



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد

درایو موتور BLDC سه فاز توسط اینورتر **Z-Source** تغذیه شده توسط پیل سوختی

مصطفی نورالهی علمداری

استاد راهنما :

دکتر علی دستفان

استاد مشاور:

دکتر امین حاجی زاده

زمستان ۱۳۹۰

به نام خداوند بخشنده ی مهربان

تقدیر و تشکر:

من بسیار خود را مدیون استاد راهنمای خود، آقای دکتر دستفان می دانم. راهنمایی های ایشان در موقعیتهای مختلف، سبب شد تا قادر باشم این پایان نامه را به پایان برسانم. مهارتهای تخصصی ایشان بر هیچکس پوشیده نیست. من علاوه بر پایان نامه، درسهای الکترونیک قدرت و کیفیت توان را با ایشان گذرانده ام و به جرات میتوانم بگویم که در مدت آشنایی با ایشان بود که با مفاهیم ناب الکترونیک قدرت آشنا شدم. همچنین بر خود لازم میدانم که از زحمات استاد مشاور خود، آقای دکتر حاجی زاده تشکر نمایم. ایشان بخصوص در بحث پیلهای سوختی، راهنمایی های بسیار مفید و موثری داشتند. همچنین از کلیه دوستان و هم کلاسی های خود در دانشگاه صنعتی شاهرود که با یاری ها و راهنمایی های ایشان، بسیاری از سختی ها برایم آسان تر شد، کمال تشکر و قدردانی را دارم. در پایان، این پایان نامه را به پدر و مادر نازنینم و همسر عزیزم که یار و همراه همیشگی من بودند و وجودشان همواره برای من آرامش بخش بود، تقدیم می نمایم.

مصطفی نورالهی علمداری

زمستان ۱۳۹۰

مقالات مستخرج از پایان نامه

❖ مصطفی نورالهی علمداری، علی دستفان و امین حاجی زاده، "جذب حداکثر توان از پیل‌های

سوختی در خودروهای هیبرید"، نخستین کنفرانس ملی انرژی، فناوری‌های خودرو، توسعه

پایدار، پژوهشکده نیرو، آبان ۹۰

چکیده :

در چند سال اخیر نیاز به استفاده از منابع انرژی تجدیدپذیر نظیر انرژی خورشیدی، پیل های سوختی و انرژی بادی افزایش یافته است. از این میان پیل های سوختی به دلیل عدم آلودگی، بازدهی بالا و مستقل بودن از شرایط آب و هوایی، منابع انرژی بسیار مفیدی هستند. روش مرسوم برای کنترل این پیل ها استفاده از یک مبدل dc/dc می باشد. در کاربردهای سه فاز مانند درایو موتورهای ac ، یک اینورتر هم باید در مسیر مبدل dc/dc قرار گیرد تا بتواند توان سه فاز به موتور تحویل بدهد. استفاده از دو مبدل در کنارهم، سبب کاهش بازدهی و هزینه بالا می شود. در سال ۲۰۰۳ مبدلی مطرح شد که این مشکلات را بهبود می بخشد. این مبدل به دلیل شبکه ی امپدانسی که بکار می برد، Z -Source نامیده شد. ساختار این مبدل بگونه ای است که می تواند هر دو عمل افزایش ولتاژ و اینورتری را با هم انجام دهد.

هدف این پایان نامه درایو موتور $BLDC$ سه فاز توسط اینورتر Z -SOURCE تغذیه شده توسط پیل سوختی می باشد.

ابتدا پیل های سوختی، اینورترهای Z -SOURCE و موتورهای بدون جاروبک مغناطیس دائم معرفی و بررسی می شوند. سپس مشخصه های مختلف پیل سوختی بدست آمده و پیل سوختی، اینورتر Z -SOURCE و سیستم کنترلی موتور $PMSM$ در محیط سیمولینک شبیه سازی شده است. کنترل موتور با استفاده از اینورتر معمولی و اینورتر Z -SOURCE در حالتی که تغذیه پیل سوختی باشد، شبیه سازی و مقایسه شده است. شبیه سازی ها نشان می دهند که استفاده از اینورتر Z -SOURCE سبب ایجاد ریپل گشتاور کمتر نسبت به اینورتر معمولی می شود.

کلمات کلیدی: پیل سوختی PEM ، اینورتر منبع ولتاژی، اینورتر Z -SOURCE، موتور بدون جاروبک مغناطیس دائم، کنترل پروژی، درایو موتورهای ac ، ریپل گشتاور، هیستریزیس.

فهرست مطالب

فصل اول.....	۱
مقدمه.....	۱
فصل دوم.....	۷
پیل سوختی ونحوه ی کنترل آن.....	۷
۱-۲- مقدمه.....	۸
۲-۲- پیل سوختی وانواع آن.....	۱۰
۳-۲- مدلسازی پیل سوختی PEM.....	۱۵
۴-۲- سیستم کنترلی استفاده شده در پیل سوختی.....	۲۱
۵-۲- شکل موج های ولتاژوتوان پیلها ی سوختی.....	۲۲
فصل سوم.....	۲۴
موتور BLDC ونحوه ی کنترل آن.....	۲۴
۱-۳- مقدمه.....	۲۵
۲-۳- مدل ریاضی موتور BDCM.....	۲۷
۳-۳- کنترل موتور BDCM.....	۳۰
۴-۳- مدل ریاضی موتور PMSM.....	۳۵
۵-۳- مقایسه ی موتورهای BDCM و PMSM.....	۳۷
۶-۳- روشهای کنترل موتورهای PMSM.....	۳۸
۳-۶-۱- کنترل اسکالر (کنترل ولت-هرتز).....	۳۹
۳-۶-۲- روش کنترل برداری.....	۴۰
۳-۶-۱-۲- روش DTC.....	۴۰
۳-۶-۲-۲- روش FOC.....	۴۱
۳-۶-۷- بررسی دقیقتر روش FOC.....	۴۲
فصل چهارم.....	۴۹
کنترل موتور BLDC بااینورتر Z-Source تغذیه شده توسط پیل سوختی.....	۴۹

فهرست مطالب

۵۰	۱-۴-۱- مقدمه
۵۰	۲-۴-۲- مبدا Z-Source
۵۰	۴-۲-۱- تفاوت‌های مبدا ZS و مبدهای معمولی
۵۴	۴-۲-۲- اصول عملکرد مبدا ZS
۵۷	۴-۲-۳- مقالات ارائه شده در زمینه ی مبدا ZS
۵۹	۴-۲-۴- روشهای کنترل (کلیدزنی) در مبدا ZS
۶۰	۴-۲-۱- روش کنترل ساده (SBC)
۶۲	۴-۲-۲- روش کنترل ماکزیمم بهره (MBC)
۶۵	۴-۲-۳- روش کنترل ماکزیمم بهره ی ثابت (CBC)
۶۸	۴-۲-۴- روش بردارفضایی (SV) برای کنترل اینورتر ZS
۷۰	۴-۲-۵- نحوه ی محاسبه ی امیدانسهای شبکه ZS
۷۳	۴-۳-۳- پیاده سازی مدل پیل سوختی در Simulink
۷۷	۴-۴-۳- پیاده سازی مدل کنترلی موتور در Simulink
۸۴	فصل پنجم
۸۴	نتایج شبیه سازی
۸۵	۵-۱- مقدمه
۸۷	۵-۲- پارامترهای پیل سوختی، شبکه ی ZS و موتور PMSM
۸۸	۵-۳- مشخصه ی پیل سوختی
۹۱	۵-۴- بررسی سیستم شامل باتری و VSI
۹۶	۵-۵- بررسی سیستم شامل پیل سوختی و VSI
۹۹	۵-۶- بررسی سیستم شامل پیل سوختی و شبکه ی ZS
۱۰۲	۵-۷- بررسی سیستم شامل پیل سوختی و ZSI
۱۰۵	۵-۸- بررسی نتایج
۱۰۸	۵-۹- بررسی فشار واکنش دهنده ها

فهرست مطالب

فصل ششم.....	۱۱۱
نتیجه گیری و پیشنهادات.....	۱۱۱
۱-۶- نتیجه گیری.....	۱۱۲
۲-۶- پیشنهادات.....	۱۱۳
مراجع.....	۱۱۴

فهرست شکل‌ها

- شکل ۱-۲ ساختار پیل سوختی..... ۱۰
- شکل ۲-۲ خلاصه ی کاربردها و مزایای اصلی پیل سوختی..... ۱۴
- شکل ۳-۲ شماتیک یک PEMFC..... ۱۶
- شکل ۴-۲ ساختار کلی پیل سوختی..... ۲۲
- شکل ۵-۲ شکل موج ولتاژ نسبت به جریان در یک پیل سوختی [۳]..... ۲۲
- شکل ۱-۳ مدار معادل موتور BDCM..... ۲۹
- شکل ۲-۳ ولتاژ ضد محرکه و جریان موتور [۲۴]..... ۲۹
- شکل ۳-۳ شکل موجهای EMF، جریان و خروجیهای سنسورهای هال [۲۵]..... ۳۱
- شکل ۴-۳ مقطع عرضی موتور BDCM و توالی انرژی دار شدن فازها..... ۳۲
- شکل ۵-۳ ساختار طرح کنترل ولتاژ..... ۳۲
- شکل ۶-۳ ساختار طرح کنترل جریان dc..... ۳۳
- شکل ۷-۳ ساختار طرح کنترل جریان لینک ac..... ۳۴
- شکل ۸-۳ مدار معادل PMSM با استفاده از معادلات دینامیک [۲۳]..... ۳۷
- شکل ۹-۳ مدار معادل حالت مانای موتور [۲۳]..... ۳۷
- شکل ۱۰-۳ روشهای مختلف کنترلی PMSM..... ۳۹
- شکل ۱۱-۳ ساختار روش DTC..... ۴۱
- شکل ۱۲-۳ مقایسه ی سیگنالهای مرجع تحت شرایط عملکرد حالت مانا..... ۴۳
- شکل ۱۳-۳ طرح ساده ی کنترل گشتاور..... ۴۵
- شکل ۱۴-۳ کنترل هیستریزیس..... ۴۵
- شکل ۱۵-۳ دیاگرام بردار فضایی برای تولید گشتاور بهینه در دستگاه روتور..... ۴۶
- شکل ۱۶-۳ کنترل گشتاور در دستگاه مرجع روتور..... ۴۷
- شکل ۱۷-۳ ساختار مورد استفاده در روش کنترل FOC..... ۴۷
- شکل ۱-۴ اینورتر منبع ولتاژی..... ۵۱

فهرست شکل‌ها

۵۱	شکل ۲-۴ کلید بکاررفته در VSI.....
۵۲	شکل ۳-۴ یک اینورتر منبع جریانی.....
۵۲	شکل ۴-۴ کلید بکار رفته در CSI.....
۵۳	شکل ۵-۴ ساختار کلی یک مبدل Z-Source.....
۵۴	شکل ۶-۴ مبدل ZS در حالت اتصال کوتاه شدن ساق (ST).....
۵۵	شکل ۷-۴ مبدل ZS در هشت حالت معمول.....
۶۰	شکل ۸-۴ روش کنترل ساده [۳۲].....
۶۱	شکل ۹-۴ بهره ی ولتاژ در روش SBC، [۵۶].....
۶۲	شکل ۱۰-۴ استرس ولتاژ نسبت به بهره ی ولتاژ [۵۶].....
۶۳	شکل ۱۱-۴ کلیدزنی در روش MBC [۵۶].....
۶۴	شکل ۱۲-۴ منحنی بهره ی ولتاژ نسبت به شاخص مدولاسیون [۵۶].....
۶۵	شکل ۱۳-۴ استرس ولتاژ در روش MBC، [۵۶].....
۶۷	شکل ۱۴-۴ روش کنترل CBC [۵۷].....
۶۷	شکل ۱۵-۴ منحنی بهره ی ولتاژ نسبت به شاخص مدولاسیون [۵۷].....
۶۸	شکل ۱۶-۴ مقایسه ی استرس ولتاژی در روشهای مختلف [۵۷].....
۶۸	شکل ۱۷-۴ هشت حالت ممکن کلیدزنی برای یک VSI [۵۸].....
۶۹	شکل ۱۸-۴ هشت بردار پایه ممکن در صفحه ی $d - q$ [۵۸].....
۷۰	شکل ۱۹-۴ نحوه وزمان کلیدزنی برای مبدل ZS [۵۹].....
۷۲	شکل ۲۰-۴ شکل v_{L1} و v_{C1} نسبت به زمان [۶۰].....
۷۳	شکل ۲۱-۴ مدل هیدروژن.....
۷۳	شکل ۲۲-۴ مدل آب در سمت آند.....
۷۴	شکل ۲۳-۴ مدل آند.....
۷۴	شکل ۲۴-۴ مدل اکسیژن.....

فهرست شکل‌ها

۷۵	شکل ۴-۲۵ مدل نیتروژن.....
۷۵	شکل ۴-۲۶ مدل آب درسمت کاتد.....
۷۶	شکل ۴-۲۷ مدل کاتد.....
۷۶	شکل ۴-۲۸ مدلسازی تولیدولتاژدرپیل.....
۷۷	شکل ۴-۲۹ کنترل کننده ی اول.....
۷۷	شکل ۴-۳۰ کنترل کننده ی دوم.....
۷۸	شکل ۴-۳۱ نحوه ی تولیدجریانهای مرجع سه فاز.....
۷۸	شکل ۴-۳۲ تبدیل ازدستگاه روتوربه دستگاه سه فازabc.....
۷۹	شکل ۴-۳۳ پیاده سازی کنترل هیستریزس درمحیط سیمولینک.....
۷۹	شکل ۴-۳۴ سیستم FOC.....
۸۱	شکل ۴-۳۸ طرحی برای کنترل زمان ST درروش هیستریزس.....
۸۲	شکل ۴-۳۹ مدارشبه سازی شده درمحیط سیمولینک.....
۸۵	شکل ۵-۱ باتری، مبدل dc/dc، اینورتر و موتور PMSM.....
۸۵	شکل ۵-۲ پیل سوختی، مبدل dc/dc، اینورتر و موتور PMSM.....
۸۶	شکل ۵-۳ پیل سوختی، شبکه ZS، مبدل dc/dc، اینورتر، موتور PMSM.....
۸۶	شکل ۵-۴ پیل سوختی، اینورتر ZS و موتور PMSM.....
۸۹	شکل ۵-۵ جریان ورودی به پیل سوختی.....
۸۹	شکل ۵-۶ توان خروجی ازپیل سوختی.....
۹۰	شکل ۵-۷ ولتاژپیل سوختی.....
۹۲	شکل ۵-۸ شکل موج سرعت درزمانیکه سیستم شامل باتری و VSI باشد.....
۹۳	شکل ۵-۹ شکل موج گشتاورزمانیکه سیستم شامل باتری و VSI باشد.....
۹۴	شکل ۵-۱۰ شکل موجهای جریانهای سه فازدرزمانیکه سیستم شامل باتری و VSI باشد.....
۹۴	شکل ۵-۱۱ شکل موج جریان فازها درحالتیکه سیستم شامل باتری و VSI باشد (درزمان ۱.۷ تا ۲ ثانیه).....
۹۵	شکل ۵-۱۲ شکل موج جریانها درمحورهای d و q درحالتیکه سیستم شامل باتری و VSI باشد.....

فهرست شکل‌ها

- شکل ۵-۱۳ شکل موج گشتاور زمانیکه سیستم شامل پیل سوختی و VSI باشد. ۹۷
- شکل ۵-۱۴ شکل جریان فازها در زمانیکه سیستم شامل پیل سوختی و VSI باشد (دربازه ۱.۷ تا ۲ ثانیه). ۹۷
- شکل ۵-۱۵ جریانهای محورهای d و q زمانیکه سیستم شامل پیل سوختی و VSI باشد. ۹۸
- شکل ۵-۱۶ شکل موج گشتاور زمانیکه سیستم شامل پیل سوختی و شبکه ZS باشد. ۹۹
- شکل ۵-۱۷ شکل موج جریان فازها در زمانیکه سیستم شامل پیل سوختی و شبکه ZS باشد (دربازه ۱.۷ تا ۲ ثانیه). ۱۰۰
- شکل ۵-۱۸ جریانهای محورهای d و q زمانیکه سیستم شامل پیل سوختی و شبکه ZS باشد. ۱۰۱
- شکل ۵-۱۹ شکل موج گشتاور زمانیکه سیستم شامل پیل سوختی و اینورتر ZSI باشد. ۱۰۲
- شکل ۵-۲۰ شکل موج جریان فازها در زمانیکه سیستم شامل پیل سوختی و ZSI باشد (دربازه ۱.۷ تا ۲ ثانیه). ۱۰۳
- شکل ۵-۲۱ جریانهای محورهای d و q زمانیکه سیستم شامل پیل سوختی و ZSI باشد. ۱۰۴
- شکل ۵-۲۲ مقایسه ی گشتاورها (از بالا به پایین به ترتیب مربوط به پیل سوختی و VSI، پیل سوختی و شبکه ی ZS و پیل سوختی و ZSI). ۱۰۶
- شکل ۵-۲۳ شکل موج جریان اعمالی به پیل سوختی. ۱۰۸
- شکل ۵-۲۴ شکل موج ولتاژ، فشار اکسیژن و فشار هیدروژن. ۱۰۸
- شکل ۵-۲۵ شکل موج فشار اکسیژن و فشار هیدروژن. ۱۰۹
- شکل ۵-۲۶ زمانهای روشن و خاموش بودن کلیدها. ۱۱۰

فهرست جداول

جدول ۱-۲ پارامترهای پیل سوختی.....	۹
جدول ۲-۲ اطلاعات انواع مختلف پیل سوختی.....	۱۴
جدول ۱-۳ توالی کلیدزنی [۲۵].....	۳۱
جدول ۱-۵ پارامترهای پیل سوختی.....	۸۷
جدول ۲-۵ پارامترهای شبکه Z-Source.....	۸۸
جدول ۳-۵ پارامترهای موتور PMSM.....	۸۸

فصل اول

مقدمه

استفاده از منابع انرژی تجدید پذیر(همانند انرژی بادی، انرژی خورشیدی و پیل های سوختی) در سالیان اخیر به سرعت افزایش یافته است. از دلایل عمده این امر می توان به مشکلات مربوط به آلودگی های ناشی از سوخت های فسیلی و محدودیت این منابع اشاره نمود. پیل های سوختی، سیستم های تولید توان الکتریکی هستند که بر خلاف انرژی های بادی و خورشیدی، مستقل از شرایط آب و هوایی می باشند و مادامی که هیدروژن و اکسیژن وجود داشته باشد، می توانند انرژی الکتریکی تولید کنند.

پیل سوختی، یک تجهیز الکتروشیمیایی است که انرژی شیمیایی را مستقیماً به انرژی الکتریکی تبدیل می کند. اساساً یک سیستم پیل سوختی شامل سه بخش می باشد که عبارتند از: یک رفورمر، یک استک و مبدل توان. رفورمر سوخت ورودی را می گیرد و گاز هیدروژن تولید می نماید و سپس این گاز را به استک تحویل می دهد. در استک، هیدروژن گرفته شده از رفورمر و اکسیژن هوا، با هم واکنش الکتروشیمیایی ایجاد می کنند و از این طریق توان الکتریکی dc تولید می گردد. سطح ولتاژ dc خروجی از پیل سوختی، پایین می باشد. لذا از یک مبدل توان استفاده می شود تا این ولتاژ dc کم، به ولتاژ dc یا ac با مقدار بالا تبدیل شود. از خصوصیات این منابع انرژی می توان به بازدهی بالا و عدم ایجاد آلودگی اشاره نمود. یک پیل سوختی فقط الکتریسیته، آب و حرارت تولید می کند و اگر فقط از انرژی الکتریکی آن استفاده شود، بازدهی آن در حدود ۴۰٪ می شود. اما اگر بصورت CHP از آن استفاده گردد بازدهی آن به حدود ۸۰٪ می رسد. بنابراین پیل های سوختی منابع توان dc هستند که مطمئن، تمیز و پر بازده می باشند. انواع مختلف پیل سوختی، بر حسب الکترولیت بکار رفته در آنها طبقه بندی می شوند که این الکترولیت می تواند بطور مثال غشاء تبادل پروتون^۱ PEM، اسید فسفریک و... باشد که در فصل بعدی به آنها پرداخته خواهد شد.

^۱ Proton Exchange Membrane

با مقایسه انواع مختلف پیل های سوختی که در فصل دوم به آنها اشاره خواهد شد، مشاهده می شود که پیل های سوختی PEM به دلیل دمای عملکردی پایین، چگالی توان بالا و راه اندازی سریع گزینه مناسبی برای کاربردهای خانگی و کاربردهای مربوط به خودروهای هیبرید می باشد.

هدف از این پایان نامه، مطالعه سیستم الکترونیک قدرتی است که واسط بین یک پیل سوختی و یک موتور PMSM است و می تواند این ساختار را کنترل نماید. ولتاژ خروجی پیل سوختی کم می باشد و نیز همانگونه که در فصل دوم بررسی خواهد شد، ولتاژ پیل با جریان آن رابطه غیر خطی دارد و با افزایش جریان پیل، ولتاژ آن کاهش می یابد. این ولتاژ باید افزایش یابد و سپس به یک اینورتر اعمال شود تا بتواند ولتاژ ac مناسب در خروجی آن ایجاد نماید. برای دست یابی به این منظور، در خروجی پیل سوختی یک مبدل dc/dc افزایشده و یک اینورتر dc/ac قرار داده می شود. اینورترها را می توان به دو دسته ی اینورترهای منبع ولتاژی^۱ و اینورترهای منبع جریانی^۲ تقسیم نمود. اینورترهای VSI دارای معایبی هستند که از جمله ی آنها می توان به موارد ذیل اشاره نمود :

- ولتاژ ac خروجی لزوما کمتر از ولتاژ لینک dc است.

- هیچ گاه کلید های روی یک ساق نمی توانند با هم روشن شوند.

بنابراین هنگامیکه منبع انرژی، پیلسوختی است، مبدل dc/dc علاوه بر جبران نمودن ولتاژ سطح پایین پیل، کاهش ولتاژ ناشی از وجود اینورتر را هم جبران می نماید. قرار گرفتن دو مبدل کنار هم، سبب افزایش هزینه ی سیستم و کاهش بازدهی آن می گردد. این دلایل سبب شد که در سال ۲۰۰۳، یک توپولوژی جدید از اینورترها به عنوان اینورتر Z-Source مطرح گردید.

در این ساختار از یک شبکه ی امپدانس خاص، در قسمت لینک dc اینورتر استفاده می شود. این امر سبب ایجاد ویژگی های خاصی برای اینورتر می شود که قبلا ممکن نبود. یکی از این خواص، امکان

^۱ Voltage Source Inverter (VSI)

^۲ Current Source Inverter (CSI)

اتصال کوتاه شدن هر دو کلید موجود در یک ساق، بطور همزمان می باشد. این حالت را ST^1 می نامند.

شبکه امپدانسی بکاررفته در این ساختار، شامل دو سلف و دو خازن می باشد که به صورت X شکل به هم متصل می شوند. اینورترهای Z -SOURCE دارای این مزیت هستند که به دلیل امکان وجود حالات ST ، نویزهای EMI^2 نمی توانند روی آنها تاثیر بگذارند. همچنین این اینورترها می توانند ولتاژهایی بیشتر از ولتاژ dc ورودی، در خروجی تولید نمایند. ولتاژ خروجی اینورتر ZS به سادگی با کنترل زمان ST قابل کنترل است. هدف از این پایان نامه، کنترل یک موتور ac توسط اینورتر Z -SOURCE تغذیه شده توسط پیل سوختی می باشد.

موتورهای ac ، شامل موتورهای بدون جاروبک مغناطیس دائم و موتورهای القایی، دارای کاربردهای گوناگونی می باشند. برتری اساسی موتورهای ac نسبت به موتورهای dc عبارت است از: عدم وجود ارتباط الکتریکی بین قسمت‌های ساکن و گردان. بنابراین در موتورهای ac مشکلات مربوط به کموتاسیون و جاروبک دیگر وجود ندارد. همچنین این موتورها دارای بازدهی بیشتری نسبت به موتورهای dc هستند.

در موتورهای ac کنترل سرعت از طریق کنترل دامنه و فرکانس ولتاژ انجام می شود. سرعت موتور به سرعت میدان مغناطیسی استاتور که با فرکانس ولتاژ می چرخد، وابسته است. لذا با تغییر فرکانس، سرعت موتور تغییر می کند. اما بدون استفاده از روش های کنترل برداری (نظیر DTC و FOC)، موتورهای ac برای کاربردهای سرعت متغیر مناسب نیستند، دلیل این امر تزویج بین شار و گشتاور است.

¹ Shoot through

² Electromagnetic interference

موتورهای بدون جاروبک مغناطیس دائم دارای مزایای زیادی از قبیل گشتاور زیاد، اندازه کوچک، بازدهی بالا و هزینه نگهداری کم هستند. درایو مورد استفاده برای کنترل این نوع موتور، یک اینورتر است که در آن با کنترل کلیدهای اینورتر، سرعت و گشتاور موتور قابل کنترل است. لازم به ذکر است که گشتاور موتور باید بگونه ای کنترل شود که دارای ریپل کمی باشد چرا که وجود ریپل در گشتاور سبب ایجاد لرزش در موتور و ایجاد صدمات مکانیکی می شود.

از کاربردهای خاص این موتورها، استفاده در زیردریایی ها می باشد. اما در اینگونه کاربردها باید ملاحظاتی در نظر گرفته شود. تولید امواج ناشی از ریپل گشتاور و انتشار آن ها در آب، باعث ردیابی زیر دریایی می شود. لذا کاهش ریپل در این کاربردها بسیار مهم است [۱]. همچنین از دیگر کاربردهای موتورهای بدون جاروبک مغناطیس دائم، در خودروهای هیبرید که مجهز به پیل سوختی هستند، می باشد. لذا با توجه به نیازها و کاربردهای اشاره شده، موتور در نظر گرفته شده در این پایان نامه یک موتور BLDC می باشد.

در فصل بعد مفاهیم مربوط به پیل های سوختی بطور کامل تشریح می شود. انواع مختلف پیل سوختی از لحاظ توان تولیدی، دمای عملکرد و پارامترهای دیگر معرفی و بررسی می گردند. سپس پیل سوختی PEM بطور خاص مورد بررسی قرار می گیرد. معادلات الکتروشیمیایی و نحوه ی ولتاژسازی آن بیان می گردد. همچنین معادلات فشار گازهای موجود در پیل بطور کامل تشریح می گردد.

در فصل سوم موتورهای بدون جاروبک مغناطیس دائم بررسی می شوند. این موتورها را می توان (از لحاظ شکل موج ولتاژ ضد محرکه) به دو دسته ی موتورهای سینوسی و دوزنقه ای تقسیم بندی نمود که معادلات هر دو نوع موتور بیان شده و مختصراً روش های مختلف کنترل این موتورها بیان می گردند.

در فصل چهارم ابتدا مفاهیم مربوط به مبدل Z-SOURCE بیان می شود. ساختار این مبدل تشریح می گردد و از لحاظ عملکرد با مبدل های VSI و CSI مقایسه میگردد. سپس معادلات این مبدل ارائه می گردد. در بخش بعد چهار روش اصلی کنترل این مبدل بررسی می شود و نهایتاً نحوه ی محاسبه ی سلف ها و امپدانس های شبکه Z-SOURCE ارائه می گردد. در ادامه پیل سوختی و موتور PMSM به مبدل ZSI افزوده می گردد. مدل های سیمولینک بکار رفته در این پایان نامه نیز در این فصل ارائه می شود.

در فصل ششم نتایج شبیه سازی ها ارائه می شود و نشان داده می شود که استفاده از مبدل Z-SOURCE، به مقدار کمی ریپل گشتاور موتور PMSM را کاهش می دهد. نهایتاً در فصل ششم نتیجه گیری و پیشنهادات بیان شده است.

فصل دوم

پیل سوختی و نحوه ی کنترل آن

۲-۱- مقدمه

در این فصل را میتوان به دو بخش کلی تقسیم نمود، یک بخش مربوط به بررسی پیل سوختی و بخش دیگر مربوط به بررسی مبدل Z-Source.

در بخش اول ابتدا انواع مختلف پیل‌های سوختی معرفی می‌شوند و مزایا و معایب هر کدام عنوان می‌گردند. سپس پیل سوختی PEM به عنوان پیل سوختی مورد استفاده در این پایان نامه، بصورت دقیقتر مورد بررسی قرار می‌گیرد و معادلات آن ارائه می‌گردد. در ادامه، مدل شبیه سازی شده ی پیل در محیط سیمولینک، ارائه می‌گردد.

در بخش دوم ساختار مبدل Z-Source به عنوان یک توپولوژی جدید از اینورترها معرفی می‌شود. معادلات مربوط به این مبدل بطور کامل ارائه می‌گردد. سپس بطور مختصر مقالات ارائه شده در مورد این مبدل بازنگری می‌گردد. در قسمت بعد، چهار روش مهم کنترل این مبدل مورد تحلیل قرار می‌گیرد. نهایتاً در بخش پایانی نحوه ی محاسبه ی امیدانسه‌های شبکه ZS^1 ارائه می‌گردد.

متغیرهای بکار رفته در پیل سوختی بصورت جدول - تعریف می‌شوند.

¹ Z-Source

جدول ۱-۲ پارامترهای پیل سوختی

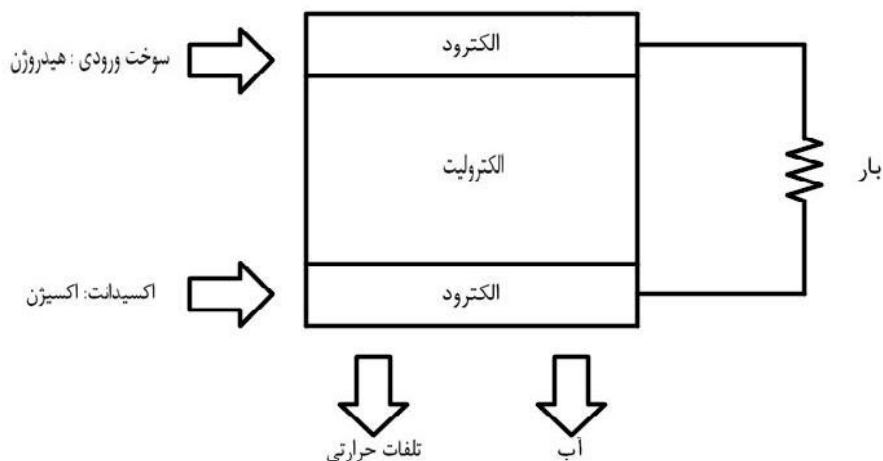
اصطلاح	تعریف
E	ولتاژ مدار باز در فشار استاندارد
N_0	تعداد سلولهای پیل سوختی
V_0	ولتاژ مدار باز ناشی از یک سلول از پیل سوختی
T	دمای پیل سوختی بر حسب کلوین
R	ثابت جهانی گاز بر حسب ($J / mol - K$) و برابر با .
F	ثابت فارادی (C / mol) و برابر با
r	ثابت انتقال بار و برابر با .
I_n	چگالی جریان داخلی پیل (A / cm^2)
I_0	چگالی جریان مبادله ای (A / cm^2)
R_{ohm}	مقاومت اهمی پیل سوختی
P_{H_2}	فشار هیدروژن در سمت آند
P_{O_2}	فشار اکسیژن در سمت کاتد
$P_{H_2O_A}$	فشار آب در سمت آند
$P_{H_2O_C}$	فشار آب در سمت کاتد

ادامه جدول ۱-۲ پارامترهای پیل سوختی

H_{2in}, H_2O_{Ain}	نرخ شارش مولی هیدروژن و بخار آب در آند
$O_{2in}, H_2O_{Cin}, N_{2in}$	نرخ شارش مولی اکسیژن، بخار آب و نیتروژن در کاتد
V_a, V_c	حجم آند و کاتد بر حسب متر مکعب
A_{fc}	سطح مقطع پیل

۲-۲- پیل سوختی و انواع آن

یک پیل سوختی، یک مبدل انرژی الکتروشیمیایی است که انرژی شیمیایی سوخت را مستقیماً به انرژی الکتریکی DC تبدیل می کند. یک پیل سوختی شامل یک الکترولیت، یک الکتروود مثبت و منفی و واکنش دهنده ها (سوخت و اکسیدانت) می باشد [۲]. ساختار ساده ی این سیستم را میتوان در شکل ۱-۲ مشاهده نمود.



شکل ۱-۲ ساختار پیل سوختی

هیدروژن می تواند بطور مستقیم و یا غیر مستقیم (از طریق رفورمر) از سوختهایی نظیر گاز طبیعی، الکل و... به سیستم تغذیه شود. به غیر از موارد عملی مربوط به هزینه ی مواد و ساخت، دو مشکل فنی عمده در پیلهای سوختی وجود دارد []:

-سرعت واکنش پایین که منجر به تولید جریان و توان کم می شود.

-هیدروژن سوختی نیست که به راحتی در دسترس باشد.

برای حل این مشکلات، انواع مختلفی از پیل های سوختی ارائه شد که تفاوت آنها عمدتاً بر روی الکترولیتی است که در آنها بکار رفته است. بر این اساس پیلهای سوختی دارای انواع زیر هستند [۳] و [۴]،

- پیلهای سوختی اسید فسفریک (PAFC)
- پیل سوختی اکسید جامد (SOFC)
- پیل سوختی کربنات مذاب (MCFC)
- پیل سوختی با غشاء تبادل پروتون یا پیل سوختی پلیمر جامد (PEMFC یا SPFC)
- پیل سوختی آلکالاین (AFC)
- پیل سوختی متانول مستقیم (DMFC)
- پیل سوختی احیاء کننده
- پیل سوختی با هوای روی
- پیل سوختی پروتون سرامیک

میتوان خصوصیات این پیلها را بصورت ذیل بیان نمود،

- سایز : از ۱kW تا ۱۰MW

- بازدهی : الکتریکی (بین تا /)، اگر بصورت تولید همزمان^۱ بکار رود (بین تا /).
 - سوخت : گاز طبیعی، هیدروژن، پروپان و ..
 - وضعیت تجاری: پیل‌های PAFC, SOFC, MCFC, PEMFC دارای کاربرد تجاری هستند.
- کاربردهای انواع مختلف پیل‌های سوختی را میتوان بصورت زیر دسته بندی نمود،
- PAFC : پزشکی، صنعتی، مدارس، مراکز تجاری، نیروگاه‌های برق (کاربرد بصورت CHP^۲)
 - AFC : کاربرد در تجهیزات فضایی (آپولو، شاتل)
 - SOFC : بصورت تولید همزمان (CHP) در منازل، ساختمان‌های تجاری کوچک، کارخانجات صنعتی
 - MCFC : صنعتی، دانشگاهها، بیمارستانها، کاربرد در سیستم‌های CHP متوسط و بزرگ تا چند مگاوات
 - DMFC : برای سیستم‌های الکترونیکی قابل حمل و توان پایین (عملکرد در زمان طولانی)
 - PEMFC : - اتوموبیلها
 - مصارف خانگی (کمتر از ۱۰kW)، با یا بدون CHP
 - مصارف تجاری (۱۰ تا ۲۵۰kW)، با یا بدون CHP
 - مصارف صنعتی کوچک (کمتر از ۲۵۰kW)، با یا بدون CHP
 - توانهای قابل حمل (کمتر از چند کیلووات)
 - کاربرد در سیستم‌های CHP توان پایین

^۱ Cogeneration

^۲ Combined heat and Power

مزایای برخی از انواع پیل‌های سوختی به شرح زیر است،

- PAFC : آلودگی صوتی پایین، بازدهی بالا، قابلیت اطمینان بالا

- SOFC و MCFC : آلودگی صوتی کم، بازدهی بالا

- PEMFC : آلودگی صوتی کم، بازدهی بالا، کاربرد در خودرو

معایب پیل‌های مختلف عبارتند از،

- PAFC : هزینه ی بالا

- SOFC : هزینه ی بالا

- MCFC : هزینه ی بالا، باید قابلیت اطمینان آنها برای بلند مدت بررسی شود.

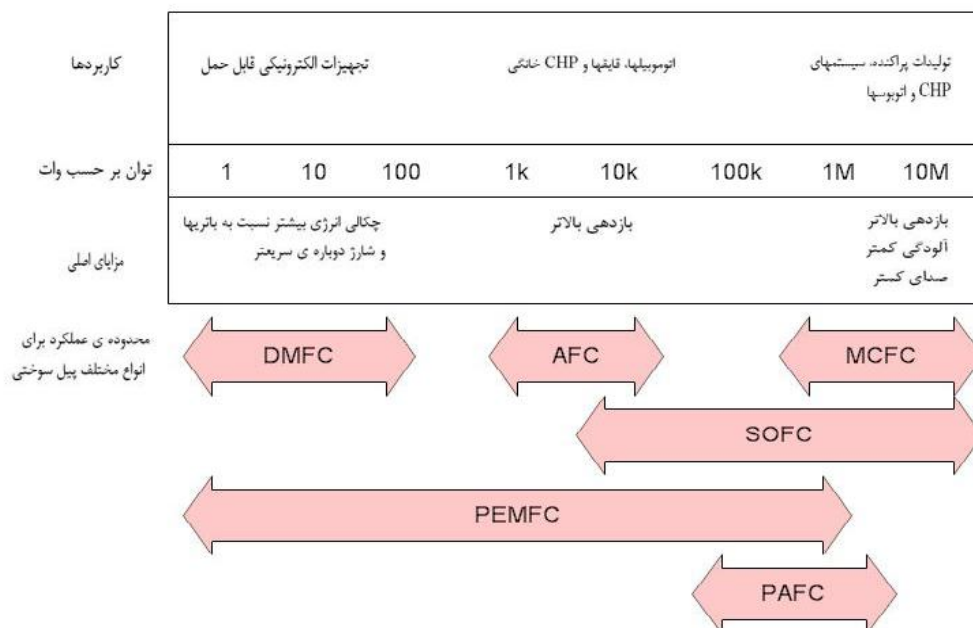
- PEMFC : هزینه ی بالا، CHP برای این پیل محدود است.

میتوان بطور خلاصه از لحاظ الکترولیت بکار رفته، پیل‌های سوختی را بصورت جدول - مرتب نمود.

جدول ۲-۲ اطلاعات انواع مختلف پیل سوختی

نوع پیل سوختی	یون محرک (الکترولیت)	دمای عملکرد
AFC	OH^-	$50 - 200^\circ C$
PEMFC	H^+	$30 - 100^\circ C$
DMFC	H^+	$20 - 90^\circ C$
PAFC	H^+	$220^\circ C$
MCFC	CO_3^{2-}	$650^\circ C$
SOFC	O^{2-}	$500 - 1000^\circ C$

از لحاظ توان تولیدی هم میتوان پیل‌های سوختی را بصورت شکل - خلاصه نمود.



شکل ۲-۲ خلاصه ی کاربردها و مزایای اصلی پیل سوختی

با توجه به مطالب عنوان شده، میتوان نتیجه گرفت که بهترین گزینه برای در نظر گرفتن منبع تغذیه ی درایو موتور BLDC، پیل سوختی PEMFC می باشد. دلیل این امر، گسترده بودن محدوده ی توان این پیل می باشد و نیز کاربرد گسترده ی آن در تجهیزات الکترونیکی، خودروها و قایق ها است. لذا در ادامه به بررسی دقیقتر این پیل می پردازیم.

۲-۳- مدل سازی پیل سوختی PEM

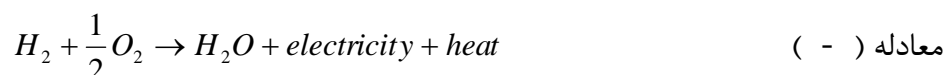
این نوع از پیلها، دارای غشای پلیمری بخصوصی است که با ذرات کاتالیزور پراکنده ای، پوشیده شده است. هیدروژن از سمت آند غشاء سیستم را تغذیه می کند و کاتالیزور سبب می شود که اتمهای هیدروژن، الکترون خود را آزاد کنند و به یون H^+ تبدیل شوند، معادله - .



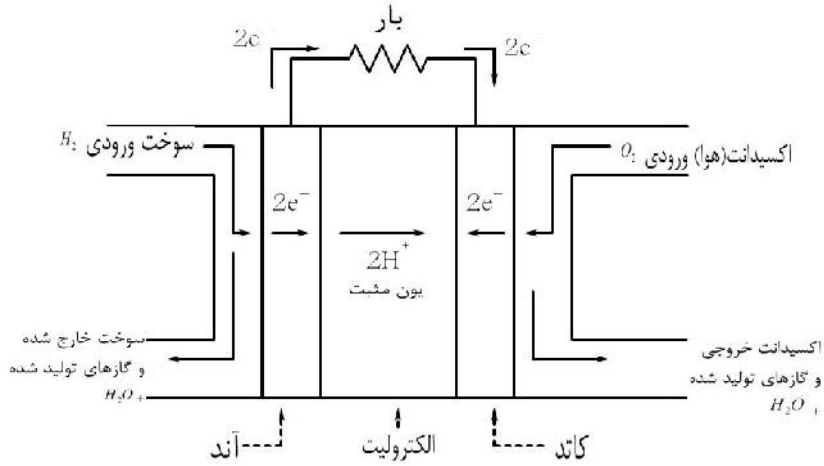
غشای تبادل پروتون، فقط یونهای H^+ را از داخل خود عبور می دهد، درحالیکه الکترونها باید از طریق یک مدار خارجی وارد کاتد شوند(کار مفید). الکترونها، یونهای هیدروژن که از غشاء عبور کردند و اکسیژن (که غالبا از طریق هوا تامین میشود)، در کاتد با هم ترکیب می شوند و آب و حرارت تولید می شود،



پس میتوان واکنش کلی را بصورت زیر نوشت،



این آب، یک محصول جانبی است و باید از مدار خارج شود. هیدروژن و اکسیژن استفاده نشده نیز باید از خروجیهای آند و کاتد سلول خارج شوند. برای اینکه این مدار بطور پیوسته کار کند، باید الکترونها از طریق یک مدار خارجی و پروتون ها از طریق الکترولیت، عبور کنند، شکل - [۵].



شکل ۲-۳ شماتیک یک PEMFC

برای یک سلول هیدروژن-اکسیژن در دمای $298^{\circ} K$ ولتاژ در حدود . ولت می باشد [۵]. بنابراین در یک استک پیل سوختی، چندین سلول با هم سری می شوند تا ولتاژ مطلوب خروجی را فراهم نمایند.

ولتاژ خروجی استک، بصورت تابعی از جریان استک، فشار واکنش دهنده ها، دمای پیل سوختی و رطوبت غشای الکترولیت می باشد و برابر است با،

$$V_{st} = E - V_{activation} - V_{ohmic} - V_{concentration} \quad (-)$$

که در آن $V_{activation}$ ، تلفات ولتاژ بخاطر سرعت واکنش در سطح الکترودها، و V_{ohmic} ، افت ولتاژ اهمی ناشی از مقاومت موجود در برابر شارش پروتونها در الکترولیت، و نیز $V_{concentration}$ ، افت ولتاژ به دلیل

کاهش غلظت گازهای هیدروژن و اکسیژن می باشد. در معادله بالا، E پتانسیل ترمودینامیک پیل می باشد و برابر است با،

$$E = N_0 \cdot [V_0 + (RT/2F) \ln(\frac{P_{H_2} \sqrt{P_{O_2}}}{P_{H_2O_c}})] \quad \text{معادله (-)}$$

معادله ی (-) معادله ی نرنست^۱ نام دارد و برابر است با پتانسیل سلول در هنگامیکه مدار باز است و سیستم در تعادل ترمودینامیکی به سر می برد (سلول بی بار باشد) [۵]. در مقالات مختلف، عبارات مختلفی برای هر یک از پارامترهای معادله ی (-) ارائه شده است. در [۶]، $V_{concentration}$ را در مدل خود لحاظ نکرده است. در [۷] از یک عبارت لگاریتمی تجربی برای $V_{concentration}$ استفاده نموده است. در [۸] یک مدل حالت مانای نیمه تجربی ارائه شده است که در آن عبارتهای V_{ohm} و $V_{activation}$ همانند [۶] می باشد و باقیمانده ی معادله را بصورت یک عبارت نمایی بیان کرده است. در [۳۷] علاوه بر معادلات بکار رفته برای $V_{activation}$ و V_{ohm} و $V_{concentration}$ همانند [۶] و [۷] و [۸]، عبارتی هم برای تلفات ناشی از انتقال آب در غشاء استفاده شده است. در [۹] عبارتی برای تلفات ناشی از $V_{concentration}$ در نظر نگرفته است و نیز در محاسبه ی تلفات اهمی، مقاومت داخلی را بصورت تابعی از دما و جریان در نظر گرفته است. همچنین در برخی مقالات مدل‌های مداری برای پیل سوختی ارائه شده است که بصورت ترکیبی از خازن، سلف و یک منبع dc می باشد که در این پایان نامه از آن استفاده نشده است بدین دلیل که دیگر نمیتوان حالات مختلف کنترلی را روی آن پیاده نمود [۱۰]. طبق [۱۱]، عبارات دیگر در معادله ی (-) بصورت زیر می باشد،

$$V_{activation} = N \cdot \frac{RT}{2rF} \cdot \ln(\frac{I_{fc} + I_n}{I_0}) \quad \text{معادله (-)}$$

^۱ Nernst

$$V_{ohm} = N.I_{fc}.R_{ohm} \quad \text{معادله (-)}$$

$$V_{concentration} = N.m.exp(n.I_{fc}) \quad \text{معادله (-)}$$

بطوریکه در بخش آند،

$$\frac{dP_{H_2}}{dt} = \frac{RT}{V_A} (H_{2in} - C_1 I_{fc} - (H_{2in} - C_1 I_{fc}) F_{H_2}) \quad \text{معادله (-)}$$

معادله (-)

$$\frac{dP_{H_2O_A}}{dt} = \frac{RT}{V_A} (H_2O_{Ain} - (H_2O_{Ain} - C_2 I_{fc} + \chi C_2 I_{fc}) F_{H_2O_A} - C_2 I_{fc} + \chi C_2 I_{fc})$$

همچنین در سمت کاتد، معادلات فشار بصورت زیر است،

$$\frac{dP_{O_2}}{dt} = \frac{RT}{V_C} (O_{2in} - \frac{C_1}{2} I_{fc} - (O_{2in} - \frac{C_1}{2} I_{fc}) F_{O_2}) \quad \text{معادله (-)}$$

$$\frac{dP_{N_2}}{dt} = \frac{RT}{V_C} (N_{2in} - N_{2in} F_{N_2}) \quad \text{معادله (-)}$$

معادله (-)

$$\frac{dP_{H_2O_C}}{dt} = \frac{RT}{V_C} (H_2O_{Cin} + C_1 I_{fc} - (H_2O_{Cin} + C_1 I_{fc} + C_2 I_{fc} - \chi C_2 I_{fc}) F_{H_2O_C} + C_2 I_{fc} - \chi C_2 I_{fc})$$

در این معادلات، ضرایب C_1 و C_2 دارای مقادیر ثابتی هستند و با توجه به تعداد سلولها، سطح مقطع

پیل و ثابت فارادی، بصورت زیر بدست می آیند،

$$C_1 = \frac{N \cdot A_{fc}}{2F} \quad \text{معادله (-)}$$

$$C_2 = 1.2684 \frac{N \cdot A_{fc}}{F} \quad \text{معادله (-)}$$

مقدار ضریب χ با توجه به مسائل ترمودینامیکی، برای شرایط مسئله، برابر با $6 \times 10^{-6} (cm^2 / s)$ در نظر گرفته می شود [۲]. همچنین F_{H_2} ، $F_{H_2O_A}$ ، F_{O_2} ، F_{N_2} و $F_{H_2O_C}$ درصد فشار هر کدام از گازهای موجود در پیل می باشد و برابر است با [۱۲]:

$$F_{H_2} = \frac{P_{H_2}}{P_{H_2} + P_{H_2O_A}} \quad \text{معادله (-)}$$

$$F_{H_2O_A} = \frac{P_{H_2O_A}}{P_{H_2} + P_{H_2O_A}} \quad \text{معادله (-)}$$

$$F_{O_2} = \frac{P_{O_2}}{P_{O_2} + P_{N_2} + P_{H_2O_C}} \quad \text{معادله (-)}$$

$$F_{N_2} = \frac{P_{N_2}}{P_{O_2} + P_{N_2} + P_{H_2O_C}} \quad \text{معادله (-)}$$

$$F_{H_2O_C} = \frac{P_{H_2O_C}}{P_{O_2} + P_{N_2} + P_{H_2O_C}} \quad \text{معادله (-)}$$

همچنین مقادیر ورودی H_{2in} ، O_{2in} و N_{2in} با درصد مولی تعریف می شوند و عبارتند از،

$$H_{2in} = \chi_{H_2} \cdot A_{node_{in}} \quad \text{معادله (-)}$$

$$O_{2in} = \chi_{O_2} \cdot A_{node_{in}} \quad \text{معادله (-)}$$

$$N_{2in} = x_{N_2} \cdot Cath_{in} \quad \text{معادله (-)}$$

نرخ مقادیر ورودی آب در سمت آند و کاتد بر حسب رطوبت نسبی، فشار اشباع و نیز کل فشار هر سمت بیان میشود و برابر است با،

$$H_2O_{Ain} = \frac{\{A P_{vs}\}}{P_A + \{A P_{vs}\}} \cdot Anode_{in} \quad \text{معادله (-)}$$

$$H_2O_{Cin} = \frac{\{C P_{vs}\}}{P_C + \{C P_{vs}\}} \cdot Cath_{in} \quad \text{معادله (-)}$$

بطوریکه و به ترتیب رطوبت نسبی در آند و کاتد و $P_A = P_{H_2} + P_{H_2O_A}$ مجموعه ی فشارهای گازها روی آند و $P_C = P_{O_2} + P_{N_2} + P_{H_2O_C}$ مجموعه ی فشارهای گازها روی کاتد و همچنین P_{vs} فشار اشباع می باشد که از جداول ترمودینامیکی بدست می آید. همچنین $Anode_{in}$ و $Cath_{in}$ بصورت ضرب متغیرهای کنترلی ورودی u_a و u_c در ضرایب k_a و k_c بدست می آید. این ضرایب، ضرایب تبدیل لیتر (استاندارد) بر دقیقه، به مول بر ثانیه است،

$$Anode_{in} = u_a \cdot k_a \quad \text{معادله (-)}$$

$$Cath_{in} = u_c \cdot k_c \quad \text{معادله (-)}$$

مقدار این ضرایب تبدیل برابر با 0.065 mol/s می باشد. پس با کنترل متغیرهای u_a و u_c فشار سمت آند و کاتد کنترل می گردد و لذا کل سیستم پیل سوختی قابل کنترل می شود.

در مدلسازی پیل سوختی، فرضیات زیر در نظر گرفته شده است:

به دلیل زمان پاسخ بسیار آرام، دمای پیل، ثابت فرض می شود.

. هر دو سمت آند و کاتد در پیل سوختی به خوبی مرطوب می باشد..

. فرض می شود که کنترل کننده های رطوبت و دما به خوبی کار می کنند.

. درصد مولی واکنش دهنده های ورودی، ثابت فرض می شود. به عبارت دیگر، هیدروژن

خالص به آند تزریق می شود و هوا که به صورت ترکیبی از نیتروژن و اکسیژن به نسبت

: است، به کاتد تزریق می گردد.

. با فرض اینکه تمام گازها ایده آل هستند، قانون گازهای ایده آل قابل کاربرد است.

. واکنش دهنده ها بطور پیوسته به سیستم تغذیه می شود.

۲-۴- سیستم کنترلی استفاده شده در پیل سوختی

برای بدست آوردن متغیرهای کنترلی u_a و u_c از فشارهای هیدروژن و اکسیژن، از دو کنترل کننده ی

PI استفاده می شود. البته در [۱۳] نشان داده شده است که بجای کنترل خطی، اگر از کنترل غیر

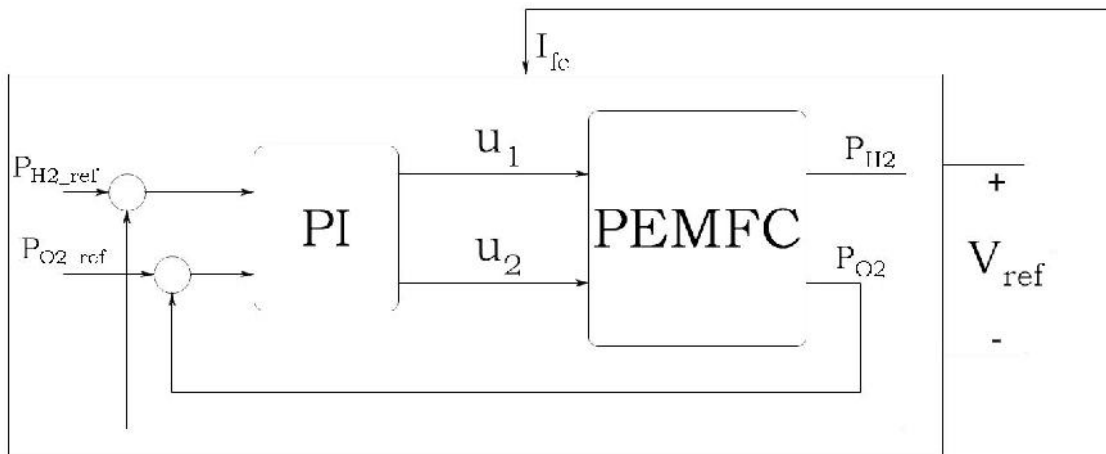
خطی برای پیل سوختی استفاده شود، عملکرد گذرای مناسب تری حاصل می شود. دلیل این امر این

است که کنترل کننده ی خطی، وابسته به نقطه ی کار می باشد در حالیکه کنترل کننده ی غیر

خطی، مستقل از نقطه ی عملکرد است. سیستم کنترلی بکار رفته در قسمت پیل سوختی برای این

پایان نامه، یک سیستم کنترل خطی است. دو کنترل کننده ی PI استفاده شده است.

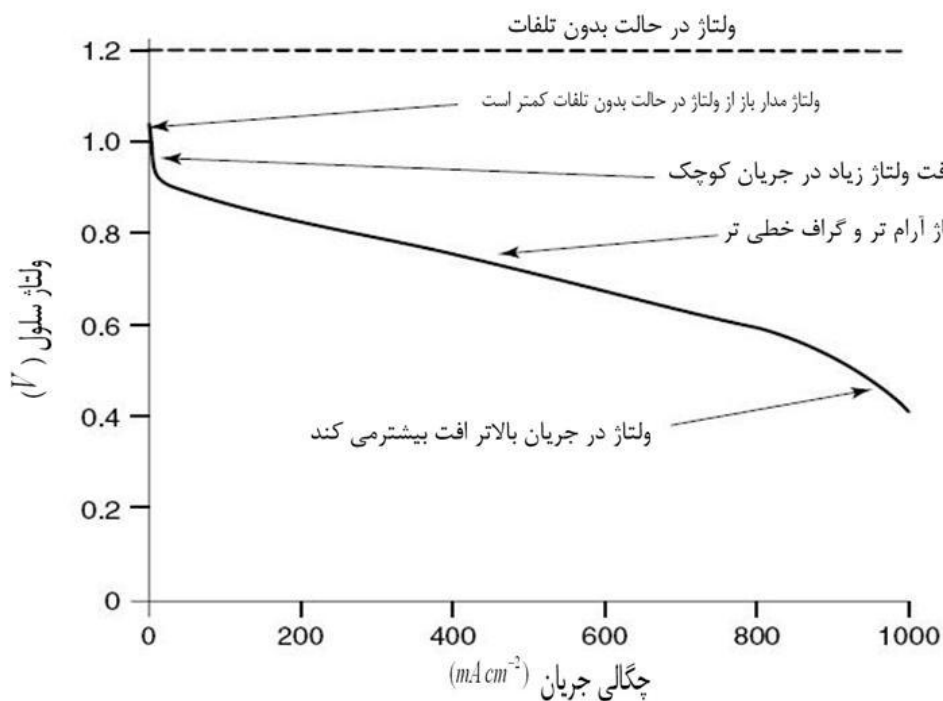
نهایتاً ساختار کلی سیستم پیل سوختی را میتوان بصورت شکل - خلاصه کرد.



شکل ۲-۴ ساختار کلی پیل سوختی

۲-۵- شکل موجهای ولتاژ و توان پیلهای سوختی

بایباده سازی معادلات، شکل موج ولتاژ نسبت به جریان بصورت شکل - می شود. همانطور که مشاهده می شود، با افزایش جریان کشیده شده از پیل سوختی، ولتاژ آن افت می کند.



شکل ۲-۵ شکل موج ولتاژ نسبت به جریان در یک پیل سوختی [۳]

در این شکل، افت ولتاژ در جریان پایین ناشی از $V_{activation}$ و افت ولتاژ در ناحیه خطی، ناشی از V_{ohmic} و افت ولتاژ در جریان بالا ناشی از $V_{concentration}$ می باشد.

ولتاژ مدار باز پیل سوختی در حدود ولت برای هر سلول است (برای پیل‌های هیدروژن-اکسیژن کمی بیشتر از یک ولت و برای پیل‌های هیدروژن-هوا کمی کمتر از یک ولت). ولتاژ سلول در توان نامی، یکی از متغیرهای طراحی می باشد. برای تحویل توان پیل به بار، به یک مبدل توان نیاز است تا بدین وسیله پیل سوختی بگونه ای کنترل شود تا نیازهای بار با ولتاژ، جریان و توان پیل مطابقت داشته باشد. بنابر این، تنظیم ولتاژ، یکی از وظیفه های مهم مبدل توان می باشد. از آنجایی که خروجی مبدل مقداری dc است، لذا از مبدلهای dc کاهنده، افزایشنده و یا کاهنده-افزاینده استفاده می شود. در مواردی که نیاز به سیستم سه فاز می باشد، یک اینورتر هم بطور سری با مبدل dc قرار می گیرد. استفاده از چنین ساختارهایی در مقاله های مختلفی مورد استفاده قرار گرفته است [۱۰] و [۱۴] و [۱۵] و [۱۶] و [۱۷] و [۱۸] و [۱۹].

استفاده از دو مبدل بطور سری سبب می شود که بازدهی کل سیستم کاهش یابد و چون تعداد عناصر مدار زیاد می باشد، هزینه ی سیستم افزایش می یابد. در فصل چهارم تبدلی بررسی می شود که دارای هزینه ی کمتر و بازدهی بالاتری است.

فصل سوم

موتور **BLDC** و نحوه ی کنترل آن

۳-۱- مقدمه

موتور dc بدون جاروبک یک موتور سنکرون چندفازه با روتور آهنربای دائم است که عملکرد آن مستلزم استفاده از یک کنترل کننده ی الکترونیکی است. بطور کلی میتوان گفت که موتور dc بدون جاروبک، نوعی از موتور الکتریکی است که از الحاق یک موتور ac (موتور سنکرون)، یک اینورتر و یک " حس کننده ی موقعیت روتور " بوجود می آید. " حس کننده ی موقعیت روتور " موقعیت محور را به مدار کنترل اطلاع می دهد و این مدار، سیگنالهای کنترلی را با ترتیب مناسب برای روشن کردن اینورتر می فرستد. لازم به ذکر است که اطلاع از موقعیت روتور، جهت هماهنگ نمودن جریان فازها وولتاژ ضدمحرکه با اینورتر ضروری می باشد. روشهای مستقیم و غیر مستقیم برای تشخیص موقعیت وجود دارد. در روش مستقیم، آشکار ساز مکانیکی، سنسورهای هال، بکار می روند و روی شفت موتور قرار می گیرند. در روش غیر مستقیم، با اندازه گیری ولتاژها و جریانهای موتور و پردازش روی این سیگنالها، موقعیت روتور بدست می آید [۲۰]. موتور dc بدون جاروبک به عنوان یک "موتور dc وارونه" نیز نامیده می شود زیرا ساختمان آن وارونه شده ی ساختمان یک موتور dc است. قطبهای میدان آهن ربای دائم در یک موتور بدون جاروبک dc روی روتور و سیم پیچی آرمیچر چند فازه ی آن روی استاتور قرار دارد. عمل کموتاتور در موتور dc بدون جاروبک، توسط کموتاتور الکترونیکی انجام می شود. این موتور نسبت به موتور dc مرسوم دارای چند مزیت است [۲۱] ،

الف- چون به کموتاتور مکانیکی و جاروبک نیازی نیست، موتور BLDC عمر طولانی تری دارد.

ب- مشکلات مربوط به فرکانس رادیویی و تداخل الکترومغناطیسی حداقل می شود.

ج- موتور BLDC میتواند در سرعتهای بسیار بالاتری نسبت به موتور dc نوع مشابه کار کند.

د- راندمان موتور BLDC بیشتر است.

اما این موتورها دارای معایبی نیز می باشند که مهمترین آنها عبارتند از [۲۲] ،

- به خاطر استفاده از مواد مغناطیسی کمیاب، در سطح توان یکسان، دارای قیمت بیشتری نسبت به سایر موتورها است.

- در دماهای بالا و یا در میدانهای مغناطیسی خیلی قوی، ممکن است خاصیت مغناطیسی خود را از دست بدهند و در نتیجه عملکرد موتور مطلوب نباشد.

- به دلیل وجود مغناطیس دائم روتور و تولید EMF در سیم پیچهای استاتور، اتصال کوتاه سیم پیچهای استاتور سبب تولید جریان اتصال کوتاه بزرگ خواهد شد.

دو نوع سیم پیچی در موتور BLDC می تواند وجود داشته باشد،

الف- سیم پیچی توزیع شده (سینوسی)

ب- سیم پیچی متمرکز (دوزنقه ای)

نوع سیم پیچی بر اساس چگونگی اتصال داخلی کلافها در سیم پیچی استاتور تعیین می شود. سیم پیچی توزیع شده، سبب می شود که نیروی ضد محرکه الکتریکی دارای شکل موج سینوسی باشد. این نوع از موتور dc بدون جاروبک، را میتوان موتور PMSM نامید. اگر سیم پیچی موتور، از نوع متمرکز باشد، سبب می شود که نیروی ضد محرکه الکتریکی دارای شکل موج دوزنقه ای باشد و در این پایان نامه، این نوع موتور، موتور BDCM^۱ نامیده می شود [۲۳].

با توجه به اینکه موتور PMSM دارای نیروی ضد محرکه سینوسی است، لذا نیاز به جریان سینوسی در استاتور دارد تا بتواند یک گشتاور ثابت تولید کند در حالیکه موتور BDCM دارای نیروی ضد محرکه ی دوزنقه ای است و باید جریان مربعی در استاتور جاری شود تا گشتاور ثابت تولید گردد. موتور PMSM بسیار مشابه موتور سنکرون با روتور سیم پیچی شده است با این تفاوت که سیم

^۱ Brushless DC Motor

پیچی میرا کننده و تحریک ندارد و وظیفه ی این دو توسط آهنربای دائم در موتور PMSM انجام می شود.

۳-۲- مدل ریاضی موتور BDCM

این موتور دارای سه سیم پیچی در استاتور و یک آهنربای دائم در روتور است. آهنربای دائم و فولاد ضدزنگ بکار رفته در موتور دارای مقاومت بالایی می باشند و لذا جریان القاء شده در روتور قابل چشم پوشی است و لذا نیازی به سیم پیچی میرا کننده نیست. بنابر این میتوان نوشت [۲۳] ،

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_a & L_{ba} & L_{ca} \\ L_{ba} & L_b & L_{cb} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (-)$$

- v_a, v_b, v_c ، ولتاژهای فازهای استاتور بر حسب (V)

- i_a, i_b, i_c ، جریانهای فازهای استاتور (A)

- e_a, e_b, e_c ، ولتاژهای القاء شده در هر فاز استاتور، bEMF، ناشی از شار روتور (V)

- R، مقاومت فاز استاتور (Ω) که در هر سه فاز یکسان در نظر گرفته شده است.

- L_a, L_b, L_c ، اندوکتانسهای خودی هر فاز استاتور (H)

- L_{ba}, L_{ca}, L_{cb} ، اندوکتانسهای متقابل بین فازها (H)

همانگونه که اشاره شد، مقاومت استاتور تمام فازها یکسان است. برای موتور دوزنقه ای، e_a, e_b و e_c دارای شکل موج دوزنقه ای هستند. با این فرض که رلوکتانس روتور با تغییر زاویه، تغییر نمیکند و سیم پیچی های استاتور، مشابه می باشند، میتوان نوشت،

$$L_a = L_b = L_c$$

$$L_{ab} = L_{ca} = L_{bc} = M \quad \text{معادله (-)}$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

- M، اندوکتانس متقابل فازها (H)

اما در شرایط عملکرد متعادل در موتور داریم ،

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad \text{معادله (-)}$$

بنابر این،

$$Mi_b + Mi_c = -Mi_a \quad \text{معادله (-)}$$

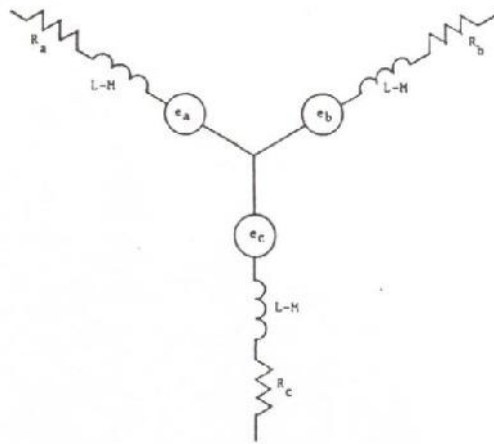
$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad \text{معادله (-)}$$

همچنین در مورد گشتاور الکترومغناطیسی میتوان نوشت،

$$T_e = (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) / \dot{S}_r \quad \text{معادله (-)}$$

- \dot{S}_r ، سرعت مکانیکی موتور (rad/s) می باشد.

مدار معادل موتور BDCM سه فاز در شکل - نشان داده شده است.



شکل ۳-۱ مدار معادل موتور BDCM

همچنین معادله ی حرکت موتور برابر است با،

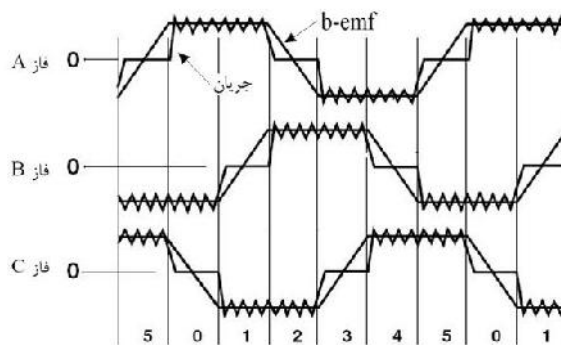
$$p\check{S}_r = (T_e - T_l - B\check{S}_r) / J \quad \text{معادله (-)}$$

- J ، ممان اینرسی ($kg.m^2$)

- B ، ضریب اصطکاک یا میرایی ($N.m / rad / s$)

- T_l ، گشتاور بار ($N.m$) می باشد.

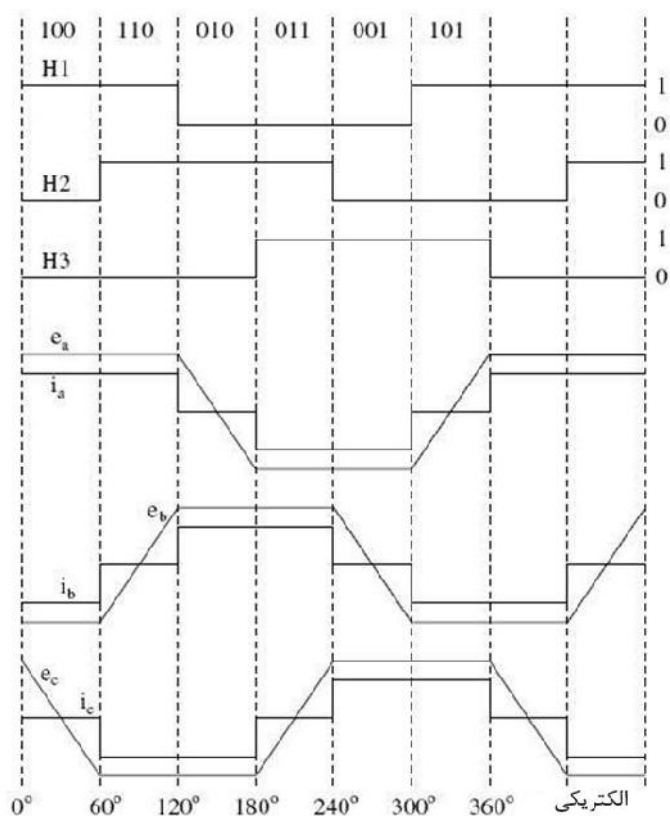
یک شکل موج نمونه، برای ولتاژ ضد محرکه و جریان موتور در شکل - آمده است.



شکل ۳-۲ ولتاژ ضد محرکه و جریان موتور [۲۴]

۳-۳- کنترل موتور BDCM

از آنجا که در موتورهای بدون جاروبک DC، عمل کموتاسیون بصورت الکترونیکی رخ می دهد، لذا باید از موقعیت روتور در هر لحظه آگاه بود. اولین روش برای آگاهی از موقعیت روتور، استفاده از سنسورهای اثر هال می باشد. این سنسورها روی استاتور قرار می گیرند و هر زمانی که قطبهای روتور از نزدیکی سنسور عبور کنند، یک سیگنال صفر یا یک تولید می شود که به ترتیب نشانگر عبور قطب N یا S از نزدیکی سنسور می باشد. بسیاری از موتورهای BDCM، دارای سه سنسور می باشند. این حسگرها باید با دقت نصب شوند، چون هرگونه خطا در آن، سبب خطا در تعیین موقعیت روتور می شود. شکل ۳-۳ چگونگی تغییر سیگنالهای حسگرها را با توجه به EMF فازها نشان می دهد. با توجه به رابطه ی معادله - ، مشخص است که گشتاور الکترومغناطیسی با حاصلضرب EMF و جریان هر فاز رابطه دارد. بنابر این با توجه به شکل موج مربعی جریان فاز و شکل موج دوزنقه ای EMF، برای تولید گشتاور بدون ریپل، باید جریان هر فاز در بازه ای که EMF مقدار دارد، جاری شود. همانگونه که از شکل - مشخص است، در هر لحظه دوفاز از سه فاز موتور BDCM روشن می باشد، یعنی در هر لحظه دو فازی که بیشترین گشتاور را تولید می کنند، به منبع ولتاژ وصل می شوند و فاز سوم، مدار باز می ماند. بنابر این در هر سیکل، هرفاز در دونوبت و به اندازه ی ۶۰ درجه الکتریکی هدایت می کند.

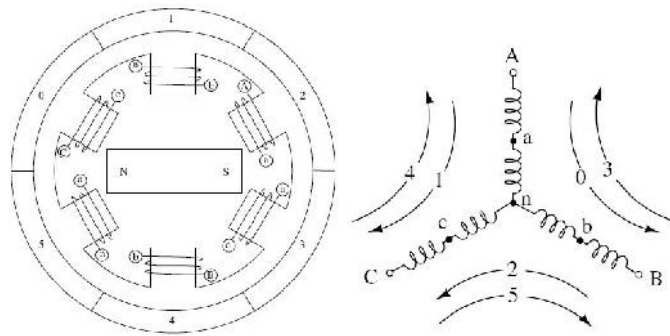


شکل ۳-۳ شکل موجهای EMF، جریان و خروجی های سنسورهای هال [۲۵]

این سنسورها هستند که تعیین می کنند کدام دو فاز باید هدایت کنند. سیگنالهای خروجی سنسورها، یک عدد باینری سه رقمی است که هر ۶۰ درجه الکتریکی تغییر می کند (در شکل - نشان داده شده است). در جدول - و نیز شکل - آرایش فازهای روتور و ترتیب هدایت کلیدها نشان داده شده است.

جدول ۳-۱ توالی کلید زنی [۲۵]

فواصل کلیدزنی	شماره توالی	موقعیت سنسورها			کلیدهای بسته		جریان فاز		
		H1	H2	H3	Q1	Q2	A	B	C
0° – 60°	0	1	0	0	Q1	Q4	+	-	off
60° – 120°	1	1	1	0	Q1	Q6	+	off	-
120° – 180°	2	0	1	0	Q3	Q6	off	+	-
180° – 240°	3	0	1	1	Q3	Q2	-	+	off
240° – 300°	4	0	0	1	Q5	Q2	-	off	+
300° – 360°	5	1	0	1	Q5	Q4	off	-	+



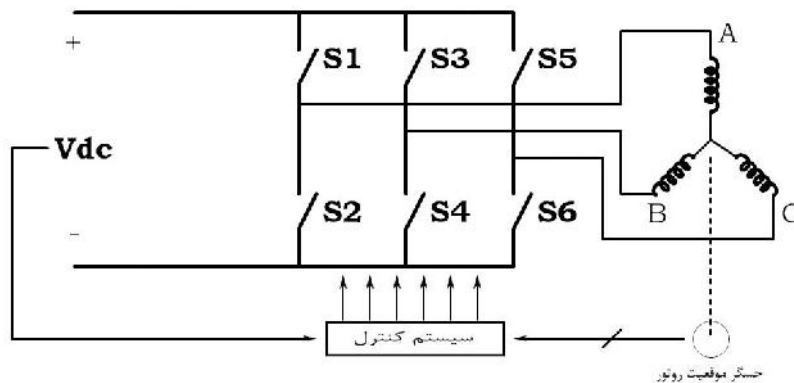
شکل ۳-۴ مقطع عرضی موتور BDCM و توالی انرژی دار شدن فازها

بطور کلی میتوان (از لحاظ متغیر کنترلی) سه روش اصلی برای کنترل این نوع موتور بیان نمود: الف) کنترل ولتاژ، ب) کنترل جریان لینک dc، ج) کنترل جریان لینک ac.

الف) کنترل ولتاژ

در این روش هیچ جریانی اندازه گیری نمی شود و تنها سیگنال کنترلی ولتاژ لینک dc است، شکل ۳-۵.

۵.

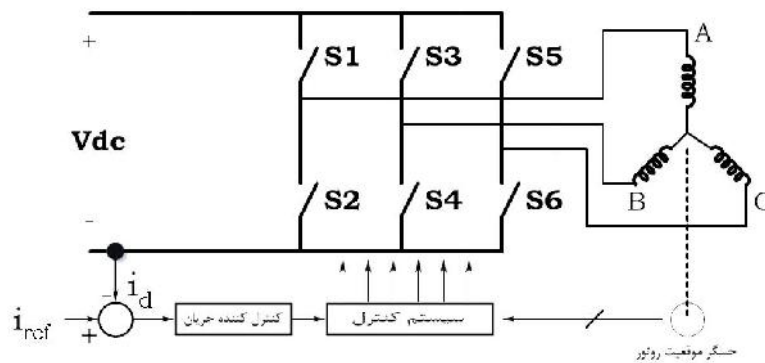


شکل ۳-۵ ساختار طرح کنترل ولتاژ

بنابر این در این ساختار، دامنه ی ولتاژ لینک dc کنترل می شود. این روش، ساده ترین و ارزانه ترین روش کنترل است، بدین دلیل که نیازی به سنسور جریان نیست و فقط هر ۶۰ درجه ی الکتریکی اطلاعات موقعیت روتور مورد نیاز است.

ب) کنترل جریان لینک dc

در این روش، جریان dc ورودی به اینورتر متغیر کنترلی است. این جریان با جریان مرجع مقایسه می شود و وارد سیستم کنترل می گردد، شکل - .

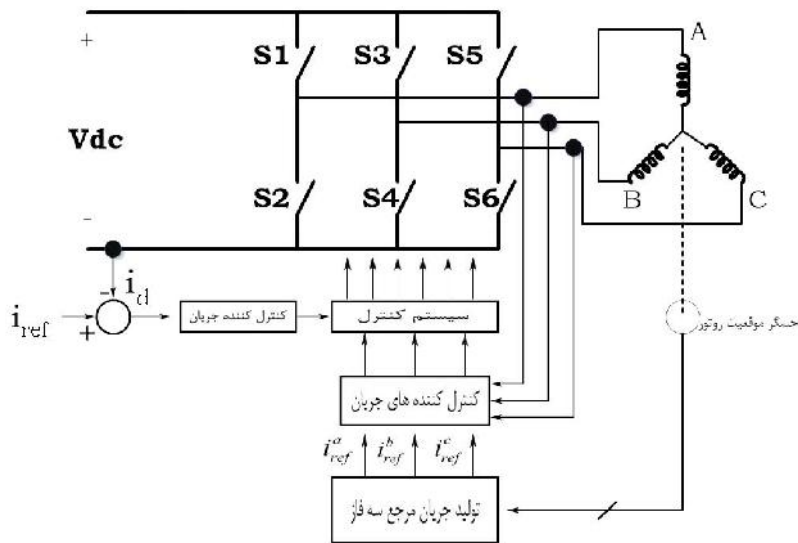


شکل ۳-۶ ساختار طرح کنترل جریان dc

در این طرح، متغیر کنترلی دامنه جریان می باشد و با روشهای PWM یا هیستریزس میتوان آن را کنترل نمود.

ج) کنترل جریان لینک ac

در این حالت جریانهای سه فاز کنترل می شوند. در این طرح دو یا سه سنسور جریان مورد نیاز است. جریانهای مرجع می توانند ثابت باشند و یا بطور لحظه ای محاسبه شوند، شکل - .



شکل ۳-۷ ساختار طرح کنترل جریان لینک ac

در این حالت دامنه جریانها، متغیرهای کنترلی هستند. میتوان با روشهای PWM یا هیستریزس جریان لینک ac را کنترل نمود.

روشهای دیگر کنترل موتور BDCM، روشهای بدون سنسور می باشد. این روشها را میتوان به چند دسته، طبقه بندی نمود،

- روشهای مبتنی بر bEMF، مانند روش استفاده از ولتاژ ترمینال، روش استفاده از هارمونیک سوم در EMF، روش هدایت دیود هرزگرد و روش انتگرال گیری از EMF. تفاوت عمده ی تعیین موقعیت روتور با استفاده از سنسور هال و EMF این است که در روش EMF، تغییر شار مغناطیسی در سیم پیچی، EMF را می دهد در حالیکه سنسور شار را حس می کند. به همین دلیل در کموتاسیون بدون سنسور با استفاده از روش EMF، قبل از اینکه بتوان موقعیت روتور را تشخیص داد، روتور باید حرکت کند [۲۶] و [۲۷] و [۲۸].

- روشهای مبتنی بر مشاهده گر^۱ و نیز روشهای مبتنی بر محاسبات شار، که با اندازه گیری از ولتاژها و جریانها و مقادیر واقعی موتور، بردار شار و مقادیر مورد نیاز، تخمین زده می شود [۲۸].

۳-۴- مدل ریاضی موتور PMSM

استاتور این موتور، مشابه با استاتور موتور سنکرون روتور سیم پیچی شده است. به علاوه هیچ تفاوتی بین Emf تولید شده در این نوع موتور و emf تولید شده در سیم پیچی تحریک موتور سنکرون معمولی نیست. بنابر این مدل ریاضی موتور PMSM مشابه موتور سنکرون است. در مدل سازی این موتور، فرضیات زیر در نظر گرفته می شود [۲۳]،

الف) از اشباع چشم پوشی شده است.

ب) شکل موج emf، سینوسی است.

ج) از جریانهای ادی و تلفات هیستریزس چشم پوشی می شود.

با این فرضیات، معادلات d و q استاتور در دستگاه مرجع روتور برابر است با،

$$v_d = R i_d + p \psi_d - \dot{\psi}_q \quad \text{معادله (-)}$$

$$v_q = R i_q + p \psi_q + \dot{\psi}_d \quad \text{معادله (-)}$$

بطوریکه،

$$\begin{aligned} \psi_q &= L_q i_q \\ \psi_d &= L_d i_d + \psi_{af} \end{aligned} \quad \text{معادله (-)}$$

در معادله (-)، ψ_{af} ، شار پیوندی متقابل است. همچنین گشتاور الکترومغناطیسی برابر است با،

^۱ Observer

$$T_e = 3P[\}_{af}i_q + (L_d - L_q)i_d i_q]/2 \quad (\text{معادله } -)$$

برای عملیات شار ثابت، هنگامیکه i_d برابر با صفر است، گشتاور الکتریکی برابر است با،
 $T_e = 3\}_{af}i_q/2 = K_t i_q$ بطوریکه K_t ثابت گشتاور موتور است. این معادله گشتاور همانند معادله
 گشتاور ماشین dc است. میتوان معادلات ماشین PMSM را به شکل فضای حالت نوشت،

$$p i_d = (v_d - R i_d + \check{S}_r L_q i_q) / L_d \quad (\text{معادله } -)$$

$$p i_q = (v_q - R i_q + \check{S}_r L_d i_d - \check{S}_r \}_{af}) / L_q \quad (\text{معادله } -)$$

$$p \check{S}_r = (T_e - B \check{S}_r - T_l) / J \quad (\text{معادله } -)$$

$$p n_r = \check{S}_r \quad (\text{معادله } -)$$

با استفاده از تبدیل پارک، میتوان متغیرها در دستگاه abc را به دستگاه dq تبدیل نمود.

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(n) & \cos(n - 2f/3) & \cos(n + 2f/3) \\ \sin(n) & \sin(n - 2f/3) & \sin(n + 2f/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{معادله } -)$$

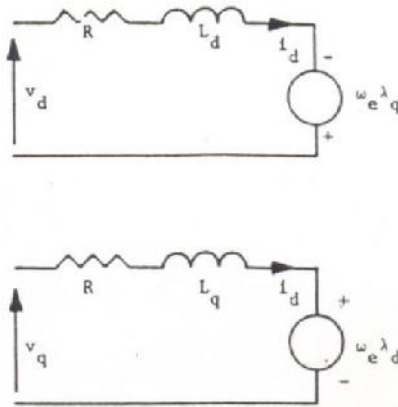
کل توان ورودی به ماشین بر حسب متغیرهای abc برابر است با،

$$P = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (\text{معادله } -)$$

و همچنین بر حسب متغیرهای dq، توان برابر است با،

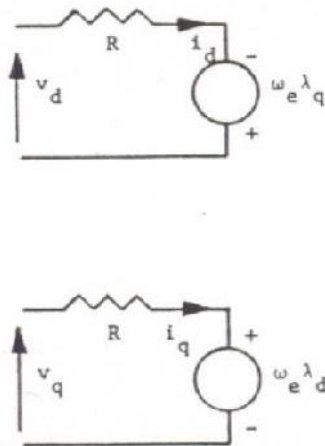
$$P = 3(v_a i_a + v_b i_b) / 2 \quad (\text{معادله } -)$$

با استفاده از معادلات ارائه شده، مدار معادل موتور PMSM در شکل - نشان داده شده است.



شکل ۳-۸ مدار معادل PMSM با استفاده از معادلات دینامیک [۲۳]

در طی عملکرد حالت مانا، جریانهای محوره‌های d و q دارای مقادیر ثابتی هستند. بنابراین این میتوان مدار معادل دینامیکی موتور را بصورت شکل - ساده نمود.



شکل ۳-۹ مدار معادل حالت مانای موتور [۲۳]

۳-۵- مقایسه ی موتورهای PMSM و BDCM

موتور PMSM نسبت به موتور BDCM دارای برتری هایی است که تعدادی از آنها عبارتند از [۱]،

- در موتور PMSM به دلیل سینوسی بودن جریان فازهای استاتور، در هر لحظه، هر سه فاز حامل جریان هستند. این خاصیت سبب می شود که نسبت گشتاور به جریان در موتور

PMSM بیشتر از موتور دوزنقه ای (BDCM) باشد. در نتیجه برای یک گشتاور معین،

تلفات موتور PMSM کمتر است و این به معنی افزایش بازدهی موتور می باشد.

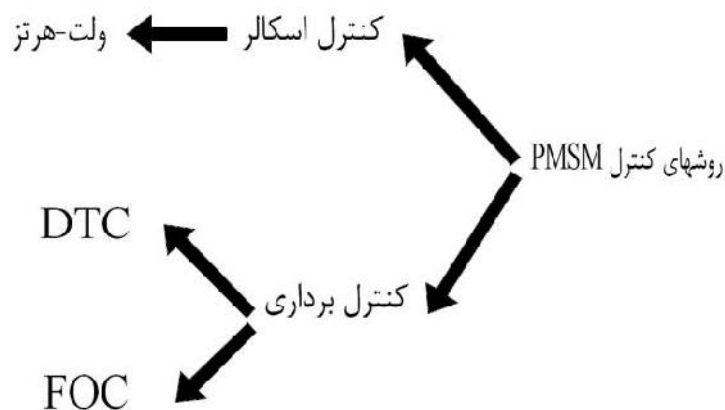
- در موتور PMSM، سیم پیچی های استاتور به صورت سینوسی توزیع شده اند. همچنین مغناطیس دائم روتور بگونه ای طراحی می شود که سبب توزیع شار سینوسی در فاصله ی هوایی گردد. در اثر برهم کنش جریان سینوسی و شار سینوسی و به دلیل نبودن کموتاسیون، مشابه آنچه در موتور BDCM اتفاق می افتد، توانایی تولید گشتاور بدون ریپل وجود دارد. فرایند کموتاسیون و تغییر جریان فاز در موتور PMSM، به سرعت فرایند کموتاسیون در موتور BDCM با جریان مربعی نیست. در موتور BDCM در هنگام تغییر فاز، ریپلهای بزرگ گشتاور تولید می شود. در حالیکه در موتور PMSM با جریان سینوسی، تغییر فازی به مراتب خفیف تر اتفاق می افتد که منجر به تولید ریپل گشتاور ناچیز می گردد.

با وجود این برتری ها موتور PMSM نسبت به موتور BDCM گرانتر است. در این پایان نامه از موتور PMSM استفاده شده است.

۳-۶- روشهای کنترل موتورهای PMSM

روشهای کنترل PMSM را میتوان به دو گروه تقسیم نمود: کنترل اسکالر و کنترل برداری. میتوان

روشهای مختلف کنترل موتور PMSM را بصورت شکل زیر دسته بندی نمود [۱]،



شکل ۳-۱۰ روشهای مختلف کنترلی PMSM

۳-۶-۱- کنترل اسکالر (کنترل ولت-هرتز)

طرح اولیه ی درایو موتورهای القایی سه فاز، بطور ساده، یک منبع ولتاژ سه فاز ولتاژ متغیر-فرکانس متغیر (VVVF) بود. این طرح را کنترل اسکالر نامیدند. این روش بر اساس روابط و معادلات حالت ماندگار موتور می باشد. کنترل اسکالر فقط مبتنی بر تغییرات دامنه ی متغیرهای کنترلی است در حالیکه کنترل برداری شامل تغییرات دامنه و فاز متغیرهای کنترلی می شود. در این روش از ولتاژ برای کنترل شار فاصله ی هوایی و از فرکانس برای کنترل گشتاور استفاده می شود. اما شار و گشتاور به ترتیب توابعی از فرکانس و ولتاژ نیز هستند ولی این تزویج در کنترل اسکالر در نظر گرفته نمی شود. این روش، یک حلقه باز است و ساده ترین روش کنترلی است. با در نظر معادلات - و - ، در حالت ماندگار عبارات مربوط به تغییرات شار، صفر در نظر گرفته می شود و اگر از افت ولتاژ روی مقاومت استاتور چشم پوشی شود، معادلات بصورت زیر خلاصه می شود،

$$v_d = -\dot{\psi}_r \quad v_q = \dot{\psi}_r \quad (-) \quad \text{معادله}$$

بنابر این در حالتیکه شار استاتور ثابت بماند، سرعت روتور متناسب با ولتاژ اعمالی به آن می شود.

۳-۶-۲- روش کنترل برداری

روش کنترل اسکالر در حالت مانا دارای عملکرد مناسبی است اما پاسخ دینامیکی آن مناسب نیست. دلیل اصلی پاسخ دینامیکی نادرست در روش اسکالر این است که گشتاور و شار دارای تزویج می باشند چرا که هر دو توابعی از ولتاژ (یا جریان) و فرکانس هستند. روش کنترل برداری، این تاثیرات را از هم جدا می کند.

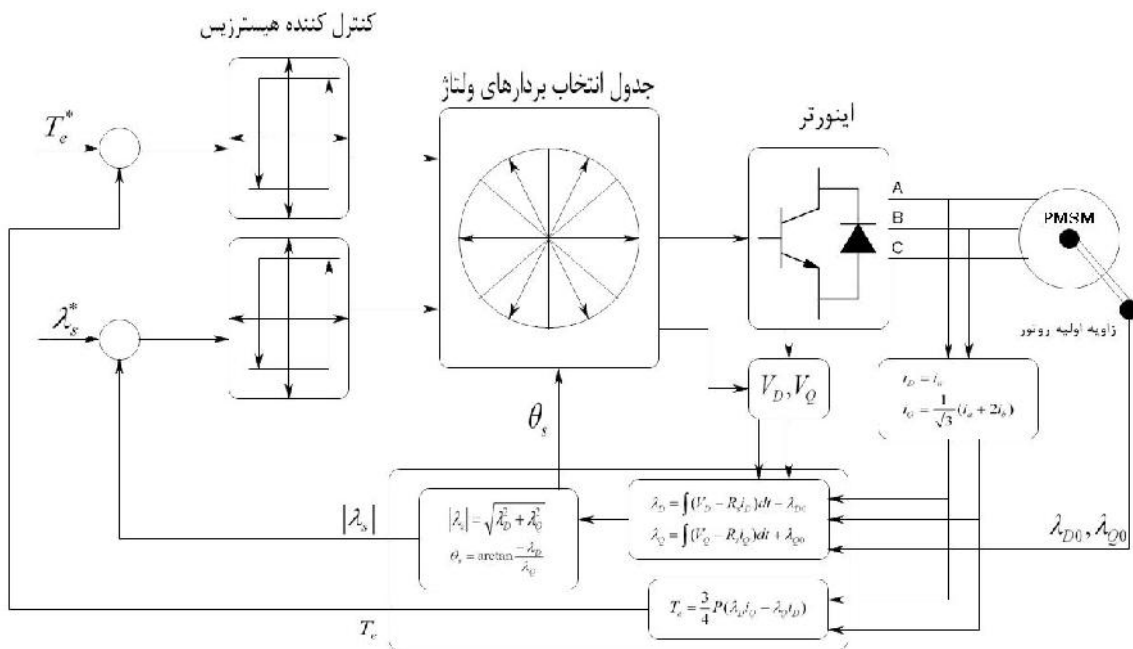
۳-۶-۲-۱- روش DTC

این روش، همانگونه که از نامش پیداست، کنترل مستقیم و مستقل گشتاور و شار پیوندی با استفاده از شش یا هشت بردار ولتاژ است. در این روش معادلات و پارامترهای موتور به دستگاه مرجع ثابت استاتور منتقل می شوند. در نتیجه نیازی به آگاهی از زاویه روتور نیست و دارای حجم محاسبات کمتری نسبت به روش FOC^2 است. این روش ابتدا برای موتورهای القایی مطرح شد و سپس برای گونه های مختلف موتورهای AC نیز گسترش یافت. این روش، بر پایه ی انتخاب مستقیم بردارهای ولتاژ بر اساس اختلاف بین مقدار مرجع و مقدار واقعی گشتاور و شار پیوندی است. در این روش، مقادیر شار و گشتاور با استفاده از مقادیر ولتاژ و جریان تخمین زده می شود و سپس این مقادیر با مقادیر مرجع گشتاور و شار مقایسه می شود. بر اساس خروجی مقایسه گرها، بردار ولتاژ مناسب انتخاب و به سیستم اعمال می شود. در روش DTC فقط به یک پارامتر موتور، که مقاومت استاتور است، نیاز می باشد. تمام محاسبات در دستگاه مرجع ثابت انجام می شود و نیازی به زاویه ی روتور نیست. اما زاویه ی روتور در ابتدای راه اندازی مورد نیاز است. این روش رفتار حالت گذرای خوبی دارد ولی رفتار حالت ماندگار آن مطلوب نیست. چونمعیار انتخاب بردارهای ولتاژ باعث تولید سطح ریبیل زیاد در جریان استاتور، گشتاور و شار پیوندی می شود [۳-۵]. طرح این روش در شکل زیر مشاهده می شود. در این ساختار، مقدار مرجع گشتاور و شار با مقدار تخمینی آنها که توسط یک بلوک

¹ Direct Torque Control

² Field oriented control

تخمین گر محاسبه شده است، مقایسه می شود. خطاهای محاسبه شده برای گشتاور و شار به دو کنترل کننده هیستریزس اعمال می شود. با توجه به افزایش یا کاهش مورد نیاز برای شار و گشتاور و بر پایه ی جدول انتخاب بردارهای ولتاژ، بردار ولتاژ مناسب انتخاب و به اینورتر اعمال می شود. مقادیر مرجع گشتاور و شار، T_e^* و λ_s^* ، توسط حلقه کنترل سرعت و حلقه کنترل گشتاور تعیین می شوند.



شکل ۳-۱۱ ساختار روش DTC

۳-۲-۲-۶-۳ روش FOC

در این روش، پارامترهای موتور به دستگاه مرجع گردان روتور منتقل می شود. این انتقال سبب می شود که متغیرها در حالت ماندگار به فرم dc در آیند و لذا این امر باعث ساده سازی روابط می گردد. در این روش موتور به گونه ای کنترل می گردد که شار استاتور و روتور همواره بر یکدیگر عمود باشند. در روش FOC، از آنجا که جریانها در دستگاه دوار روتور تنظیم می شوند، باید مقادیر اندازه گیری شده ی جریانهای فازها، توسط تبدیلیهای مناسب به مقادیر متناظر در دستگاه d-q دوار روتور تبدیل شوند. برای انجام این تبدیل باید همواره موقعیت روتور مشخص باشد. با توجه به اینکه در این پایان نامه از این روش کنترلی استفاده شده است، لذا بصورت دقیقتری این روش بررسی می شود.

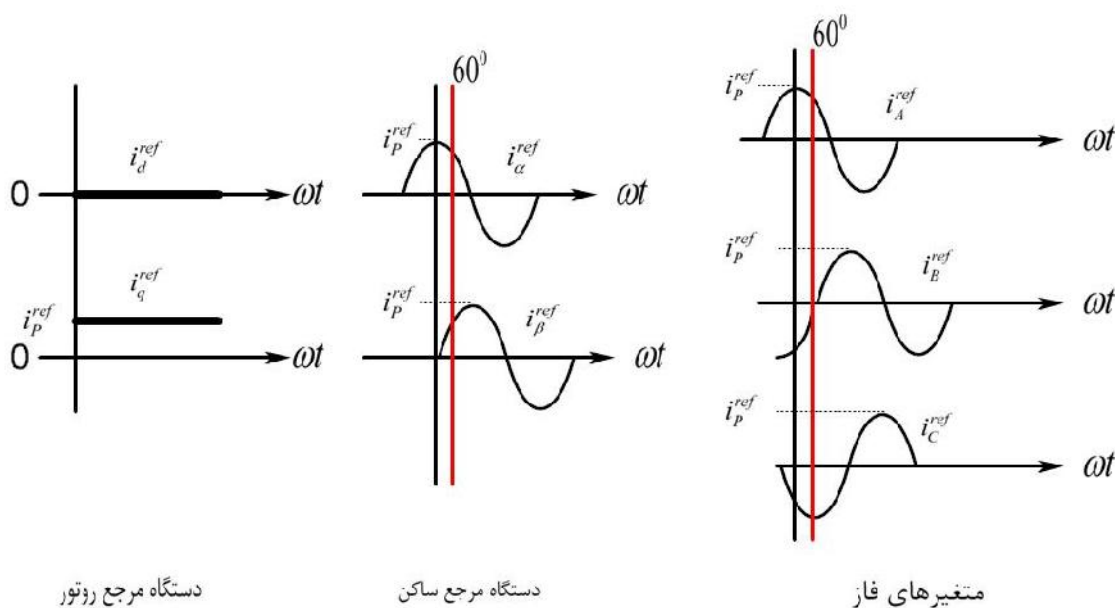
۳-۷- بررسی دقیقتر روش FOC

همانگونه که اشاره شد، طرح اولیه ی درایو موتورهای القایی سه فاز، کنترل اسکالر بود. اما این درایو، به دلیل دینامیک موتور القایی، دارای عملکرد گذرای نامناسبی بود. یکی از روشهای موفق کنترل دینامیک موتور القایی توسط Hasse در سال ۱۹۷۰ در پایان نامه ی دکتری وی ارائه شد [۲۹]. از آنجایی که در آن پایان نامه روی این موضوع تاکید می شود که تولید گشتاور در موتور القایی، یک پدیده ی فضایی است، لذا نام کنترل برداری برای آن روش بکار گرفته شد. همچنین Blaschke یکی دیگر از پیشگامان در ارائه مفهوم FOC می باشد، که در سال ۱۹۷۱ پایان نامه ی خود را با عنوان، "اصول جهت یابی میدانی"^۱ ارائه نمود [۳۰]. لازم به ذکر است که در بسیاری از مقالات عبارت کنترل میدان گرا (FOC) و کنترل برداری مترادف هم در نظر گرفته شده است اما در [۳۱] بیان میگردد که کنترل میدان گرا برای توصیف مقادیر مربوط به میدان بکار می رود در حالیکه کنترل برداری برای توصیف متغیرهای مداری بکار می رود. اما بهر حال این دو دارای مفهوم پایه ی یکسانی هستند.

هدف نهایی در کنترل موتور، کنترل گشتاور آن است. در روش FOC، با تنظیم بردار فضایی جریان بگونه ای که کاملاً روی محور q قرار بگیرد، می توان بصورت خطی گشتاور را کنترل نمود. بنابر این با کنترل لحظه ای جریان، کنترل لحظه ای گشتاور حاصل می گردد. بنابر این کنترل برداری سبب کنترل مستقیم گشتاور لحظه ای می شود. البته این روش با روش کنترل مستقیم گشتاور (DTC) تفاوتی دارد. روش DTC، چیزی بین FOC و SVM است که در آن کنترل اینورتر و گشتاور موتور با هم یکپارچه شده است. لذا در ادامه به نحوه ی کنترل گشتاور در روش FOC خواهیم پرداخت.

^۱ Principle of field orientation

در روش FOC، معادلات و پارامترهای روتور به دستگاه مرجع گردان روتور منتقل می شود. اگر شار روتور ثابت باشد، رابطه ای خطی بین گشتاور و متغیرهای کنترلی برقرار خواهد بود. این انتقال باعث می شود که کنترل گشتاور موتور ac همانند موتور dc تحریک مستقل شود. در یک موتور dc، شار میدان که همان شار استاتور است و شار آرمیچر (روتور) توسط کموتاتور طوری کنترل می شود که همواره بر یکدیگر عمود باشند. اگر این دو شار بر یکدیگر عمود باشند، شار آرمیچر بر روی شار میدان تاثیر ندارد و گشتاور موتور فقط تحت تاثیر شار آرمیچر (یا جریان آرمیچر) است. در روش FOC بکار رفته در موتور ac، شار استاتور بگونه ای کنترل می شود که شار استاتور و روتور همواره بر یکدیگر عمود باشند.



شکل ۳-۱۲ مقایسه ی سیگنالهای مرجع تحت شرایط عملکرد حالت مانا

تمام کنترل کننده های موتورهای سنکرون سینوسی، باید دارای یک فاز فضایی ثابت باشند، لذا در آنها از دستگاه مرجع روتور استفاده می شود. با توجه به دیاگرام شکل ۳-۱۲ (شکل وسط)، بردار جریان استاتور را می توان به دو مولفه در دستگاه مرجع روتور تجزیه نمود، (برای نوشتن در دستگاه مرجع

روتور یا از متغیرهای ΓS استفاده می شود و یا از متغیرهای dq با این شرط که حرف r به همراه آن ذکر شود تا با دستگاه ساکن اشتباه گرفته نشود)

$$i_{qs}^r = i_s \sin\{\quad\quad\quad\} \quad i_{ds}^r = i_s \cos\{\quad\quad\quad\} \quad (-) \text{ معادله}$$

که در آن i_s اندازه ی بردار \vec{i}_s و $\{\quad\quad\quad\}$ زاویه ی آن نسبت به محور d روتور است.

معادله ی گشتاور موتور PMSM در دستگاه مرجع روتور عبارت است از،

$$T_e = \frac{3P}{4} [(L_d - L_q) i_{qs}^r i_{ds}^r + \} r i_{qs}^r] \quad (-) \text{ معادله}$$

همچنین معادلات جریان موتور PMSM در دستگاه مرجع روتور عبارت است از،

$$-L_q \frac{d}{dt} i_{qs}^r = r_s i_{qs}^r + \check{S}_r L_d i_{ds}^r + \check{S}_r \} r - v_{qs}^r \quad (-) \text{ معادله}$$

$$-L_d \frac{d}{dt} i_{ds}^r = r_s i_{ds}^r - \check{S}_r L_q i_{qs}^r - v_{ds}^r \quad (-) \text{ معادله}$$

با در نظر گرفته این موضوع که زاویه بین شار استاتور و روتور باید درجه باشد، $\{ = 90^\circ$ ، در نتیجه،

$$i_{qs}^r = i_s \quad i_{ds}^r = 0 \quad (-) \text{ معادله}$$

لذا معادلات جریان و گشتاور بصورت زیر ساده می گردد،

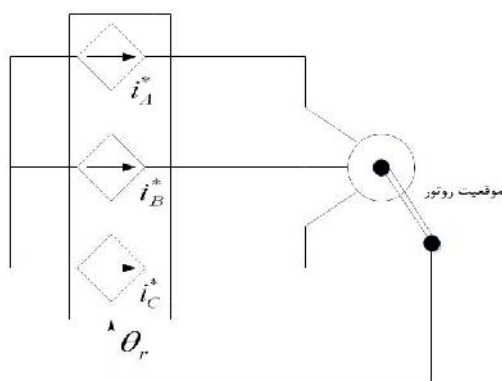
$$-L_q \frac{d}{dt} i_{qs}^r = r_s i_{qs}^r + \check{S}_r \} r - v_{qs}^r \quad (-) \text{ معادله}$$

$$v_{ds}^r = -\check{S}_r L_q i_{qs}^r \quad (-) \text{ معادله}$$

$$T_e = \frac{3P}{4} \} r i_{qs}^r = K_T i_{qs}^r \quad (-) \text{ معادله}$$

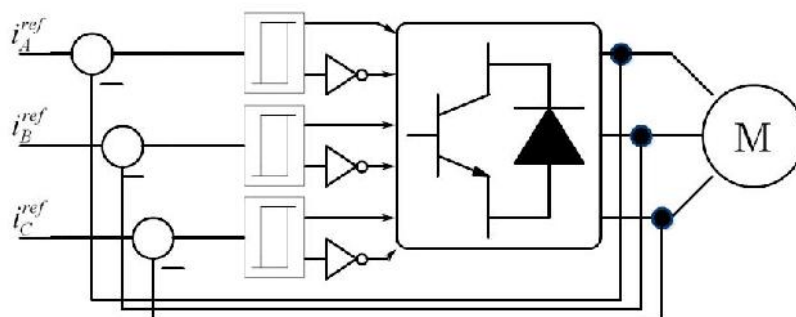
در نتیجه، در صورتیکه شار روتور ثابت باشد، گشتاور فقط به i_{qs}^r بستگی دارد که توسط v_{ds}^r کنترل می شود.

بنابر این میتوان اینگونه در نظر گرفت که با داشتن منابع جریان کنترل شونده، میتوان جریانهای فاز مطلوب را به موتور اعمال نمود تا گشتاور مطلوب حاصل شود. این طرح در شکل زیر نشان داده شده است که در آن i_A^* ، i_B^* و i_C^* جریانهای سه فاز مرجع هستند.



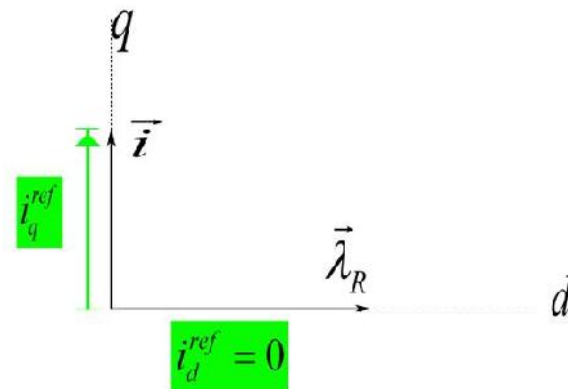
شکل ۳-۱۳ طرح ساده ی کنترل گشتاور

میتوان برای اعمال این جریانها، از کنترل هیستریزیس استفاده نمود. بنابر این میتوان شکل بالا را بصورت شکل ۳-۱۴ کامل نمود.



شکل ۳-۱۴ کنترل هیستریزیس

برای تولید بهینه ی گشتاور لازم است که مولفه ی محور مستقیم جریان (محور d) صفر باشد. در این حالت گشتاور بطور مستقیم، متناسب با مولفه ی محور عمودی (محور q) جریان متناسب می شود (شکل -).

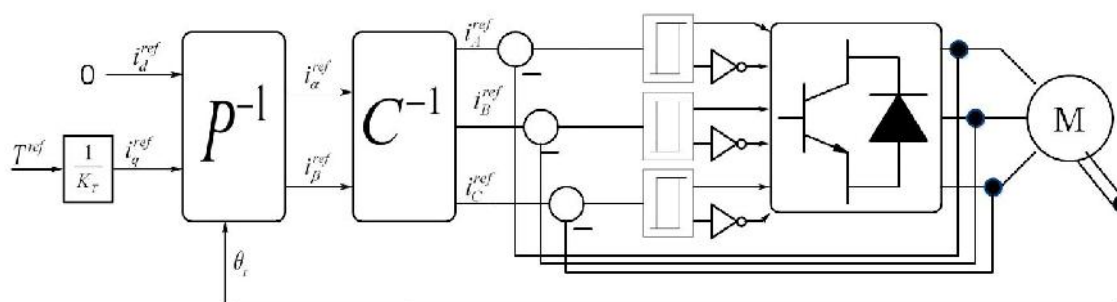


شکل ۳-۱۵ دیاگرام بردار فضایی برای تولید گشتاور بهینه در دستگاه روتور

بنابر این جریان مرجع توسط معادله (-) تولید می شود.

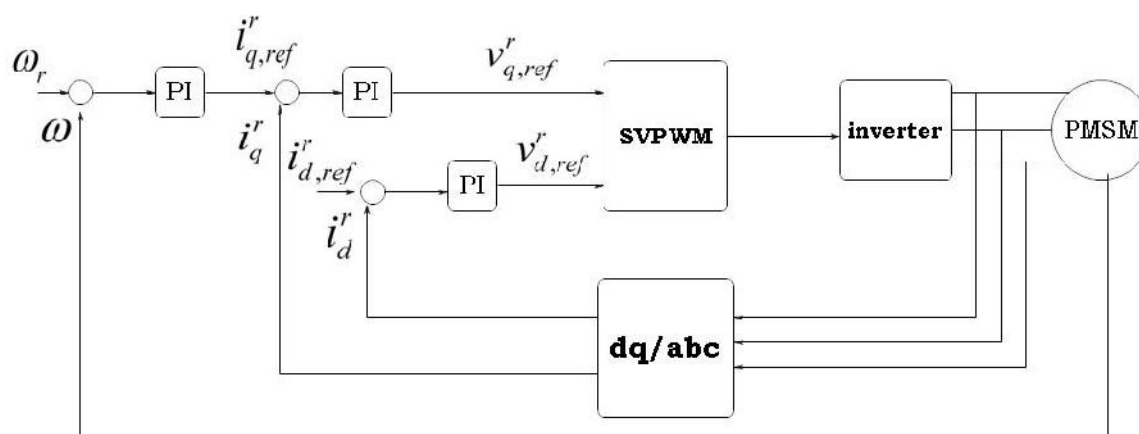
$$i_q^{ref} = \frac{T^{ref}}{K_T} \quad \text{معادله (-)}$$

کنترل کننده ی گشتاور در دستگاه مرجع روتور در شکل - نشان داده شده است. در این شکل، اولین بلوک، بلوک عکس تبدیل پارک می باشد. همچنین بلوک دوم، معکوس تبدیل کلارک می باشد. سیگنالهای جریان مرجع تولید شده، بصورت شکل ۳-۱۲ می باشد، (شکل ۳-۱۲ برای یک سرعت ثابت رسم شده است).



شکل ۳-۱۶ کنترل گشتاور در دستگاه مرجع روتور

حال با توجه به آنچه بیان شد، برای اعمال پارامترهای مرجع به سیستم، باید آنها را با مقادیر اندازه گیری شده مقایسه نمود و پس از عبور از کنترل کننده، به مدار اعمال نمود. نهایتاً ساختار روش FOC بصورت شکل ۳-۱۷ میشود.



شکل ۳-۱۷ ساختار مورد استفاده در روش کنترل FOC

راه دیگر این است که از کنترل هیستریزیس استفاده شود، بدین صورت که جریان محورهای d و q مرجع با مقادیر اندازه گیری شده از موتور مقایسه گردد و سپس دستورات کلیدزنی به اینورتر اعمال شود.

روش استفاده شده در این پایان نامه، روش هیستریزیس می باشد. نحوه ی کنترل FOC موتور با اینورتر ZS در فصل بعد، مطرح می گردد.

فصل چهارم

کنترل موتور **BLDC** با اینورتر **Z-Source** تغذیه شده

توسط پیل سوختی

۴-۱- مقدمه

در فصل های دو و سه، پیل‌های سوختی و موتورهای بدون جاروبک مغناطیس دائم مورد بررسی قرار گرفتند. در فصل دوم بیان شد که برای دریافت توان سه فاز از یک پیل سوختی، از یک مبدل dc/dc و یک اینورتر استفاده می‌گردد. اما استفاده از دو مبدل باعث کاهش بازدهی کل سیستم و افزایش تعداد عناصر مدار می‌شود. همچنین هزینه ی سیستم افزایش می‌یابد. لذا در ادامه مبدلی بررسی می‌شود که دارای هزینه ی کمتر و بازدهی بالاتری است.

در این فصل ابتدا مبدل Z-Source معرفی می‌شود و سپس از این مبدل برای درایو موتور BLDC با تغذیه ی پیل سوختی استفاده می‌شود.

۴-۲- مبدل Z-Source

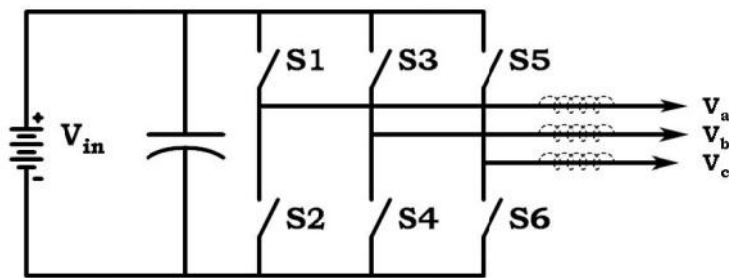
۴-۲-۱- تفاوت‌های مبدل ZS و مبدل‌های معمولی

اینورترهای مرسوم را میتوان به دو دسته ی اینورترهای منبع ولتاژی (VSI^1) و اینورترهای منبع جریان (CSI^2) تقسیم نمود [۳۲]. ساختار یک اینورتر منبع ولتاژی در شکل ۴-۱ نشان داده شده است. در این ساختار، یک منبع dc به همراه یک خازن نسبتاً بزرگ، مدار اصلی مبدل را تغذیه می‌کنند. منبع ولتاژ dc می‌تواند یک باتری، پیل سوختی، یکسو کننده ی دیودی و یا یک خازن باشد. در مدار اصلی، شش کلید بکار رفته است که بصورت شکل - ، ترکیبی از یک ترانزیستور قدرت و یک دیود است که بصورت موازی-معکوس با هم می‌باشند. این امر سبب شارش جریان در دو جهت می‌شود.

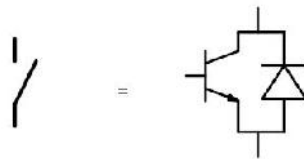
¹Z-Source

^۲ Voltage source Inverter

^۳ Current Source Inverter



شکل ۴-۱ اینورتر منبع ولتاژی



شکل ۴-۲ کلید بکار رفته در VSI

مبدل‌های VSI دارای کاربردهای زیادی هستند اما محدودیتهایی نیز در این اینورترها وجود دارد که به شرح ذیل می باشند.

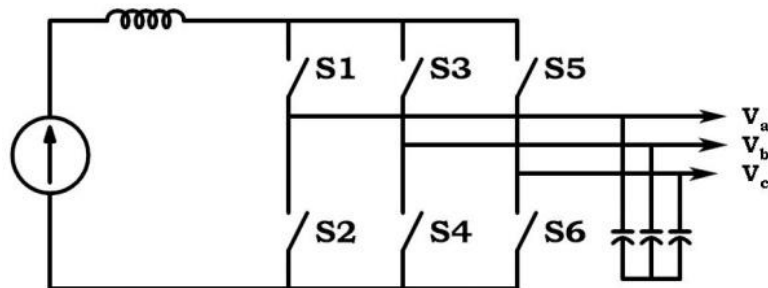
- ولتاژ ac خروجی محدود به مقداری کمتر از ولتاژ dc ورودی است. بنابر این اینورتر منبع ولتاژی یک مبدل کاهنده است. در کاربردهایی که به ولتاژ ac بیشتری نیاز است از یک مبدل dc/dc افزایشده نیز در مدار استفاده می شود. اضافه نمودن یک مبدل قدرت، هزینه ی سیستم را افزایش داده و بازدهی آن را کاهش می دهد.
- کلیدهای بالایی و پایینی در هر ساق، نمی توانند بطور همزمان روشن شوند. در غیر اینصورت اتصال کوتاه ساق^۱ رخ میدهد و تجهیزات صدمه می بینند. اتصال کوتاههای ناشی از نویز EMI یکی از بزرگترین مشکلات در قابلیت اطمینان سیستم است. برای جلوگیری از اتصال کوتاه شدن ساق، یک زمان خاموشی^۲ برای انسداد کلیدهای بالا و پایین در VSI در نظر گرفته می شود که این امر سبب اعوجاج شکل موج می شود.

^۱ Shoot Through (ST)

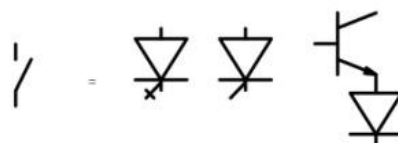
^۲ Dead time

- جهت سینوسی شدن ولتاژ، یک فیلتر LC در خروجی مورد نیاز است.

در شکل - یک اینورتر منبع جریانی سه فاز نشان داده شده است. در این حالت یک منبع جریان dc، مدار را تغذیه می کند. منبع جریان dc می تواند یک سلف بزرگ باشد که توسط یک منبع ولتاژ مثل یک باتری، پیل سوختی، یکسو کننده ی دیودی، یا یک مبدل ترستوری تغذیه می شود. شش کلید بکار رفته در این مدار میتواند یک عنصر کلیدزنی نیمه هادی با قابلیت انسداد معکوس مثل یک GTO و SCR و یا یک ترانزیستور قدرت سری شده با یک دیود (به خاطر شارش جریان یک جهته و انسداد ولتاژ دوجهته) باشد. این کلیدها در شکل - نشان داده شده است.



شکل ۳-۴ یک اینورتر منبع جریانی



شکل ۴-۴ کلید بکار رفته در CSI

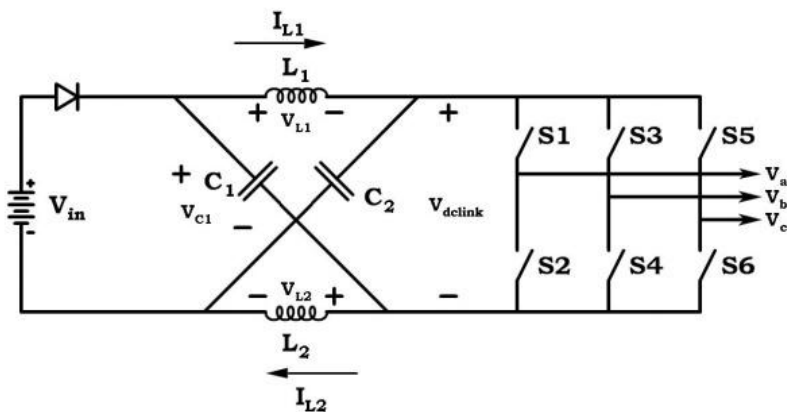
اما مبدل CSI دارای محدودیتهای زیر می باشد:

- ولتاژ خروجی ac بیشتر از ولتاژ dc تغذیه کننده ی سلف است. لذا اینورتر CSI یک اینورتر افزایشنده است. بنابر این در برخی کاربردها نیاز به اضافه نمودن یک مبدل dc/dc کاهنده می باشد. اضافه نمودن یک مبدل توان، هزینه ی سیستم را افزایش داده و بازدهی را کاهش می دهد.

- در هر زمان، حداقل یکی از کلیدهای بالا و یکی از کلیدهای پایین باید روشن باشد. در غیر اینصورت، سلف مدار باز می شود و سیستم خسارت میبیند. مدار باز های ناشی از نویز EMI یکی از مسائلی است که قابلیت اطمینان سیستم را با خطر مواجه می کند. به این دلایل، یک زمان روی هم افتادگی^۱ برای کموتاسیون درست جریان، مورد نیاز است و این سبب اعوجاج شکل موج می شود.

علاوه بر موارد ذکر شده، هر دو مبدل VSI و CSI دارای مشکلات مشترک زیر می باشند:

- این مبدلها یا افزایشده هستند و یا کاهشده و نمی توانند بصورت افزایشده-کاهشده عمل کنند.
 - مدار اصلی آنها را نمیتوان با هم عوض کرد. یعنی مدار اصلی مبدل VSI را نمیتوان با مدار اصلی مبدل CSI تعویض نمود و بالعکس.
 - آنها در برابر نویز EMI آسیب پذیر هستند.
- برای غلبه بر مشکلات اشاره شده، در سال ساختار جدیدی برای این اینورترها ارائه شد که اینورتر منبع امپدانس (اینورتر Z-source) نام گرفت [۳۲]. این مبدل مبتنی بر یک شبکه ی امپدانس می باشد که می تواند ولتاژ AC خروجی را افزایش یا کاهش دهد که در اینورترهای مرسوم، این امر ممکن نیست. شکل - ساختار کلی این اینورتر را نشان می دهد.



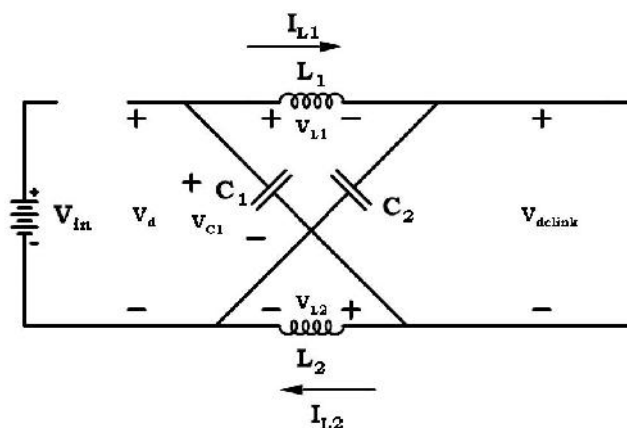
شکل ۴-۵ ساختار کلی یک مبدل Z-source

^۱ Overlap

در این مبدل، از یک شبکه ی امپدانس ی برای اتصال مبدل اصلی به منبع توان استفاده شده است. در این حالت، منبع dc می تواند یک منبع ولتاژ یا یک منبع جریان باشد. کلیدهای بکار رفته در این مبدل می تواند بصورت شکل - و یا شکل - باشد.

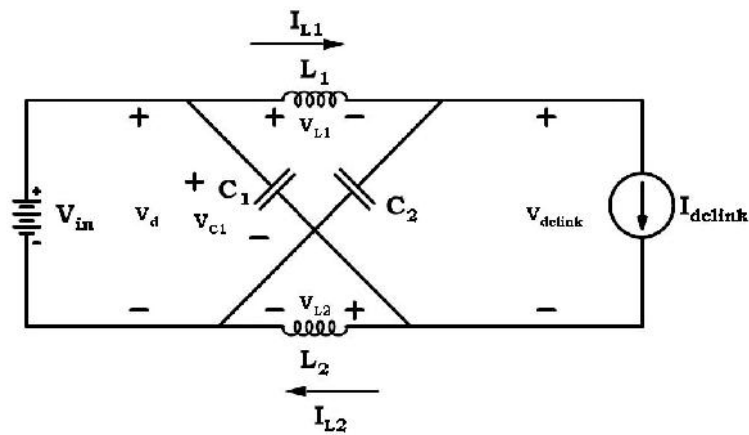
۴-۲-۲- اصول عملکرد مبدل ZS

در اینورترهای مرسوم، هشت حالت کلیدزنی مجاز (شش بردار اکتیو و دو بردار صفر) وجود دارد. در حالیکه از بردارهای اکتیو استفاده شود، بار، ولتاژ dc ورودی را میبیند. اگر ترمینالهای بار از طریق سه کلید بالا و یا سه کلید پایین اتصال کوتاه شود بدین معنی است که در کلیدزنی، از بردارهای صفر استفاده شده است. در حالیکه در اینورتر ZS، حالت مجاز کلیدزنی وجود دارد. بردار اضافی که در ZSI وجود دارد، بردار صفر ناشی از اتصال کوتاه شدن یک یا چند ساق در اینورتر^۱ می باشد. در واقع این بردار صفر جدیدی است که خاصیت افزایشندگی را به مبدل میدهد. هنگامی که اینورتر ZS در حالت صفر نهم می باشد، میتوان مدار شکل - را بصورت شکل - و در بقیه ی حالات، بصورت شکل - خلاصه نمود.



شکل ۴-۶ مبدل ZS در حالت اتصال کوتاه شدن ساق (ST)

^۱ Shoot through zero state



شکل ۴-۷ مبدل ZS در هشت حالت معمول

با فرض این که شبکه ی امپدانس ی ZS متقارن باشد داریم،

$$L_1 = L_2 = L \quad (-) \text{ معادله}$$

$$C_1 = C_2 = C$$

آنگاه از تقارن می توان نوشت،

$$V_{C1} = V_{C2} = V_C \quad v_{L1} = v_{L2} = v_L \quad (-) \text{ معادله}$$

اگر فرض کنیم که مدت زمان یک سیکل کلیدزنی T باشد و مبدل به مدت T_0 در حالت اتصال کوتاه

ساق باشد، از شکل - داریم،

$$v_L = V_C \quad v_d = 2V_C \quad v_{dcLink} = 0 \quad (-) \text{ معادله}$$

و اگر مبدل به مدت T_1 از سیکل کلیدزنی T در هشت حالت دیگر باشد، از شکل - داریم،

$$v_L = V_{in} - V_C \quad v_d = V_{in} \quad (-) \text{ معادله}$$

$$v_{dcLink} = V_C - v_L = 2V_C - V_{in}$$

بطوریکه، $T = T_0 + T_1$.

مقدار متوسط ولتاژ سلف در یک سیکل کلیدزنی در حالت مانا برابر با صفر است و لذا با استفاده از

معادله های - و - داریم:

$$V_L = \overline{v_L} = \frac{T_0 \cdot V_C + T_1 \cdot (V_{in} - V_C)}{T} = 0 \quad \text{معادله (-)}$$

و یا،

$$\frac{V_C}{V_{in}} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} \quad \text{معادله (-)}$$

حال میتوان مقدار متوسط ولتاژ لینک dc را بصورت زیر بدست آورد،

$$\begin{aligned} V_{dclink} = \overline{v_{dclink}} &= \frac{T_0 \cdot 0 + T_1 \cdot (2V_C - V_0)}{T} \\ &= \frac{T_1}{T_1 - T_0} \cdot V_0 = V_C \end{aligned} \quad \text{معادله (-)}$$

مقدار پیک ولتاژ لینک dc برابر است با،

$$\hat{v}_{dclink} = V_C - v_L = 2V_C - V_{in} = \frac{T}{T_1 - T_0} \cdot V_{in} = B \cdot V_{in} \quad \text{معادله (-)}$$

بطوریکه،

$$B = \frac{T}{T_1 - T_0} = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T}} \geq 1 \quad \text{معادله (-)}$$

به ضریب B ، ضریب افزایشندگی^۱ می گویند که ناشی از حالت اتصال کوتاه ساق است. طبق این معادله،

ضریب B را با کنترل سیکل کاری، میتوان کنترل نمود. مقدار پیک ولتاژ فاز خروجی در یک اینورتر

معمولی برابر است با [۳۳]،

$$\hat{v}_{ac} = M \cdot \frac{\hat{v}_{dclink}}{2} \quad \text{معادله (-)}$$

^۱ Boost factor

بطوریکه M ، شاخص مدولاسیون می باشد. در نتیجه با ترکیب معادلات - تا - ، پیک ولتاژ فاز خروجی اینورتر ZS بصورت معادله - می گردد،

$$\hat{v}_{ac} = M.B.\frac{V_{in}}{2} \quad \text{معادله (-)}$$

با مقایسه ی معادلات - و - مشاهده می شود که ولتاژ خروجی در مبدل ZS را میتوان با کنترل ضریب افزایش-کاهندگی B_B ، افزایش یا کاهش داد، این ضریب بصورت معادله - می باشد.

$$B_B = M.B = (0 \sim \infty) \quad \text{معادله (۱۲-۴)}$$

از معادلات - ، - و - میتوان ولتاژ خازن را بصورت زیر نوشت،

$$V_{c1} = V_{c2} = V_c = \frac{1 - \frac{T_0}{T}}{1 - 2\frac{T_0}{T}}.V_{in} \quad \text{معادله (-)}$$

۳-۲-۴- مقالات ارائه شده در زمینه ی مبدل ZS

در [۳۴]، [۳۵] ، [۳۶] و [۳۷] مبدل ZS از لحاظ بارگذاری های مختلف و نحوه ی فیلتر نمودن سیگنالها بررسی شده است. در [۳۴]، از مفهوم ZS در مبدل dc/dc استفاده شده است. مدل سیگنال کوچک مبدل ارائه گردیده و مبدل در مد هدایت پیوسته تحلیل شده است. در [] و [۳۶] اینورتر ZS با فرض یک بار با جریان ثابت، بررسی شده است و نشان می دهد که مبدل به دلیل داشتن یک صفر سمت راست در تابع تبدیل، غیر مینیمم فاز می باشد و روشی برای بهبود آن ارائه می کند. در [۳۷]، روشی برای کنترل ولتاژ لینک dc و نیز ولتاژ ac خروجی ارائه شده است. در این روش، ولتاژ خازن بطور خطی کنترل می شود و نیز از مقدار پیک ولتاژ ac خروجی جهت کنترل ولتاژ فاز خروجی استفاده شده است. در [۳۸]، مدهای کنترل ولتاژ و جریان بر مبنای مدل سیگنال کوچک ایده آل و بار اندوکتیو ارائه شده است و با طراحی جبران سازهایی برای این دو مد، مشخصه ی غیر مینیمم فاز

اینورتر ZS را حداقل می نماید. در [۳۹]، [۴۰] و [۴۱]، کاربرد مبدل ZS برای تبدیل ac/ac و روشهای بهبود کموتاسیون در آن ارائه شده است. در [۴۲]، اینورترهای ZS در حالت مانا بررسی شده و روشی برای طراحی امپدانس شبکه ی Z ارائه شده است. البته در [۴۲] در طراحی شبکه ی امپدانس فرض شده که مبدل فقط در حالات اکتیو و ST می باشد و حالت صفر را در نظر نگرفته است. در [۴۳] و [۴۴] از اینورتر ZS برای کنترل درایو موتورها استفاده شده است و نشان می دهد که این مبدل سبب بهبود شکم ولتاژ، هارمونیک خط، ضریب توان و قابلیت اطمینان در درایو می شود. در [۴۵] از این مبدل در خودروهای هیبرید استفاده شده است و چهار مد عملکردی برای این ترکیب مورد بررسی قرار گرفته است. همچنین شبکه ی ZS را اصلاح نموده و یکی از خازنهای شبکه را با یک باتری موازی نموده است که دلیل این امر، خاصیت خود افزایشی^۱ در مبدل است. در [۴۶] مقایسه ای بین مبدل ZS، اینورتر PWM با مبدل dc/dc، و اینورتر معمولی از لحاظ توان کلیدها، تعداد عناصر پسیو مورد نیاز و توان انتقالی انجام شده است و با مقایسه ی این پارامترها نشان می دهد که در بیشتر محدوده های عملکرد، بازدهی مبدل ZS بیشتر است. همچنین در این مقاله نشان داده می شود که در حالتی که نسبت تبدیل افزایش ولتاژ کمتر از باشد، مبدل ZS و در نسبتهای بالاتر، اینورتر PWM با مبدل dc/dc مناسب تر می باشد. در [۴۷] کاربرد این مبدل در شبکه های DG که دارای بار غیرخطی می باشند بررسی و کنترل کننده ای برای آن طراحی نموده است. کنترلر طراحی شده با تغییر زمان ST مقادیر مرجع مورد نیاز را تولید می کند و نشان داده شده که پارامترهای کیفیت توان در این حالت بهبود می یابد. در [۴۸] یک توپولوژی جدید از مبدل ZS ارائه شده که در آن افزایش ولتاژ بسیار بیشتر از اینورتر ZS کلاسیک است و نیز زمان ST کوتاه تری مورد نیاز است. در [۴۹] ترکیب اصلاح شده ای از مبدل ZS ارائه داده است که نسبت به ZS کلاسیک دارای این مزیت است که استرس ولتاژی روی خازن را کاهش داده (و در نتیجه هزینه و حجم آن را

^۱ Self Boosting

کاهش داده است) و با یک روش کنترلی مناسب، جریان هجومی لحظه ی راه اندازی را محدود می نماید.

در [۵۰] روشهای PWM برای اینورتر ZS در حالت های تکفاز، سه فاز و چهار فاز بطور دقیق بررسی شده است. همچنین در [۵۱]، [۵۲]، [۵۳]، [۵۴] و [۵۵] از مفهوم شبکه ی ZS در اینورترهای چند سطحی استفاده شده است.

با توجه به مفهوم ZS و استفاده از زمانهای ST و کاربرد این مفاهیم در این پایان نامه، نیاز است تا روشهای کنترل کلیدزنی بصورت مختصر بررسی شوند. لذا در ادامه به بررسی برخی از این روشها پرداخته می شود.

۴-۲-۴ روشهای کنترل (کلیدزنی) در مبدل ZS

تاکنون روشهای مختلفی برای کنترل این نوع مبدل ارائه شده است. می توان این روشها را به چهار دسته ی اصلی تقسیم نمود،

- روش کنترل ساده (SBC)

- روش کنترل ماکزیمم بهره (MBC)

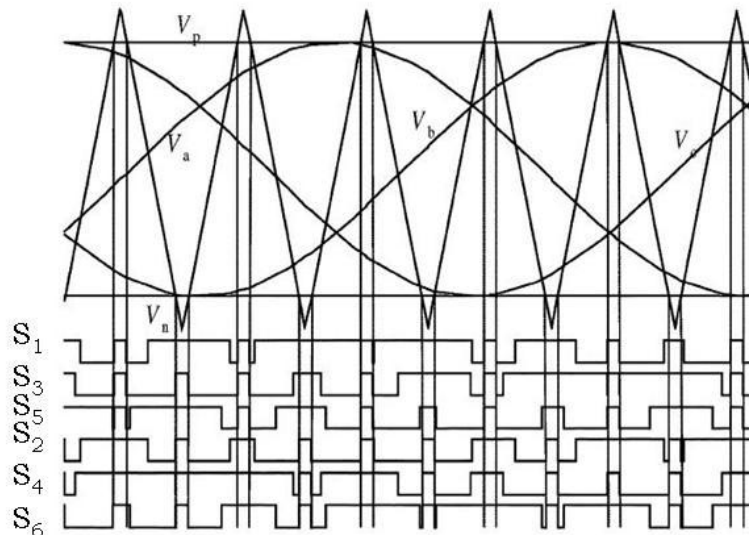
- روش کنترل ماکزیمم بهره ی ثابت (CBC)

- روش بردار فضایی

در ادامه این روشها بطور کامل تشریح خواهد شد و مقدار ضریب بهره ی آنها و تاثیرشان بر روی استرس ولتاژ روی کلیدها بررسی خواهد شد.

۴-۲-۴-۱- روش کنترل ساده (SBC)

در [۳۲] روش کنترل ساده ی افزایشی برای کنترل زمان ST بکار گرفته شده است. در شکل ۴-۸ این روش نشان داده شده است. در این روش از یک خط مستقیم که مقدار آن برابر با/ یا بیشتر از مقدار پیک مقادیر مرجع سه فاز است، استفاده می شود.



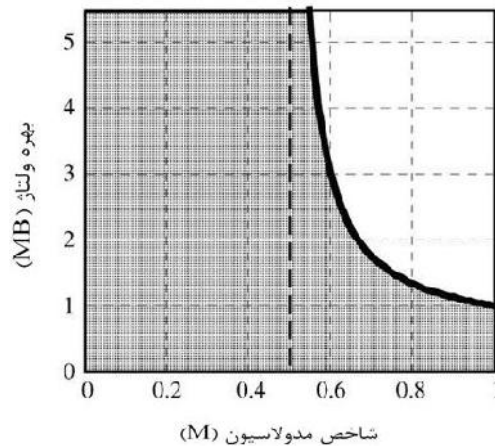
شکل ۴-۸ روش کنترل ساده [۳۲]

در مبدل ZS، همانند اینورترهای معمولی، شش بردار اکتیو تغییری نمی کنند ولی در ZS بردارهای صفر دستکاری می شوند. در این روش اگر موج مثلثی بیشتر از V_p یا کمتر از V_n باشد، تمام کلیدها روشن می شوند و مبدل به حالت ST می رود. حال اگر سیکل کاری اتصال کوتاه ساق را بصورت زیر تعریف کنیم،

$$\frac{T_0}{T} = D_0 \quad (\text{معادله } -)$$

آنگاه می توان گفت که با کاهش D_0 ، M افزایش می یابد. در روش SBC، ماکزیمم مقدار D_0 ، برابر با $(1-M)$ است.

شکل - ، منحنی بهره ی ولتاژ نسبت به شاخص مدولاسیون را نشان می دهد. ناحیه ی هاشورخورده ناحیه ی عملکرد ممکن در روش SBC است. برای دست یابی به ولتاژ خروجی با بهره ی بالا، باید شاخص مدولاسیون کوچک بکار رود. اما شاخص مدولاسیون کوچک، منجر به استرس ولتاژ بالا روی کلیدها می شود [۵۶].



شکل ۴-۹ بهره ی ولتاژ در روش SBC، [۵۶]

با توجه به معادلات - و - و - ، ضریب B_B ، در روش SBC بصورت زیر بدست می آید،

$$B_B = M \cdot B = \frac{\hat{V}_{ac}}{V_{in}/2} = \frac{M}{2M-1} \quad (\text{معادله } -)$$

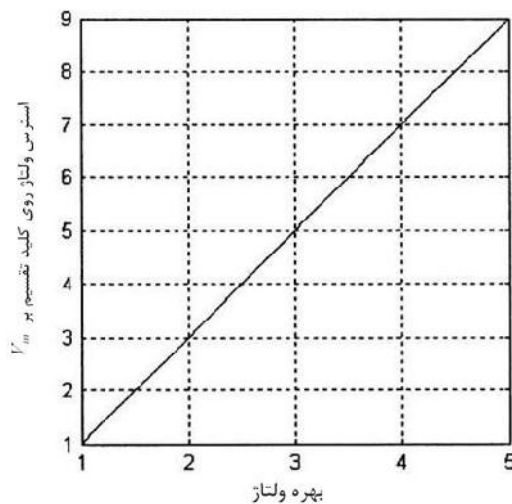
بنابر این برای هر بهره ی ولتاژ معین B_B ، ماکزیمم مقدار M ، که بکار می رود برابر است با،

$$M = \frac{B_B}{2B_B-1} \quad (\text{معادله } -)$$

در نشان داده شده است که استرس ولتاژ در روش SBC برابر است با،

$$V_S = B \cdot V_{in} = (2B_B - 1)V_{in} \quad (\text{معادله } -)$$

منحنی استرس ولتاژ روی کلیدها نسبت به بهره ولتاژ در شکل - نشان داده شده است. همانگونه که مشاهده میشود، در روش SBC استرس ولتاژ روی کلیدها بسیار بالا است و این امر بهره ی ولتاژ قابل دستیابی را محدود می کند.

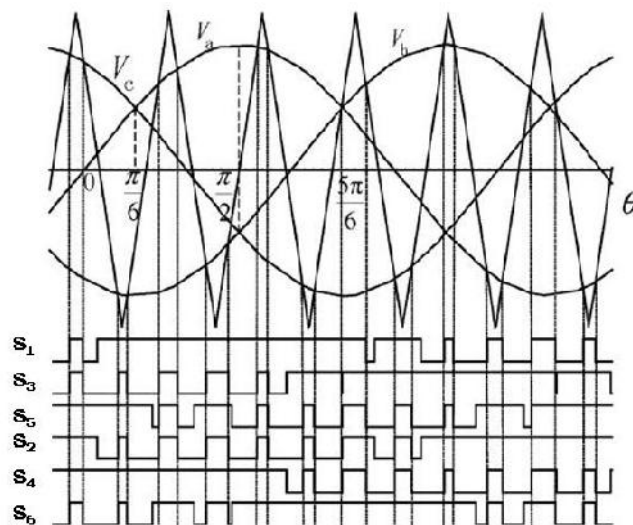


شکل ۴-۱۰ استرس ولتاژ نسبت به بهره ی ولتاژ [۵۶]

همچنین در این روش با توجه به روش کلید زنی، زمان ST در هر سیکل مقداری ثابت است.

۴-۲-۲- روش کنترل ماکزیمم بهره (MBC)

در این روش، یک موج مثلثی با موجهای مرجع سینوسی مقایسه می شود و باتوجه به آن، دستورات کلید زنی به مبدل اعمال می شود [۵۶]. اگر دامنه ی موج مثلثی از سه موج سینوسی بزرگتر بود، آنگاه مبدل به حالت اتصال کوتاه ساق (ST) می رود و در بقیه ی حالات همانند PWM معمولی عمل می کند. با مقایسه ی این روش، مشاهده می شود که همانند PWM معمولی است با این تفاوت که تمام بردارهای صفر، به بردار ST تبدیل می شوند. این ساختار کلیدزنی را در شکل - می توان دید.



شکل ۴-۱۱ کلیدزنی در روش MBC ([۵۶])

در این حالت، زمان اتصال کوتاه ساق (سیکل کاری ST) در هر سیکل متفاوت است و زمان ST بصورت پریودیک هر $f/3$ تکرار می شود. با فرض اینکه فرکانس کلیدزنی بسیار بیشتر از فرکانس مدولاسیون است، میتوان سیکل کاری ST را در یک سیکل کلیدزنی در بازه ی $(\frac{f}{3}, \frac{f}{2})$ بصورت زیر بیان نمود،

$$\frac{T_0(\alpha)}{T} = \frac{2 - (M \sin \alpha - M \sin(\alpha - \frac{2f}{3}))}{2} \quad \text{معادله (-)}$$

با انتگرال گیری در این بازه، میتوان مقدار متوسط سیکل کاری ST را بدست آورد،

$$\frac{\bar{T}_0}{T} = \int_{f/6}^{f/2} \frac{2 - (M \sin \pi u - M \sin(\pi u - \frac{2f}{3}))}{2} d u \quad \text{معادله (-)}$$

$$= \frac{2f - 3\sqrt{3}M}{2f}$$

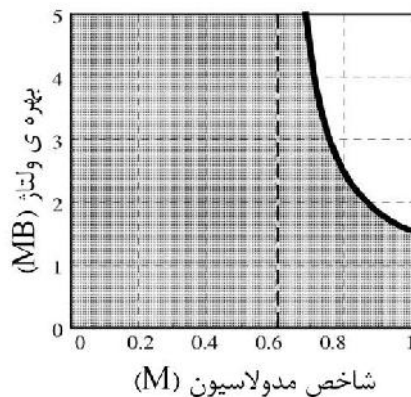
بنابر این، با توجه به معادله (-)، میتوان ضریب بهره ی B را بدست آورد،

$$B = \frac{1}{1 - 2\frac{\bar{T}_0}{T}} = \frac{f}{3\sqrt{3}M - f} \quad \text{معادله (-)}$$

بهره ی کلی ولتاژ سیستم در این حالت برابر است با،

$$\frac{\hat{V}_{ac}}{V_0/2} = M.B = \frac{f.M}{3\sqrt{3}M - f} \quad \text{معادله (-)}$$

در این روش، منحنی بهره ی ولتاژ نسبت به شاخص مدولاسیون بصورت شکل - می شود.



شکل ۴-۱۲ منحنی بهره ی ولتاژ نسبت به شاخص مدولاسیون [۵۶]

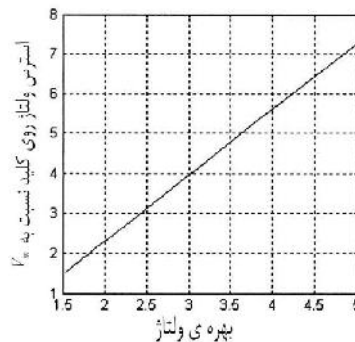
از معادله - و معادله - میتوان ضریب M را بدست آورد،

$$M = \frac{f.B_B}{3\sqrt{3}B_B - f} \quad \text{معادله (-)}$$

بنابر این استرس ولتاژ برابر است با،

$$V_s = B.V_{in} = \frac{f.V_{in}}{3\sqrt{3}M - f} = \frac{3\sqrt{3}B_B - f}{f} V_{in} \quad (-) \text{ معادله}$$

این استرس ولتاژی در شکل - ترسیم شده است.



شکل ۴-۱۳ استرس ولتاژ در روش MBC، (۵۶)

۴-۲-۴-۳- روش کنترل ماکزیمم بهره ی ثابت (CBC)

در روش قبلی که اشاره شد، سیکل کاری ST دارای مقدار ثابتی نیست و این یکی از معایب این روش است به این دلیل که سبب ایجاد ریپلهای فرکانس پایین در جریان می شود. از طرفی، روش اول هم دارای این عیب است که دارای ضریب بهره ی بالایی نیست. لذا در [۵۷] روش CBC ارائه شده است که در آن در عین حال که بیشترین بهره ی ولتاژ حاصل می شود، سیکل کاری اتصال کوتاه ساق نیز دارای مقدار ثابتی می باشد. در این روش کنترلی پنج منحنی جهت مدولاسیون وجود دارد، سه منحنی مرجع V_a ، V_b و V_c و دو پوش V_p و V_n جهت ایجاد مد اتصال کوتاه ساق. هنگامیکه موج مثلثی بیشتر از V_p یا کمتر از V_n باشد، اینورتر وارد مد ST می شود. نکته ی اصلی در این است که ضریب B در حالیکه در حداکثر مقدار خود است، در تمام زمانها دارای مقدار ثابتی باشد. منحنی های پوش بالا و پایین متناوب هستند و فرکانس آنها، سه برابر با فرکانس خروجی است. در یک سیکل

برای هر دو منحنی، دو نیم سیکل وجود دارد. برای نیم سیکل اول $[0, \frac{f}{3}]$ معادلات دو منحنی بصورت زیر است،

$$V_{p1} = \sqrt{3}M + \sin(\omega t - \frac{2f}{3})M, \quad 0 < \omega t < \frac{f}{3} \quad (\text{معادله } -)$$

$$V_{n1} = \sin(\omega t - \frac{2f}{3})M, \quad 0 < \omega t < \frac{f}{3} \quad (\text{معادله } -)$$

همچنین برای نیم سیکل دوم $[\frac{f}{3}, \frac{2f}{3}]$ داریم،

$$V_{p2} = \sin(\omega t)M, \quad \frac{f}{3} < \omega t < \frac{2f}{3} \quad (\text{معادله } -)$$

$$V_{n2} = \sin(\omega t)M - \sqrt{3}M, \quad \frac{f}{3} < \omega t < \frac{2f}{3} \quad (\text{معادله } -)$$

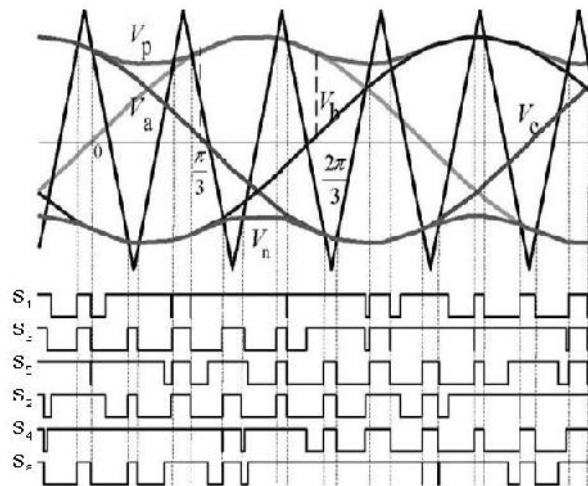
همانگونه که از شکل - پیداست، فاصله ی بین این دو منحنی، که نسبت سیکل کاری ST را تعیین می کند، در یک ضریب مدولاسیون ثابت M همواره ثابت است و برابر است با $\sqrt{3}M$. بنابراین این، سیکل کاری اتصال کوتاه همواره ثابت است و برابر است با،

$$\frac{T_0}{T} = \frac{2 - \sqrt{3}M}{2} = 1 - \frac{\sqrt{3}M}{2} \quad (\text{معادله } -)$$

و لذا ضریب افزایش B و بهره ی ولتاژ B_B برابرند با،

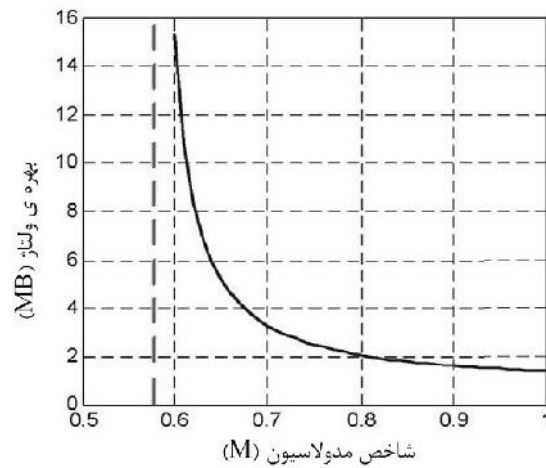
$$B = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T}} = \frac{1}{\sqrt{3}M - 1} \quad (\text{معادله } -)$$

$$B_B = \frac{\hat{V}_{ac}}{V_{in}/2} = M.B = \frac{M}{\sqrt{3}M - 1} \quad (\text{معادله } -)$$



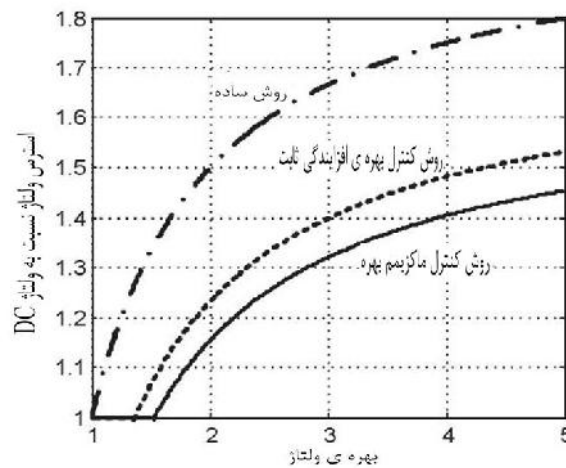
شکل ۴-۱۴ روش کنترل CBC(۵۷)

در شکل - منحنی بهره ی ولتاژ نسبت به شاخص مدولاسیون برای این روش دیده می شود.



شکل ۴-۱۵ منحنی بهره ی ولتاژ نسبت به شاخص مدولاسیون(۵۷)

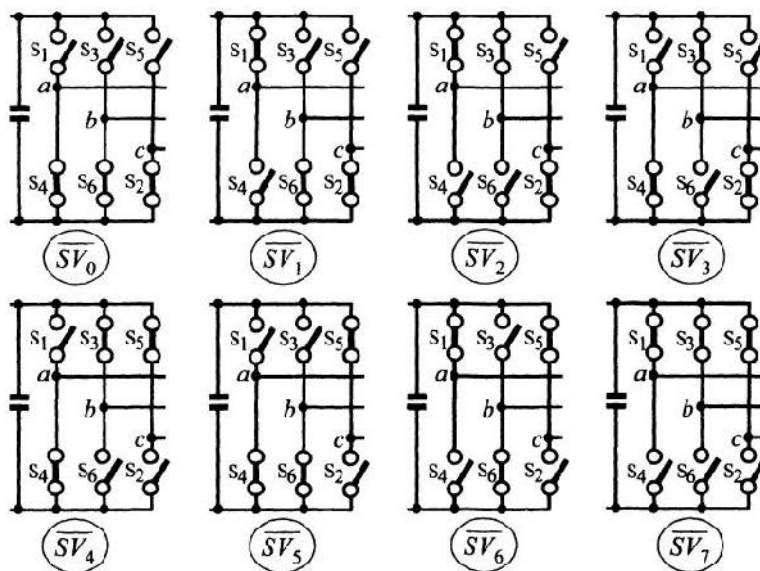
همچنین در [۵۷] این سه روش از لحاظ استرس ولتاژ مقایسه شده اند، شکل -



شکل ۴-۱۶ مقایسه ی استرس ولتاژی در روشهای مختلف [۵۷]

۴-۲-۴- روش بردار فضایی (SV) برای کنترل اینورتر ZS

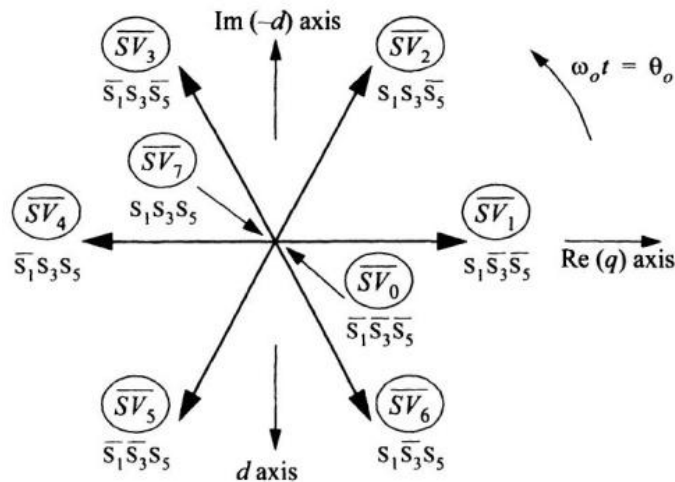
برای اجرای این روش، مبدل، به شکل - در نظر گرفته می شود. سه بردار مرجع ولتاژ یا جریان خروجی در دستگاه abc در نظر گرفته می شود. سپس این سه بردار به دستگاه dq انتقال داده می شود. از جمع برداری دوبردار V_d و V_q بردار \bar{V}_{ref} حاصل می گردد. در هر اینورتر هشت حالت ممکن کلیدزنی وجود دارد. این هشت حالت در شکل - دیده می شود.



شکل ۴-۱۷ هشت حالت ممکن کلیدزنی برای یک VSI [۵۸]

با توجه به دامنه و زاویه ی بردار \bar{V}_{ref} ، هشت بردار پایه ممکن در صفحه ی $d-q$ بوجود می آید،

شکل - .



شکل ۴-۱۸ هشت بردار پایه ممکن در صفحه ی $d-q$ ([۵۸])

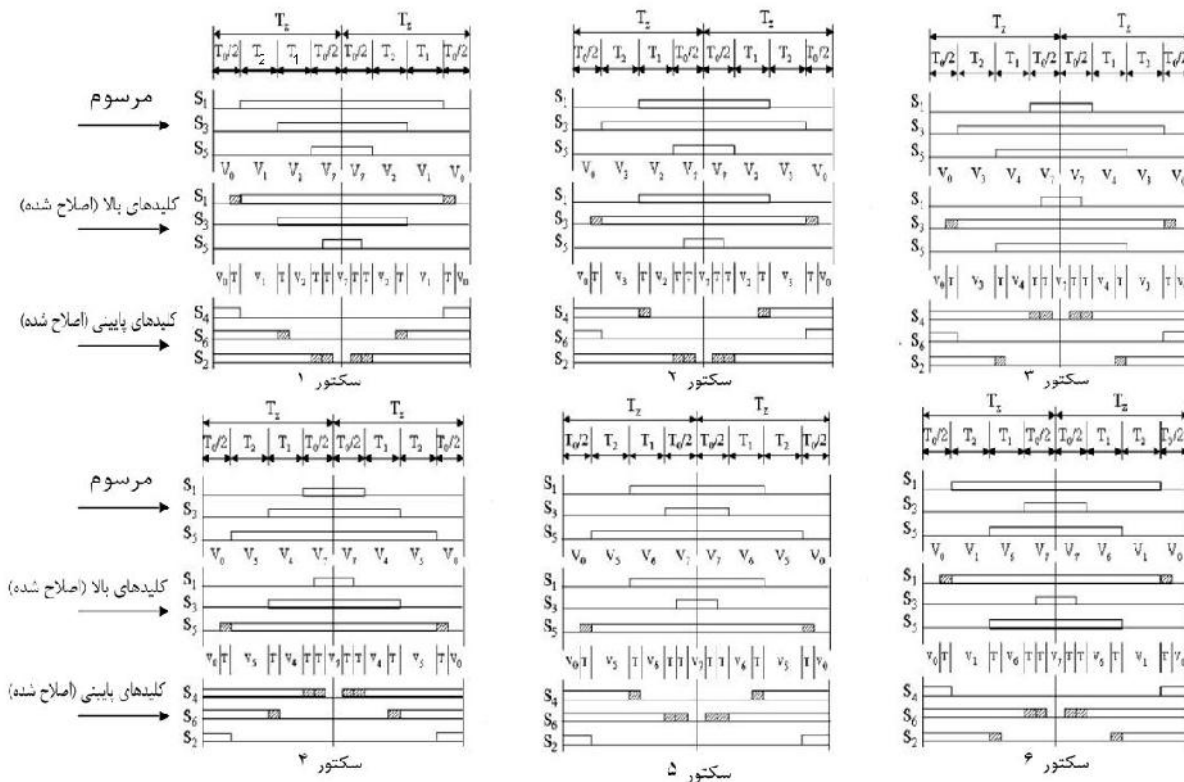
همانگونه که در شکل - مشاهده می شود، شش سکتور وجود دارد. با توجه به سکتوری که بردار مرجع در آن قرار میگیرد، دستورات کلیدزنی به مبدل اعمال می شود. با توجه به شکلهای - و - ، هیچگاه کلیدهای روی یک ساق با هم روشن نمی شوند، به این دلیل که سبب اتصال کوتاه شدن منبع ورودی میشود. اما با در نظر گرفتن ساختار مبدل ZS (شکل -)، بسته شدن کلیدهای روی یک ساق ممکن می گردد. لذا یک بردار نهم، به نام بردار صفر اتصال کوتاه ساق (ST) نیز در این مبدل وجود دارد که عبارت است از اتصال کوتاه شدن یک یا چند ساق. برای تولید \bar{V}_{ref} ، سه زمان کلیدزنی (T_0 و T_1 و T_2) با استفاده از دو بردار مجاوری که بردار مرجع در آن قرار دارد، باید محاسبه شود. بطور مثال در سکتور یک $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$ ([۵۸])،

$$T_1 = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{\frac{2}{3}V_{dc}} \cdot T_s \cdot \frac{\sin(f/3 - \alpha)}{\sin(f/3)} \quad (\text{معادله } -)$$

$$T_2 = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{\frac{2}{3}V_{dc}} \cdot T_s \cdot \frac{\sin(\alpha)}{\sin(f/3)} \quad (\text{معادله } -)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (\text{معادله } -)$$

بر این اساس، نحوه و زمان کلیدزنی برای مبدل ZS بصورت شکل - می شود.



شکل ۴-۱۹ نحوه و زمان کلیدزنی برای مبدل ZS (۱۵۹)

قسمتهای هاشور خورده، زمانهایی است که در آن، مبدل وارد حالت ST می شود.

۴-۲-۵- نحوه ی محاسبه ی امپدانسهای شبکه ZS

برای محاسبه ی امپدانسهای شبکه ی ZS، روشهای مختلفی ارائه شده است [۴۲] و [۴۶]. یک روش ساده ی طراحی خازنها و سلفها، روش ارائه شده در [۶۰] می باشد.

الف) محاسبه سلف

در طی عملکرد عادی (بدون افزایش ولتاژ)، ولتاژ ورودی روی خازن می افتد و هیچ ولتاژی روی سلف نداریم (فقط یک جریان dc از سلفها عبور می کند). در حالتی که از مد ST هم استفاده شود، وظیفه

ی سلف محدوده نمودن ریپل جریان در طی مد ST است. در حالت ST، جریان سلف بصورت خطی افزایش می یابد و ولتاژ دوسر سلف همانند ولتاژ دو سر خازن است. در حالت‌های غیر از ST (هشت حالت معمولی)، جریان سلف بصورت خطی کاهش می یابد و ولتاژ دوسر سلف برابر می شود با تفاوت ولتاژ ورودی از پیل سوختی و ولتاژ خازن. متوسط جریان عبوری از سلف برابر است با،

$$\bar{I}_L = \frac{P}{V_{fc}} \quad \text{معادله (۴-۳۴)}$$

بطوریکه P کل توان می باشد.

ماکزیمم ریپل جریان عبوری از سلفها هنگامی است که ماکزیمم ST رخ می دهد. بنابر این باید ریپل پیک تا پیک جریان سلفها تعیین شود. با توجه به مقالات مختلفی که در مورد ZSI، ارائه شده است، حدود ۱۰٪ ریپل جریان (۲۰٪ برای حالت پیک تا پیک) برای طراحی در نظر گرفته می شود.

$$\hat{I}_L = \bar{I}_L + 10\% \quad \text{حداکثر جریان سلف،}$$

$$\check{I}_L = \bar{I}_L - 10\% \quad \text{حداقل جریان سلف،}$$

$$V_L = V_C = V \quad \text{در طی حالت ST،}$$

و میتوان از معادله (۴-۱۵) این ولتاژ را محاسبه نمود. حال میتوان مقدار سلف را بصورت زیر محاسبه نمود،

$$L = \frac{V \cdot T_0}{\Delta I} \quad \text{معادله (۴-۳۵)}$$

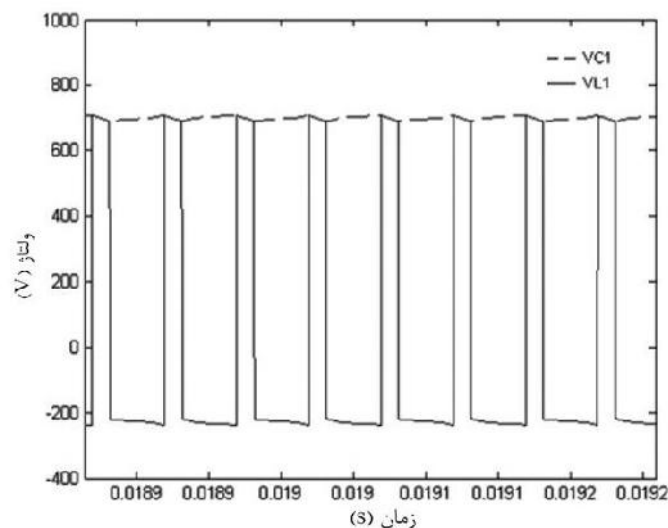
بطوریکه، $\Delta I = \hat{I}_L - \check{I}_L$ و T_0 زمان ST در یک سیکل کلیدزنی می باشد.

ب) محاسبه خازن

در طی زمان ST، سلف با خازن شارژ می شود. با محدود نمودن ریپل ولتاژ خازن (ΔV_C) در حدود ۳٪ در پیک توان، می توان مقدار خازن را بصورت زیر محاسبه نمود،

$$C = \frac{\bar{I}_L \cdot T_0}{\Delta V_C} \quad \text{معادله (۴-۳۶)}$$

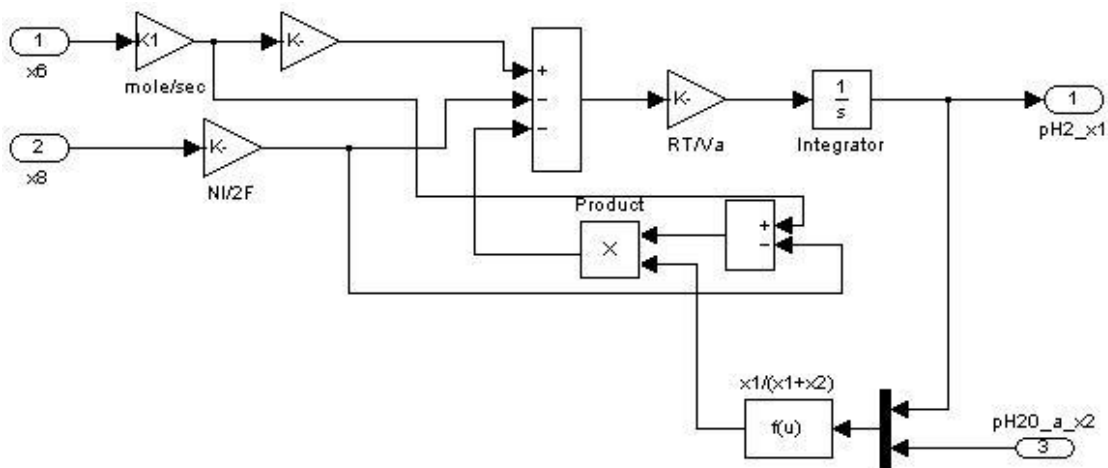
بطوریکه ، متوسط جریان عبوری از سلف است که توسط معادله (۴-۳۶) تعیین می شود و نیز $\Delta V_C = V \times 3\%$ می باشد. شکل ۴-۲۰، شکل موجهای ولتاژ(شارژ و دشارژ) خازن را به ترتیب در حالات ST و غیر ST نشان می دهد. در حالت ST، ولتاژ خازن همانند ولتاژ سلف است.



شکل ۴-۲۰ شکل موجهای v_{C1} و v_{L1} نسبت به زمان [۶۰]

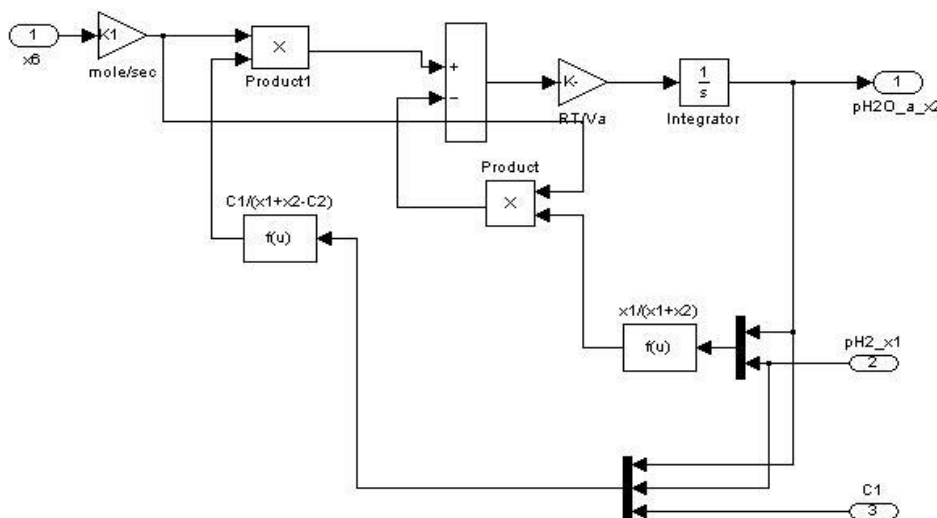
۳-۴- پیاده سازی مدل پیل سوختی در Simulink

با توجه به معادلات گفته شده، می توان بخش های مختلف پیل سوختی را بصورت شکل های - تا - مدل نمود. با در نظر گرفتن معادلات - ، - ، - و - ، مدل هیدروژن بصورت شکل - می گردد.



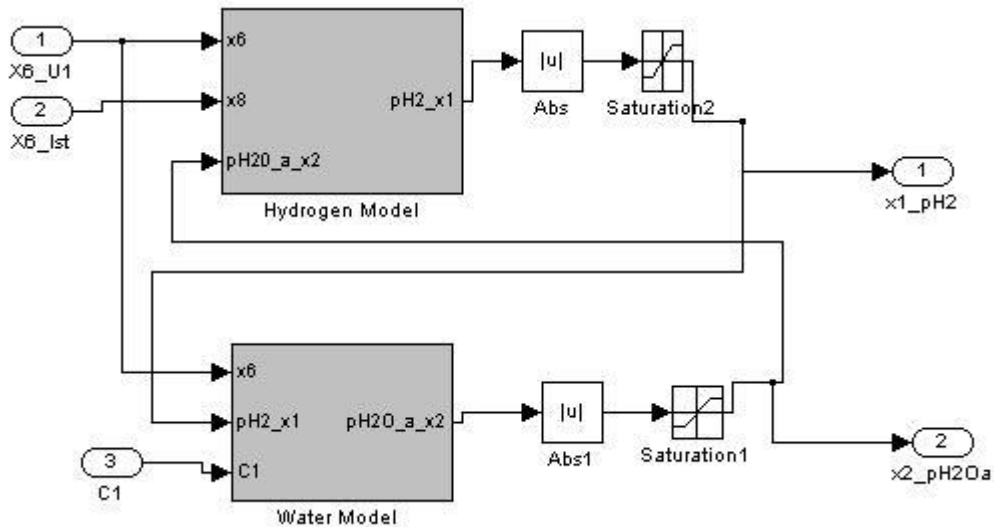
شکل ۴-۲۱ مدل هیدروژن

برای بدست آوردن مدل آب در سمت آند، با استفاده از معادلات - ، - ، - و - ، مدل نشان داده شده در شکل - حاصل می شود.



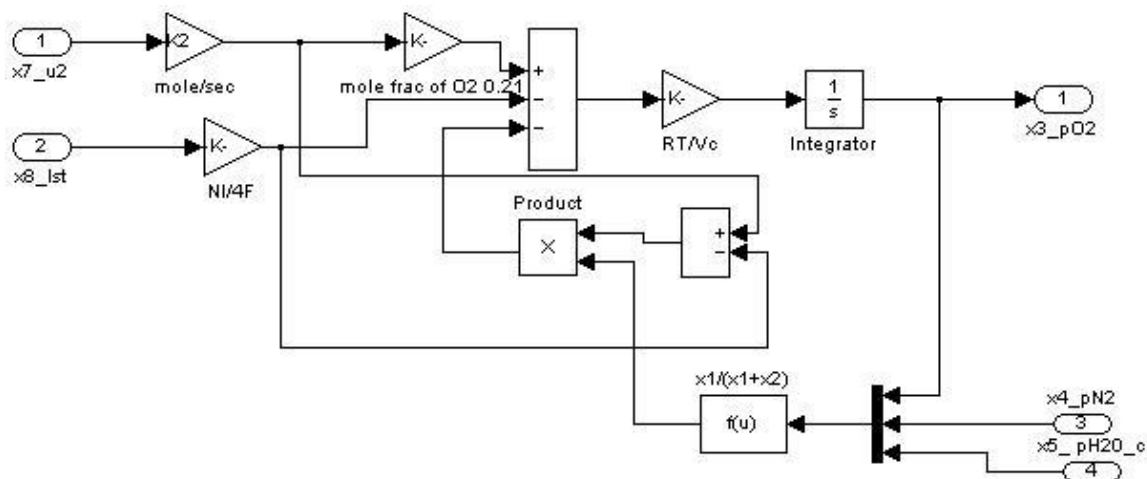
شکل ۴-۲۲ مدل آب در سمت آند

حال با توجه به معادلات - و - و شکل‌های - و - ، میتوان کل بخش آند را بصورت شکل - در نظر گرفت.



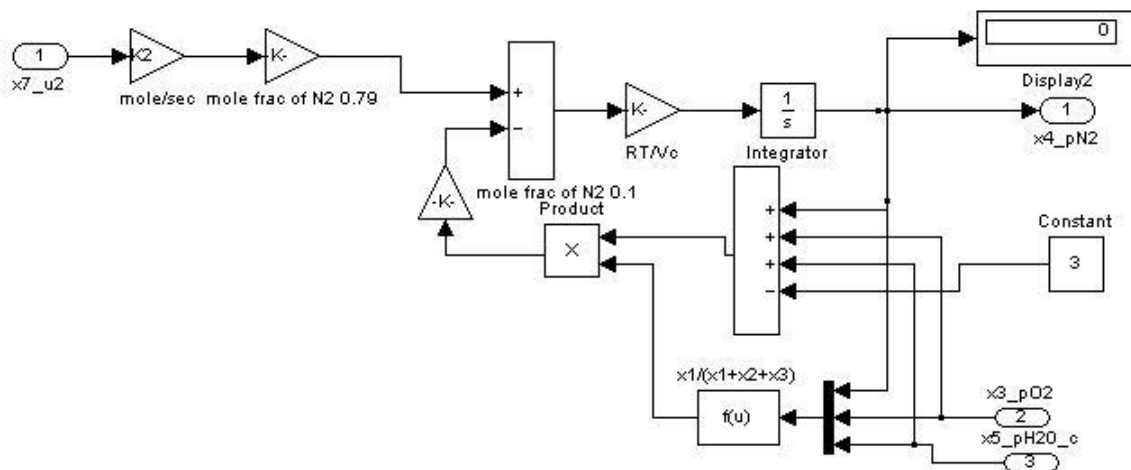
شکل ۴-۲۳ مدل آند

بطور مشابه، باید سه فشار (اکسیژن، آب و نیتروژن) موجود در سمت کاتد را نیز مدل نمود. با استفاده از معادلات - ، - ، - و - ، مدل اکسیژن بصورت شکل - حاصل می شود.



شکل ۴-۲۴ مدل اکسیژن

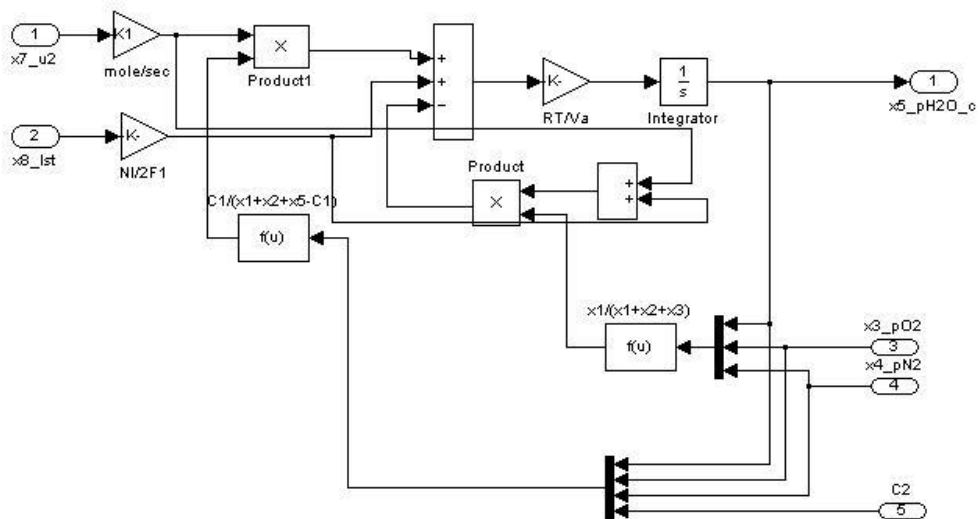
معادلات - ، - ، - و - ، مدل نیتروژن را بصورت شکل - می دهد.



شکل ۴-۲۵ مدل نیتروژن

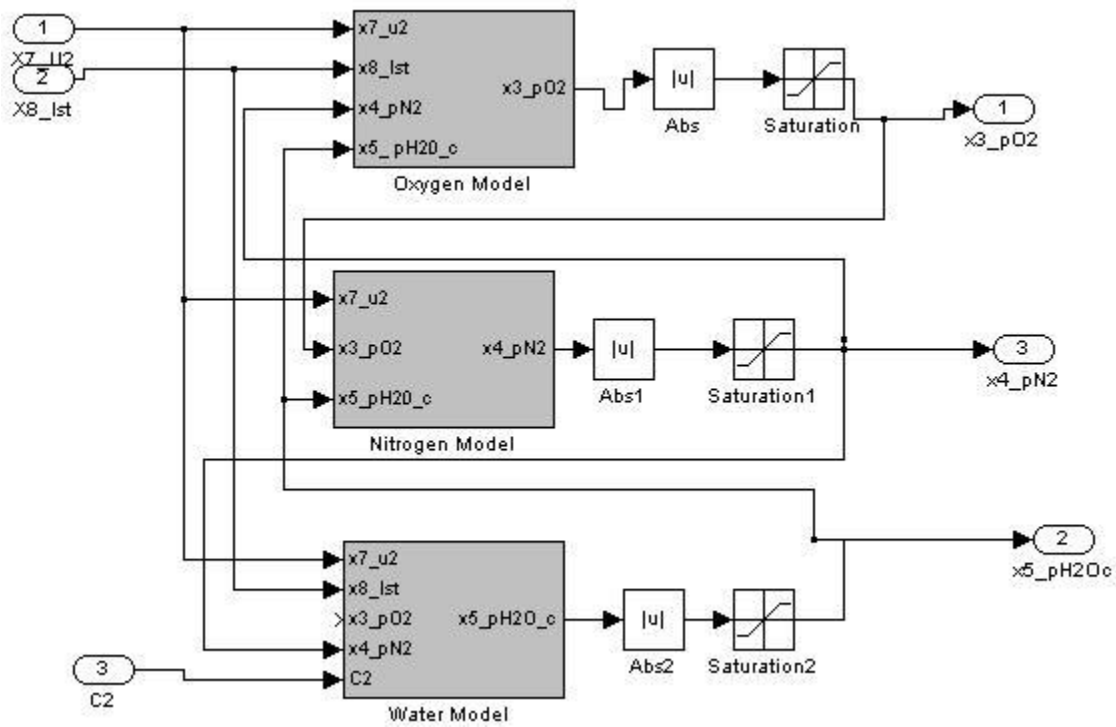
همچنین با ترکیب معادلات - ، - ، - و - مدل آب سمت کاتد بدست می آید(شکل

- .)



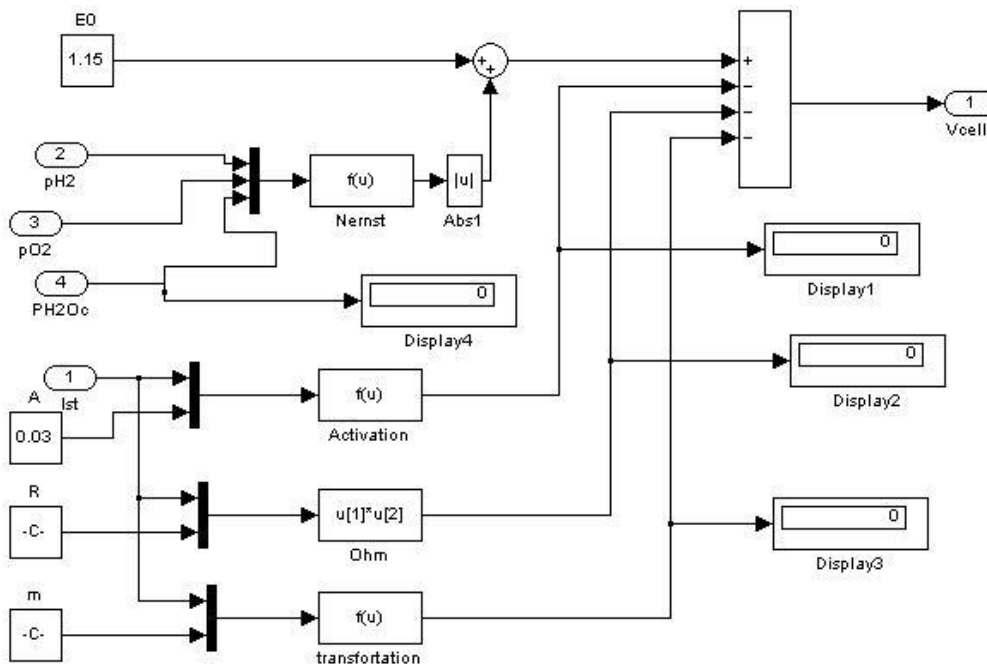
شکل ۴-۲۶ مدل آب در سمت کاتد

با ترکیب شکل‌های - تا - مدل کاتد (شکل -) نتیجه می شود.



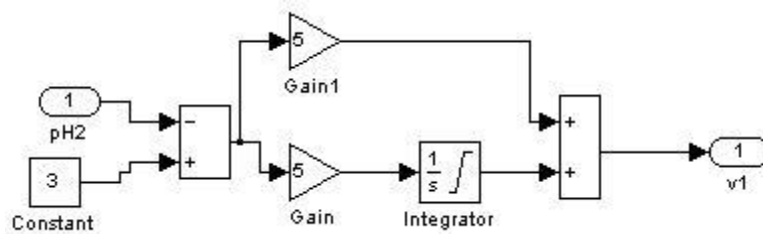
شکل ۴-۲۷ مدل کاتد

اگر معادلات - تا - را پیاده سازی کنیم، آنگاه مدل بخش ولتاژ سازی پیل بصورت شکل - می شود.

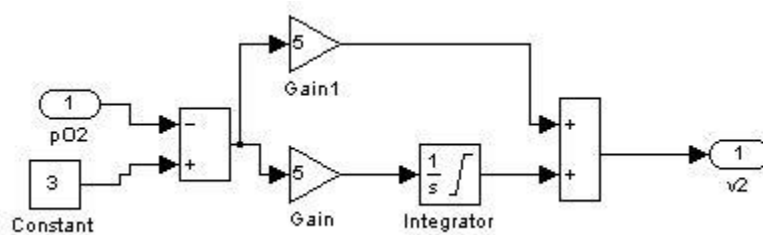


شکل ۴-۲۸ مدل سازی تولید ولتاژ در پیل

مدل سیستم کنترلی پیل بصورت شکل‌های ۴-۲۹ و ۴-۳۰ می‌گردد.



شکل ۴-۲۹ کنترل کننده ی اول



شکل ۴-۳۰ کنترل کننده ی دوم

لازم به ذکر است که در محیط شبیه سازی شده در محیط سیمولینک، از محدود کننده^۱ های مختلفی استفاده شده است. دلیل این امر، جلوگیری از ایجاد حلقه های جبری و بوجود آمدن خطای MATLAB است. همچنین یک دیود در خروجی پیل سوختی قرار داده می شود تا از شارش معکوس جریان به پیل سوختی جلوگیری کند.

۴-۴- پیاده سازی مدل کنترلی موتور در Simulink

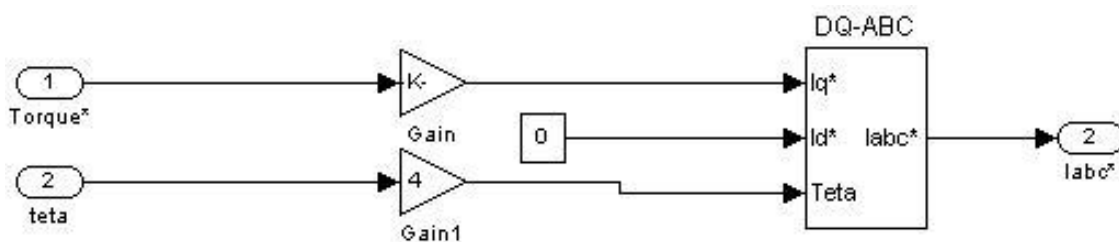
پس از مدل سازی پیل سوختی، برای مدل موتور از بلوک موتور مغناطیس دائم موجود در کتابخانه ی سیمولینک استفاده می شود. اما سیستم کنترلی آن به شرح زیر می شود.

با فرض اینکه از روش FOC برای کنترل موتور استفاده خواهد شد، ابتدا سرعت مورد نظر برای موتور انتخاب می شود. سپس با اندازه گیری از مولفه های d و q جریان خروجی و مقایسه ی آنها با

^۱ Limiter

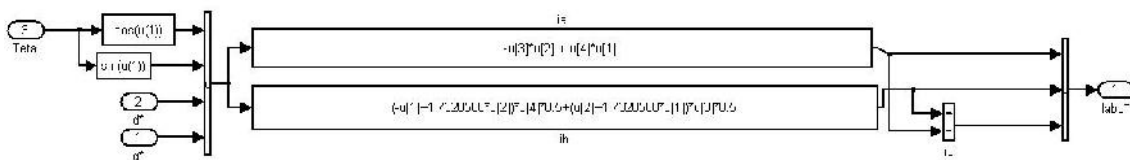
جریانهای مرجع (مقدار مرجع جریان محور d برابر با صفر انتخاب می شود)، از طریق روش کلید زنی هیستریزیس، دستورات کلیدزنی به مبدل اعمال می شود.

همچنین شبکه ی امیدانسی ZS در قسمت لینک dc اینورتر و پیل سوختی، به عنوان منبع تغذیه، در مدار قرار می گیرد. نحوه ی تولید جریانهای مرجع سه فاز با استفاده از روابط بیان شده در فصل قبل برای کنترل FOC، بصورت شکل ۴-۳۱ می باشد.



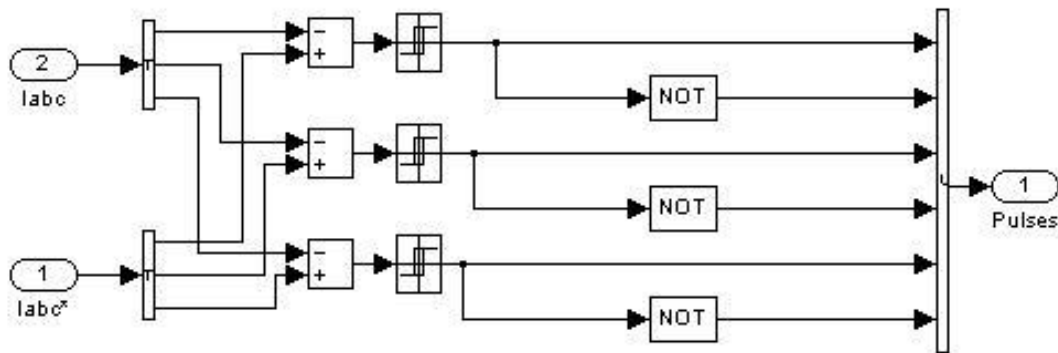
شکل ۴-۳۱ نحوه ی تولید جریانهای مرجع سه فاز

برای تبدیل از دستگاه روتور به دستگاه abc، معادلات ماتریس تبدیل را در محیط سیمولینک پیاده سازی نمودیم (شکل -).



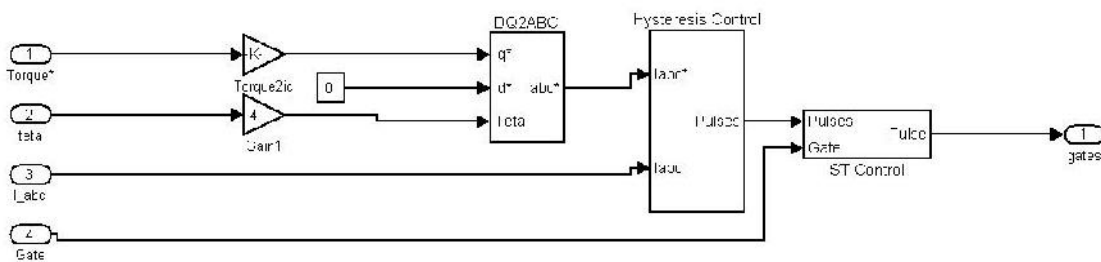
شکل ۴-۳۲ تبدیل از دستگاه روتور به دستگاه سه فاز abc

بخش کنترل هیستریزیس، بصورت شکل - در محیط سیمولینک شبیه سازی شده است.



شکل ۴-۳۳ پیاده سازی کنترل هیستریزس در محیط سیمولینک

نهایتاً سیستم FOC بصورت زیر پیاده می شود.



شکل ۴-۳۴ سیستم FOC

بطوریکه در این شکل ضریب بهره ای که در مسیر گشتاور مرجع قرار گرفته است، معکوس ثابت گشتاور (k_t) می باشد. همچنین ضریبی که در مسیر زاویه قرار گرفته است، تعداد جفت قطبهای موتور می باشد.

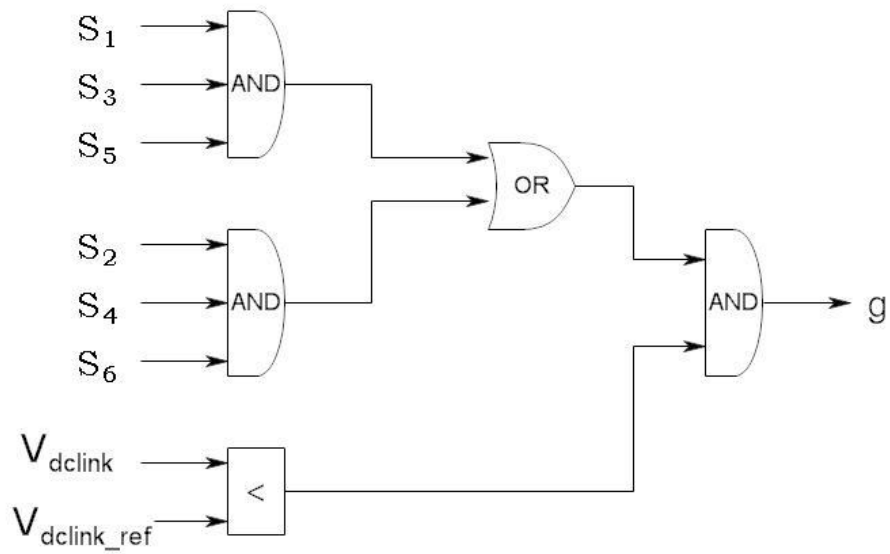
اما برای اعمال حالت ST میتوان اینگونه در نظر گرفت که اگر روشهای مختلف کنترل اینورتر ZS بازنگری شود (روشهای SBC، MBC، CBC و SV) میتوان گفت که تمامی این روشها روی کنترل بردارهای صفر کار می کنند و قسمتی از (و یا تمامی) زمانهای مربوط به بردارهای

صفر را برای بردار صفر ST در نظر می گیرند. البته وجه مشترک تمامی آن روشها این است که فرکانس کلیدزنی آنها ثابت است ، یعنی سیکل کلیدزنی در تمام زمانها ثابت می باشد. لذا اعمال بردار صفر ST به راحتی برای آنها ممکن می باشد.

اما در روش هیستریزیس، سیکل کلیدزنی دارای مدت زمان یکسانی نمی باشد و این یعنی، دوره ی تناوب کلیدزنی متغیر است. لذا تعیین دقیق مدت زمان ST در طی یک سیکل غیر ممکن به نظر می رسد.

یک روش ساده حل این مشکل به این صورت است که با توجه به اینکه فرکانس کلیدزنی متغیر است، می توان اینگونه در نظر گرفت که با استفاده از دستورات منطقی، همه یا بخشی از بردارهای صفر را به بردار صفر ST تبدیل نمود.

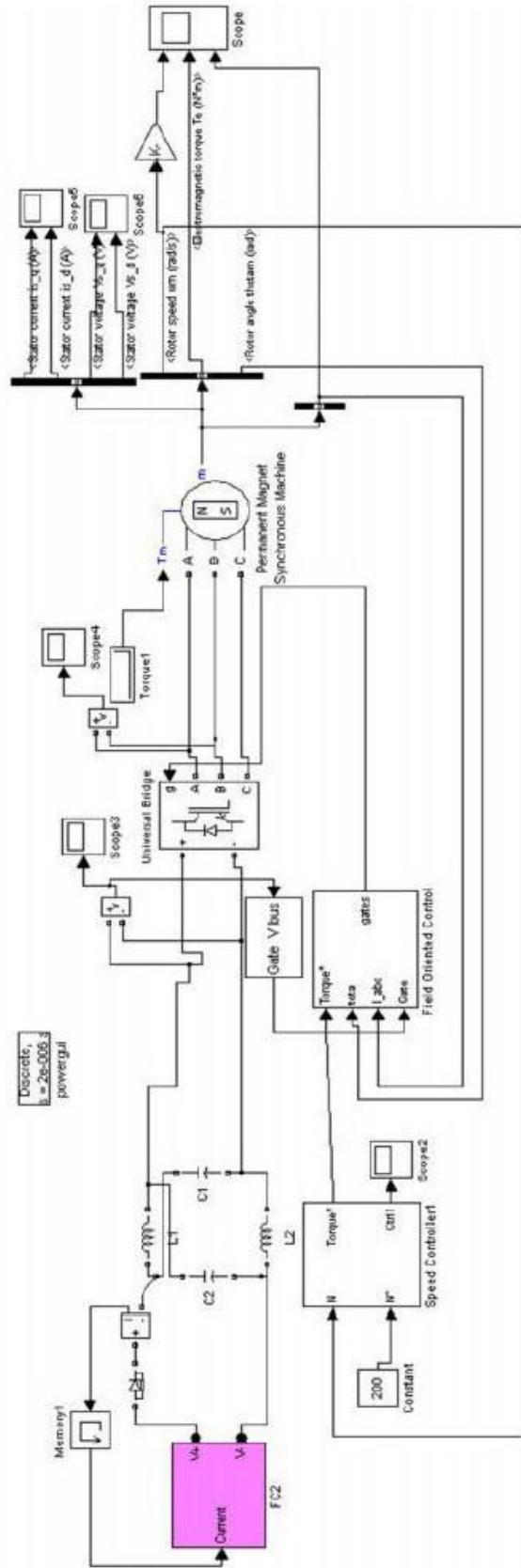
در اینورترهای مرسوم، بردارهای صفر از روشن شدن هر سه کلید بالا و یا هر سه کلید پایین حاصل می شود. حال به این صورت عمل می شود که در هنگامیکه هر سه کلید بالا و یا هر سه کلید پایین روشن است، برخی از این زمانها را کاملا تبدیل به بردارهای صفر ST نمود بصورتی که بتوان در لینک dc افزایش ولتاژ را مشاهده نمود. این طرح در شکل ۴-۳۸ نشان داده شده است.



شکل ۴-۳۸ طرحی برای کنترل زمان ST در روش هیستریزس

سیگنال خروجی این سیستم، g می باشد. اگر مقدار این سیگنال یک باشد، این به این معنی است که مبدل باید به حالت ST برود. در شکل ۴-۳۷ این سیگنال با اسم سیگنال $gate$ مشخص شده است.

سیستم کلی مورد بررسی در محیط سیمولینک، بصورت شکل - می باشد.



شکل ۴-۳۹ مدار شبیه سازی شده در محیط سیمولینک

در این ساختار، اختلاف ولتاژ مطلوب لینک dc و ولتاژ اندازه گیری شده بدست می آید. سپس این خطا با یک موج دندان اره ای مقایسه می گردد. اگر خروجی این مقایسه، عدد یک باشد، یعنی نیاز به بردار ST می باشد در غیر اینصورت، همان روش هیستریزیس اعمال می شود.

هنگامیکه نیاز به بردار ST می باشد، فقط زمانهایی از یک سیکل کلیدزنی به بردار ST تبدیل می شوند که اینورتر در بردار صفر خود (ناشی از روش هیستریزیس) می باشد.

با اجرای این شبیه سازی نتایج جالبی بدست می آید که در فصل بعد به آنها اشاره خواهد شد.

فصل پنجم

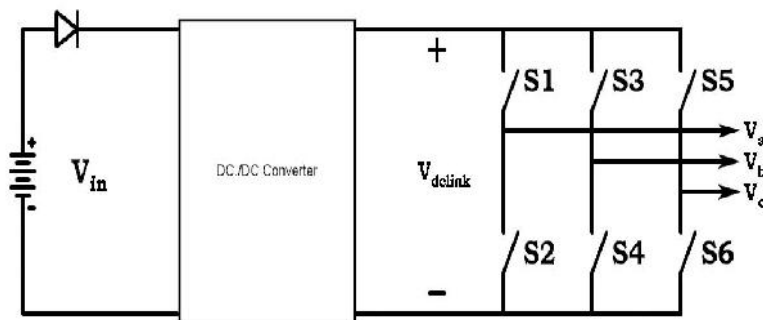
نتایج شبیه سازی

۵-۱- مقدمه

در این فصل ابتدا مدل پیل سوختی بررسی می شود و مشخصه های توان و ولتاژ آن استخراج می گردد. سپس نتایج شبیه سازی های انجام شده روی موتور PMSM در چهار حالت مختلف،

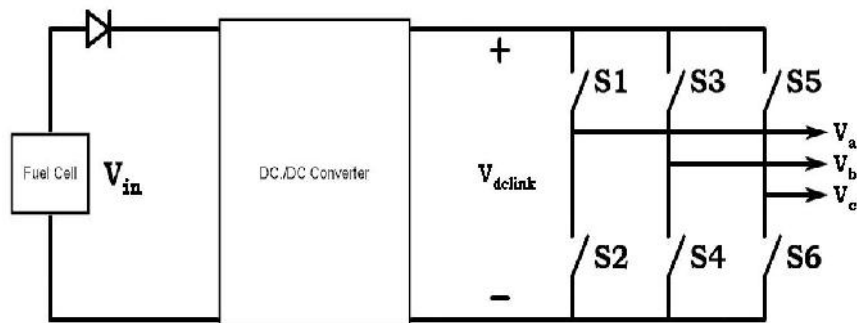
بررسی می شود،

الف) سیستم شامل: باتری، مبدل dc/dc، اینورتر، موتور PMSM (که بطور مختصر باتری و VSI نامیده می شود).



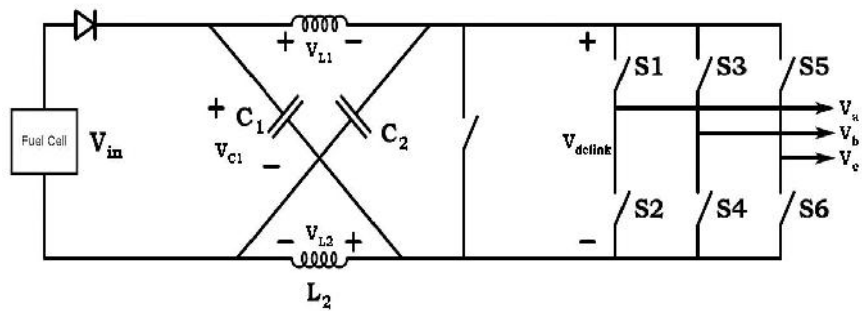
شکل ۵-۱ باتری، مبدل dc/dc، اینورتر و موتور PMSM

ب) سیستم شامل: پیل سوختی، مبدل dc/dc، اینورتر، موتور PMSM (پیل سوختی و VSI)



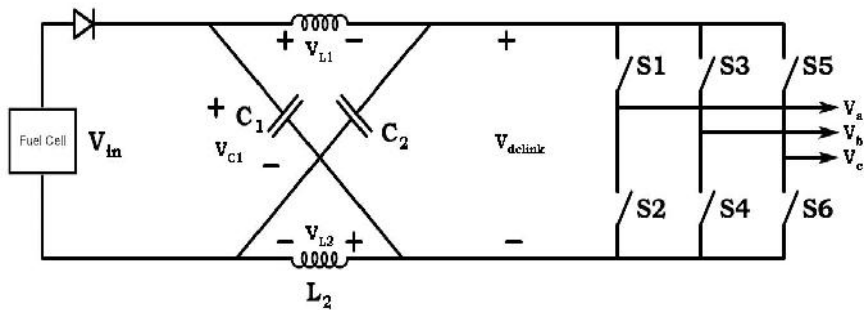
شکل ۵-۲ پیل سوختی، مبدل dc/dc، اینورتر و موتور PMSM

ج) سیستم شامل: پیل سوختی، شبکه ZS ، مبدل dc/dc ، اینورتر، موتور PMSM (پیل سوختی و شبکه ZS)



شکل ۳-۵ پیل سوختی، شبکه ZS ، مبدل dc/dc ، اینورتر، موتور PMSM

د) سیستم شامل: پیل سوختی، اینورتر ZS ، موتور PMSM (پیل سوختی و ZSI)



شکل ۴-۵ پیل سوختی، اینورتر ZS و موتور PMSM

۵-۲- پارامترهای پیل سوختی، شبکه ی ZS و موتور PMSM

اطلاعات مربوط به پیل سوختی و شبکه ی ZS و موتور PMSM بصورت زیر است:

جدول ۱-۵ پارامترهای پیل سوختی

متغیر	مقدار
Va	6.495 cm^3
Vc	12.96 cm^3
Afc	232 cm^2
Ka,Kc	0.065 mol/s
N	80
R	8.314
T	338.5 کلوین
Ts	$2e-6$
F	1.1325
N	80
YH ₂	0.99
YN ₂	0.79
YO ₂	0.21
M	$2.11e-5$
N	0.008

جدول ۲-۵ پارامترهای شبکه Z-Source

$C_1=C_2$	$96.82e-6$
$L_1=L_2$	$0.18e-6$

جدول ۳-۵ پارامترهای موتور PMSM

R_s	0.2
L_d	$8.5e-3$
L_q	$8.5e-3$
γ_r	0.175
J	0.089
B	0.005
P	۴ جفت

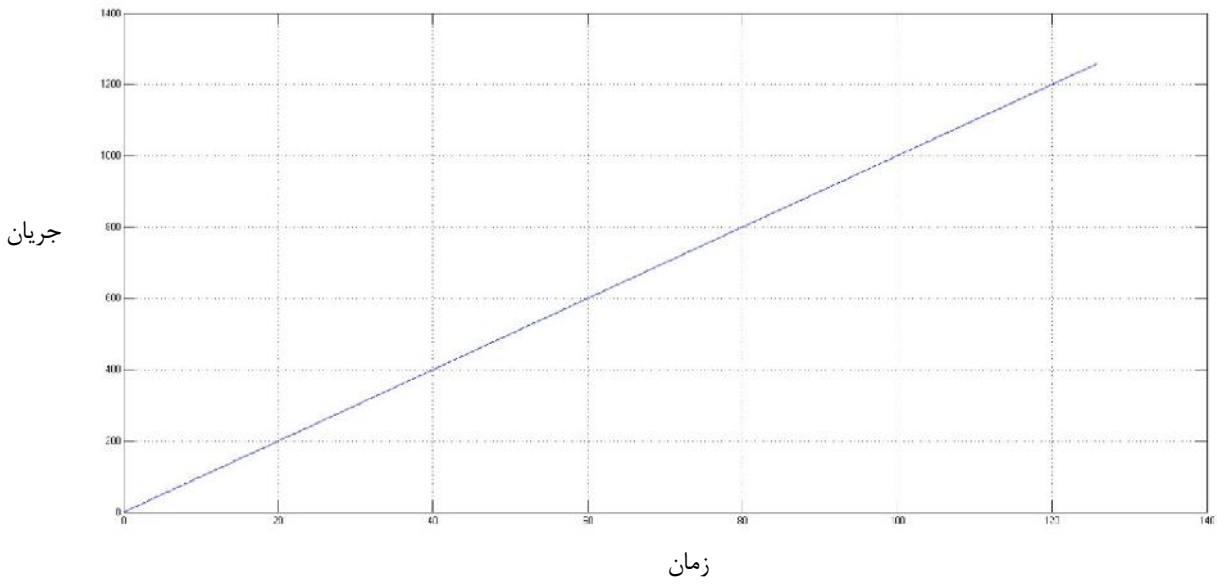
همچنین موتور استفاده شده دارای توان ۳ اسب بخار و گشتاور بار کامل ۱ نیوتن-متر می باشد.

مقدار باتری در نظر گرفته شده در شبیه سازیها، ۸۰ ولت می باشد.

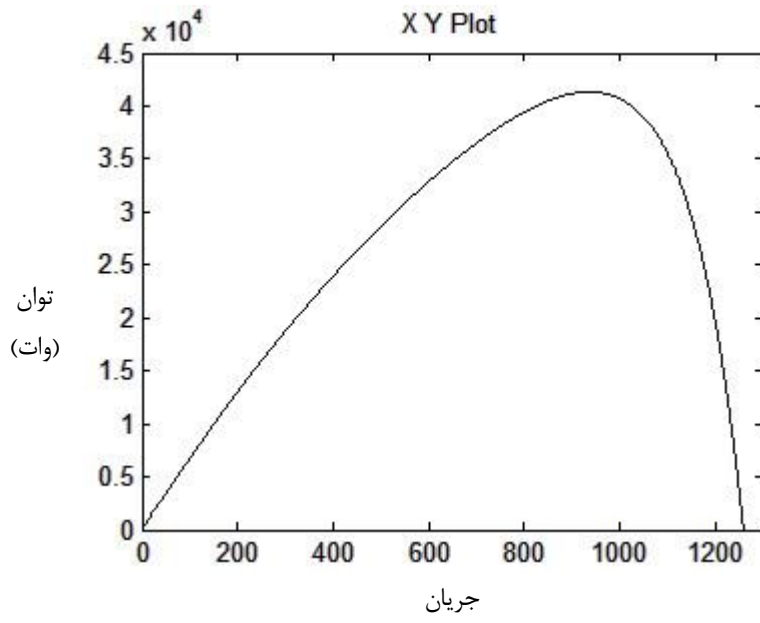
۵-۳- مشخصه ی پیل سوختی

برای مشاهده ی تمام نقاط عملکرد پیل سوختی ، فرض می کنیم که جریانی مانند شکل - به پیل

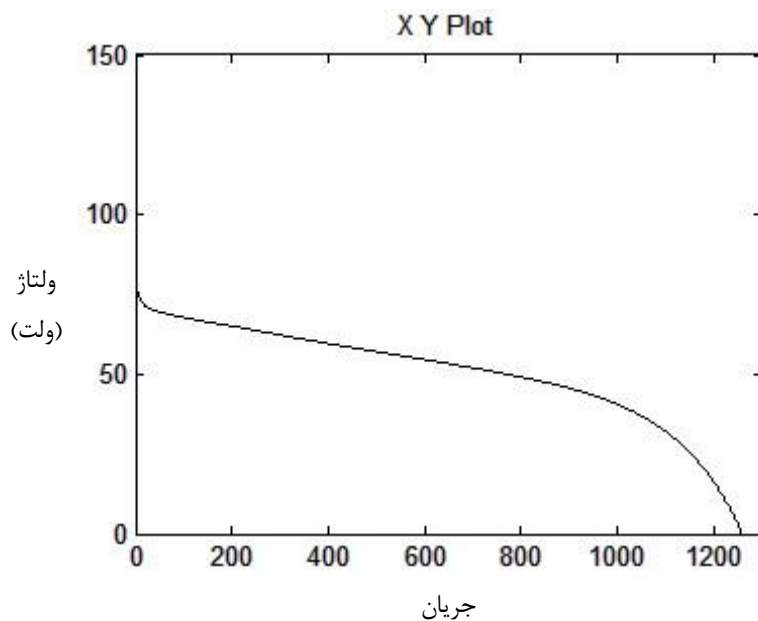
اعمال شود. در این صورت، شکل موجهای توان و ولتاژ بصورت - و - می گردد.



شکل ۵-۵ جریان ورودی به پیل سوختی



شکل ۵-۶ توان خروجی از پیل سوختی



شکل ۵-۷ ولتاژ پیل سوختی

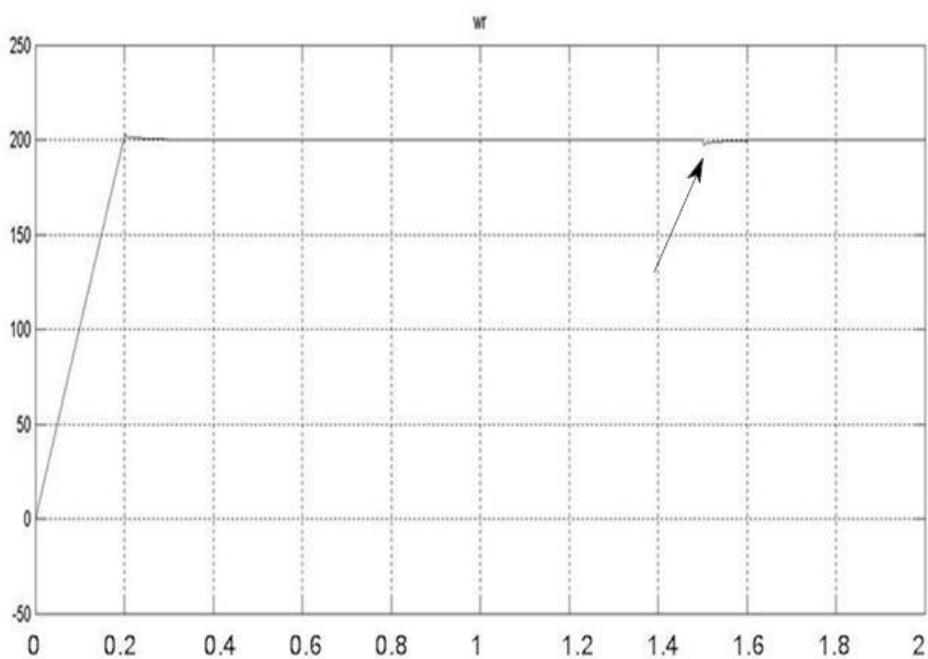
همانگونه که مشاهده می شود، در پیل سوختی نقطه ی کاری وجود دارد که در آن بیشترین توان از پیل گرفته می شود، لذا میتوان طرح هایی برای جذب حداکثر توان از پیل ارائه نمود [۶۱].

با توجه به مدل بدست آمده، میتوان گفت که پیل سوختی ارائه شده دارای قابلیت تامین توان حداکثر تا حدود ۴۲ کیلووات و تامین ولتاژ، حداکثر تا ۸۰ ولت دارد. البته در نمونه های عملی یک نقطه ی کار در ناحیه ی خطی شکل موج ولتاژ (شکل ۵-۷) برای پیل در نظر گرفته می شود. چرا که در توانهای بسیار بالا و بسیار پایین، بازدهی پیل مناسب نمی باشد. اما در این شبیه سازی این شرط را در نظر نمی گیریم و فرض می کنیم که پیل قادر است در هر نقطه ای از نمودار ولتاژ یا توان کارکرد مفید داشته باشد.

۵-۴- بررسی سیستم شامل باتری و VSI

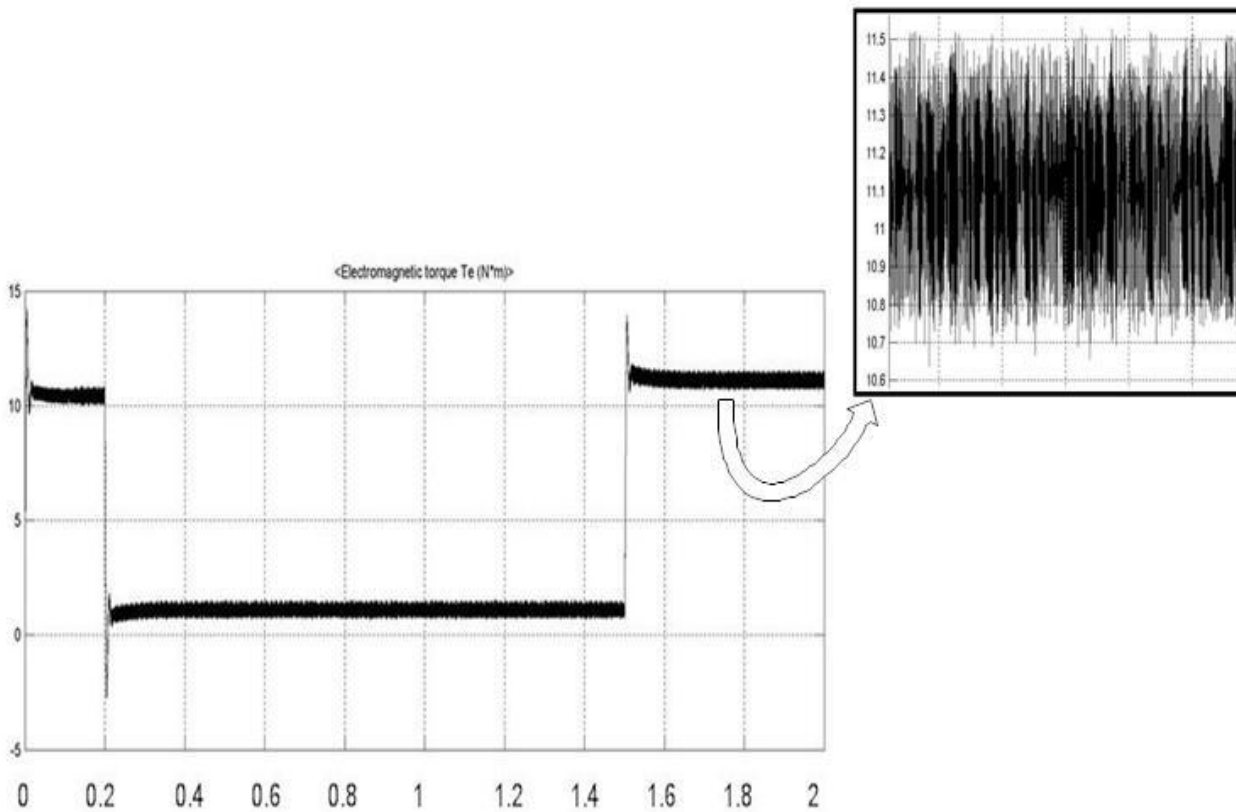
هدف از این شبیه سازیها کنترل موتور PMSM میباشد، بگونه ای که سرعت آن در شرایط مختلف بار در مقدار rad/s ثابت بماند.

موتور در نظر گرفته شده دارای توان 3 hp و گشتاور بار کامل 11 N.m است. حالتی را در نظر می گیریم که در آن موتور PMSM توسط یک اینورتر معمولی کنترل می شود و تغذیه ی آن یک باتری می باشد. در این حالت با فرض اینکه سرعت مطلوب rad/s باشد و گشتاور بار 11 N.m در ثانیه ی صفر و 11 N.m در ثانیه ی 1.5 اعمال شود، نتایج ارائه شده است. در شکل - - - شکل موج سرعت، گشتاور و جریانهای فازها نمایش داده شده است. همچنین در شکل - - - حالت زوم شده ی شکل موجهای جریان مشاهده می شود. با توجه به شکلها، رابطه ی مستقیم بین گشتاور و جریان مشاهده می شود، با افزایش گشتاور، جریان افزایش و با کاهش آن، جریان کاهش می یابد. بطور مثال، در لحظه ی 1.5 گشتاور، برابر می شود و نتیجتاً همانگونه که مشاهده می گردد، جریان فازها نیز برابر می شود. سرعت و گشتاور عیناً دستورات کنترلی را پیروی می کنند. همچنین فرکانس جریانهای سه فاز نیز کاملاً منطبق بر سرعت روتور می باشد. در شکل - - - می توان جریانها در دستگاه dq را دید. همانطور که دیده می شود، این دو جریان، ساختار شکل - - - را دنبال می کند. البته جریان در محور d کاملاً صفر نشده است و دارای مقدار اندکی می باشد.



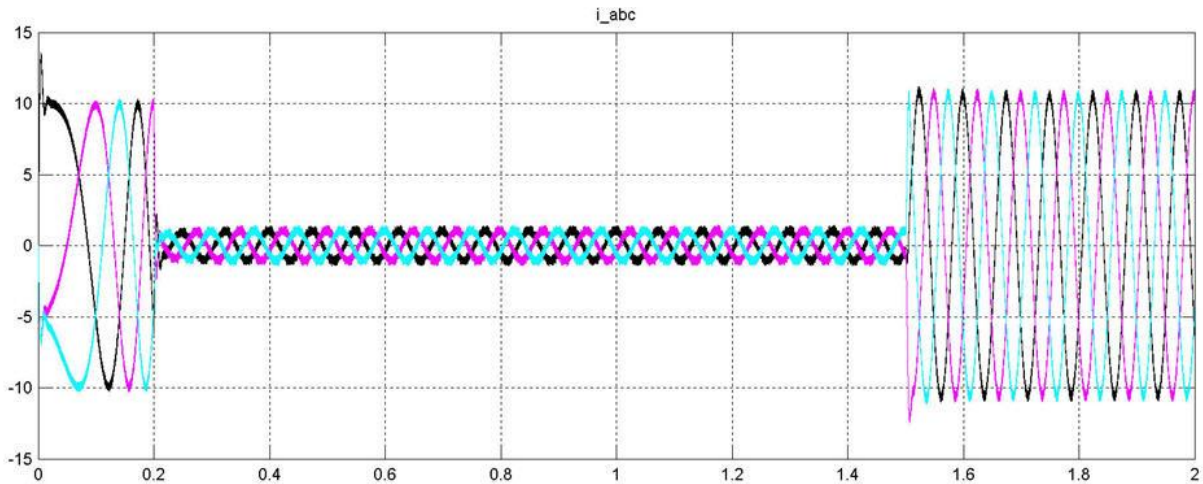
شکل ۵-۸ شکل موج سرعت در زمانی که سیستم شامل باتری و VSI باشد

حدود ۰.۲ ثانیه طول می کشد تا موتور به سرعت مورد نظر برسد. در ثانیه ی ۱.۵ یک نوسان کوچک در سرعت مشاهده می شود که ناشی از تغییر گشتاور بار است.



شکل ۵-۹ شکل موج گشتاور زمانی که سیستم شامل باتری و VSI باشد

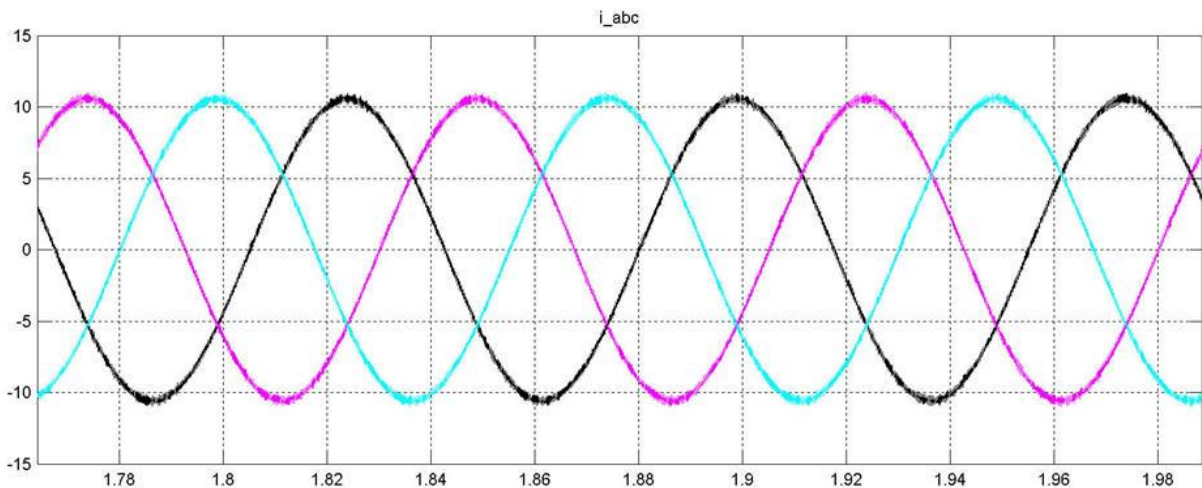
در شکل ۵-۹، در زمانیکه در ثانیه ۱.۵ گشتاور بار از مقدار ۱ نیوتن-متر به ۱۱ نیوتن-متر افزایش می یابد. گشتاور بخوبی این تغییر را دنبال می کند. البته در ابتدا دارای مقداری فرافسش است که ناشی از گشتاور شتاب دهنده می باشد. با توجه به شکل، رپل گشتاور در این حالت حدود ۰.۹ نیوتن-متر است.



شکل ۵-۱۰ شکل موجهای جریانهای سه فاز در زمانی که سیستم شامل باتری و VSI باشد.

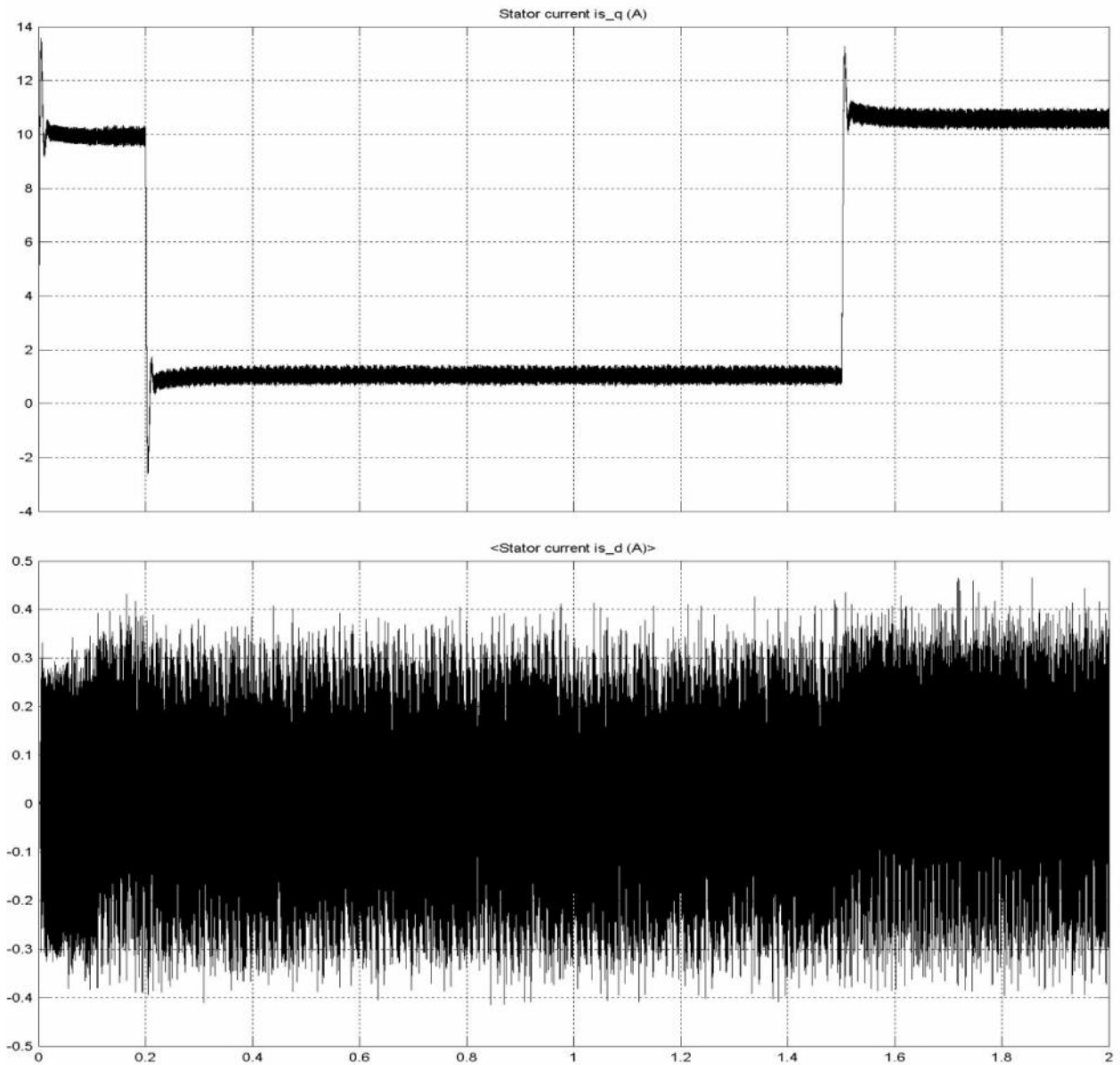
همانطور که از شکل ۵-۱۰ مشخص است. دامنه ی جریانها متناسب با مقدار گشتاور می باشد. بطور

خاص شکل موج جریان در زمان ۱.۷ ثانیه تا ۲ ثانیه در شکل ۵-۱۱ نمایش داده شده است.



شکل ۵-۱۱ شکل موج جریان فازها در حالتی که سیستم شامل باتری و VSI باشد (در زمان ۱.۷ تا ۲ ثانیه).

فرکانس جریانهای سه فاز نیز کاملا منطبق بر سرعت روتور می باشد.



شکل ۵-۱۲ شکل موج جریانها در محورهای d و q در حالتی که سیستم شامل باتری و VSI باشد.

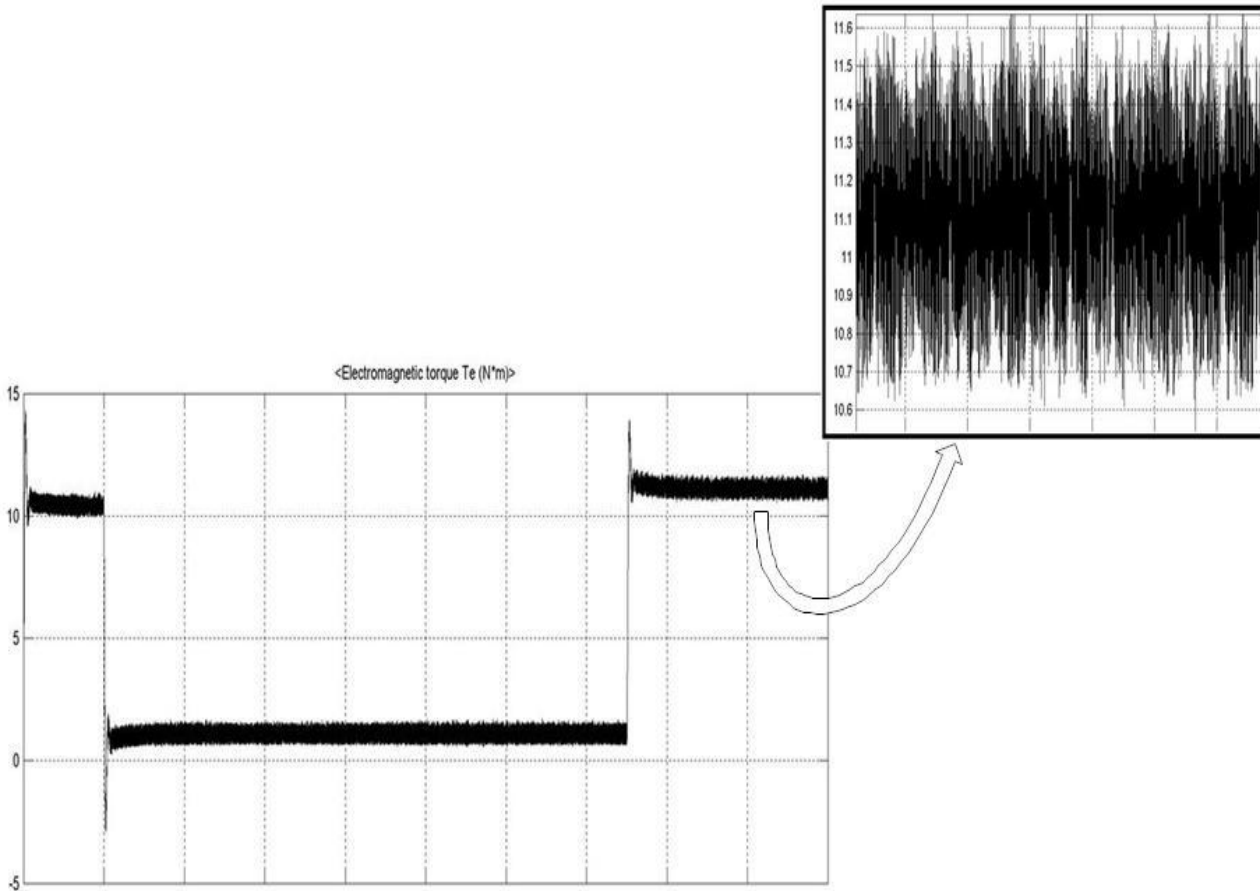
با توجه به شکل ۵-۱۲، جریان محور q متناسب با گشتاور تغییر می کند و این امر به سبب رابطه ی

مستقیم بین گشتاور و جریان محور q است که با یک ضریب (ثابت گشتاور) با هم رابطه دارند.

۵-۵- بررسی سیستم شامل پیل سوختی و VSI

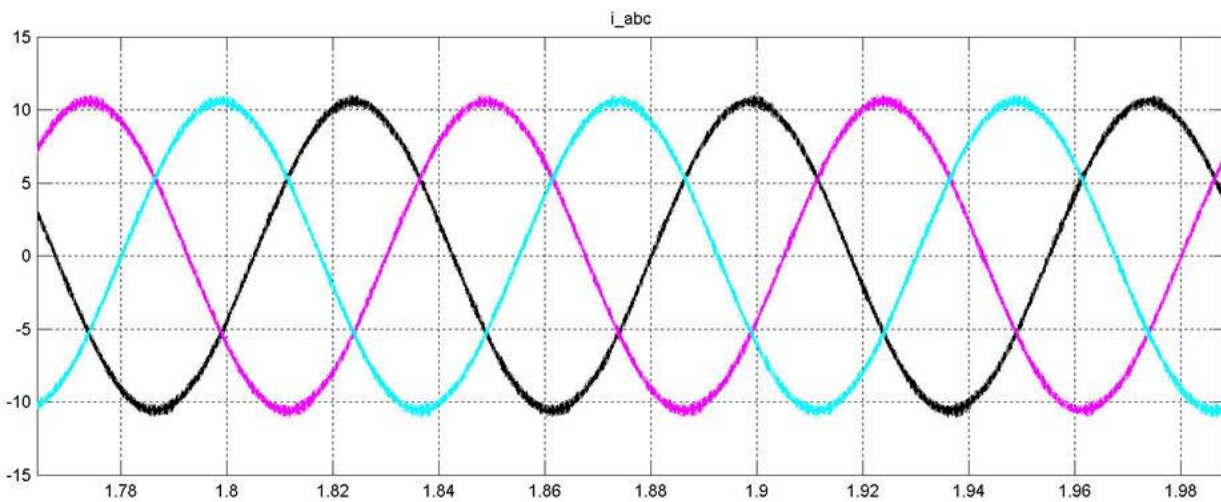
حال در مدار قبل، بجای باتری ۸۰ ولتی، از یک پیل سوختی استفاده می کنیم. یعنی در این حالت، مدار شامل یک پیل سوختی، یک مبدل dc/dc برای کنترل پیل، یک اینورتر معمولی و موتور PMSM می باشد. بقیه ی شرایط همانند حالت قبل در نظر گرفته می شود. در این حالت نتایج بصورت شکل‌های ۵-۱۳ تا ۵-۱۴ می باشد. در این حالت مشاهده می شود که جریان در محور d کمی بیشتر از حالت قبل است و همچنین مقدار ریپل جریان فازها کمی بیشتر از حالت قبل است و این می تواند به دلیل خاصیت غیر خطی پیل سوختی باشد. در شکل ۵-۱۱ تحلیل هارمونیکی جریان فازها مشاهده می شود. می توان دید که THD جریان فاز در این حالت ۰.۳۱ درصد می باشد.

در این حالت، شکل موج سرعت، عینا همانند شکل ۵-۸ می باشد. شکل گشتاور بصورت ۵-۱۳ می باشد.



شکل ۵-۱۳ موج گشتاور زمانی که سیستم شامل پیل سوختی و VSI باشد.

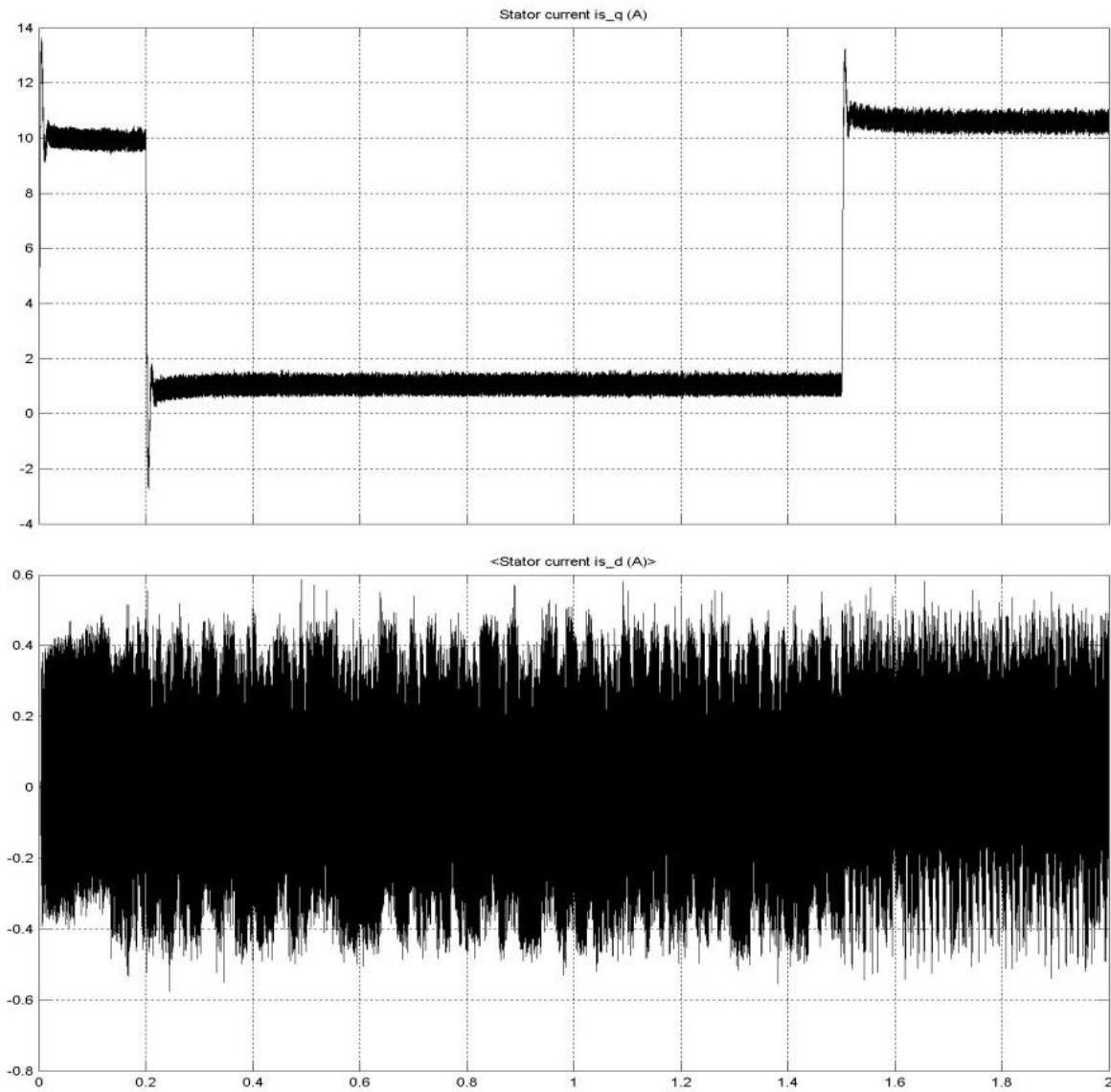
با توجه به شکل، در این مدل، ریپل گشتاور در حدود ۱.۱ نیوتن-متر می باشد. شکل موج جریان فازها در بازه ی زمانی ۱.۷ ثانیه تا ۲ ثانیه در شکل ۵-۱۴ دیده می شود.



شکل ۵-۱۴ شکل جریان فازها در زمانیکه سیستم شامل پیل سوختی و VSI باشد(در بازه ۱.۷ تا ۲ ثانیه)

با گرفتن FFT، مشاهده می شود که در این حالت، THD جریان برابر با ۰.۳۱ درصد می باشد.

در این حالت، جریانهای موتور در دستگاه dq بصورت شکل ۱۵-۵ می باشد.

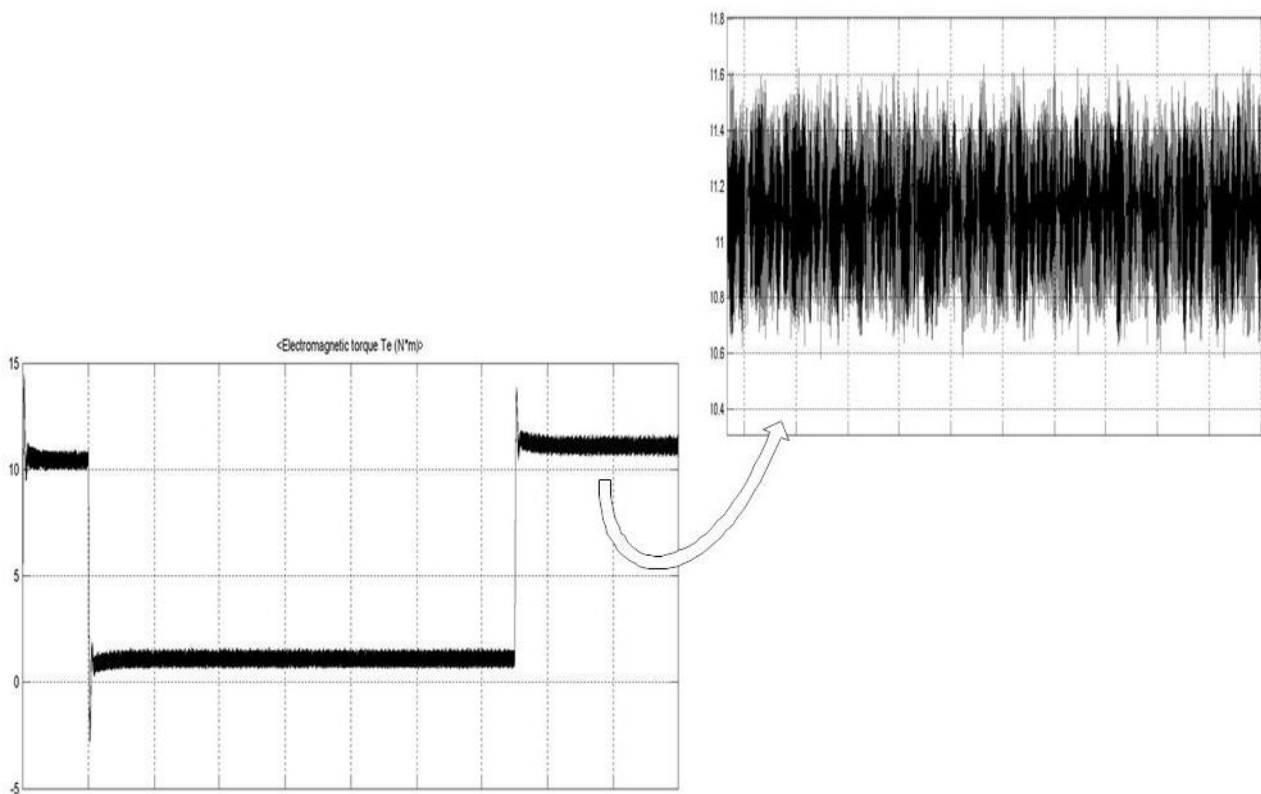


شکل ۱۵-۵ جریانهای محورهای dq و زمانیکه سیستم شامل پیل سوختی و VSI باشد.

۵-۶- بررسی سیستم شامل پیل سوختی و شبکه ی ZS

حال به مدار حالت قبل، شبکه امپدانسی ZS اضافه می شود. بنابر این مدار در این حالت شامل پیل سوختی، مبدل dc/dcZS، اینورتر معمولی و موتور می باشد. در این حالت نتایج بصورت شکل‌های - تا - می گردد.

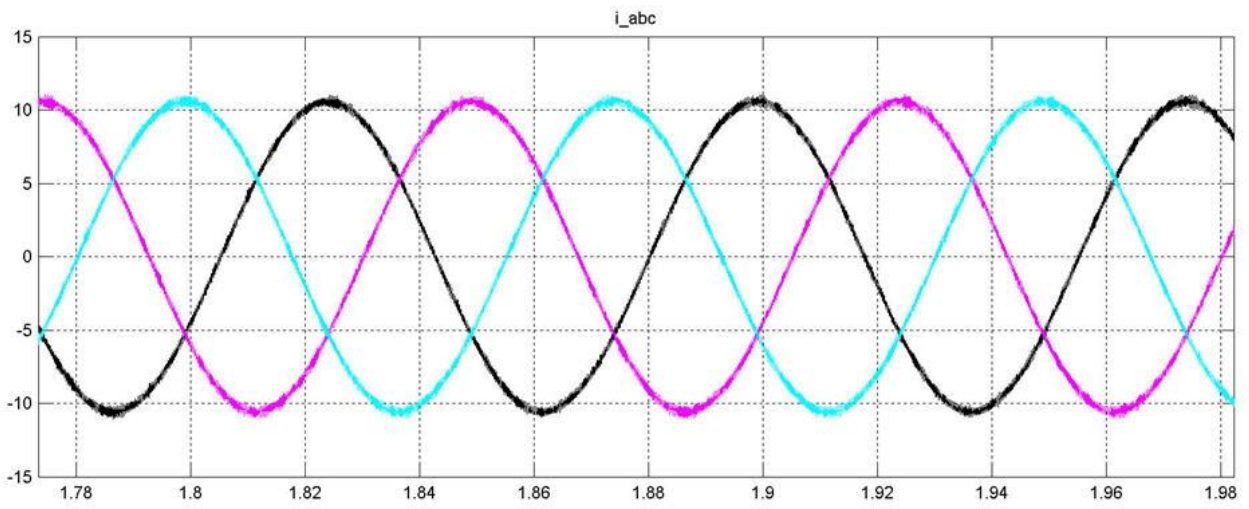
در این حالت THD جریان، تفاوتی با حالت قبل ندارد، اما ولتاژ لینک dc دارای ریپل کمتری نسبت به حالت قبل می باشد. همچنین ریپل گشتاور نسبت به حالات قبل، کمی کاهش یافته است. دلیل این حالات، وجود شبکه ی ZS می باشد که به نوعی عمل فیلتر نمودن را هم انجام می دهد.



شکل ۵-۱۶ موج گشتاور زمانی که سیستم شامل پیل سوختی و شبکه ZS باشد.

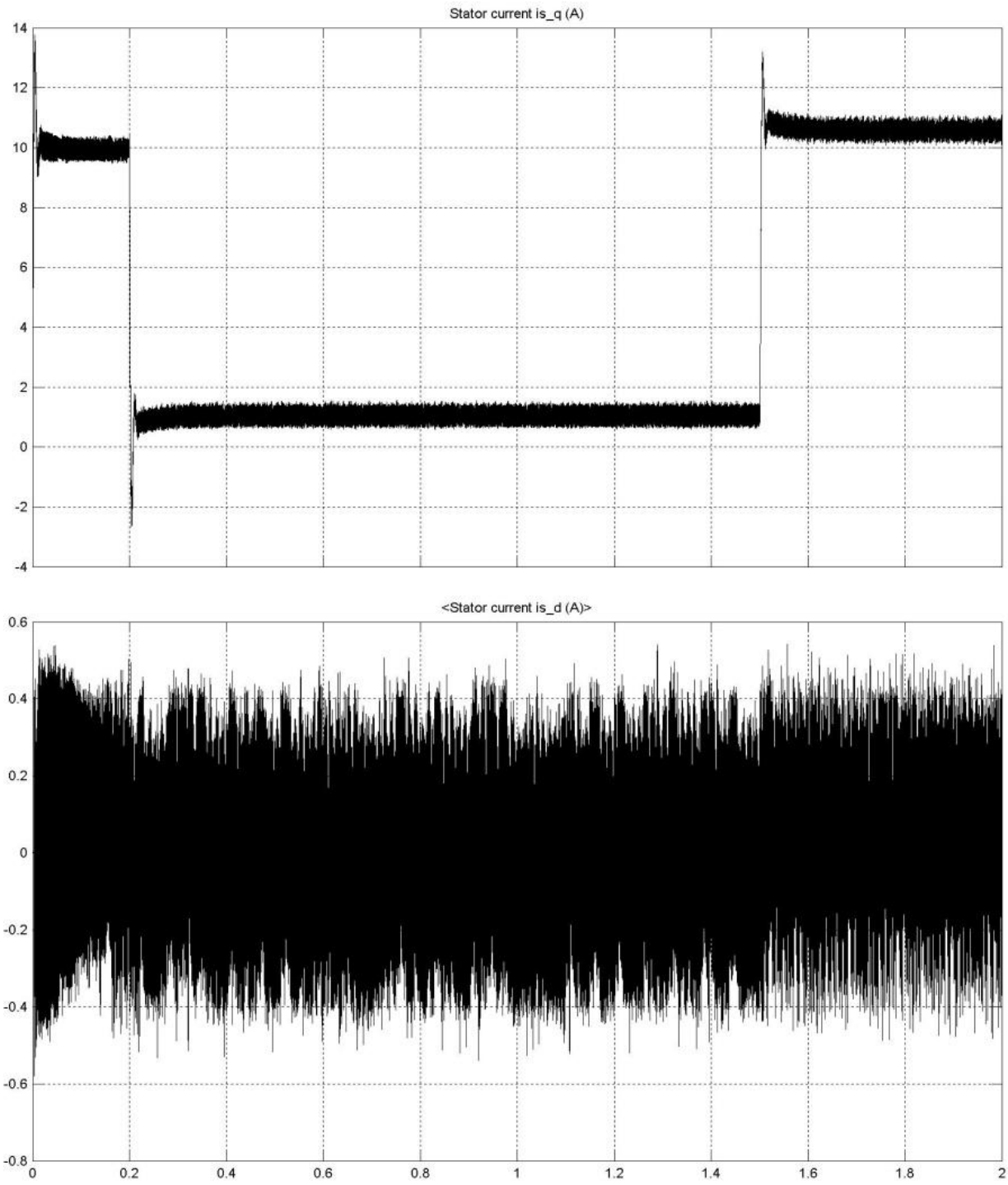
در این حالت ریپل گشتاور ۱ نیوتن-متر می باشد و نسبت به حالت قبل کاهش یافته است. همچنین

شکل موج جریان فازها در این حالت بصورت شکل ۱۷-۵ می باشد.



شکل ۱۷-۵ شکل موج جریان فازها در زمانیکه سیستم شامل پیل سوختی و شبکه ZS باشد (دربازه ی زمانی ۱.۷ تا ۲ ثانیه)

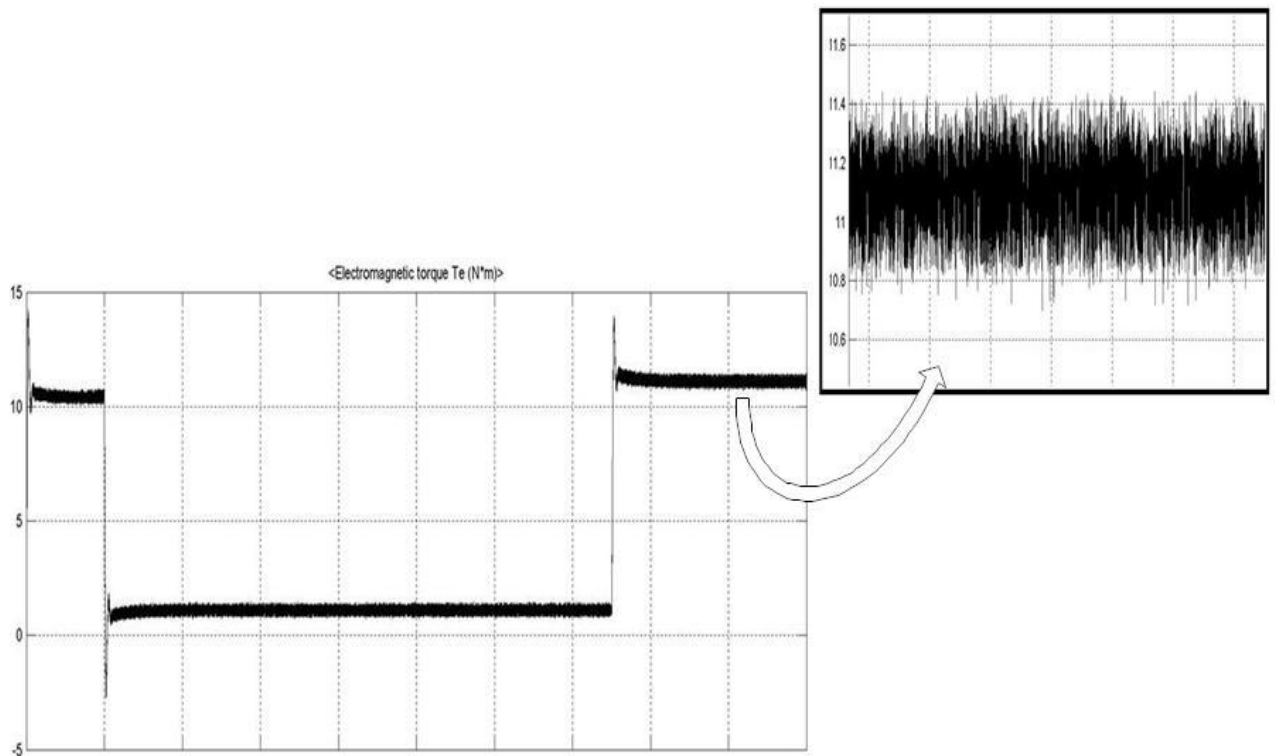
مقدار THD جریان در این حالت هم برابر با ۰.۳۱ درصد می باشد.



شکل ۵-۱۸ جریانهای محورهای d و q زمانیکه سیستم شامل پیل سوختی و شبکه ZS باشد.

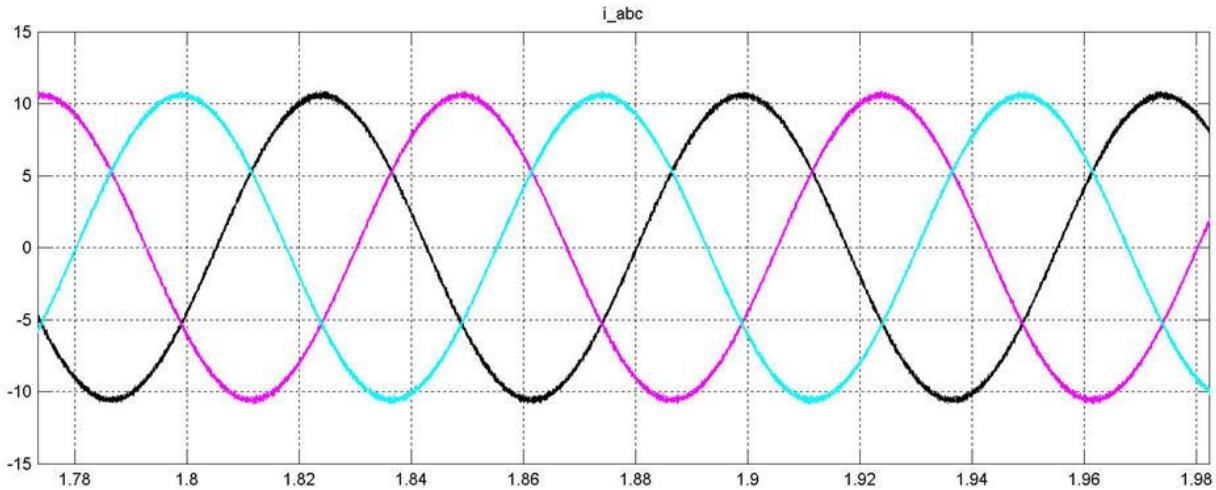
۵-۷- بررسی سیستم شامل پیل سوختی و ZSI

اما حالا، ساختار نهایی مدار را در نظر می گیریم. در این حالت، مبدل dc/dc موجود در حالت قبل را حذف می نماییم تا مدار ساختار اینورتر ZS را بگیرد. بنابر این در این حالت، مدار شامل، پیل سوختی، اینورتر ZSI و موتور PMSM می باشد. شکل‌های ۵-۱۹ تا ۵-۲۱ نتایج این حالت می باشند. در این حالت THD جریان، تقریبا نصف حالات قبل است. همچنین، ریپل گشتاور کمتر از حالت قبل است. اما ولتاژ لینک dc نسبت به حالت قبل دارای ریپل بیشتری است. دلیل این امر این است که در حالت قبل کلید موجود در مبدل dc/dc این ولتاژ را کاملا کنترل می کرد اما در حالت جدید کنترل این ولتاژ از طریق کنترل شش کلید موجود در اینورتر انجام می شود و خود آن شش کلید نیز از طریق کنترل هیستریزیس، کنترل می گردند، لذا ریپل بالا در ولتاژ لینک dc دیده می شود.



شکل ۵-۱۹ شکل موج گشتاور زمانی که سیستم شامل پیل سوختی و اینورتر ZSI باشد.

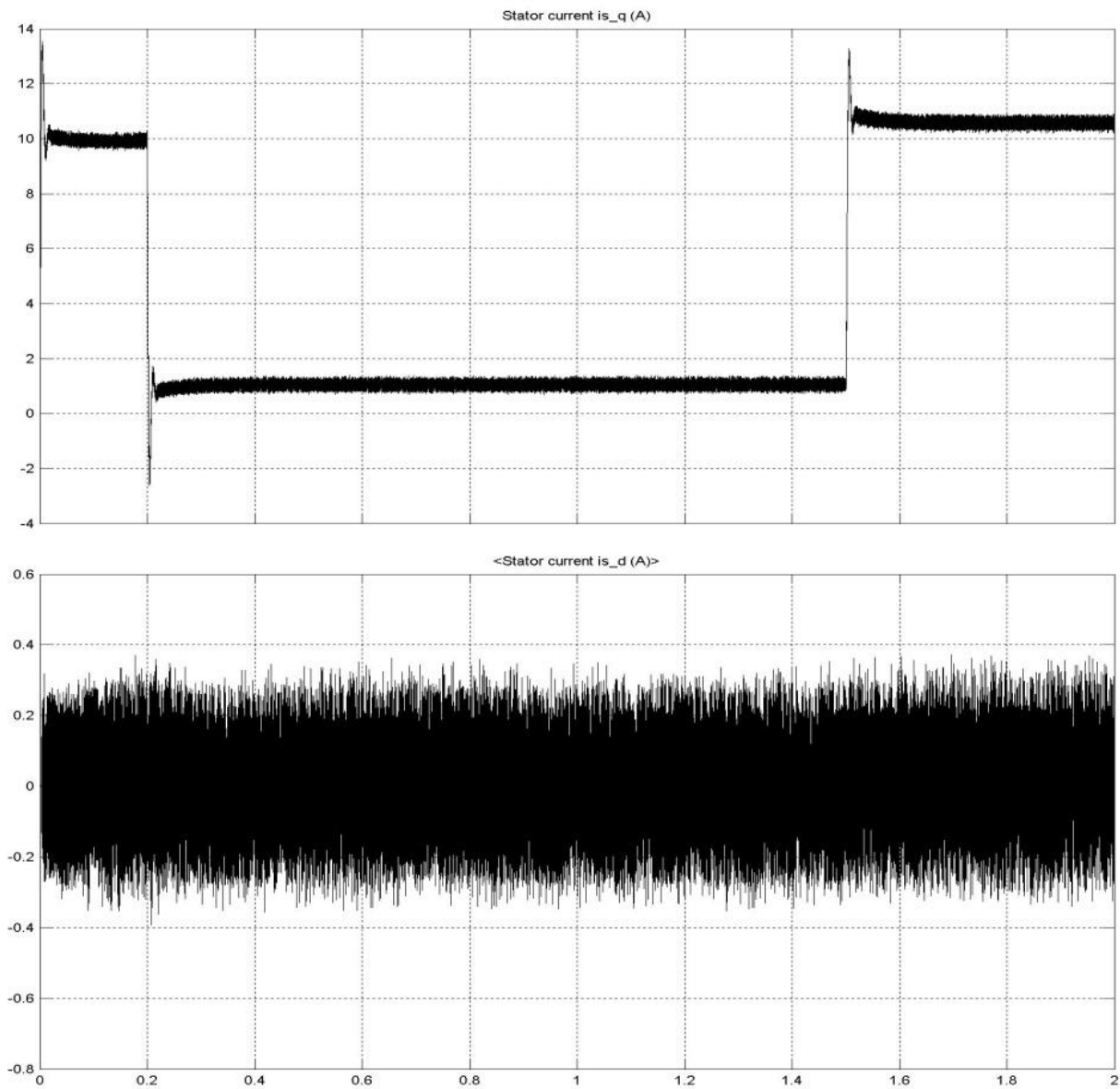
در این حالت ریپل گشتاور کمتر از سه حالت قبلی و در حدود ۰.۶ نیوتن-متر می باشد. شکل موج جریانهای فازها در ۵-۲۰ مشاهده می شود.



شکل ۵-۲۰ شکل موج جریان فازها در زمانیکه سیستم شامل پیل سوختی و ZSI باشد (دربازه ی زمانی ۱.۷ تا ۲ ثانیه)

با گرفتن FFT، اعوجاج هارمونیک کل (THD) جریانها در این ساختار برابر با ۰.۱۹ درصد می باشد.

اگر جریانهای محورهای d و q رسم شوند، شکل ۵-۲۱ را خواهیم داشت.



شکل ۵-۲۱ جریانهای محورهای d و q زمانیکه سیستم شامل پیل سوختی و ZSI باشد.

مشاهده می گردد که در این حالت، جریان محور d در این کاهش یافته است. در ادامه، مقایسه ای بین نتایج بدست آمده، انجام خواهد شد.

۵-۸- بررسی نتایج

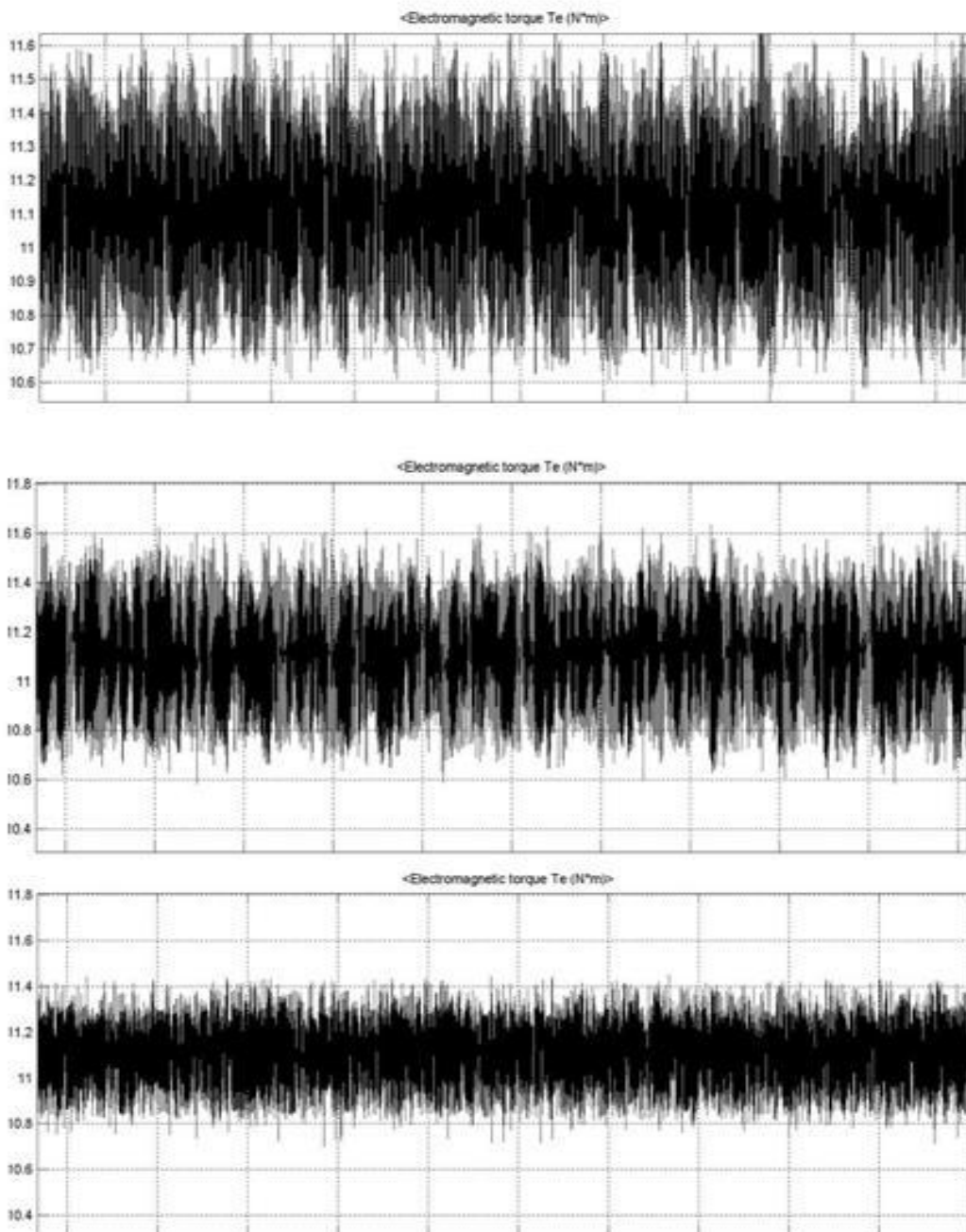
مقدار مرجع گشتاور با استفاده از حلقه ی کنترل سرعت تعیین می شود. این بدین معنی است که مقدار گشتاور مرجع به نحوی تعیین می شود تا سرعت موتور به rad/s برسد. در هر چهار حالت، در ابتدای شبیه سازی، موتور در حالت بدون بار راه اندازی می شود. در این حالت، حلقه ی کنترل سرعت، گشتاور مرجع را بگونه ای تعیین می کند که موتور دارای گشتاوری شتاب دهنده با مقدار مثبت باشد تا سرعت افزایش یابد. بنابر این برای رساندن سرعت موتور به مقدار مرجع، گشتاور شتاب دهنده، دارای مقداری فراجهدش است.

به همین دلیل و به دلیل رابطه ی خطی بین گشتاور و جریان محور q ، با افزایش گشتاور بار، گشتاور مرجع و نتیجتاً جریان محور q دارای مقداری فراجهدش (به دلیل افزایش بار)، می باشند.

با افزایش گشتاور بار در ثانیه ی ۱.۵، ابتدا به دلیل کمتر بودن گشتاور الکترومغناطیسی نسبت به گشتاور بار، گشتاور شتاب دهنده، علامت منفی می گیرد. با منفی شدن گشتاور شتاب دهنده، طبق معادله حرکت موتور، سرعت موتور مقدار اندکی کاهش می یابد. اما پس از اندکی، به دلیل عملکرد حلقه ی کنترل سرعت و با افزایش گشتاور مرجع، گشتاور شتاب دهنده دوباره مثبت می شود و لذا سرعت افزایش یافته و به مقدار مرجع خود باز می گردد.

با در نظر گرفتن حالات دوم، سوم و چهارم (حالاتی که منبع تغذیه، پیل سوختی می باشد) مشاهده می شود که مقدار اعوجاج هارمونیکی جریان در حالات دوم و سوم، بسیار بیشتر از حالت چهارم است. یعنی در حالت آخر، THD در حدود در صد نسبت به حالات دیگر کاهش یافته است. این نشان می دهد که بکار بردن بردارهای ST نه تنها اعوجاجی در شکل موج جریان ایجاد نمی کند، بلکه آن را بهبود می بخشد.

با در نظر گرفتن مقدار ماکزیمم ریپل گشتاور در سه حالت آخر، مشاهده می شود که در حالات دوم و سوم، ریپل گشتاور در حدود $N.m$ است اما در حالت آخر، این ریپل به حدود $۰.۶ N.m$ کاهش یافته است.



شکل ۵-۲۲ مقایسه ی گشتاورها (از بالا به پایین به ترتیب مربوط به پیل سوختی و VSI، پیل سوختی و شبکه ی ZS و پیل سوختی و ZSI)

این نتایج نشان می دهد که حتی با روش کلیدزنی هیستریزس هم، اگر از مفهوم ZS استفاده شود، می توان نتایج بهتری نسبت به حالت معمولی، بدست آورد.

از لحاظ جریان محور d ، مشاهده میشود که مقدار پیک تا پیک این جریان برای حالت چهارم، حدود ۱۰ درصد کمتر از حالات دیگر است و این نشان دهنده ی این موضوع است که در حالت چهارم، موتور بهینه تر عمل می کند و زاویه بین شار دومحور در این حالت، به ۱۰۰ درجه، نزدیکتر است.

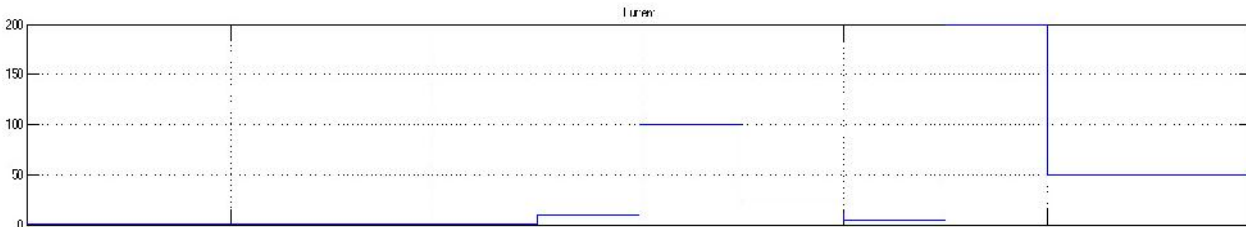
یکی از اهداف این پروژه آن است که سرعت موتور در مقدار مرجع تعیین شده، ثابت بماند. این هدف با استفاده از حلقه ی کنترل سرعت محقق می گردد. تغییر ناچیز سرعت در زمانهای اول راه اندازی و ثانیه ی ۰.۵ به دلیل تغییر گشتاور بار است که باعث شتاب گرفتن موتور می شود.

مشاهده می شود که حلقه ی کنترل سرعت، بخوبی عمل می کند و در صورت تغییر گشتاور بار، سرعت مجدداً به مقدار مرجع باز می گرداند. لازم به ذکر است که ضرائب PI در هر چهار حالت، یکسان در نظر گرفته شده است.

جریان های فازهای موتور در هر چهار حالت سینوسی است اما همانگونه که بیان شد در حالت چهارم، این جریانها دارای کیفیت هارمونیک بهتری هستند ($THD=0.19\%$). هم چنین با توجه به رابطه ی مستقیم گشتاور الکترومغناطیسی با دامنه ی جریان فاز، مشاهده می شود که هنگامیکه دامنه ی جریان استاتور زیاد است، گشتاور زیادی هم تولید می شود و در صورتیکه دامنه ی جریان استاتور کاهش یابد، گشتاور الکترومغناطیسی نیز کاهش می یابد.

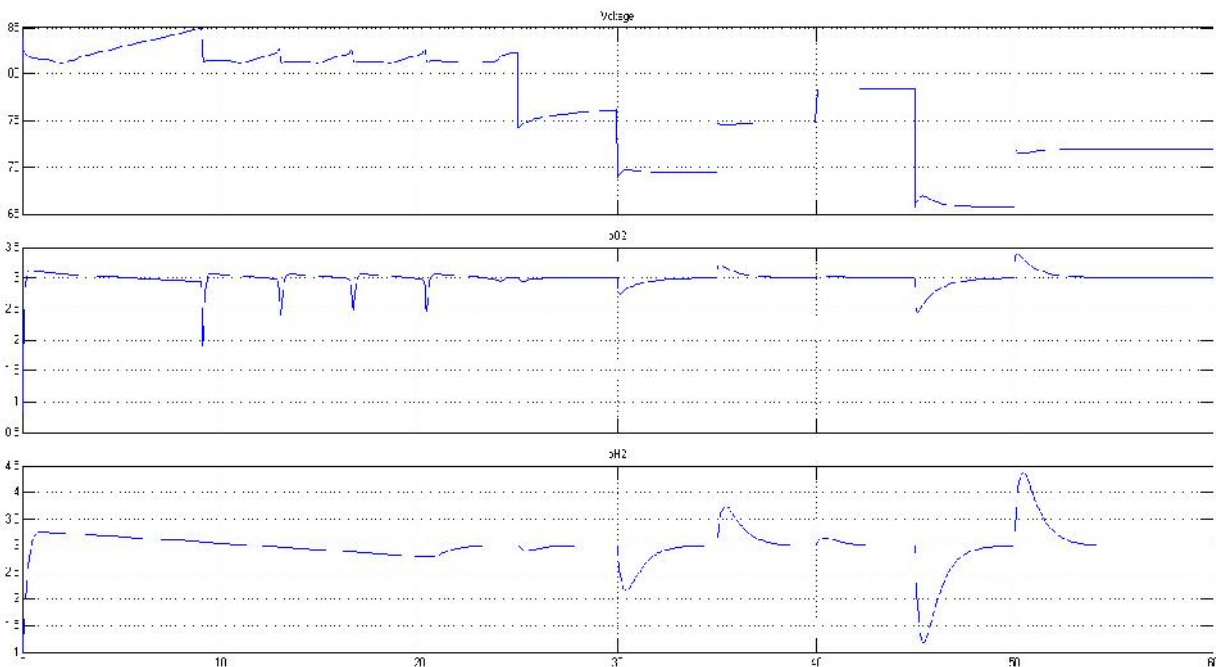
۵-۹- بررسی فشار واکنش دهنده ها

جهت بررسی تاثیر تغییر جریان بر روی فشارها، فرض می کنیم که جریانی بصورت شکل ۵-۲۳ به پیل اعمال شود.



شکل ۵-۲۳ شکل موج جریان اعمالی به پیل سوختی

با توجه به شکل، در ثانیه های ۲۵ و ۳۰ و ۳۵ و ۴۰ و ۴۵ و ۵۰ مقدار جریان اعمال شده به پیل تغییر داده می شود تا تاثیر آن روی فشار مشاهده شود. در این حالت شکل موج فشار گازها و نیز ولتاژ پیل بصورت شکل ۵-۲۴ می گردد.

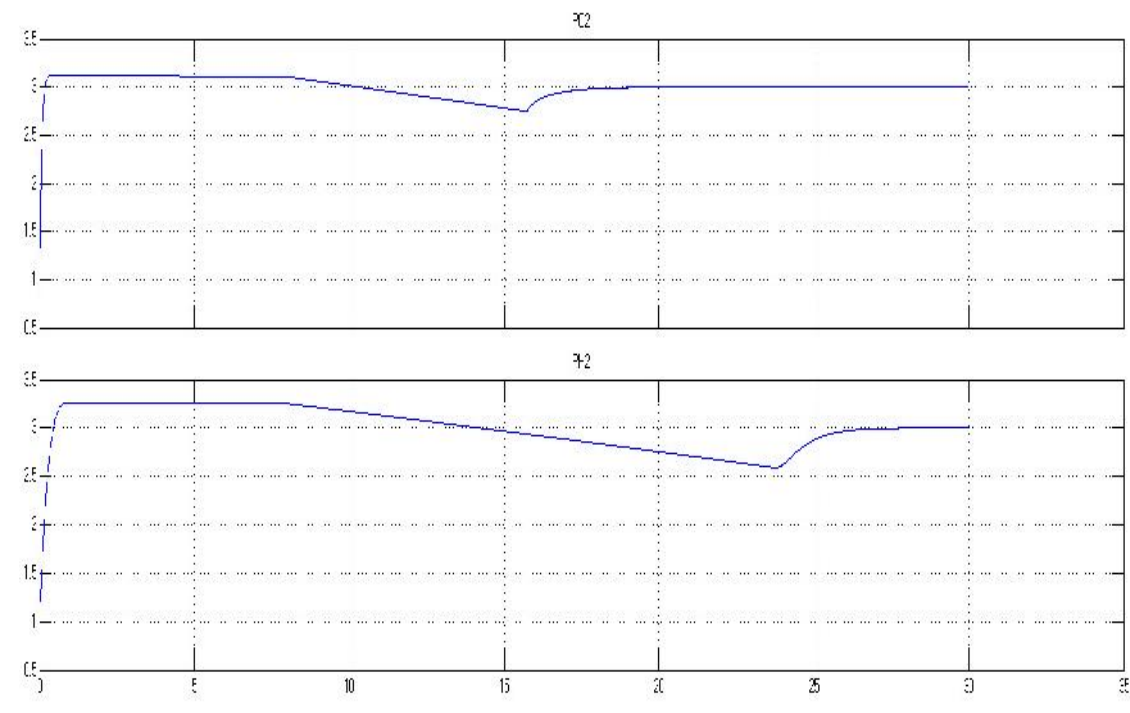


شکل ۵-۲۴ شکل موج ولتاژ، فشار اکسیژن و فشار هیدروژن

با توجه به شکل، مشاهده می شود، با افزایش جریان، ولتاژ کاهش می یابد و این امر از منحنی ولتاژ-

جریان که در فصل دوم بیان شد نیز مشهود می باشد. همچنین در زمانهایی که جریان افزایش می یابد، برای زمان کوتاهی فشار هیدروژن و اکسیژن افت می کند ولی بلافاصله بدلیل حضور کنترل کننده های PI موجود در پیل، این فشارها به مقدار مرجع ۳ اتمسفر که ما تعریف کرده بودیم، رسید. این افت فشار به این دلیل است که با افزایش جریان، ولتاژ افت می کند و از آنجا که فشار هیدروژن و اکسیژن با ولتاژ رابطه ی مستقیم دارند، لذا این فشارها نیز کاهش می یابند. همچنین بطور مشابه مشاهده می شود که با کاهش جریان، فشارها لحظه ای افزایش می یابند ولی بلافاصله به مقدار مرجع ۳ اتمسفر باز میگردند.

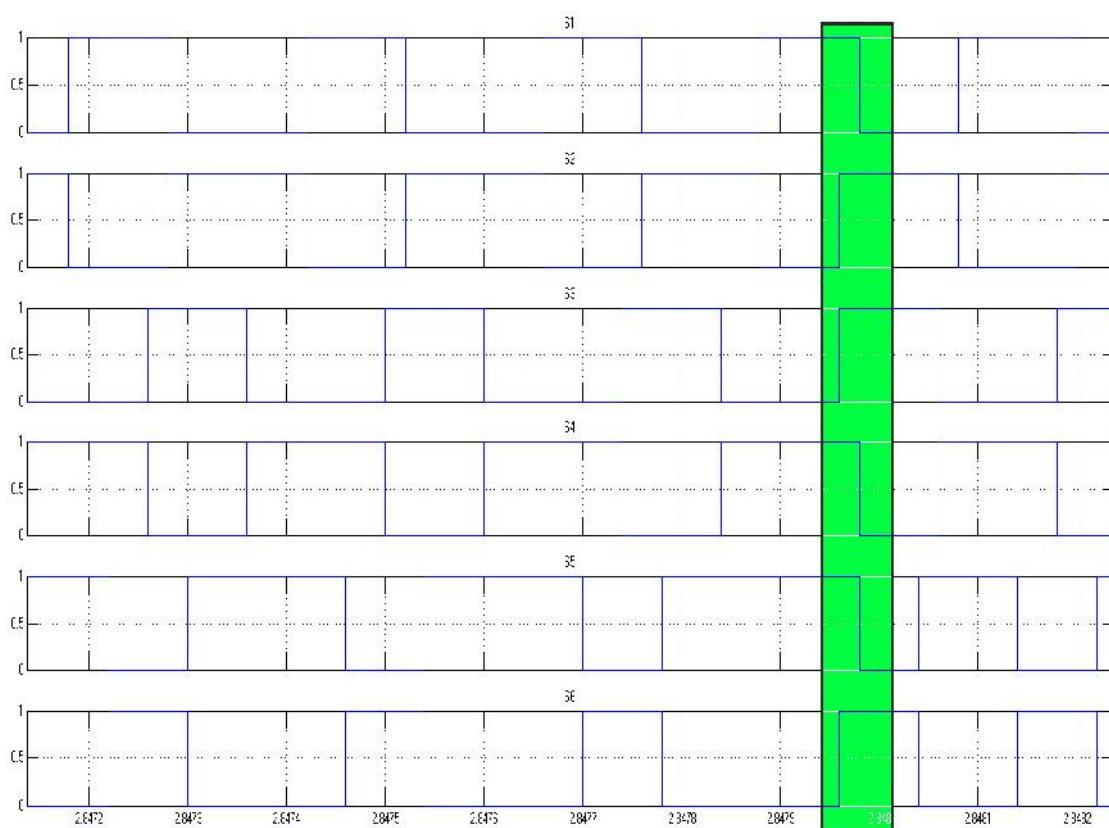
حال حالتی را در نظر میگیریم که موتور از طریق اینورتر به پیل متصل شده است. در ثانیه ی ۸ ام گشتاور بار را از مقدار ۰.۱ به ۳ افزایش می دهیم. در این صورت شکل موج فشار هیدروژن و اکسیژن بصورت شکل ۵-۲۵ میشود.



شکل ۵-۲۵ شکل موج فشار اکسیژن و فشار هیدروژن

همانطور که مشاهده می شود در ثانیه هشتم با افزایش گشتاور، جریان افزایش می یابد و لذا فشار گازها برای لحظاتی کاهش می یابد ولی در ادامه پس از گذشت لحظاتی، دوباره به فشار ۳ اتمسفر باز می گردد.

همچنین برای بررسی زمانهای کلیدزنی، بطور نمونه، بازه ای از زمان عملکرد موتور در شکل ۵-۲۶ نشان داده شده است.



شکل ۵-۲۶ زمانهای روشن و خاموش بودن کلیدها

در زمان مشخص شده، هر شش کلید روشن است و این بدین معنی است که اینورتر در حالت ST می باشد و اینورتر قادر است تا ولتاژی بالاتر از ولتاژ منبع تغذیه فراهم کند.

فصل ششم

نتیجه گیری و پیشنهادات

۶-۱- نتیجه گیری

اینورترها کاربردهای بسیاری در صنعت دارند. یکی از مهمترین این کاربردها، درایو موتورهای بدون جاروبک می باشد. در بسیاری از کاربردها که سطح ولتاژ dc پایین است و یا منبع ولتاژ، دارای مقدار متغیری می باشد، از یک مبدل dc/dc هم در ورودی اینورتر استفاده می شود تا روی ولتاژ لینک dc کنترل داشته باشد. مبدل ZS بصورت یکپارچه عمل هر دو مبدل dc و اینورتر را با هم انجام می دهد.

در این پایان نامه از اینورتر ZS به عنوان درایو موتور $PMSM$ استفاده شد و منبع متغیر هم، پیل سوختی در نظر گرفته شده است. از کنترل برداری با استفاده از روش هیستریزیس برای کنترل اینورتر استفاده شد. ابتدا موتور با یک اینورتر معمولی و یک باتری کنترل گردید. سپس بجای باتری، یک پیل سوختی و یک مبدل dc/dc قرار داده شد و متغیرهای مختلف مدار بررسی گردید. در حالت بعد بجای مبدل dc/dc ، یک مبدل ZS dc/dc قرار داده شد. نشان داده شد که باتوجه به وجود یک کلید قابل کنترل در مبدل ZS dc/dc ، کنترل سیستم آسان تر می باشد. در حالت نهایی مبدل dc/dc هم حذف گردید و فقط از آن مبدل، شبکه ی ZS آن بصورت سری با اینورتر قرار گرفت. در این حالت کنترل ولتاژ لینک dc از طریق استفاده کردن یا نکردن از حالت ST ممکن می شود. با توجه به اینکه دستورات کلید زنی اینورتر از طریق روش هیستریزیس می باشد و در این روش فرکانس کلیدزنی، متغیر می باشد، روشی جدید برای اعمال نمودن مدهای ST ارائه شد.

نتایج شبیه سازی ها نشان داد که با استفاده از این روش جدید نسبت به حالت استفاده از مبدل dc/dc ، ریپل گشتاور کاهش می یابد و THD جریان فاز، حدود ۵۰٪ کاهش یافت.

البته در این حالت، از آنجا که از کنترل هیستریزیس استفاده شد، ولتاژ لینک dc دارای ریپل بیشتری

نسبت به حالات دیگر بود. روشهایی برای بهبود این حالت نیز وجود دارد که در بخش پیشنهادات به آنها اشاره خواهد شد.

۶-۲- پیشنهادات

با توجه به اینکه از روش هیستریزس برای کلیدزنی استفاده شده است، تاکنون برای این حالت، روش خاصی برای تعیین مقدار تقریبی امپدانسهای شبکه ی ZS ارائه نشده است. بنابر این روش محاسبه ی امپدانسهای شبکه ی ZS در حالت کنترل هیستریزس، نیازمند به بررسی می باشد.

از آنجا که در روش هیستریزس، دوره ی تناوب کلیدزنی متغیر می باشد، لذا زمانهای ST هم در هر سیکل متفاوت می باشد. بنابر این یکی دیگر از زمینه های تحقیقاتی مهم، پیاده سازی روشهای SBC ، MBC ، CBC و $SVPWM$ برای درایو موتور $PMSM$ ، می باشد. لازم به ذکر است که در فصل های قبل اشاره شد که در این روشها (SBC ، MBC ، CBC و $SVPWM$) زمان ST مشخص و قابل محاسبه است.

استفاده از روشهای هوشمند در درایو موتور با استفاده از اینورتر ZS یکی دیگر از زمینه های تحقیقاتی می باشد. همچنین در این پایان نامه از روش FOC برای کنترل موتور استفاده شده است. میتوان روشهای دیگر مثل روش DTC را برای این سیستم اصلاح و اعمال نمود.

همچنین یکی دیگر از زمینه های تحقیقاتی، بررسی نقطه کارکرد پیل سوختی و بررسی آن از لحاظ بازدهی می باشد.

مراجع :

- [۱] وحیدرضا نیکزاد، "طراحی و شبیه سازی کنترل کننده ی مناسب به روش SVPWM برای درایو موتورهای DC بدون جاروبک"، پایان نامه کارشناسی ارشد، دانشگاه صنعتی شاهرود، خرداد ۹۰
- [۲] Frano Barbir, "PEM fuel cell: Theory and practice", Elsevier Publication, ۲۰۰۵
- [۳] James Larminie, "fuel cell systems Explained", John Wiley & Sons, ۲۰۰۳
- [۴] Jin Woo Jung, " Modeling and Control of fuel cell based Distributed generation Systems", Dissertation, Ohio state University, ۲۰۰۶
- [۵] Sandip Pasricha, "Comparison and Identification of static Electrical terminal Fuel cell Models", IEEE transactions on Energy Conversion, Vol. ۲۲, NO. ۳, SEPTEMBER ۲۰۰۷
- [۶] R.Kyoungsoo and S.Rahman, "Two-loop controller for maximizing performance of a grid-connected photovoltaic –fuel cell hybrid power plant," IEEE Trans. Energy Convers., vol. ۱۳, no. ۳, pp. ۲۷۶-۲۸۱, Sep. ۱۹۹۸
- [۷] G.Squadrito, G. Maggio, E. Passalacqua, F. Lufrano, and A.Patti, " A empirical equation for polymer electrolyte fuel cell (PEFC) behaviour," J.Appl. Electrochem., vol. ۲۹, no. ۱۲, pp. ۱۴۴۹-۱۴۵۵, Dec. ۱۹۹۹.
- [۸] J. Kim, S.M.Lee, S.Srinivasan, and C.E. chamberlain, "Modeling of proton exchange membrane fuel cell performance with an empirical equation," J.Electrochem. Soc., vol. ۱۴۲, no. ۸, pp. ۲۶۷۰-۲۶۷۴, Aug. ۱۹۹۵.
- [۹] J. C. Amphlett, R. M. Baumert, R. F. Mann, B. A. Peppley and, P.R. Roberge, and T.J. Harris, " Performance modeling of the Ballard Mark IV solid polymer electrolyte fuel cell.II: Empirical model development," J.electrochem.Soc., vol. ۱۴۲, no. ۱, pp. ۹-۱۵, Jan. ۱۹۹۵.

- [١٠] Alexandru Forrai, Hirohito Funato, Yukihiro Yanagita, and Yoshitsugu Kato, "Fuel-Cell Parameter Estimation and Diagnostics", IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, VOL. ٢٠, NO. ٣, SEPTEMBER ٢٠٠٥.
- [١١] Woon Ki Na, "Fuel cells: Modeling, Control and Applications", CRC Press, ٢٠٠٨
- [١٢] Lu-Ying Chiu, Bill Diong, and Randall S. Gemmen, "An Improved Small-Signal Model of the Dynamic Behavior of PEM Fuel Cells," IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. ٤٠, NO. ٤, JULY/AUGUST ٢٠٠٤.
- [١٣] W.K.Na and B.Gou, "Feedback Linearization based nonlinear Control for PEM fuel cells", IEEE Transaction on Energy Conversion, ٢٠٠٨
- [١٤] J.-G. Lee, S.-Y. Choe, J.-W. Ahn, S.-H. Baek, "Modelling and simulation of a polymer electrolyte membrane fuel cell system with a PWM DC/DC converter for stationary applications" IET Power Electronics
- [١٥] Carlos Andrés Ramos-Paja, Carlos Bordons, Alfonso Romero, Roberto Giral, and Luis Martínez-Salamero, "Minimum Fuel Consumption Strategy for PEM Fuel Cells", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. ٥٦, NO. ٣, MARCH ٢٠٠٩.
- [١٦] Changrong Liu, and Jih-Sheng Lai, "Low Frequency Current Ripple Reduction Technique With Active Control in a Fuel Cell Power System With Inverter Load", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. ٢٢, NO. ٤, JULY ٢٠٠٧
- [١٧] Jin Wang, Fang Z. Peng, Joel Anderson, Alan Joseph, and Ryan Buffenbarger, "Low Cost Fuel Cell Converter System for Residential Power Generation", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. ١٩, NO. ٥, SEPTEMBER ٢٠٠٤
- [١٨] Kaushik Rajashekara, "Hybrid Fuel-Cell Strategies for Clean Power Generation", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. ٤١, NO. ٣, MAY/JUNE ٢٠٠٥

[۱۹] R.-J. Wai and C.-Y.Lin, "High-efficiency, high-step-up DC-DC convertor for fuel-cell generation system", IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. ۱۵۲, No. ۵, September ۲۰۰۵

[۲۰] Philips Electronics, "Control of Three phase Brushless dc Motors", application note.

[۲۱] دکتر محمدرضا فیضی، مهندس کامران خفافی، "ماشینهای الکتریکی مخصوص"، انتشارات دانشگاه تبریز

[۲۲] Chau K.T., Chan C.C. and Liu C., "Overview of Permanent Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. ۵۵, No. ۶, ۲۰۰۸

[۲۳] PRAGASAN PILLAY, AND R. KRISHNAN, "Modeling of Permanent Magnet Motor Drives", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. ۳۵, NO. ۴, NOVEMBER ۱۹۸۸

[۲۴] Stan D'Souza, "Getting Started with BLDC Motors and dsPIC \mathcal{r} -F Devices", Microchip GS۰۰۱

[۲۵] Stefán Baldursson, "BLDC Motor Modelling and Control—A Matlab®/Simulink® Implementation", Master Thesis, CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA, ۲۰۰۵.

[۲۶] AVR۴۴۴, "Sensorless control of \mathcal{r} -phase brushless DC motors", Application Note.

[۲۷] AVR۴۹۳, "Sensorless Commutation of Brushless DC Motor (BLDC) using AT۹۰-PWM \mathcal{r} and ATAVRMC۱۰۰", Application Note

[۲۸] Kim T.H., Lee H.W. and Ehsani M., "State of art and Future Trends in Position Sensorless Brushless DC Motor/Generator Drives", IEEE PESC conf., Vancouver, BC, Canada, ۲۰۰۱

- [٢٩] K. Hasse, “*Zur Dynamik Drehzahl geregelter Antriebe Mit Stromrichter gespeisten Asynchron-Kuzschlublaufermaschinen*” (On the Dynamics of Speed Control of a Static AC Drive with a Squirrel Cage Induction Machine), Ph.D. Dissertation, Techn. Hochschule Darmstadt, ١٩٦٩.
- [٣٠] F. Blaschke, “*Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine*” (“The Method of Field Orientation for Control of Three Phase Machines”), Ph.D. Dissertation, University of Braunschweig, ١٩٧٣.
- [٣١] D.W. Novotny, T.A. Lipo, “*Vector control and dynamics of AC drives*” Oxford: Clarendon Press; New York: Oxford University Press, ١٩٩٦.
- [٣٢] Fang Zheng Peng, “*Z-Source Inverter*”, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. ٣٩, NO. ٢, MARCH/APRIL ٢٠٠٣
- [٣٣] N.Mohan, W.P.Robbin, “*Power electronics, Converters, applications and Design*”, Wiley ١٩٩٥
- [٣٤] J. Liu, J. Hu and L. Xu, “*Dynamic Modeling and Analysis of Z-Source Converter—Derivation of AC Small Signal Model and Design-Oriented Analysis*”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. ٢٢, no. ٥, Sept. ٢٠٠٧, pp. ١٧٨٤-١٧٩٦.
- [٣٥] P. Loh, D. M. Vilathgamuwa and C. J. Gajanayake, “*Transient Modeling and Analysis of Pulse-Width Modulated Z-Source Inverter*”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. ٢, no. ٢٢, Jan. ٢٠٠٧, pp. ١٦٩-١٧٧.
- [٣٦] P. Loh, D. M. Vilathgamuwa and C. J. Gajanayake, “*Small-Signal and Signal-Flow Graph Modeling of Switched Z-Source Impedance Network*”, IEEE Power Electronics Letters, vol. ٣, no. ٣, Sept. ٢٠٠٥, pp. ١١١-١١٦.

- [٣٧] Q. Tran, T. Chun, J. Ahn, H. Lee, “*Algorithms for Controlling Both the DC Boost and AC Output Voltage of Z-Source Inverter*”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.٥٤, no.٥, Oct. ٢٠٠٧, pp. ٢٧٤٥-٢٧٥٠.
- [٣٨] Gokhan Sen, and Malik E. Elbuluk, “*Voltage and Current-Programmed Modes in Control of the Z-Source Converter*”*IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, VOL. ٤٦, NO. ٢, MARCH/APRIL ٢٠١٠.
- [٣٩] M.-K. Nguyen\ Y.-G.Jung H.-Y.Yang Y.-C.Lim,”*Single-phase Z-source cycloconverter with safe-commutation strategy*”,*IET Power Electron.*, ٢٠١٠, Vol. ٣, Iss. ٢, pp. ٢٣٢-٢٤٢
- [٤٠] Xu Peng Fang, Zhao Ming Qian, and Fang Zheng Peng,”*Single-Phase Z-Source PWM AC-AC Converters*” *IEEE POWER ELECTRONICS LETTERS*, VOL. ٣, NO. ٤, DECEMBER ٢٠٠٥
- [٤١] Yu Tang, Shaojun Xie, and Chaohua Zhang,” *Z-Source AC-AC Converters Solving Commutation Problem*”, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. ٢٢, NO. ٦, NOVEMBER ٢٠٠٧
- [٤٢] Sumedha Rajakaruna, and Laksumana Jayawickrama,” *Steady-State Analysis and Designing Impedance Network of Z-Source Inverters*”, *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. ٥٧, NO. ٧, JULY ٢٠١٠
- [٤٣] Fang Z. Peng, Xiaoming Yuan, Xupeng Fang, and Zhaoming Qian,”*Z-Source Inverter for Adjustable Speed Drives*”,*IEEE POWER ELECTRONICS LETTERS*, VOL. ١, NO. ٢, JUNE ٢٠٠٣
- [٤٤] Fang Zheng Peng, Alan Joseph, JinWang, Miaosen Shen, Lihua Chen, Zhiguo Pan, *IEEE*, Eduardo Ortiz-Rivera, and Yi Huang,” *Z-Source Inverter for Motor Drives*” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. ٢٠, NO. ٤, JULY ٢٠٠٥

[٤٥] Fang Zheng Peng, Miaosen Shen, and Kent Holland, "Application of Z-Source Inverter for Traction Drive of Fuel Cell—Battery Hybrid Electric Vehicles," IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. ٢٢, NO. ٣, MAY ٢٠٠٧

[٤٦] Miaosen Shen, Alan Joseph, Jin Wang, Fang Z. Peng, and Donald J. Adams, "Comparison of Traditional Inverters and Z-Source Inverter for Fuel Cell Vehicles", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. ٢٢, NO. ٤, JULY ٢٠٠٧

[٤٧] Chandana Jayampathi Gajanayake, D. Mahinda Vilathgamuwa, Poh Chiang Loh, Remus Teodorescu, and Frede Blaabjerg, "Z-Source-Inverter-Based Flexible Distributed Generation System Solution for Grid Power Quality Improvement" IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, VOL. ٢٤, NO. ٣, SEPTEMBER ٢٠٠٩

[٤٨] Miao Zhu, Kun Yu, and Fang Lin Luo, "Switched Inductor Z-Source Inverter", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. ٢٥, NO. ٨, AUGUST ٢٠١٠

[٤٩] Yu Tang, Shaojun Xie, Chaohua Zhang, and Zegang Xu, "Improved Z-Source Inverter With Reduced Z-Source Capacitor Voltage Stress and Soft-Start Capability", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. ٢٤, NO. ٢, FEBRUARY ٢٠٠٩

[٥٠] Poh Chiang Loh, D. Mahinda Vilathgamuwa, Yue Sen Lai, Geok Tin Chua, and Yunwei Li, "Pulse-Width Modulation of Z-Source Inverters", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. ٢٠, NO. ٤, NOVEMBER ٢٠٠٥

[٥١] Poh Chiang Loh, Feng Gao, and Frede Blaabjerg, "Topological and Modulation Design of Three-Level Z-Source Inverters", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. ٢٣, NO. ٥, SEPTEMBER ٢٠٠٨

[٥٢] Poh Chiang Loh, Sok Wei Lim, Feng Gao, and Frede Blaabjerg, "Three-Level Z-Source Inverters Using a Single LC Impedance Network," IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. ٢٢, NO. ٢, MARCH ٢٠٠٧

[٥٣] Feng Gao, Poh Chiang Loh, Frede Blaabjerg, and . Mahinda Vilathgamuwa, "Performance Evaluation of Three-Level Z-Source Inverters Under Semiconductor-Failure Conditions", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. ٤٥, NO. ٣, MAY/JUNE ٢٠٠٩

[٥٤] Poh Chiang Loh, Feng Gao, Frede Blaabjerg, and Sok Wei Lim, "Operational Analysis and Modulation Control of Three-Level Z-Source Inverters With Enhanced Output Waveform Quality", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. ٢٤, NO. ٧, JULY ٢٠٠٩

[٥٥] Poh Chiang Loh, Feng Gao, Pee-Chin Tan, Frede Blaabjerg, "Three-Level AC-DC-AC Z-Source Converter Using Reduced Passive Component Count", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. ٢٤, NO. ٧, JULY ٢٠٠٩

[٥٦] Fang Zheng Peng, Miaosen Shen, and Zhaoming Qian, "Maximum Boost Control of the Z-Source Inverter", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. ٢٠, NO. ٤, JULY ٢٠٠٥

[٥٧] Miaosen Shen, Jin Wang, Alan Joseph, Fang Zheng Peng, Leon M. Tolbert, and Donald J. Adams, "Constant Boost Control of the Z-Source Inverter to Minimize Current Ripple and Voltage Stress", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. ٤٢, NO. ٣, MAY/JUNE ٢٠٠٦

[٥٨] Lipo, "Pulse Width Modulation For Power Converters", IEEE Press, ٢٠٠٣

[٥٩] Jin-Woo Jung, and Ali Keyhani, "Control of a Fuel Cell Based Z-Source Converter", IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, VOL. ٢٢, NO. ٢, JUNE ٢٠٠٧

[۶۰] M. Hanif M. Basu K. Gaughan, "Understanding the operation of a Z-source inverter for photovoltaic application with a design example", IET Power Electron., ۲۰۱۱, Vol. ۴, Iss. ۳, pp. ۲۷۸-۲۸۷

[۶۱] مصطفی نورالهی علمداری، علی دستفان و امین حاجی زاده، "جذب حداکثر توان از پیل‌های سوختی در خودروهای هیبرید"، نخستین کنفرانس ملی انرژی، فناوری‌های خودرو، توسعه پایدار، پژوهشکده نیرو، آبان ۹۰