \varphi_{b2} + \sin(9\pi/6) \cdot I_{c2} \angle \varphi_{c2}) \quad (3-7)$$

(۳) محدودیت های فازهای دارای خطا که در رابطه (۳-۵) بیان شده است.

(۴) محدودیت های لازم برای فازهای سالم باقیمانده در صورت لزوم:

$$I_k \leq I_n \quad \forall k \in \{\text{Healthy phases}\} \quad (3-8)$$

(۵) محدودیت های مربوط به نقاط نول با توجه به قوانین Kirchhoff

برای توپولوژی با دو نقطه نول مطابق با رابطه (۳-۳) جریان های توالی صفر نمی توانند شارش یابند، در حالی که

بر طبق رابطه (۳-۴) جریان های توالی صفر برای ماشین شش فاز نامتقارن با پیکربندی یک نقطه نول، در نظر گرفته می شوند.

۳-۱-۲- روش دوم: پیاده سازی براساس روش ضرایب

یکی از الگوریتم های تعیین جریان مرجع پس از خطا استفاده از روش ضرایب بین مولفه های ماتریس تبدیل دکوپله کننده می باشد. برای مثال برای ماشین القایی شش فاز نامتقارن، در این روش جریان های مرجع محورهای x-y و توالی صفر $0_+ - 0_-$ به صورت ضرایبی از جریان های $\alpha - \beta$ به صورت ذیل در نظر گرفته می شوند [۳۰, ۳۳]:

$$\begin{aligned} i_{xs}^* &= K_1 i_{\alpha s}^* + K_2 i_{\beta s}^* \\ i_{ys}^* &= K_3 i_{\alpha s}^* + K_4 i_{\beta s}^* \\ i_{0+s}^* &= K_5 i_{\alpha s}^* + K_6 i_{\beta s}^* \\ i_{0-s}^* &= K_7 i_{\alpha s}^* + K_8 i_{\beta s}^* \end{aligned} \quad (۳-۹)$$

البته با توجه به نوع پیکربندی نقطه نول، برخی از ضرایب صفر می باشند. برای مثال برای توپولوژی با دو نقطه نول، جریان های توالی صفر نمی توانند شارش داشته باشند، برای همین، ضرایب K_5, K_6, K_7 و K_8 را می توان برای این توپولوژی صفر در نظر گرفت [۲۰]. این در حالی است که برای توپولوژی با یک نقطه نول، به دلیل شارش جریان های توالی صفر، این ضرایب مربوط به جریان های توالی صفر، در نظر گرفته می شوند.

در این روش، ضرایب بین مولفه های ماتریس تبدیل یعنی مولفه های $\alpha_2 - \beta_2, \alpha_3 - \beta_3$ و ... نسبت به مولفه $\alpha_1 - \beta_1$ براساس استراتژی مورد نظر استخراج می گردند و بدین ترتیب، ضرایب K_1 تا K_8 مشخص می گردند. البته در [۲۰] برای یک ماشین القایی شش فاز نامتقارن، ضرایب K_1 تا K_4 استخراج می گردند زیرا برای توپولوژی با دو نقطه نول مولفه های جریان های مرجع $0_+ - 0_-$ صفر است و برای توپولوژی با یک نقطه نول، جریان های مرجع $0_+ - 0_-$ با توجه به وضعیت خطای مدار باز تکفاز، برحسب سایر مولفه ها بیان می گردند (برای مثال در حالت خطای مدار باز تک فاز در فاز c2، روابط $i_{0-s}^* = i_{\beta s}^* + i_{ys}^*$ و $i_{0+s}^* = -i_{0-s}^*$ برقرار می باشند). بدین ترتیب مولفه های جریان های مرجع یعنی $x-y$ و $0_+ - 0_-$ برای وضعیت های پس از خطای مربوطه مشخص می گردند.

۳-۱-۳- روش سوم: روش توزیع جریان به دو مولفه سینوسی و کسینوسی

در این نوع الگوریتم، جریان های مرجع متشکل از دو قسمت سینوسی و کسینوسی می باشند. ضرایب این دو مولفه

براساس استراتژی کنترل پس از خطای اتخاذ شده، تعیین می گردند [۴۷]. برای مثال برای یک ماشین n فاز جریان ها به صورت رابطه بیان می گردند:

$$i_j(t) = a_j I_m \cos(\omega t) + b_j I_m \sin(\omega t) \quad j = 1, 2, \dots, n \quad (3-10)$$

بدین ترتیب بر اساس استراتژی کنترل پس از خطای مورد نظر، ضرایب A_j و B_j مشخص می شوند.

البته این فازور جریان های مرجع را می توان با بکارگیری روابط مثلثاتی، برحسب جریان های متشکل از دو مولفه سینوسی و کسینوسی، بیان نمود. رابطه (۳-۱۱) فازور جریان مرجع را بیان می دارد.

$$\begin{aligned} i_j(t) &= I_m \cos(\omega t - \varphi_j) \\ &= a_j I_m \cos(\omega t) + b_j I_m \sin(\omega t) \quad j = 1, 2, \dots, n \end{aligned} \quad (3-11)$$

که با توجه به رابطه مثلثاتی ذیل،

$$\cos(\alpha \pm \beta) = \cos(\alpha) \cos(\beta) \mp \sin(\alpha) \sin(\beta) \quad (3-12)$$

ضرایب a_j و b_j تعیین می گردند.

۳-۳-۲- نرم افزارهای بهینه سازی بکار گرفته شده در فرایند استخراج جریان های مرجع

پس از خطا

بهینه سازی ریاضیاتی^۱ که به آن «برنامه نویسی ریاضیاتی»^۲ نیز گفته می شود، فرایندی است که در آن بهترین جواب (با توجه به مجموعه ای از معیارها) از میان مجموعه ای از جواب های ممکن، برای یک مسأله خاص انتخاب می شود. منظور از بهینه سازی یک سامانه کمینه یا بیشینه کردن تابعی است که این تابع معیاری از عملکرد سامانه می باشد. این عمل در نهایت به بهبود کارایی سامانه می انجامد.

هدف از بهینه سازی یافتن بهترین جواب قابل قبول، با توجه به محدودیت ها و نیازهای مسأله است. برای یک مسأله، ممکن است جواب های مختلفی موجود باشد که برای مقایسه آنها و انتخاب جواب بهینه، تابعی به نام تابع هدف تعریف می شود. انتخاب این تابع به طبیعت مسأله وابسته است.

¹ Mathematical Optimization

² Mathematical Programming

برای پیاده سازی مسائل بهینه سازی از دو نرم افزار استفاده شده است. نرم افزار اول جعبه ابزار Yalmip و نرم افزار دوم استفاده از solverهای بهینه سازی در جعبه ابزار بهینه سازی نرم افزار MATLAB، نظیر fmincon و fminmax می باشد. در ادامه به معرفی این دو نرم افزار پرداخته می شود.

۱-۲-۳- جعبه ابزار Yalmip

جعبه ابزار YALMIP MATLAB می تواند برای مدل سازی و حل مسائل بهینه سازی که معمولاً در سیستم ها و تئوری کنترل رخ می دهند، استفاده می شود. YALMIP به طور خودکار تشخیص می دهد که کاربر چه نوع مسئله ای را تعریف کرده است و بر اساس این تحلیل یک solver مناسب را انتخاب می کند. اگر solver مناسبی در دسترس نباشد، YALMIP سعی می کند مسئله را طوری تبدیل نماید تا بتواند آن را حل کند [۶۶].

۲-۲-۳- بهینه سازی در نرم افزار MATLAB

نرم افزار MATLAB قادر است با استفاده از solverهای مختلف ارائه شده، انواع مسائل بهینه سازی را حل نماید.

۴-۳- derating در عملکرد پس از خطا

اگر قبل از وقوع خطا ماشین در نقطه کار نامی خود کار کند، پس از وقوع خطا، سیستم درایو نمی تواند در همان نقطه کار قبلی، به کار خود ادامه دهد، زیرا دامنه جریان های $\alpha-\beta$ در این صورت دیگر نمی توانند با توجه به محدودیت های تعریف شده، همان مقدار قبل از خطا را داشته باشند. بدین ترتیب محدوده کاری سیستم درایو، کاهش می یابد و لازم است این کاهش محدوده کاری به نوعی در سیستم درایو اعمال گردد. برای مثال با در نظر گرفتن سیستم کنترل برداری جهت یابی غیر مستقیم شار روتور (IRFOC) در شرایط سالم اگر موتور تحت بار با گشتاور مشخص در سرعت نامی باشد، به منظور کاهش محدوده کاری، باید پس از وقوع خطا، سرعت موتور را کاهش داد.

به عبارتی دیگر، اگر ماشین دارای خطا بخواهد شار و گشتاور نامی تولید کند، جریان های فاز بالاتر از مقادیر نامی آنها افزایش می یابد. عملکرد طولانی مدت با جریان های فاز بالاتر از حد مجاز خطرناک است زیرا ممکن است حد حرارتی ماشین و مبدل الکترونیکی برق را نقض کند. از این رو، برای کار مداوم پس از خطا، ماشین باید "derated" شود، یعنی پایین تر از مقادیر نامی کار کند [۲۰].

بدیت ترتیب ضریبی به عنوان ضریب derating به صورت ذیل تعریف می گردد که برابر با نسبت دامنه جریان

$I_{\alpha\beta}$ در عملکرد پس از خطا، $|I_{\alpha\beta}|_{Post-fault}$ ، نسبت به مقدار نامی این جریان، $|I_{\alpha\beta}|_{Rated}$ ، می باشد [۲۰، ۶۱]، یعنی،

$$a = \frac{|I_{\alpha\beta}|_{Post-fault}}{|I_{\alpha\beta}|_{Rated}} \quad (3-13)$$

این پارامتر مفهومی ترین شاخص عملکرد است، زیرا در ماشین القایی تولید جریان و گشتاور پس از خطا به ترتیب

با a و a^2 متناسب است. شایان ذکر است که ضریب derating به پارامترهای ماشین بستگی ندارد [۶۱].

به منظور تفهیم هرچه بهتر این موضوع، یک مثال برای عملکرد قبل و بعد از خطا برای موتور القایی شش فاز

نامتقارن با توپولوژی دو نقطه نول مجزا ارائه می گردد. در حالت عملکرد سالم و در حالت ماندگار فازور جریان های شش فاز

ماشین به صورت رابطه (۳-۱۴) برحسب پریونیت بیان می گردند:

$$\begin{aligned} I_{a1} &= 1 \text{ p.u} & \varphi_{a1} &= 0 \\ I_{b1} &= 1 \text{ p.u} & \varphi_{b1} &= 2\pi/3 \\ I_{c1} &= 1 \text{ p.u} & \varphi_{c1} &= 4\pi/3 \\ I_{a2} &= 1 \text{ p.u} & \varphi_{a2} &= \pi/6 \\ I_{b2} &= 1 \text{ p.u} & \varphi_{b2} &= 5\pi/6 \\ I_{c2} &= 1 \text{ p.u} & \varphi_{c2} &= 9\pi/6 \end{aligned} \quad (3-14)$$

شکل ۳-۳ جریان های شش فاز موتور در حالت پریونیت و شکل ۳-۴ جریان های مولفه های α و β در حالت ماندگار

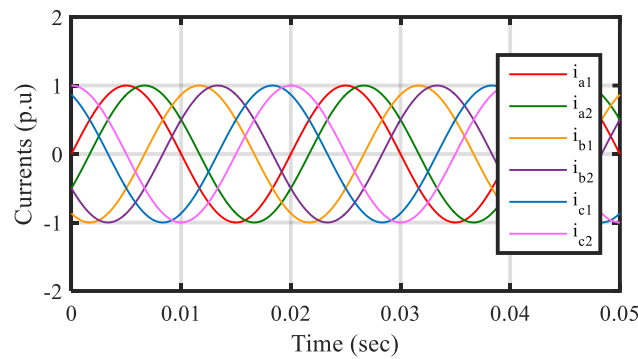
برای عملکرد سالم موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول نشان می دهد. همان طور که شکل ۳-۴ (ب) نشان

می دهد منحنی مولفه جریان β نسبت به مولفه جریان α به شکل دایره ای می باشد. همچنین با توجه به اعمال ولتاژهای

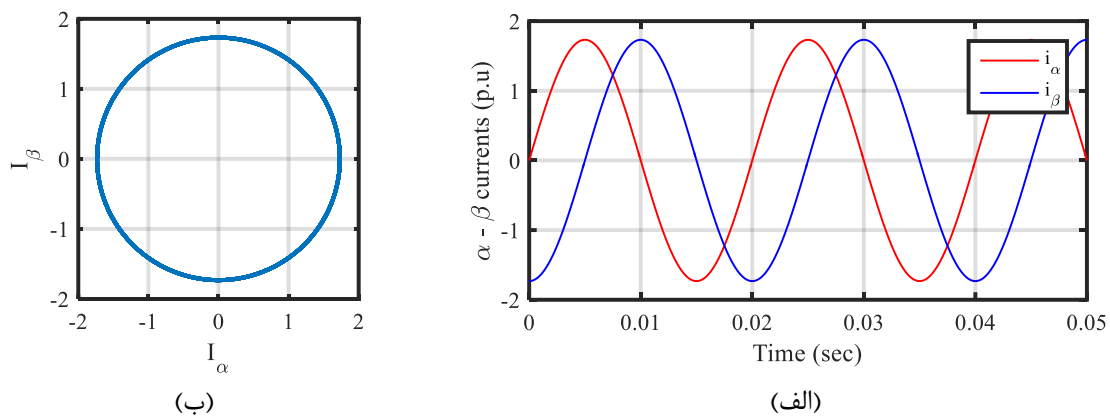
متعادل به ماشین در حالت ماندگار، جریان های مولفه های $x-y$ به دلیل ولتاژهای $x-y$ با مقدار صفر، صفر می باشند.

جریان های مولفه های $0_+ - 0_-$ نیز به دلیل عدم شارش جریان های توالی صفر در توپولوژی با دو نقطه نول، صفر

می باشند. دامنه جریان $I_{\alpha\beta}$ برابر با 1.732 پریونیت می باشد.



شکل ۳-۳: جریان های شش فاز در حالت ماندگار به صورت پریونیت برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت شرایط سالم



شکل ۳-۴: (الف) مولفه های جریان α و β برحسب زمان. (ب) مولفه جریان β برحسب مولفه جریان α برای عملکرد حالت ماندگار
برای بررسی شکل موج جریان ها پس از وقوع خطا، یکی از حالت های عملکرد پس از خطای به منظور بررسی، انتخاب می گردد. برای این منظور حالت عملکرد پس از خطای حداکثر گشتاور در نظر گرفته می شود. پس از انجام بهینه سازی، جریان های مرجع با فرض مدار باز بودن فاز C2 به شرح ذیل می باشند:

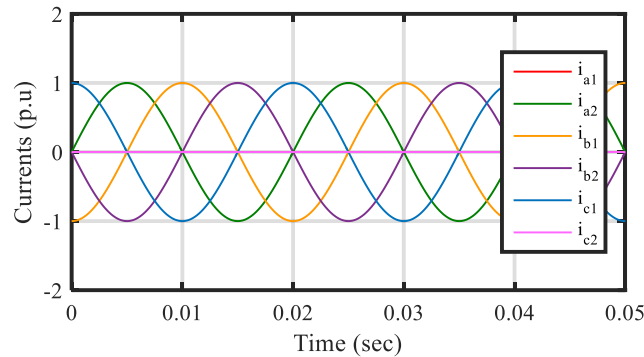
$$\begin{aligned}
 I_{a1} &= 0 \text{ p.u.} & \varphi_{a1} &= 0 \\
 I_{b1} &= 1 \text{ p.u.} & \varphi_{b1} &= -\pi/2 \\
 I_{c1} &= 1 \text{ p.u.} & \varphi_{c1} &= -3\pi/2 \\
 I_{a2} &= 1 \text{ p.u.} & \varphi_{a2} &= 0 \\
 I_{b2} &= 1 \text{ p.u.} & \varphi_{b2} &= -\pi \\
 C_2 &\text{ open phase fault}
 \end{aligned}
 \tag{3-15}$$

شکل ۳-۵: جریان های مرجع بدست آمده از فرایند بهینه سازی را در این حالت نمایش می دهد. شکل ۳-۶: جریان های

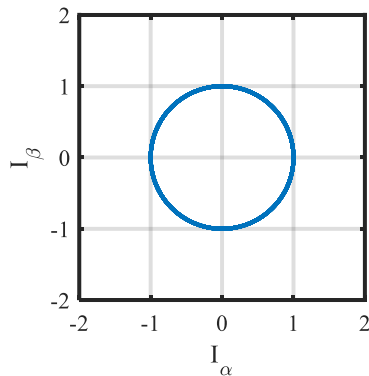
مولفه α و β را برای جریان های پنج فاز باقیمانده در این وضعیت نشان می دهد. دامنه جریان $I_{\alpha\beta}$ در این حالت برابر با

۱ می باشد. بدین ترتیب ضریب derating را می توان به صورت ذیل محاسبه نمود:

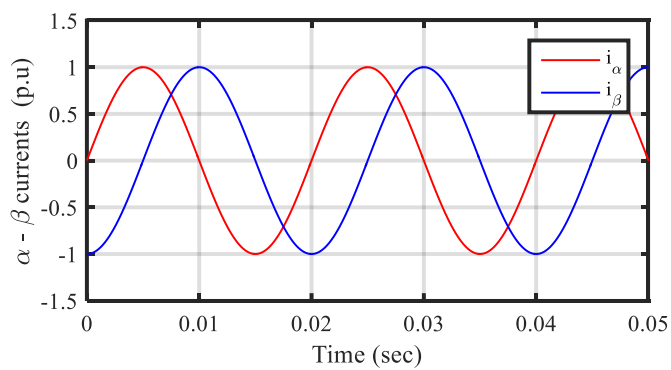
$$a = \frac{|I_{\alpha\beta}|_{Post-fault}}{|I_{\alpha\beta}|_{Rated}} = \frac{1}{1.732} = 0.5773 \quad (۳-۱۶)$$



شکل ۳-۵ جریان های مرجع شش فاز در حالت ماندگار به صورت پریونیت برای موتور القایی شش فاز نامتقارن در حالت خطای مدار باز فاز c2 برای عملکرد حداکثر گشتاور



(ب)

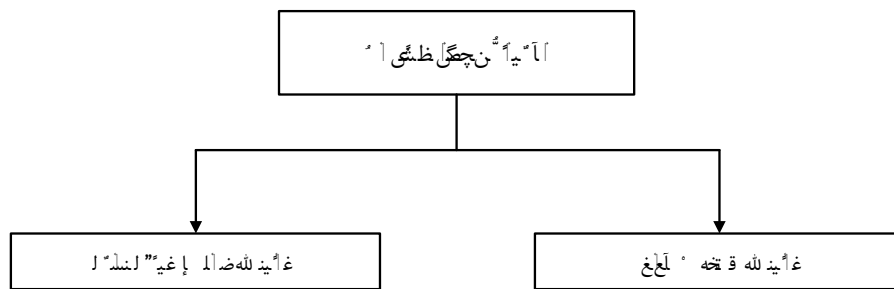


(الف)

شکل ۳-۶ (الف) مولفه های جریان α و β برحسب زمان. (ب) مولفه جریان β برحسب مولفه جریان α برای عملکرد حداکثر گشتاور با خطای مدار باز فاز c2

۳-۵- استراتژی حداقل تلفات

در این قسمت به استراتژی حداقل تلفات برای ماشین القایی شش فاز نامتقارن پرداخته می شود. روش های ارائه شده در پژوهش ها مطرح گردیده و مورد ارزیابی قرار می گیرند. نتایج شبیه سازی مربوط به این روش ها نیز ارائه می گردد. شکل ۳-۷ دسته بندی کلی روش های استراتژی حداقل تلفات را بر اساس استفاده از ماتریس تبدیل وضعیت سالم و ماتریس تبدیل کاهش مرتبه یافته نمایش می دهد.



شکل ۳-۷ دسته بندی استراتژی حداقل تلفات براساس نوع ماتریس تبدیل بکار رفته

۳-۵-۱-۳- حداقل سازی تلفات براساس ماتریس تبدیل وضعیت سالم

در این قسمت به بررسی استراتژی های حداقل تلفات مبتنی بر ماتریس وضعیت سالم پرداخته می شود. همان طور که در بخش ۳-۲-۱ (پیاده سازی استراتژی های پس از خطا براساس نوع ماتریس تبدیل) بیان شده است، می توان از ماتریس تبدیل وضعیت سالم برای کنترل عملکرد پس از خطا استفاده نمود. جریان های مرجع را می توان بر اساس روش ضرایب (به عنوان مثال برای ماشین شش فاز نامتقارن ضرایب بین جریان های i_x ، i_y ، i_{0+} و i_{0-} نسبت به جریان های i_α و i_β) و یا مولفه های سینوسی و کسینوسی مربوط به جریان های مرجع، استخراج نمود. در ادامه استراتژی های حداقل تلفات مسی مبتنی بر هر این دو روش با استفاده از ماتریس وضعیت سالم، مورد ارزیابی قرار می گیرند.

۳-۵-۱-۱-۳- استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز تکفاز با استفاده از روش ضرایب

خطایی که در [۲۰] مورد بررسی قرار می گیرد، خطای مدار باز تکفاز برای ماشین القایی شش فاز نامتقارن می باشد که اتصال بین یکی از ساق های مبدل منبع ولتاژ و ماشین به صورت مدار باز می گردد. وقتی خطای مدار باز رخ می دهد، جریان فاز مربوطه صفر می شود و ماشین یک درجه آزادی را از دست می دهد [۲۰].

برای به حداقل رساندن تغییرات در کنترل، به نظر می رسد که بهتر است همان تبدیل کلارک [T6] رابطه (۱۲-۲) حفظ گردد تا بتوان از ساختار کنترل کننده یکسانی را برای حالت قبل و بعد از خطا استفاده نمود. اثر اصلی خطای مدار باز روی جریان هایی است که در آن مولفه های $\alpha - \beta$ ، $x - y$ و $0_+ - 0_-$ به دلیل از دست دادن یک درجه آزادی، دیگر از یکدیگر مستقل نیستند. از این رو لازم است که رابطه بین جریان ها در هنگام خطا مشخص گردند [۲۰].

جریان های مولفه $\alpha - \beta$ ، $x - y$ و $0_+ - 0_-$ با توجه به ماتریس کلارک، در حالت ماندگار تحت شرایط عملکرد سالم به صورت ذیل بیان می گردند:

$$\begin{aligned}
 i_{\alpha s} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left(i_{a1s} - \frac{1}{2} i_{b1s} - \frac{1}{2} i_{c1s} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{a2s} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{b2s} \right) \\
 i_{\beta s} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_{b1s} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{c1s} + \frac{1}{2} i_{a2s} + \frac{1}{2} i_{b2s} - i_{c2s} \right) \\
 i_{\gamma s} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left(i_{a1s} - \frac{1}{2} i_{b1s} - \frac{1}{2} i_{c1s} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{a2s} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{b2s} \right) \\
 i_{ys} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} i_{b1s} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{c1s} + \frac{1}{2} i_{a2s} + \frac{1}{2} i_{b2s} - i_{c2s} \right) \\
 i_{0+s} &= \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{a1s} + i_{b1s} + i_{c1s}) \\
 i_{0-s} &= \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{a2s} + i_{b2s} + i_{c2s})
 \end{aligned} \tag{۳-۱۷}$$

با فرض این که خطای مدار باز در فاز 2 رخ دهد، بنابراین i_{c2s} صفر می باشد. بر طبق رابطه (۳-۱۷) جریان های α ، x و $0+$ که فاقد ترم فاز 2 هستند، تحت تأثیر این خطا قرار نمی گیرند. با این حال، معادلات جریان β ، y و $0-$ تحت تأثیر قرار می گیرند و به صورت ذیل مشخص می شوند [۲۰]:

$$\begin{aligned}
 i_{\beta s} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_{b1s} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{c1s} + \frac{1}{2} i_{a2s} + \frac{1}{2} i_{b2s} \right) \\
 i_{ys} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} i_{b1s} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{c1s} + \frac{1}{2} i_{a2s} + \frac{1}{2} i_{b2s} \right) \\
 i_{0-s} &= \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{a2s} + i_{b2s})
 \end{aligned} \tag{۳-۱۸}$$

برای توپولوژی با دو نقطه نول، جمع جریان های فاز در هر سیم پیچ سه فاز باید به صفر برسند ($i_{0+s} = i_{0-s} = 0$). از

این رو، وقتی $i_{c2s} = 0$ است، $i_{a2s} = -i_{b2s}$ می باشد و رابطه (۳-۱۸) را می توان به شکل ذیل بازنویسی نمود:

$$\begin{aligned}
 i_{\beta s} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_{b1s} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{c1s} \right) \\
 i_{ys} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} i_{b1s} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{c1s} \right) \\
 i_{0-s} &= 0
 \end{aligned} \tag{۳-۱۹}$$

و بدین ترتیب رابطه (۳-۱۹) به صورت رابطه (۳-۲۰) ساده می گردد:

$$\begin{aligned} i_{ys} &= -i_{\beta s} \\ i_{0-s} &= 0 \end{aligned} \quad (3-20)$$

از آنجا که $i_{0+s} = i_{0-s} = 0$ و $i_{\beta s}$ اکنون مستقیماً به i_{ys} مربوط می شود، ماشین در طول خطای مدار باز یک فاز فقط سه درجه آزادی (α , β و x) دارد [۲۰]. نکته آن که هیچ تغییری در معادلات ولتاژ استاتور برای مولفه های α - β و x وجود ندارد. همچنین، معادلات ولتاژ توالی صفر را می توان به دلیل $i_{0+s} = i_{0-s} = 0$ کنار گذاشت [۲۰, ۶۷]. با این حال، چون i_{ys} و $i_{\beta s}$ دیگر مستقل نیستند، معادله ولتاژ محور y برای استاتور اکنون به صورت ذیل است:

$$v_{ys} = (R_s + L_{ls} \frac{d}{dt}) \cdot i_{ys} = -(R_s + L_{ls} \frac{d}{dt}) \cdot i_{\beta s} \quad (3-21)$$

اگر ماشین دارای توپولوژی با یک نقطه نول باشد، با توجه به عکس ماتریس تبدیل کلارک (رابطه (۳-۲۲))، جریان های فاز در شرایط عملکرد سالم، به صورت رابطه (۳-۲۳) برحسب مولفه های ماتریس تبدیل دکوپله کننده بیان می گردند:

$$[T_6]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} a_1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ b_1 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 & 0 \\ c_1 & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 & 0 \\ a_2 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 1 \\ b_2 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 1 \\ c_2 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-22)$$

$$\begin{aligned}
 i_{a1s} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{\alpha s} + i_{\beta s} + i_{0+s}) \\
 i_{b1s} &= \frac{1}{\sqrt{3}}\left(-\frac{1}{2}i_{\alpha s} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\beta s} - \frac{1}{2}i_{\gamma s} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{0+s} + i_{0+s}\right) \\
 i_{c1s} &= \frac{1}{\sqrt{3}}\left(-\frac{1}{2}i_{\alpha s} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\beta s} - \frac{1}{2}i_{\gamma s} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{0+s} + i_{0+s}\right) \\
 i_{a2s} &= \frac{1}{\sqrt{3}}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}i_{\alpha s} + \frac{1}{2}i_{\beta s} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\gamma s} + \frac{1}{2}i_{0-s} + i_{0-s}\right) \\
 i_{b2s} &= \frac{1}{\sqrt{3}}\left(-\frac{\sqrt{3}}{2}i_{\alpha s} + \frac{1}{2}i_{\beta s} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\gamma s} + \frac{1}{2}i_{0-s} + i_{0-s}\right) \\
 i_{c2s} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(-i_{\beta s} - i_{\gamma s} + i_{0-s})
 \end{aligned} \tag{۳-۲۳}$$

برای خطای مدار باز در فاز C2 ، با توجه به روابط (۳-۱۷) و (۳-۲۳) می توان نوشت:

$$\begin{aligned}
 i_{0-s} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{a2s} + i_{b2s}) = i_{\beta s} + i_{\gamma s} \\
 i_{0+s} &= -i_{0-s}
 \end{aligned} \tag{۳-۲۴}$$

تفاوت اصلی توپولوژی با یک نقطه نول در مقایسه با توپولوژی با دو نقطه نول این است که $i_{\gamma s}$ اکنون یک متغیر مستقل است و به سیستم چهار درجه آزادی $(\alpha, \beta, \gamma, x)$ می دهد [۲۰]. معادلات استاتور و روتور مولفه های α - β و x - y ماشین همانند عملکرد تحت شرایط سالم باقی مانده است. با توجه به توپولوژی با یک نقطه نول، اکنون جریان های توالی صفر می توانند جریان داشته باشند. همانطور که در رابطه (۳-۲۴) نشان داده شده است، به دلیل خطای این جریان های توالی صفر به $i_{\beta s}$ و $i_{\gamma s}$ وابسته هستند. در نتیجه، اکنون معادلات ولتاژ استاتور برای مولفه های صفر به صورت ذیل می باشند [۲۰]:

$$\begin{aligned}
 v_{0+s} &= (R_s + L_{ls} \frac{d}{dt}) \cdot i_{0+s} = -(R_s + L_{ls} \frac{d}{dt}) \cdot (i_{\beta s} + i_{\gamma s}) \\
 v_{0-s} &= (R_s + L_{ls} \frac{d}{dt}) \cdot i_{0-s} = (R_s + L_{ls} \frac{d}{dt}) \cdot (i_{\beta s} + i_{\gamma s})
 \end{aligned} \tag{۳-۲۵}$$

به منظور بررسی تاثیر خطای بر رابطه گشتاور، معادله گشتاور پس از خطا را می توان با در نظر گرفتن معادله متغیرهای

فاز زیر بدست آورد [۲۰]:

$$T_e = p [i_{ks}]^T \cdot \frac{d}{d\theta} [L_{sr}] \cdot [i_{kr}] \tag{۳-۲۶}$$

که در رابطه فوق، θ_r زاویه موقعیت روتور است و $[L_{sr}]$ ماتریس اندوکتانس روتور به استاتور است.

از آنجا که ماشین از نظر فیزیکی متقارن است، $[L_{sr}]$ بدون تأثیر پذیری از خطا در نظر گرفته می شود. این موضوع همچنین نشان می دهد که حتی اگر i_{c2s} نتواند جریان داشته باشد، ولتاژ همچنان می تواند در فاز c2 (به شکل Back EMF) به دلیل تغییر در جریان استاتور و روتور ایجاد شود [۲۰].

با انتقال رابطه (۲۶-۳)، معادله گشتاور در طی خطا به همان شکلی است که ماشین در وضعیت سالم قرار دارد.

$$T_e = pM (i_{\beta r} \cdot i_{\alpha s} - i_{\alpha r} \cdot i_{\beta s}) \quad (3-27)$$

سه نتیجه مهم را می توان از معادلات ماشین پس از خطا بر اساس ماتریس استنباط نمود:

۱- معادلات α - β ، که مسئول تولید شار و گشتاور هستند، حتی پس از خطا نیز بدون تغییر باقی می ماند. از این رو، در پیاده سازی کنترل برداری (FOC) نیازی به تغییر پارامترهای ماشین نیست، برخلاف پژوهش هایی که در آن ها از ماتریس انتقال کاهش مرتبه یافته استفاده می شود [۲۰].

۲- همانطور که در روابط (۲۰-۳) و (۲۴-۳) نشان داده شده است، برای خطای مدار باز فاز C2، مولفه های y یا توالی صفر در طی خطا دیگر مستقل نیستند. برای یک ماشین سالم، این مولفه های جریان معمولاً برای به حداقل رساندن تلفات، به مقدار صفر کنترل می شوند. با این حال، در طول خطا، تلاش برای کنترل صفر آنها باعث ایجاد اختلال در تنظیم جریان α - β می شود. از این رو، جریان های مرجع باید در طی خطا سازگار شوند.

۳- همانطور که در رابطه (۲۷-۳) نشان داده شده است، معادله گشتاور تحت تأثیر خطا قرار نمی گیرد. بنابراین، برای گشتاور نرم و روان در هنگام خطا، جریان های مرجع استاتور α - β باید به شکل زیر باشند:

$$\begin{aligned} i_{\alpha s}^* &= |I_{\alpha\beta}| \cos(\omega_s t) \\ i_{\beta s}^* &= |I_{\alpha\beta}| \sin(\omega_s t) \end{aligned} \quad (3-28)$$

بر اساس رابطه فوق، مسیر بردار جریان استاتور α - β پس از خطا $(i_{\alpha\beta} = i_{\alpha s} + j i_{\beta s})$ باید دایره ای شکل، دقیقاً مانند یک ماشین سالم، باشد [۲۰].

در حالی که مولفه های جریان های استاتور α - β (d-q) شار و گشتاور ماشین را تعیین می کنند، سایر مولفه های جریان درجه آزادی بیشتری را فراهم می نمایند که حالت عملکرد پس از خطا را تعیین می کند. بدین منظور، جریان های مرجع x و y را می توان به صورت ذیل نوشت [۲۰]:

$$\begin{aligned} i_{xs}^* &= K_1 i_{\alpha s}^* + K_2 i_{\beta s}^* \\ i_{ys}^* &= K_3 i_{\alpha s}^* + K_4 i_{\beta s}^* \end{aligned} \quad (3-29)$$

لازم به ذکر است که برای توپولوژی با دو نقطه نول، به دلیل عدم شارش جریان های توالی صفر، جریان های مرجع محوره های 0_+ و 0_- به صورت ذیل تعیین می گردند:

$$\begin{aligned} i_{0-s}^* &= 0 \\ i_{0+s}^* &= 0 \end{aligned} \quad (3-30)$$

با فرض مدار باز بودن فاز c2، برای توپولوژی با یک نقطه نول، جریان های مرجع محوره های 0_+ و 0_- ، به صورت ذیل محاسبه می گردند:

$$\begin{aligned} i_{0-s}^* &= i_{\beta s}^* + i_{ys}^* \\ i_{0+s}^* &= -i_{0-s}^* \end{aligned} \quad (3-31)$$

جریان های فاز از طریق ماتریس معکوس کلارک $[T_6]^{-1}$ (رابطه (3-22)) به متغیرهای $i_{\alpha s}$ ، $i_{\beta s}$ ، i_{xs} ، i_{ys} ، i_{0+s} و i_{0-s} مرتبط می شوند:

$$[i_{ks}] = [T_6]^{-1} \cdot [i_{\alpha\beta xys}]^T \quad (3-32)$$

رابطه بین فاز استاتور و جریان های α - β را می توان با جایگزینی روابط (3-20) و (3-29) در رابطه (3-32) برای توپولوژی با دو نقطه نول (با صفر در نظر گرفتن مولفه های توالی صفر) به صورت زیر بدست آورد.

$$\begin{bmatrix} i_{a1}^* \\ i_{b1}^* \\ i_{c1}^* \\ i_{a2}^* \\ i_{b2}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+K_1 & K_2 \\ -\frac{1}{2}(1+K_1) & \sqrt{3}-\frac{1}{2}K_2 \\ -\frac{1}{2}(1+K_1) & -\sqrt{3}-\frac{1}{2}K_2 \\ \frac{\sqrt{3}}{2}(1-K_1) & -\frac{\sqrt{3}}{2}K_2 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2}(1-K_1) & \frac{\sqrt{3}}{2}K_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} \quad (3-33)$$

به همین ترتیب برای توپولوژی با یک نقطه نول، با جایگزینی رابطه های (3-24) و (3-29) در رابطه (3-32) می توان نوشت:

$$\begin{bmatrix} i_{a1}^* \\ i_{b1}^* \\ i_{c1}^* \\ i_{a2}^* \\ i_{b2}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+K_1-K_3 & -1+K_2-K_4 \\ -\frac{1}{2}-\frac{K_1}{2}-\left(\frac{\sqrt{3}}{2}+1\right)K_3 & \frac{\sqrt{3}}{2}-1-\frac{K_2}{2}-\left(\frac{\sqrt{3}}{2}+1\right)K_4 \\ -\frac{1}{2}-\frac{K_1}{2}+\left(\frac{\sqrt{3}}{2}-1\right)K_3 & -\frac{\sqrt{3}}{2}-1-\frac{K_2}{2}+\left(\frac{\sqrt{3}}{2}-1\right)K_4 \\ \frac{\sqrt{3}}{2}-\frac{\sqrt{3}K_1}{2}+\frac{3K_3}{2} & \frac{3}{2}-\frac{\sqrt{3}K_2}{2}+\frac{3K_4}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2}+\frac{\sqrt{3}K_1}{2}+\frac{3K_3}{2} & \frac{3}{2}+\frac{\sqrt{3}K_2}{2}+\frac{3K_4}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} \quad (3-34)$$

ضرایب ارائه شده در رابطه (۳-۲۹) برای به حداقل رساندن تلفات مسی در سیم پیچ های استاتور انتخاب می شوند.

تلفات مسی استاتور به صورت ذیل تعریف می گردد [۲۰]:

$$\begin{aligned} P_{loss} &= R_s (i_{a1s}^2 + i_{b1s}^2 + i_{c1s}^2 + i_{a2s}^2 + i_{b2s}^2 + i_{c2s}^2) \\ &= R_s (i_{\alpha s}^2 + i_{\beta s}^2 + i_{xs}^2 + i_{ys}^2 + i_{0+s}^2 + i_{0-s}^2) \end{aligned} \quad (3-35)$$

رابطه فوق معادل به حداقل رساندن $(i_{\alpha s}^2 + i_{\beta s}^2 + i_{xs}^2 + i_{ys}^2 + i_{0+s}^2 + i_{0-s}^2)$ می باشد، یعنی، مجموع مربعات مولفه-

های جریان که به تولید شار و گشتاور کمک نمی کنند [۲۰]. بدین ترتیب ضرایب مربوطه برای حداقل سازی تلفات طی عملکرد پس از خطا به همراه ضرایب derating در جدول ۳-۱ برای توپولوژی با یک نقطه نول و دو نقطه نول ارائه شده است.

جدول ۳-۱ ضرایب مربوط به استراتژی حداقل تلفات با توجه به پیکربندی نقطه نول برای حالت فار مدار باز c2

ضریب derating	K_4	K_3	K_2	K_1	پیکربندی نقاط نول
0.555	-1^*	0^*	0	0	دو نقطه نول ایزوله
0.541	-0.666	0	0	0	یک نقطه نول ایزوله

* ضرایب K_3 و K_4 براساس توپولوژی دو نقطه نول، مستقل از هر نوع استراتژی، به ترتیب ۰ و -۱ می باشند.

لازم به ذکر است که در [۲۰]، ضرایب برای استراتژی حداقل تلفات برای توپولوژی با یک نقطه نول به صورت

$K_1 = 0$ ، $K_2 = 0$ ، $K_3 = 0$ و $K_4 = -0.5$ بیان شده است و ضریب derating نیز برابر با ۰.۵۳۶ در نظر گرفته شده

است که این ضرایب صحیح نمی باشند.

۲-۱-۵-۳- استخراج ضرایب مربوط به استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز تکفاز براساس

بهینه سازی

برای پیاده سازی مسئله بهینه سازی مربوط به استراتژی حداقل تلفات، در ابتدا باید تابع هدف را مشخص نمود. تابع

هدف به صورت ذیل می باشد:

$$F = R_s (i_{a1s}^2 + i_{b1s}^2 + i_{c1s}^2 + i_{a2s}^2 + i_{b2s}^2 + i_{c2s}^2) = R_s (i_{\alpha s}^2 + i_{\beta s}^2 + i_{xs}^2 + i_{ys}^2 + i_{0+s}^2 + i_{0-s}^2) \quad (3-36)$$

$$\min(F)$$

تابع هدف مینیم ساختن تلفات مسی استاتور با در نظر گرفتن محدودیت های ذیل می باشد:

الف- محدودیت مربوط به مسیر دایره ای شکل جریان های مولفه α و β

$$I_{\alpha} = I_{\beta}$$

$$\varphi_{\alpha} = \varphi_{\beta} - \pi/2 \quad (3-37)$$

ب- محدودیت مربوط به توپولوژی ماشین براساس نقطه نول؛ دو نقطه نول مجزا و یا یک نقطه نول

برای توپولوژی با دو نقطه نول مجزا:

$$i_{0+} = 0 = i_{a1}(t) + i_{b1}(t) + i_{c1}(t)$$

$$i_{0-} = 0 = i_{a2}(t) + i_{b2}(t) + i_{c2}(t) \quad (3-38)$$

و برای توپولوژی با یک نقطه نول:

$$i_{0+} + i_{0-} = 0 \quad (3-39)$$

ج- محدودیت مربوط به جریان های دارای خطا:

$$I_k = 0 \quad \forall k \in \{Faulted \text{ phases}\} \quad (3-40)$$

د- محدودیت مربوط به فراتر نرفتن مقادیر جریان از مقدار نامی:

$$I_k \leq I_n \quad \forall k \in \{Healthy \text{ phases}\} \quad (3-41)$$

البته برای اثبات ضرایب ارائه شده در جدول ۳-۱ می توان با بهره گیری از مفهوم بهینه سازی، به شکل ذیل عمل

نمود. برای توپولوژی با دو نقطه نول، با توجه به رابطه (۳-۳۵) می توان تابع هدف مربوط به تلفات مسی استاتور را که

باید حداقل گردد، به صورت رابطه (۳-۴۲) بیان نمود:

$$\min(i_x^2 + i_y^2 + i_{0+}^2 + i_{0-}^2) \quad (3-42)$$

با توجه به این که توپولوژی دارای دو نقطه نول مجزا است، یعنی $i_{0+} = i_{0-} = 0$ ، و با در نظر گرفتن رابطه (۳-۲۰)،

تابع هدف را می توان به شکل ذیل نوشت:

$$\min (i_x^2 + i_\beta^2) \quad (3-43)$$

بدین ترتیب با حل مسئله بهینه سازی رابطه (۳-۴۳)، ضرایب بدست خواهد آمد

برای توپولوژی با یک نقطه نول، با توجه به رابطه (۳-۳۵)، تابع هدف را می توان به صورت ذیل نوشت:

$$\min (i_x^2 + i_y^2 + i_{0+}^2 + i_{0-}^2) \quad (3-44)$$

در توپولوژی با یک نقطه نول، رابطه $i_{0+s} + i_{0-s} = 0$ برقرار است و با توجه به رابطه بین مولفه های β و γ ، یعنی،

$$i_{0-s} = i_{\beta s} + i_{\gamma s}$$

$$\min (i_x^2 + i_y^2 + 2i_{0-}^2) \quad (3-45)$$

$$\min (i_x^2 + i_y^2 + 2(i_{\beta s} + i_{\gamma s})^2) \quad (3-46)$$

۳-۱-۵-۳- بررسی خطای تکفاز در فازهای مختلف

با استفاده از اصول مشابه، می توان مجموعه ای از معادلات ماشین را که مشابه آنچه برای فاز دارای خطای $c2$

ارائه شده است، برای خطا در فاز $a1$ بدست آورد. در این صورت به جای داشتن کوپلینگ بین مولفه های β ، γ و $0-$

این کوپلینگ اکنون بین مولفه های α ، x و $0+$ وجود دارد [۲۰]. با توجه به رابطه (۳-۱۷) برای خطای مدرا باز فاز $a1$

می توان نوشت:

$$i_{as} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(-\frac{1}{2} i_{b1s} - \frac{1}{2} i_{c1s} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{a2s} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{b2s} \right)$$

$$i_{xs} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(-\frac{1}{2} i_{b1s} - \frac{1}{2} i_{c1s} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{a2s} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{b2s} \right) \quad (3-47)$$

$$i_{0+s} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{b1s} + i_{c1s})$$

در توپولوژی با دو نقطه نول، با فرض $i_{0+s} = i_{0-s} = 0$ ، می توان نوشت:

$$i_{xs} = -i_{as}$$

$$i_{0+s} = 0 \quad (3-48)$$

برای توپولوژی با یک نقطه نول:

$$i_{0+s} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{b1s} + i_{c1s}) = i_{\alpha s} + i_{xs} \quad (3-49)$$

$$i_{0+s} = -i_{0-s}$$

در [۱۰] بیان شده است که در حالت خطای مدار باز در فاز $a1$ برای توپولوژی با دو نقطه نول، با توجه به رابطه (۳-۴۸)، هنوز یک درجه آزادی باقی مانده است و در نتیجه باید معیار خاصی برای رفرنس جریان y انتخاب شود. یک انتخاب مناسب، قرار دادن مقدار صفر این مولفه جریان می باشد:

$$i_{ys}^* = 0 \quad (3-50)$$

این امر منجر به عملکرد حالت حداقل تلفات می شود، زیرا سایر مولفه های جریان یعنی، $i_{\alpha s}$ ، $i_{\beta s}$ و i_{xs} مشخص می باشند (جریان های α - β برای تأمین شار و گشتاور لازم و جریان x به دلیل محدودیت خطا). با این حال، با استفاده از ماتریس تبدیل معکوس کلارک این انتخاب منجر به جریان های فازی ناهمگن با دامنه های نابرابر برای جریان های فاز می شود [۱۰].

با جایگزینی مولفه های α با β ، y با x و 0_- با 0_+ ، ضرایب مربوط به استراتژی حداقل تلفات را برای حالت فاز دارای خطای $a1$ می توان از جدول ۳-۱ دست آورد [۲۰]. این ضرایب برای هر دو توپولوژی در جدول ۳-۲ ارائه شده است. در این حالت جریان های مرجع x و y را می توان به صورت رابطه (۳-۲۹) نوشت. برای توپولوژی با دو نقطه نول، به دلیل عدم شارش جریان های توالی صفر، جریان های محورهای 0_+ و 0_- به صورت ذیل تعیین می گردند:

$$i_{0-s}^* = 0$$

$$i_{0+s}^* = 0 \quad (3-51)$$

با در نظر گرفتن فاز $a1$ به عنوان فاز مدار باز، برای توپولوژی با یک نقطه نول، جریان های محورهای 0_+ و 0_- به صورت ذیل بیان می گردند:

$$i_{0+s}^* = i_{\alpha s}^* + i_{xs}^*$$

$$i_{0+s}^* = -i_{0-s}^* \quad (3-52)$$

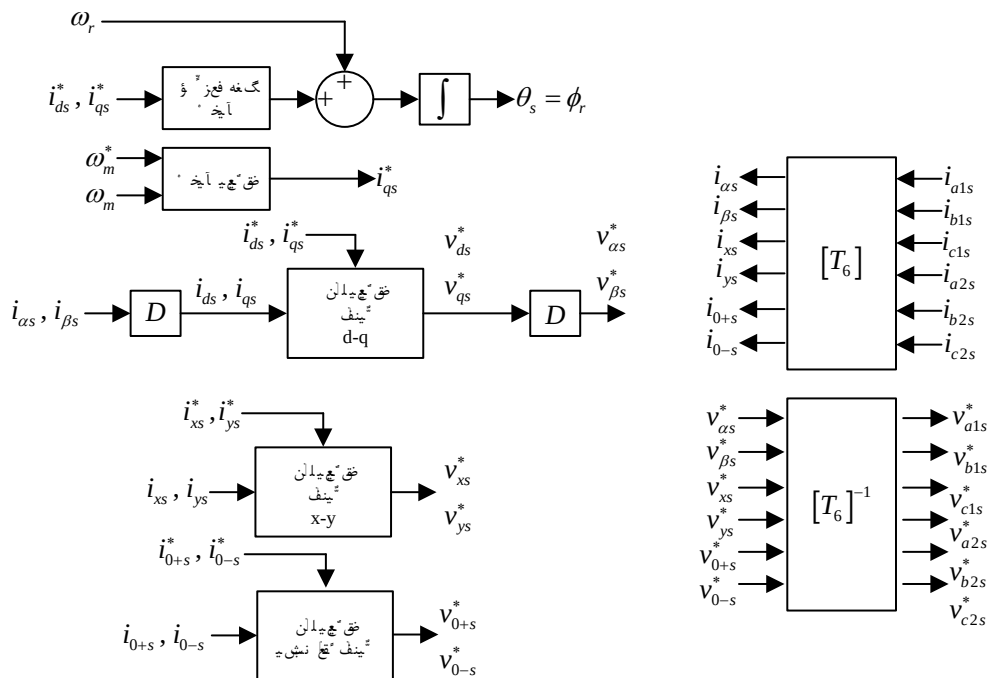
جدول ۲-۳ ضرایب مربوط به استراتژی حداقل تلفات با توجه به پیکربندی نقطه نول برای حالت مدار باز فاز a1

ضریب K_4	K_3	K_2	K_1	پیکربندی نقاط نول
0.555	-1	0	0^*	-1^* دو نقطه نول ایزوله
0.541	0	0	0	-0.666 یک نقطه نول ایزوله

* ضرایب K_1 و K_2 براساس توپولوژی دو نقطه نول، مستقل از هر نوع استراتژی، به ترتیب ۱- و ۰ می‌باشند.

لازم به ذکر است که در [۲۰] ضرایب برای استراتژی حداقل تلفات برای توپولوژی با یک نقطه نول به صورت $K_1 = -0.5$ ، $K_2 = 0$ ، $K_3 = 0$ و $K_4 = 0$ بیان شده است و ضریب derating نیز برابر با ۰.۵۳۶ در نظر گرفته شده است که این ضرایب صحیح نمی‌باشند.

بلوک دیاگرام کنترل در شکل ۸-۳ نشان داده شده است.



شکل ۸-۳ بلوک دیاگرام کنترل عملکرد پس از خطا با استفاده از ساختار کنترل برداری جهت یابی غیر مستقیم شار روتور (IRFOC) برای ماشین القایی شش فاز [۲۰، ۳۳]

۴-۱-۵-۳- شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز تکفاز

در این قسمت نتایج شبیه‌سازی استراتژی حداقل تلفات برای ماشین شش‌فاز نامتقارن با دو نقطه نول مجزا و یک

نقطه نول ارائه می گردد. جدول ۳-۳ پارامترهای ماشین القایی شش فاز نامتقارن شبیه سازی شده را ارائه می کند. شبیه سازی ها در دو سناریو انجام پذیرفته است.

سناریوی اول: در این سناریو ماشین شش فاز نامتقارن تحت شرایط بی باری در وضعیت خطا قرار گرفته است. در

ابتدا مقدار مرجع سرعت موتور در مقدار ۱۵۰۰ دور بر دقیقه تنظیم می گردد. در زمان $t=0.5$ s مقدار مرجع سرعت به مقدار ۱۵۰ دور بر دقیقه تغییر می یابد.

سناریوی دوم: در این سناریو ماشین شش فاز نامتقارن به صورت بی بار تحت شرایط خطا با تنظیم مقدار مرجع

سرعت موتور در مقدار ۱۵۰۰ دور بر دقیقه، راه اندازی می گردد. در زمان $t=0.5$ s گشتاور بار به صورت پله با لحاظ نمودن ضریب derating مربوط به وضعیت خطا، به موتور اعمال می گردد.

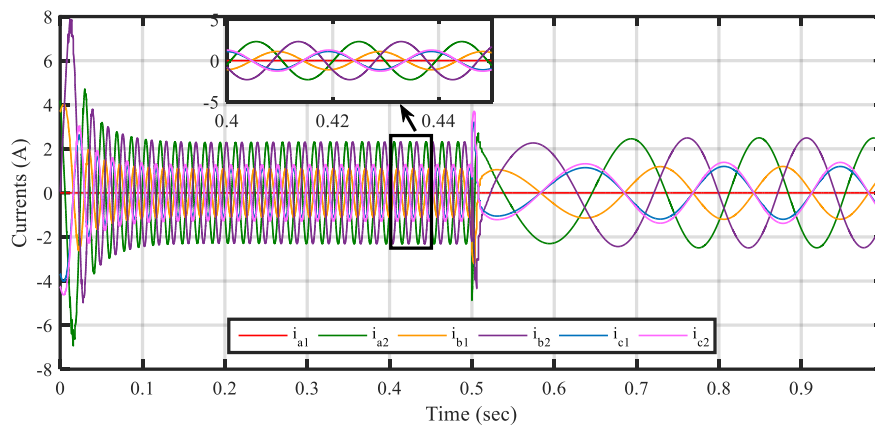
جدول ۳-۳ پارامترهای موتور القایی شش فاز نامتقارن

پارامتر	نماد	مقدار
توان نامی	$P(kW)$	2.5
ولتاژ نامی	$V_n(v)$	175
جریان نامی	$I_n(A)$	2.5
فرکانس نامی	$f(Hz)$	50
سرعت نامی	$\omega_m(rpm)$	1400
مقاومت استاتور	$R_s(\Omega)$	7.5290
مقاومت ارجاع داده شده روتور	$R_r'(\Omega)$	14.7134
مقاومت مدل کننده تلفات آهنی (در سرعت ۱۴۵۰ دور بر دقیقه)	$R_{FE}(\Omega)$	515.4038
راکتانس پراکندگی استاتور	$X_{ls}(\Omega)$	12.1083
اندوکتانس پراکندگی استاتور	$L_{ls}(H)$	0.0385
اندوکتانس پراکندگی روتور ارجاع داده شده	$X_{lr}'(\Omega)$	12.1083
راکتانس پراکندگی روتور ارجاع داده شده	$L_{lr}'(H)$	0.0385
اندوکتانس مغناطیس کنندگی	$X_M(\Omega)$	173.5882
راکتانس مغناطیس کنندگی	$L_M(H)$	0.5526
اینرسی	$J(kgm^2)$	0.093

۵-۱-۳- شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای ماشین القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول با خطای مدار باز در فاز a1 با بهره گیری از روش ضرایب

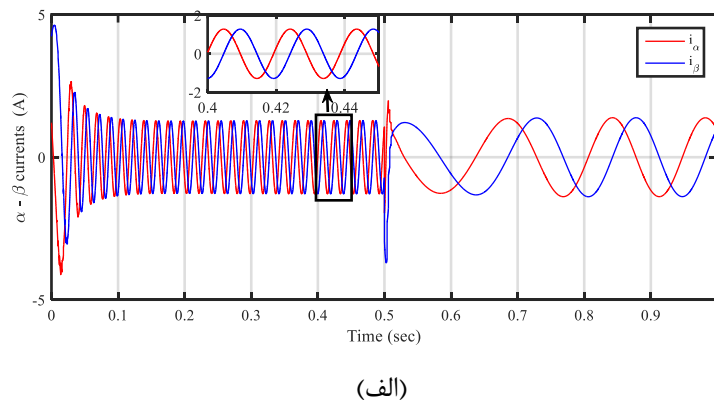
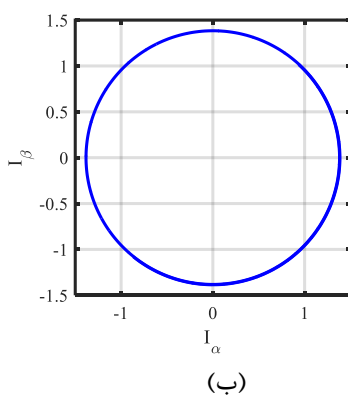
الف- سناریوی اول

شکل ۹-۳ جریان های شش فاز را برای این سناریو نمایش می دهد. جریان فاز a1 در آغاز شبیه سازی صفر بوده است. در لحظه $t=0.5s$ سرعت موتور کاهش می باید، لذا فرکانس جریان های تغذیه کننده موتور نیز تغییر می کند.



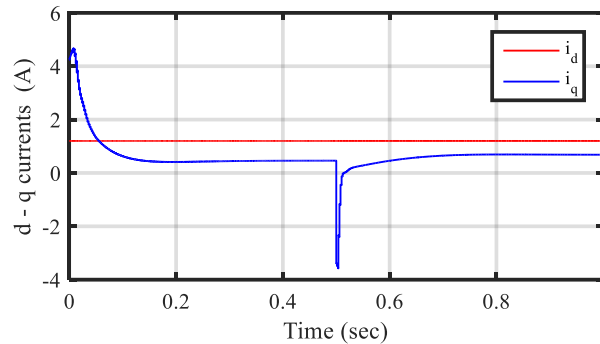
شکل ۹-۳ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول

جریان مولفه های α و β در شکل ۱۰-۳ (الف) بر حسب زمان نشان داده شده است. شکل ۱۰-۳ (ب) جریان مولفه β را بر حسب جریان مولفه α نمایش می دهد. با توجه به شکل ۱۰-۳ (ب) دامنه جریان هر دو مولفه α و β برابر بوده و منحنی مولفه جریان α نسبت به مولفه جریان β به شکل دایره می باشد. در لحظه $t=0.5s$ سرعت مرجع موتور تغییر یافته و با توجه به این تغییر فرکانس جریان های مولفه α و β تغییر می کند.



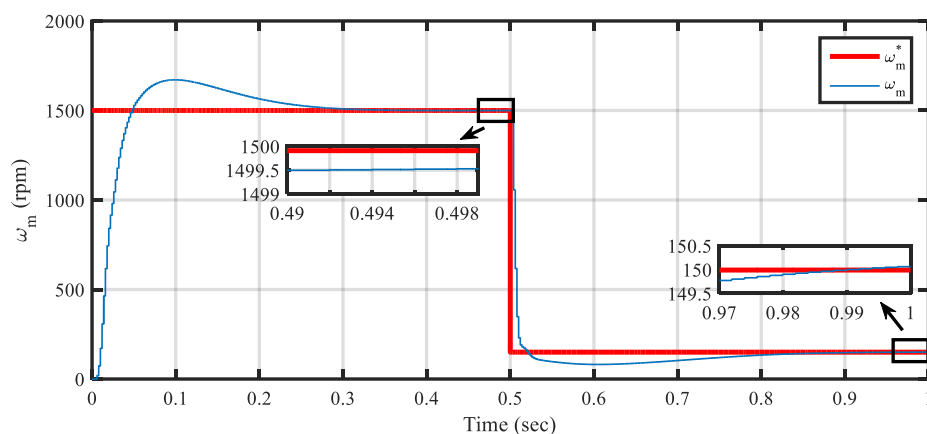
شکل ۱۰-۳ جریان مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول

جریان مولفه های d و q در شکل ۳-۱۱ نشان داده شده است. جریان مرجع مولفه q بر اساس خروجی کنترل کننده سرعت ساخته شده است و مقدار جریان مولفه q ، به خوبی مقدار مرجع را دنبال نموده است. مقدار جریان مولفه d برای این موتور برابر با ۱.۲ آمپر می باشد.



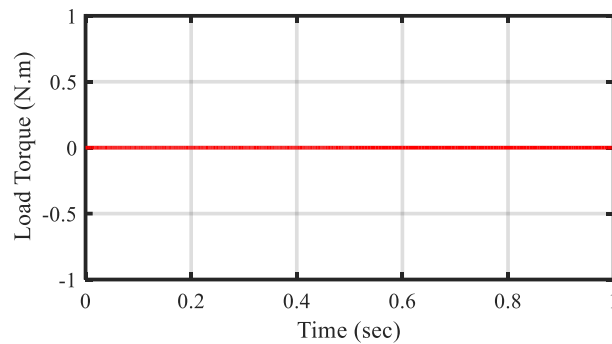
شکل ۳-۱۱ جریان مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول

سرعت موتور در شکل ۳-۱۲ نشان داده شده است. همان طور که در این شکل مشخص است، کنترل کننده سرعت به خوبی توانسته است سرعت موتور را در مقدار مرجع تعیین شده، تنظیم نماید. پس از کاهش مقدار سرعت مرجع نیز سرعت موتور با پاسخ مناسبی در مقدار مرجع، تنظیم گشته است.



شکل ۳-۱۲ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول

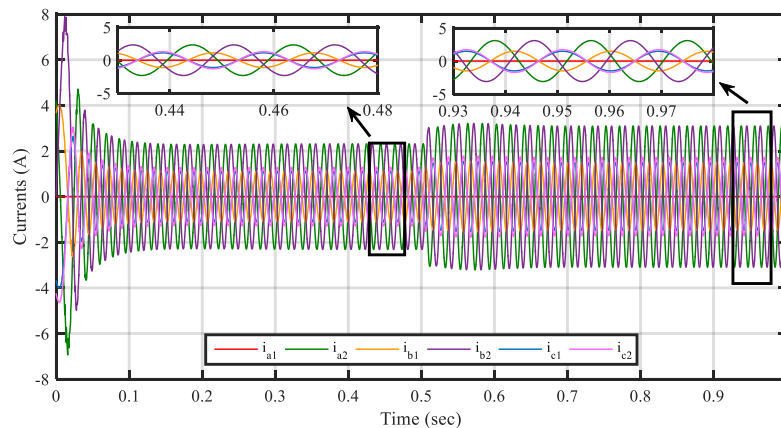
شکل ۳-۱۳ گشتاور بار را در این سناریو نمایش می دهد. موتور در این سناریو به صورت بی بار مورد آزمایش قرار گرفته است.



شکل ۳-۱۳ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول

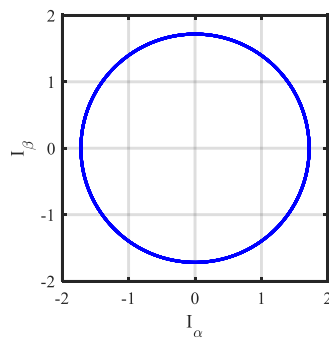
ب- سناریوی دوم

شکل ۳-۱۴ جریان های شش فاز را در این سناریو نمایش می دهد. در لحظه $t=0.5s$ مقدار گشتاور بار افزایش می یابد و در نتیجه مقادیر دامنه جریان های پنج فاز سالم نیز افزایش می یابد.

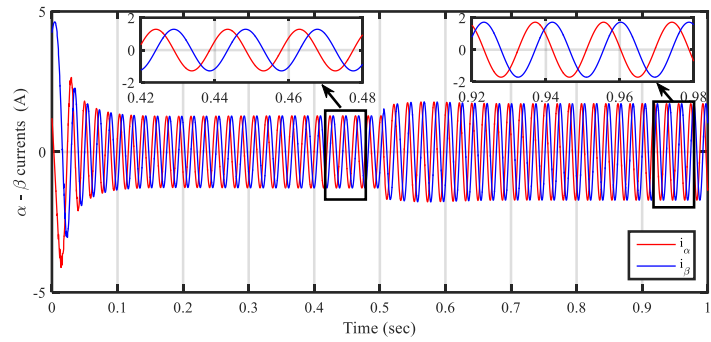


شکل ۳-۱۴ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم

جریان مولفه های α و β در شکل ۳-۱۵ (الف) بر حسب زمان نشان داده شده است. شکل ۳-۱۵ (ب) جریان مولفه β را بر حسب جریان مولفه α نمایش می دهد. با افزایش گشتاور بار، مقدار دامنه جریان های مولفه های α و β افزایش می یابد و در شکل ۳-۱۵ (ب) نشان داده شده است که دامنه جریان مولفه α برابر با دامنه جریان مولفه β می باشد.



(ب)

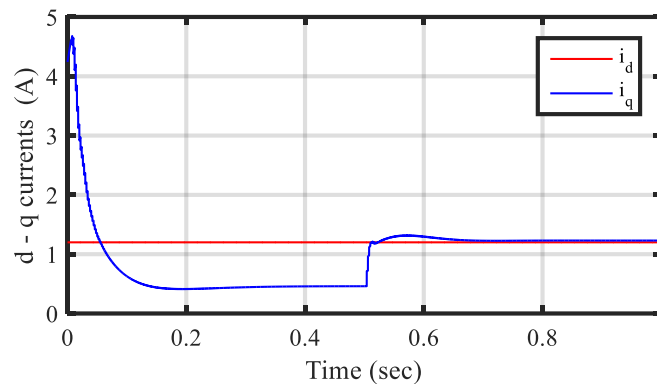


(الف)

شکل ۳-۱۵ جریان مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم

شکل ۳-۱۶ جریان مولفه های d و q را نشان می دهد. جریان مولفه d نیز در این سناریو برابر با ۱.۲ آمپر می باشد.

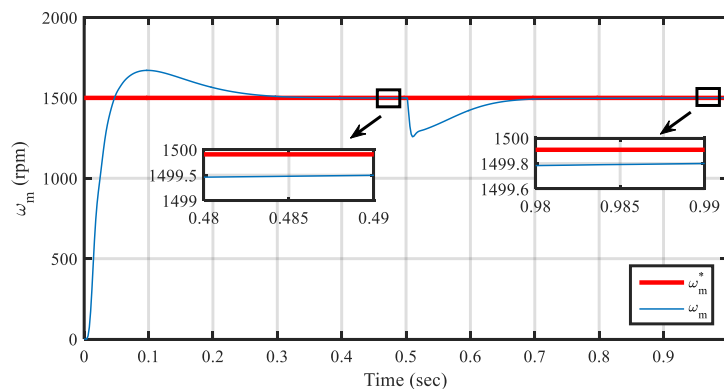
جریان محور q مقدار مرجع ساخته شده توسط کنترل کننده PI را دنبال می نماید.



شکل ۳-۱۶ جریان های مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم

سرعت موتور برای این سناریو در شکل ۳-۱۷ نشان داده شده است. پاسخ سیستم با توجه به ضرایب طراحی شده

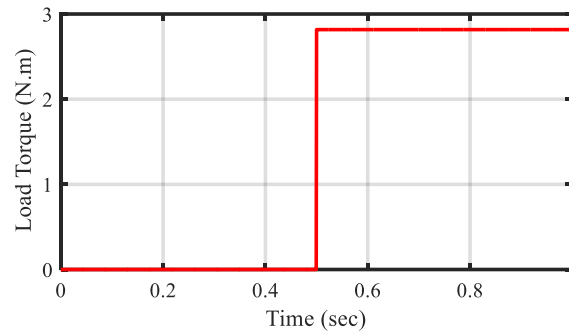
برای کنترل کننده PI، مناسب بوده و سرعت به خوبی مقدار مرجع را دنبال می نماید.



شکل ۳-۱۷ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم

شکل ۱۸-۳ گشتاور بار را در این سناریو نمایش می دهد. در لحظه $t=0.5s$ مقدار گشتاور ۲.۸۱۷ نیوتون متر با توجه

به ضریب derating مربوط به این سناریو، به موتور اعمال می گردد.



شکل ۱۸-۳ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم

۶-۱-۵-۳- شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای ماشین القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول با

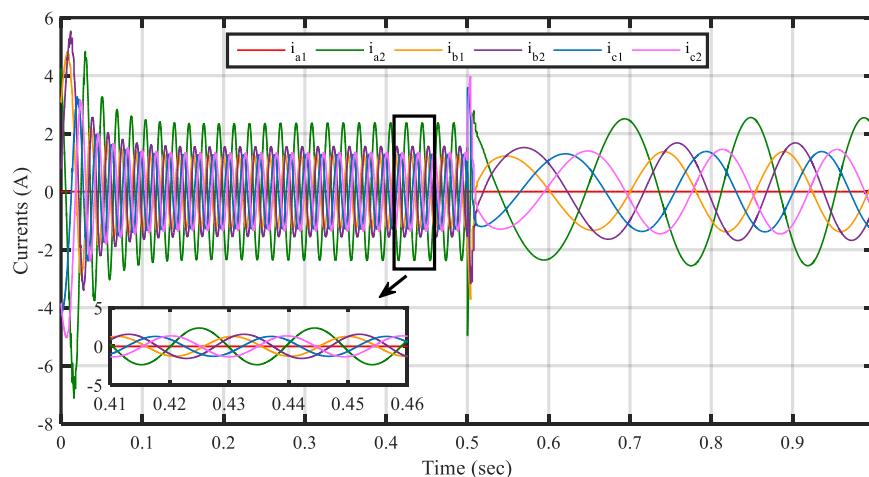
خطای مدار باز در فاز a1 با بهره گیری از روش ضرایب

الف- سناریوی اول

شکل ۱۹-۳ جریان های ماشین شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول را برای سناریو اول نمایش می دهد. فاز a1 دارای

خطای مدار باز می باشد و جریان آن صفر است و در لحظه $t=0.5s$ سرعت موتور کاهش می باید، بدین ترتیب سیستم

کنترل فرکانس جریان های تغذیه کننده موتور را تغییر می دهد.

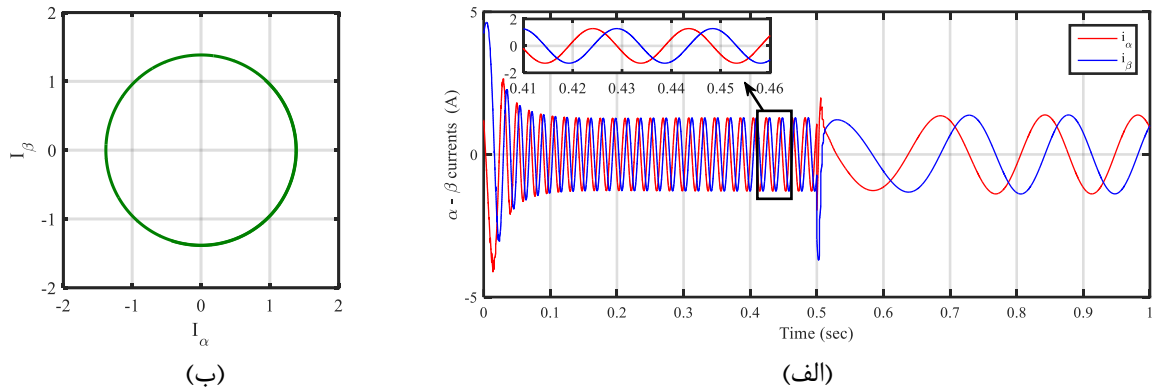


شکل ۱۹-۳ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز

در فاز a1 در سناریوی اول

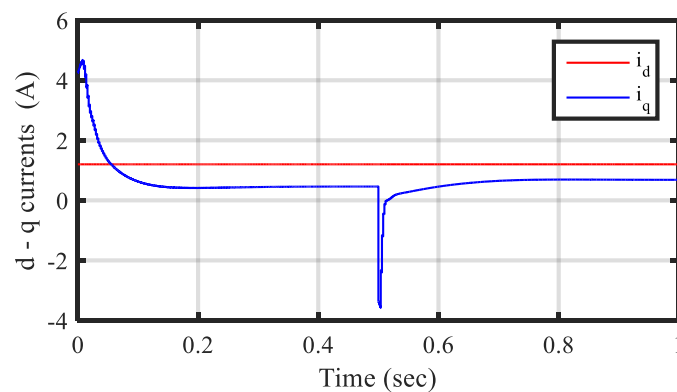
شکل ۲۰-۳ (الف) جریان مولفه های α و β برحسب زمان نشان می دهد. شکل ۲۰-۳ (ب) جریان مولفه β را

برحسب جریان مولفه α نشان داده است. در لحظه $t=0.5$ s با تغییر سرعت مرجع موتور، فرکانس جریان های مولفه α و β تغییر می کند. با توجه به شکل ۳-۲۰ (ب) دامنه جریان هر دو مولفه α و β برابر است و منحنی مولفه جریان α نسبت به مولفه جریان β دایره ای شکل می باشد.



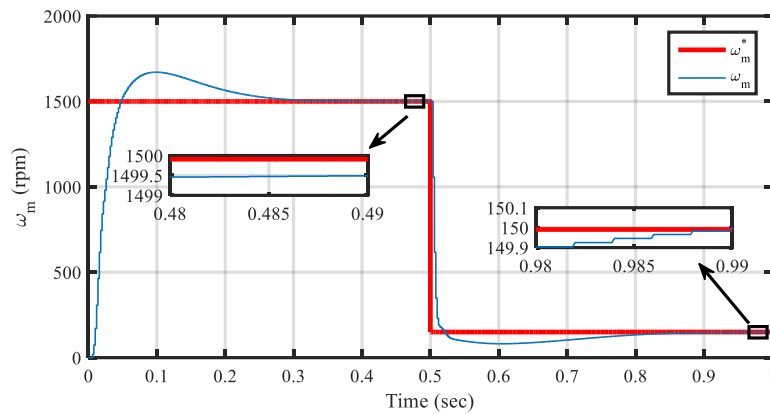
شکل ۳-۲۰ جریان مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول

شکل ۳-۲۱ جریان مولفه های d-q را نشان می دهد. مقدار جریان مولفه d برای این موتور برابر با ۱.۲ آمپر می باشد. مقدار جریان مولفه q، به خوبی مقدار مرجع را دنبال نموده است.



شکل ۳-۲۱ جریان مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول

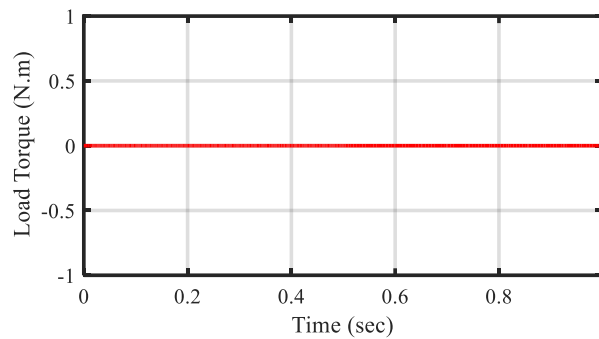
سرعت موتور در شکل ۳-۲۲ نشان داده شده است. با توجه به این شکل، کنترل کننده سرعت به خوبی توانسته است سرعت موتور را در مقدار مرجع تعیین شده، تنظیم نماید. پس از کاهش مقدار سرعت مرجع در لحظه $t=0.5$ s نیز سرعت موتور در مقدار مرجع تنظیم گشته است.



شکل ۳-۲۲ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول

شکل ۳-۲۳ گشتاور بار را در این سناریو نمایش می دهد. موتور از ابتدای شبیه سازی با توجه به سناریوی در نظر

گرفته شده، بی بار است.

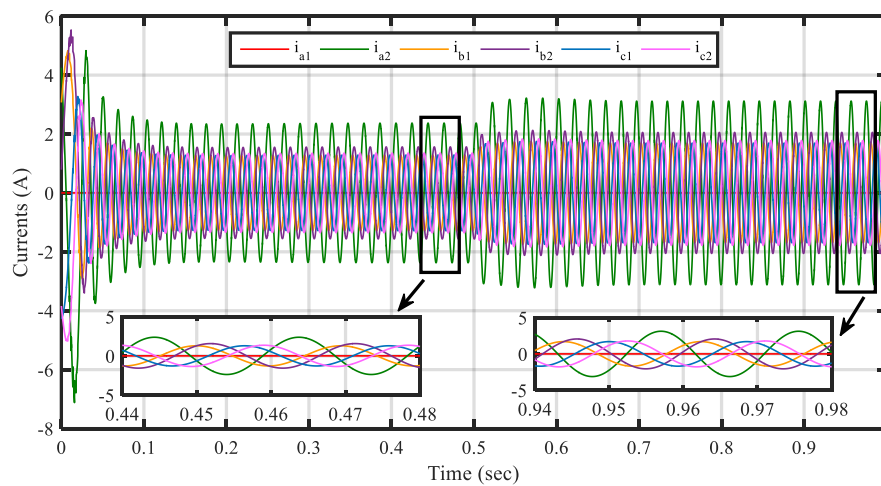


شکل ۳-۲۳ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول

ب- سناریوی دوم

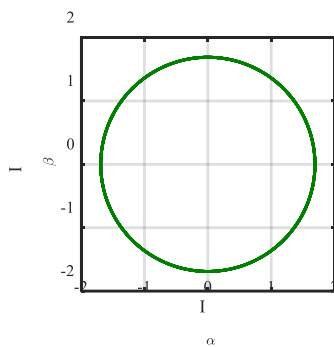
شکل ۳-۲۴ جریان های ماشین شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول را برای این سناریو نمایش می دهد. با توجه به

افزایش مقدار گشتاور بار در لحظه $t=0.5s$ ، مقادیر دامنه جریان های پنج فاز سالم نیز افزایش می یابد.

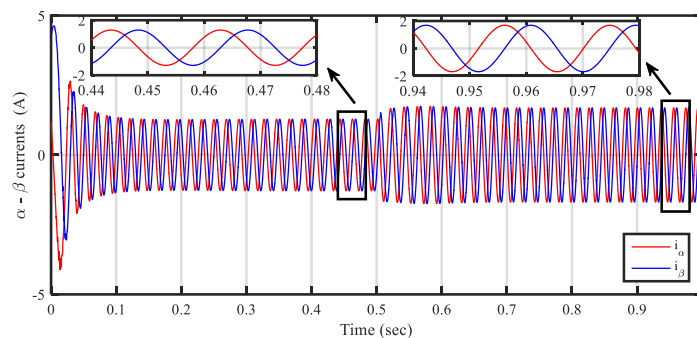


شکل ۳-۲۴ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم

شکل ۳-۲۵ (الف) جریان مولفه های α و β بر حسب زمان نشان می دهد. شکل ۳-۲۵ (ب) جریان مولفه β را بر حسب جریان مولفه α نمایش می دهد. در لحظه $t=0.5s$ گشتاور بار افزایش می باید و مقدار دامنه جریان های مولفه های α و β نیز افزایش می یابند. در شکل ۳-۲۵ (ب) نشان داده شده است که دامنه جریان مولفه α برابر با دامنه جریان مولفه β می باشد.



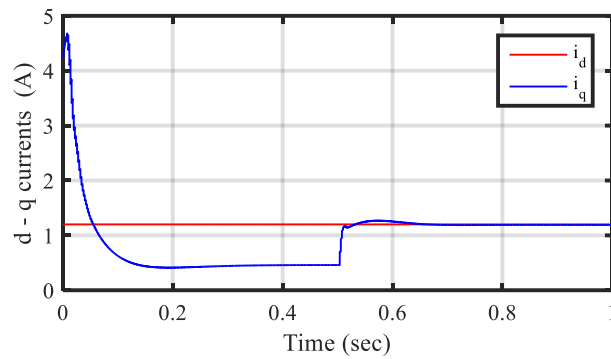
(ب)



(الف)

شکل ۳-۲۵ جریان مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم

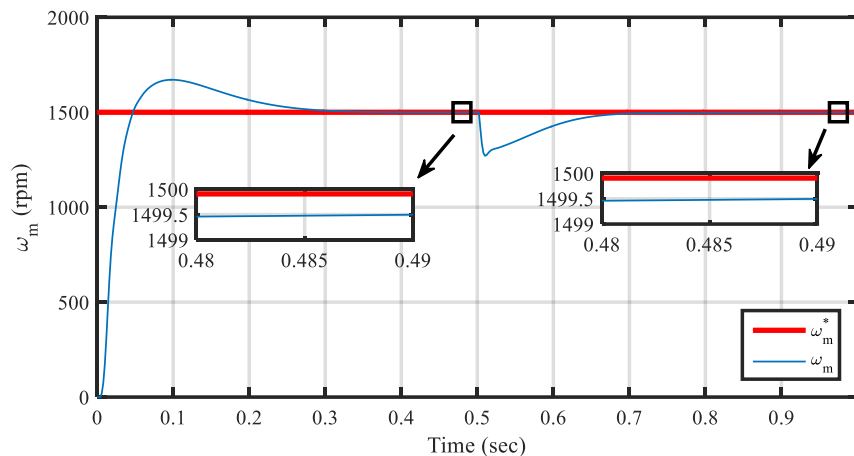
شکل ۳-۲۶ جریان مولفه های d و q را نشان می دهد. جریان محور q مقدار مرجع ساخته شده توسط سیستم کنترل را به خوبی دنبال می نماید. جریان مولفه d نیز در این سناریو برابر با ۱.۲ آمپر می باشد.



شکل ۳-۲۶ جریان های مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم

سرعت موتور در شکل ۳-۲۷ نشان داده شده است. سرعت موتور با توجه به ضرایب طراحی شده برای کنترل کننده

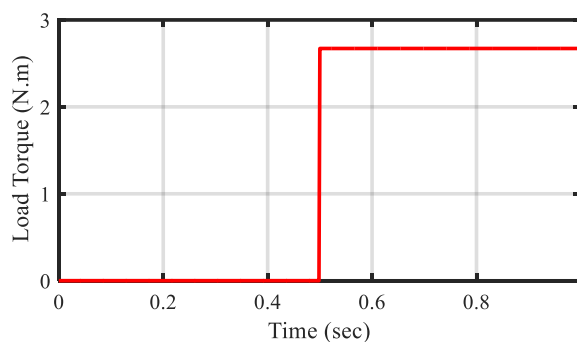
PI، به خوبی مقدار مرجع را دنبال می نماید.



شکل ۳-۲۷ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم

شکل ۳-۲۸ گشتاور بار را در این سناریو نمایش می دهد. در لحظه $t=0.5s$ مقدار گشتاور ۲۶۷۱۴ نیوتون متر با

توجه به ضریب derating مربوط به این سناریو، به موتور اعمال می گردد.



شکل ۳-۲۸ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم

۷-۱-۵-۳- استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز دو فاز با بهره گیری از جریان های مرجع به صورت دو مولفه سینوسی و کسینوسی

ماشین شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول دارای سه الگوی اتصال برای نقاط نول دو مجموعه سه فاز می باشد. در مورد اول نقاط نول به صورت دو نقطه نول مجزا می باشند و مجموع جریان فاز در هر گروه سه فاز باید صفر باشند. در مورد دوم، نقاط نول به هم متصل می باشند، اما ایزوله از زمین هستند، که در این صورت مجموع تمام جریان های شش فاز باید صفر باشند. در نهایت، با اتصال نقاط نول هر دو گروه سه فاز به زمین، محدودیت جریانی لازم نیست که توسط جریان های فاز برآورده شود [۶۸].

در استراتژی حداقل تلفات می توان جریان های مرجع را به صورت مجموع دو قسمت سینوسی و کسینوسی در نظر گرفت. در [۶۸] بیان شده است هنگامی که هیچ خطایی در ماشین شش فاز نامتقارن وجود ندارد و ماشین تحت عملکرد سالم کار می کند، دو رابطه ذیل در بین جریان های فاز وجود دارند:

$$\begin{aligned}\sum_k i_k \cos \alpha_k &= 3I \cos \theta; \\ \sum_k i_k \sin \alpha_k &= 3I \sin \theta\end{aligned}\quad (3-53)$$

که در رابطه فوق α_k برای ماشین شش فاز نامتقارن به صورت $\alpha_k \in \left[0, \frac{\pi}{6}, \frac{2\pi}{3}, \frac{5\pi}{6}, \frac{4\pi}{3}, \frac{9\pi}{6}\right]$ برای ترتیب

فازهای $a_1, a_2, b_1, b_2, c_1, c_2$ تعریف می گردد. همچنین در رابطه فوق، جریان i_k به صورت رابطه (۳-۵۴) بیان می گردد:

$$i_k = a_k I \cos \theta + b_k I \sin \theta \quad k \in \{a_1, a_2, b_1, b_2, c_1, c_2\} \quad (3-54)$$

در حالت عملکرد بدون خطا، جریان های شش فاز به صورت رابطه (۳-۵۵) می باشند:

$$\begin{aligned}
 i_{a1} &= I \cos(\theta) \\
 i_{a2} &= I \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) = I \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta) + \frac{1}{2} \sin(\theta) \right) \\
 i_{b1} &= I \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) = I \left(-\frac{1}{2} \cos(\theta) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\theta) \right) \\
 i_{a2} &= I \cos\left(\theta - \frac{5\pi}{6}\right) = I \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta) + \frac{1}{2} \sin(\theta) \right) \\
 i_{c1} &= I \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) = I \left(-\frac{1}{2} \cos(\theta) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\theta) \right) \\
 i_{c2} &= I \cos\left(\theta - \frac{9\pi}{6}\right) = -I \sin(\theta)
 \end{aligned} \tag{۳-۵۵}$$

این جریان های شش فاز را می توان با استفاده از ماتریس $C_{2s/6s}$ به شکل ذیل بیان نمود:

$$\begin{pmatrix} i_{a1} \\ i_{a2} \\ i_{b1} \\ i_{b2} \\ i_{c1} \\ i_{c2} \end{pmatrix} = C_{2s/6s} \begin{pmatrix} I \cos \theta \\ I \sin \theta \end{pmatrix} \tag{۳-۵۶}$$

که در رابطه فوق، ماتریس $C_{2s/6s}$ ضرایب مولفه های سینوسی و کسینوسی را برای هر جریان فاز بیان می کند و

در حالت عملکرد بدون خطا به صورت ذیل تعیین می شود:

$$C_{2s/6s} = \begin{pmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \end{pmatrix}^T \tag{۳-۵۷}$$

هنگامی که خطاهای مدار باز در سیم پیچ های استاتور اتفاق می افتد، i_k مربوطه صفر خواهد بود و جریان های فاز

باقی مانده دیگر متقارن نخواهند بود [۶۸]. اگر فاز c_2 مدار باز باشد، جریان استاتور فاز c_2 صفر خواهد بود. در این صورت

با توجه به دو توپولوژی دو نقطه نول در نظر گرفته شده، برای ماشین شش فاز نامتقارن دو گروه سه فاز می توانند به صورت

جداگانه به عنوان یک موتور سه فاز کار کنند. بنابراین، در صورت امکان، جریان باید شرط تعادل را به ترتیب در گروه

سه فاز برآورده کند [۶۸]:

$$\begin{pmatrix} i_{a1} \\ i_{a2} \\ i_{b1} \\ i_{b2} \\ i_{c1} \\ i_{c2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3-58)$$

علاوه بر این، حداقل تلفات مسی را می توان با کمترین توان گرمایی در مقاومت داخلی استاتور در نظر گرفت [۶۸]:

$$\min \left\{ \frac{1}{2} R_s (i_{a1}^2 + i_{a2}^2 + i_{b1}^2 + i_{b2}^2 + i_{c1}^2 + i_{c2}^2) \right\} \quad (3-59)$$

با ترکیب روابط (۳-۵۳)، (۳-۵۴)، (۳-۵۸) و (۳-۵۹)، جریان های مرجع را می توان به صورت زیر نوشت [۶۸]:

$$\begin{pmatrix} i_{a1} \\ i_{a2} \\ i_{b1} \\ i_{b2} \\ i_{c1} \\ i_{c2} \end{pmatrix} = C_{2s/6s} \begin{pmatrix} I \cos \theta \\ I \sin \theta \end{pmatrix} \quad (3-60)$$

$$= \begin{pmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{3} & 0 & -\sqrt{3} & 0 \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} I \cos \theta \\ I \sin \theta \end{pmatrix}$$

بدین ترتیب با استفاده از ماتریس $C_{2s/6s}$ فوق، جریان های مرجع ماشین شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول با خطای

مدار باز در فاز c2 در استراتژی حداقل تلفات را می توان به صورت ذیل بیان نمود:

$$\begin{aligned} i_{a1} &= I \cos \theta \\ i_{a2} &= \frac{\sqrt{3}}{2} I \cos \theta \\ i_{b1} &= -\frac{1}{2} I \cos \theta + \sqrt{3} I \sin \theta \\ i_{b2} &= -\frac{\sqrt{3}}{2} I \cos \theta \\ i_{c1} &= -\frac{1}{2} I \cos \theta - \sqrt{3} I \sin \theta \\ i_{c2} &= 0 \end{aligned} \quad (3-61)$$

عدم تقارن حاصل از خطای مدار باز دو فاز را می توان بر اساس موقعیت نسبی فازهای مدار باز طبقه بندی نمود.

موارد دو فاز مدار باز با مقدار زاویه یکسان را می توان به یکدیگر تبدیل کرد. برای مثال، حالت فازهای مدار باز c1 و c2

با فازهای مدار باز $b2$ و $c2$ متفاوت است. با این حال، وضعیت فازهای مدار باز $c1$ و $c2$ مشابه وضعیت فازهای $b1$ و $b2$ مدار باز است [۶۸].

با در نظر گرفتن وضعیت فاز $c1$ و $c2$ مدار باز به عنوان مثال، جریان استاتور فاز $c1$ و $c2$ صفر خواهد بود. اگرچه محدودیت های جریان را می توان به طور جداگانه در دو گروه سه فاز تعیین کرد، اما اگر دو فاز مدار باز در یک گروه سه فاز باشند، آخرین فاز در گروه سه فاز مربوطه به طور طبیعی صفر خواهد بود. [۶۸]:

$$(1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1) \begin{pmatrix} i_{a1} \\ i_{a2} \\ i_{b1} \\ i_{b2} \\ i_{c1} \\ i_{c2} \end{pmatrix} = 0 \quad (3-62)$$

محدودیت های لازم برای پیاده سازی مسئله بهینه سازی با تابع هدف رابطه (۳-۵۹) در این مورد به شرح ذیل است:

۱- رابطه (۳-۵۳) مربوط به نیرو محرکه مغناطیسی (MMF) چرخان با توجه به دو فاز مدار باز در این حالت

۲- جریان های دوفاز مدار باز در این حالت برابر با صفر است.

۳- محدودیت مربوط به مجموع جریان های باقیمانده برای ماشین شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول در رابطه

(۳-۶۲).

بر این اساس، مقادیر ماتریس $C_{2s/6s}$ در وضعیت های مختلف براساس زاویه نسبی بین فازهای مدار باز در جدول

۳-۴ ارائه شده است.

جدول ۳-۴ راه حل های بهینه جریان های فاز تحت خطای مدار باز دو فاز وضعیت های مختلف براساس زاویه نسبی بین فازهای مدار باز

[۶۸]

ماتریس ضرایب $C_{2s/6s}$ جریان های فاز	فازهای مدار باز
$\begin{bmatrix} 0.1106 & 1.5810 & 0.1511 & -1.8427 & 0 & 0 \\ -3.4937 & 3.0405 & 3.4236 & -2.9704 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$	$c_1(e), c_2(f) (30^\circ)$
$\begin{bmatrix} 0 & 1.8905 & -0.5915 & -1.1405 & -0.1585 & 0 \\ 0 & 0.1585 & 1.1405 & 0.5915 & -1.8905 & 0 \end{bmatrix}^T$	$a_1(e), c_2(f) (90^\circ)$
$\begin{bmatrix} 1.2113 & 0.8660 & -1.2887 & 0 & -0.7887 & 0 \\ -0.4553 & 0.5 & 1.5654 & 0 & -1.6100 & 0 \end{bmatrix}^T$	$b_2(d), c_2(f) (120^\circ)$
$\begin{bmatrix} 1.0432 & 0.6888 & 0 & -1.3502 & -0.3819 & 0 \\ -0.4293 & 0.8934 & 0 & 1.5749 & -2.0390 & 0 \end{bmatrix}^T$	$b_1(c), c_2(f) (150^\circ)$

با توجه به جدول ۳-۴، به عنوان مثال، جریان های مرجع در حالت خطای مدار باز با دو فاز c1 و c2، به صورت

ذیل می باشند:

$$\begin{pmatrix} i_{a1} \\ i_{a2} \\ i_{b1} \\ i_{b2} \\ i_{c1} \\ i_{c2} \end{pmatrix} = C_{2s/6s} \begin{pmatrix} I \cos \theta \\ I \sin \theta \end{pmatrix} \quad (3-63)$$

$$= \begin{pmatrix} 0.1106 & 1.5810 & 0.1511 & -1.8427 & 0 & 0 \\ -3.4937 & 3.0405 & 3.4236 & -2.9704 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} I \cos \theta \\ I \sin \theta \end{pmatrix}$$

$$i_{a1} = 0.1106 I \cos \theta - 3.4937 I \sin \theta$$

$$i_{a2} = 1.5810 I \cos \theta + 3.0405 I \sin \theta$$

$$i_{b1} = 0.1511 I \cos \theta + 3.4236 I \sin \theta$$

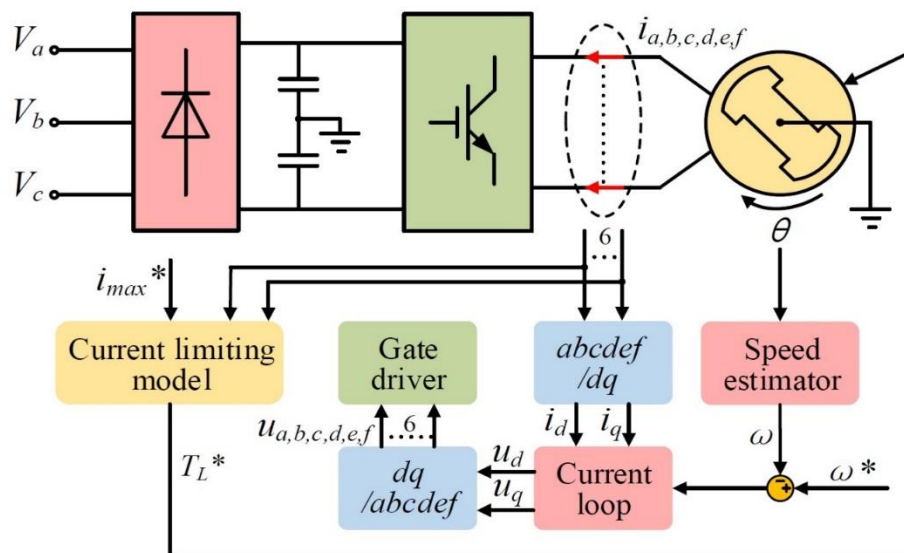
$$i_{b2} = -1.8427 I \cos \theta - 2.9704 I \sin \theta$$

$$i_{c1} = 0$$

$$i_{c2} = 0$$

(۳-۶۴)

شکل ۳-۲۹ بلوک دیاگرام سیستم کنترل ارائه شده در [۶۸] برای استراتژی حداقل تلفات را نشان می دهد.



شکل ۳-۲۹ بلوک دیاگرام کنترل برای استراتژی حداقل تلفات [۶۸]

۸-۵-۳- شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز در فازهای c1 و c2

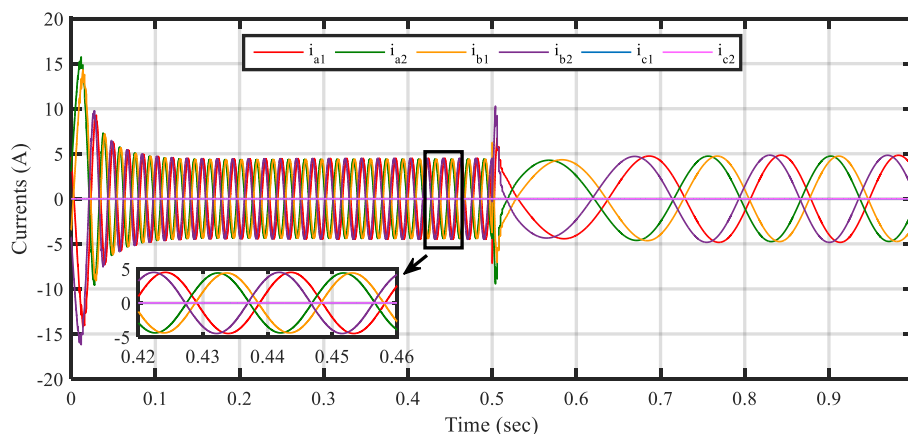
ابتدا ضریب derating برای این وضعیت تحت استراتژی حداقل تلفات تعیین می گردد. با توجه به جریان های

بدست آمده از روش بهینه سازی و سطر اول جدول ۳-۴، بزرگترین دامنه جریان های فاز برابر با مقدار $3.495 I_m$ می باشد. با تقسیم دامنه سایر جریان های فاز به این مقدار و با استفاده از تبدیل کلارک، دامنه جریان های محور α - β برابر با مقدار $0.4956 I_m$ می باشد. بدین ترتیب ضریب derating می توان نوشت:

$$a = \frac{I_{\alpha\beta_postfault}}{I_{\alpha\beta_n}} = \frac{0.4956 I_m}{1.7321 I_m} = 0.2861$$

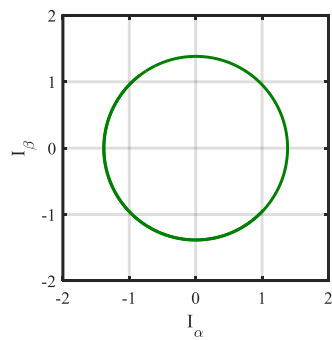
الف- سناریوی اول

شکل ۳-۳۰ جریان های ماشین شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول را برای این سناریو نمایش می دهد. جریان فازهای $c1$ و $c2$ در آغاز شبیه سازی صفر بوده است. در لحظه $t=0.5s$ سرعت موتور کاهش می باید، لذا فرکانس جریان های فاز های سالم باقیمانده تغییر می کند.

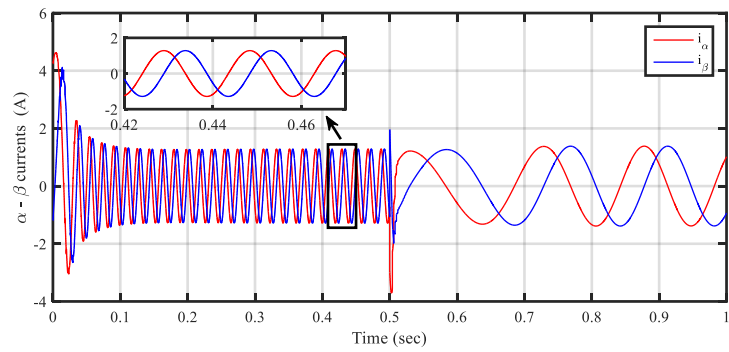


شکل ۳-۳۰ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز در فازهای $c1$ و $c2$ در سناریوی اول

شکل ۳-۳۱ (الف) جریان مولفه های α و β بر حسب زمان نشان می دهد. شکل ۳-۳۱ (ب) جریان مولفه β را بر حسب جریان مولفه α نمایش می دهد. دامنه جریان هر دو مولفه α و β برابر بوده و منحنی مولفه جریان α نسبت به مولفه جریان β با توجه به شکل ۳-۳۰ (ب) صورت دایره ای شکل می باشد. در لحظه $t=0.5s$ سرعت مرجع موتور تغییر یافته و با توجه به این تغییر فرکانس جریان های مولفه α و β تغییر می کند.



(ب)

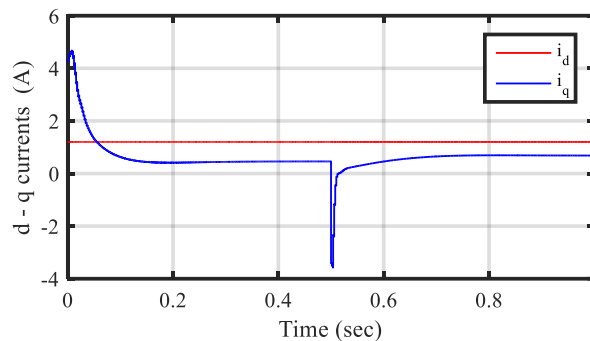


(الف)

شکل ۳-۳۱ جریان مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای c1 و c2 در سناریوی اول

شکل ۳-۳۲ جریان مولفه های d و q را نشان می دهد. جریان مولفه q به خوبی مقدار مرجع ساخته شده توسط

سیستم را دنبال نموده است. مقدار جریان مولفه d برای این سناریو برابر با ۱.۲ آمپر می باشد.

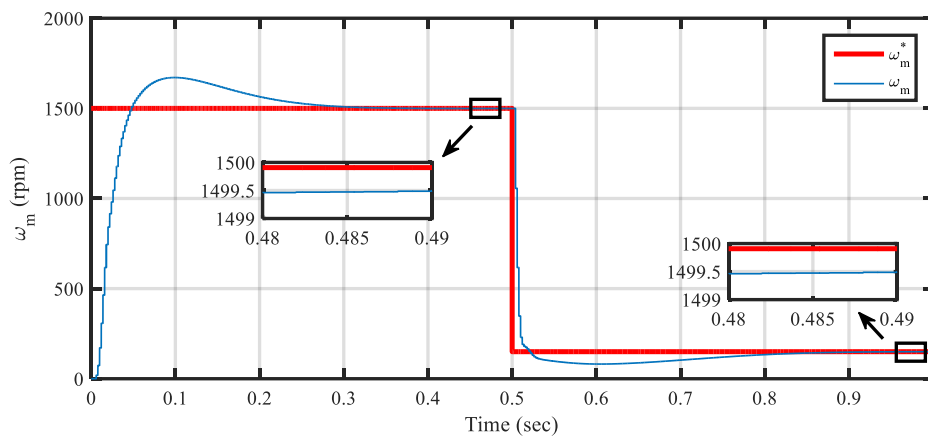


شکل ۳-۳۲ جریان مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای c1 و c2 در سناریوی اول

سرعت موتور در شکل ۳-۳۳ نشان داده شده است. همان طور که در این شکل مشخص است، کنترل کننده سرعت

به خوبی توانسته است سرعت موتور را در مقدار مرجع تعیین شده، تنظیم نماید. در لحظه $t=0.5s$ ، پس از کاهش مقدار

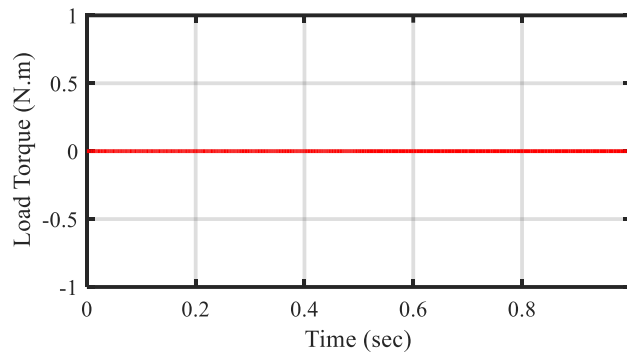
سرعت مرجع، سرعت موتور مقدار مرجع جدید را دنبال نموده است.



شکل ۳-۳۳ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای c1 و c2 در سناریوی اول

شکل ۳-۳۴ گشتاور بار را در این سناریو نمایش می دهد. موتور از ابتدای شبیه سازی با توجه به سناریوی در نظر

گرفته شده، بی بار است.

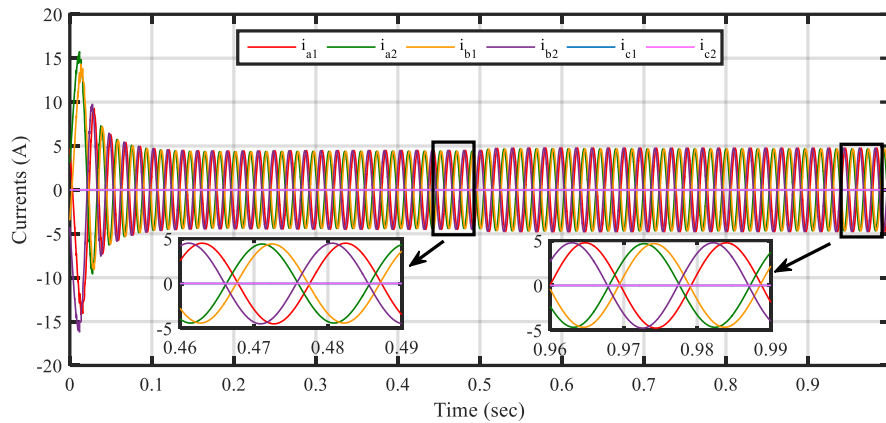


شکل ۳-۳۴ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای c1 و c2 در سناریوی اول

ب- سناریوی دوم

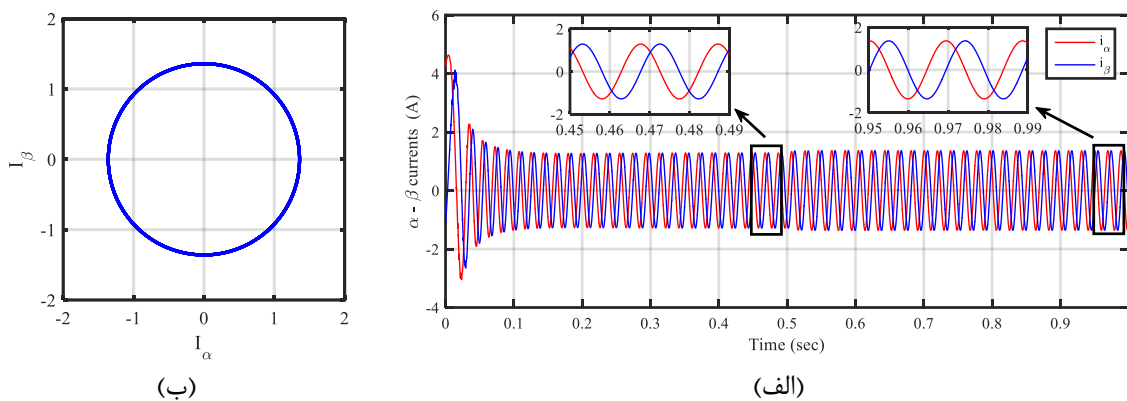
شکل ۳-۳۵ جریان های ماشین شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول را نمایش می دهد. برای این سناریو در لحظه

$t=0.5s$ مقدار گشتاور بار افزایش می یابد و در نتیجه مقادیر دامنه جریان های چهار فاز سالم نیز افزایش می یابد.



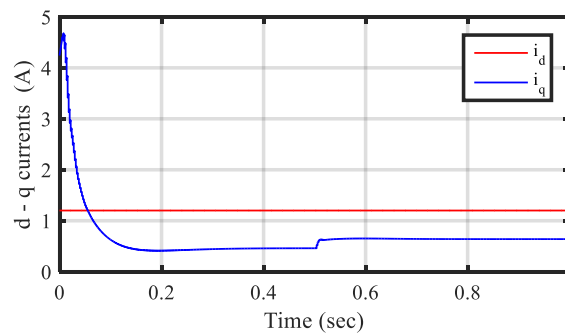
شکل ۳-۳۵ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز در فازهای c1 و c2 در سناریوی دوم

جریان مولفه های α و β در شکل ۳-۳۶ (الف) برحسب زمان رسم شده است. شکل ۳-۳۶ (ب) جریان مولفه β را بر حسب جریان مولفه α نمایش می دهد. در این سناریو با افزایش گشتاور بار، مقدار دامنه جریان های مولفه های α و β افزایش می باید و در شکل ۳-۳۶ (ب) نشان داده شده است که دامنه جریان مولفه α برابر با دامنه جریان مولفه β می باشد.



شکل ۳-۳۶ جریان مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای c1 و c2 در سناریوی دوم

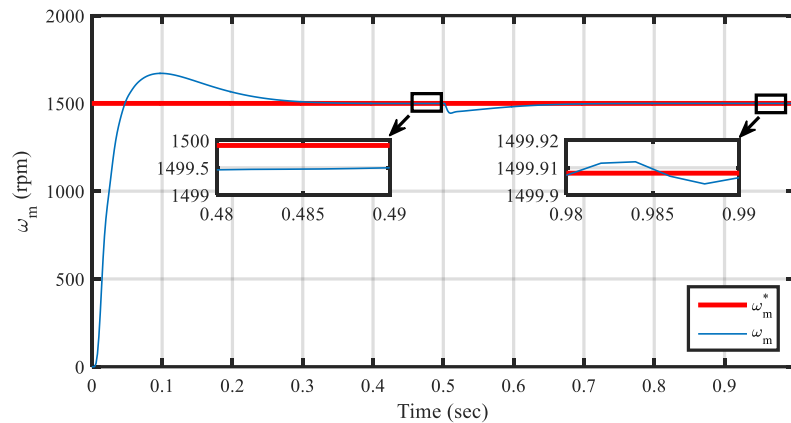
شکل ۳-۳۷ جریان مولفه های d و q را نشان می دهد. مقدار ۱.۲ آمپر برای جریان مولفه d نیز در این سناریو در نظر گرفته شده است. جریان محور q مقدار مرجع ساخته شده توسط سیستم کنترل را دنبال می نماید.



شکل ۳-۳۷ جریان مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای c1 و c2 در سناریوی دوم

سرعت موتور در شکل ۳-۳۸ نشان داده شده است. با توجه به ضرایب طراحی شده برای کنترل کننده PI سرعت،

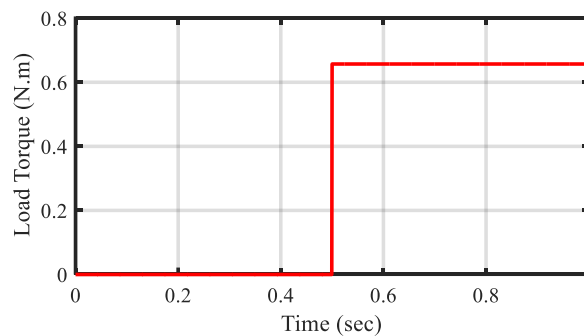
این شکل نشان می دهد که سیستم پاسخ مناسبی را ارائه نموده و سرعت به خوبی مقدار مرجع را دنبال می نماید.



شکل ۳-۳۸ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز در فازهای c1 و c2 در سناریوی دوم

شکل ۳-۳۹ گشتاور بار را در این سناریو نمایش می دهد. در لحظه $t=0.5s$ مقدار گشتاور 0.657 نیوتون متر با توجه

به ضریب derating مربوط به این سناریو، به موتور اعمال می گردد.



شکل ۳-۳۹ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای c1 و c2 در سناریوی دوم

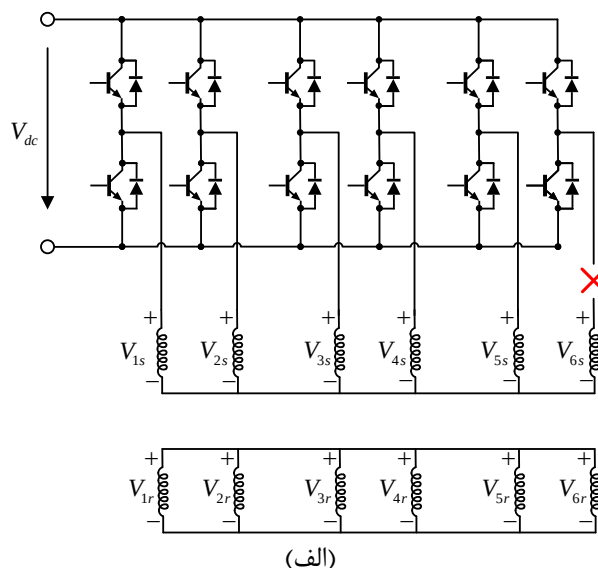
۲-۵-۳- حداقل سازی تلفات بر اساس ماتریس تبدیل کاهش مرتبه یافته

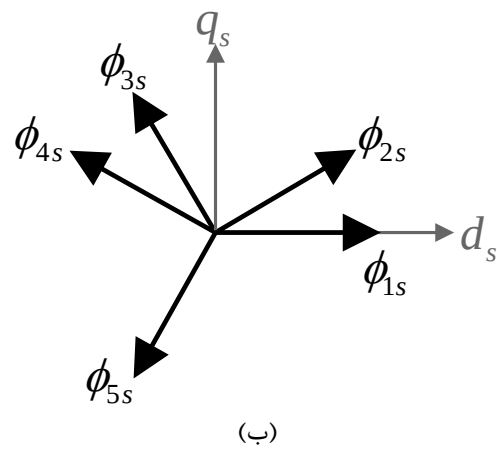
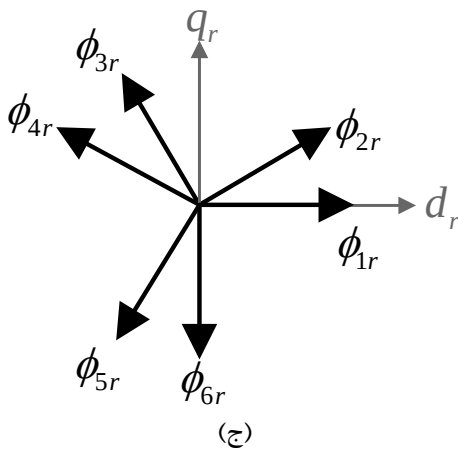
در این قسمت به روش های ارائه شده برای استراتژی حداقل تلفات، با بکارگیری ماتریس کاهش مرتبه یافته، پرداخته می شود. ساختار سیم پیچ چند فاز یک ماشین القایی قابلیت راه اندازی و کارکرد حتی با یک یا چند فاز استاتور در حالت مدار باز را فراهم می کند. با این حال، هنگامی که با چنین شرایط ساختاری نامتعادلی کار می کند، خواص دینامیکی ماشین به شدت از شرایط عملکرد متعادل آن تغییر می کند. برای مثال، استراتژی های کنترل برداری ایجاد شده برای ساختار سیم پیچی متعادل دیگر به درستی عمل نمی کنند [۴۹].

۳-۵-۲-۱- استخراج ماتریس کاهش مرتبه یافته

در [۴۹] فرض می شود که مطابق شکل ۳-۴۰ (الف)، فاز شماره ۶ در سیستم درایو به صورت مدار باز می گردد. محورهای (شار) سیم پیچی استاتور و روتور به ترتیب در شکل ۳-۴۰ (ب) و (ج) نمایش داده شده است. اگرچه ماشین دارای پنج فاز نامتقارن است، با توجه به ویژگی تبدیل انرژی الکترومکانیکی، به دلیل ساختار استوانه ای آن همچنان معادل یک ماشین سیم پیچ دو بعدی d-q است.

از سوی دیگر، از آنجایی که در حالت کلی، پنج جریان می توانند به طور مستقل جریان داشته باشند، مشخصه الکتریکی ماشین هنوز با استفاده از یک سیستم پنج بعدی مشخص می شود. این واقعیت بیان می دارد که سه بعد اضافی که مربوط به تبدیل انرژی غیرالکترومکانیکی هستند، در ماشین وجود دارند. یافتن یک تبدیل برای دکوپله نمودن این زیرفضاها و در نتیجه ساده کردن مدل سازی و کنترل این ماشین القایی پنج فاز نامتقارن مطلوب خواهد بود [۴۹].





شکل ۳-۴۰ (الف) ماشین القایی شش فاز نامتقارن. (ب) محورهای شار سیم پیچی استاتور. (ج) محورهای شار سیم پیچی روتور [۴۹]
 زیرفضای مربوط به تبدیل انرژی را می توان با تعریف دو محور، یعنی محور d_s و محور q_s ، در صفحه شار فاصله
 هوایی ماشین تعیین کرد. با مراجعه به شکل ۳-۴۰ (ب) شار محور d_s و شار محور q_s را می توان به صورت زیر نوشت:

$$\begin{aligned} \phi_{ds} = & \phi_{1s} + \phi_{2s} \cos(30^\circ) + \phi_{3s} \cos(120^\circ) \\ & + \phi_{4s} \cos(150^\circ) + \phi_{5s} \cos(240^\circ) \end{aligned} \quad (3-65)$$

$$\phi_{ds} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{1s} \\ \phi_{2s} \\ \phi_{3s} \\ \phi_{4s} \\ \phi_{5s} \end{bmatrix} \quad (3-66)$$

$$\phi_{qs} = \phi_{2s} \sin(30^\circ) + \phi_{3s} \sin(120^\circ) + \phi_{4s} \sin(150^\circ) + \phi_{5s} \sin(240^\circ) \quad (3-67)$$

$$\phi_{qs} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{1s} \\ \phi_{2s} \\ \phi_{3s} \\ \phi_{4s} \\ \phi_{5s} \end{bmatrix} \quad (3-68)$$

رابطه (۳-۶۶)، بیان می کند که شار محور d_s نمایش بردار شار استاتور در یک فضای پنج بعدی روی بردار دیگری

در آن فضا است. بنابراین، بردار زیر

$$d : \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix}^T \quad (3-69)$$

جهت محور d_s را در فضای پنج بعدی نشان می دهد. به همین ترتیب مطابق با رابطه (۳-۶۸) بردار زیر

$$q: \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}^T \quad (3-70)$$

جهت محور qs را نشان می دهد. زیر فضای ایجاد شده توسط بردارهای d و q نشان دهنده خاصیت تبدیل انرژی ماشین است [۴۹].

بردارهای z_1, z_2, z_3 را می توان از روابط ذیل بدست آورد، که نشان دهنده روابط متعامد بین محورها می باشد:

$$\begin{aligned} d^T \cdot q &= d^T \cdot z_1 = d^T \cdot z_2 = d^T \cdot z_3 = 0 \\ q^T \cdot z_1 &= q^T \cdot z_2 = q^T \cdot z_3 = 0 \\ z_1^T \cdot z_2 &= z_1^T \cdot z_3 = 0 \\ z_2^T \cdot z_3 &= 0 \end{aligned} \quad (3-71)$$

با استفاده از این پنج بردار به منظور تشکیل مبنای جدید برای فضای پنج بعدی، تبدیل تجزیه نرمالیزه شده زیر به دست می آید [۴۹]:

$$[T_s] = \begin{bmatrix} 0.5774 & 0.5000 & -0.2887 & -0.5000 & -0.2887 \\ 0.0000 & 0.3536 & 0.6124 & 0.3536 & -0.6124 \\ -0.4177 & 0.5706 & -0.5706 & 0.4177 & 0.0000 \\ -0.5196 & 0.4177 & 0.3804 & -0.5706 & 0.2921 \\ 0.4714 & 0.3536 & 0.2673 & 0.3536 & 0.6755 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d^T \\ q^T \\ z_1^T \\ z_2^T \\ z_3^T \end{bmatrix} \quad (3-72)$$

فضایی که توسط این پنج بردار ایجاد می گردد، فضای $d-q-z_1-z_2-z_3$ نامیده می شود. تبدیل رابطه (۳-۷۲)

مختصات یک بردار در فضای برداری اصلی را به فضای برداری جدید تبدیل می کند و دارای ویژگی های زیر است:

(۱) مولفه های متغیر ماشین که شار فاصله هوایی را تولید می کنند، به زیر فضای $d-q$ منتقل می شوند. زیر فضای

(صفحه) $d-q$ ، مربوط به تبدیل انرژی الکترومکانیکی می باشد [۴۹].

(۲) آن دسته از مولفه های متغیرهای ماشین که شار در فاصله هوایی تولید نمی کنند با استفاده از تبدیل رابطه (۳-۷۲)

به زیر فضای $z_1-z_2-z_3$ انتقال می یابند. از این نظر، این مولفه ها را می توان به عنوان نوع جدیدی از مولفه های توالی

صفر دسته بندی نمود و زیر فضای $z_1-z_2-z_3$ ، زیر فضای توالی صفر یا صفحه ی توالی صفر نامیده می شود [۴۹].

ماتریس تبدیل برای متغیرهای روتور ماشین مانند تبدیل برای عملکرد متعادل باقی می ماند زیرا روتور همچنان

ساختار سیم پیچی متعادلی را حفظ می کند [۴۹].

$$[T_r] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-73)$$

۳-۵-۲-۲- مروری بر استخراج ماتریس کاهش مرتبه یافته در پژوهش ها

در [۴۷] با در نظر گرفتن فاز مدار باز برای فاز c2، بیان می‌دارد که با استفاده از تبدیل رابطه (۳-۷۴)، متغیرهای قاب $a_1 b_1 c_1 - a_2 b_2 c_2$ را می‌توان به دو زیر صفحه مجزا تبدیل کرد: زیر صفحه $\alpha\beta$ و زیر صفحه z که متعامد به یکدیگر هستند. تمام مولفه‌های متغیر مربوط به تبدیل انرژی الکترومکانیکی به زیر صفحه $\alpha\beta$ منتقل می‌گردند و تمام مولفه‌های مربوط به تبدیل انرژی غیرالکترومکانیکی در زیر صفحه z قرار می‌گیرند [۴۷].

$$\begin{bmatrix} F_\alpha & F_\beta & F_{z1} & F_{z2} & F_{z3} \end{bmatrix}^T = [T_5] \cdot \begin{bmatrix} F_{a1} & F_{a2} & F_{b1} & F_{b2} & F_{c1} \end{bmatrix}^T \quad (3-74)$$

که در رابطه فوق، $[T_5]$ را می‌توان به صورت رابطه (۳-۷۵) با فاز c2 مدار باز و $\theta_s = \pi/6$ بیان کرد. F می‌تواند R،

v، i یا ψ باشد که به ترتیب نشان دهنده مقاومت استاتور، ولتاژ، جریان یا شار پیوندی است [۴۷].

$$T_5 = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \cos(0\theta_s) & \cos(1\theta_s) & \cos(4\theta_s) & \cos(5\theta_s) & \cos(8\theta_s) \\ \sin(0\theta_s) & 0 & \sin(4\theta_s) & 0 & \sin(8\theta_s) \\ \cos(0\theta_s) & \cos(5\theta_s) & \cos(8\theta_s) & \cos(1\theta_s) & \cos(4\theta_s) \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-75)$$

در [۶۹] بیان شده است که مشابه عملکرد نرمال برای ماشین شش فاز نامتقارن مغناطیس دائم، ماتریس تبدیل

استاتیکی دکوپله‌ساز تحت خطاهای مدار باز را می‌توان به صورت زیر بیان نمود:

$$T_{5s} = [\alpha \quad \beta \quad z1 \quad z2 \quad z3]^T \quad (3-76)$$

که در رابطه فوق، مولفه‌های α - β مربوط به تبدیل انرژی الکترومکانیکی هستند، در حالی که مولفه‌های

$z_1 - z_2 - z_3$ تلفات استاتور را تولید می کنند. با توجه به توزیع فضایی سیم پیچ می توان α و β را به صورت زیر بدست آورد:

$$\alpha^T = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3-77)$$

$$\beta^T = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3-78)$$

z_1, z_2, z_3, α و β باید بایکدیگر متعامد باشند، بنابراین،

$$\begin{aligned} \alpha^T \cdot \beta^T &= 0 \\ \alpha^T \cdot z_1 &= \beta^T \cdot z_1 = 0 \\ \alpha^T \cdot z_2 &= \beta^T \cdot z_2 = z_1^T \cdot z_2 = 0 \\ \alpha^T \cdot z_3 &= \beta^T \cdot z_3 = z_1^T \cdot z_3 = z_2^T \cdot z_3 = 0 \end{aligned} \quad (3-79)$$

ماتریسی که رابطه (3-79) را برآورده می کند منحصر به فرد نیست. برای توپولوژی با دو نقطه نول مجزا با فرض مدار باز برای فاز C2، می توان از تمام مولفه های جریان توالی صفر اجتناب نمود، بنابراین z_2 و z_3 می توانند به صورت ذیل نوشته شوند:

$$\begin{aligned} z_2 &= [1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0]^T \\ z_3 &= [0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1]^T \end{aligned} \quad (3-80)$$

باید به این نکته توجه داشت که β با z_3 متعامد نیست، با توجه به محدودیت ناشی از خطای مدار باز فاز C2، یعنی $i_D + i_E = 0$ ، β را می توان به صورت زیر تغییر داد [69].

$$\beta^T = \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3-81)$$

این امر بر نتیجه تبدیل انرژی الکترومکانیکی زیرفضای α - β تأثیری نخواهد گذاشت. z_1 را می توان با توجه به

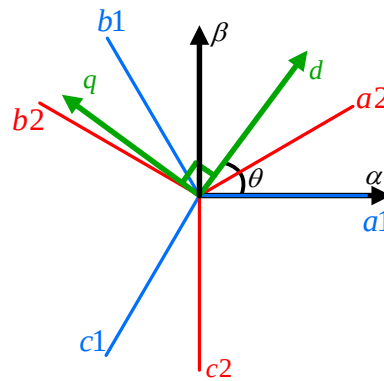
رابطه (3-79) بدست آورد و ماتریس تبدیل را می توان به صورت رابطه (3-82) نوشت [69]:

$$T_{5s} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-82)$$

در [۷۰] با فرض مدار باز بودن فاز 2، روش بدست آوردن ماتریس کاهش مرتبه به شرح ذیل بیان شده است. با حذف ردیف مربوط به فاز مدار باز، ماتریس تبدیل مدار باز T_{5s} (رابطه (۳-۷۶)) از پنج بردار متعامد با یکدیگر تشکیل می‌گردد. با توجه به رابطه (۳-۷۹) ماتریس حالت سالم شرط متعامد را برآورده نمی‌کند [۷۰]. مختصات $\alpha-\beta$ و قاب d-q در شکل ۳-۴۱ نشان داده شده است.

ماتریس تبدیل شامل دو زیرفضای $\alpha-\beta$ و زیرفضای $z1-z3$ می‌باشد. زیرفضای اول نشان‌دهنده زیرفضای تبدیل انرژی الکترومکانیکی است و زیر فضای دومی مربوط به تلفات می‌باشد. برای موتوری با یک نقطه نول مجموع جریان‌های استاتور صفر است. در نتیجه، تمام عناصر زیرفضای $z3$ باید به مقدار ۱ تنظیم شوند. برای اینکه همه بردارها متعامد شوند، همه عناصر زیرفضای β می‌توان ۰.۲ را کم کرد. عناصر ماتریس تبدیل در رابطه (۳-۸۳) ارائه شده است [۷۰].

$$T_{5s} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{5} & \frac{\sqrt{3}}{2}-\frac{1}{5} & -\frac{\sqrt{3}}{2}-\frac{1}{5} & \frac{1}{2}-\frac{1}{5} & \frac{1}{2}-\frac{1}{5} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{2}{3} & -\frac{2}{3}-\frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{2}{3}+\frac{\sqrt{3}}{3} & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-83)$$



شکل ۴۱-۳ قاب ساکن و قاب مرجع d-q [۷۰]

۳-۵-۲-۳- استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز تکفاز براساس ماتریس کاهش مرتبه یافته

در این قسمت به تشریح روش حداقل سازی تلفات با استفاده از تقسیم جریان به دو مولفه سینوسی و کسینوسی براساس ماتریس کاهش مرتبه یافته پرداخته می شود.

هدف استراتژی حداقل تلفات دستیابی به عملکرد بدون اختلال با پیکربندی مجدد پروفیل جریان سینوسی برای هر فاز سالم با دامنه و زاویه فاز جدید است [۴۷]. بردار جریان ماشین شش فاز نامتقارن تحت شرایط عملکرد سالم را می توان به صورت ذیل بیان نمود:

$$\vec{I}_m = \frac{1}{3} (i_{a1} + i_{a2} e^{j\theta_s} + i_{b1} e^{j4\theta_s} + i_{b2} e^{j5\theta_s} + i_{c1} e^{j8\theta_s} + i_{c2} e^{j9\theta_s}) \quad (3-84)$$

که در رابطه فوق $\theta_s = \pi/6$ ، زاویه شیف فاز بین دو مجموعه سیم پیچ های سه فاز در ماشین شش فاز نامتقارن است. در عملکرد سالم، بردار جریان $\vec{I}_m$ را می توان به صورت رابطه (۳-۸۵) بیان نمود:

$$\vec{I}_m = I_m e^{j\theta} \quad (3-85)$$

که در رابطه فوق، θ موقعیت بردار جریان است، I_m دامنه بردار جریان است. مسیر حرکت $\vec{I}_m$ به صورت دایره ای چرخان با سرعت $\omega_e = d\theta/dt$ می باشد. با فرض این که تمامی جریان های فازها سینوسی هستند، می توان آن ها را به صورت رابطه (۳-۸۶) بیان نمود:

$$i_p = a_p I_m \cos(\theta) + b_p I_m \sin(\theta) \quad (3-86)$$

که در رابطه فوق، p نشان دهنده فاز $a_1, b_1, c_1, a_2, b_2, c_2$ می باشد، a_p و b_p به ترتیب ضرایبی از قسمت های کسینوسی و سینوسی برای هر جریان فاز هستند. با فرض مدار باز بودن فاز c_2 در شرایط خطای مدار باز

تکفاز، بدین ترتیب i_{c2} صفر خواهد بود، بنابراین، a_{c2} و b_{c2} صفر هستند [۴۷]. با ترکیب روابط (۳-۸۴)، (۳-۸۵) و (۳-۸۶)، می توان نوشت:

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} a_{a1} \cos(0\theta_s) + a_{a2} \cos(1\theta_s) + a_{b1} \cos(4\theta_s) \\ + a_{b2} \cos(5\theta_s) + a_{c1} \cos(8\theta_s) \end{pmatrix} = 3 \\ \begin{pmatrix} b_{a1} \cos(0\theta_s) + b_{a2} \cos(1\theta_s) + b_{b1} \cos(4\theta_s) \\ + b_{b2} \cos(5\theta_s) + b_{c1} \cos(8\theta_s) \end{pmatrix} = 0 \\ \begin{pmatrix} a_{a1} \sin(0\theta_s) + a_{a2} \sin(1\theta_s) + a_{b1} \sin(4\theta_s) \\ + a_{b2} \sin(5\theta_s) + a_{c1} \sin(8\theta_s) \end{pmatrix} = 0 \\ \begin{pmatrix} b_{a1} \sin(0\theta_s) + b_{a2} \sin(1\theta_s) + b_{b1} \sin(4\theta_s) \\ + b_{b2} \sin(5\theta_s) + b_{c1} \sin(8\theta_s) \end{pmatrix} = 3 \end{cases} \quad (3-87)$$

برای یک ماشین شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول مجزا، محدودیت های رابطه به صورت $i_{a1} + i_{b1} + i_{c1} = 0$ و $i_{a2} + i_{b2} = 0$ طبق قوانین Kirchhoff برای جریان ها اعمال می شوند.

$$\begin{cases} a_{a1} + a_{b1} + a_{c1} = 0 \\ b_{a1} + b_{b1} + b_{c1} = 0 \\ a_{a2} + a_{b2} = 0 \\ b_{a2} + b_{b2} = 0 \end{cases} \quad (3-88)$$

برای یک ماشین شش فاز یا توپولوژی یک نقطه نول، با در نظر گرفتن خطای مدار باز برای فاز $c2$ ، می توان نوشت:

$$\begin{cases} a_{a1} + a_{b1} + a_{c1} + a_{a2} + a_{b2} = 0 \\ b_{a1} + b_{b1} + b_{c1} + b_{a2} + b_{b2} = 0 \end{cases} \quad (3-89)$$

همانطور که از روابط (۳-۸۷) و (۳-۸۸) مشاهده می گردد، در مجموع ۱۰ متغیر نامشخص وجود دارند. با این حال، تنها ۸ معادله وجود دارد، به این معنی که راه حل های ممکن زیادی برای روابط (۳-۸۷) و (۳-۸۸) وجود دارند، که درجه آزادی بهینه سازی جریان ها را فراهم می کنند. تابع هدف حداقل سازی تلفات را می توان به صورت زیر بیان نمود:

$$J = a_{a1}^2 + b_{a1}^2 + a_{b1}^2 + b_{b1}^2 + a_{c1}^2 + b_{c1}^2 + a_{a2}^2 + b_{a2}^2 + a_{b2}^2 + b_{b2}^2 \quad (3-90)$$

هدف استراتژی حداقل تلفات بدست آوردن حداقل J با محدودیت های (۳-۸۷) و (۳-۸۸) می باشد [۴۷]. بهینه سازی

ضرایب a_p و b_p استخراج شده برای استراتژی حداقل تلفات مسی به صورت زیر می باشد [۴۷]:

$$\begin{aligned}
 a_{a1} &= 1, & b_{a1} &= 0; \\
 a_{b1} &= -1/2, & b_{b1} &= \sqrt{3}; \\
 a_{c1} &= -1/2, & b_{c1} &= -\sqrt{3}; \\
 a_{a2} &= \sqrt{3}/2, & b_{a2} &= 0; \\
 a_{b2} &= -\sqrt{3}/2, & b_{b2} &= 0;
 \end{aligned} \tag{۳-۹۱}$$

بدین ترتیب جریان های مرجع فاز را می توان به صورت رابطه (۳-۹۲) ارائه نمود.

$$\begin{aligned}
 i_{a1} &= I_m \cdot \cos(\theta) \\
 i_{b1} &= I_m \left(-1/2 \cdot \cos(\theta) + \sqrt{3} \cdot \sin(\theta) \right) \\
 i_{c1} &= I_m \left(-1/2 \cdot \cos(\theta) - \sqrt{3} \cdot \sin(\theta) \right) \\
 i_{a2} &= \sqrt{3}/2 \cdot I_m \cos(\theta) \\
 i_{b2} &= -\sqrt{3}/2 \cdot I_m \cos(\theta)
 \end{aligned} \tag{۳-۹۲}$$

اگر جریان های بهینه بدست آمده فوق در ماتریس کاهش مرتبه یافته رابطه (۳-۷۸) ضرب گردد، خواهیم داشت:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \end{bmatrix} = [T_5] \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{a2} \\ i_{b1} \\ i_{b2} \\ i_{c1} \end{bmatrix} \tag{۳-۹۳}$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(\pi/6) & \cos(2\pi/3) & \cos(5\pi/6) & \cos(4\pi/3) \\ \sin(0) & 0 & \sin(2\pi/3) & 0 & \sin(4\pi/3) \\ \cos(0) & \cos(5\pi/6) & \cos(4\pi/3) & \cos(\pi/6) & \cos(2\pi/3) \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_m \cdot \cos(\theta) \\ \sqrt{3}/2 \cdot I_m \cos(\theta) \\ I_m \left(-1/2 \cdot \cos(\theta) + \sqrt{3} \cdot \sin(\theta) \right) \\ -\sqrt{3}/2 \cdot I_m \cos(\theta) \\ I_m \left(-1/2 \cdot \cos(\theta) - \sqrt{3} \cdot \sin(\theta) \right) \end{bmatrix} \tag{۳-۹۴}$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \times \begin{bmatrix} I_m \cdot \cos(\theta) + (\sqrt{3}/2)(\sqrt{3}/2 \cdot I_m \cos(\theta)) + (-1/2)(I_m(-1/2 \cdot \cos(\theta) + \sqrt{3} \cdot \sin(\theta))) + (-\sqrt{3}/2)(-\sqrt{3}/2 \cdot I_m \cos(\theta)) + (-1/2)(I_m(-1/2 \cdot \cos(\theta) - \sqrt{3} \cdot \sin(\theta))) \\ (\sqrt{3}/2)(I_m(-1/2 \cdot \cos(\theta) + \sqrt{3} \cdot \sin(\theta))) + (-\sqrt{3}/2)(I_m(-1/2 \cdot \cos(\theta) - \sqrt{3} \cdot \sin(\theta))) \\ I_m \cdot \cos(\theta) + (-\sqrt{3}/2)(\sqrt{3}/2 \cdot I_m \cos(\theta)) + (-1/2)(I_m(-1/2 \cdot \cos(\theta) + \sqrt{3} \cdot \sin(\theta))) + (\sqrt{3}/2)(-\sqrt{3}/2 \cdot I_m \cos(\theta)) + (-1/2)(I_m(-1/2 \cdot \cos(\theta) - \sqrt{3} \cdot \sin(\theta))) \\ I_m \cdot \cos(\theta) + I_m(-1/2 \cdot \cos(\theta) + \sqrt{3} \cdot \sin(\theta)) + I_m(-1/2 \cdot \cos(\theta) - \sqrt{3} \cdot \sin(\theta)) \\ \sqrt{3}/2 \cdot I_m \cos(\theta) - \sqrt{3}/2 \cdot I_m \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

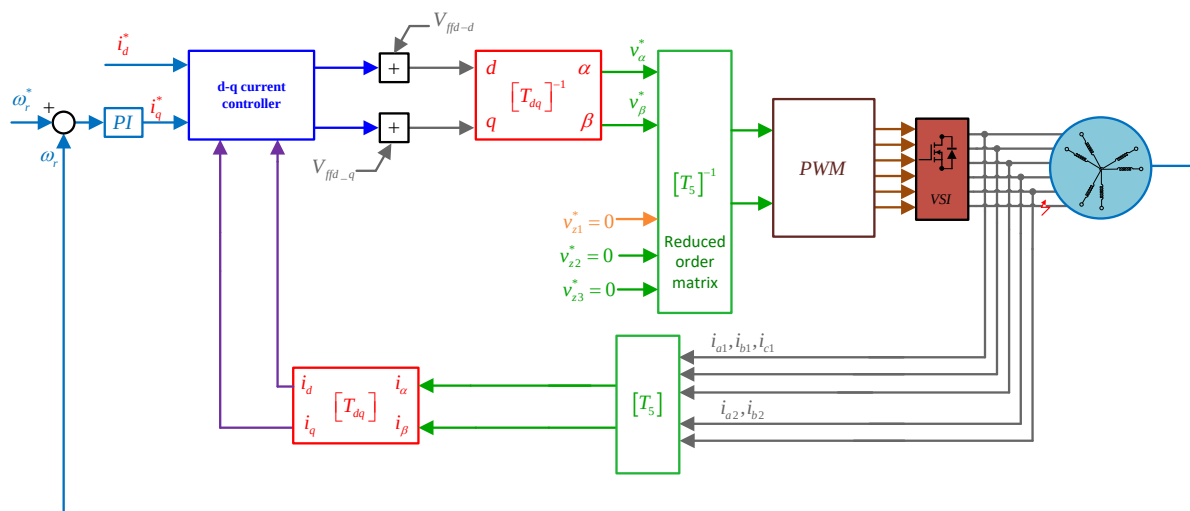
با توجه به رابطه (۹۵-۳)، می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned}
i_{z1} &= \frac{1}{3} \left[I_m \cdot \cos(\theta) - \frac{3}{4} I_m \cdot \cos(\theta) + \frac{1}{4} I_m \cdot \cos(\theta) - \frac{\sqrt{3}}{2} I_m \cdot \sin(\theta) - \frac{3}{4} I_m \cdot \cos(\theta) + \frac{1}{4} I_m \cdot \cos(\theta) + \frac{\sqrt{3}}{2} I_m \cdot \sin(\theta) \right] \\
i_{z1} &= \frac{1}{3} \left[I_m \cdot \cos(\theta) \underbrace{\left(1 - \frac{3}{4} + \frac{1}{4} - \frac{3}{4} + \frac{1}{4} \right)}_{=0} + I_m \cdot \sin(\theta) \underbrace{\left(-\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \right)}_{=0} \right] = 0 \\
i_{z2} &= 0 \\
i_{z3} &= 0
\end{aligned}
\tag{3-96}$$

بدین ترتیب برای پیاده‌سازی استراتژی حداقل تلفات با استفاده از ماتریس کاهش مرتبه یافته، باید جریان مرجع

محور Z_1 برابر با صفر قرار داده شود. جریان‌های مرجع محورهای نیز Z_2 و Z_3 دارای مقدار صفر می‌باشند. شکل ۳-۴۲

بلوک دیاگرام پیاده سازی استراتژی حداقل تلفات با استفاده از ماتریس کاهش مرتبه یافته را نشان می دهد.



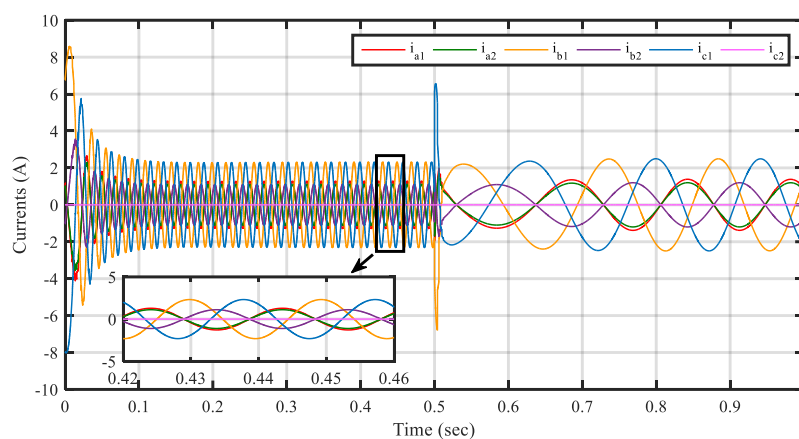
شکل ۴۲-۳: بلوک دیگرام پیاده‌سازی استراتژی حداقل تلفات براساس ماتریس کاهش مرتبه یافته برای خطای مدار باز در فاز c2

۳-۵-۲-۴- شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات براساس ماتریس کاهش مرتبه یافته برای خطای مدار باز

در فاز c2

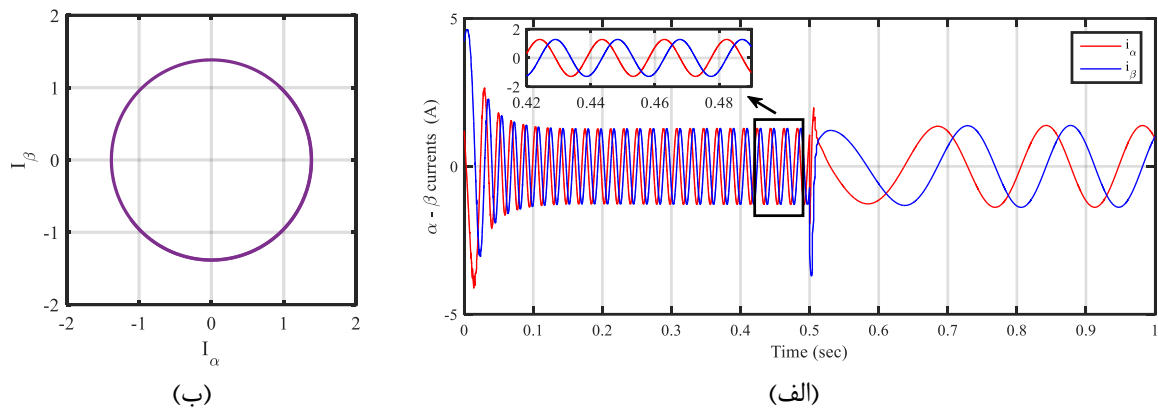
الف- سناریوی اول

جریان های موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول را در این سناریو نمایش می دهد. فاز c1 دارای خطای مدار باز می باشد و جریان آن صفر است و در لحظه $t=0.5s$ سرعت موتور کاهش می یابد، بدین ترتیب سیستم کنترل فرکانس جریان های تغذیه کننده موتور را تغییر می دهد.



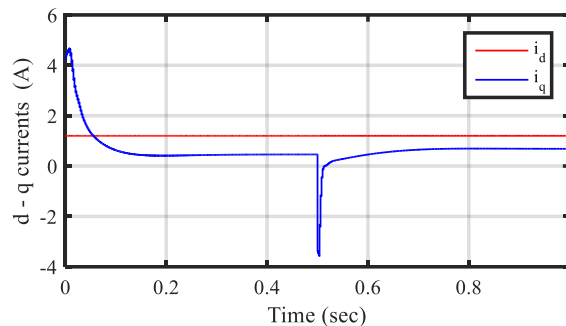
شکل ۳-۴۳ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای خطای مدار باز در فاز c2 در سناریوی اول

جریان مولفه های α و β در شکل ۳-۴۵ (الف) برحسب زمان نشان می دهد. شکل ۳-۴۵ (ب) جریان مولفه β را بر حسب جریان مولفه α نمایش می دهد. با توجه به این سناریو در لحظه $t=0.5s$ با تغییر سرعت مرجع موتور، فرکانس جریان های مولفه α و β تغییر می کند. دامنه جریان هر دو مولفه α و β برابر است و منحنی مولفه جریان α نسبت به مولفه جریان β با توجه به شکل ۳-۴۴ (ب) دایره ای شکل می باشد.



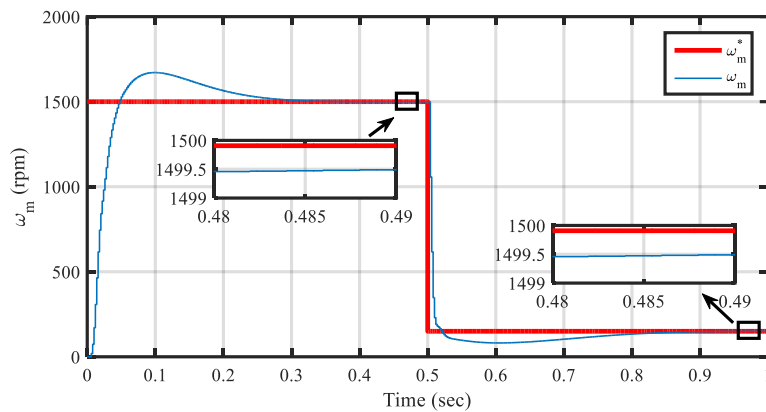
شکل ۳-۴۴ جریان مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای ماشین شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز c2 در سناریوی اول

شکل ۳-۴۵ جریان مولفه های d و q را نشان می دهد. مقدار جریان مولفه d برای این سناریو برابر با ۱.۲ آمپر می باشد. همان گونه که این شکل نشان می دهد، مقدار جریان مولفه q به خوبی مقدار مرجع ساخته شده توسط سیستم کنترل را دنبال نموده است.



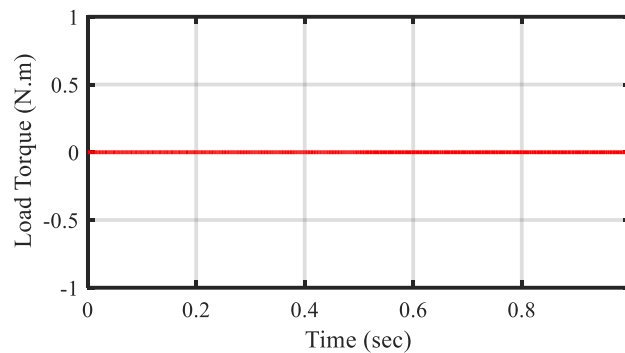
شکل ۳-۴۵ جریان مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای ماشین شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز c2 در سناریوی اول

سرعت موتور در شکل ۳-۴۶ نشان داده شده است. کنترل کننده سرعت به خوبی توانسته است سرعت موتور را در مقدار مرجع تعیین شده، تنظیم نماید. با توجه به تعریق سناریو، در لحظه $t=0.5s$ پس از کاهش مقدار سرعت مرجع نیز سرعت موتور به خوبی در مقدار مرجع تنظیم گشته است.



شکل ۳-۴۶ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای ماشین شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز c2 در سناریوی اول

شکل ۳-۴۷ گشتاور بار را در این سناریو نمایش می دهد. موتور در این سناریو به صورت بی بار است.

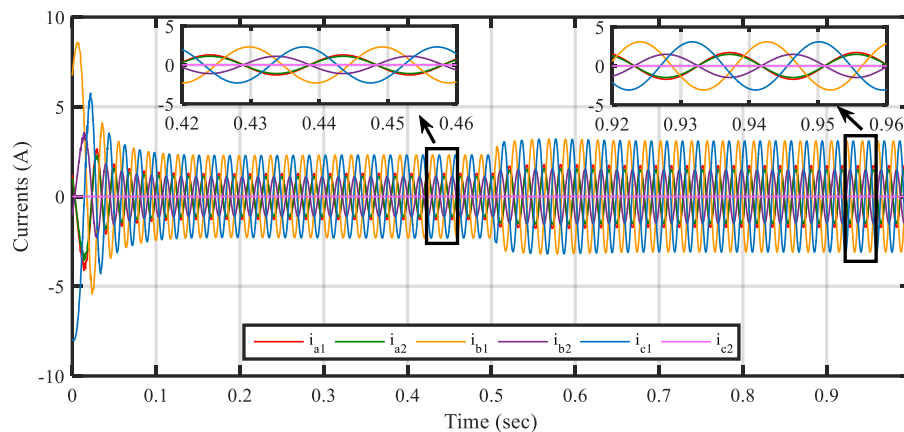


شکل ۳-۴۷ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای ماشین شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز c2 در سناریوی اول

ب- سناریوی دوم

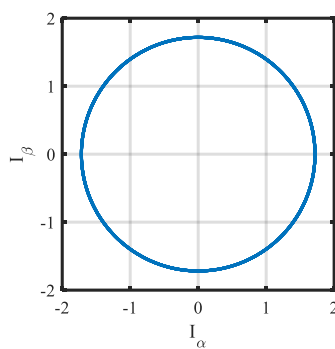
شکل ۳-۴۸ جریان های شش فاز را در برای این سناریو نمایش می دهد. در لحظه $t=0.5s$ مقدار گشتاور بار افزایش

می یابد و در نتیجه مقادیر دامنه جریان های پنج فاز سالم نیز افزایش می یابد.

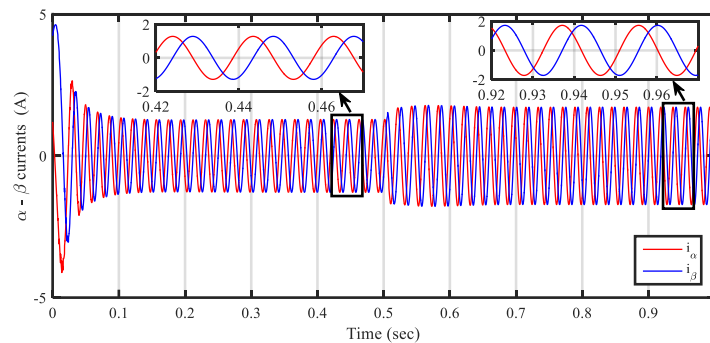


شکل ۳-۴۸ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای خطای مدار باز در فاز c2 در سناریوی دوم

جریان مولفه های α و β در شکل ۳-۴۹ (الف) بر حسب زمان رسم شده است. شکل ۳-۴۹ (ب) جریان مولفه β را بر حسب جریان مولفه α نمایش می دهد. در لحظه $t=0.5s$ با افزایش گشتاور بار، مقدار دامنه جریان های مولفه های α و β افزایش می باید و شکل ۳-۴۹ (ب) نشان می دهد که دامنه جریان مولفه α برابر با دامنه جریان مولفه β می باشد.



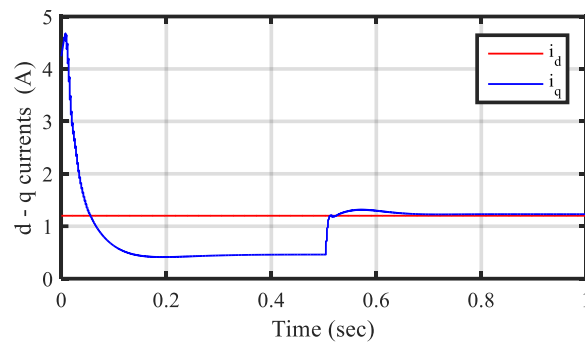
(ب)



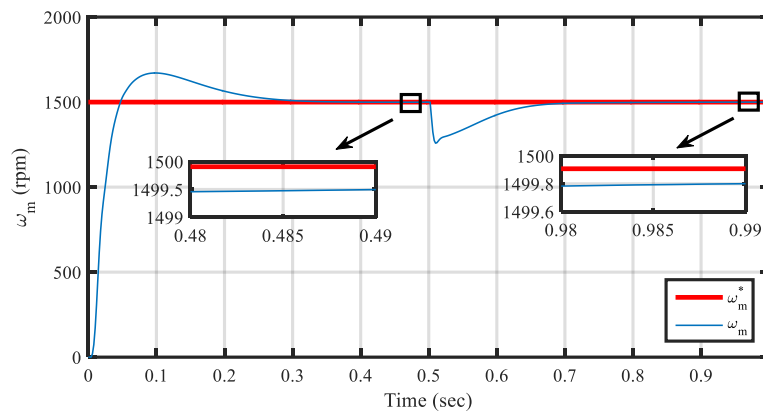
(الف)

شکل ۳-۴۹ جریان مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای ماشین شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز c2 در سناریوی دوم

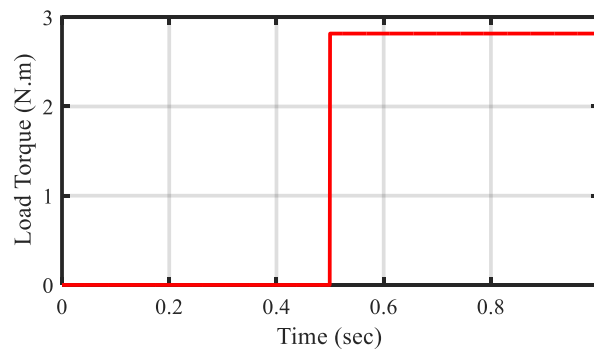
شکل ۳-۵۰ جریان مولفه های d و q را نشان می دهد. جریان محور q مقدار مرجع ساخته شده توسط سیستم کنترل را به خوبی دنبال می نماید. جریان مولفه d نیز در این سناریو برابر با ۱.۲ آمپر می باشد.



شکل ۳-۵۰ جریان مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز در فاز $c2$ در سناریوی دوم
 سرعت موتور در شکل ۳-۵۱ نشان داده شده است. سرعت موتور با توجه به کنترلر PI طراحی شده، مقدار مرجع را به طور مناسب دنبال می نماید.



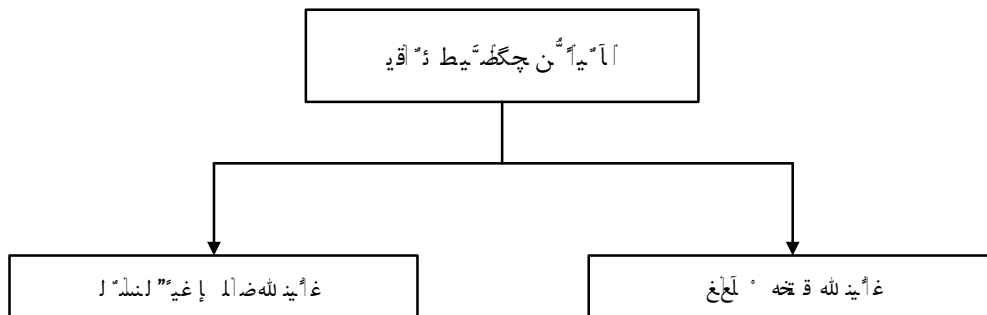
شکل ۳-۵۱ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای ماشین شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز $c1$ در سناریوی دوم
 شکل ۳-۵۲ گشتاور بار را در این سناریو نمایش می دهد. در لحظه $t=0.5s$ مقدار گشتاور ۲.۸۱۷ نیوتون متر با توجه به ضریب derating مربوط به این سناریو، به موتور اعمال می گردد.



شکل ۳-۵۲ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداقل تلفات مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای ماشین شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز $c1$ در سناریوی دوم

۳-۶-۱- استراتژی حداکثر گشتاور

در این بخش روش های مربوط به استراتژی حداکثر گشتاور مورد بررسی قرار می گیرد. روش حداکثر گشتاور در پی استحصال حداکثر دامنه جریان مولفه های $\alpha - \beta$ با برآورده نمودن محدودیت های در نظر گرفته شده پس از وقوع خطا می باشد. همانند دسته بندی که برای استراتژی حداقل تلفات در بخش ۳-۵- گردید، استراتژی حداکثر گشتاور را نیز می توان مطابق شکل ۳-۵۳ براساس نوع ماتریس تبدیل بکار گرفته شده، دسته بندی نمود.



شکل ۳-۵۳ دسته بندی روش های مربوط به استراتژی حداکثر گشتاور براساس نوع ماتریس تبدیل بکار رفته

۳-۶-۱-۱ استراتژی حداکثر گشتاور براساس ماتریس وضعیت سالم

در این قسمت به بررسی روش های استراتژی حداکثر گشتاور مبتنی بر ماتریس وضعیت سالم برای موتورهای القایی شش فاز پرداخته می شود.

۳-۶-۱-۱-۱ روش ضرایب

۳-۶-۱-۱-۱-۱ خطای مدار باز یک فاز

در این روش ضرایب مطرح شده در رابطه (۳-۲۹) به صورتی انتخاب می شوند که بزرگترین دامنه $|I\alpha\beta|$ (از این رو حداکثر گشتاور) با در نظر گرفتن حداکثر دامنه جریان فاز برابر مقدار نامی، فراهم گردد. این موضوع معادل یافتن ضرایبی است که بیشترین مقدار a_0 را ارائه می دهند. با فرض مدار باز بودن فاز c_2 ، جدول ۳-۵ ضرایب مربوط به استراتژی حداکثر گشتاور برای پیکربندی های با یک و دو نقطه نول مجزا، ارائه می دهد [۲۰].

جدول ۳-۵ ضرایب مربوط به استراتژی حداکثر گشتاور با استفاده از روش ضرایب بین مولفه های ماتریس دکوپله کننده وضعیت سالم - برای فاز مدار باز c2

ضریب derating	K_4	K_3	K_2	K_1	پیکربندی نقاط نول
0.577	-1^*	0^*	0	-1	دو نقطه نول ایزوله
0.694	-0.641	-0.209	-0.754	-0.295	یک نقطه نول ایزوله

* ضرایب K_4 و K_3 براساس توپولوژی دو نقطه نول، مستقل از هر نوع استراتژی، به ترتیب ۰ و -۱ می باشند.

۲-۱-۱-۳- استخراج ضرایب مربوط به استراتژی حداکثر گشتاور بر اساس بهینه سازی

برای پیاده سازی مسئله بهینه سازی مربوط به استراتژی حداکثر گشتاور به منظور استخراج جریان های مرجع، در ابتدا

باید تابع هدف را مشخص نمود. با در نظر گرفتن جریان های $i_\alpha(t)$ و $i_\beta(t)$ به صورت روابط (۳-۹۷) و (۳-۹۸):

$$i_\alpha(t) = |I_{\alpha\beta}| \cos(\theta) \quad (3-97)$$

$$i_\beta(t) = |I_{\alpha\beta}| \sin(\theta) \quad (3-98)$$

تابع هدف برای استراتژی حداکثر گشتاور به صورت ذیل می باشد:

$$\max(|I_{\alpha\beta}|) \quad (3-99)$$

تابع هدف یافتن مقدار بیشینه برای دامنه جریان $I_{\alpha\beta}$ با در نظر گرفتن محدودیت های ذیل می باشد:

الف- محدودیت مربوط به مسیر دایره ای شکل جریان های مولفه α و β :

$$\begin{aligned} I_\alpha &= I_\beta \\ \varphi_\alpha &= \varphi_\beta - \pi/2 \end{aligned} \quad (3-100)$$

ب- محدودیت مربوط به توپولوژی ماشین براساس نقطه نول؛ دو نقطه نول مجزا و یا یک نقطه نول

برای توپولوژی با دو نقطه نول مجزا:

$$\begin{aligned} i_{0+} = 0 &= i_{a1}(t) + i_{b1}(t) + i_{c1}(t) \\ i_{0-} = 0 &= i_{a2}(t) + i_{b2}(t) + i_{c2}(t) \end{aligned} \quad (3-101)$$

و برای توپولوژی با یک نقطه نول:

$$i_{0+} + i_{0-} = 0 \quad (3-102)$$

ج- محدودیت مربوط به جریان های دارای خطا

$$I_k = 0 \quad \forall k \in \{Faulted \text{ phases}\} \quad (3-103)$$

د- محدودیت مربوط به فراتر نرفتن مقادیر جریان از مقدار نامی

$$I^{pre-fault} \leq I_N \quad (3-104)$$

۳-۱-۱-۳ خطای مدار باز تکفاز برای فازهای مختلف

در [۶۷] بیان می گردد که در صورتی که فاز a1 مدار باز باشد، برای توپولوژی با دو نقطه نول، با توجه به رابطه (۳-۴۸)، جریان مرجع محور x مشخص می باشد و باید جریان مرجع محور y مشخص گردد. رفرنس جریان y برای توپولوژی با دو نقطه نول با برآورده نمودن محدودیت هایی نظیر، حداکثر دامنه مجاز برای جریان های فازهای سالم پس از خطا $I_N^{postfault} \leq I$ ، محدودیت شکل دایره ای برای جریان های α - β (رابطه (۳-۱۰۰)) و اعمال رابطه (۳-۴۸) در تبدیل کلارک، به صورت ذیل بدست می آید:

$$i_{ys}^* = -i_{\beta s} \quad (3-105)$$

جدول ۳-۶ ضرایب را برای هر دو نوع توپولوژی با در نظر گرفتن فاز مدار باز a1، نمایش می دهد [۲۰].

جدول ۳-۶ ضرایب مربوط به استراتژی حداکثر گشتاور با استفاده از روش ضرایب بین مولفه های ماتریس دکوپله کننده وضعیت سالم _ برای فاز مدار باز a1

ضریب derating	K_4	K_3	K_2	K_1	پیکربندی نقاط نول
0.555	-1	0	0*	-1*	دو نقطه نول ایزوله
0.536	-0.295	-0.754	-0.209	-0.641	یک نقطه نول ایزوله

* ضرایب K_1 و K_2 براساس توپولوژی دو نقطه نول، مستقل از هر نوع استراتژی، به ترتیب ۰ و -۱ می باشند.

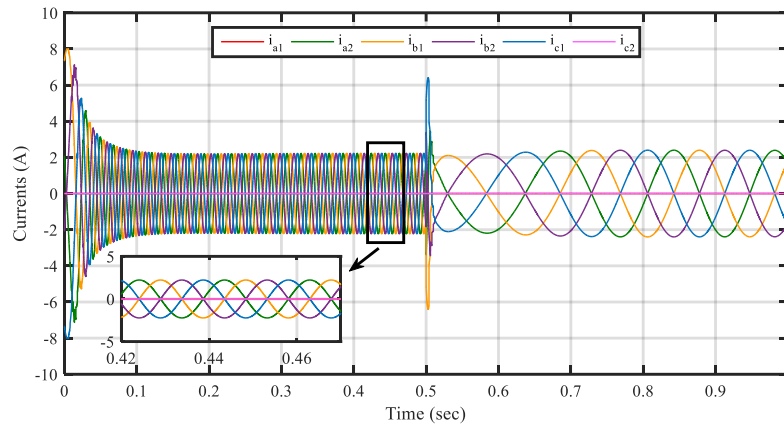
۳-۱-۲-۳ شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای ماشین شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت

خطای مدار باز در فاز a1 با استفاده از روش ضرایب

الف- سناریوی اول

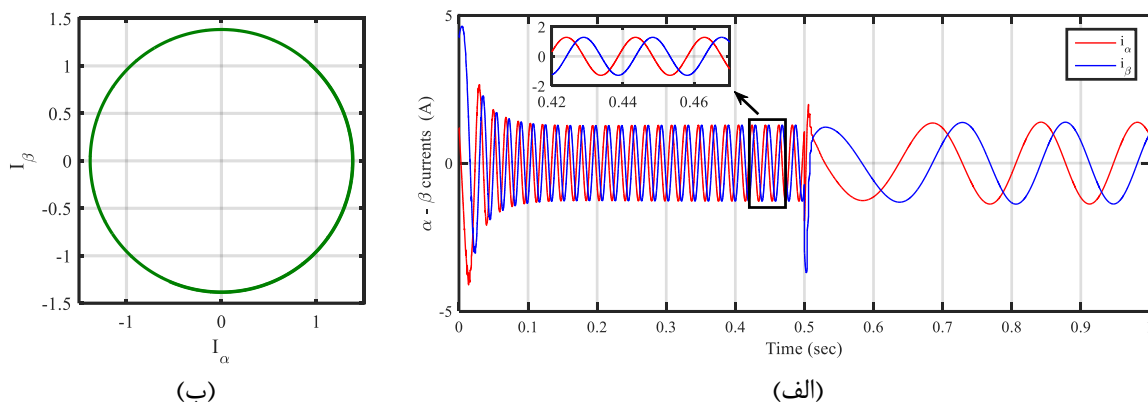
شکل ۳-۵۴ جریان های موتور القایی شش فاز با دو نقطه نول را برای این سناریو نمایش می دهد. با توجه به اتخاذ استراتژی حداکثر گشتاور، مشاهده می گردد که دامنه جریان های فاز سالم باقیمانده دارای مقادیر یکسان می باشند. فاز

a1 دارای خطای مدار باز می باشد و جریان آن صفر است و در لحظه $t=0.5s$ سرعت موتور کاهش می یابد، بدین ترتیب فرکانس جریان های تغذیه کننده موتور با توجه به سیستم کنترل طراحی شده، کاهش می یابد.



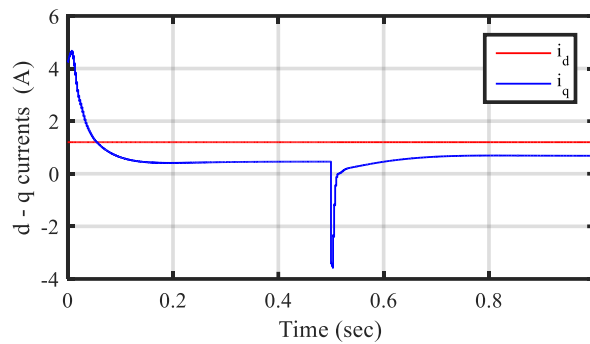
شکل ۳-۵۴ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول

شکل ۳-۵۵ (الف) جریان مولفه های α و β بر حسب زمان نشان داده شده است. شکل ۳-۵۵ (ب) جریان مولفه β را بر حسب جریان مولفه α نمایش می دهد. دامنه جریان هر دو مولفه α و β برابر بوده و منحنی مولفه جریان α نسبت به مولفه جریان β با توجه به شکل ۳-۵۵ (ب) به صورت دایره ای شکل می باشد. در این سناریو در لحظه $t=0.5s$ سرعت مرجع موتور تغییر یافته و بدین ترتیب فرکانس جریان های مولفه α و β تغییر می کند.



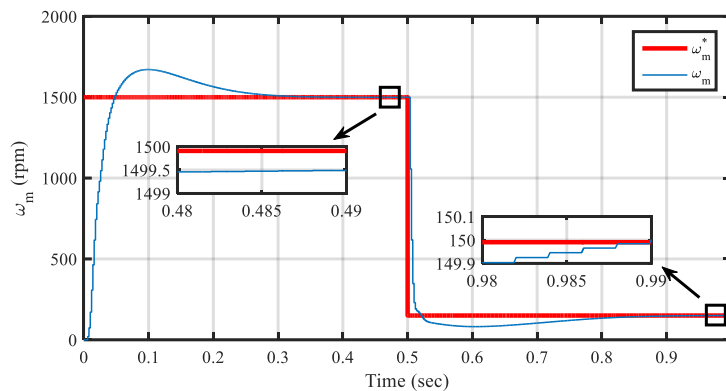
شکل ۳-۵۵ (الف) جریان مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول

شکل ۳-۵۶ جریان مولفه های d و q را نشان می دهد. جریان مرجع مولفه q براساس خروجی کنترل کننده سرعت ساخته شده است و مقدار جریان مولفه q ، به خوبی مقدار مرجع را دنبال نموده است. مقدار جریان مولفه d برای این موتور برابر با ۱.۲ آمپر می باشد.



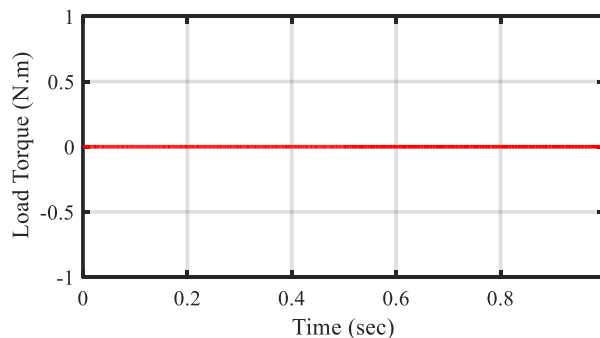
شکل ۳-۵۶ جریان مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول

سرعت موتور در شکل ۳-۵۷ نشان داده شده است. با توجه به شکل کنترل کننده سرعت به خوبی توانسته است سرعت موتور را در مقدار مرجع تعیین شده، تنظیم نماید. در لحظه $t=0.5s$ با کاهش مقدار سرعت مرجع، سرعت موتور نیز به خوبی مقدار مرجع را دنبال نموده است.



شکل ۳-۵۷ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول

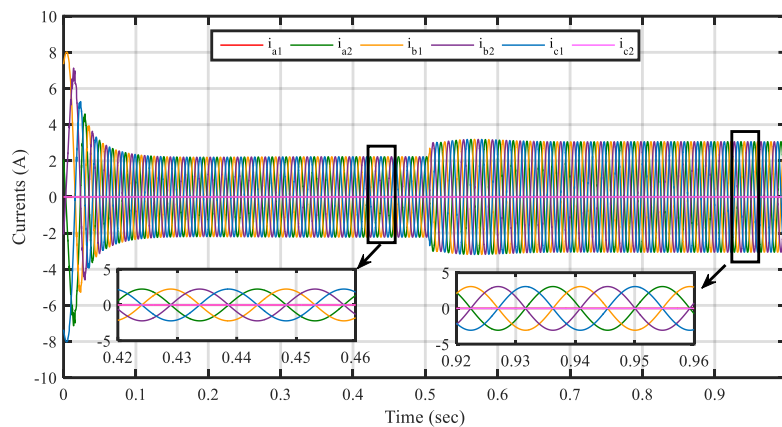
شکل ۳-۵۸ گشتاور بار را در این سناریو نمایش می دهد. موتور از ابتدای شبیه سازی با توجه به سناریوی تعریف شده، بی بار است.



شکل ۳-۵۸ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی اول

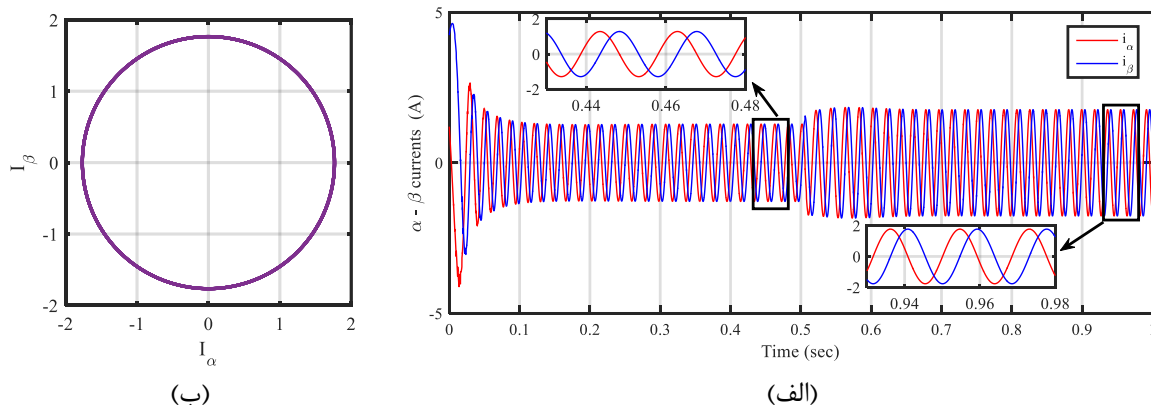
ب- سناریوی دوم

شکل ۵۹-۳ جریان های موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول را برای این سناریو نمایش می دهد. همان گونه که مشاهده می گردد دامنه جریان های فاز سالم باقیمانده دارای مقادیر یکسان می باشند که این امر ناشی از استراتژی حداکثر گشتاور اتخاذ شده است. فاز a1 دارای خطای مدار باز می باشد. با توجه به افزایش مقدار گشتاور بار در لحظه $t=0.5s$ ، مقادیر دامنه جریان های پنج فاز سالم نیز افزایش می یابد.



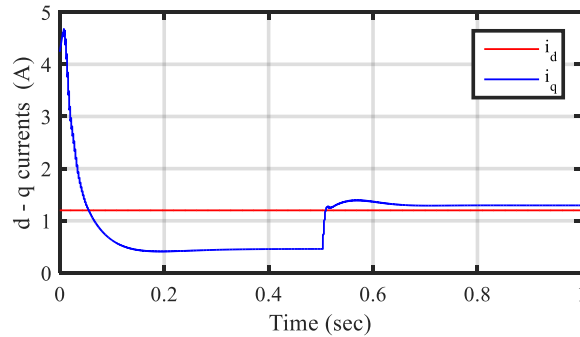
شکل ۵۹-۳ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم

جریان مولفه های α و β در شکل ۶۰-۳ (الف) برحسب زمان نشان داده شده است. شکل ۶۰-۳ (ب) جریان مولفه β را بر حسب جریان مولفه α نمایش می دهد. در لحظه $t=0.5s$ گشتاور بار افزایش می باید و مقدار دامنه جریان های مولفه های α و β نیز افزایش می یابند. در شکل ۶۰-۳ (ب) نشان داده شده است که دامنه جریان مولفه α برابر با دامنه جریان مولفه β می باشد.



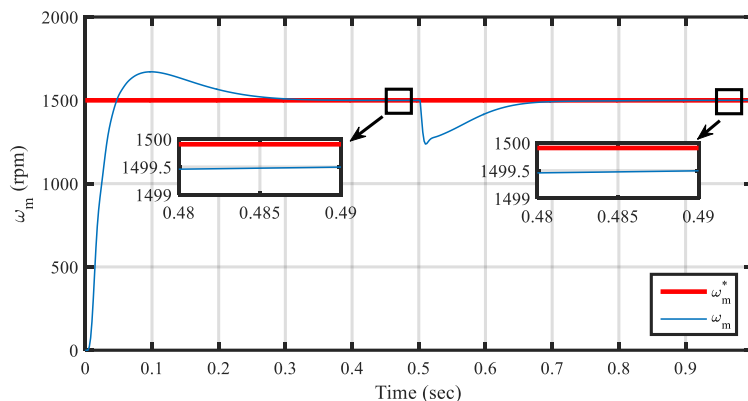
شکل ۶۰-۳ جریان مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم

شکل ۳-۶۱ جریان مولفه های d و q را نشان می دهد. مقدار ۱.۲ آمپر برای جریان مولفه d در این سناریو در نظر گرفته شده است. جریان محور q با توجه به افزایش گشتاور بار، مقدار مرجع ساخته شده توسط سیستم کنترل را دنبال می نماید.



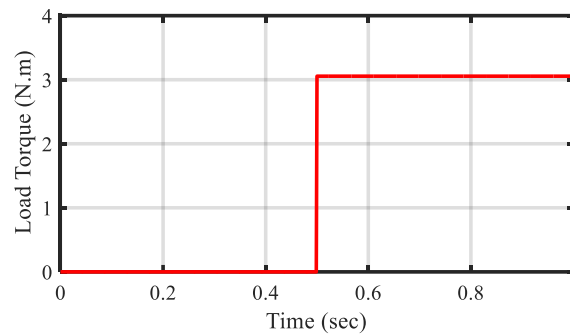
شکل ۳-۶۱ جریان مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز $a1$ در سناریوی دوم

سرعت موتور در شکل ۳-۶۲ نشان داده شده است. با توجه طراحی مناسب کنترل کننده PI سرعت، در این شکل نشان داده شده است که سرعت به خوبی مقدار مرجع را دنبال می نماید.



شکل ۳-۶۲ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز $a1$ در سناریوی دوم

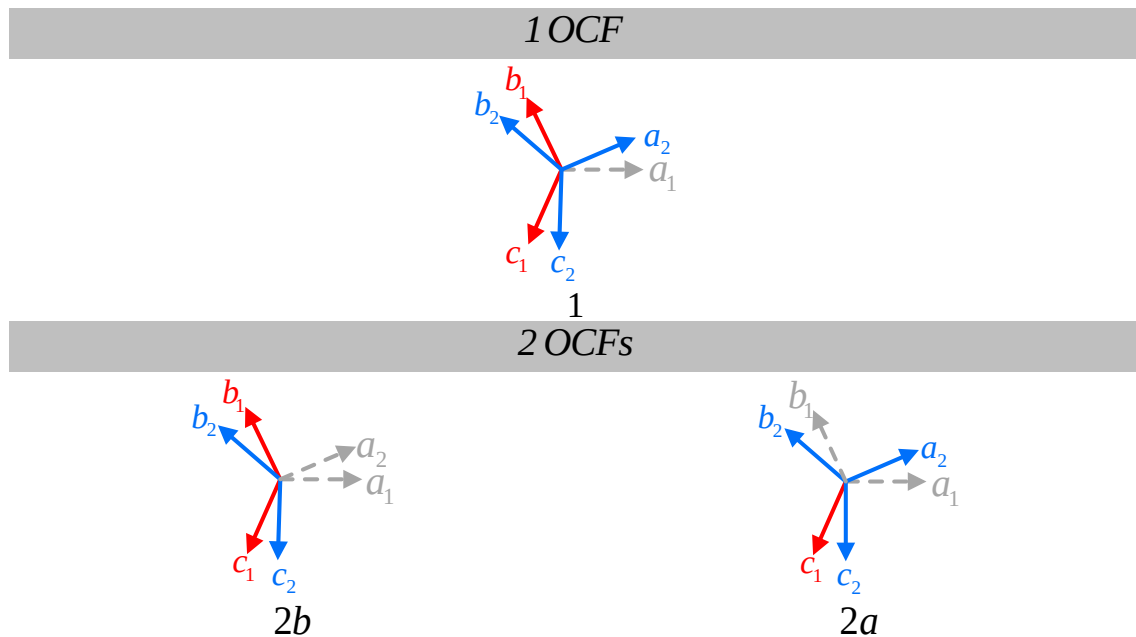
شکل ۳-۶۳ گشتاور بار را در این سناریو نمایش می دهد. در لحظه $t=0.5s$ مقدار گشتاور ۳.۰۵۵ نیوتون متر با توجه به ضریب derating مربوط به این سناریو، به موتور اعمال می گردد.

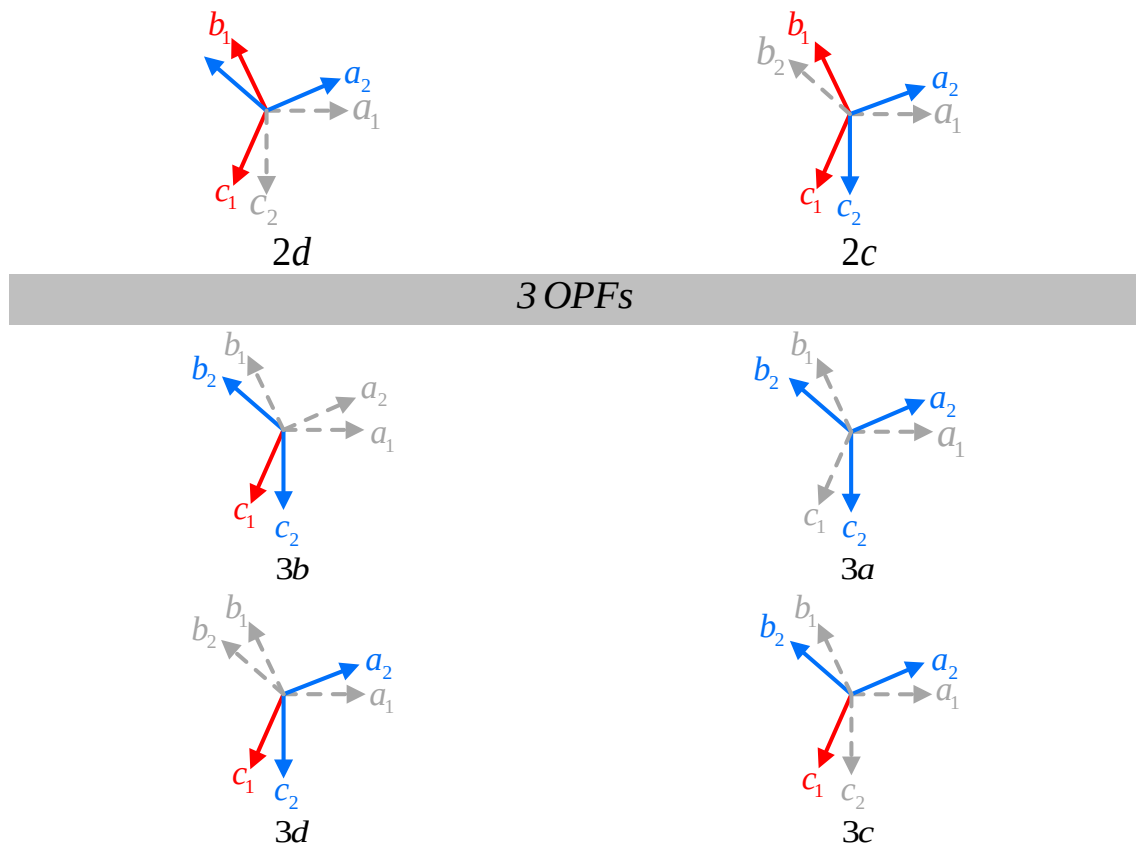


شکل ۶۳-۳ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز a1 در سناریوی دوم

۳-۶-۱-۳- خطای مدار باز بیش از یک فاز

به طور کلی ۴۱ سناریو خطای مختلف برای مقادیر دلخواه γ (زاویه شیفت فاز بین سیم پیچ های سه فاز در یک موتور القایی شش فاز _سیم پیچ های شماره ۱ و ۲) وجود دارد، اما تنها حداکثر نه سناریوی خطای مستقل به برای ماشین شش فاز نامتقارن (A6) باقی می ماند. سناریوهای مستقل خطا برای ماشین شش فاز نامتقارن در جدول ۷-۳ ارائه شده است. ساختارهای سیم پیچ تحت سناریوهای خطای مختلف با استفاده از یک سیم پیچ ماشین شش فاز نامتقارن در شکل ۶۴-۳ نشان داده شده است [۶۱].





شکل ۶۴-۳ سناریوهای مختلف خطا برای فازهای موتور القایی شش فاز نامتقارن [۶۱]

کاهش در تعداد سناریوهای خطای مستقل به دو دلیل کاملاً متفاوت است: تقارن ساختاری و عملکرد تک فاز. در موارد «تقارن ساختاری»، ماشین های پس از خطا در دو یا چند سناریوی خطا، ساختار پس از خطای مشابهی دارند. این امر باعث ایجاد شکل موج های جریان پس از خطای یکسان (اما ترتیب فازهای متفاوت)، ضریب derating یکسان می شود و از این رو جایگزین^۱ در نظر گرفته می شوند. به عنوان مثال، برای ماشین شش فاز متقارن (S6) مورد 2d یک سناریوی جایگزین برای مورد 2b است. جدای از تقارن ساختاری، سناریوهایی وجود دارد که در آن جریان های α و β دیگر قابل کنترل نیستند و شرایط را غیر ممکن می سازند. در چنین سناریوهایی، ماشین به یک ماشین تک فاز کاهش می یابد و عملکرد پس از خطا امکان پذیر نیست [۶۱]. با توجه به سناریوهای تعریف شده در جدول ۷-۳، ضرایب K_1 تا K_8 برای توپولوژی با یک نقطه نول در جدول ۸-۳ ارائه شده است. جدول ۹-۳ نیز ضرایب را برای سناریوهای مستقل تعریف شده برای توپولوژی با دو نقطه نول، ارائه می دهد [۶۱].

¹ redundant

جدول ۳-۷ سناریوهای مستقل برای ماشین شش فاز نامتوازن (A6) [۶۱]

تعداد خطای مدار باز	خطا	فازهای دارای خطا
خطای مدار باز تک فاز	1	a_1
خطای مدار باز دو فاز	$2a$	$a_1 - b_1$
	$2b$	$a_1 - a_2$
	$2c$	$a_1 - b_2$
	$2d$	$a_1 - c_2$
خطای مدار باز سه فاز	$3a$	$a_1 - b_1 - c_1$
	$3b$	$a_1 - b_1 - a_2$
	$3c$	$a_1 - b_1 - c_2$
	$3d$	$a_1 - b_1 - b_2$

جدول ۳-۸ ساخت مجدد مرجع جریان های x-y و 0+0- در وضعیت پس از خطا برای تمامی سناریوهای مستقل برای ماشین شش فاز نامتوازن با یک نقطه نول (1N) [۶۱]

خطا	K_1	K_2	K_3	K_4	K_5	K_6	K_7	K_8	a
1	-0.641	-0.209	-0.754	-0.296	-0.359	0.209	0.359	-0.209	0.694
$2a$	-0.536	0.268	-0.804	0.536	-0.464	-0.268	0.464	0.268	0.558
$2b$	-1	0	-3.464	-1	0	0	0	0	0.289
$2c$	0	-0.268	-0.268	0	-1	0.268	1	-0.268	0.588
$2d$	-1	0	0	-1	0	0	0	0	0.577
$3a$	-1	0	0	1	0	0	0	0	0.500
$3b$	1.366	1.366	-4.097	-1.366	-2.365	-1.366	2.365	1.366	0.122
$3c$	-1	0.732	0	-0.268	0	-0.732	0	0.732	0.408
$3d$	0.732	-1	-3	2.732	-1.732	1	1.732	-1	0.149

جدول ۳-۹ مرجع های جریان x-y و 0+0- در وضعیت پس از خطا برای تمامی سناریوهای مستقل برای ماشین شش فاز نامتوازن با دو نقطه نول (2N) [۶۱]

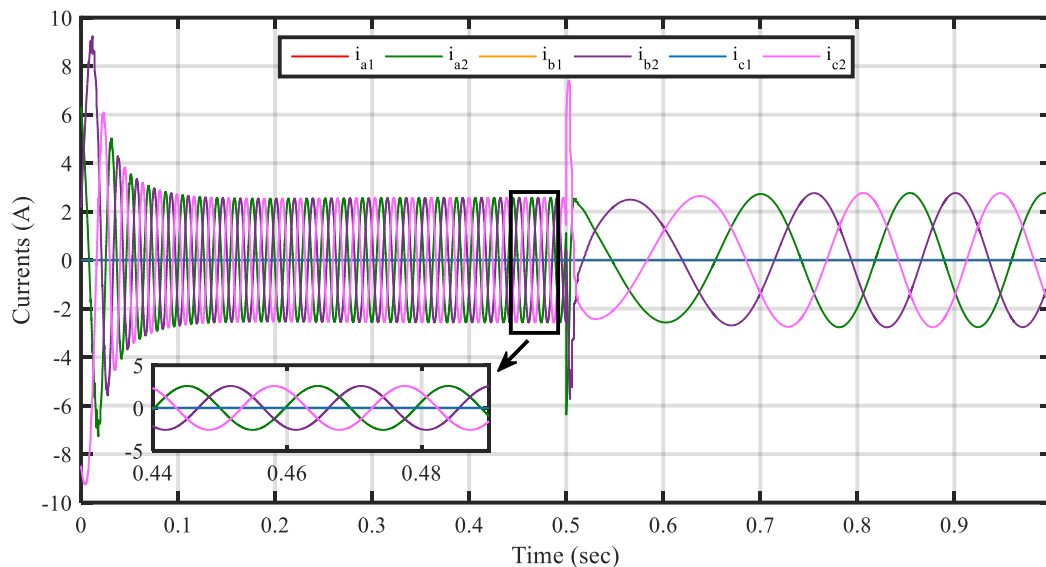
خطا	K_1	K_2	K_3	K_4	a
1	-1	0	0	-1	0.577
$2a$	-1	0	0	1	0.500
$2b$	-1	0	-3.464	-1	0.289
$2c$	-1	0	3.464	-1	0.289
$2d$	-1	0	0	-1	0.577
$3a$	-1	0	0	1	0.500
$3b$	—	—	—	—	0
$3c$	—	—	—	—	0
$3d$	—	—	—	—	0

۴-۱-۶-۳- شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای ماشین القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول

تحت خطای مدار باز دو فاز a1 و b1

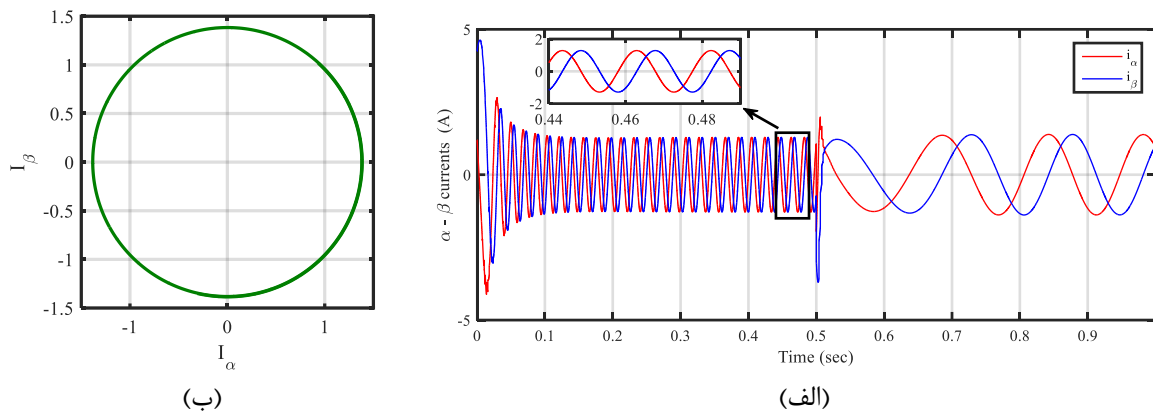
الف- سناریوی اول

شکل ۳-۶۵ جریان های موتور القایی شش فاز نامتقارن را برای این سناریو نمایش می دهد با توجه به اتخاذ استراتژی حداکثر گشتاور دامنه جریان های فاز سالم باقیمانده دارای مقادیر یکسان می باشند. فازهای a1 و b1 دارای خطای مدار باز می باشند و بنابراین مدار جریان آنها صفر است. در لحظه $t=0.5s$ با کاهش سرعت موتور، فرکانس جریان های تغذیه کننده موتور با توجه به سیستم کنترل طراحی شده، کاهش می یابد.



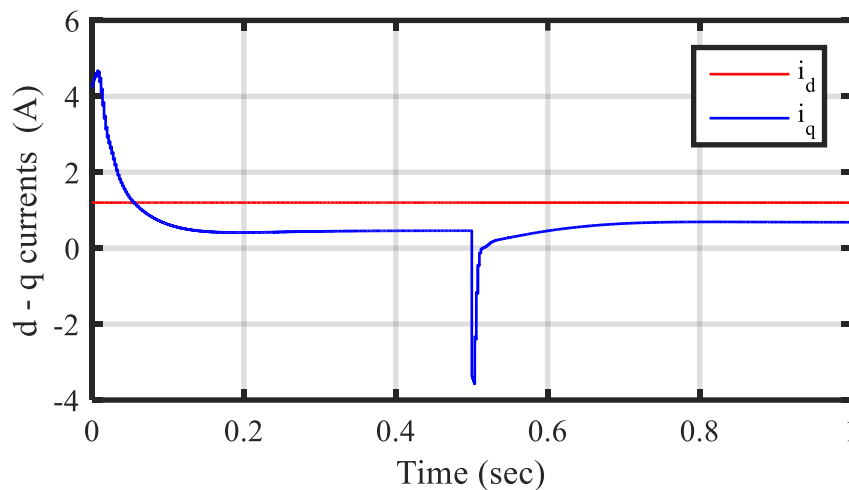
شکل ۳-۶۵ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای خطای مدار باز در فازهای a1 و b1 در سناریوی اول

شکل ۳-۶۶ (الف) جریان مولفه های α و β بر حسب زمان نشان می دهد. شکل ۳-۶۶ (ب) جریان مولفه β را بر حسب جریان مولفه α نمایش می دهد. با توجه به شکل ۳-۶۶ (ب) دامنه جریان هر دو مولفه α و β برابر بوده و منحنی مولفه جریان α نسبت به مولفه جریان β به شکل دایره می باشد. در این سناریو در لحظه $t=0.5s$ با تغییر سرعت مرجع موتور فرکانس جریان های مولفه α و β نیز تغییر می کند.



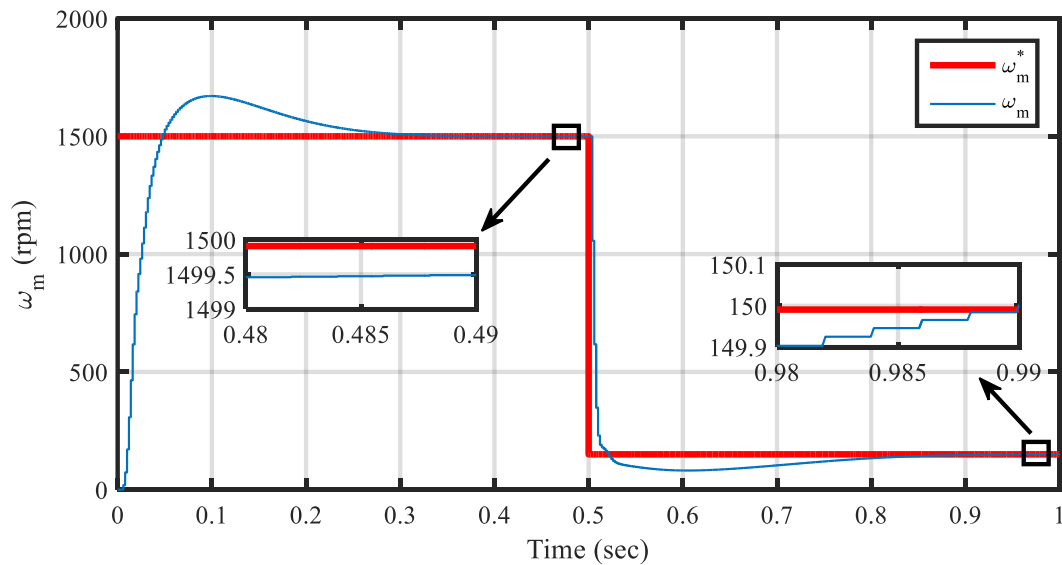
شکل ۳-۶۶ جریان مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای $a1$ و $b1$ در سناریوی اول

شکل ۳-۶۷ جریان مولفه های d و q را نشان می دهد. مقدار جریان مولفه d در این سناریو با مقدار 1.2 آمپر در نظر گرفته شده است. مقدار جریان مولفه q ، به خوبی مقدار مرجع را دنبال نموده است.



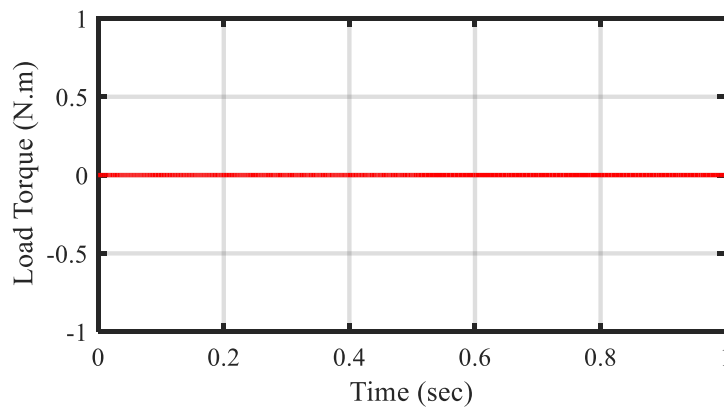
شکل ۳-۶۷ جریان مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای $a1$ و $b1$ در سناریوی اول

سرعت موتور در شکل ۳-۶۸ نشان داده شده است. همان طور که در این شکل مشخص است، کنترل کننده سرعت به خوبی توانسته است سرعت موتور را در مقدار مرجع تعیین شده، تنظیم نماید. در لحظه $t=0.5s$ با کاهش مقدار سرعت مرجع نیز سرعت موتور مقدار سرعت مرجع را دنبال نموده است.



شکل ۶۸-۳ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای a1 و b1 در سناریوی اول

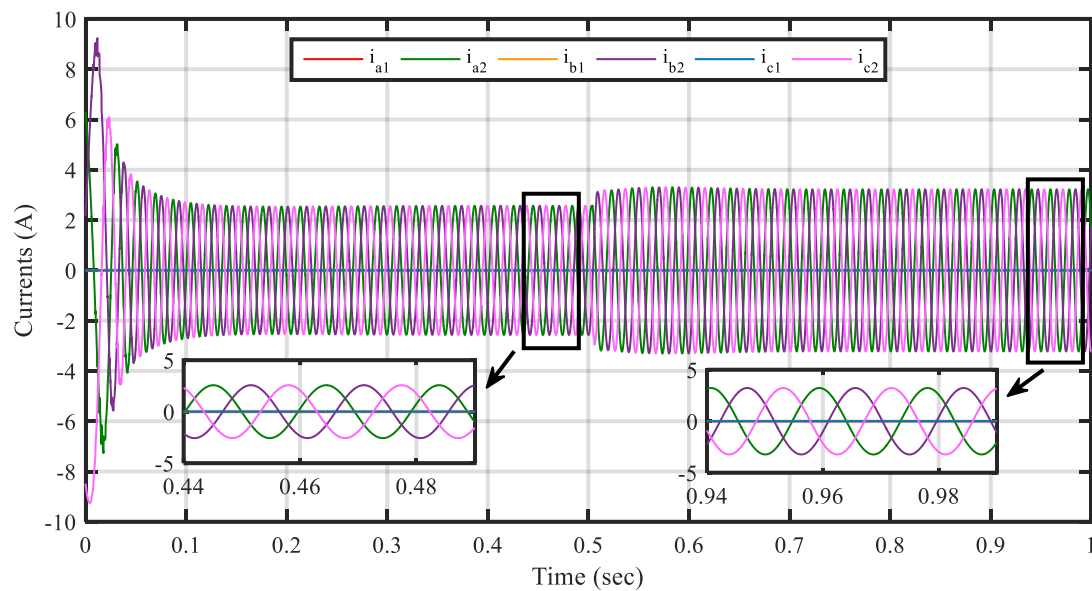
شکل ۶۹-۳ گشتاور بار را در این سناریو نمایش می دهد. همان گونه که شکل نشان می دهد، موتور در این سناریو به صورت بی بار مورد آزمایش قرار گرفته است.



شکل ۶۹-۳ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای a1 و b1 در سناریوی اول

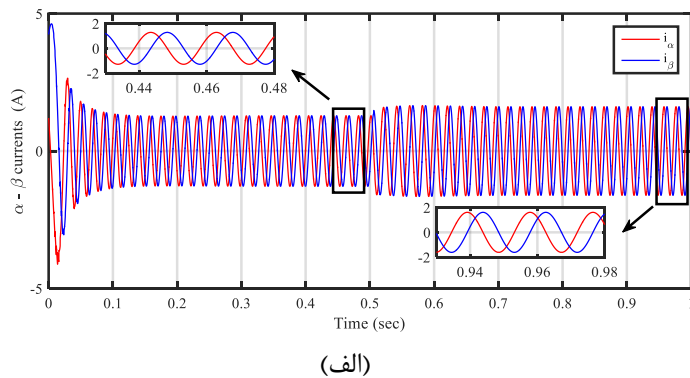
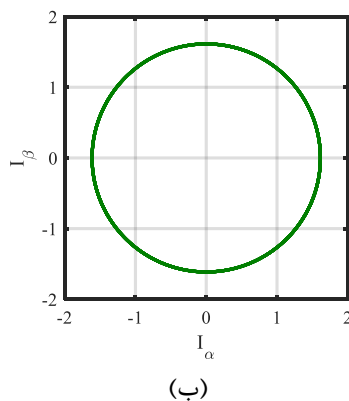
ب- سناریوی دوم

شکل ۷۰-۳ جریان های موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در این سناریو نمایش می دهد. با توجه به افزایش مقدار گشتاور بار در لحظه $t=0.5s$ ، مقادیر دامنه جریان های فازهای سالم باقیمانده نیز افزایش می یابد.



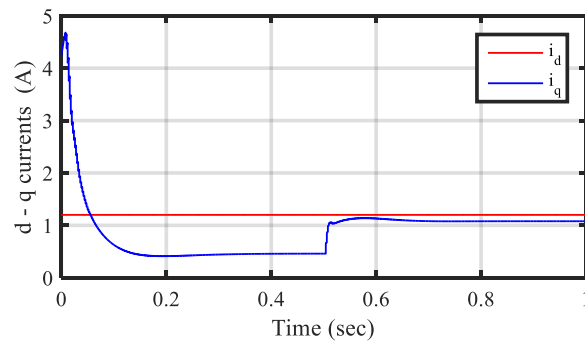
شکل ۳-۷۰ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای خطای مدار باز در فازهای a1 و b1 در سناریوی دوم

جریان مولفه های α و β در شکل ۳-۷۱ (الف) برحسب زمان نشان داده شده است. شکل ۳-۷۱ (ب) جریان مولفه β را بر حسب جریان مولفه α نمایش می دهد. با افزایش گشتاور بار، مقدار دامنه جریان های مولفه های α و β افزایش می یابد و در شکل ۳-۷۱ (ب) نشان داده شده است که دامنه جریان مولفه α برابر با دامنه جریان مولفه β می باشد.



شکل ۳-۷۱ جریان مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای a1 و b1 در سناریوی دوم

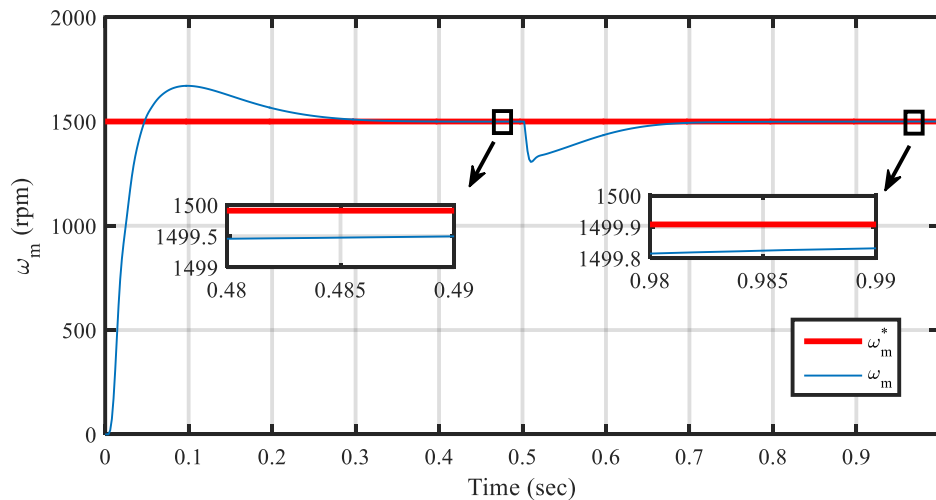
شکل ۳-۷۲ جریان مولفه های d و q را نشان می دهد. جریان محور q مقدار مرجع ساخته شده توسط سیستم کنترل را به خوبی دنبال می نماید. جریان مولفه d نیز در این سناریو برابر با ۱.۲ آمپر می باشد.



شکل ۳-۷۲ جریان مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای a1 و b1 در سناریوی دوم

سرعت موتور در شکل ۳-۷۳ نشان داده شده است. با توجه به کنترلر PI طراحی شده برای کنترل سرعت، همان

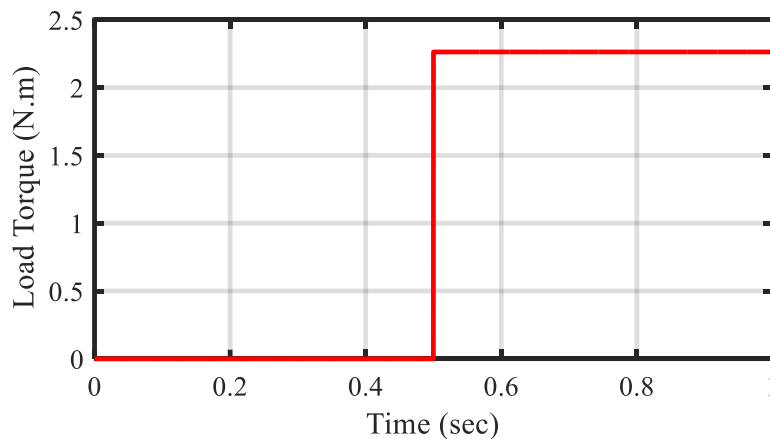
طور که در شکل مشخص است، سرعت به خوبی مقدار مرجع را دنبال می نماید.



شکل ۳-۷۳ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای a1 و b1 در سناریوی دوم

شکل ۳-۷۴ گشتاور بار را در این سناریو نمایش می دهد. در لحظه $t=0.5s$ مقدار گشتاور ۲.۲۶۲۶ نیوتون متر با

توجه به ضریب derating مربوط به این سناریو، به موتور اعمال می گردد.



شکل ۳-۷۴ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فازهای a1 و b1 در سناریوی دوم

۳-۶-۲- استراتژی حداکثر گشتاور براساس ماتریس کاهش مرتبه یافته

۳-۶-۲-۱- استراتژی حداکثر گشتاور براساس تقسیم جریان های فاز به دو مولفه سینوسی و کسینوسی

برای خطای مدار باز تکفاز با استفاده از ماتریس کاهش مرتبه یافته

با توجه به مباحث ارائه شده در بخش ۳-۵-۲-۳ (استراتژی حداقل تلفات برای خطای مدار باز تکفاز براساس

ماتریس کاهش مرتبه یافته) تابع هدف J را به صورت رابطه بیان می شود. این تابع هدف حداکثر پیک جریان تمام فازها را نشان می دهد.

$$J = \max(a_{a1}^2 + b_{a1}^2, a_{b1}^2 + b_{b1}^2, a_{c1}^2 + b_{c1}^2, a_{a2}^2 + b_{a2}^2, a_{b2}^2 + b_{b2}^2) \quad (3-106)$$

بدین ترتیب شروط مسئله بهینه سازی برای استراتژی حداکثر گشتاور با در نظر گرفتن خطای مدار باز برای فاز 2،

به صورت ذیل تعریف می گردند:

الف- محدودیت مربوط به مسیر حرکت دایره ای چرخان برای $\bar{I}_m$ ، که با فرض جریان های فاز سینوسی به شکل،

این محدودیت به صورت ذیل بیان می گردد:

$$\begin{cases} \left(\begin{aligned} &a_{a1} \cos(0\theta_s) + a_{a2} \cos(1\theta_s) + a_{b1} \cos(4\theta_s) \\ &+ a_{b2} \cos(5\theta_s) + a_{c1} \cos(8\theta_s) \end{aligned} \right) = 3 \\ \left(\begin{aligned} &b_{a1} \cos(0\theta_s) + b_{a2} \cos(1\theta_s) + b_{b1} \cos(4\theta_s) \\ &+ b_{b2} \cos(5\theta_s) + b_{c1} \cos(8\theta_s) \end{aligned} \right) = 0 \\ \left(\begin{aligned} &a_{a1} \sin(0\theta_s) + a_{a2} \sin(1\theta_s) + a_{b1} \sin(4\theta_s) \\ &+ a_{b2} \sin(5\theta_s) + a_{c1} \sin(8\theta_s) \end{aligned} \right) = 0 \\ \left(\begin{aligned} &b_{a1} \sin(0\theta_s) + b_{a2} \sin(1\theta_s) + b_{b1} \sin(4\theta_s) \\ &+ b_{b2} \sin(5\theta_s) + b_{c1} \sin(8\theta_s) \end{aligned} \right) = 3 \end{cases} \quad (3-107)$$

ب- محدودیت مربوط به دو نقطه نول مجزا، یعنی $i_{a1} + i_{b1} + i_{c1} = 0$ و $i_{a2} + i_{b2} = 0$

$$\begin{cases} a_{a1} + a_{b1} + a_{c1} = 0 \\ b_{a1} + b_{b1} + b_{c1} = 0 \\ a_{a2} + a_{b2} = 0 \\ b_{a2} + b_{b2} = 0 \end{cases} \quad (3-108)$$

بدین ترتیب ضرایب a_p و b_p برای تابع هدف تعیین شده به همراه محدودیت های لازم در استراتژی حداکثر

گشتاور با در نظر گرفتن فاز مدار باز C2 به صورت ذیل خواهد بود:

$$\begin{aligned} a_{a1} &= 1, & b_{a1} &= 0; \\ a_{b1} &= -1/2, & b_{b1} &= \sqrt{3}; \\ a_{c1} &= -1/2, & b_{c1} &= -\sqrt{3}; \\ a_{a2} &= \sqrt{3}/2, & b_{a2} &= 0; \\ a_{b2} &= -\sqrt{3}/2, & b_{b2} &= 0; \end{aligned} \quad (3-109)$$

جریان های مرجع فاز را می توان با توجه به ضرایب رابطه (3-109)، به صورت رابطه (3-110) بیان نمود:

$$\begin{aligned} i_{a1} &= 0 \\ i_{b1} &= \sqrt{3} I_m \cos(\theta - \pi/2) \\ i_{c1} &= \sqrt{3} I_m \cos(\theta + \pi/2) \\ i_{a2} &= \sqrt{3} I_m \cos(\theta) \\ i_{b2} &= \sqrt{3} I_m \cos(\theta + \pi) \end{aligned} \quad (3-110)$$

در [۶۹] نیز با توجه به مباحث ارائه شده در بخش ۳ (مروری بر استخراج ماتریس کاهش مرتبه یافته در پژوهش ها

و با در نظر گرفتن اصل تعادل MMF، جریان های مورد نظر برای پنج فاز سالم باقی مانده در حالت حداکثر گشتاور

خروجی را به صورت ذیل بیان می کند:

$$\begin{aligned}
 i_{a1} &= 0 \\
 i_{b1} &= 1.732 I_m \cos(\theta - 90^\circ) \\
 i_{c1} &= 1.732 I_m \cos(\theta + 90^\circ) \\
 i_{a2} &= 1.732 I_m \cos(\theta) \\
 i_{b2} &= 1.732 I_m \cos(\theta - 180^\circ)
 \end{aligned} \tag{۳-۱۱۱}$$

اگر جریان های بهینه مرجع بدست آمده در رابطه (۳-۱۱۰) در ماتریس کاهش مرتبه یافته رابطه (۳-۵۰) ضرب

گردد:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \end{bmatrix} = [T_5] \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{a2} \\ i_{b1} \\ i_{b2} \\ i_{c1} \end{bmatrix} \tag{۳-۱۱۲}$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(\pi/6) & \cos(2\pi/3) & \cos(5\pi/6) & \cos(4\pi/3) \\ \sin(0) & 0 & \sin(2\pi/3) & 0 & \sin(4\pi/3) \\ \cos(0) & \cos(5\pi/6) & \cos(4\pi/3) & \cos(\pi/6) & \cos(2\pi/3) \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{3} I_m \cos(\theta) \\ \sqrt{3} I_m \cos(\theta - \pi/2) \\ \sqrt{3} I_m \cos(\theta + \pi) \\ \sqrt{3} I_m \cos(\theta + \pi/2) \end{bmatrix} \tag{۳-۱۱۳}$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \times \begin{bmatrix} 0 + \left(\sqrt{3}/2\right)\left(\sqrt{3} I_m \cos(\theta)\right) + (-1/2)\left(\sqrt{3} I_m \cos(\theta - \pi/2)\right) + \left(-\sqrt{3}/2\right)\left(\sqrt{3} I_m \cos(\theta + \pi)\right) + (-1/2)\left(\sqrt{3} I_m \cos(\theta + \pi/2)\right) \\ \left(\sqrt{3}/2\right)\left(\sqrt{3} I_m \cos(\theta - \pi/2)\right) + \left(-\sqrt{3}/2\right)\left(\sqrt{3} I_m \cos(\theta + \pi)\right) \\ 0 + \left(-\sqrt{3}/2\right)\left(\sqrt{3} I_m \cos(\theta)\right) + (-1/2)\left(\sqrt{3} I_m \cos(\theta - \pi/2)\right) + \left(\sqrt{3}/2\right)\left(\sqrt{3} I_m \cos(\theta + \pi)\right) + (-1/2)\left(\sqrt{3} I_m \cos(\theta + \pi/2)\right) \\ 0 + \sqrt{3} I_m \cos(\theta - \pi/2) + \sqrt{3} I_m \cos(\theta + \pi/2) \\ \sqrt{3} I_m \cos(\theta) + \sqrt{3} I_m \cos(\theta + \pi) \end{bmatrix} \quad (3-114)$$

با در نظر گرفتن دو رابطه مثلثاتی $\cos(\theta + \pi) = -\cos(\theta)$ و $\cos(\theta - \pi/2) = -\cos(\theta + \pi/2)$ رابطه

(3-114) را می توان به شکل ذیل ساده نمود:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \times \begin{bmatrix} \left(\sqrt{3}\right)\left(\sqrt{3} I_m \cos(\theta)\right) \\ \left(\sqrt{3}\right)\left(\sqrt{3} I_m \cos(\theta - \pi/2)\right) \\ -\left(\sqrt{3}\right)\left(\sqrt{3} I_m \cos(\theta)\right) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-115)$$

با توجه به رابطه (3-115)، می توان نوشت:

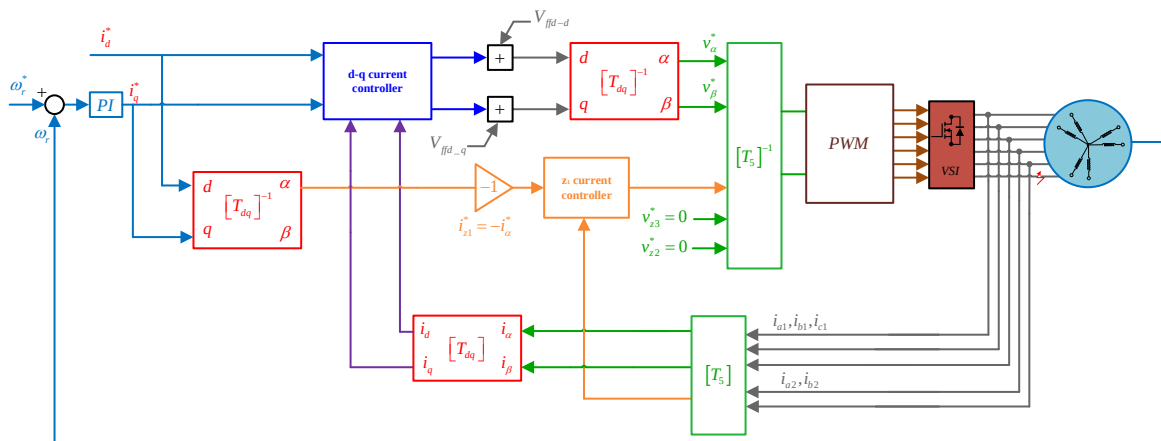
$$\begin{aligned} i_{z1} &= -i_{\alpha} \\ i_{z2} &= 0 \\ i_{z3} &= 0 \end{aligned} \quad (3-116)$$

بدین ترتیب برای پیاده سازی استراتژی حداکثر گشتاور در حالت خطای مدار باز در فاز 2، با استفاده از ماتریس

کاهش مرتبه یافته، باید جریان مرجع محور z_1 برابر با $-i_{\alpha}$ قرار داده شود [47]. جریان های مرجع محورهای نیز z_2 و

z_3 دارای مقدار صفر می باشند. بلوک دیاگرام پیاده سازی استراتژی حداقل تلفات با استفاده از ماتریس کاهش مرتبه یافته

را نشان می دهد.

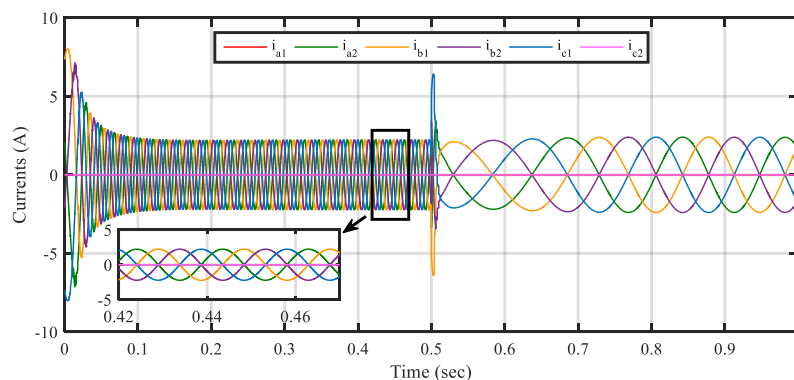


شکل ۳-۷۵: بلوک دیاگرام پیاده سازی استراتژی حداکثر گشتاور براساس ماتریس کاهش مرتبه یافته برای خطای مدار باز در فاز c2

۳-۶-۲-۲- شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور با استفاده از ماتریس کاهش مرتبه یافته

الف- سناریوی اول

شکل ۳-۷۶: جریان های موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول را در این سناریو نمایش می دهد. با توجه به اتخاذ استراتژی حداکثر گشتاور، مشاهده می گردد که دامنه جریان های فاز سالم باقیمانده دارای مقادیر یکسان می باشند. فاز a1 دارای خطای مدار باز می باشد و جریان آن صفر است و در لحظه $t=0.5s$ با کاهش سرعت موتور، بدین ترتیب فرکانس جریان های موتور کاهش می یابد.

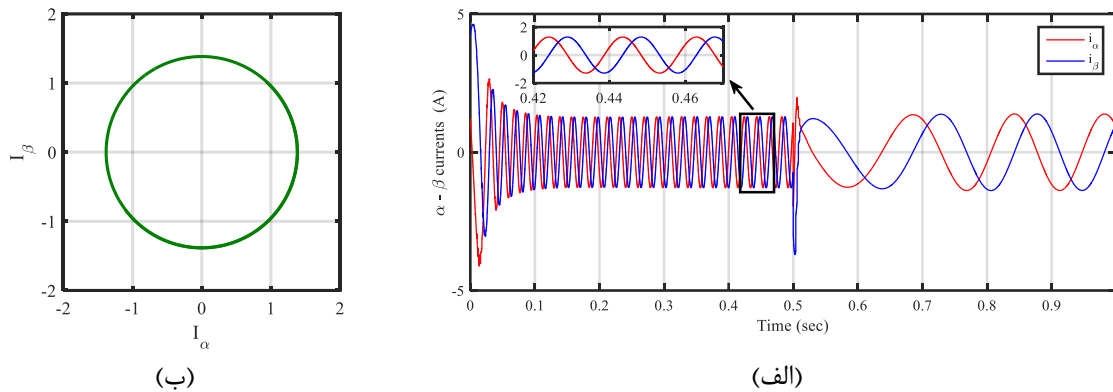


شکل ۳-۷۶: جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای خطای مدار باز در فاز c2 در سناریوی اول

شکل ۳-۷۷: (الف) جریان مولفه های α و β برحسب زمان نشان داده شده است. شکل ۳-۷۷ (ب) جریان مولفه β

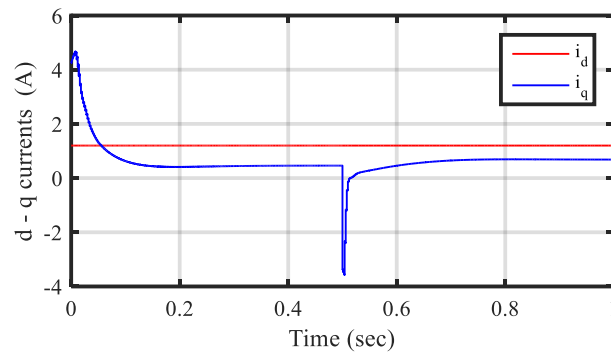
را بر حسب جریان مولفه α نمایش می دهد. دامنه جریان هر دو مولفه α و β برابر می باشد و با توجه به شکل ۳-۷۷

(ب) منحنی مولفه جریان α نسبت به مولفه جریان β به صورت دایره ای شکل می باشد. در لحظه $t=0.5$ s سرعت مرجع موتور کاهش می یابد و فرکانس جریان های مولفه α و β نیز به تبع آن کاهش می یابد.



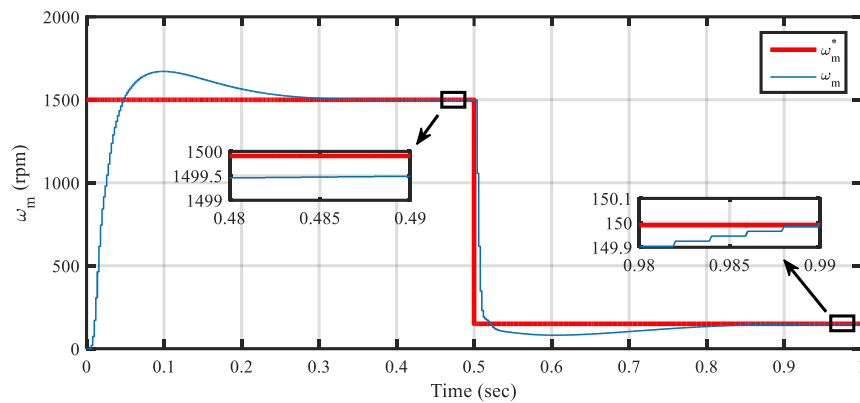
شکل ۳-۷۷ جریان مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز c2 در سناریوی اول

جریان مولفه های d و q را نشان می دهد. مقدار جریان مولفه d برای این سناریو برابر با ۱.۲ آمپر می باشد. مقدار جریان مولفه q، به خوبی مقدار مرجع را دنبال نموده است.



شکل ۳-۷۸ جریان مولفه های d و q در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز c2 در سناریوی اول

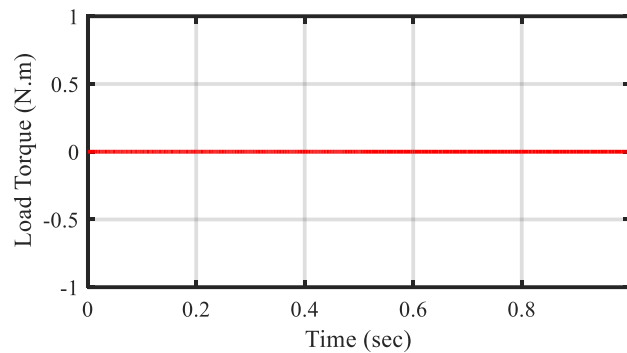
سرعت موتور در شکل ۳-۷۹ نشان داده شده است. با توجه به شکل، کنترل کننده سرعت به خوبی توانسته است سرعت موتور را در مقدار مرجع تعیین شده، تنظیم نماید. پس از کاهش مقدار سرعت مرجع در لحظه $t=0.5$ s نیز سرعت موتور به خوبی مقدار مرجع را دنبال می نماید.



شکل ۷۹-۳ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز c2 در سناریوی اول

شکل ۸۰-۳ گشتاور بار را در این سناریو نمایش می دهد. موتور از ابتدای شبیه سازی با توجه به سناریوی در نظر

گرفته شده، بی بار است.

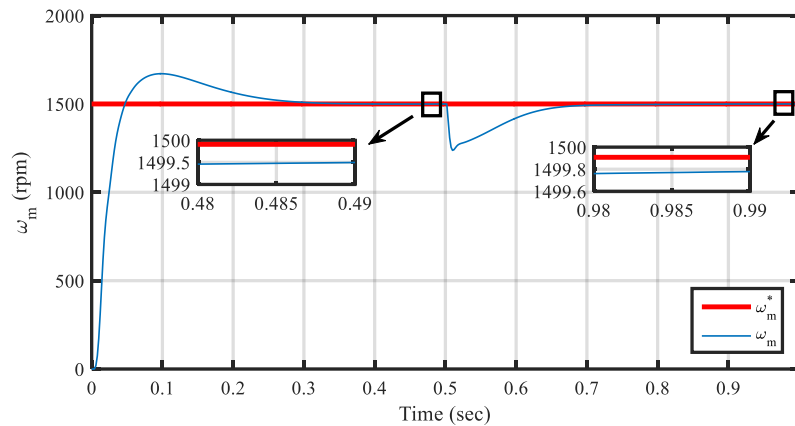


شکل ۸۰-۳ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز c2 در سناریوی اول

ب- سناریوی دوم

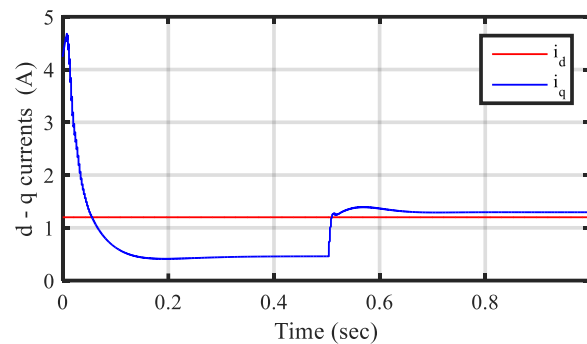
سرعت موتور در شکل ۸۱-۳ نشان داده شده است. سرعت موتور با توجه به طراحی مناسب کنترل کننده PI، به

خوبی مقدار مرجع را در این سناریو دنبال می نماید.



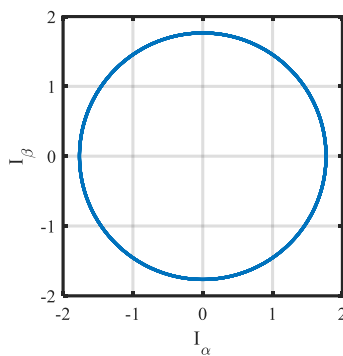
شکل ۳-۸۱ سرعت موتور در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز c2 در سناریوی دوم

شکل ۳-۸۲ جریان مولفه های d و q را نشان می دهد. جریان محور q مقدار مرجع ساخته شده توسط سیستم کنترل را به خوبی دنبال می نماید. جریان مولفه d نیز در این سناریو برابر با ۱.۲ آمپر می باشد.

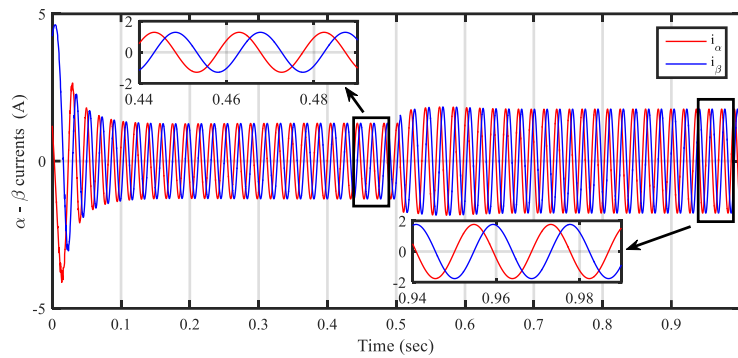


شکل ۳-۸۲ جریان های محور d-q در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای موتور القایی شش- فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز c2 در سناریوی دوم

جریان های مولفه های α و β در شکل ۳-۸۳ (الف) بر حسب زمان نشان داده شده است. شکل ۳-۸۳ (ب) جریان مولفه α را بر حسب جریان مولفه β نمایش می دهد. با توجه به تعریف سناریو، در لحظه $t=0.5s$ گشتاور بار افزایش می یابد و مقدار دامنه جریان های مولفه های α و β نیز افزایش می یابند. در شکل ۳-۸۳ (ب) نشان داده شده است که دامنه جریان مولفه α برابر با دامنه جریان مولفه β می باشد.



(ب)



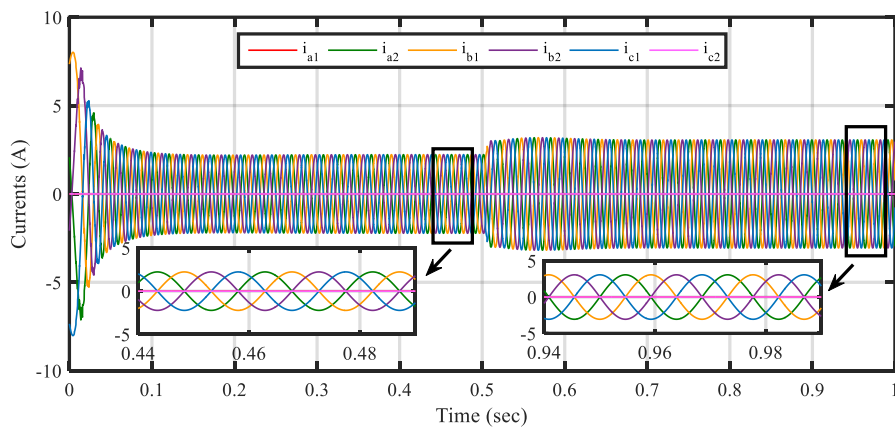
(الف)

شکل ۳-۸۳ جریان های مولفه های α و β در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز c2 در سناریوی دوم

جریان های موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول را در این سناریو در شکل ۳-۸۴ نشان داده شده است.

همان گونه که مشاهده می گردد، دامنه جریان های فاز سالم باقیمانده دارای مقادیر یکسان می باشند که این امر به دلیل

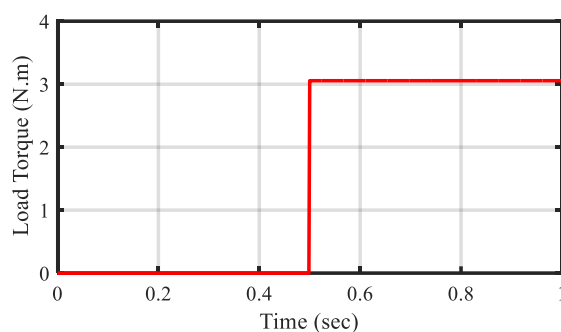
اتخاذ استراتژی حداکثر گشتاور می باشد.



شکل ۳-۸۴ جریان های فاز موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور برای خطای مدار باز در فاز c2 در سناریوی دوم

گشتاور بار برای این سناریو در شکل ۳-۸۵ نمایش داده شده است. در لحظه $t=0.5s$ مقدار گشتاور ۳.۰۵۵ نیوتون

متر با توجه به ضریب derating مربوط به این سناریو، به موتور اعمال می گردد.

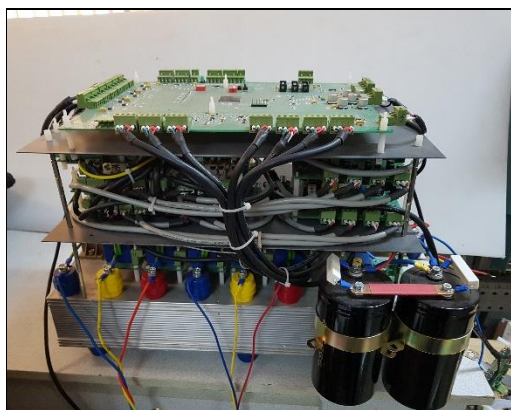


شکل ۸۵-۳ گشتاور بار در شبیه سازی استراتژی حداکثر گشتاور مبتنی بر ماتریس کاهش مرتبه یافته برای موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو نقطه نول تحت خطای مدار باز در فاز c2 در سناریوی دوم

۷-۳- سیستم آزمایشگاهی موتور القایی شش فاز با قابلیت تحمل پذیری خطا

۷-۳-۱- مقدمه

سیستم آزمایشگاهی در شکل ۸۶-۳ نمایش داده شده است. بخش های مختلف سیستم آزمایشگاهی شامل موتور القایی شش فاز نامتقارن، مدار تغذیه، یکسوساز، اینورتر شش فاز، فیلتر DC، مدار درایو IGBT و مدار کنترل به همراه سنسورهای اثرهال ولتاژ و جریان و انکدر می باشد.



(الف)

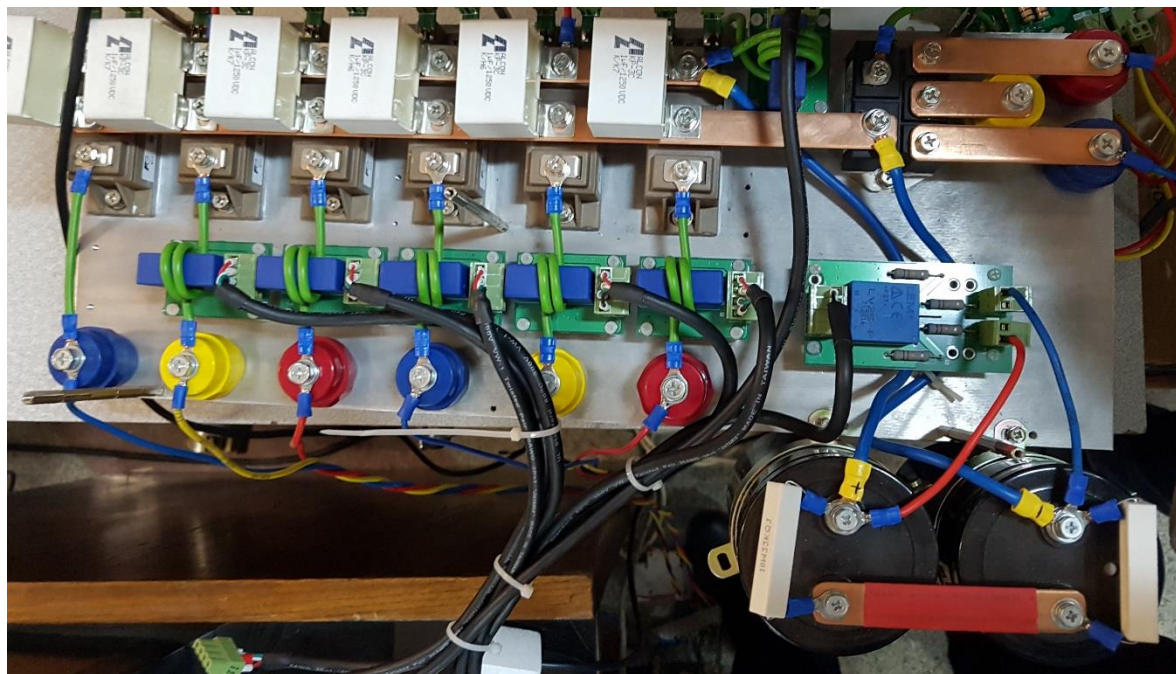
(ب)

شکل ۸۶-۳: سیستم آزمایشگاهی درایو موتور القایی شش فاز نامتقارن با قابلیت تحمل پذیری خطا

(الف): موتور شش فاز نامتقارن کوپل شده با ژنراتور به عنوان بار (ب): درایو موتور القایی شش فاز

۳-۷-۲- مدار قدرت

مدار قدرت از بخش های مختلفی از جمله یکسوساز، اینورتر شش فاز، فیلتر DC، سنسورهای اثرهال ولتاژ و جریان تشکیل شده است. در بخش یکسوساز از پل دیودی سه فاز با شماره قطعه VUO82-16 استفاده شده است. برای فیلتر ولتاژ DC در خروجی یکسوساز، از دو عدد خازن ۶۸۰۰ میکروفاراد با ولتاژ ۴۵۰ ولت ساخت شرکت Kendeil استفاده شده است. برای اندازه گیری جریان های خروجی و همچنین جریان لینک DC از سنسور جریان اثرهال با شماره قطعه LA55P استفاده شده است. همچنین برای اندازه گیری ولتاژ لینک DC سنسور ولتاژ اثرهال با شماره قطعه LV25 مورد استفاده قرار گرفته است. هر دو سنسور ولتاژ و جریان ساخت شرکت LEM می باشند. بخش های مختلف مدار قدرت ساخته شده در شکل ۸۷-۳ نمایش داده شده است.

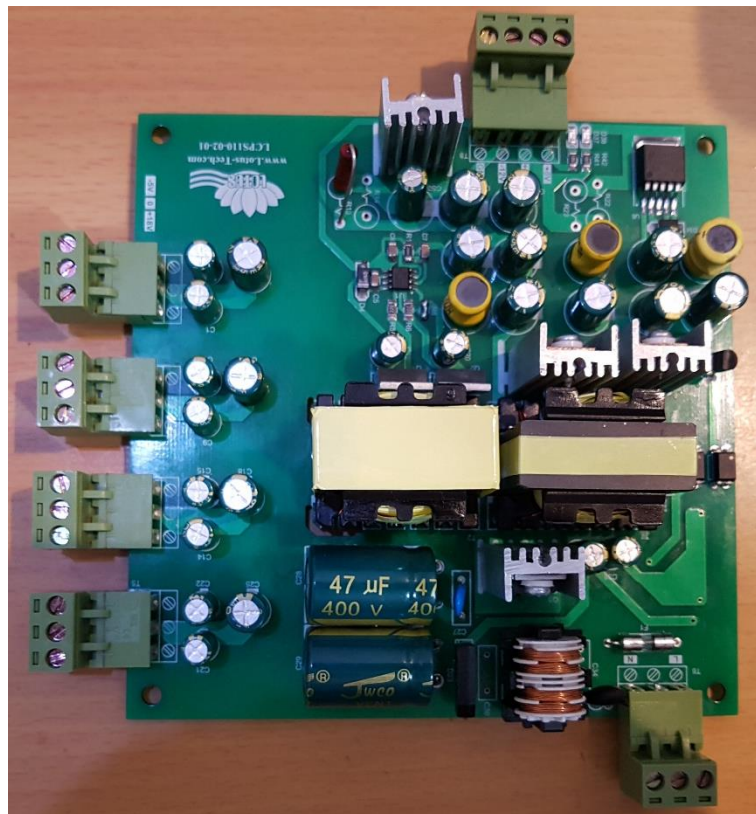


شکل ۸۷-۳: مدار قدرت

۳-۷-۳- مدار تغذیه

برد کنترل به سه ولتاژ تغذیه ۵ ولت و همچنین دو ولتاژ ± 15 ولت نیاز دارد. تغذیه ۵ ولت برای تأمین ولتاژهای

تغذیه پردازنده و سایر بخش ها مورد استفاده قرار می گیرد. همچنین تغذیه مدارهای بهسازی سیگنال و تغذیه حسگرهای اثرهال از تغذیه ± 15 ولت استفاده می کنند. لازم به ذکر است که زمین این ولتاژها مشترک می باشد. علاوه بر این برای مورد تغذیه درایو IGBT ها به ۴ مجموعه ولتاژ ایزوله متشکل از یک ولتاژ $+15$ ولت و -5 ولت نیاز می باشد. تمامی این ولتاژهای تغذیه توسط مورد تغذیه با ورودی 220 V تأمین می شوند. در شکل ۸۸-۳ مورد تغذیه نشان داده شده است.

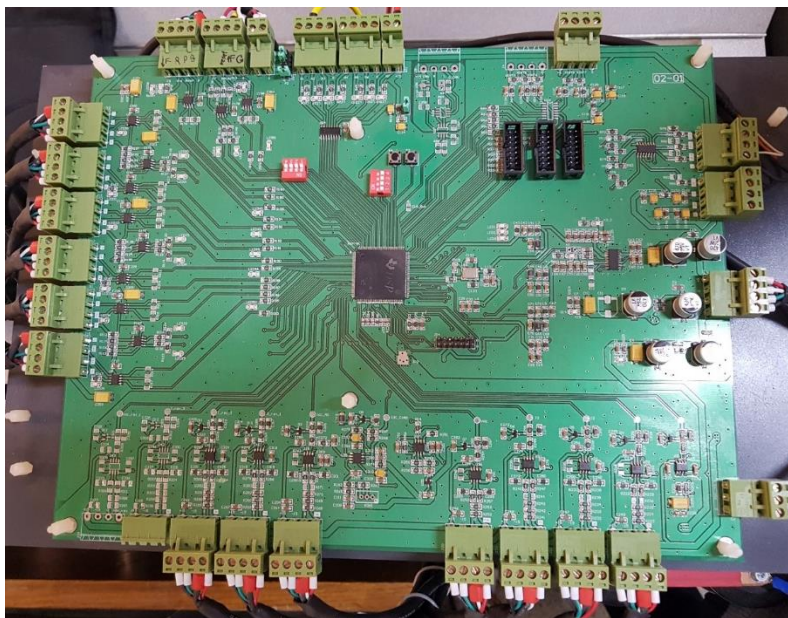


شکل ۸۸-۳: مدار تغذیه

۳-۷-۴- مدار کنترل

مورد کنترل وظیفه پیاده سازی الگوریتم کنترلی مطابق روش های بیان شده در فصل قبل را بر عهده دارد. در این مورد، از DSP ساخت شرکت Texas با مدل TMS320F28335 استفاده شده است. فرکانس کاری این پردازنده 150 MHz می باشد. اولین ورودی مورد کنترل، ورودی تغذیه شامل ولتاژهای $+5$ و ± 15 ولت می باشد که با استفاده از آنها تغذیه های مورد نیاز بخش های مختلف مورد از جمله پردازنده، سنسورهای اثرهال، تقویت کننده ها و سایر آی سی های مورد استفاده تأمین می شود. ورودی بعدی، ورودی های آنالوگ شامل سنسورهای جریان خروجی، سنسور جریان لینک DC و سنسور ولتاژ می باشد. خروجی های این سنسورها از طریق مدارات بهسازی سیگنال به پردازنده اعمال می شوند. دیتاهای

حاصل از این سنسورها در پیاده سازی الگوریتم کنترلی مورد استفاده قرار می گیرند. همچنین از یک ورودی آنالوگ به عنوان مرجع سرعت استفاده می شود. بدین منظور از یک ولوم برای تنظیم سرعت دلخواه استفاده می شود. ورودی انکدر نیز برای اندازه گیری سرعت و موقعیت استفاده می شود. در برد کنترل، از دو ورودی دیجیتال برای فرمان استارت و استپ استفاده می گردد. علاوه بر این، این برد دارای ۱۲ خروجی دیجیتال برای فرمان به IGBT های شش فاز می باشد. برد کنترل در شکل ۸۹-۳ نشان داده شده است.



شکل ۸۹-۳: مدار کنترل

۳-۷-۵- مدار درایو IGBT

فرمان های خروجی برد کنترل دارای سطوح ولتاژ ۰ و ۵ ولت به ترتیب برای خاموش و روشن کردن IGBT ها می باشند. این سطوح ولتاژ قابل اعمال به گیت IGBT ها نیستند. لذا از برد درایو IGBT ها بدین منظور استفاده می شود. ورودی های این برد فرمان های خروجی از برد کنترل با سطوح ولتاژ ۰ و +۵ ولت می باشند. همچنین خروجی های این برد، ولتاژهای ایزوله با سطوح -۵ ولت و +۱۵ ولت به ترتیب برای خاموش و روشن کردن IGBT می باشند که توسط مدار درایو IGBT تولید می گردند. برد مدار درایو IGBT در شکل ۹۰-۳ نشان داده شده است.



شکل ۹۰-۳: مدار درایور IGBT

۳-۷-۶- تجهیزات آزمایشگاهی

از یک دستگاه گشتاور سنج دینامیکی ساخت شرکت AEP دارای گواهی کالیبراسیون جهت اندازه گیری گشتاور شفت استفاده شده است. دستگاه گشتاور سنج در شکل ۹۱-۳ نشان داده شده است. همچنین برای اندازه گیری سرعت از یک انکدر افزایشی ساخت شرکت Autonics با شماره قطعه E40S6-2500-3-N-24 استفاده شده است.



شکل ۹۱-۳: دستگاه گشتاور سنج

۳-۸- تست های عملکردی موتور القایی شش فاز نامتقارن

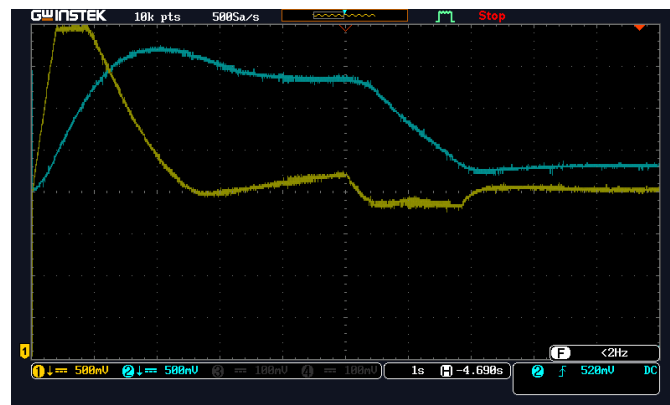
به صورت کلی تست های عملکردی روی موتور شش فاز نامتقارن در دو حالت انجام شده است. در حالت اول تست ها در شرایط سالم روی موتور انجام شده و در حالت دوم، موتور در شرایط خطا تحت تست قرار می گیرد. در این بخش نتایج تست های مختلف روی موتور القایی شش فاز نامتقارن ارائه می گردد. در تست های انجام شده عملکرد سیستم درایو در شرایط سالم و همچنین شرایط خطا، تحت تغییرات سرعت مرجع به صورت بی بار و تحت بار بررسی گردیده است.

۳-۸-۱- تست تحت شرایط سالم

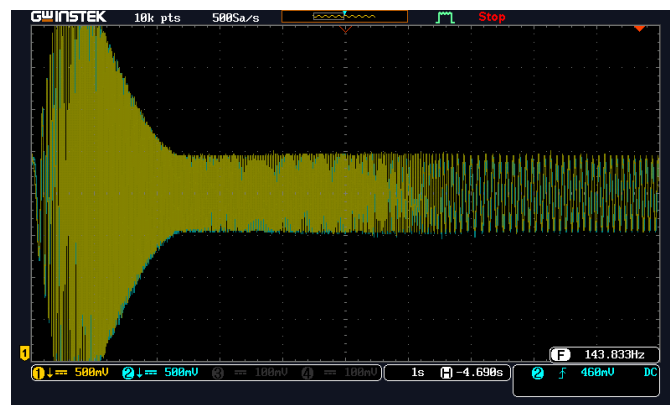
نتایج تست بر روی موتور القایی شش فاز نامتقارن در شرایط سالم، در دو حالت ارائه می گردد. در حالت اول، موتور به صورت بی بار و در حالت دوم موتور تحت بار تحت تست قرار می گیرد.

۳-۱-۸-۱- تست تغییرات سرعت در شرایط بی بار

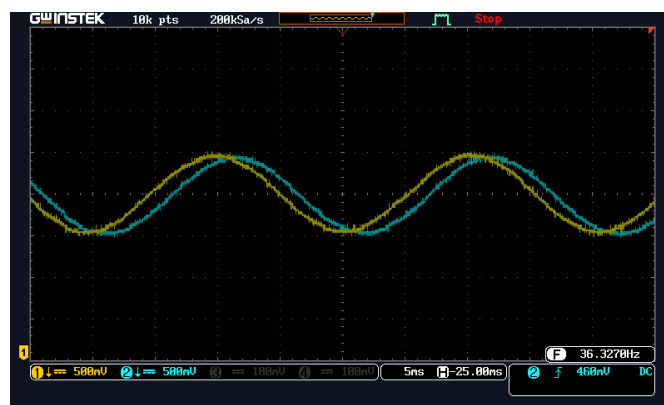
در تست در شرایط بی بار، ابتدا موتور به صورت بی بار راه اندازی شده و سرعت موتور به سرعت نامی ۱۴۰۰ دور بر دقیقه افزایش می یابد. سپس در لحظه ۵ ثانیه، سرعت موتور به ۳۰۰ دور بر دقیقه کاهش می یابد. لازم به ذکر است که در تست در شرایط بی بار، موتور القایی شش فاز نامتقارن با یک ژنراتور سنکرون ۵.۵ کیلووات کوپل بوده اما خروجی ژنراتور بی بار می باشد. در نتایج شکل ۹۲-۳، جریان محور q ، سرعت، جریان های فاز و گشتاور نشان داده شده اند. بر اساس نتایج شکل ۹۲-۳، سرعت موتور در شرایط افزایش و کاهش سرعت با دینامیک مناسب به خوبی عمل کرده و سرعت مرجع را دنبال می نماید.



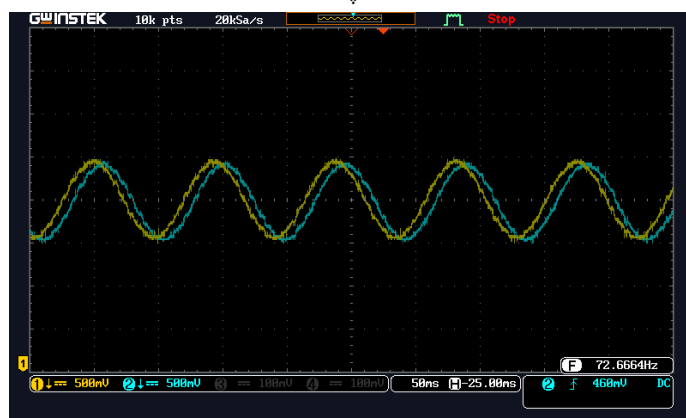
(الف)



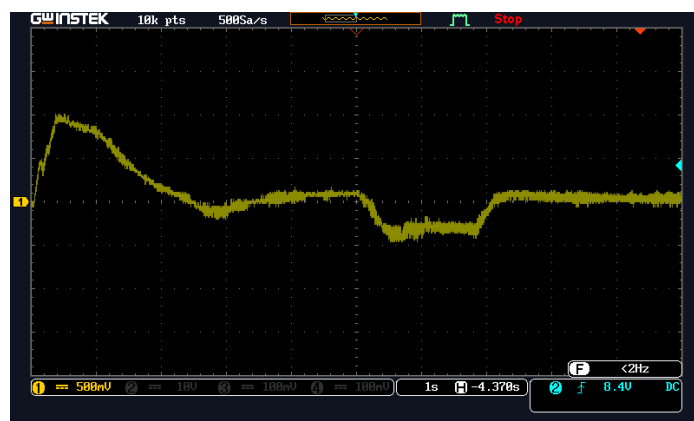
(ب)



(پ)



(ت)



(ث)

شکل ۹۲-۳: سرعت، جریان محور q، جریان فازهای موتور و گشتاور موتور در تست تغییرات سرعت به صورت بی بار

(الف) سرعت موتور (سبز / 500rpm/Div) – جریان محور q (زرد / 1.37A/Div)

(ب) جریان فاز a (زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز d (سبز / 1.37A/Div)

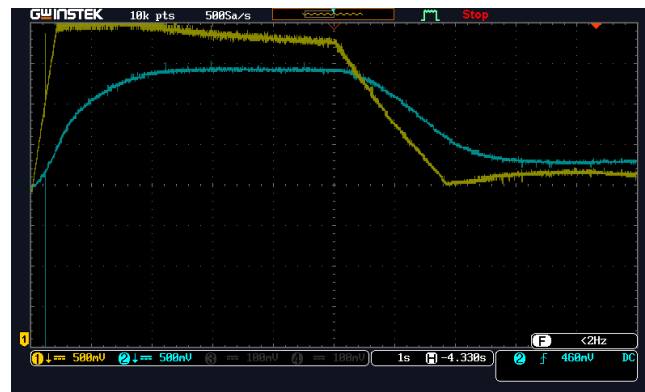
(پ) جریان فاز a (زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز d (سبز / 1.37A/Div) به صورت زوم شده در سرعت ۱۴۰۰ دور بر دقیقه

(ت) جریان فاز a (زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز d (سبز / 1.37A/Div) به صورت زوم شده در سرعت ۳۰۰ دور بر دقیقه

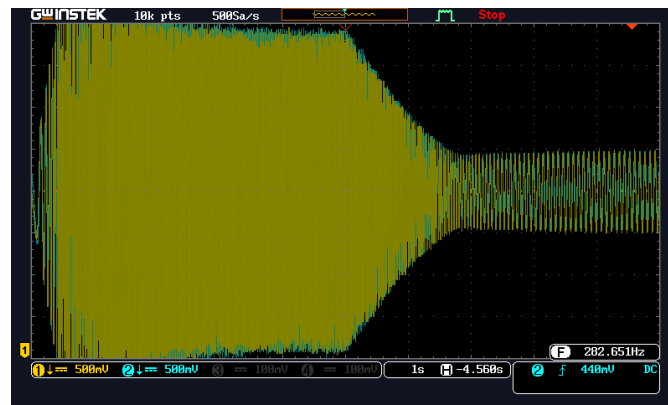
(ث) گشتاور (زرد / 0.5 N.m/Div)

۳-۸-۲- تست تغییرات سرعت تحت بار

جهت انجام تست تغییرات سرعت تحت بار، بار مقاومتی در خروجی ژنراتور به نحوی قرار گرفته که در سرعت نامی ۱۴۰۰ دور بر دقیقه، گشتاوری در حدود ۹ نیوتن متر ایجاد شود. در این تست، ابتدا سرعت موتور به سرعت نامی ۱۴۰۰ دور بر دقیقه افزایش یافته و سپس در لحظه ۵ ثانیه، سرعت به ۳۰۰ دور بر دقیقه کاهش می یابد. نتایج مربوط به این تست در شکل ۳-۹۳ نمایش داده شده است. در این شکل، جریان محور q ، سرعت، جریان های فاز و گشتاور نشان داده شده اند. در این تست نیز، سرعت موتور در تمامی بازه های افزایش و کاهش سرعت، به خوبی سرعت مرجع را دنبال می کند.



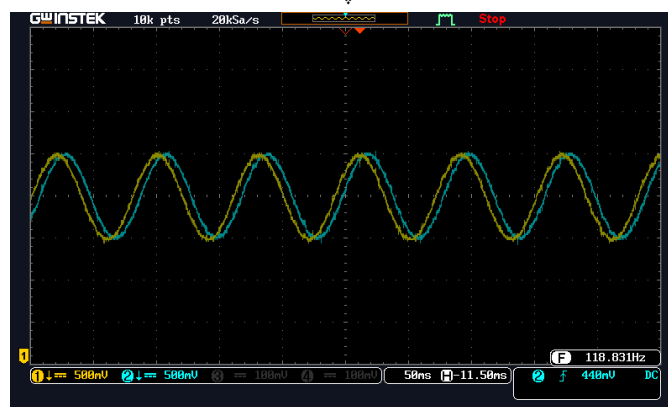
(الف)



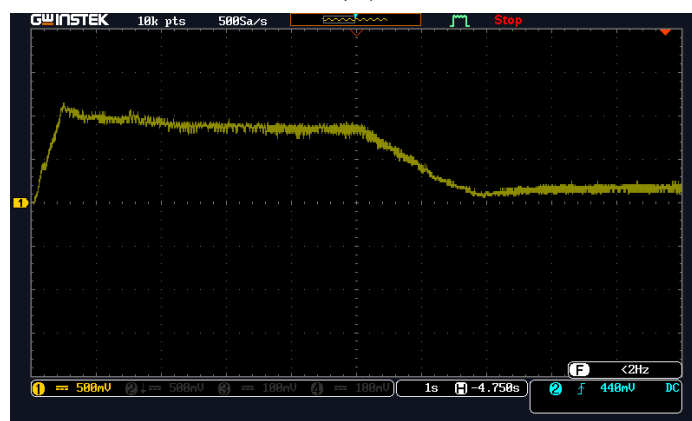
(ب)



(پ)



(ت)



(ث)

شکل ۹۳-۳: سرعت، جریان محور q، جریان فازهای موتور و گشتاور موتور در تست تغییرات سرعت تحت بار

(الف) سرعت موتور (سبز / 500rpm/Div) – جریان محور q (زرد / 1.37A/Div)

(ب) جریان فاز a (زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز d (سبز / 1.37A/Div)

(پ) جریان فاز a (زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز d (سبز / 1.37A/Div) به صورت زوم شده در سرعت ۱۴۰۰ دور بر دقیقه

(ت) جریان فاز a (زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز d (سبز / 1.37A/Div) به صورت زوم شده در سرعت ۳۰۰ دور بر دقیقه

(ث) گشتاور (زرد / 5 N.m/Div)

۳-۹- تست تحت شرایط خطا

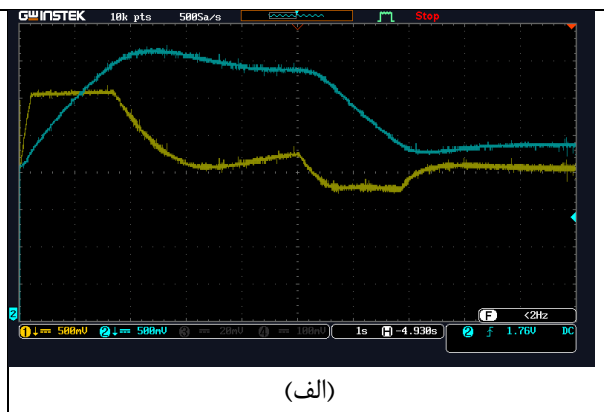
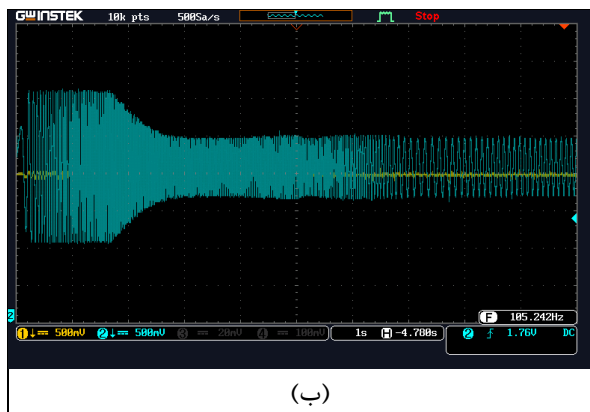
در این تست، برای ایجاد شرایط خطا، با استفاده از فیوز مینیاتوری، مسیر فازی که خطا اعمال شده است، باز می‌گردد. در این شرایط عملکرد موتور القایی شش فاز نامتقارن با دو استراتژی حداقل تلفات و حداکثر گشتاور مورد به صورت آزمایشگاهی مورد بررسی قرار گرفته است.

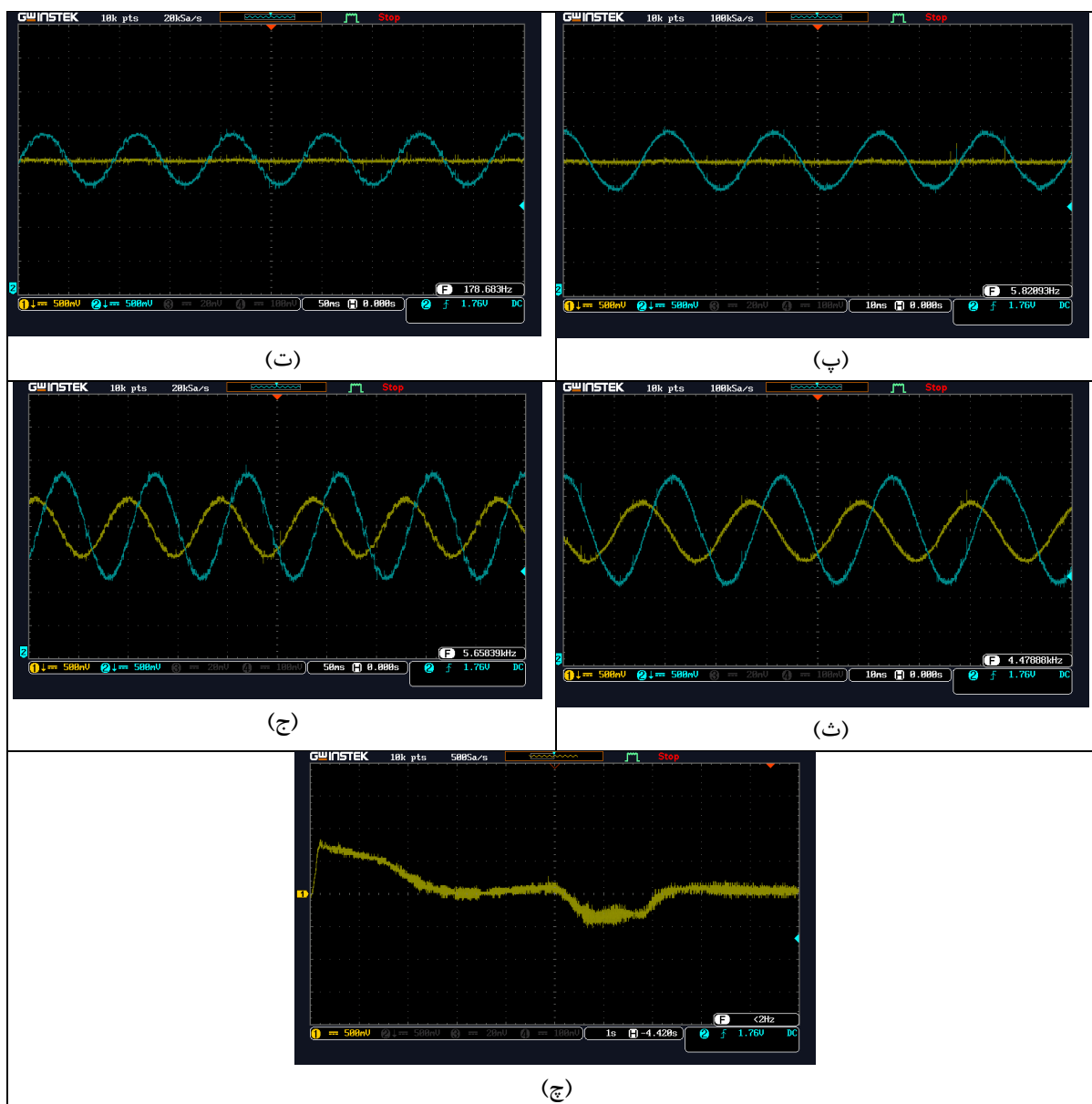
۳-۹-۱- استراتژی حداقل تلفات

در این تست در شرایط خطای مدار باز تکفاز، از استراتژی حداقل تلفات جهت استفاده در شرایط خطا استفاده شده است. برای بررسی استراتژی حداقل تلفات، تست‌ها در دو حالت شامل تغییرات سرعت در شرایط بی‌بار و همچنین تغییرات سرعت تحت بار انجام شده است.

۳-۹-۱-۱- تست تغییرات سرعت در شرایط بی‌بار

برای انجام این تست، در شرایطی که فاز a موتور از طریق فیوز مینیاتوری مدار باز شده است، با استفاده از استراتژی حداقل تلفات، موتور در شرایط بی‌بار راه‌اندازی شده و سرعت موتور به سرعت نامی ۱۴۰۰ دور بر دقیقه افزایش می‌یابد. سپس همانند تست‌های قبل، سرعت موتور به ۳۰۰ دور بر دقیقه کاهش می‌یابد. لازم به ذکر است که در این حالت نیز موتور القایی شش فاز نامتقارن با ژنراتور با خروجی بی‌بار کوپل می‌باشد. در شکل ۳-۹۴، نتایج این تست شامل سرعت، جریان محور q، جریان فازهای خروجی و گشتاور نشان داده شده‌اند.





شکل ۹۴-۳: سرعت، جریان محور q، جریان فازهای موتور و گشتاور موتور در تست تغییرات سرعت در شرایط خطا به صورت بی بار با استراتژی حداقل تلفات

(الف) سرعت موتور (رنگ سبز / 500rpm/Div) – جریان محور q (رنگ زرد / 1.37A/Div)

(ب) جریان فاز a (رنگ زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز b (رنگ سبز / 1.37A/Div)

(پ) جریان فاز a (رنگ زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز b (رنگ سبز / 1.37A/Div) زوم شده در سرعت ۱۴۰۰ دور بر دقیقه

(ت) جریان فاز a (رنگ زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز b (رنگ سبز / 1.37A/Div) زوم شده در سرعت ۳۰۰ دور بر دقیقه

(ث) جریان فاز d (رنگ زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز f (رنگ سبز / 1.37A/Div) زوم شده در سرعت ۱۴۰۰ دور بر دقیقه

(ج) جریان فاز d (رنگ زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز f (رنگ سبز / 1.37A/Div) زوم شده در سرعت ۳۰۰ دور بر دقیقه

(چ) گشتاور (رنگ زرد / 5 N.m/Div)

همانگونه که در نتایج شکل ۹۴-۳ ب مشخص است، با توجه به مدار باز بودن فاز a، جریان فاز a صفر می باشد.

جریان سایر فازها با توجه به استراتژی حداقل تلفات به نحوی تنظیم شده است تا حداقل تلفات در موتور ایجاد شود.

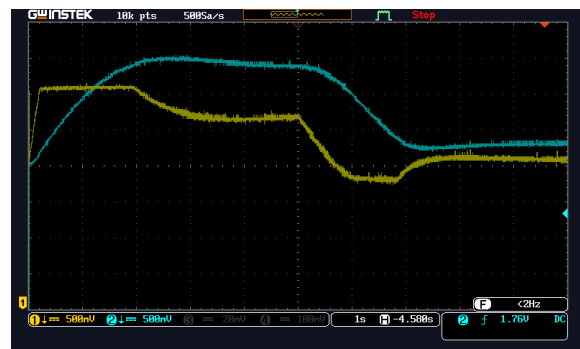
نتایج شکل ۳-۹۴ نشان می‌دهد که با استفاده از استراتژی حداقل تلفات در شرایط خطا، موتور به خوبی با دینامیک مناسب سرعت مرجع را در نواحی افزایش و کاهش سرعت دنبال می‌کند.

۳-۱-۹-۲- تست تغییرات سرعت تحت بار

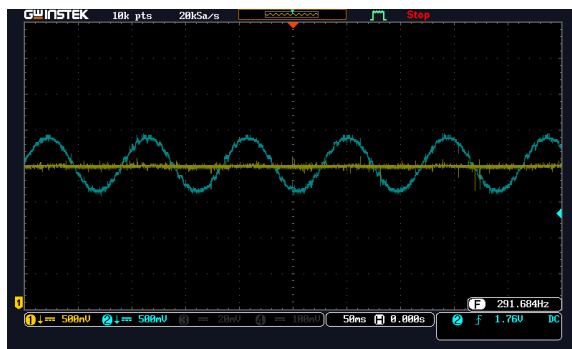
در این تست، همانند تست‌های قبل، موتور با ژنراتور سنکرون کوپل بوده و باری مقاومتی در خروجی ژنراتور قرار گرفته تا گشتاوری در حدود ۳.۱ نیوتن متر در سرعت نامی به موتور اعمال شود. در شرایط خطای مدار باز فاز a، به منظور بررسی عملکرد استراتژی حداقل تلفات به صورت تحت بار، سرعت موتور از حالت سکون به سرعت نامی ۱۴۰۰ دور بر دقیقه افزایش یافته و سپس در لحظه ۵ ثانیه به ۳۰۰ دور بر دقیقه کاهش می‌یابد. نتایج شکل ۳-۹۵، سرعت، جریان محور q، جریان فازهای خروجی و گشتاور را نشان می‌دهد. لازم به ذکر است که با توجه به استراتژی حداقل تلفات در شرایط خطا، حداکثر گشتاور قابل دستیابی در شرایط خطای مدار باز تکفاز در حدود ۳.۳ نیوتن متر می‌باشد. نتایج نشان می‌دهند که در شرایط خطا، استراتژی حداقل تلفات به خوبی سرعت مرجع را در شرایط مختلف از جمله شرایط افزایش و کاهش سرعت دنبال می‌نماید.



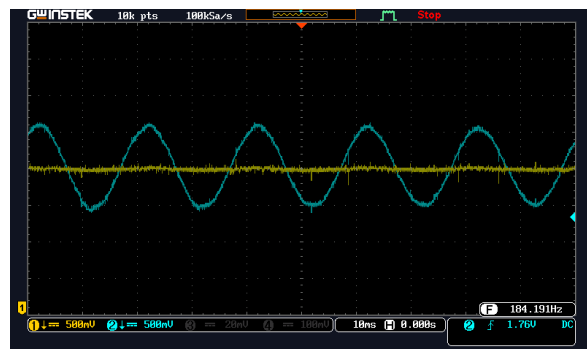
(ب)



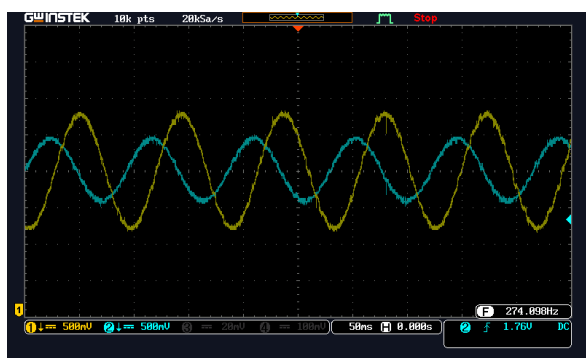
(الف)



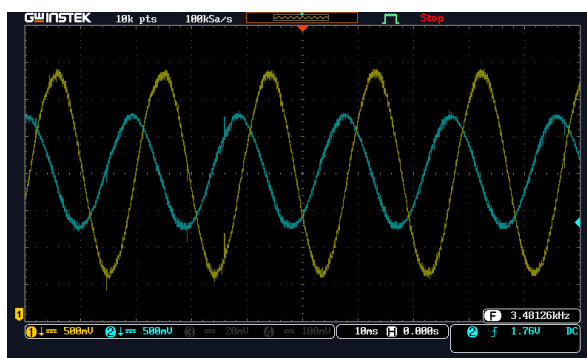
(ت)



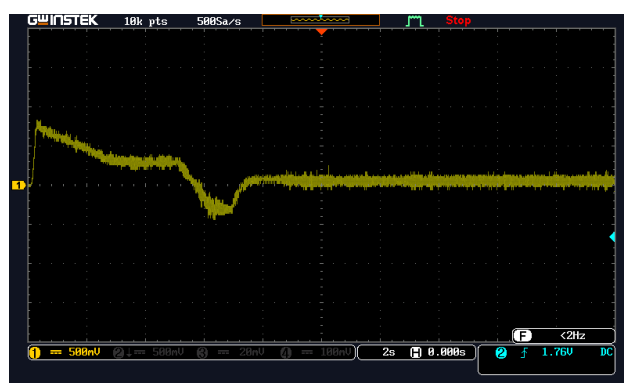
(پ)



(ج)



(ث)



(چ)

شکل ۹۵-۳: سرعت، جریان محور q، جریان فازهای موتور و گشتاور موتور در تست تغییرات سرعت در شرایط خطا به صورت تحت بار با استراتژی حداقل تلفات

(الف) سرعت موتور (رنگ سبز / 500rpm/Div) – جریان محور q (رنگ زرد / 1.37A/Div)

(ب) جریان فاز a (رنگ زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز b (رنگ سبز / 1.37A/Div)

(پ) جریان فاز a (رنگ زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز b (رنگ سبز / 1.37A/Div) زوم شده در سرعت ۱۴۰۰ دور بر دقیقه

(ت) جریان فاز a (رنگ زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز b (رنگ سبز / 1.37A/Div) زوم شده در سرعت ۳۰۰ دور بر دقیقه

(ث) جریان فاز d (رنگ زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز f (رنگ سبز / 1.37A/Div) زوم شده در سرعت ۱۴۰۰ دور بر دقیقه

(ج) جریان فاز d (رنگ زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز f (رنگ سبز / 1.37A/Div) زوم شده در سرعت ۳۰۰ دور بر دقیقه

(چ) گشتاور (رنگ زرد / 5 N.m/Div)

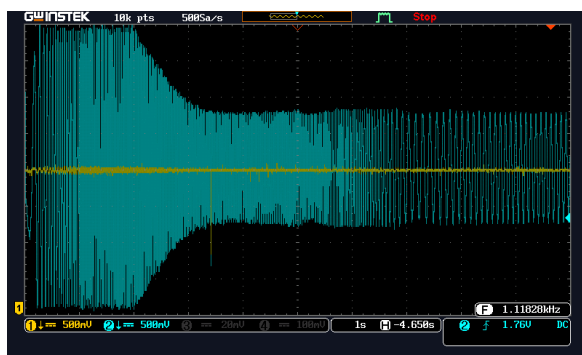
۳-۹-۲- استراتژی حداکثر گشتاور

در این بخش نتایج آزمایشگاهی استراتژی حداکثر گشتاور در شرایط خطای مدار باز تکفاز ارائه می گردد. تست ها

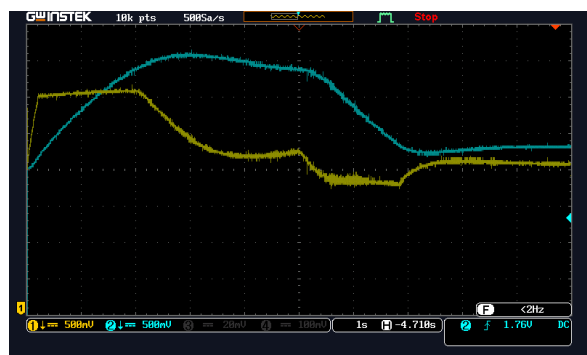
در دو حالت شامل تغییرات سرعت در شرایط بی بار و همچنین تغییرات سرعت تحت بار انجام شده است.

۳-۹-۲-۱- تست تغییرات سرعت در شرایط بی بار

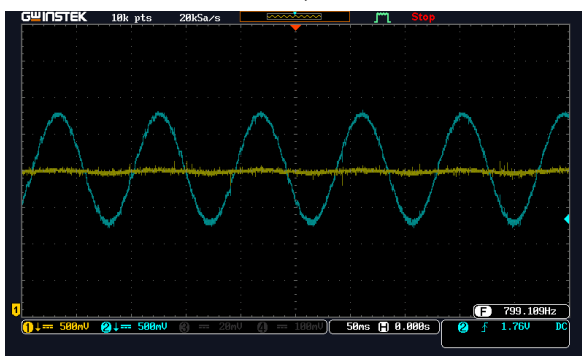
به منظور بررسی عملکرد استراتژی حداکثر گشتاور در شرایط خطای مدار باز تکفاز، فاز a موتور از طریق یک فیوز مینیاتوری مدار باز شده است. سرعت موتور در شرایط بی‌بار (مطابق با شرایط تست‌های بی‌باری قبل) به سرعت نامی افزایش یافته سپس در لحظه ۵ ثانیه به سرعت ۳۰۰ دور بر دقیقه کاهش می‌یابد. سرعت، جریان محور q، جریان فازهای خروجی و گشتاور حاصل از این تست در شکل ۹۶-۳ نمایش داده شده‌اند. تنظیم جریان‌ها در این روش بر اساس استراتژی روش حداکثر گشتاور انجام شده است. همانگونه که در توضیحات روش حداکثر گشتاور بیان شد، برای آنکه هم حداکثر گشتاور و هم حداقل ریپل گشتاور ایجاد شود، جریان فاز f نیز باید صفر شود که در شکل ۹۶-۳-ث و شکل ۹۶-۳-ج مشخص می‌باشد. در این حالت نیز سرعت مرجع به خوبی در تمامی نواحی دنبال می‌شود.



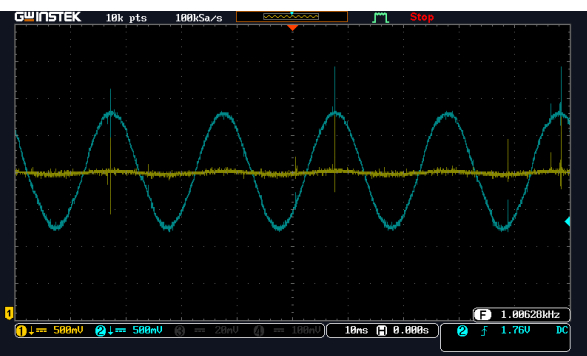
(ب)



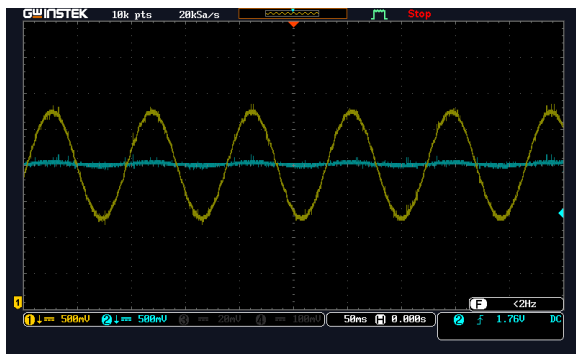
(الف)



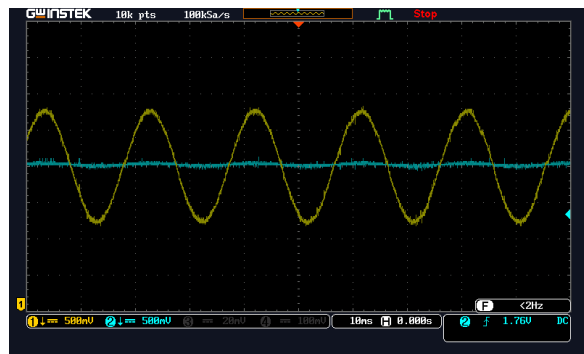
(ت)



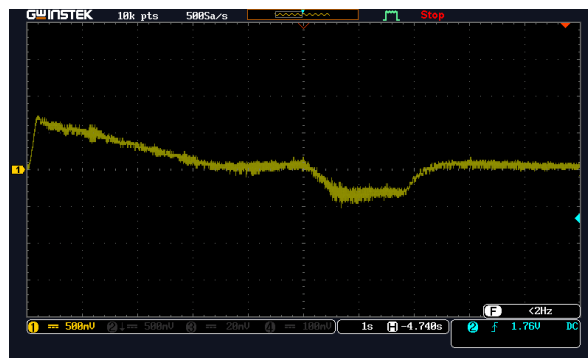
(پ)



(ج)



(ث)



(چ)

شکل ۹۶-۳: سرعت، جریان محور q، جریان فازهای موتور و گشتاور موتور در تست تغییرات سرعت در شرایط خطا به صورت بی بار با استراتژی حداکثر گشتاور

(الف) سرعت موتور (رنگ سبز / 500rpm/Div) – جریان محور q (رنگ زرد / 1.37A/Div)

(ب) جریان فاز a (رنگ زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز b (رنگ سبز / 1.37A/Div)

(پ) جریان فاز a (رنگ زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز b (رنگ سبز / 1.37A/Div) زوم شده در سرعت ۱۴۰۰ دور بر دقیقه

(ت) جریان فاز a (رنگ زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز b (رنگ سبز / 1.37A/Div) زوم شده در سرعت ۳۰۰ دور بر دقیقه

(ث) جریان فاز d (رنگ زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز f (رنگ سبز / 1.37A/Div) زوم شده در سرعت ۱۴۰۰ دور بر دقیقه

(ج) جریان فاز d (رنگ زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز f (رنگ سبز / 1.37A/Div) زوم شده در سرعت ۳۰۰ دور بر دقیقه

(چ) گشتاور (رنگ زرد / 5 N.m/Div)

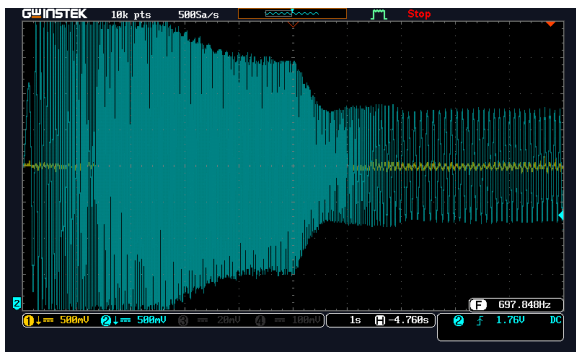
۳-۹-۲-۲- تست تغییرات سرعت تحت بار

برای بررسی عملکرد استراتژی حداکثر گشتاور در شرایط خطای مدار باز تکفاز، مشابه سایر تست‌های تحت بار،

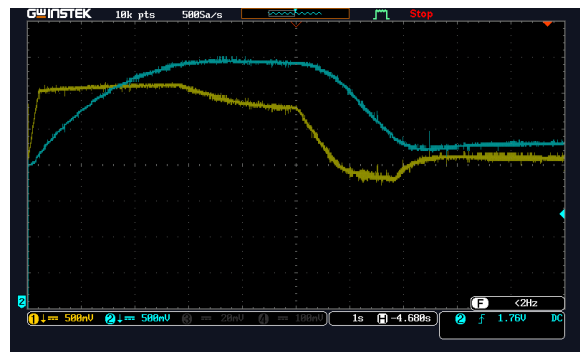
موتور القایی شش فاز نامتقارن با ژنراتور سنکرون کوپل بوده و و بار مقاومتی در خروجی ژنراتور در سرعت نامی ۱۴۰۰

دور بر دقیقه موجب ایجاد گشتاوری در حدود ۳.۵ نیوتن متر می‌گردد. همچنین فاز a با استفاده از یک فیوز مینیاتوری

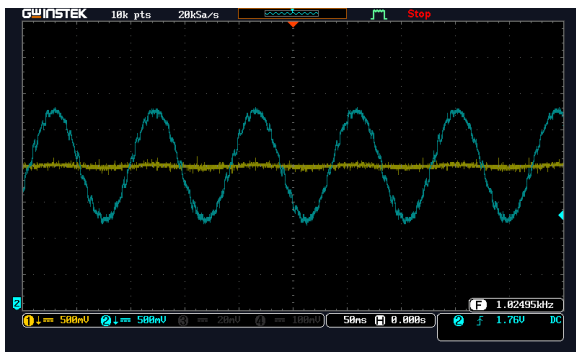
مدار باز شده است. در این حالت نیز، سرعت موتور ابتدا به سرعت نامی ۱۴۰۰ دور بر دقیقه افزایش یافته، سپس در لحظه ۵ ثانیه به ۳۰۰ دور بر دقیقه کاهش می‌یابد. نتایج این تست شامل سرعت، جریان محور q ، جریان فازهای خروجی و گشتاور در شکل ۹۷-۳ نمایش داده شده است. همانگونه که در توضیحات روش حداکثر گشتاور بیان گردید، حداکثر گشتاور قابل دستیابی در استراتژی حداکثر گشتاور بعد از خطای مدار باز تکفاز حدود ۳.۵ نیوتن متر می‌باشد. نتایج حاصل از استراتژی حداکثر گشتاور نشان می‌دهد که در شرایط خطای مدار باز تکفاز و تحت بار، سرعت موتور با دینامیک مناسب در بازه‌های مختلف کاری از جمله بازه های شتاب افزاینده و کاهنده، سرعت مرجع را دنبال می‌نماید.



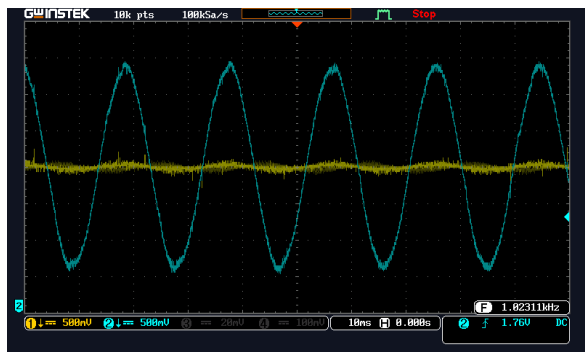
(ب)



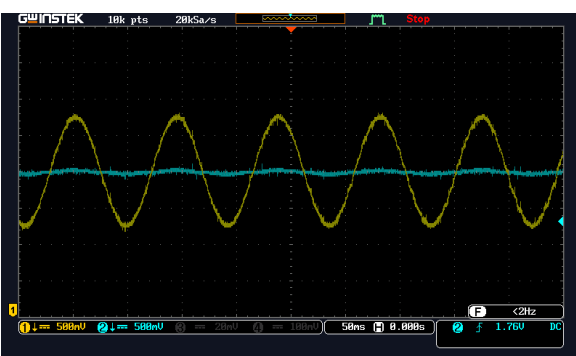
(الف)



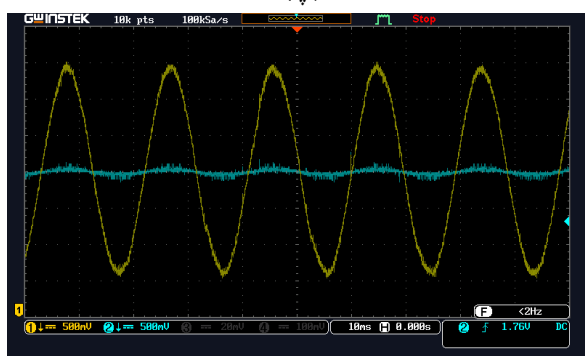
(ت)



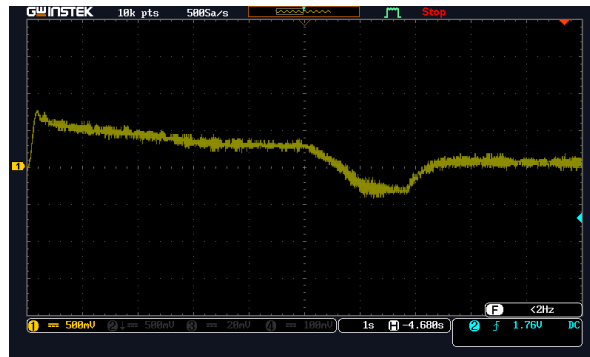
(پ)



(ج)



(ث)



(چ)

شکل ۹۷-۳: سرعت، جریان محور q، جریان فازهای موتور و گشتاور موتور در تست تغییرات سرعت در شرایط خطا به صورت تحت بار با استراتژی حداکثر گشتاور

(الف) سرعت موتور (رنگ سبز / 500rpm/Div) – جریان محور q (رنگ زرد / 1.37A/Div)

(ب) جریان فاز a (رنگ زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز b (رنگ سبز / 1.37A/Div)

(پ) جریان فاز a (رنگ زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز b (رنگ سبز / 1.37A/Div) زوم شده در سرعت ۱۴۰۰ دور بر دقیقه

(ت) جریان فاز a (رنگ زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز b (رنگ سبز / 1.37A/Div) زوم شده در سرعت ۳۰۰ دور بر دقیقه

(ث) جریان فاز d (رنگ زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز f (رنگ سبز / 1.37A/Div) زوم شده در سرعت ۱۴۰۰ دور بر دقیقه

(ج) جریان فاز d (رنگ زرد / 1.37A/Div) – جریان فاز f (رنگ سبز / 1.37A/Div) زوم شده در سرعت ۳۰۰ دور بر دقیقه

(چ) گشتاور (رنگ زرد / 5 N.m/Div)

۳-۱- جمع بندی

در این گزارش ابتدا به بررسی و شبیه سازی روش های مدولاسیون اینورترهای چندفازه پرداخته شد. در این بررسی به صورت خاص روش های مدولاسیون اینورترهای سه فاز، پنج فاز و شش فاز متقارن و نامتقارن بررسی گردید. با توجه به اهمیت مدل دینامیکی موتورهای چندفازه به منظور بررسی روش های تحمل پذیر خطا، به مدلسازی موتورهای چندفازه پرداخته شد. بدین منظور هم برای شرایط سالم و هم برای شرایط خطا مدل دینامیکی مناسبی برای موتورهای چندفازه ارائه گردید. با استفاده از مدل دینامیکی بدست آمده، به بررسی کنترل برداری موتور چندفازه پرداخته شد. سپس روش های مختلف کنترل تحمل پذیر خطا مورد بررسی قرار گرفتند. در این بررسی استراتژی های مختلفی همچون استراتژی حداقل تلفات و استراتژی حداکثر گشتاور به همراه نتایج شبیه سازی ارائه گردیدند. به منظور صحت سنجی روش های کنترل تحمل پذیر خطای ارائه شده، یک سیستم آزمایشگاهی شامل موتور شش فاز نامتقارن و همچنین کانورتر شش فاز ساخته

شد. نتایج تست های آزمایشگاهی در شرایط مختلف کاری از جمله تست تغییرات سرعت در شرایط بی بار و تحت بار ارائه گردید. در این تست ها هر دو استراتژی حداقل تلفات و حداکثر گشتاور مورد ارزیابی و صحت سنجی قرار گرفتند. نتایج آزمایشگاهی صحت عملکرد روش های کنترل تحمل پذیر خطا را اثبات نمود.

۴- مراجع

- [۱] سند راهبردی و نقشه ی راه توسعه ی فناوری های موتورهای الکتریکی پیشرفته. ۱۳۹۴.
- [۲] A. Bhowate, M. V. Aware, and S. Sharma, "Predictive Torque Control Algorithm for a Five-Phase Induction Motor Drive for Reduced Torque Ripple With Switching Frequency Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 7, pp. 7282-7294, 2020.
- [۳] A. H. Bonnett and G. C. Soukup, "Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 4, pp. 921-937, 1992.
- [۴] E. Levi, "Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1893-1909, 2008.
- [۵] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, and S. Williamson, "Multiphase induction motor drives – a technology status review," *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 4, pp. 489-516, 2006.
- [۶] G. K. Singh, "Multi-phase induction machine drive research—a survey," *Electric Power Systems Research*, vol. 61, no. 2, pp. 139-147, 2002/03/28/ 2002.
- [۷] L. Alberti and N. Bianchi, "Experimental Tests of Dual Three-Phase Induction Motor Under Faulty Operating Condition," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 5, pp. 2041-2048, 2012.
- [۸] R. R. Bastos, T. S. d. Souza, M. M. d. Carvalho, L. A. R. Silva, and B. J. C. Filho, "Assessment of a Nine-Phase Induction Motor Drive for Metal Industry Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 6, pp. 7217-7226, 2020.
- [۹] L. Parsa and H. A. Toliyat, "Fault-Tolerant Interior-Permanent-Magnet Machines for Hybrid Electric Vehicle Applications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, no. ۴, pp. 1546-1552, 2007.
- [۱۰] K. Iffouzar, B. Amrouche, T. Otmane Cherif, M.-F. Benkhoris, D. Aouzellag, and K. Ghedamsi, "Improved direct field oriented control of multiphase induction motor used in hybrid electric vehicle application," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 42, no. 30, pp. 19296-19308, 2017/07/27/ 2017.
- [۱۱] A. Salem and M. Narimani, "A Review on Multiphase Drives for Automotive Traction Applications," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, pp. 1329-1348, 1.۲۰۱۹ ۲۸/۱

-
- [۱۲] A. Cavagnino, Z. Li, A. Tenconi, and S. Vaschetto, "Integrated Generator for More Electric Engine: Design and Testing of a Scaled-Size Prototype," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 5, pp. 2034-2043, 2013.
 - [۱۳] A. S. Nanoty and A. R. Chudasama, "Design of multiphase induction motor for electric ship propulsion," in *2011 IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, 2011, pp. 283-287.
 - [۱۴] F. Terrien, S. Siala, and P. Noy, "Multiphase induction motor sensorless control for electric ship propulsion," in *Second International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2004)*. 2004, vol. 2, pp. 556-561 Vol.2.
 - [۱۵] A. Pantea *et al.*, "Fault-Tolerant Control of a Low-Speed Six-Phase Induction Generator for Wind Turbines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 1, pp. 426-436, 2019.
 - [۱۶] V. Yaramasu, A. Dekka, M. J. Durán, S. Kouro, and B. Wu, "PMSG-based wind energy conversion systems: survey on power converters and controls," *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 6, pp. 956-968, 2016.
 - [۱۷] G. Sulligoi, A. Tassarolo, V. Benucci, A. M. Trapani, M. Baret, and F. Luise, "Shipboard Power Generation: Design and Development of a Medium-Voltage dc Generation System," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 19, no. 4, pp. 47-55, 2013.
 - [۱۸] H. Guzman *et al.*, "Comparative Study of Predictive and Resonant Controllers in Fault-Tolerant Five-Phase Induction Motor Drives ",*IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 606-617, 2016.
 - [۱۹] R. Kianinezhad, B. Nahid-Mobarakeh, L. Baghli, F. Betin, and G. Capolino, "Modeling and Control of Six-Phase Symmetrical Induction Machine Under Fault Condition Due to Open Phases," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1966-1977, 2008.
 - [۲۰] H. S. Che, M. J. Duran, E. Levi, M. Jones, W. Hew, and N. A. Rahim, "Postfault Operation of an Asymmetrical Six-Phase Induction Machine With Single and Two Isolated Neutral Points," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5406-5416, 2014.
 - [۲۱] I. Subotic, N. Bodo, E. Levi, and M. Jones, "Onboard Integrated Battery Charger for EVs Using an Asymmetrical Nine-Phase Machine," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 3285-3295, 2015.
 - [۲۲] Z. Liu, L. Peng, Y. Li, and Z. Zheng, "Vector control of fixed joint double fifteen-phase induction motors system with propeller load," in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2013, pp. 1-9.
 - [۲۳] I. G. Prieto, M. J. Duran, P. Garcia-Entrambasaguas, and M. Bermudez, "Field-Oriented Control of Multiphase Drives With Passive Fault Tolerance," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 9, pp. 7228-7238, 2020.

-
- [۲۴] B. M. Wilamowski and J. D. Irwin, *Power Electronics and Motor Drives*. Taylor & Francis, 2011.
- [۲۵] H. Khan, "Optimised space vector modulation for variable speed drives," 11/06 2012.
- [۲۶] A. Iqbal and S. Moinuddin, "Comprehensive Relationship Between Carrier-Based PWM and Space Vector PWM in a Five-Phase VSI," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 10, pp. 2379-2390, 2009.
- [۲۷] A. Iqbal, E. Levi, M. Jones, and S. N. Vukosavic, "Generalised sinusoidal PWM with harmonic injection for multi-phase VSIs," in *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp. 1-7.
- [۲۸] A. Iqbal and E. Levi, "Space vector modulation schemes for a five-phase voltage source inverter," in *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2005, pp. 12 pp.-P.12.
- [۲۹] R. Hyung-Min, K. Jang-Hwan, and S. K. Sul, "Analysis of multiphase space vector pulse-width modulation based on multiple d-q spaces concept," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. ۶, pp. 1364-1371, 2005.
- [۳۰] M. S. B. Zulkifli, W. N. B. W. A. Munim, and H. C. M. Haris, "Five Phase Space Vector Modulation Voltage Source Inverter using large vector only," in *2012 International Symposium on Computer Applications and Industrial Electronics (ISCAIE)*, 2012, pp. 5-9.
- [۳۱] A. Lewicki, P. Strankowski, M. Morawiec, and J. Guziński, "Optimized Space Vector Modulation strategy for five phase voltage source inverter with third harmonic injection," in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, 2017, pp. P.1-P.10.
- [۳۲] A. Iqbal, S. Moinuddin, and M. R. Khan, "Space Vector Model of A Five-Phase Voltage Source Inverter," in *2006 IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2006, pp. 488-493.
- [۳۳] H. Che, "Contributions to Control of An Asymmetrical Six-phase Induction Machine," 2013.
- [۳۴] M. J. Durán, J. Prieto, F. Barrero, J. A. Riveros, and H. Guzman, "Space-Vector PWM With Reduced Common-Mode Voltage for Five-Phase Induction Motor Drives ",*IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 4159-4168, 2013.
- [۳۵] F. Patkar, *PWM Techniques for Control of Dual-inverter Supplied Six-phase Drives*. Liverpool John Moores University, 2013.
- [۳۶] D. Dujic, A. Iqbal, and E. Levi, "A Space Vector PWM Technique for Symmetrical Six-Phase Voltage Source Inverters," *EPE Journal*, vol. 17, no. 1, pp. 24-32, 2007/03/01 2007.
- [۳۷] V. Blasko, "Analysis of a hybrid PWM based on modified space vector and triangle comparison methods," *IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry*

- Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting*, vol. 2, pp. 947-955 vol.2, 1996.
- [۳۸] J. A. Houldsworth and D. A. Grant, "The Use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of a Three-Phase PWM Inverter ",*IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, pp. 1224-1228, 1984.
- [۳۹] R. Bojoi, A. Tenconi, F. Profumo, G. Griva, and D. Martinello, "Complete analysis and comparative study of digital modulation techniques for dual three-phase AC motor drives," *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)*, vol. 2, pp. 851-857 vol.2, 2002.
- [۴۰] B. Wu, *High-Power Converters and AC Drives*. Wiley, 2006.
- [۴۱] K. Gopakumar, V. T. Ranganthan, and S. R. Bhat" ,Split-phase induction motor operation from PWM voltage source inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 5, pp. 927-932, 1993.
- [۴۲] D. Hadiouche, L. Baghli, and A. Rezzoug, "Space-vector PWM techniques for dual three-phase AC machine: analysis, performance evaluation, and DSP implementation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 4, pp. 1112-1122, 2006.
- [۴۳] Z. Yifan and T. A. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1100-1109, 1995.
- [۴۴] R. C. Dorf and R. H. Bishop, *Modern Control Systems*. Pearson Prentice Hall, 2008.
- [۴۵] T. A. Lipo, "A d-q model for six phase induction machines," presented at the Electrical Machines ICEM., Athens, Greece, 1980 .
- [۴۶] D. Dujic, G. Grandi, M. Jones, and E. Levi, "A Space Vector PWM Scheme for Multifrequency Output Voltage Generation With Multiphase Voltage-Source Inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1943-1955, 2008.
- [۴۷] Y. Hu, Y. Feng, and X. Li, "Fault-Tolerant Hybrid Current Control of Dual Three-Phase PMSM With One Phase Open," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 3 ,pp. 3418-3426, 2022.
- [۴۸] F. Jen-Ren and T. A. Lipo, "Disturbance-free operation of a multiphase current-regulated motor drive with an opened phase," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1267-1274, 1994.
- [۴۹] Y. Zhao and T. A .Lipo, "Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 11, no. 3, pp. 570-577, 1996.
- [۵۰] Y. Zhao and T. A. Lipo, "Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 11, no. 3, pp. 578-584, 1996.

-
- [۵۱] S. Dwari and L. Parsa, "An Optimal Control Technique for Multiphase PM Machines Under Open-Circuit Faults," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1988-1995, 2008.
- [۵۲] S. Dwari and L. Parsa, "Fault-Tolerant Control of Five-Phase Permanent-Magnet Motors With Trapezoidal Back EMF," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 476-485, 2011.
- [۵۳] A. Mohammadpour and L. Parsa, "A Unified Fault-Tolerant Current Control Approach for Five-Phase PM Motors With Trapezoidal Back EMF Under Different Stator Winding Connections," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp. 3517-3527, 2013.
- [۵۴] R. Hyung-Min, K. Ji-Woong, and S. K. Sul, "Synchronous-frame current control of multiphase synchronous motor under asymmetric fault condition due to open phases," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 4, pp. 1062-1070, 2006.
- [۵۵] F. Locment, E. Semail, and X. Kestelyn, "Vectorial Approach-Based Control of a Seven-Phase Axial Flux Machine Designed for Fault Operation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 10, pp. 3682-3691, 2008.
- [۵۶] F. Baudart, B. Dehez, E. Matagne, D. Telteu-Nedelcu, P. Alexandre, and F. Labrique, "Torque Control Strategy of Polyphase Permanent-Magnet Synchronous Machines With Minimal Controller Reconfiguration Under Open-Circuit Fault of One Phase," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 6, pp. 2632-2644, 2012.
- [۵۷] A. Tani, M. Mengoni, L. Zarri, G. Serra, and D. Casadei, "Control of Multiphase Induction Motors With an Odd Number of Phases Under Open-Circuit Phase Faults," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 56۲-۵۷۷, ۲۰۱۲.
- [۵۸] H. Guzmán, M. J. Durán, F. Barrero, and S. Toral, "Fault-tolerant current predictive control of five-phase induction motor drives with an open phase," in *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2011, pp. 3680-3685.
- [۵۹] H. Guzman, M. J. Duran, F. Barrero, B. Bogado, and S. Toral, "Speed Control of Five-Phase Induction Motors With Integrated Open-Phase Fault Operation Using Model-Based Predictive Current Control Techniques," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 9, pp. 4474-4484, 2014.
- [۶۰] M. A. Fnaiech, F. Betin, G. A. Capolino, and F. Fnaiech, "Fuzzy Logic and Sliding-Mode Controls Applied to Six-Phase Induction Machine With Open Phases," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 1, pp. 354-364, 2010.
- [۶۱] W. N. W. A. Munim, M. J. Duran, H. S. Che, M. Bermúdez, I. González-Prieto, and N. A. Rahim, "A Unified Analysis of the Fault Tolerance Capability in Six-Phase Induction Motor Drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 10, pp. 7824-7836, 2017.

-
- [۶۲] Y. Geng, Z. Lai, Y. Li, D. Wang, R. Chen, and P. Zheng, "Sensorless Fault-Tolerant Control Strategy of Six-Phase Induction Machine Based on Harmonic Suppression and Sliding Mode Observer," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 110086-110102, 2019.
- [۶۳] A. G. Yepes, J. Doval-Gandoy, F. Baneira, and H. Toliyat, "Postfault Strategy for Dual Three-Phase Machines With Minimum Loss in the Full Torque Operation Range Under Two Open Phases," in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2018, pp. 3380-3385.
- [۶۴] J. M. Apsley, "Open-circuit fault mitigation for multiphase induction motors with a unified control structure," in *5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010)*, 2010, pp. 1-6.
- [۶۵] M. J. Duran, I. G. Prieto, M. Bermudez, F. Barrero, H. Guzman, and M. R. Arahal, "Optimal Fault-Tolerant Control of Six-Phase Induction Motor Drives With Parallel Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 629-640, 2016.
- [۶۶] J. Lofberg, "YALMIP : a toolbox for modeling and optimization in MATLAB," in *2004 IEEE International Conference on Robotics and Automation (IEEE Cat. No.04CH37508)*, 2004, pp. 284-289.
- [۶۷] I. González-Prieto, M. J. Duran, and F. J. Barrero, "Fault-Tolerant Control of Six-Phase Induction Motor Drives With Variable Current Injection," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 10, pp. 7894-7903, 2017.
- [۶۸] C. Huang, L. Zhou, Z. Cao, and G. Yao, "Fault-Tolerant Control Strategy with Asymmetric Phase Currents for Single to Four-Phase Open-Circuit Faults of Six-Phase PMSM," *Energies*, vol. 14, no. 11. doi: 10.3390/en14113163
- [۶۹] Z. Changpan, T. Wei, S. Xiang dong, Z. Zhaoji, Y. Guijie, and S. Jianyong, "Control strategy for dual three-phase PMSM based on reduced order mathematical model under fault condition due to open phases," *The Journal of Engineering*, <https://doi.org/10.1049/joe.2018.0061> vol. 2018, no. 13, pp. 489-494, 2018/01/01 2018.
- [۷۰] J. Liu, G.-J. Yang, Y. Li, H.-W. Gao, and J.-Y. Su, "Eliminating the Third Harmonic Effect for Six Phase Permanent Magnet Synchronous Generators in One Phase Open Mode," *Journal of Power Electronics*, vol. 14, 01/20 2014.