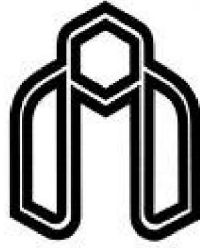


الحمد لله الذي
خلقنا من
الغنى والكرم



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان نامه دوره کارشناسی ارشد مهندسی برق-قدرت

شبیه سازی و کنترل عملکرد یک موتور خطی سنکرون مغناطیسی دائم و

سیستم تغذیه آن

نگارنده:

علی اصغر رحیمی

استاد راهنما:

دکتر احمد دارابی

استاد مشاور:

دکتر امین حاجی زاده

تیر ۱۳۹۰

تقدیم به

خانواده‌ام

و به همه کسانی که دغدغه دانستن دارند

مشکر و قدردانی

پاس بیکران ایندیکتار که مهربانی اش، یادش و همراهی پیوسته اش، همواره انگیزه من برای حرکت به سمت هدف بوده است.

ارج می نهم زحمات بی دریغ استاد راهنمای بزرگوارم، دکتر احمد دارابی، که بدون راهنمایی های دلسوزانه ایشان این اثر به انجام نمی رسید. ایشان با داشتن پیشینه اطلاعاتی غنی، ایده ها، نظرات و پیشنهاد های موثری در طول تحقیق به من ارائه نمودند. همچنین از استاد مشاور کران قدر خود کتر این حاجی زاده به خاطر کمک های ارزشمند ایشان کمال تشکر دارم. از تمامی اساتید گروه قدرت دانشگاه صنعتی شاهرود نیز سپاسگزاری و تشکر نموده و برای همه این بزرگواران آرزوی موفقیت و سلامت دارم.

در پایان جادارد از حمایت ها و همراهی های دلسوزانه خانواده ام که کاستی های مراد طول مدت انجام پروژه تکل نمودند، تشکر

علی اصغر رحیمی- تیر ۹۰

و قدردانی نمایم.

چکیده

هدف از انجام این پروژه بهبود عملکرد محرکه‌های موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی (PMLSM) کنترل شده به وسیله روش کنترل مستقیم نیرو (DTFC) می‌باشد. منظور از بهبود کارایی دستیابی به خطای حالت ماندگار تقریباً «صفر» حساسیت کم به تغییرات پارامترهای موتور، عملکرد مناسب در برابر اغتشاشات مکانیکی، خطای پیگیری فرمان موقعیت و سرعت کوچک می‌باشد. در گام بعدی پروژه یک تخمین گر مقاومت استاتور مستقل از پارامترهای ماشین طراحی گردید تا عملکرد سیستم کنترل مستقیم در مقابل خطای ناشی از تخمین شار پیوندی استاتور مطلوب گردد بعلاوه با به کار گیری یک اینورتر سه فاز چهار کلیدی (FSTPI)، جدول کلید زنی ساده‌تری جایگزین جدول کلید زنی معمول گردید تا رپیل نیروی تولید شده ناشی از جدول کلید زنی کاهش یابد. در نهایت با محاسباتی ساده بر اساس روش تخمین حداقل مربعات بازگشتی، یک تخمین گر سرعت برای کنترل بدون حسگر ماشین طراحی شد که عملکرد مطلوب ماشین را در مقابل نامعینی‌ها فراهم و ماشین را از به کار گیری انکودرها، بی نیاز نمود. نتایج شبیه سازی بیانگر عملکرد مناسب‌تر محرکه پیشنهادی نسبت به سیستم کنترل مستقیم مرسوم تحت شرایط مختلف کاری همانند پیگیری فرمان موقعیت تحت اغتشاش بار می‌باشد.

کلید واژه: موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی (PMLSM)، کنترل مستقیم نیروی ضربه (DTFC)، اینورتر سه فاز چهار کلیدی (FSTPI)، تخمین حداقل مربعات بازگشتی (RLS)، تخمین سرعت، کنترل بدون حسگر

فهرست مطالب

صفحه	عنوان
ج	فهرست اصطلاحات اختصاری.....
ه	فهرست جدول ها.....
و	فهرست شکل ها.....
۹	فصل ۱- مقدمه ...
۹	۱-۱- پیشگفتار.....
۱۰	۱-۲- مشخصات و ساختمان موتور سنکرون آهنربای دایم خطی.....
۱۰	۱-۲-۱- نیروی دندانه.....
۱۱	۱-۲-۲- اثر انتهایی.....
۱۲	۱-۳- انواع ساختارهای موتور خطی سنکرون مغناطیس دایم.....
۱۵	۱-۳-۱- ساختارهای موتور خطی سنکرون آهنربای دایم از نظر چیدمان آهنربا.....
۱۷	۱-۳-۲- مقایسه ساختارهای مختلف.....
۱۸	۱-۴- مدل موتور سنکرون آهنربای دایم خطی.....
۱۸	۱-۴-۱- مدل دینامیکی موتور خطی سنکرون مغناطیس دائم.....
۲۲	۱-۵- محدودیتها.....
۲۲	۱-۵-۱- محدودیت مکانیکی سرعت.....
۲۳	۱-۵-۲- محدودیت جریان.....
۲۴	۱-۵-۳- محدودیت ولتاژ.....
۲۶	۱-۶- جمع بندی.....
۲۶	۱-۶-۱- اهداف پایان نامه.....
۲۶	۱-۶-۲- ساختار پایان نامه.....
۲۹	فصل ۲- کنترل عملکرد موتور خطی سنکرون مغناطیس دائم.....
۲۹	۲-۱- مقدمه.....
۳۰	۲-۲- روش کنترل مستقیم نیرو.....
۳۲	۲-۲-۱- ساختار روش کنترل مستقیم نیرو برای موتور سنکرون آهنربای دائم خطی.....
۳۴	۲-۲-۲- اصول کنترل مستقیم نیرو.....
۳۶	۲-۲-۳- عملکرد جدول کلید زنی در روش کنترل مستقیم نیرو.....
۳۹	۲-۲-۴- استراتژی های کنترل و محدودیت ها.....
۴۰	۲-۲-۴-۱- استراتژی حداکثر نیرو بر جریان.....
۴۲	۲-۲-۴-۲- محدودیت های ولتاژ و جریان.....

۴۳	۳-۴-۲-۲ کنترل حالت گذرا.....
۴۳	۳-۲ مشکلات روش کنترل مستقیم نیرو.....
۴۳	۱-۳-۲ مشکل در تخمین شار و نیرو.....
۴۴	۲-۳-۲ رپیل نیرو ناشی از نحوه کلید زنی.....
۴۵	۴-۲ جمع بندی.....
۴۸	فصل ۳- راهکارهای پیشنهادی.....
۴۸	۱-۳ مقدمه.....
۴۸	۲-۳ تخمین گر مقاومت استاتور.....
۵۰	۳-۳ کاهش رپیل نیرو با استفاده از اینورتر سه فاز چهار کلیدی (FSTPI).....
۵۰	۱-۳-۳ تحلیل بردار فضایی ولتاژهای خروجی و ساختار اینورتر FSTPI.....
۵۴	۴-۳ تخمین گر سرعت (کنترل بدون حسگر).....
۵۵	۱-۴-۳ شناسایی ضرایب اینرسی (M) و اصطکاک (B) با روش تخمین حداقل مربعات بازگشتی.....
۵۷	۲-۴-۳ طراحی مشاهده گر اغتشاش بار.....
۵۸	۵-۳ جمع بندی.....
۶۰	فصل ۴- شبیه سازی و نتایج.....
۶۰	۱-۴ مقدمه.....
۶۰	۲-۴ نمای کلی از مدل شبیه سازی شده پایه بر اساس DTFC.....
۶۱	۳-۴ معرفی موتور مورد استفاده در شبیه سازی.....
۶۳	۱-۳-۴ مقایسه نتایج شبیه سازی با نتایج موتور واقعی.....
۶۶	۲-۳-۴ استراتژی حداکثر نیرو بر جریان.....
۶۷	۴-۴ بررسی نتایج شبیه سازی حاصل از راهکارهای پیشنهادی.....
۶۹	۱-۴-۴ بررسی عملکرد سیستم با تخمین گر مقاومت استاتور.....
۷۳	۲-۴-۴ بررسی عملکرد سیستم با به کار گیری اینورتر سه فاز چهار کلیدی (FSTPI).....
۷۵	۳-۴-۴ بررسی عملکرد سیستم با تخمین گر سرعت (کنترل بدون حسگر).....
۸۰	فصل ۵- نتیجه گیری و پیشنهادات.....
۸۰	۱-۵ مقدمه.....
۸۱	۲-۵ نتیجه گیری.....
۸۳	فهرست مراجع.....
۸۶	ضمیمه أ- روش تخمین حداقل مربعات بازگشتی (RLS).....
۹۳	ضمیمه ب- گذارش شبیه سازی موتور TB12S ساخت شرکت TECNOTION.....

فهرست اصطلاحات اختصاری

علائم

α	phase shift operator
C_{fr}	Coulomb friction factor
$F_{disturb}$	force of disturbances
$F_{friction}$	friction force
F_{thrust}, F_T	thrust force
$F_{thrust.est}$	thrust force estimation
i_d, i_q	direct-axis and quadrature-axis currents
i_x, i_y	currents in stationary xy-reference frame
$\mathbf{i}_s$	stator current vector
i_{sA}, i_{sB}, i_{sC}	stator current vector phase components
k_{end}	end-effect coefficient
L	inductance
L_d, L_q	direct- and quadrature-axis inductances
L_{sg}	stator leakage inductance
m_{mov}, m_{load}	mover and load masses
p	number of pole pairs
P_{elm}	electromagnetic power
R	resistance
S_{fr}	Stribeck friction factor
U_{DC}	DC-link voltage
$\mathbf{u}_s$	stator voltage vector
$\mathbf{u}_{s_est}$	stator voltage vector estimation
V_{fr}	viscous friction factor
γ	load angle
κ	angle between ABC- and xy-reference frames
ψ_m	air gap flux linkage vector
ψ_{PM}	permanent magnet flux linkage
ψ_s	stator flux linkage vector

ψ_{sd}, ψ_{sq}	stator flux linkage vector dq-reference frame components
ψ_{sx}, ψ_{sy}	stator flux linkage vector xy-reference frame components
ω_{el}	electrical frequency
ϕ	flux linkage hysteresis comparator output signal
τ	thrust force hysteresis comparator output signal
τ	pole pitch
v_{lin}	linear velocity of the mover

اختصارات

AC	alternating current
DC	direct current
DFLC	direct flux linkage control
DTC	direct torque control
DTFC	direct thrust force control
FEM	finite element method
ITC	indirect torque control
LIM	linear induction motor
LM	linear motor
LSM	linear synchronous motor
MTPA	maximum thrust per ampere
PI	proportional-integral
PM	permanent magnet
PMLSM	permanent magnet linear synchronous motor
VSI	voltage source inverter

فهرست جدول‌ها

عنوان	صفحه
جدول ۱-۱ مقایسه موتورهای خطی سنکرون مغناطیس دایم خطی : یک بر، دو بر، لوله‌ای [۱].....	۱۷
جدول ۲-۱ مقایسه ساختارهای موتورهای خطی سنکرون مغناطیس دایم خطی از نظر چیدمان آهنربا : سطحی، درونی و هالباخ [۱].....	۱۷
جدول ۳-۱ مقایسه ساختارهای موتورهای خطی سنکرون مغناطیس دایم از نظر شیار [۱].....	۱۸
جدول ۱-۲ جدول کلید زنی ارائه شده توسط تاکاهاشی و ناگاجی [۲۳].....	۳۸
جدول ۱-۳ آرایش کلید زنی اینورتر (FSTPI) [۳۳].....	۵۲
جدول ۲-۳ جدول کلید زنی اینورتر چهار کلیدی.....	۵۴
جدول ۱-۴ مشخصات موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی استفاده شده در شبیه سازی.....	۶۲

فهرست شکل‌ها

صفحه	عنوان
شکل ۱-۱	انواع ماشینهای خطی بر حسب شکل ماشین: (الف) لوله‌ای [۱۴]؛ (ب) تخت [۱۶]..... ۱۲
شکل ۲-۱	(الف) ماشین با ثانویه کوتاه؛ (ب) ماشین با ثانویه بلند [۱۵]..... ۱۴
شکل ۳-۱	دسته بندی موتور سنکرون مغناطیس دایم خطی از نظر شکل [۱۵]..... ۱۴
شکل ۴-۱	موتور سنکرون مغناطیس دایم خطی: (الف) آهنربای سطحی؛ (ب) آهنربای درونی [۱۵]..... ۱۵
شکل ۵-۱	موتور سنکرون مغناطیس دایم خطی با چیدمان آهنربا به صورت هالباخ [۱۷]..... ۱۶
شکل ۶-۱	دسته بندی موتور سنکرون مغناطیس دایم خطی از نظر چیدمان آهنربا [۱۵]..... ۱۶
شکل ۷-۱	نمودار نیرو- سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی: (a) نیرو ثابت (b) توان ثابت [۱]..... ۲۲
شکل ۸-۱	محدودیت‌های ولتاژ و جریان در صفحه $id - iq$ ۲۴
شکل ۱-۲	بلوک سیستم کنترل برداری برای موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی..... ۳۰
شکل ۲-۲	ساختار کلی سیستم کنترل مستقیم نیرو برای موتور سنکرون آهنربای دائم خطی [۲۰]..... ۳۲
شکل ۳-۲	حالات مختلف کلید زنی برای یک اینورتر دو سطحی [۲۲]..... ۳۳
شکل ۴-۲	بردارهای ولتاژ شش پله و تقسیم بندی صفحه $\psi D - \psi Q$ [۲۲]..... ۳۳
شکل ۵-۲	تأثیر بردارهای ولتاژ بر روی شار و نیرو برای روش کنترل مستقیم نیرو [۴]..... ۳۵
شکل ۶-۲	نحوه چرخش شار پیوندی استاتور در صفحه $\psi D - \psi Q$ با اعمال بردارهای ولتاژ [۲۳][۲۹]..... ۳۶
شکل ۷-۲	مسیرهای کنترلی و محدودیت‌های موتور: (a) در صفحه $id-iq$ (b) در صفحه شار-نیرو [۲۰]..... ۴۲
شکل ۱-۳	بلوک دیاگرام تخمین مقاومت استاتور..... ۴۹
شکل ۲-۳	مدار بخش قدرت اینورتر سه فاز چهار کلیدی [۳۳]..... ۵۱
شکل ۳-۳	توپولوژی برداری ولتاژهای خروجی اینورتر چهار کلیدی [۳۳]..... ۵۲
شکل ۴-۳	بردارهای ولتاژ کلید زنی برای افزایش بردار شار دور پیوندی λs ۵۳
شکل ۵-۳	بردارهای ولتاژ کلید زنی برای کاهش بردار شار دور پیوندی λs ۵۳
شکل ۶-۳	بلوک دیاگرام مربوط به شناسایی پارامترها به روش RLS..... ۵۷
شکل ۷-۳	بلوک دیاگرام مشاهده گر نیروی اغتشاش بار..... ۵۸
شکل ۱-۴	بلوک سیستم کنترل مستقیم نیرو برای موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی..... ۶۱
شکل ۲-۴	نمای کلی موتور استفاده شده در شبیه سازی..... ۶۲
شکل ۳-۴	پروفایل حرکت بر اساس TECNOTION؛ موقعیت مرجع (نقطه چین)، پاسخ موتور (تیره)..... ۶۳
شکل ۴-۴	نمودار سرعت: سرعت مرجع (نقطه چین)، پاسخ موتور (تیره)..... ۶۴
شکل ۵-۴	نمودار شتاب..... ۶۴
شکل ۶-۴	نمودار نیروی ضربه..... ۶۵
شکل ۷-۴	جریان محورهای مستقیم و عمودی..... ۶۵

شکل ۴-۸	جریان‌های سه فاز.....	۶۶
شکل ۴-۹	نمودارهای حاصله طی استراتژی حداکثر نیرو بر جریان: (الف) جریان‌های d, q ؛ (ب) جریان سه فاز؛ (ج) نیروی ضربه.....	۶۷
شکل ۴-۱۰	عملکرد سیستم کنترل مستقیم نیرو (سیستم پایه) تحت فرمان موقعیت و اغتشاشات بار: (الف) پاسخ موقعیت؛ (ب) پاسخ نیرو؛ (ج) پاسخ سرعت؛ (د) جریان فاز a استاتور.....	۶۹
شکل ۴-۱۱	نتایج شبیه سازی با تخمین گر مقاومت استاتور (شکل‌های سمت چپ) در مقایسه با نتایج شبیه سازی بدون تخمین گر مقاومت استاتور (شکل‌های سمت راست).....	۷۳
شکل ۴-۱۲	نمودار نیروی ضربه؛ (الف) سیستم پایه؛ (ب) تغذیه با FSTPI.....	۷۴
شکل ۴-۱۳	کاهش رپل نیرو متأثر از تغذیه با اینورتر سه فاز چهار کلیدی.....	۷۴
شکل ۴-۱۴	عملکرد سیستم کنترل مستقیم نیرو تغذیه شده با اینورتر FSTPI تحت فرمان موقعیت و اغتشاشات بار: (الف) پاسخ موقعیت؛ (ب) پاسخ سرعت؛ (ج) جریان فاز a استاتور.....	۷۵
شکل ۴-۱۵	عملکرد سیستم کنترل مستقیم نیرو با تخمین گر سرعت (شکل‌های سمت چپ) در مقایسه با نتایج شبیه سازی بدون تخمین گر سرعت (شکل‌های سمت راست).....	۷۸
شکل ۴-۱۶	نحوه شناسایی پارامترها با روش RLS: (الف) ضریب اینرسی M ؛ (ب) ضریب اصطکاک B	۷۸

فصل اوّل

مقدمه

فصل ۱ - مقدمه

۱-۱- پیشگفتار

ماشین‌های الکتریکی خطی به خاطر اتصال مستقیم به سیستم مکانیکی بدون نیاز به سیستم‌های انتقال دهنده نیرو دارای مزیت‌های بیشتری نسبت به موتورهای گردان می‌باشند. از زمان ارائه اولین مفاهیم ابتدایی برای موتورهای خطی الکتریکی در حدود ۱۶۸ سال می‌گذرد. اولین طرح پیشنهادی در سال ۱۸۴۱ (wheatstone) به ثبت رسیده است و اولین موتور خطی در سال ۱۸۹۰ ثبت شده است [۱].

موتور خطی سنکرون مغناطیس دایم (PMLSM)^۱ به عنوان یک موتور خطی برای کاربرد در سیستم‌های مکانیکی با اتصال مستقیم دارای مزایای زیر می‌باشد: [۲]- [۴]

۱. سائیدگی کمتر، اصطکاک کمتر

۲. دقت بالا و سرعت بالا در مسافت‌های بلند

۳. ساختار مکانیکی ساده که منجر به قابلیت اعتماد بالاتر و استحکام قطعات می‌شود.

۴. راندمان بالاتر

موتور سنکرون آهنربای دایم خطی دارای آهنربای مغناطیسی با انرژی بالا و دارای خصوصیت نیروی الکترومغناطیسی زیاد، تلفات کم، ثابت زمانی الکتریکی کوچک و پاسخ سریع می‌باشد لذا موتور سنکرون آهنربای دایم خطی یکی از انتخاب‌های مناسب برای سروهای با دقت بالا^۲ (Hp) برای کاربرد در مواردی مانند ماشین‌های ابزار و روبات‌ها می‌باشد [۶]- [۱۰]. با توجه به مزایای موتور سنکرون آهنربای دایم خطی مطالعات زیادی برای استفاده از این موتور در سروهای موقعیت انجام شده است.

^۱ Permanent magnet Linear synchronous Motor

^۲ High precision

۲-۱- مشخصات و ساختمان موتور سنکرون آهنربای دایم خطی

موتور سنکرون خطی (^۱LSM) یک موتور خطی است که در آن سرعت حرکت مکانیکی با سرعت میدان مغناطیسی سیار برابر است. به طور معمول، موتورهای سنکرون چند فازه AC، موتورهایی با تحریک الکترومغناطیسی DC هستند که نیروی متحرک در آنها دو مؤلفه دارد: مؤلفه اول ناشی از برهم کنش میدان مغناطیسی سیار و میدان مغناطیسی DC یا میدان مغناطیسی ناشی از مغناطیس‌های دائم است. مؤلفه دوم نیز ناشی از برهم کنش میدان مغناطیسی سیار و رلوکتانس متغیر در محورهای d و q است که به آن مؤلفه رلوکتانسی نیرو می‌گوییم. در موتور سنکرون مغناطیس دایم خطی مؤلفه سومی برای نیرو وجود دارد که نیروی دندانه^۲ نام دارد. این نیرو که ناشی از برهمکنش بین پایانه‌های مغناطیسی و دندانه‌های فولادی سیم پیچ اولیه می‌باشد، باعث ایجاد نوسان در نیروی تولیدی موتور می‌شود. در موتورهای سنکرون خطی، سرعت قسمت متحرک برابر با سرعت سنکرون میدان مغناطیسی سیار است که فقط به فرکانس تغذیه و گام قطب بستگی دارد [۱۱].

۱-۲-۱- نیروی دندانه

همان‌طور که بیان شد، نیروی تولید شده توسط موتور خطی سنکرون مغناطیس دائم شامل سه مؤلفه می‌باشد: [۱۲]

۱. نیروی سنکرون

۲. نیروی رلوکتانسی

۳. نیروی دندانه

^۱ Lincer synchronous Motor

^۲ Cogging Force

نیروی دندان که ناشی از برهمکنش بین پایانه‌های مغناطیسی و دندان‌های فولادی سیم پیچ اولیه می‌باشد. این نیرو تابعی از موقعیت موتور می‌باشد و به زاویه بار بستگی ندارد، به خاطر ذات طبیعی هسته، نیروی دندان تابعی متناوب است و روی هر گام شیار تکراری می‌شود. نیروی دندان وابسته به جریان نمی‌باشد و فقط وابسته به موقعیت موتور می‌باشد. این نیرو از جمله عواملی است که می‌تواند باعث اغتشاش در عملکرد سیستم تحریک شود، این نیرو با توجه به نحوه طراحی موتور در حدود ۳ تا ۱۵ درصد حداکثر نیروی موتور می‌باشد. [۱۲]

نیروی دندان سعی دارد که آهنرباها را با دندان‌های استاتور هم‌راستا کند. در واقع، رلوکتانس متغیر در طول استاتور که ناشی از وجود شیارها و دندان‌ها می‌باشد عامل تولید نیروی دندان است. باید توجه داشت که در حین حرکت آهنربا از روبه روی هر دندان، این شرایط تکرار می‌شود. به این دلیل نیروی دندان تابعی متناوب و با تناوب برابر یک گام شیار است [۱۳].

۱-۲-۲- اثر انتهای^۱

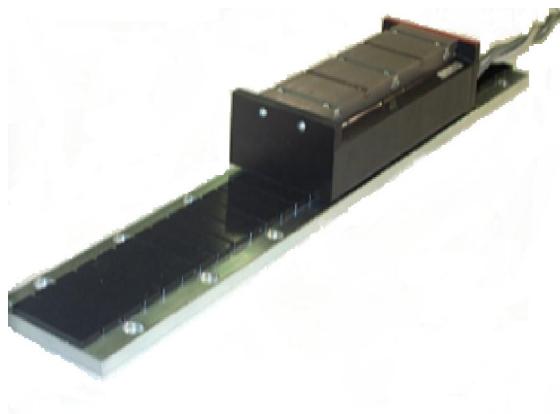
از آنجایی که در ماشین‌های خطی دو انتهای استاتور باز است. در ماشین‌های با اولیه کوتاه، آهنرباها و دو انتهای استاتور با یکدیگر تقابل دارند و از اندر کنش بین این دو، نیروی نوسانی مضاعفی تولید می‌شود که به آن نیروی اثر انتهای می‌گویند. این نیروی ضربانی اثرات نامطلوبی بر کارکرد ماشین دارد. ولی در ماشین‌هایی که استاتور بلندتر از جزء متحرک است، تقابل بین آهنرباها و دو انتهای استاتور بسیار ناچیز است و در نتیجه نیروی انتهای نیز وجود ندارد.

^۱ End effect

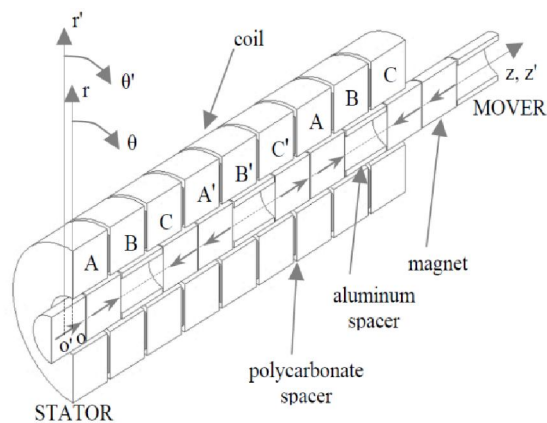
۱-۳- انواع ساختارهای موتور خطی سنکرون مغناطیس دایم

ساختار استاتور موتورهای خطی سنکرون مغناطیس دائم دوار، دارای سیم بندی سه فاز توزیع یافته می باشند. از این رو، موتورهای سنکرون آهنربای دائم را بسته به ساختار روتور و نحوه چیدمان آهنربای آن می توان دسته بندی کرد. به صورت کلی می توان موارد زیر را بیان کرد: [۱۳]

۱. از لحاظ شکل ماشین می تواند تخت^۱ یا لوله ای^۲ باشند. در ماشین های لوله ای جزء متحرک و استاتور به صورت استوانه هستند و در واقع حول یک محور دوران داده شده اند. سیم پیچ های استاتور و آهنرباها نیز به صورت حلقوی می باشند. در نوع تخت استاتور و جزء متحرک موازی با یکدیگر و به شکل مکعب مستطیل هستند. شکل ۱-۱ ماشین های تخت و لوله ای را نشان می دهد.



(ب)



(الف)

شکل ۱-۱ انواع ماشین های خطی بر حسب شکل ماشین: (الف) لوله ای [۱۴]; (ب) تخت [۱۶]

¹ Flat

² Tublar

۲. از لحاظ چیدمان آهنربا می‌توانند دارای مغناطیس‌های دائم درونی (IPM) مغناطیس‌های

دائم سطحی (SPM)، مغناطیس دایم با آرایش هالباخ باشند.

۳. از لحاظ آرمیچر می‌توانند شیاردار یا بدون شیار باشند. در موتورهای شیاردار، سیم بندی

آرمیچر به صورت توزیع شده در شیارها و به صورت گسترده یا پراکنده است. اما در

موتورهای بدون شیار سیم بندی آرمیچر به صورت کویل‌های متمرکز یا بدون هسته ساخته

می‌شود. ساختار موتورهای شیاردار دارای مزیت‌هایی مانند افزایش شار، افزایش نیرو بر حجم

و کاهش مقدار آهنربای مصرفی برای یک مقدار نیروی مشخص می‌باشد. زیرا وجود دندانه و

شیار باعث می‌شود که میدان‌های مغناطیسی، مقاومت مغناطیسی کمتری را در مقابل خود

ببینند. موتورهای بدون شیار دارای این مزیت هستند که به دلیل فقدان دندانه و شیار،

نوسان نیرو ناشی از تقابل سیستم تحریک و شیارها حذف می‌شود. اگرچه حذف شیارها منجر

به کاهش شار فاصله هوایی و نیروی ماشین نیز می‌گردد.

۴. موتورهای تخت می‌توانند دارای هسته آهنی یا هسته هوا باشند.

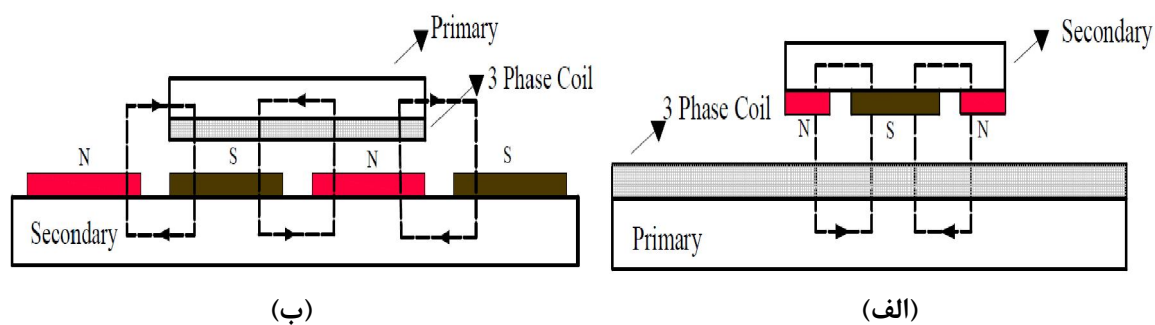
طول قسمت متحرک می‌تواند بلندتر یا کوتاه‌تر از طول استاتور باشند. از آن جا که در ماشین‌های

خطی دو انتهای ماشین باز است، طول استاتور و جزء متحرک می‌تواند متفاوت باشد. دو دسته ماشین

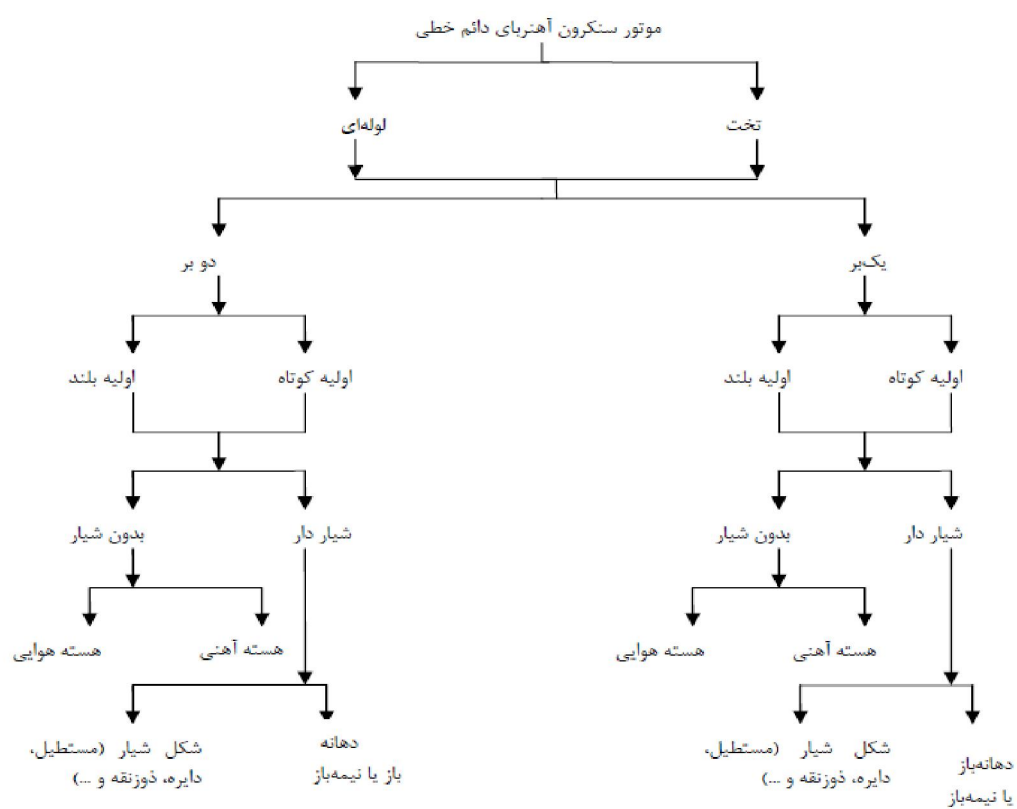
خطی بر این مبنا وجود دارد. در دسته اول طول استاتور از طول جزء متحرک بیشتر است و در گروه دوم

طول استاتور از طول جزء متحرک کمتر است. که به دسته اول ثانویه کوتاه و به دسته دوم ثانویه بلند

گفته می‌شود. شکل ۱-۲ (الف) و (ب) به ترتیب ماشین‌های ثانویه کوتاه و ثانویه بلند را نشان می‌دهند.



شکل ۳-۱ (الف) ماشین با ثانویه کوتاه؛ (ب) ماشین با ثانویه بلند [۱۵]



شکل ۳-۱ دسته بندی موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی از نظر شکل [۱۵]

بنابراین دسته بندی کلی به صورت شکل ۳-۱ می‌تواند صورت گیرد.

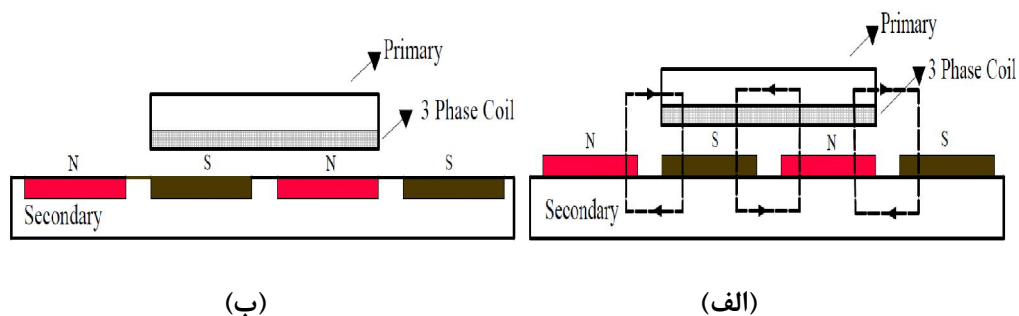
۱-۳-۱ ساختارهای موتور خطی سنکرون آهنربای دایم از نظر چیدمان آهنربا

نوع قرار گرفتن مغناطیس‌های دایم در موتورهای خطی تخت و استوانه‌ای، می‌تواند به دو دسته کلی سطحی و درونی تقسیم شود. شکل ۴-۱ این دو نوع را نشان می‌دهد.

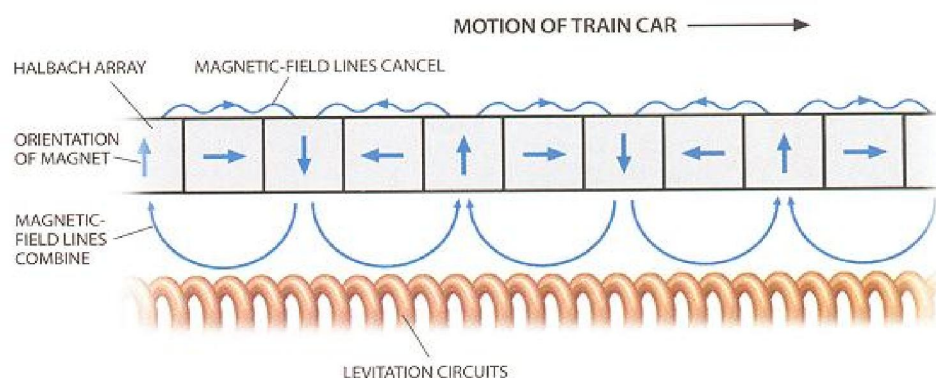
در مدل اول مغناطیس‌های دائم روی یک شفت قرار گرفته‌اند و فاصله بین آن‌ها را یک ماده غیر مغناطیسی فرا گرفته است که به این مدل مغناطیس سطحی می‌گویند. در نوع دیگر فاصله بین مغناطیس‌های دائم را یک ماده مغناطیس فراگرفته که به این نوع آهنرباها، درونی یا دفن شده می‌گویند. در موتورهای استوانه‌ای به ترکیب‌های بالا به ترتیب شار شعاعی و شار محوری می‌گویند. با توجه به این موارد، دسته بندی موتورهای سنکرون مغناطیس دایم خطی از نظر چیدمان آهنربا در شکل ۶-۱ نشان داده شده است.

چیدمان دیگر که در ساختن آهنرباهای موتورهای خطی بسیار مورد توجه است، ترکیب هالباخ می‌باشد. نحوه قرارگیری این آهنرباها بر روی یک موتور فرضی در شکل ۵-۱ نشان داده شده است.

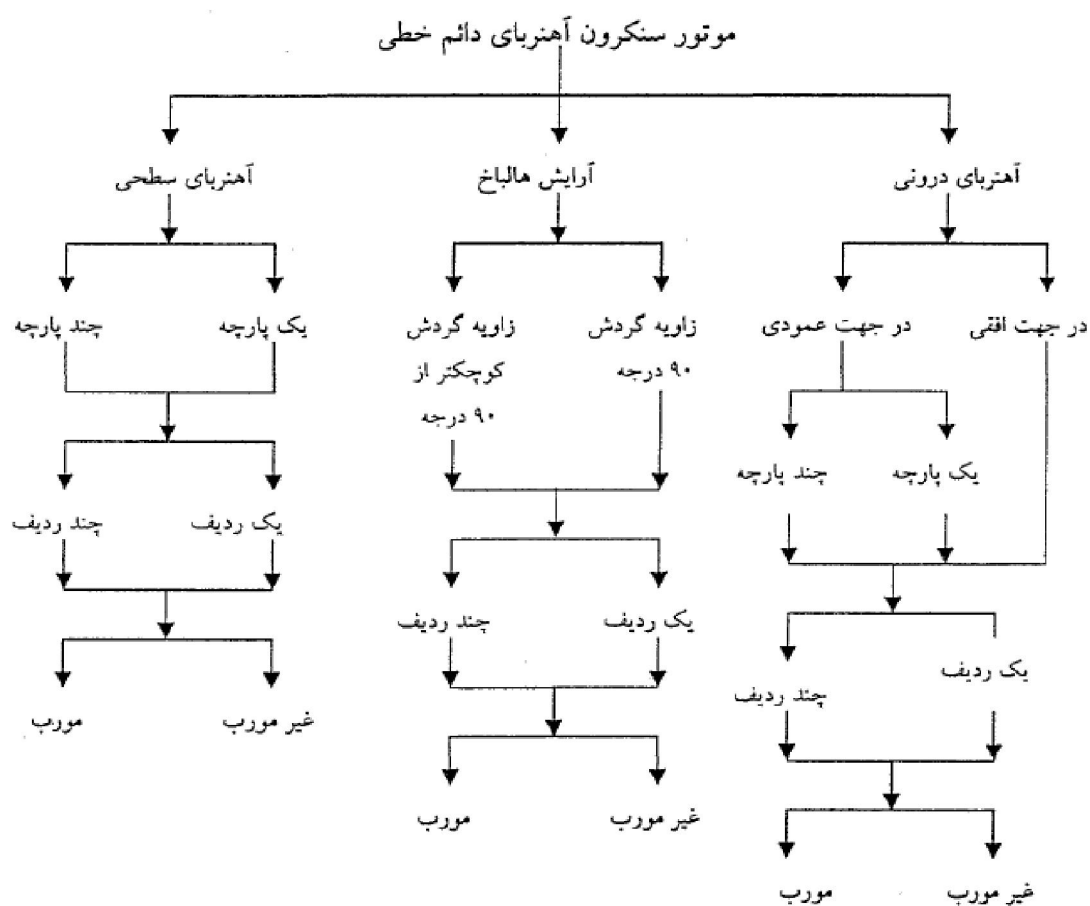
مفهوم کلیدی چیدمان هالباخ این است که بردار مغناطیس شوندگی به صورت تابعی از فاصله در آرایه باید بچرخد. چگالی شار این آرایه در فاصله هوایی قوی‌تر و به شکل سینوسی نزدیکتر است.



شکل ۴-۱ موتور سنکرون مغناطیس دایم خطی: (الف) آهنربای سطحی؛ (ب) آهنربای درونی [۱۵]



شکل ۱-۵ موتور سنکرون مغناطیس دایم خطی با چیدمان آهنربا به صورت هالباخ [۱۷]



شکل ۱-۶ دسته بندی موتور سنکرون مغناطیس دایم خطی از نظر چیدمان آهنربا [۱۵]

۱-۳-۲- مقایسه ساختارهای مختلف

با توجه به تقسیم‌بندی‌های انجام شده در مورد موتورهای سنکرون مغناطیس دایم خطی از نظر شکل ساختمان، شکل روتور و چیدمان آهنربا، همان‌طور که در بخش (۱-۳-۱) مطرح گردید، هر یک از این ساختارها دارای مزایا و معایبی هستند که برای بررسی بهتر در جدول‌های (۱-۱) تا (۳-۱) جمع‌بندی شده است.

جدول ۱-۱ مقایسه موتورهای خطی سنکرون مغناطیس دایم خطی : یک بر، دو بر، لوله‌ای [۱]

ساختار	نیروی جذبی بین روتور و استاتور	طول گستره‌ی حرکت	ساخت	نیرو بر حجم
یک بر	وجود دارد	زیاد	ساده	متوسط
دو بر	کم	زیاد	ساده	بالا
لوله‌ای	بسیار ناچیز	کم	پیچیده	بسیار بالا

جدول ۲-۱ مقایسه ساختارهای موتورهای خطی سنکرون مغناطیس دایم خطی از نظر چیدمان آهنربا : سطحی، درونی و هالباخ [۱]

ساختار	مقدار آهنربای مصرفی	نیرو	ساخت	هارمونیک‌های شار
سطحی	متوسط	متوسط	ساده	وجود دارد
درونی	بزرگ	زیاد	نسبتاً ساده	وجود دارد
هالباخ	بسیار بزرگ	بسیار زیاد	پیچیده	بسیار ناچیز

جدول ۳-۱ مقایسه ساختارهای موتورهای خطی سنکرون مغناطیس دایم از نظر شیار [۱]

ساختار	کاربرد	ضربان نیرو	شار نشتی	ساخت
شیاردار	کاربردهایی که نیاز به قدرت و نیروی بالا دارند	زیاد	کم	مشکل
بدون شیار	کنترلی دقیق	کم	زیاد	ساده

۴-۱- مدل موتور سنکرون آهنربای دایم خطی

از میان معادلات موجود برای موتورهای سنکرون آهنربای دایم، معادلات بسط یافته در قاب مرجع روتور و قاب مرجع ساکن مرسوم‌تر می‌باشند که به ترتیب در روش کنترل برداری جریان و کنترل مستقیم نیرو به کار می‌روند. بدیهی است که مدل سازی یک سیستم نسبتاً پیچیده همچون موتور الکتریکی نیاز به فرض‌های ساده کننده دارد. فرض‌های ساده کننده در معادلات به کار رفته برای موتور سنکرون آهنربای دایم در این پروژه عبارتند از :

۱. توزیع سیم پیچ در استاتور کاملاً سینوسی است؛
۲. توزیع مکانی شار آهنربا در روتور نیز سینوسی است؛
۳. اشباع مغناطیسی وجود ندارد؛
۴. تلفات آهنی ناچیز است؛

۴-۱-۱ مدل دینامیکی موتور خطی سنکرون مغناطیس دایم

برای کنترل موتور سنکرون با تحریک سینوسی از مدل d-q استفاده می‌شود. مدل دینامیکی dq در قاب مرجع دوار با سرعت سنکرون $\omega_s = \frac{\pi}{\tau} v_m$ بررسی می‌شود. کمیت‌های متغیر با زمان حذف شده و متغیرها در محورهای قائم dq بیان می‌شود.

یک ماشین سنکرون با معادله‌های اساسی زیر بیان می‌شود:

$$\begin{aligned} V_{1d} &= R_1 i_{ad} + \rho \psi_{sd} - \omega \psi_{sq} \\ V_{1q} &= R_1 i_{aq} + \rho \psi_{sq} + \omega \psi_{sd} \end{aligned} \quad (۱-۱)$$

$$\begin{aligned} V_f &= R_f i_f + \rho \psi_f \\ 0 &= R_D i_D + \rho \psi_D \\ 0 &= R_Q i_Q + \rho \psi_Q \end{aligned} \quad (۲-۱)$$

که شار پیوندی در این معادلات به صورت رابطه (۳-۱) تعریف می‌شود.

$$\begin{aligned} \psi_{sd} &= L_{ad} i_{ad} + L_{ad} i_D + \psi_f \\ \psi_{sq} &= L_{aq} i_{aq} + L_{aq} i_Q \end{aligned} \quad (۳-۱)$$

$$|\psi_s| = \sqrt{|\psi_{sd}|^2 + |\psi_{sq}|^2} \quad (۴-۱)$$

که در آن V_{1q}, V_{1d} مؤلفه‌های d و q ولتاژ ترمینال می‌باشد. ρ عملگر مشتق می‌باشد. ψ_f مقدار حداکثر شار پیوندی برای یک فاز که توسط سیستم تحریک ایجاد شده که در موتور سنکرون آهنربای دائم برابر شار تولید شده توسط آهنربا می‌باشد. R_1 مقاومت سیم پیچ آرمیچر، L_{ad} و L_{aq} ضریب خودالقایی محور d و q آرمیچر می‌باشد.

ω فرکانس زاویه‌ای جریان آرمیچر و τ گام قطب و v_m سرعت خطی موتور سنکرون، i_{aq} و i_{ad} مؤلفه‌های dq جریان آرمیچر و i_D و i_Q مؤلفه‌های dq جریان میراگر می‌باشند. (در صورت وجود)

L_D و R_D اندوکتانس و مقاومت دمپر در محور d می‌باشد.

L_Q و R_Q اندوکتانس و مقاومت دمپر در محور q می‌باشد.

برایند اندوکتانس آرمیچر برابر است با:

$$\begin{aligned} L_{sd} &= L_{ad} + L_1 \\ L_{sq} &= L_{aq} + L_1 \end{aligned} \quad (۵-۱)$$

که L_1 اندوکتانس نشتی سیم پیچ آرمیچر در هر فاز می باشد.

در حالتی که سیم پیچ میرا کننده وجود ندارد یعنی $i_D = i_Q = 0$ معادلات ولتاژ در محورهای d و q به صورت رابطه (۶-۱) می باشد.

$$\begin{aligned} V_{1d} &= R_1 i_{ad} + \rho \psi_{sd} - \omega \psi_{sq} = (R_1 + \rho L_{sd}) i_{ad} - \omega L_{sq} i_{aq} \\ V_{1q} &= R_1 i_{aq} + \rho \psi_{sq} + \omega \psi_{sd} = (R_1 + \rho L_{sq}) i_{aq} + \omega L_{sd} i_{ad} + \omega \psi_f \end{aligned} \quad (۶-۱)$$

حالت ماتریسی معادلات ولتاژ به صورت رابطه زیر است.

$$\begin{bmatrix} V_{1d} \\ V_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + \rho L_{sd} & -\omega L_{sq} \\ \omega L_{sd} & R_1 + \rho L_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ad} \\ i_{aq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \psi_f \end{bmatrix} \quad (۷-۱)$$

در حالت کار دائمی رابطه (۸-۱) برقرار است.

$$\rho L_{sd} i_{ad} = \rho L_{sq} i_{aq} = 0 \quad (۸-۱)$$

رابطه توان لحظه ای وارد شده آرمیچر از رابط (۹-۱) بدست می آید.

$$P_{in} = V_{1A} i_{aA} + V_{1B} i_{aB} + V_{1C} i_{aC} = \frac{3}{2} (V_{1d} i_{ad} + V_{1q} i_{aq}) \quad (۹-۱)$$

و با توجه به رابطه (۱۰-۱) توان موازنه شده از رابطه (۱۰-۱) حاصل می شود.

$$V_{1d} i_{ad} + V_{1q} i_{aq} = R_1 i_{ad}^2 + \rho \psi_{sd} i_{ad} + R_1 i_{aq}^2 + \rho \psi_{sq} i_{aq} + \omega (\psi_{sd} i_{aq} - \psi_{sq} i_{ad}) \quad (۱۰-۱)$$

لذا با ترکیب روابط (۶-۱) تا (۱۰-۱) نیروی الکترومغناطیسی یک موتور خطی سه فاز با p زوج قطب طبق رابطه (۱۱-۱) بدست می‌آید.

$$F_e = p \frac{P_{elm}}{V_m} = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} p (\psi_{sd} i_{aq} - \psi_{sq} i_{ad}) = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} p [\psi_f + (L_{sd} - L_{sq}) i_{ad}] i_{aq} \quad (۱۱-۱)$$

رابطه بین جریان‌های i_{ad} و i_{aq} با جریان‌های فاز i_{aA} و i_{aB} و i_{aC} به صورت زیر است :

$$\begin{aligned} i_{ad} &= \frac{2}{3} \left[i_{aA} \cos \omega t + i_{aB} \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{aC} \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\ i_{aq} &= -\frac{2}{3} \left[i_{aA} \sin \omega t + i_{aB} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{aC} \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \end{aligned} \quad (۱۲-۱)$$

و رابطه معکوس آن‌ها بر اساس رابطه (۱۳-۱) انجام می‌شود.

$$\begin{aligned} i_{aA} &= i_{ad} \cos \omega t - i_{aq} \sin \omega t \\ i_{aB} &= i_{ad} \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - i_{aq} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ i_{aC} &= i_{ad} \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) - i_{aq} \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (۱۳-۱)$$

معادله مکانیکی موتور نیز به صورت زیر می‌باشد:

$$F_T(t) = M \frac{dv}{dt} + F_{load}(t) + F_{friction}(v) + F_{disturb}(x) \quad (۱۴-۱)$$

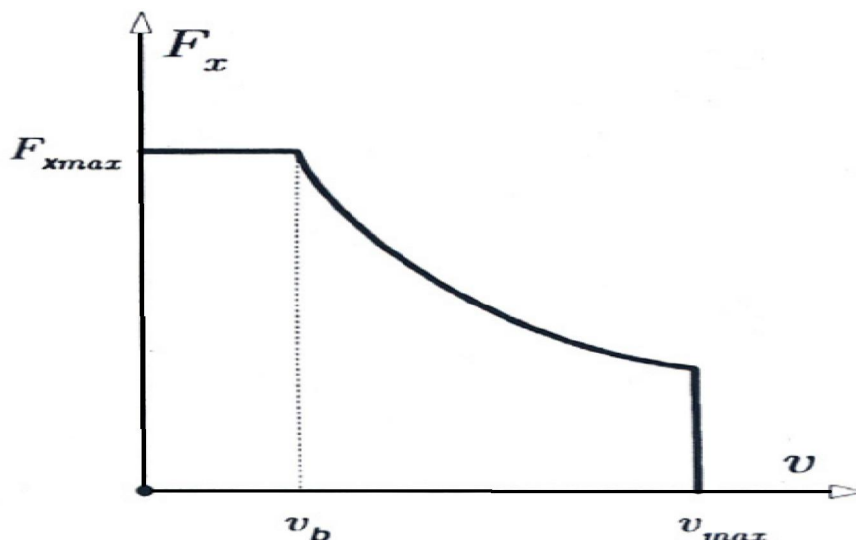
که M به ضریب اینرسی نیز معروف است، عبارتست از مجموع جرم بخش متحرک و جرم بار موجود بر روی آن؛ v سرعت خطی قسمت متحرک؛ F_{load} نیرویی است که توسط بار تولید می‌شود؛ $F_{friction}$ نیروی اصطکاک و $F_{disturb}$ نیرویی است متشکل از اثر دندانه‌ای و انتهایی.

۱-۵- محدودیت‌ها

محدودیت‌های موتور یکی از مهم‌ترین مواردی هستند که باید در طراحی مجموعه کنترل کننده و سیستم تحریک موتور در نظر گرفته شود، چون نقض این محدودیت‌ها باعث صدمه دیدن موتور خواهد شد. از جمله این محدودیت‌ها، محدودیت مکانیکی سرعت، محدودیت جریان (محدودیت حرارتی) و محدودیت ولتاژ است که هر یک از آن‌ها در بخش‌های بعدی مورد بررسی قرار می‌گیرند.

۱-۵-۱- محدودیت مکانیکی سرعت

مشخصه نیرو - سرعت یک موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی به دو ناحیه «نیرو ثابت» و «توان ثابت» تقسیم می‌شود. همان‌طور که در شکل (۷-۱) نشان داده شده است. ناحیه نیرو ثابت یک منطقه مستطیلی شکل است. که در آن F_{max} نیروی حداکثر موتور می‌باشد که تا سرعت نامی موتور v_b مجاز است.



شکل ۷-۱ نمودار نیرو- سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی: (a) نیرو ثابت (b) توان ثابت [۱]

افزایش سرعت موتور بیشتر از سرعت نامی موتور تا حداکثر سرعت موتور (V_{max}) مجاز می‌باشد. حداکثر سرعت موتور با توجه به محدودیت‌های ساختاری موتور مشخص می‌شود. افزایش سرعت موتور بیشتر از این سرعت ممکن است مشکلاتی برای موتور ایجاد شود که از آن جمله می‌توان به گرم شدن بلبرینگ‌ها، بالا رفتن تلفات مکانیکی (به خصوص تلفات مالشی هوا) و غیره اشاره کرد. معمولاً محدودیت مکانیکی سرعت در موتورهای با طراحی عادی تا دو برابر سرعت نامی و در موتورهای با طراحی خاص تا پنج برابر سرعت نامی می‌باشد [۱۸].

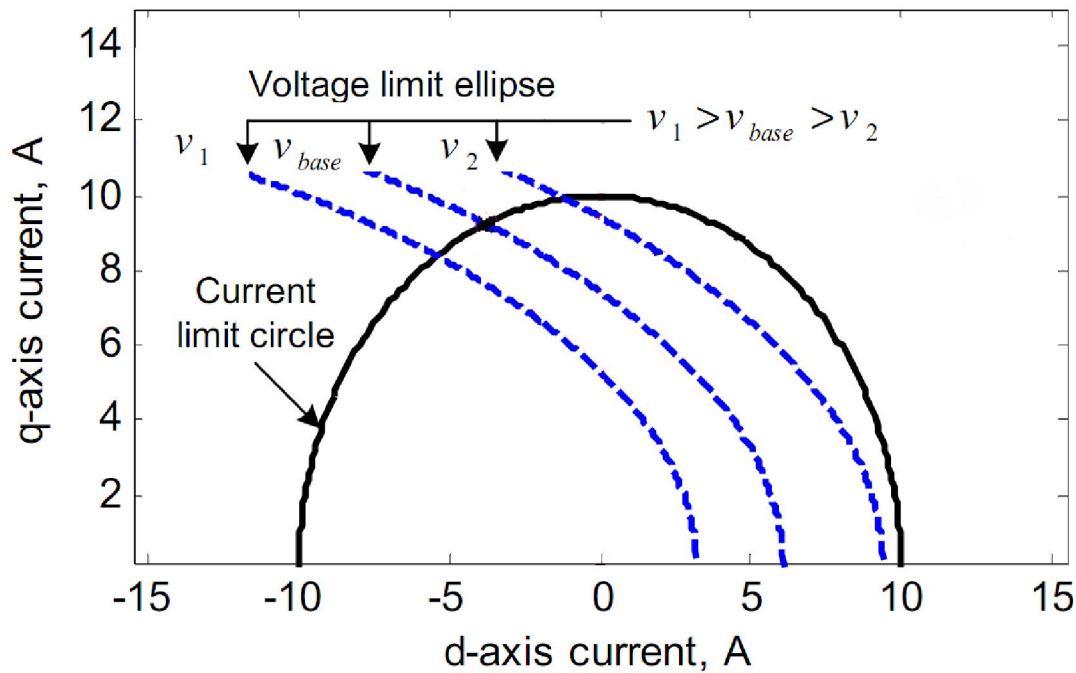
۱-۵-۲- محدودیت جریان

محدودیت جریان در محرکه‌های الکتریکی، توسط دو عامل تعیین می‌شود. یک عامل حداکثر جریان پیوسته مجاز استاتور (محدودیت موتور) می‌باشد که خود به سطح مقطع سیم پیچی استاتور و سیستم خنک سازی موتور بستگی دارد و عامل دیگر حداکثر جریان مجاز کلیدهای قدرت می‌باشد. لازم به ذکر است که اگر عامل دوم تعیین کننده حد مجاز جریان باشد، به دلیل اینکه کلیدهای قدرت حتی در کوتاه مدت، تحمل عبور اضافه جریان را ندارند، حتی نقض لحظه‌ای محدودیت جریان، مجاز نخواهد بود. محدودیت جریان را بر حسب مؤلفه جریان (i_q و i_d) در قاب مرجع روتور می‌تواند به صورت رابطه (۱-۱۵) بیان شود [۲۰].

$$i_a = \sqrt{i_{ad}^2 + i_{aq}^2} \leq |I_{am}| \quad (۱-۱۵)$$

که در آن I_{am} حداکثر جریان مجاز محرکه می‌باشد.

مکان هندسی جریان‌های مجاز برای این محدودیت، نقاط درون دایره‌ای به شعاع $|I_{am}|$ و مرکز مبدأ در صفحه $i_d - i_q$ می‌باشد که در شکل (۱-۸) نمایش داده شده است.



شکل ۸-۱ محدودیت‌های ولتاژ و جریان در صفحه $i_d - i_q$

۱-۵-۳ محدودیت ولتاژ

حداکثر ولتاژ قابل اعمال به یک موتور در یک محرکه الکتریکی توسط دو عامل تعیین می‌شود. یک عامل حداکثر ولتاژ قابل تحمل موتور از لحاظ عایقی و عامل دیگر حداکثر ولتاژ قابل تولید توسط اینورتر است. اگر محدودیت ولتاژ توسط عامل دوم تعیین شود، توانایی نقض شدن این محدودیت در محرکه وجود نخواهد داشت. این محدودیت، برای جلوگیری از به اشباع رفتن کنترل کننده‌ها، باید در طراحی سیستم کنترل در نظر گرفته شود، در غیر این صورت، کنترل سرعت دچار اختلال می‌شود. محدودیت ولتاژ به صورت زیر بیان می‌شود [۲۰] - [۲۲].

$$V_1 = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \leq |v_{am}| \quad (۱۶-۱)$$

که در آن v_{am} حداکثر ولتاژ در دسترس مجاز و v_d و v_q مؤلفه‌های ولتاژ در قاب مرجع روتور می‌باشند. مؤلفه‌های ولتاژ در قاب مرجع روتور به صورت زیر بیان می‌شود.

$$v_q = (R + \rho L_{sq})i_q + \omega L_{sd}i_d + \omega \psi_f \quad (۱۷-۱)$$

$$v_d = (R + \rho L_{sd})i_d - \omega L_{sq}i_q \quad (۱۸-۱)$$

اگر از افت اهمی و در حالت ماندگار از جملات $\rho L_{sd}i_d$ و $\rho L_{sq}i_q$ (که مقادیر کوچکی می باشند) صرف نظر شود. مؤلفه های ولتاژ با جمله ولتاژ چرخشی برابر می شوند.

$$v_q = \omega (L_{sd}i_d + \psi_f) \quad (۱۹-۱)$$

$$v_d = -\omega L_{sq}i_q \quad (۲۰-۱)$$

توجه شود که دلیل در نظر گیری محدودیت ولتاژ در حالت ماندگار (صرف نظر کردن از جملات $\rho L_{sd}i_d$ و $\rho L_{sq}i_q$) برای ساده شدن رابطه محدودیت ولتاژ می باشد. با توجه به نکات مذکور محدودیت ولتاژ در حالت ماندگار به صورت زیر بیان می شود:

$$(L_{sd}i_d + \psi_f)^2 + (L_{sq}i_q)^2 < \left(\frac{v_{am}}{\omega}\right)^2 \quad (۲۱-۱)$$

با در نظر گیری افت اهمی، رابطه (۲۱-۱) به صورت زیر در می آید.

$$(L_{sd}i_d + \psi_f)^2 + (L_{sq}i_q)^2 < \left(\frac{v_{om}}{\omega}\right)^2 \quad (۲۲-۱)$$

که در آن v_{om} به صورت رابطه (۲۳-۱) تعریف می شود.

$$v_{om} = v_{am} - RI_{am} \quad (۲۳-۱)$$

رابطه (۲۲-۱) بیانگر بیضی هایی به مرکز و شعاع متناسب با عکس سرعت، در صفحه $i_d - i_q$ می باشد.

در ابتدا که سرعت موتور صفر است، شعاع این بیضی بی نهایت است. با افزایش سرعت شعاع این بیضی

کمتر می‌شود. از این رو با افزایش سرعت بیضی‌های محدودیت ولتاژ، محدودیت بیشتری ایجاد می‌کنند. محدودیت ولتاژ برای موتور خطی سنکرون مغناطیس دایم در شکل (۸-۱) نشان داده شده است.

۱-۶- جمع بندی

در این فصل انواع موتورهای سنکرون مغناطیس دائم خطی از نظر ساختار، شکل روتور و چیدمان آهنربا معرفی گردید. سپس معادلات ریاضی این ماشین در قاب مرجع روتور و ساکن مطرح گردید. در آخر محدودیت‌های موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی به همراه معادلات حاکم بر این شرایط ارائه شد.

۱-۶-۱ اهداف پایان نامه

هدف از انجام این پروژه بهبود عملکرد محرکه‌های موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی (PMLSM) کنترل شده به وسیله روش کنترل مستقیم نیرو (DTFC) می‌باشد. منظور از بهبود کارایی دستیابی به خطای حالت ماندگار تقریباً «صفر» عملکرد مطلوب در برابر تغییرات پارامترهای موتور و اغتشاشات مکانیکی، خطای پیگیری فرمان موقعیت و سرعت کوچک می‌باشد.

۱-۶-۲ ساختار پایان نامه

پس از مقدمه و مدل سازی موتور، در فصل دوم روش‌های کنترل عملکرد موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی بررسی می‌شود و اصول روش کنترل مستقیم نیرو مد نظر قرار می‌گیرد. در فصل سوم راهکارهای پیشنهادی جهت برطرف نمودن مشکلات کنترل مستقیم نیرو و بهبود عملکرد کنترل کننده در برابر نامعینی‌ها ارائه می‌شود.

فصل چهارم نتایج حاصل از شبیه سازی راهکارهای پیشنهادی و مدل های طراحی شده ارائه شده و با نتایج سیستم پایه مقایسه می گردد.

فصل پنجم به جمع بندی و نتیجه گیری از کار انجام شده، به همراه پیشنهاد برای ادامه کار و محدودیت های موجود اختصاص دارد.

فصل دوم

کنترل عملکرد موتور خطی
سنکرون مغناطیس دائم

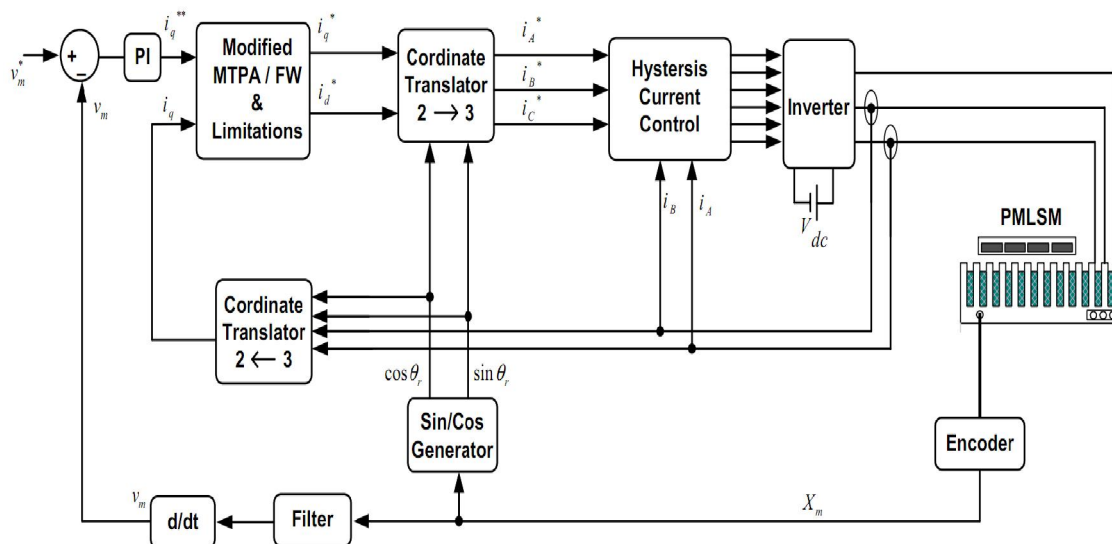
فصل ۲- کنترل عملکرد موتور خطی سنکرون مغناطیس دائم

۲-۱- مقدمه

تا کنون سه روش کلی برای تحریک موتورهای الکتریکی AC بکار گرفته شده است. روش اول که روش اسکالر نام دارد (همانند روش ولت بر هرتز v/f)، در مواردی که نیاز به دقت کنترلی بالا نمی‌باشد استفاده می‌شود تنها مزیت این روش سادگی پیاده سازی آن است. ولی این روش برای استفاده در محرکه‌های سرعت متغیر، دارای معایبی از قبیل پایین بودن سرعت پاسخ دینامیک، راندمان و قابلیت اطمینان می‌باشد. علاوه بر این، مشخصات کلی سیستم کنترل وابستگی بسیاری به مشخصه‌های عملکردی موتور (یعنی نسبت نیرو (یا گشتاور) راه اندازی به نیرو (یا گشتاور) بیشینه، نسبت نیرو به جرم، تعداد جفت قطب‌ها و غیره) دارد. روش اسکالر v/f ، توانایی تغییر سرعت را دارد ولی این روش تنها پاسخ حالت ماندگار را کنترل می‌کند، نه حالت گذرا را. دلیل این امر آن است که اصول این روش‌ها بر اساس معادلات تقریبی حالت دائم ماشین بنا نهاده شده است. در نتیجه اضافه جریان و اضافه حرارت ناخواسته در محرکه‌ها افزایش می‌یابد که به بزرگ‌تر شدن اندازه ماشین در مرحله طراحی منجر می‌شود [۲۲].

روش دوم، روش کنترل برداری^۱ می‌باشد. ایده اصلی در روش کنترل برداری، رسیدن به روش کنترل ساده، شبیه کنترل ماشین DC، برای ماشین AC می‌باشد. به نحوی که نیرو به صورت حاصل ضرب دو جمله مجزا، ناشی از مؤلفه میدان و مؤلفه نیرو ساز جریان درآید. ولی دقت این کنترل کننده وابستگی زیادی به دقت اندازه گیری اندوکتانس های محورهای d-q دارد. از آنجایی که اندوکتانس های محورهای d-q موتورهای سنکرون با دقت لازم قابل اندازه گیری نیستند و همچنین تحت تأثیر پدیده اشباع مقدار آنها تغییر می‌کند. روش سومی ارائه شد که وابستگی کمتری به تغییر پارامترهای موتور دارد؛ و این روش کنترلی مستقیم نیرو (یا گشتاور) نام گذاری شده است.

^۱ Vector Control



شکل ۱-۲ بلوک سیستم کنترل برداری برای موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی [۵]

۲-۲- روش کنترل مستقیم نیرو

امروزه با پیشرفت در زمینه الکترونیک دیجیتال و تولید پردازشگرهای با سرعت بالا، مطالعات بر روی استفاده از روش کنترل مستقیم نیرو ($DTFC^1$)، برای کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی فراهم شده است. در سال ۱۹۸۶ یک روش جدید برای کنترل موتورهای AC به وسیله تاکاهاشی و نگوچی ارائه گردید. که چندی بعد روش کنترل مستقیم گشتاور (DTC^2) نام گرفت [۲۳]. ایده اصلی این روش، کنترل مستقیم شار پیوندی استاتور و گشتاور، بدون کنترل مستقیم جریان استاتور است.

در این روش، به وسیله خروجی مقایسه‌گرهای هیستریزیس مربوط به گشتاور و اندازه شار پیوندی استاتور، بردار ولتاژ مناسب با آن از جدول کلید زنی از قبل معین شده (جدول کلید زنی بهینه) انتخاب می‌شود؛ و در نهایت برای اعمال این بردار ولتاژ، فرمان مناسب به کلیدهای قدرت داده می‌شود. یکی از مسائل اساسی در روش کنترل مستقیم نیرو، تخمین دقیق شار پیوندی استاتور می‌باشد که خود مستلزم

¹ Direct Thrust Force Control

² Direct Torque Control

تخمین مناسب مقاومت استاتور است. یکی از مهم‌ترین مزیت‌های روش کنترل مستقیم نیرو، عدم وابستگی به پارامترهای ماشین، به جز مقاومت استاتور است. از آنجایی که موتور خطی سنکرون مغناطیس دائم به صورت مستقیم به سیستم مکانیکی اتصال می‌یابد و از واسط مکانیکی استفاده نمی‌شود لذا احتیاج به یک روش کنترلی با پاسخ سریع دارد. از طرفی به دلیل وجود نیروی دندانه در موتور خطی، ضربان نیرو در موتور خطی نسبت به موتور گردان بیشتر است. در روش کنترل مستقیم نیرو به دلیل کنترل مستقیم نیرو و شار، پاسخ سیستم نسبت به تغییرات سریع تر می‌باشد؛ لذا استفاده از آن برای سیستم‌های دارای عملکرد سریع پررنگ تر شده است.

روش کنترل مستقیم نیرو نسبت به کنترل برداری دارای محاسن زیر است : [۲۴] – [۲۹].

۱. پاسخ سریع‌تر در مقابل تغییرات نیرو و کنترل شار
 ۲. عدم نیاز به پارامترهای مختلف موتور برای کنترل
 ۳. از آنجائیکه محاسبات کنترلی در قاب مرجع ساکن انجام می‌گیرد، نیاز به تخمین دقیق موقعیت موتور نمی‌باشد.
 ۴. سادگی پیاده سازی
- ولی روش کنترل مستقیم نیرو دارای معایب زیر می‌باشد :
۱. فرکانس سوئیچ زنی متغیر برای اینورتر
 ۲. دقت و عملکرد سیستم به تخمین دقیق مقاومت استاتور وابسته می‌باشد.
 ۳. رپل زیاد نیرو

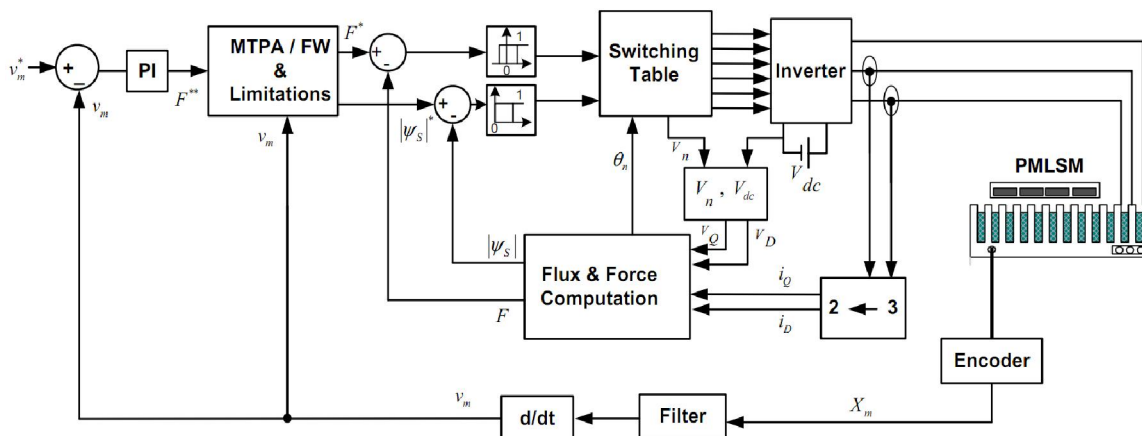
در روش کنترل مستقیم نیرو اندازه شار پیوندی استاتور مرجع، بر اساس دو ناحیه کاری نیرو ثابت و توان ثابت انتخاب می‌شود. در ناحیه نیرو ثابت اگر اندازه شار پیوندی استاتور مرجع ثابت در نظر گرفته شود. رفتار محرکه بهینه نخواهد شد. به عبارت دیگر، برای اجرای استراتژی حداکثر نیرو بر جریان در

ناحیه نیرو ثابت، باید مقدار اندازه شار پیوندی استاتور مرجع، با توجه به مقدار نیروی مرجع، تغییر کند. در ضمن برای پیاده سازی استراتژی تضعیف شار در ناحیه توان ثابت نیز مقدار اندازه شار پیوندی استاتور مرجع باید با توجه به مقدار نیرو مرجع و سرعت موتور، تعیین شود.

۲-۲-۱- ساختار روش کنترل مستقیم نیرو برای موتور سنکرون آهنربای دائم خطی

ساختار کلی یک محرکه موتور سنکرون آهنربای خطی دائم خطی که با روش کنترل مستقیم نیرو، کنترل شده است به صورت شکل (۲-۲) می باشد. در این سیستم دو حلقه کنترلی، یکی روی مقدار نیرو (F) و دیگری روی اندازه شار پیوندی استاتور ($|\psi_s|$)، برای کنترل رفتار سیستم وجود دارد. لازم به ذکر است که در طرح‌های خاص از کنترل مستقیم نیرو ممکن است به جای اندازه شار پیوندی استاتور، متغیر دیگری کنترل شود.

در ساختار رایج کنترل مستقیم نیرو، نیرو و اندازه شار پیوندی به عنوان متغیرهای کنترلی می باشند. کنترل کننده‌های موجود در این دو حلقه کنترلی، معمولاً کنترل کننده‌های هیستریزیس می باشند. خروجی این کنترل کننده‌ها مشخص می کنند که در هر لحظه نیرو و شار در موتور باید کاهش یا افزایش

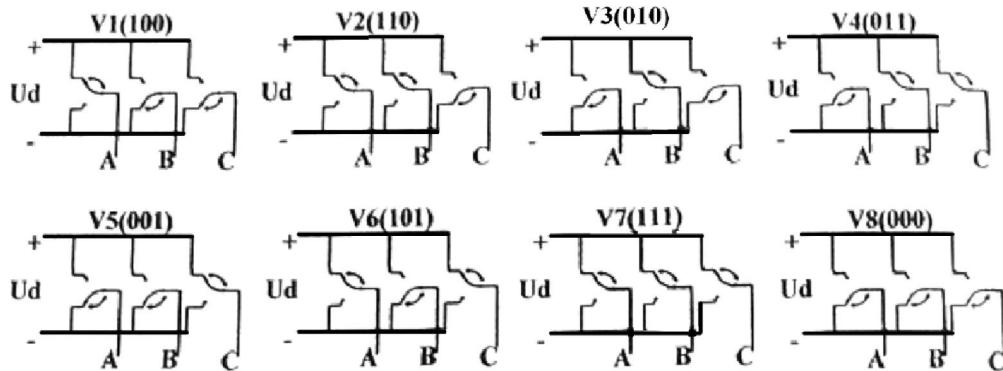


شکل ۲-۲ ساختار کلی سیستم کنترل مستقیم نیرو برای موتور سنکرون آهنربای دائم خطی [۲۰]

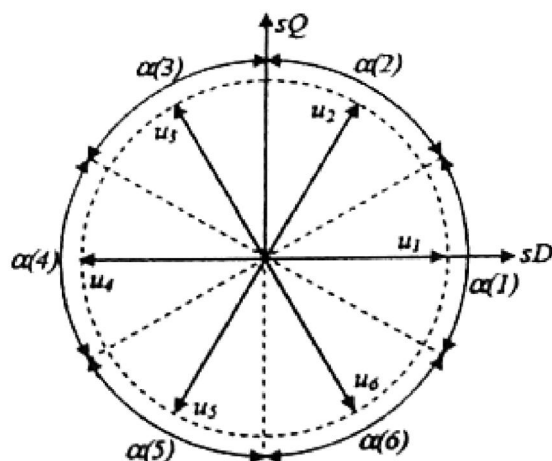
یابند. با توجه به خروجی این کنترل‌کننده‌ها باید فرمان‌های مناسب به کلیدهای اینورتر داده شود تا رفتار مورد نظر در محرکه انجام گیرد.

برای یک اینورتر دو سطحی (شش پله‌ای) ۸ حالت کلید زنی (۶ حالت غیر صفر) متصور است، شکل (۳-۲)، ۸ حالت کلید زنی مختلف را نشان می‌دهد، همچنین در شکل (۴-۲) بردارهای ولتاژ ایجاد شده ناشی از این حالات کلید زنی در صفحه dq رسم شده است.

برای این منظور یک جدول کلید زنی که کلیه حالت‌های ممکن برای خروجی کنترل‌کننده‌ها و فرمان متناظر با آن را در نظر گرفته، از قبل تنظیم شده است. این جدول کلید زنی، در حین کار، فرمان مناسب را به اینورتر اعمال می‌کند. لازم به ذکر است که برای تعیین بردار ولتاژ مناسب باید مکان بردار شار در صفحه شار $(\psi_Q - \psi_D)$ مشخص باشد.



شکل ۳-۲ حالات مختلف کلید زنی برای یک اینورتر دو سطحی [۲۲]



شکل ۴-۲ بردارهای ولتاژ شش پله و تقسیم‌بندی صفحه $\psi_Q - \psi_D$ [۲۲]

۲-۲-۲- اصول کنترل مستقیم نیرو

ایده اولیه برای کنترل مستقیم نیرو، محاسبه شار پیوندی آرمیچر به صورت مستقیم با استفاده از قوانین الکترومغناطیس می‌باشد. طبق رابطه (۱-۶)، رابطه برداری معادلات ولتاژ در قاب مرجع ساکن به صورت زیر محاسبه می‌شود. [۱]

$$V_1 = R_1 I_a + \rho \psi \quad (۱-۲)$$

که شار آرمیچر از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$\psi = \psi_0 + \int_{t_0}^{t_1} (V_1 - R_1 i_a) dt \quad (۲-۲)$$

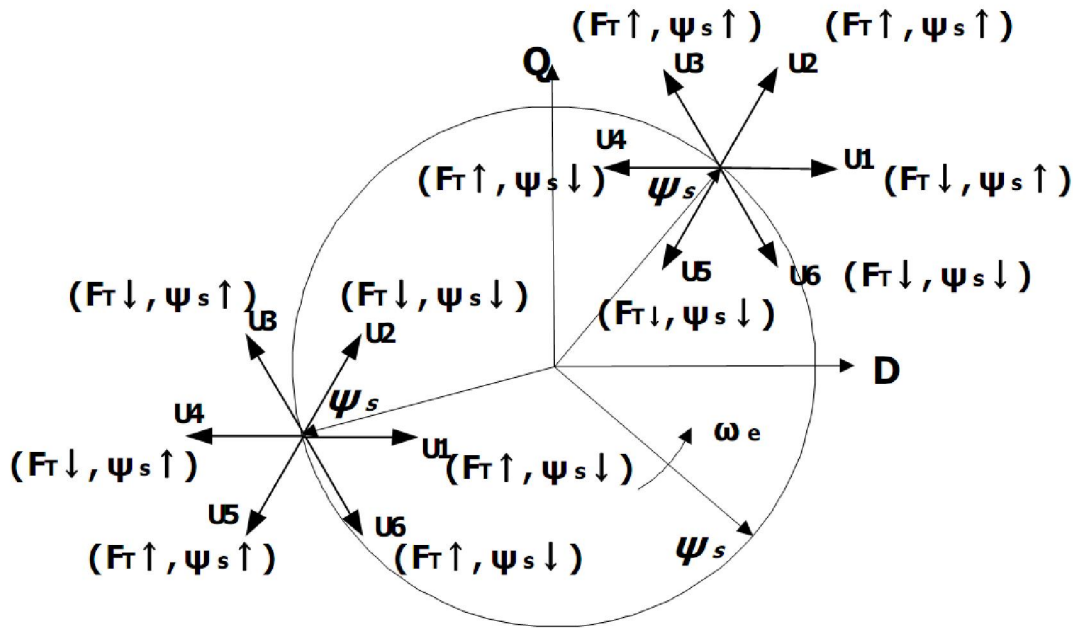
محاسبه شار آرمیچر نیاز به مقاومت آرمیچر، بردار فضایی ولتاژ آرمیچر V_1 و بردار فضایی جریان آرمیچر می‌باشد. طبق رابطه (۲-۳) تغییر شار وابسته به فازور ولتاژ می‌باشد.

$$\psi = \psi_0 + \int_{t_0}^{t_1} (V_1 - R_1 i_a) dt \quad (۳-۲)$$

از این رو با کنترل فازور ولتاژ می‌توان شار را کنترل کرد. در روش کنترل مستقیم نیرو، یک فازور ولتاژ بهینه شده که می‌تواند شار گردان را تولید و نیروی مطلوب را ایجاد کند احتیاج است. شکل ۲-۵ تأثیر شش ولتاژ مختلف را در دو نقطه فرضی نشان می‌دهد. از آنجایی که هر فازور ولتاژ در مدت وقفه سوئیچینگ ثابت است؛ لذا رابطه (۲-۳) به صورت زیر نوشته می‌شود.

$$\psi = \psi_0 + V_1 t - R_1 \int_{t_0}^{t_1} (i_a) dt \quad (۴-۲)$$

اگر R_1 قابل چشم پوشی باشد، شار آرمیچر ψ ، فازور ولتاژ را دنبال می‌کند.



شکل ۵-۲ تأثیر بردارهای ولتاژ بر روی شار و نیرو برای روش کنترل مستقیم نیرو [۴]

نیروی تولیدی موتور سنکرون مغناطیس دایم خطی را می‌توان توسط کنترل زاویه بین شار آرمیچر و شار تحریک (زاویه بار) کنترل کرد [۷]. بر طبق اینکه آیا نیروی فعلی کوچک‌تر یا بزرگ‌تر از نیروی مرجع است، فازور ولتاژ، شار را در جهت مناسب خود گردش می‌دهد تا زاویه بین شار آرمیچر و شار تحریک را کاهش یا افزایش دهد و از این رو، نیرو را کاهش یا افزایش دهد.

نیروی الکترومغناطیسی در موتور سنکرون خطی توسط معادله (۵-۲) بیان می‌شود. اثر انتها را می‌توان با ضرب کردن $k_{end} < 1$ نشان داد، چرا که میزان نیروی موتوری به خاطر اثر انتها کاهش پیدا می‌کند از این رو معادله نیرو بدون در نظرگیری اثر انتها طبق رابطه (۵-۲) و با در نظرگیری اثر انتها طبق رابطه (۶-۲) بدست خواهد آمد.

$$F_T = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} p [\psi_f + (L_{sd} - L_{sq}) i_{ad}] i_{aq} \quad (۵-۲)$$

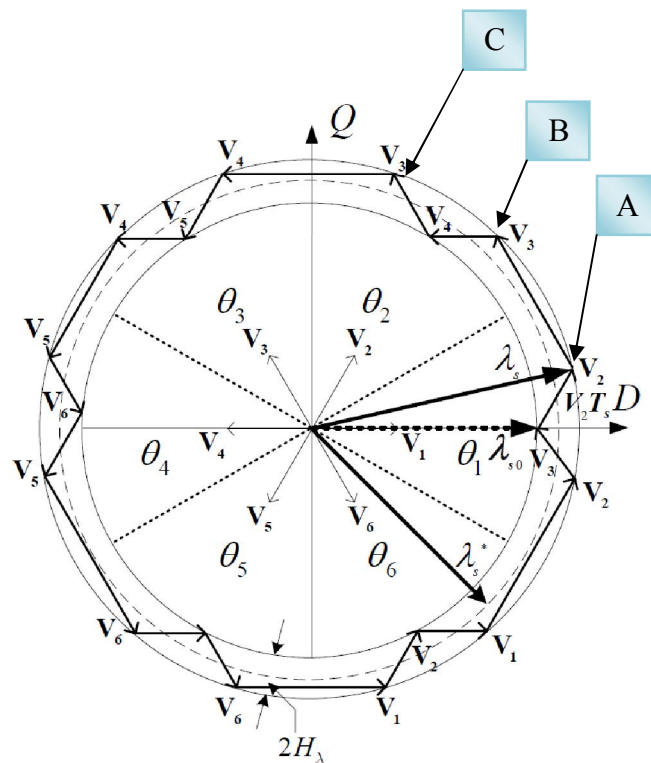
با در نظر گرفتن اثر انتها

$$F_T = \frac{3}{2} k_{end} \frac{\pi}{\tau} p [\psi_f + (L_{sd} - L_{sq}) i_{ad}] i_{aq} \quad (۶-۲)$$

ولتاژ بدست می‌آید. i_{aq} و i_{ad} از اندازه گیری جریان‌های سه فاز i_A و i_B و i_C بدست می‌آید و V_{1q} و V_{1d} بر پایه اتصال dc

۲-۲-۳- عملکرد جدول کلید زنی در روش کنترل مستقیم نیرو

برای توضیح عملکرد سیستم کنترل مستقیم نیرو با توجه به شکل (۶-۲) فرض شده که ابتدا بردار فضایی شار پیوندی استاتور در موقعیت A قرار گرفته است و بردار شار فضایی استاتور به صورت پادساعت‌گرد در حال چرخش است. با توجه به اینکه در نقطه A شار در مقدار حداکثر خود که برابر $|\bar{\psi}_{sref}| + \Delta|\bar{\psi}_s|$ قرار دارد (که در اینجا $|\bar{\psi}_{sref}|$ برابر شار مرجع و $\Delta|\bar{\psi}_s|$ برابر عرض باند هیستریزیس می‌باشد)، باید اندازه شار استاتور کاهش یابد، با توجه به بردارهای کلیدزنی ولتاژ و همان‌گونه که در شکل نشان داده شده است، بردار $\bar{V}_3$ قابل اعمال است. بنابراین با اعمال این ولتاژ بردار شار پیوندی استاتور از نقطه A به B حرکت می‌کند و می‌توان دید که در سکتور دوم قرار دارد.



شکل ۶-۲ نحوه چرخش شار پیوندی استاتور در صفحه $\psi_D - \psi_Q$ با اعمال بردارهای ولتاژ [۲۳][۲۹]

همان‌طور که اشاره شد، مجموعاً شش سکتور به عرض 60° (به دلیل این‌ورتر شش پله‌ای) وجود دارد. می‌توان دید که در نقطه B بردار شار پیوندی استاتور مجدداً در مقدار حداکثر خود قرار دارد. از طرف دیگر باید دقت کرد که اگر بردار فضایی شار استاتور در جهت ساعت‌گرد از نقطه A حرکت کند، بردار کلید زنی $\bar{V}_2 -$ باید انتخاب شود، زیرا تضمین می‌کند که شار کاهش می‌یابد و چرخش مورد نیاز نیز انجام می‌شود. چون در نقطه B بردار فضایی شار پیوندی استاتور مجدداً به ماکزیمم خودش می‌رسد، باید ضمن چرخش پادساعت‌گرد، اندازه‌اش کاهش پیدا می‌کند بنابراین در اینجا بردار کلید زنی $\bar{V}_4$ انتخاب می‌شود. اگر در نقطه B لازم باشد که چرخش بردار فضایی شار پیوندی استاتور متوقف شود، می‌توان یک بردار کلیدزنی صفر اعمال کرد، یعنی هر یک از بردارهای $\bar{V}_0$ یا $\bar{V}_7$ قابل استفاده هستند. به هر حال چون قبل از این کار آخرین کلید زنی با استفاده از بردار کلید زنی $\bar{V}_3(010)$ انجام شده است، یعنی اولین کلید به پایه منفی و دومین کلید به پایه مثبت و سومین کلید به پایه منفی، همان‌طور که در شکل (۳-۲) نشان داده شده است، بنابراین برای حداقل کردن تعداد کلید زنی‌ها، حالت $\bar{V}_0(000)$ انتخاب می‌شود، زیرا تنها به کلیدزنی، کلید دوم (از ۱ به صفر) نیاز دارد. اما انتخاب بردار $\bar{V}_7(111)$ به دو کلیدزنی نیاز خواهد داشت.

در حالتی که مقدار نیروی مرجع با نیروی تولید شده توسط موتور یکی باشد و یا به عبارت دیگر زمانی که نیروی الکترومغناطیسی تولیدی نباید تغییراتی داشته باشد متناظر با متوقف کردن چرخش بردار فضایی شار پیوندی استاتور می‌باشد. برای مثال، وقتی شار استاتور پادساعت‌گرد می‌چرخد و در قطاع دوم قرار دارد (نقطه B) باشد با اعمال بردار کلید زنی ولتاژ $\bar{V}_4$ ، اندازه شار استاتور کاهش یافته و نیروی الکترومغناطیسی افزایش می‌یابد، ولی با اعمال بردار کلید زنی ولتاژ $\bar{V}_1$ ، اندازه شار استاتور و نیروی الکترومغناطیسی تولیدی کاهش می‌یابد.

در حالت کلی اگر افزایش نیرو مورد نیاز باشد نیرو با اعمال بردار ولتاژی که بردار فضایی شار پیوندی استاتور را رو به جلو می‌برد کنترل می‌شود و اگر کاهش آن مدنظر باشد، بردارهای ولتاژی اعمال می‌شود که در خلاف جهت نیرو هستند. اگر نیروی صفر نیاز باشد بردار کلید زنی صفر، با انجام حداقل کلیدزنی

اعمال می‌شود. زاویه بردار فضایی ولتاژ استاتور به طور غیر مستقیم توسط اندازه‌ی بردار شار و نیرو کنترل می‌شود، و افزایش نیرو موجب افزایش زاویه می‌شود. الگوریتم کلید زنی را در حالت کلی می‌توان به صورت زیر قانونمند کرد.

اگر بردار شار در ناحیه k ام صفحه $\psi_Q - \psi_D$ باشد. [۲۲]

۱. برای افزایش گشتاور و افزایش اندازه شار پیوندی استاتور باید بردار ولتاژ $(k+1)$ ام را اعمال کرد.

۲. برای کاهش نیرو و افزایش اندازه شار پیوندی استاتور باید بردار ولتاژ $(k-1)$ ام را اعمال کرد.

۳. برای افزایش نیرو و کاهش اندازه شار پیوندی استاتور باید بردار ولتاژ $(k+2)$ ام را اعمال کرد.

۴. برای کاهش نیرو و کاهش اندازه شار پیوندی استاتور باید بردار ولتاژ $(k-2)$ ام را اعمال کرد.

۵. در صورتی که نیاز به تغییر نیرو نباشد، باید یکی از دو بردار صفر را اعمال کرد.

جدول ۱-۲ جدول کلید زنی ارائه شده توسط تاکاهاشی و ناگاچی [۲۳]

φ, T, θ		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
$\varphi = 1$	$T=1$	۲	۳	۴	۵	۶	۱
	$T=0$	۰	۰	۰	۰	۰	۰
	$T=-1$	۶	۱	۲	۳	۴	۵
$\varphi = 0$	$T=1$	۳	۴	۵	۶	۱	۲
	$T=0$	۰	۰	۰	۰	۰	۰
	$T=-1$	۵	۶	۱	۲	۳	۴

الگوریتم کلید زنی ذکر شده، الگوریتمی بود که تاکاهاشی و ناگچی (در سال ۱۹۸۶) برای کلید زنی پیشنهاد کردند [۲۳]. این الگوریتم را می‌توان به صورت جدول ۱-۲ بیان نمود. همان طور که مشاهده می‌شود، تمام حالات ممکن در این جدول در نظر گرفته شده است.

۲-۲-۴ - استراتژی‌های کنترل و محدودیت‌ها

استراتژی‌های کنترل، علاوه بر کنترل سرعت و یا موقعیت، عملکرد بهینه را برای محرکه فراهم می‌نمایند. این استراتژی‌های کنترلی دستیابی حداکثر نیرو بر جریان در زیر سرعت نامی یا تضعیف شار در سرعت بالاتر از نامی را امکان پذیر می‌کنند. استراتژی‌های کنترل برای موتور خطی سنکرون مغناطیس دایم در روش کنترل برداری جریان در مقالات مختلف بررسی شده است [۲] و [۲۲]، در روش کنترل برداری از آنجایی که مؤلفه‌های جریان محورهای d و q به صورت مستقیم کنترل می‌شوند، تمامی محدودیت‌های موتور و همین‌طور تمامی استراتژی‌های کنترلی در صفحه $iq-id$ در نظر گرفته شده است. برخلاف کنترل برداری، شار پیوندی استاتور و نیرو به صورت مستقیم در روش کنترل مستقیم نیرو بکار برده می‌شوند؛ لذا باید تمامی استراتژی‌ها و محدودیت‌ها از صفحه $iq-id$ به صفحه شار - نیرو نگاشته شود. از اینرو بر اساس معادلات موتور از دو رابطه (۷-۲) و (۸-۲) برای این امر استفاده می‌شود.

$$F_T = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} p [\psi_f + (L_{sd} - L_{sq}) i_{ad}] i_{aq} \quad (7-2)$$

$$|\psi_s| = \sqrt{(L_{sd} i_d + \psi_f)^2 + (L_{sq} i_q)^2} \quad (8-2)$$

۲-۴-۱- استراتژی حداکثر نیرو بر جریان

معمولاً از استراتژی $i_d=0$ به دلیل سادگی در ناحیه نیرو ثابت (زیر سرعت نامی) برای کنترل سرعت استفاده می‌شود [۲] [۲۰] و [۲۱]. در این روش جریان محور d همواره صفر نگه داشته می‌شود. شکل (۲-۷-الف) استراتژی $i_d=0$ را در صفحه i_q-i_d و شکل (۲-۷-ب) مسیر متناظر آن در صفحه شار - نیرو را نشان می‌دهد.

حداکثر نیرو را در زیر سرعت نامی می‌توان توسط استراتژی حداکثر نیرو بر جریان تولید کرد. برای به دست آوردن حداکثر نیرو بر جریان یک نیروی معین، اندازه جریان، یا معادل آن $\sqrt{(i_d)^2 + (i_q)^2}$ باید حداقل گردد؛ لذا :

$$\frac{\partial F_T}{\partial i_q} = 0 \quad (۲-۹)$$

از روابط (۲-۹) و (۲-۷)، روابط (۲-۱۰) و (۲-۱۱) بدست می‌آید.

$$\psi_f + \frac{\partial i_d}{\partial i_q} (L_{sd} - L_{sq}) i_q + (L_{sd} - L_{sq}) i_d = 0 \quad (۲-۱۰)$$

$$\frac{\partial i_d}{\partial i_q} = -\frac{i_q}{i_d} \quad (۲-۱۱)$$

با جایگزینی (۲-۱۱) در (۲-۱۰) رابطه زیر بدست می‌آید:

$$i_d = \frac{\psi_f}{2(L_{sq} - L_{sd})} - \sqrt{\left(\frac{\psi_f}{2(L_{sq} - L_{sd})}\right)^2 + (i_q)^2} \quad (۲-۱۲)$$

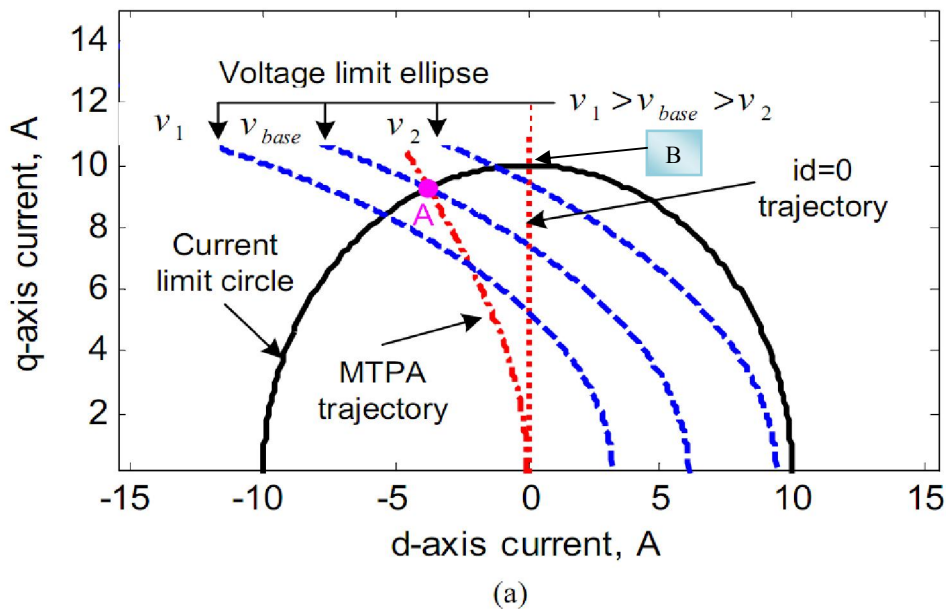
این رابطه به عنوان مسیر حداکثر نیرو بر جریان، در شکل (۲-۷-الف) نشان داده شده است. برای هر نقطه (i_q-i_d) در این مسیر با استفاده از نگاشت رابطه (۲-۷) و (۲-۸) مسیر استراتژی $i_d=0$ و استراتژی حداکثر نیرو بر جریان به صفحه شار - نیرو انتقال می‌یابد. مسیر این استراتژی در صفحه شار - نیرو در شکل (۲-۷-ب) مشاهده می‌شود.

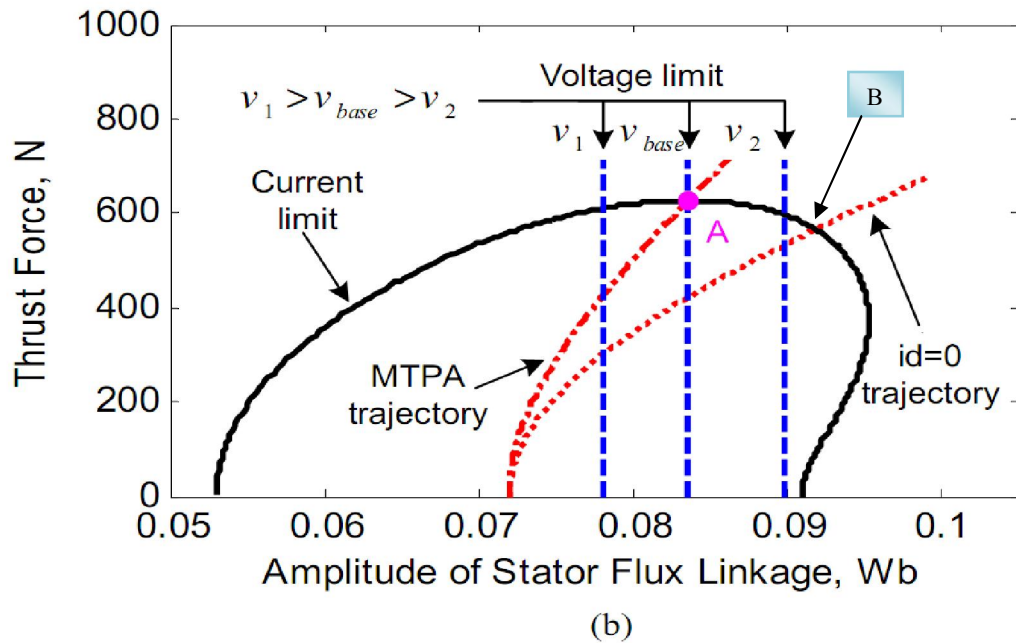
باید توجه کرد که i_q, i_d به نحوی کنترل گردند که محدودیت حرارتی جریان، یعنی رابطه (۱-۱۵) نقض نشود. نقطه حدی برای حالتی که هر دو رابطه (۱-۹) و (۲-۱۲) برقرار باشند، از ترکیب آن دو رابطه به دست خواهد آمد.

$$i_d^{MT} = \frac{\psi_f}{4(L_{sq} - L_{sd})} - \sqrt{\left(\frac{\psi_f}{4(L_{sq} - L_{sd})}\right)^2 + (i_{am})^2/2} \quad (۱۳-۲)$$

$$i_q^{MT} = \sqrt{(i_{am})^2 - (i_d^{MT})^2} \quad (۱۴-۲)$$

i_d^{MT} و i_q^{MT} مقادیر بیشینه مؤلفه‌های جریان در ناحیه نیرو ثابت (استراتژی حداکثر نیرو بر آمپر) می‌باشد. این نقطه معادل نقطه A در شکل (۷-۲) می‌باشد. از طرفی نقطه B برابر برخورد مسیر استراتژی $i_d=0$ با دایره حد حرارتی می‌باشد. همانگونه که در شکل (۷-۲ ب) مشاهده می‌شود حداکثر نیروی تولید شده توسط روش حداکثر نیرو بر جریان که برابر نقطه A می‌باشد، از حداکثر نیروی تولید شده توسط استراتژی $i_d=0$ که برابر نقطه B می‌باشد بیشتر است.





شکل ۷-۲ مسیره‌های کنترلی و محدودیت‌های موتور: (a) در صفحه $id-iq$ (b) در صفحه شار-نیرو [۲۰]

۲-۴-۲-۲ محدودیت‌های ولتاژ و جریان

با در نظر گرفتن محدودیت‌های حد جریان (حد حرارتی) و ولتاژ، جریان آرمیچر I_a و ولتاژ ترمینال U_a به صورت روابط (۱۵-۲) و (۱۶-۲) محدود می‌شوند:

$$I_a = \sqrt{(i_d)^2 + (i_q)^2} \leq I_{am} \quad (15-2)$$

$$U_a = \sqrt{(u_d)^2 + (u_q)^2} \leq U_{am} \quad (16-2)$$

که در آن I_{am} حداکثر مقدار جریان محدود کننده اینورتر یا موتور می‌باشد. U_{am} حداکثر مقدار ولتاژ خروجی اینورتر می‌باشد. حالت بحرانی رابطه (۱۵-۲) حالتی است که $I_a = I_{am}$ باشد، که بیانگر یک دایره در صفحه $iq-id$ می‌باشد و در شکل (۷-۲-الف) و معادل آن در صفحه نیرو - شار در شکل (۷-۲-ب) نشان داده شده است.

۲-۲-۳- کنترل حالت گذرا

همان‌طور که در شکل (۲-۲) نشان داده شد، مقدار نیروی الکتریکی مرجع F_T^* بر اساس خطای سرعت از طریق کنترل کننده PI صادر می‌شود. مقدار شار پیوندی مرجع استاتور $|\psi_s|^*$ نیز از طریق استراتژی حداکثر نیرو بر جریان در زیر سرعت نامی و یا استراتژی تضعیف شار در بالای سرعت نامی صادر می‌شود. زیر سرعت نامی همواره استراتژی حداکثر نیرو بر جریان انتخاب می‌شود چرا که همواره حد ولتاژ رعایت می‌شود.

۲-۳- مشکلات روش کنترل مستقیم نیرو

با توجه به مزیت‌های فراوان روش کنترل مستقیم نیرو (یا گشتاور) مطالعات زیادی برای استفاده از این روش در درایو موتورهای الکتریکی انجام شده است. ولی این روش دارای معایبی از جمله: ریزش نیرو و مشکل تخمین شار و نیرو در مقابل تغییرات مقاومت استاتور می‌باشد که هر یک از آن‌ها در بخش‌های (۲-۳-۱) تا (۲-۳-۲) بررسی شده است.

۲-۳-۱- مشکل در تخمین شار و نیرو

هر چند که تخمین نیرو با توجه به سادگی رابطه (۲-۵) از لحاظ اجرایی آسان می‌باشد ولی به دقت بالای جریان‌های اندازه‌گیری شده و تخمین شار پیوندی استاتور نیاز است. از این رو دقت تخمین نیرو شدیداً به دقت تخمین شار پیوندی استاتور بستگی دارد. متأسفانه تخمین شار پیوندی استاتور با مشکلاتی همراه می‌باشد. که از مهم‌ترین آن‌ها می‌توان موارد زیر را نام برد.

۱. تغییرات مقاومت استاتور در اثر تغییر دما و فرکانس

۲. وجود مؤلفه DC در مقادیر ولتاژ و جریان اندازه‌گیری شده

هر یک از منابع خطای مذکور باعث می‌گردند که شار پیوند واقعی با شار پیوندی تخمین زده شده اختلاف داشته باشد. حلقه کنترلی روی اندازه شار پیوندی تخمینی می‌باشد. از این رو، در صورت عدم وجود اختلاف بین شار پیوندی تخمینی و شار پیوندی واقعی، مکان هندسی شار پیوندی تخمین زده شده در صفحه $\psi_D - \psi_Q$ ، دایره‌هایی به مرکز مبدا و به شعاع اندازه شار پیوندی مرجع می‌باشد. حال اگر بین شار پیوندی تخمینی و شار پیوندی واقعی اختلافی وجود داشته باشد مکان هندسی شار پیوندی واقعی در صفحه $\psi_D - \psi_Q$ و در نتیجه مکان هندسی جریان در صفحه iq-id از حالت دایره‌ای (حول مبدا) خارج می‌شود. لازم به ذکر است که در روش کنترل برداری جریان، به دلیل این که روی جریان‌های اندازه‌گیری شده، حلقه کنترلی وجود دارد، مکان هندسی جریان در صفحه iq-id و در نتیجه مکان هندسی شار پیوندی واقعی در صفحه $\psi_D - \psi_Q$ همواره شکل مناسب خود را حفظ می‌کنند. تغییرات مقاومت استاتور خصوصاً در سرعت‌های پایین منجر به خطا در تخمین شار پیوندی استاتور می‌شود. در سرعت‌های کم به دلیل کوچک بودن جمله ولتاژ حرکتی، ولتاژ استاتور کوچک می‌باشد. بنابراین افت ولتاژ مقاومت اهمی نسبت به ولتاژ استاتور قابل ملاحظه خواهد بود. در نتیجه هرگونه خطا در مقاومت استاتور در سرعت پایین منجر به خطای چشم‌گیری در تخمین شار پیوندی استاتور می‌شود.

۲-۳-۲- ریل نیرو ناشی از نحوه کلید زنی

همان‌طور که بررسی شد در روش کنترل نیرو توسط حلقه هیستریزیس ۸ حالت بردار ولتاژ وجود دارد که ۶ حالت بردار ولتاژهای موثر و ۲ بردار صفر در اینورتر است که در این حالت تغذیه به خاطر ولتاژهای غیر پیوسته (با اختلاف‌های ۶۰ درجه) باعث نوسان نیرو می‌شود. از آنجایی که شار مغناطیسی پیوندی توسط ولتاژ تغیر می‌کنند، نحوه جدول کلید زنی می‌تواند در بعضی شرایط منجر به افزایش نوسان نیرو گردد. در ادامه مبحث به راهکارهای ارائه شده در مقالات بر مرتفع نمودن این موضوع پرداخته شده است.

۱. استفاده از اینورترهای چند سطحی [۳۰]: در سال ۲۰۰۶ توسط *Yi Wang* روش جدیدی ارائه شد. در این روش با استفاده از اینورترهای سه سطحی، تعداد بردارهای ولتاژ از ۶ به ۲۷ بردار

افزایش می‌یابد که این روش باعث کاهش ریپل گشتاور می‌شود، ولی برای استفاده از این روش احتیاج به یک اینورتر سه سطحی که دارای سوئیچ‌های قدرت بیشتری است می‌باشد که این روش باعث افزایش هزینه‌های سیستم کاهش قابلیت اطمینان سیستم (به دلیل افزایش تعداد کلیدها) و پیچیدگی آن می‌شود.

۲. روش ۱۲ بخشی [۳۱]: این روش در سال ۲۰۰۶ توسط *B.S.Komar* ارائه شد. در این روش بلوک دیاگرام کنترلی همانند *DTC* متعارف می‌باشد، ولی تعداد بردارهای جدول سوئیچینگ، ۱۲ بردار غیر صفر می‌باشد. این روش باعث کاهش ریپل در حالت دائم می‌شود ولی نسبت به تغییرات پارامترهای سیستم حساس می‌باشد.

۳. استفاده از مبدل‌های ماتریسی [۳۲]: در یک مبدل ماتریسی تعداد بردارهای ولتاژ تولید شده بیشتر از یک اینورتر دو مرحله‌ای می‌باشد؛ لذا با توجه به افزایش تعداد بردارهای ولتاژ اعمالی نوسان نیرو (گشتاور) نیز کاهش می‌یابد. این روش در [۳۲] بر روی موتور القایی گردان برای کنترل مستقیم گشتاور استفاده شد.

اگر چه استفاده از مبدل‌های ماتریسی در کنترل مستقیم نیرو (گشتاور) دارای مزایایی از جمله جریان‌های ورودی و خروجی سینوسی، کنترل مناسب ضریب قدرت، عملکرد چهار ربعی و قابلیت بازیابی توان است ولی با این حال کاهش حداکثر نسبت تبدیل ولتاژ (۰/۸۶۶)، نیاز به تعداد زیادی کلید دو طرفه، پیچیدگی کنترل، حساسیت به اغتشاشات ولتاژ ورودی و روش‌های کموتاسیون پیچیده از جمله معایب آن می‌باشد.

۲-۴- جمع بندی

در این فصل روش کنترل مستقیم نیرو برای موتور خطی سنکرون مغناطیس دایم به همراه استراتژی‌های کنترلی آن شامل استراتژی حداکثر نیرو بر جریان ارائه گردید. مشکلات روش کنترل

مستقیم نیرو شامل گسسته بودن ولتاژهای اعمالی که منجر به نوسان نیرو شده و مشکلات تخمین شار و نیرو بررسی گردید. در فصل سوم راهکارهای ارائه شده در مقالات برای مواجهه با این مشکلات و همچنین سیستم پیشنهادی برای مقابله با این موارد بررسی می‌شود.

فصل سوّم

راهکارهای پیشنهادی

فصل ۳ - راهکارهای پیشنهادی

۳-۱- مقدمه

با توجه به مزیت‌های فراوان روش کنترل مستقیم نیرو (یا گشتاور) مطالعات زیادی برای استفاده از این روش در درایو موتورهای الکتریکی انجام شده است. ولی این روش دارای معایبی از جمله: ریزش نیرو و مشکل تخمین شار و نیرو در مقابل تغییرات مقاومت استاتور می‌باشد که هر یک از آن‌ها در بخش‌های (۳-۱-۲) تا (۳-۲-۲) مورد بررسی قرار گرفتند.

در این فصل قصد داریم راهکارهایی را برای برطرف نمودن این مشکلات و بهبود عملکرد کنترل-کننده ارائه دهیم.

۳-۲- تخمین گر مقاومت استاتور

در مقالات برای تخمین مقاومت استاتور اغلب بدین صورت عمل می‌شود که بر اساس معادلات موتور، اندازه جریان استاتور در حالتی که مقاومت استاتور تغییر نکرده است، با جریان واقعی موتور که از اندازه گیری مستقیم به دست آمده است، مقایسه می‌شود. از آنجایی که افزایش مقاومت استاتور باعث کاهش اندازه جریان استاتور می‌شود و بالعکس، لذا کنترل کننده PI می‌تواند به صورت رابطه (۳-۱) تعریف شود.

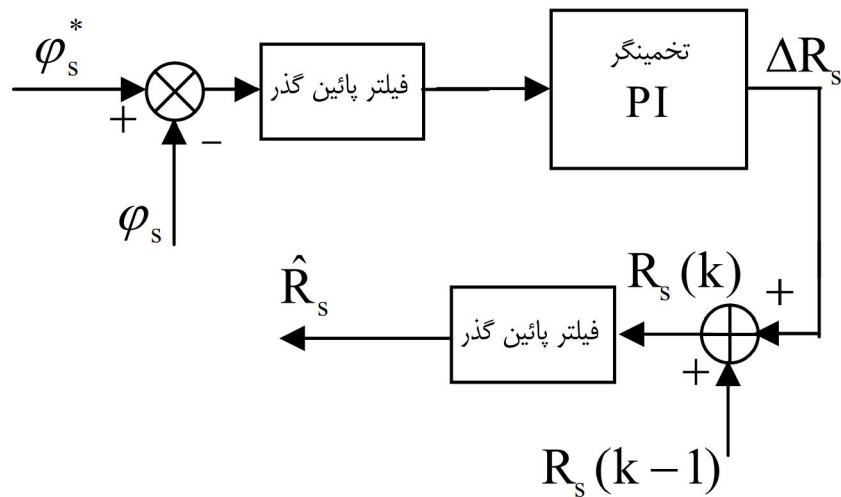
$$\Delta R = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \Delta I \quad \Delta I = I^* - I \quad (3-1)$$

از معادلات زیر برای بدست آوردن جریان I^* از گشتاور و شار تخمینی استفاده می‌شود:

$$\begin{aligned} T^* &= \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} p [\lambda_f i_q + (L_{sd} - L_{sq}) i_d i_q] \\ \lambda^* &= \sqrt{(L_{sd} i_d + \psi_f)^2 + (L_{sq} i_q)^2} \\ I^* &= \sqrt{(i_d)^2 + (i_q)^2} \end{aligned} \quad (3-2)$$

دقت تخمین مقاومت استاتور در این روش وابسته به دقت اندازه گیری اندوکتانس های محورهای d,q

می‌باشد. از آنجایی که موتور به اشباع می‌رود و با اندازه گیری این اندوکتانس ها به صورت دقیق



شکل ۱-۳ بلوک دیاگرام تخمین مقاومت استاتور

امکان‌پذیر نمی‌باشد، لذا این روش یک روش نسبی برای بهبود تخمین اندازه شار پیوندی می‌باشد، از طرفی یکی از مزایای کنترل مستقیم نیرو عدم وابستگی آن به اندوکتانس‌های محورهای d, q می‌باشد، که با این روش به نوعی وابستگی به این مقادیر ایجاد شده است. [۳۸]

در روش پیشنهادی که در ادامه ارائه می‌شود این عیب بر طرف شده است.

از روابط مربوط به تخمین شار و نیرو دیده می‌شود که دامنه‌ی بردار تخمینی شار استاتور تنها متأثر از تغییرات مقاومت استاتور می‌باشد. بعلاوه این تغییرات باعث بروز تغییرات در نیروی تولیدی موتور می‌گردد. این اثرات بخصوص در سرعت‌های پایین بیشتر خود را نشان می‌دهد.

$$\psi_{dk} = \psi_{dk-1} + (V_{dk-1} - R_1 i_d) t_s$$

$$\psi_{qk} = \psi_{qk-1} + (V_{qk-1} - R_1 i_q) t_s$$

$$\psi_k = \sqrt{\psi_{dk}^2 + \psi_{qk}^2}$$

با توجه به معادله گسسته تخمین شار (معادلات بالا) در صورتیکه تغییرات بردار شار استاتور، یک متغیر از تغییرات بردار مقاومت R_s فرض شود (ΔR_s)، تغییرات حاصله در بردار شار تخمین شار استاتور ($\Delta \lambda_s$)، یک رابطه غیر خطی با ΔR_s خواهد داشت که آن را می‌توان توسط یک کنترل کننده از نوع PI

متعارف مطابق شکل ۱-۳ تخمین زد.

در بلوک تخمین زن مقاومت استاتور، در هر پله محاسباتی $\Delta R_s(K)$ محاسبه و به مقدار مجموع آن اضافه می شود و پس از عبور از فیلتر پائین گذر، مقاومت تخمینی استاتور $\hat{R}_s(K)$ به دست می آید، سپس از آن جهت تخمین بردار شار استاتور در پله محاسباتی بعدی یعنی $\hat{\lambda}_s(K+1)$ استفاده می شود.

۳-۳- کاهش ریل نیرو با استفاده از اینورتر سه فاز چهار کلیدی (FSTPI)

اینورتر مورد نظر که در مرجع [۳۳] گذارش شده است برای یک درایو القائی بکار رفته است و چنانچه نتایج آن مقاله نشان می دهد، این اینورتر در مقایسه با یک اینورتر دو سطحی سه فاز SVM متعارف، دارای ضربان های گشتاور تولیدی کمتر و بعلاوه جدول کلید زنی ساده تری می باشد.

۳-۳-۱- تحلیل بردار فضایی ولتاژهای خروجی و ساختار اینورتر FSTPI

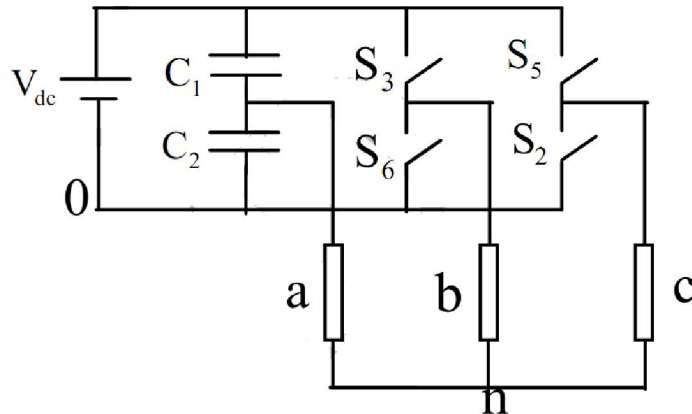
شمای الکتریکی یک اینورتر منبع ولتاژ سه فاز که در آن فقط از چهار کلید قدرت استفاده شده است در شکل ۳-۲ دیده می شود [۳۳].

جدول ۳-۱ ولتاژهای خروجی اینورتر شکل ۳-۳ را برای وضعیت مختلف کلیدها نشان می دهد. بردار فضایی ولتاژ استاتور عبارتست از:

$$\begin{aligned} V_s &= \frac{2}{3} [V_{an} + aV_{bn} + a^2V_{cn}] \\ V_s &= V_d + jV_q \end{aligned} \quad (3-3)$$

با مراجعه به شکل ۳-۲ و جایگزینی حالت کلیدهای S_3 و S_5 ، می توان رابطه (۳-۳) را به صورت زیر نوشت:

$$V_s = \frac{2}{3} V_{dc} [0.5 + aS_3 + a^2S_5] \quad (4-3)$$



شکل ۳-۲ مدار بخش قدرت اینورتر سه فاز چهار کلیدی [۳۳]

که $a = e^{j2\pi/3}$ بنابراین مؤلفه‌های دو محوری V_d , V_q در قاب مرجع ساکن عبارتند از:

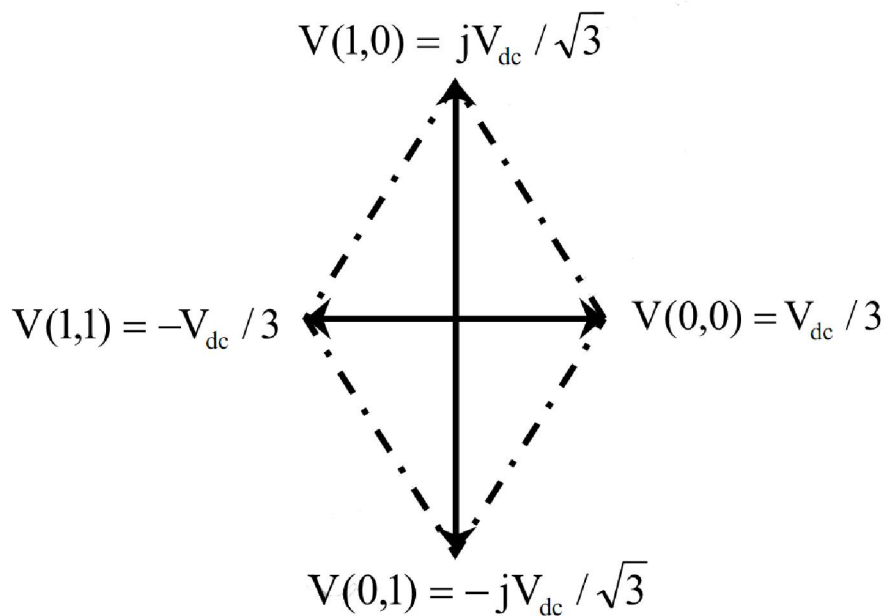
$$\begin{aligned} V_d &= \frac{1}{3}V_{dc}[1 - S_3 - S_5] \\ V_q &= \frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}[S_3 - S_5] \end{aligned} \quad (۵-۳)$$

از معادله (۵-۳) نتیجه می‌شود که این اینورتر شامل چهار بردار فعال غیر صفر با دامنه‌های متفاوت است (بر خلاف اینورتر دو سطحی SVM متعارف سه فاز که دارای ۶ بردار فعال اصلی غیر صفر با دامنه‌های مساوی و دو بردار صفر است).

با استفاده از جدول ۳-۱، توپولوژی بردارهای فضایی ولتاژهای خروجی اینورتر مورد نظر در شکل ۳-۳ نمایش داده می‌شود.

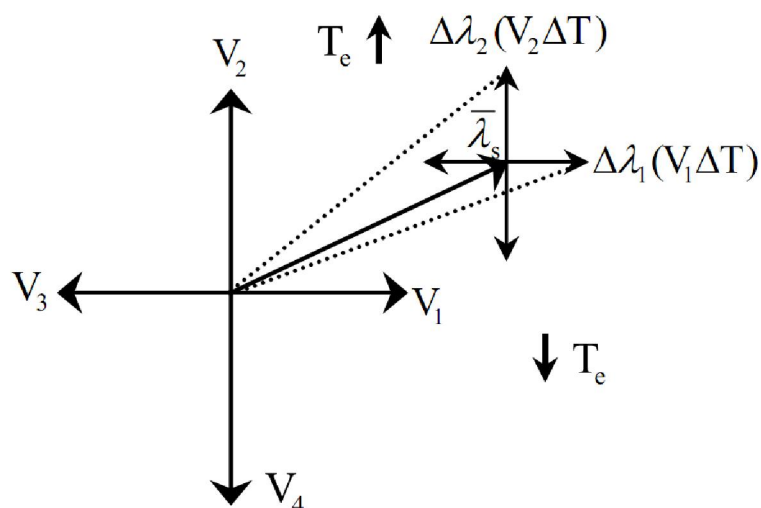
جدول ۱-۳ آرایش کلید زنی اینورتر (FSTPI) [۳۳]

کلیدها	بردار	V_{bo}	V_{co}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}
۳,۵	۱,۱	V_{dc}	V_{dc}	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$
۶,۲	۰,۰	0	0	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$
۳,۲	۱,۰	V_{dc}	0	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/6$
۶,۵	۰,۱	0	V_{dc}	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$

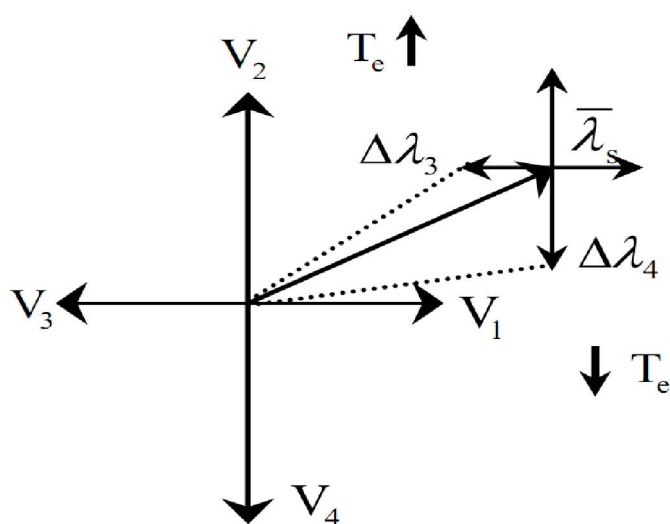


شکل ۳-۳ توپولوژی برداری ولتاژهای خروجی اینورتر چهار کلیدی [۳۳]

شکل ۳-۴ نشان می‌دهد که اگر بردار شار دور پیوندی استاتور $\bar{\lambda}_s$ در ربع اول قرار داشته باشد و نیاز به افزایش دامنه این بردار باشد، در اینحالت بایستی از دو بردار فعال ولتاژ کلید زنی V_1 و V_2 استفاده شود. اعمال بردار V_1 باعث کم شدن زاویه بین بردار شار دور و محور d روتور شده و در نتیجه کاهش مقدار گشتاور تولیدی موتور و بالعکس با اعمال بردار فعال ولتاژ V_2 گشتاور تولیدی افزایش می‌یابد.



شکل ۳-۴ بردارهای ولتاژ کلید زنی برای افزایش بردار شار دور پیوندی $|\bar{\lambda}_s|$



شکل ۳-۵ بردارهای ولتاژ کلید زنی برای کاهش بردار شار دور پیوندی $|\bar{\lambda}_s|$

همچنین اگر بر اساس خروجی کنترل کننده (Bang-Bang) مربوط به حلقه شار، نیاز به کاهش دامنه

بردار $\bar{\lambda}_s$ باشد، چنانچه در شکل ۳-۵ دیده می‌شود لازم است بردارهای V_3 و V_4 اعمال گردند.

با توجه به شکل ۳-۴ و شکل ۳-۵، جدول جهت کلید زنی اینورتر پیشنهاد می‌شود.

جدول ۲-۳ جدول کلید زنی اینورتر چهار کلیدی

φ, T, θ		$\theta(۱)$	$\theta(۲)$	$\theta(۳)$	$\theta(۴)$
$\varphi = ۱$	$T = ۱$	۲	۳	۴	۱
	$T = ۰$	۱	۲	۳	۴
$\varphi = ۰$	$T = ۱$	۳	۴	۱	۲
	$T = ۰$	۴	۱	۲	۳

۳-۴- تخمین گر سرعت (کنترل بدون حسگر)

در سال‌های اخیر تمایل به استفاده از موتورهای سنکرون مغناطیس دائم، افزایش یافته است. در غالب سیستم‌های درایو سرعت متغیر، از سنسورهایی چون اثر هال، انکودرهای نوری تعیین موقعیت و ریزولورها به همراه مبدل مربوطه، به منظور نگه داشتن زاویه فضایی میان میدان گردان استاتور و میدان روتور روی مقدار مناسبی و تعیین موقعیت یا سرعت روتور استفاده می‌شود. در بسیاری از کاربردهای صنعتی حضور سنسور موقعیت روی محور موتور، اختلالاتی در رفتار درایو به وجود می‌آورد و هزینه سیستم را افزایش می‌دهد. به همین دلیل گرایش به استفاده از روش‌های بدون حسگر افزایش یافته است. حسگرهای دقیق از فاکتورهای گوناگون محیطی نظیر گرما و رطوبت تأثیر می‌پذیرند و اصطکاک دینامیکی و استاتیکی محور روتور را افزایش می‌دهند. همچنین موجب افزایش نویز و کاهش قابلیت اطمینان کل سیستم می‌شوند.

به منظور کنترل سرعت و حتی گشتاور در موتور سنکرون مغناطیس دائم، نیاز به داشتن اطلاعات سرعت یا موقعیت می‌باشد. به منظور کاهش نیاز سیستم درایو به نگهداری و تعمیر و اطمینان از عدم افزایش ممان اینرسی روتور و کاهش نویز، محققان به دنبال راه‌هایی برای حذف سنسور در درایوها

هستند. به این منظور از روش‌های غیر مستقیم تعیین سرعت و موقعیت استفاده شده است. برای تخمین موقعیت و سرعت موتور روش‌های مختلفی پیشنهاد شده از جمله تخمین گرهای حلقه باز بر پایه معادلات موتور، تخمین گرهای بر پایه هارمونیک سوم ولتاژ استاتور، تخمین گرهای بر پایه مشاهده گرهای مثل تخمین گر مد لغزشی، فیلتر کالمن توسعه یافته و تخمین گرهای بر پایه هوش مصنوعی [۳۴].

اما روش‌های ارائه شده اغلب دارای حداقل یکی از دو عیب زیر هستند:

۱- حساسیت زیاد به اغتشاشات و تغییرات پارامترها در اثر تغییرات محیطی

۲- پیچیدگی محاسبات

روش ارائه شده در این پایان‌نامه که بر اساس روش تخمین حداقل مربعات بازگشتی بنا نهاده شده است، با بکارگیری یک مشاهده گر نیروی بار نسبت به اغتشاشات پاسخ مناسب و خطی‌تری داده و با محاسباتی بسیار ساده به تخمین سرعت می‌پردازد.

۳-۴-۱- شناسایی ضرایب اینرسی (M) و اصطکاک (B) با روش تخمین حداقل مربعات بازگشتی (RLS)^۱

همان‌طور که در فصل اول نیز بیان شد معادله مکانیکی موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی بر اساس معادله زیر بیان می‌شود:

$$F_T(t) - F_{load}(t) - F_{disturb}(x) = M \frac{dv}{dt} + Bv \quad (۳-۶)$$

^۱ Recursive Least-Squares

ضرایب M و B که به ترتیب ضرایب اینرسی و اصطکاک می‌باشند، ممکن است بر اثر تغییر شرایط محیطی، دچار تغییر شوند. غفلت از این موضوع و ثابت فرض کردن آن‌ها در عمل منجر به پاسخ‌های نادرست و عملکرد نامناسب موتور می‌شود.

در این بخش روش تخمین حداقل مربعات بازگشتی (توضیحات بیشتر در ضمیمه ا-) برای تخمین این دو پارامتر به صورت بهنگام به کار گرفته شده است [۳۵].

از معادله (۳-۶) داریم:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{(F_T(t) - F_{load}(t) - F_{disturb}(x))}{M} - v \frac{B}{M} \quad (۳-۷)$$

با در نظر گرفتن:

$$\begin{aligned} Y &= \frac{dv}{dt} \\ \varphi^T &= \left[-v \quad (F_T(t) - F_{load}(t) - F_{disturb}(x)) \right] \\ \theta^T &= \left[\frac{B}{M} \quad \frac{1}{M} \right] \end{aligned} \quad (۳-۸)$$

داریم:

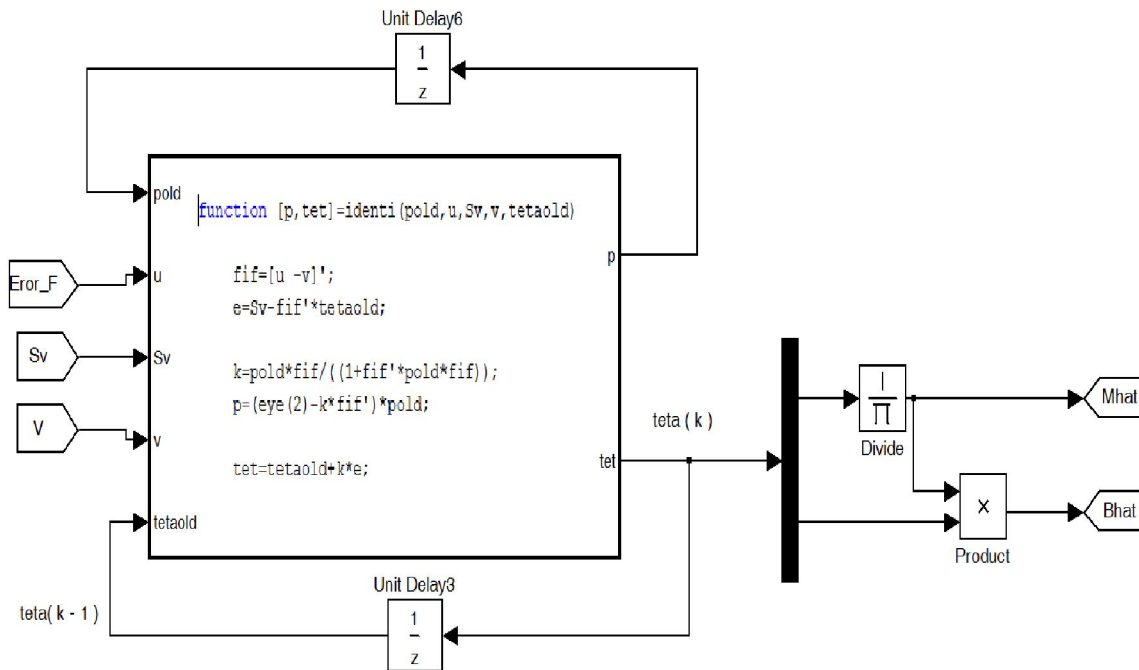
$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t)(Y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1)) \quad (۳-۹)$$

$$K(t) = p(t)\varphi(t) = p(t-1)\varphi(t)(I + \varphi^T(t)p(t-1)\varphi(t))^{-1} \quad (۳-۱۰)$$

$$\begin{aligned} p(t) &= p(t-1) - p(t-1)\varphi(t)(I + \varphi^T(t)p(t-1)\varphi(t))^{-1}\varphi^T(t)p(t-1) \\ &= (I - K(t)\varphi^T(t))p(t-1) \end{aligned} \quad (۳-۱۱)$$

با استفاده از روابط (۳-۸) - (۳-۱۱) مقادیر تخمینی ضریب اینرسی ($\hat{M}$) و ضریب اصطکاک ($\hat{B}$) حاصل می‌شوند.

شکل ۳-۶ بلوک دیاگرام مربوط به شناسایی پارامترها با روش RLS را نشان می‌دهد.



شکل ۳-۶ بلوک دیاگرام مربوط به شناسایی پارامترها به روش RLS

۳-۴-۲ - طراحی مشاهدگر اغتشاش بار^۱

یکی دیگر از مسائلی که می‌تواند عملکرد مناسب کنترل‌کننده موتور را دچار اختلال کند، اغتشاش خارجی بار می‌باشد. [۳۶]

در این قسمت هدف طراحی یک مشاهدگر می‌باشد، تا با مشاهده بهنگام اغتشاش بار، موجب شود موتور و سیستم درایو آن نسبت به این گونه ناملازمات ناگهانی، پاسخ مناسب و مطلوب دهند.

برای طراحی این مشاهدگر، از معادله مکانیکی موتور استفاده می‌شود.

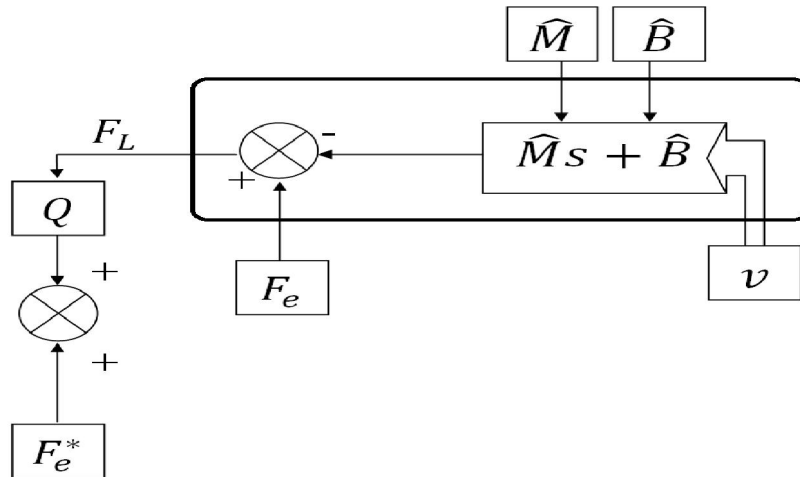
با توجه به معادله (۳-۶)، داریم:

$$F_{load}(t) = F_T(t) - F_{disturb}(x) - M \frac{dv}{dt} - Bv \quad (۳-۱۲)$$

^۱ Load Disturbance Observer

حال با جایگذاری پارامترهای تخمین زده شده در بخش (۳-۳)، در رابطه (۳-۱۲)، اغتشاش بار تخمین زده شده، حاصل می‌شود -رابطه (۳-۱۳)

$$\hat{F}_{load}(t) = F_T(t) - F_{disturb}(x) - \hat{M} \frac{dv}{dt} - \hat{B}v \quad (۳-۱۳)$$



شکل ۳-۷ بلوک دیاگرام مشاهده‌گر نیروی اغتشاش بار

شکل ۳-۷ بلوک دیاگرام مربوط به مشاهده‌گر نیروی اغتشاش بار و نحوه اعمال آن در مدار را نشان می‌دهد.

در این مرحله با جایگزینی پارامترهای تخمین زده شده در معادله مکانیکی، سرعت تخمین زده می‌شود.

بدین ترتیب یک روش تخمین سرعت بدون حسگر ارائه شد که نسبت به تغییرات پارامترها و اغتشاش نیروی بار، پاسخ مطلوب و عملکرد قابل قبول دارد [۳۷].

۳-۵- جمع بندی

در این فصل راهکارهای پیشنهادی در پایان نامه برای بهبود عملکرد و کنترل مطمئن تر موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی بررسی و ارائه گردید.

در فصل بعد به انجام شبیه سازی و بررسی نتایج آن پرداخته می‌شود.

فصل چهارم

شبیه سازی و نتایج

فصل ۴ - شبیه سازی و نتایج

۴-۱- مقدمه

برای نشان دادن تأثیر استفاده از راهکارهای پیشنهادی، انجام شبیه سازی و مقایسه نتایج آن با سیستم پایه ضروری به نظر می‌رسد. روش کنترل، کنترل مستقیم نیرو برای موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی می‌باشد.

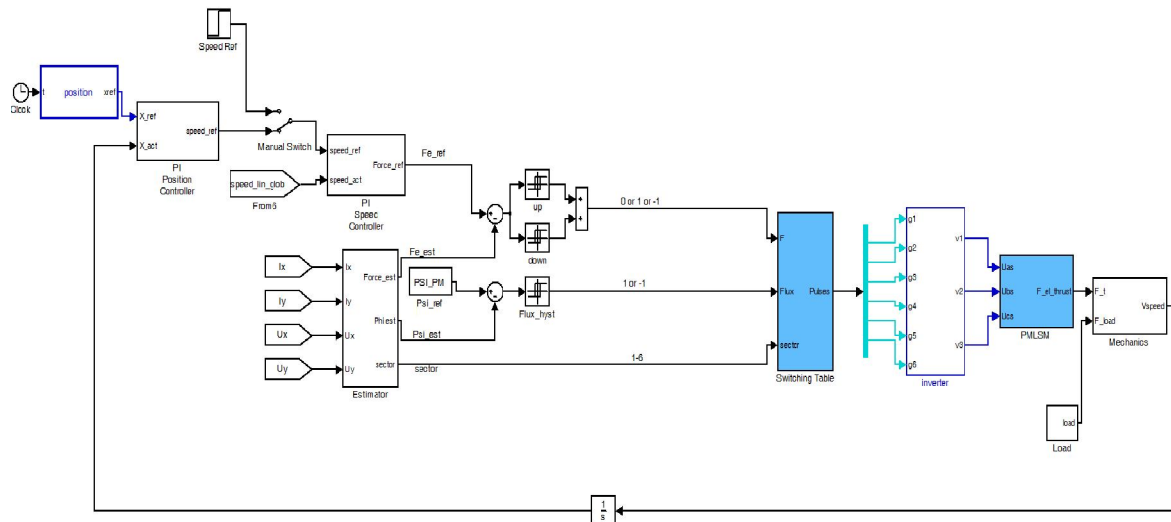
هدف از این مقایسه بررسی عملکرد سیستم‌های پیشنهادی در مقایسه با سیستم‌های پیشین می‌باشد.

۴-۲- نمای کلی از مدل شبیه سازی شده پایه بر اساس DTFC

در شکل ۴-۱ نمای کلی از سیستم شبیه سازی شده پایه بر اساس کنترل مستقیم نیرو برای موتور مغناطیس دائم خطی سنکرون دیده می‌شود.

در این سیستم سیگنال مرجع نیروی ضربه از طریق کنترل کننده سرعت تولید می‌شود. نیروی ضربه مرجع باید محدود شود تا مقدار آن از مقدار بیشینه مجاز موتور تجاوز نکند و به تبع آن جریان نیز در محدوده مجاز اینورتر باقی بماند.

کنترل کننده سرعت مورد استفاده در این سیستم، یک کنترلر PI می‌باشد. که گین تناسبی آن ۶۰۰۰ و گین انتگرالی آن ۱۰۰۰ می‌باشد.



شکل ۴-۱ بلوک سیستم کنترل مستقیم نیرو برای موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی

سیگنال مرجع سرعت را می‌توان از طریق یک مرجع خارجی و یا اینکه از طریق یک کنترل کننده موقعیت PI تولید کرد.

گین تناسبی کنترلر مورد استفاده در این سیستم ۲۳ و گین انتگرالی آن ۳ می‌باشد.

سایر پارامترها بر اساس جدول ۴-۱ تنظیم شده است.

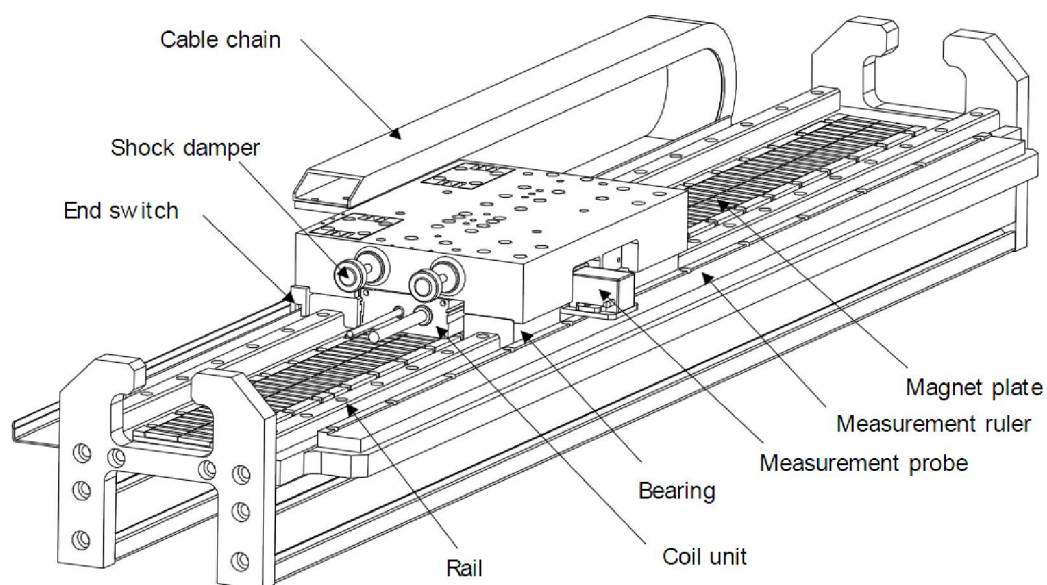
۴-۳- معرفی موتور مورد استفاده در شبیه سازی

موتوری که برای شبیه سازی در نظر گرفته شده است، بر اساس یک مدل واقعی (TB12S) محصول شرکت TECNOTION می‌باشد (ضمیمه ب-).

ساختاری که در این پایان‌نامه مورد استفاده قرار گرفته است، یک موتور مغناطیس دائم خطی سنکرون تک بر دارای مغناطیس سطحی با هسته آهنی و اولیه کوتاه متحرک می‌باشد.

این ساختار از موتور خطی، اساساً برای سیستم اتوماسیون کارخانه‌ها گسترش یافته است.

نمای کلی این موتور در شکل ۴-۲ نشان داده شده است. همین‌طور مشخصات کامل این موتور در جدول ۴-۱ آمده است.



شکل ۴-۲ نمای کلی موتور استفاده شده در شبیه سازی

جدول ۴-۱ مشخصات موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی استفاده شده در شبیه سازی

پارامتر	مقدار	نشانه
مقاومت سیم پیچ های استاتور	1.6Ω	R_s
اندوکتانس مغناطیس کنندگی محور مستقیم	13 mH	L_d
اندوکتانس مغناطیس کنندگی محور عمودی	13 mH	L_q
تعداد زوج قطب	۱	P
گام قطب	0.012 M	τ
ضریب نیروی موتور	93 N/A	K
شار آهنربای دائم	0.237 Wb	Ψ_{PM}

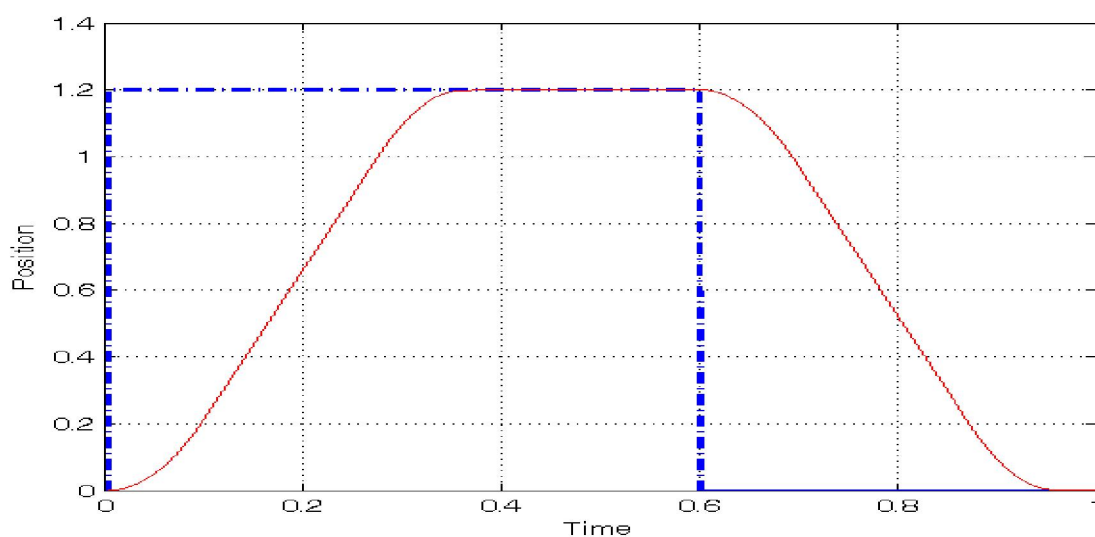
I_{am}	۸.۲ A	بیشینه جریان
V_{dc}	۵۶۰ V	ولتاژ منبع dc
M	۱۵.۶ Kg	جرم متحرک

۴-۳-۱ - مقایسه نتایج شبیه سازی با نتایج موتور واقعی

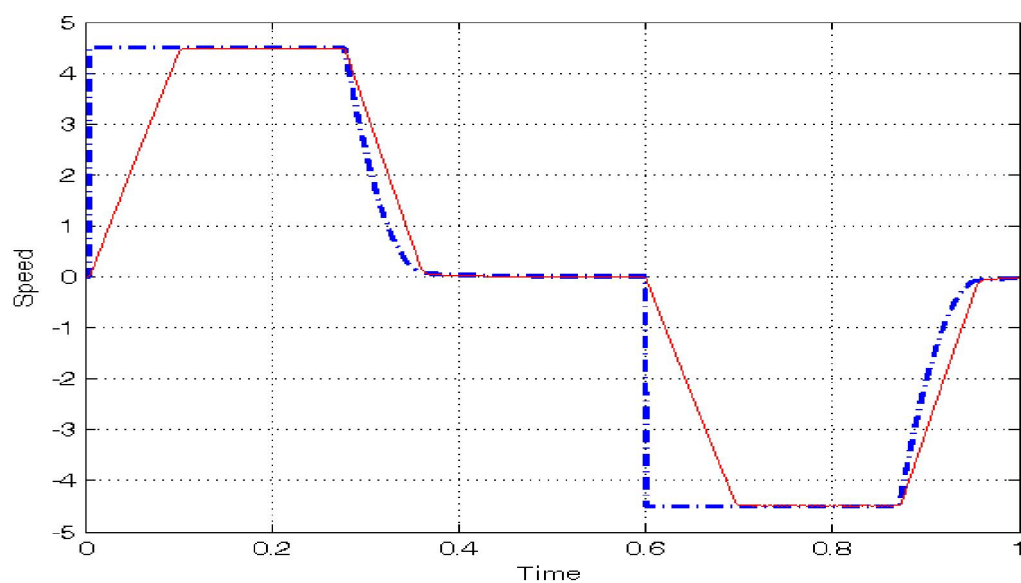
در ابتدا برای اطمینان از صحت عملکرد مدل شبیه سازی شده، نتایج حاصل از شبیه سازی را با نتایج

حاصل از سیمپلاتور شرکت سازنده موتور (ضمیمه ب-)، مقایسه می کنیم.

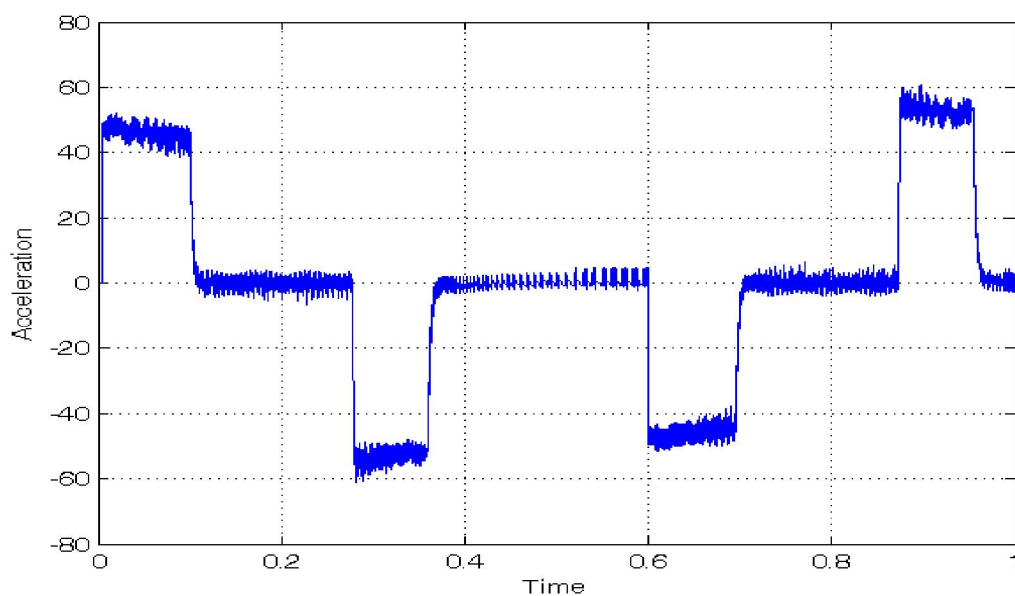
برای این منظور پروفایل حرکت را بر اساس اطلاعات شرکت سازنده تنظیم می کنیم.



شکل ۴-۳ پروفایل حرکت بر اساس TECNOTION؛ موقعیت مرجع (نقطه چین)، پاسخ موتور (تیره)



شکل ۴-۴ نمودار سرعت: سرعت مرجع (نقطه چین)، پاسخ موتور (تیره)



شکل ۴-۵ نمودار شتاب

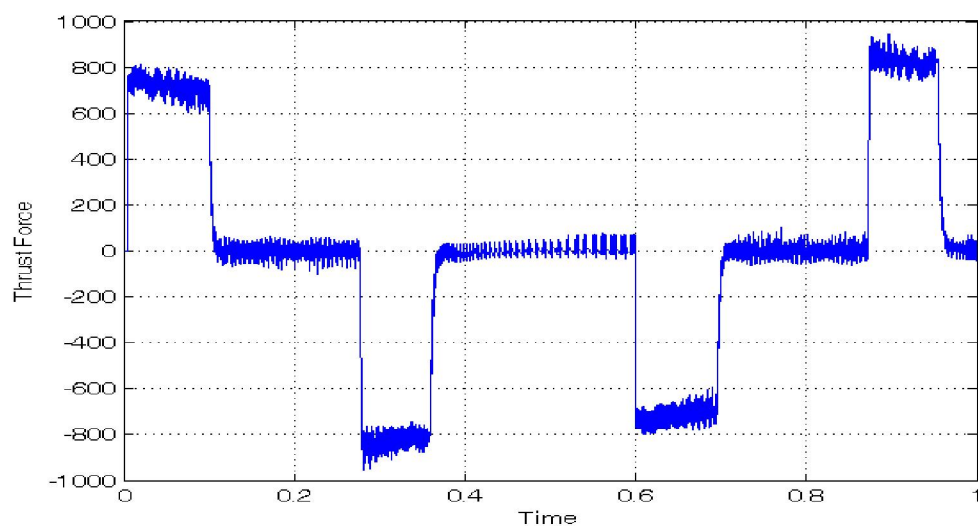
در شکل ۴-۳ مقادیر مرجع و پاسخ موقعیت قابل مشاهده می باشد.

در شکل ۴-۴ نیز مقادیر مرجع (تولید شده توسط PI) و پاسخ سرعت دیده می شود.

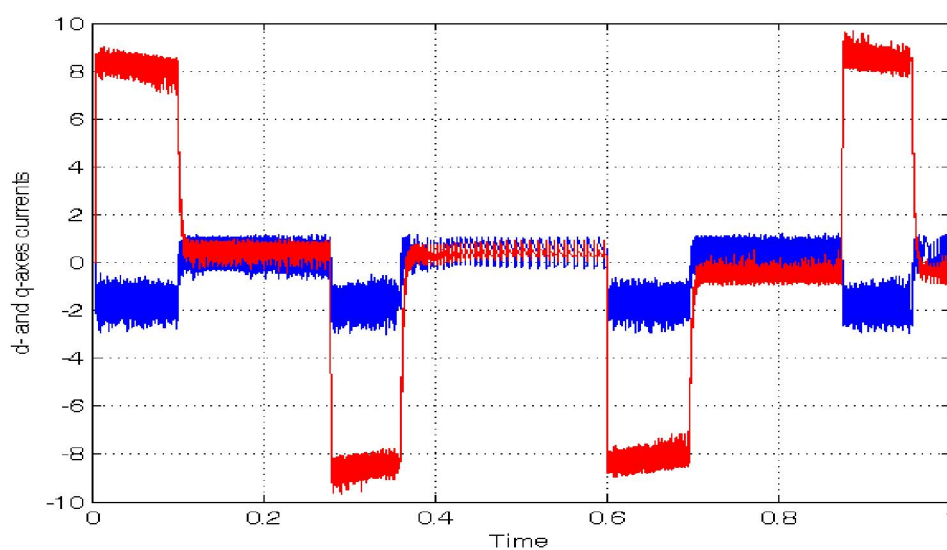
شکل ۴-۵ نمودار شتاب قسمت متحرک را نشان می دهد.

نمودار شتاب مشابه است با نمودار نیروی تولیدی توسط قسمت متحرک هنگامی که نیروی اصطکاک،

نیروی دندانه‌ای و اثر انتهایی را در نظر گرفته باشیم، شکل ۶-۴.



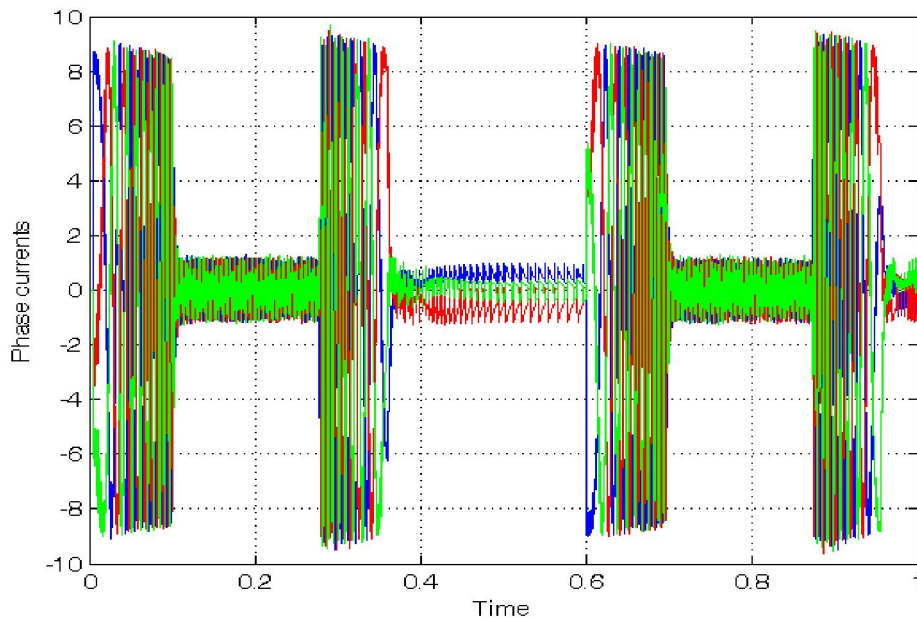
شکل ۶-۴ نمودار نیروی ضربه



شکل ۷-۴ جریان محورهای مستقیم و عمودی

شکل ۷-۴ نمودارهای جریان i_d و i_q و شکل ۸-۴ نمودارهای جریان i_{abc} را حین شتاب‌گیری

محرک، سرعت ثابت 4.5 m/s، و شتاب منفی نشان می‌دهد.



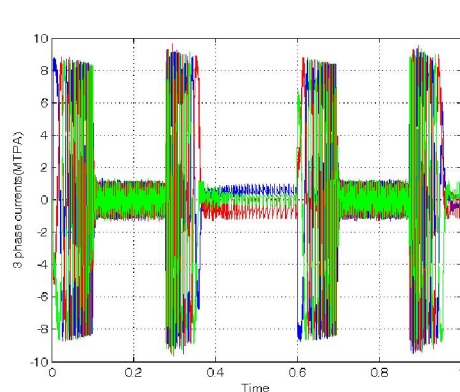
شکل ۴-۸ جریان‌های سه فاز

۴-۳-۲- استراتژی حداکثر نیرو بر جریان

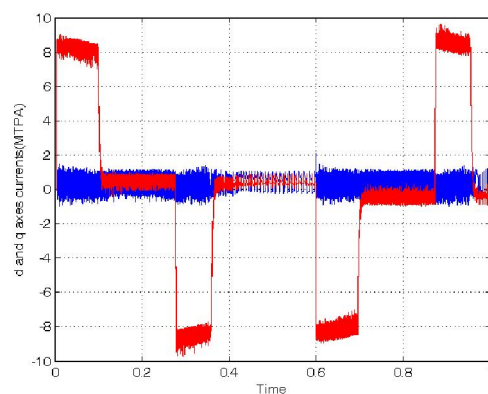
در موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی با آهنربای سطحی، مقادیر اندوکتانس محورهای مستقیم و عمودی (L_d, L_q)، تقریباً برابر می‌باشند. در نتیجه با توجه به معادله (۲-۵)، جریان محور مستقیم i_d اثری بر نیرو نخواهد داشت؛ و برای یک نیروی داده شده، جریان استاتور کمینه و در اغلب موارد بازده بیشینه زمانی حاصل می‌شود که جریان محور مستقیم برابر صفر باشد، $i_d = 0$. در نتیجه استراتژی حداکثر نیرو بر جریان در این نوع موتور با استراتژی $i_d = 0$ برابر خواهد بود.

به منظور کنترل با به کارگیری استراتژی حداکثر نیرو بر جریان (MTPA)، سیگنال مرجع شار پیوندی، طوری تنظیم می‌شود که نیروی ضربه مطلوب با وجود جریان کمینه، حاصل شود. این استراتژی منجر به افزایش بازده موتور و کمینه شدن تلفات مسی می‌شود.

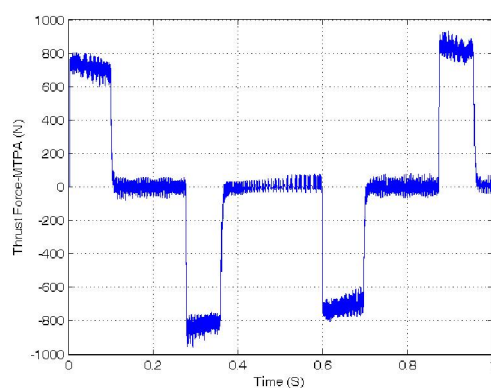
شکل نمودارهای جریان و نیرو را طی استراتژی MTPA، نشان می‌دهد.



(ب)



(الف)



(ج)

شکل ۴-۹ نمودارهای حاصله طی استراتژی حداکثر نیرو بر جریان: (الف) جریان های d, q ; (ب) جریان سه فاز؛ (ج) نیروی ضربه

۴-۴- بررسی نتایج شبیه سازی حاصل از راهکارهای پیشنهادی

برای بررسی عملکرد راهکارهای پیشنهادی، فرمان موقعیت طبق رابطه (۴-۱) و تغییرات بار تحت

رابطه (۴-۲) به سیستمها اعمال شده است.

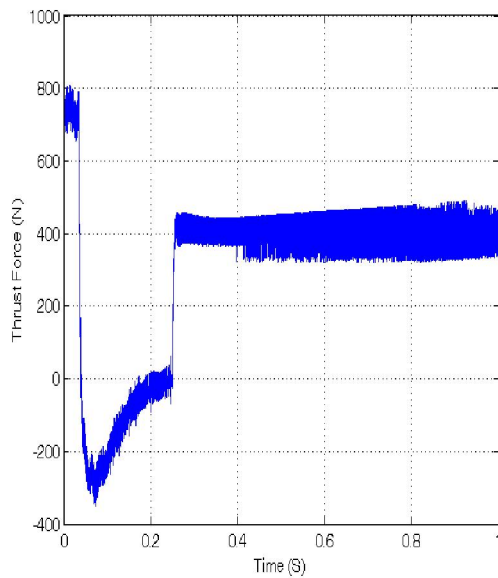
$$d_{ref} = \begin{cases} 0 & t < 0 \text{ sec} \\ 0.15 \left(1 - e^{-\frac{t}{0.03}} \right) & t \geq 0 \text{ sec} \end{cases} \quad (4-1)$$

$$F_{Load} = \begin{cases} 0 & t < 0.25 \text{ sec} \\ 400 \text{ (N)} & t \geq 0.25 \text{ sec} \end{cases} \quad (۲-۴)$$

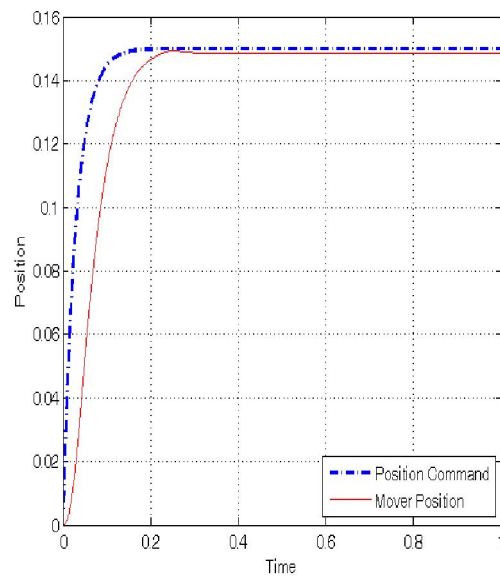
همان طور که از رابطه (۲-۴) دریافت می شود، در زمان ۰.۲۵ ثانیه اغتشاش باری رخ می دهد.

عملکرد مطلوب برای موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی به نحوی است که موتور با حداکثر سرعت شتاب بگیرد؛ موقعیت روتور بدون بالازدگی (یا با بالازدگی اندک) به مقدار نهایی خود برسد؛ در ضمن خطای حالت ماندگار آن صفر باشد؛ همچنین در کل دوره راه اندازی کلیه محدودیت های سیستم محرکه و موتور رعایت شوند.

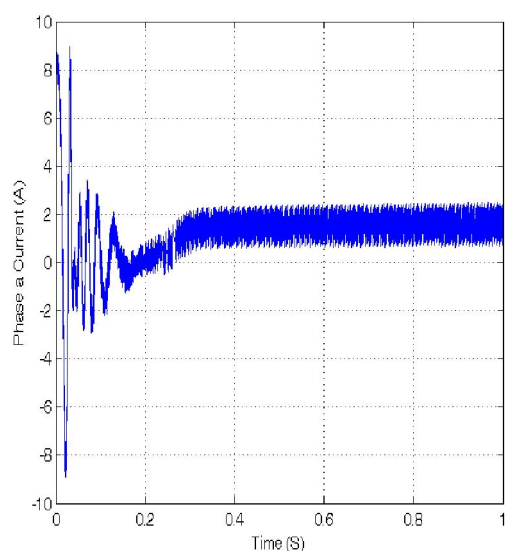
شکل ۴-۱۰ عملکرد سیستم پایه را تحت شرایط مذکور نشان می دهد.



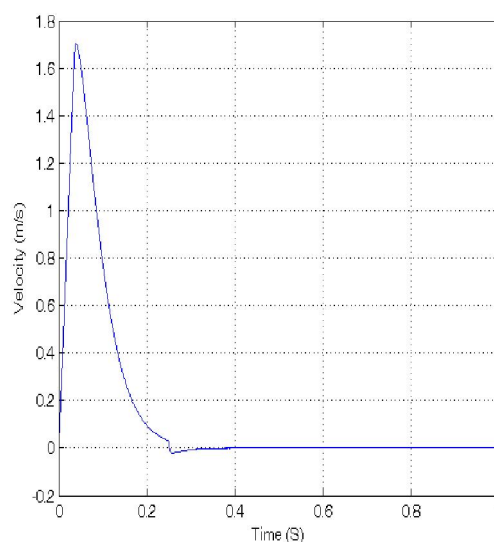
(ب)



(الف)



(د)



(ج)

شکل ۴-۱۰ عملکرد سیستم کنترل مستقیم نیرو (سیستم پایه) تحت فرمان موقعیت و اغتشاشات بار: (الف) پاسخ موقعیت؛ (ب) پاسخ نیرو؛ (ج) پاسخ سرعت؛ (د) جریان فاز a استاتور

۴-۴-۱ بررسی عملکرد سیستم با تخمین گر مقاومت استاتور

همان طور که در بخش ۲-۳-۱ اشاره شد، تخمین نیرو در روش کنترل مستقیم نیرو، شدیداً به دقت تخمین شار پیوندی استاتور بستگی دارد و تخمین شار پیوندی استاتور هم شدیداً به دقت تخمین مقاومت استاتور وابسته می باشد. از این روی تخمین دقیق مقاومت استاتور نقش مهمی در کنترل مستقیم نیروی موتور سنکرون مغناطیس دائم ایفا می کند؛ و در صورتیکه از مقاومت واقعی استاتور در روش DTFC استفاده نشود، سیستم کنترل درایو دچار اختلال می گردد.

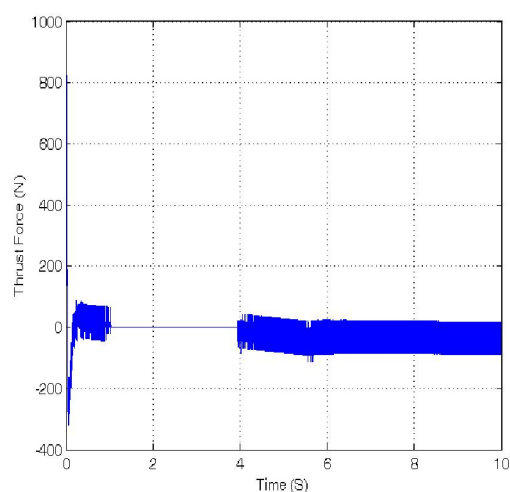
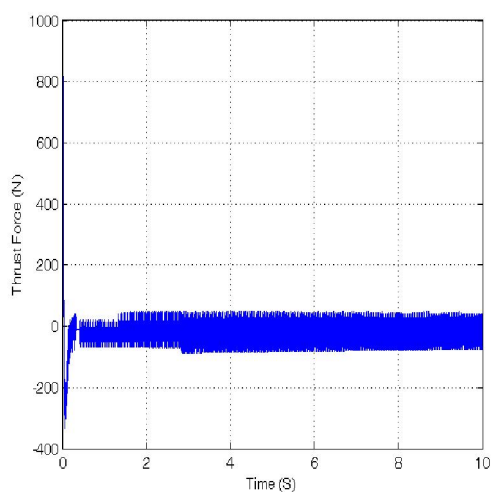
در این قسمت نتایج مربوط به شبیه سازی با و بدون تخمین گر مقاومت استاتور آورده شده است. با بررسی و مقایسه نتایج شبیه سازی معلوم شد سیستم بدون تخمین مقاومت واقعی استاتور در حالت دائمی دچار اختلال می گردد.

قابل ذکر است که زمان شبیه سازی ها ۱۰ ثانیه در نظر گرفته شده تا عملکرد سیستم در حالت دائمی

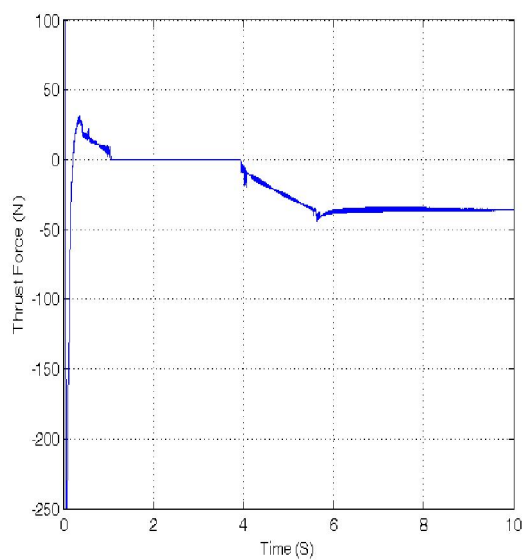
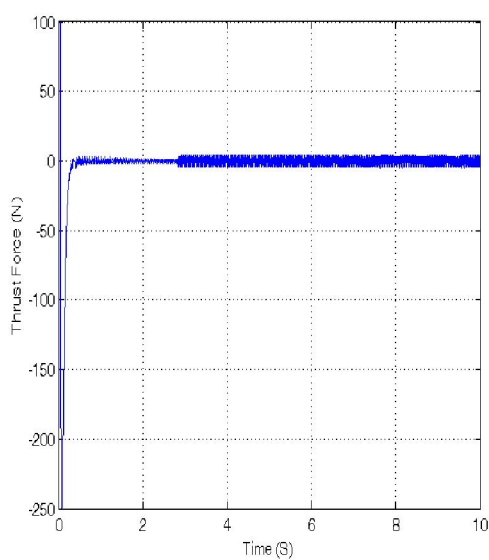
بررسی شود.

شکل های سمت راست مربوط به سیستم بدون تخمین گر مقاومت استاتور و شکل های سمت چپ

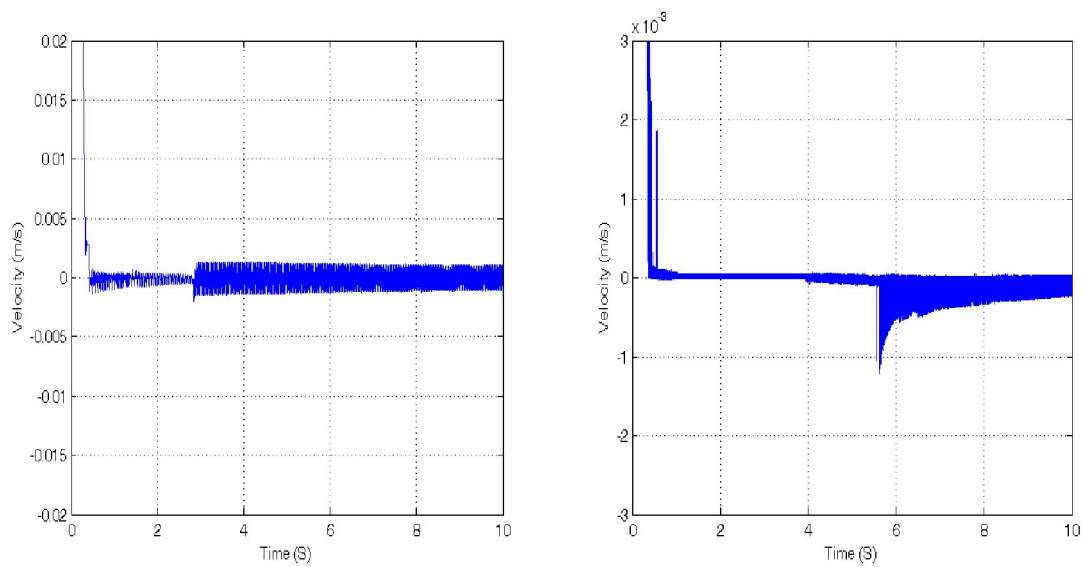
مربوط به سیستم با تخمین گر مقاومت استاتور می باشد.



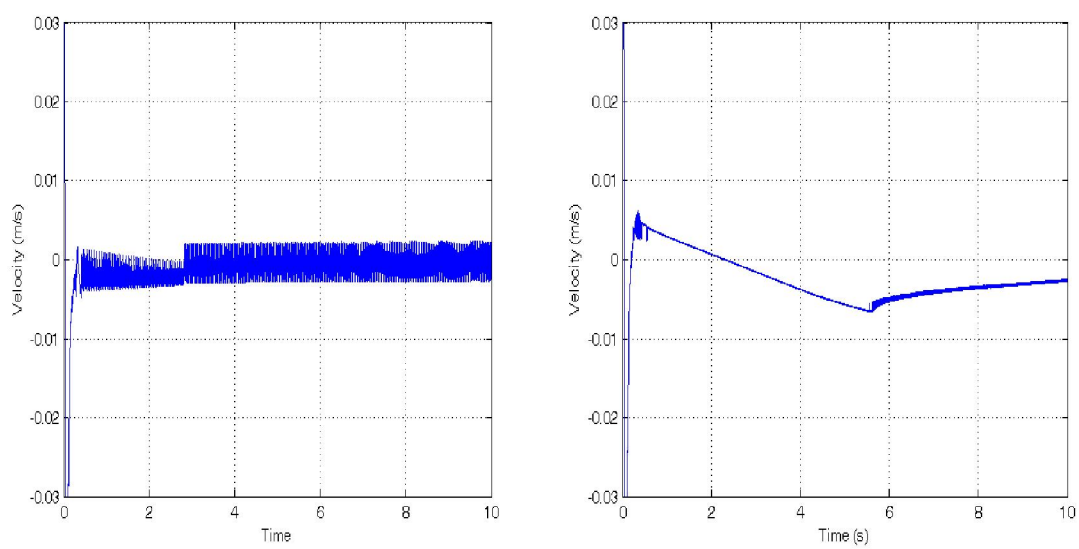
(الف) نیروی ضربه



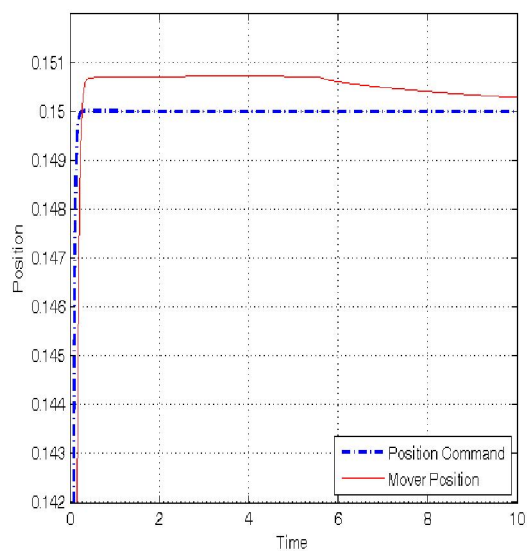
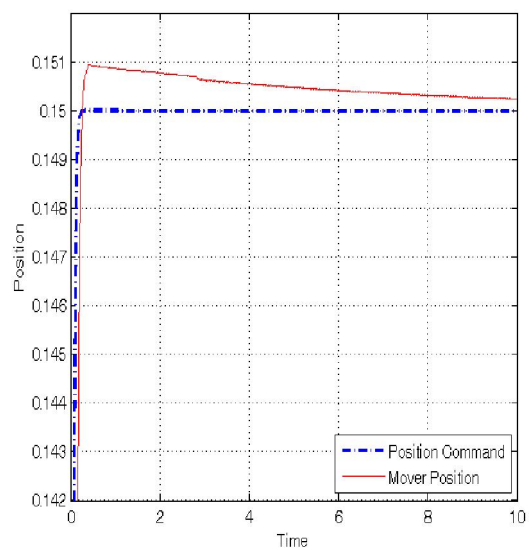
(ب) متوسط نیروی ضربه



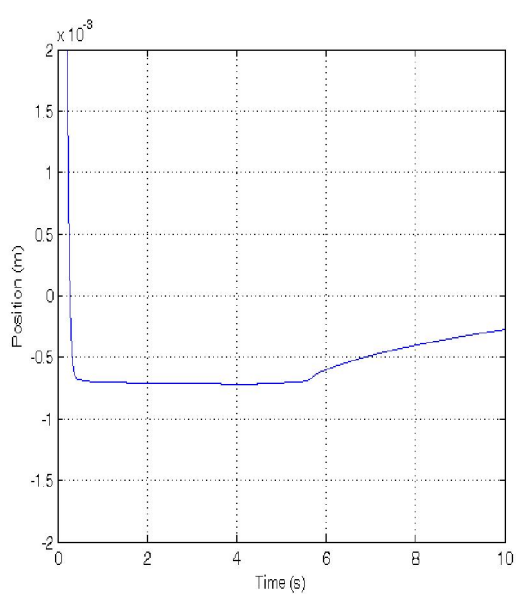
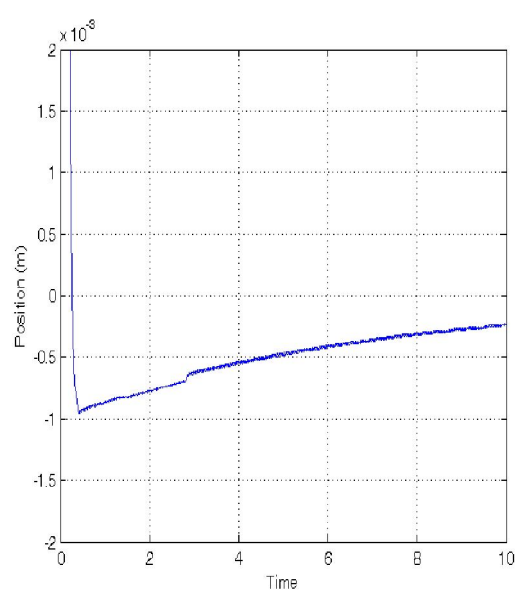
(ج) پاسخ سرعت متحرک



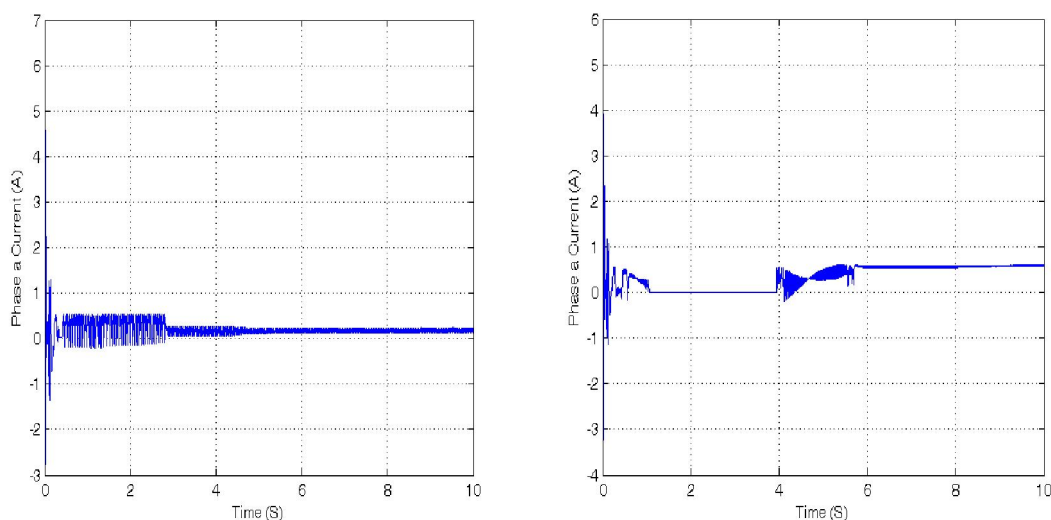
(د) خطای پاسخ سرعت نسبت به سرعت مرجع



(ه) پاسخ موقعیت



(و) خطای پاسخ موقعیت نسبت به موقعیت مرجع



(ز) متوسط جریان فاز (a) استاتور

شکل ۴-۱۱ نتایج شبیه سازی با تخمین گر مقاومت استاتور (شکل های سمت چپ) در مقایسه با نتایج شبیه سازی بدون تخمین گر مقاومت استاتور (شکل های سمت راست)

۴-۲-۴ بررسی عملکرد سیستم با به کار گیری اینورتر سه فاز چهار کلیدی (FSTPI)

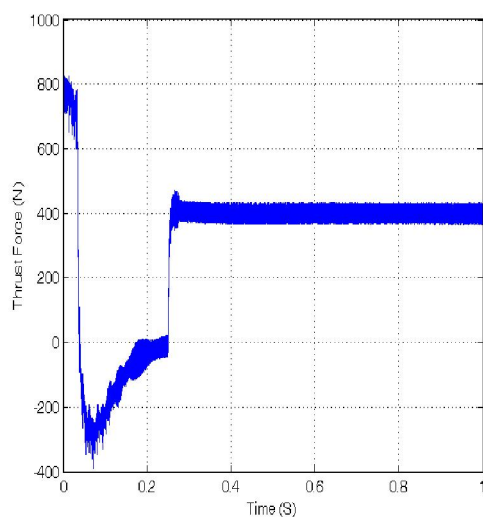
همان طور که در بخش ۲-۳-۲- گفتیم، نحوه جدول کلید زنی می تواند در بعضی شرایط منجر به افزایش نوسان نیرو گردد. در این قسمت هدف کنترل مستقیم نیرو در موتور PMLSM سه فاز تغذیه شونده با یک اینورتر سه فاز چهار کلیدی از نوع SVM می باشد. در ادامه نتایج شبیه سازی حاصل از به کار گیری اینورتر سه فاز چهار کلیدی (FSTPI)، آورده شده است.

با بررسی نتایج شبیه سازی و مقایسه آن با نتایج حاصل از سیستم پایه مشاهده گردید این اینورتر در مقایسه با اینورتر دو سطحی سه فاز SVM متعارف (به کار برده شده در سیستم پایه)، دارای ضربان های گشتاور تولیدی کمتر و بعلاوه جدول کلید زنی ساده تری می باشد.

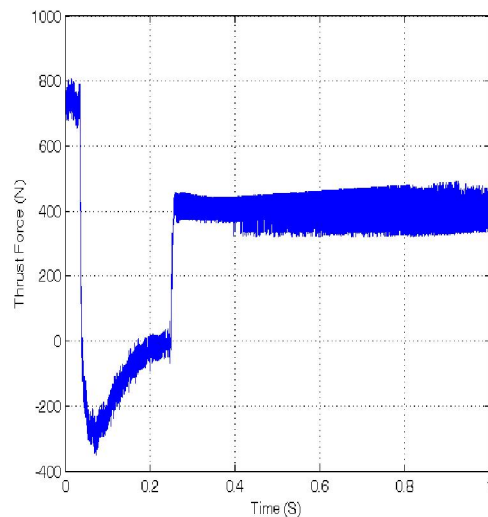
شبیه سازی ها در زمان ۱ ثانیه با اعمال اغتشاش باری به میزان ۴۰۰ نیوتن در ۰.۲۵ ثانیه انجام گرفته

است.

با توجه به شکل ۱۲-۴ و شکل ۱۳-۴ مشاهده می‌شود که رپیل نیرو به میزان متوسط ۶۰٪ کاهش یافته است.

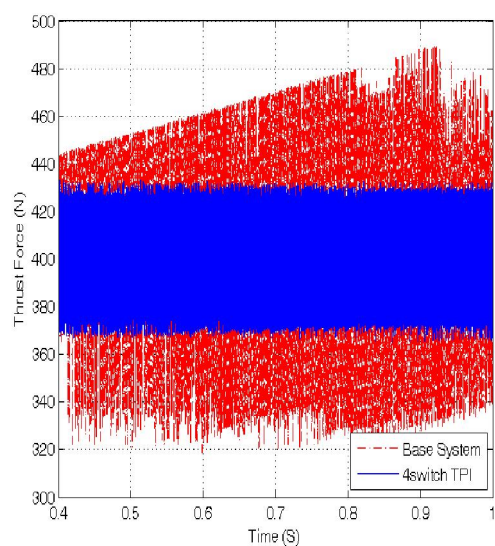
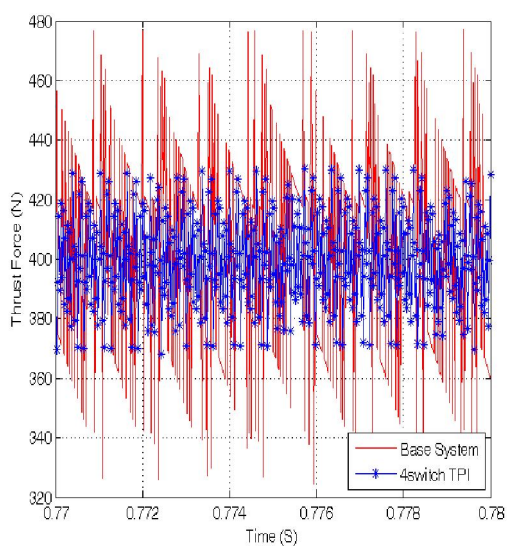


(ب)

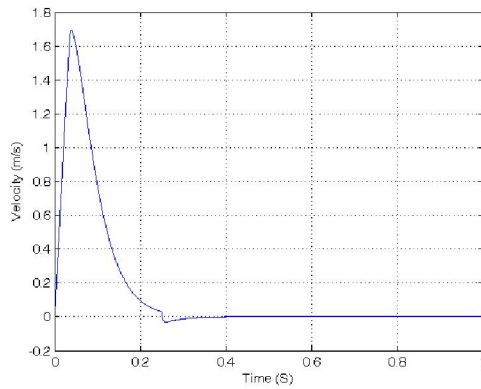


(الف)

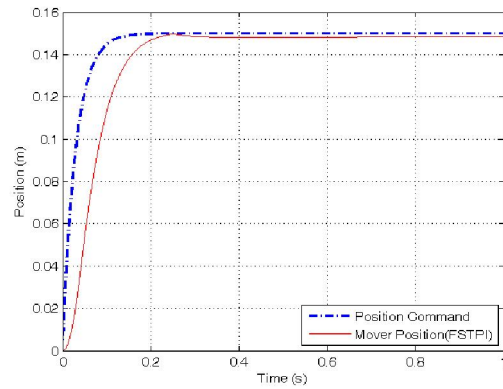
شکل ۱۲-۴ نمودار نیروی ضربه؛ (الف) سیستم پایه؛ (ب) تغذیه با FSTPI



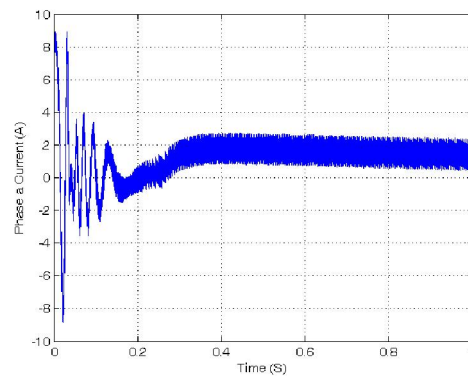
شکل ۱۳-۴ کاهش رپیل نیرو متأثر از تغذیه با اینورتر سه فاز چهار کلیدی



(ب)



(الف)



(ج)

شکل ۴-۴ عملکرد سیستم کنترل مستقیم نیرو تغذیه شده با اینورتر FSTPI تحت فرمان موقعیت و اغتشاشات بار:
 (الف) پاسخ موقعیت؛ (ب) پاسخ سرعت؛ (ج) جریان فاز a استاتور

۴-۳-۴ بررسی عملکرد سیستم با تخمین گر سرعت (کنترل بدون حسگر)

مدل طرح تخمین گر سرعت بر اساس روش تخمین حداقل مربعات بازگشتی (RLS)، شبیه سازی شد. همان طور که در بخش ۴-۳ توضیح داده شد، مبنای این روش بر پایه تخمین بهنگام پارامترهای M (ضریب اینرسی) و B (ضریب اصطکاک) با استفاده از روش تخمین حداقل مربعات بازگشتی استوار است. پارامترهای مذکور پس از شناسایی در معادله مکانیکی سیستم جایگزین شده و بدین ترتیب سرعت بدون حسگر تخمین زده می شود.

شناسایی بهنگام این پارامترها، موجب می‌شود سیستم کنترل موتور در مقابل تغییر آن‌ها عملکرد مطلوب و مناسب داشته باشد.

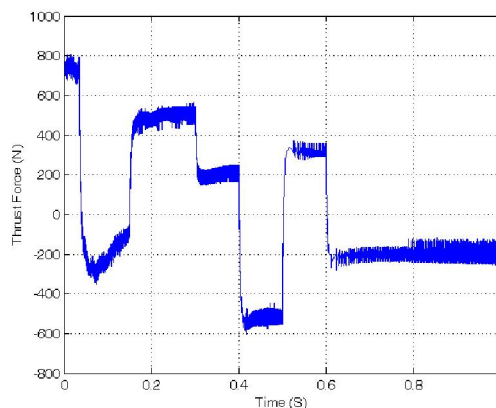
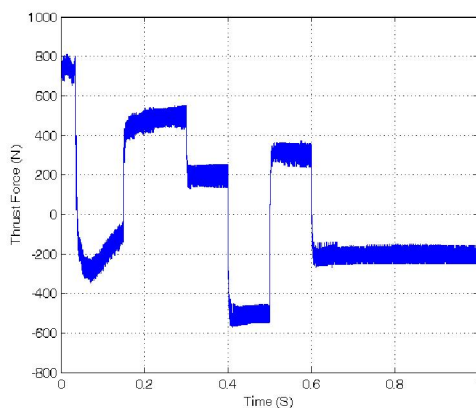
همچنین با استفاده از این پارامترهای شناسایی شده، توانستیم یک مشاهده گر بهنگام اغتشاش خارجی بار طراحی کنیم که با اضافه نمودن آن به سیستم، منجر به عملکرد مطلوب کنترل کننده در مقابل تغییرات حاصل از اغتشاش بار گردید.

نتایج شبیه سازی که در ادامه آورده شده است، موید این مطلب می‌باشد.

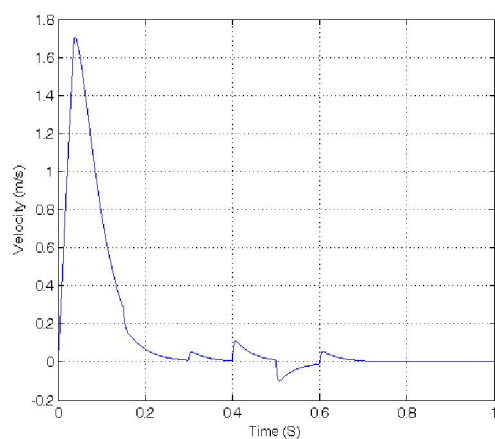
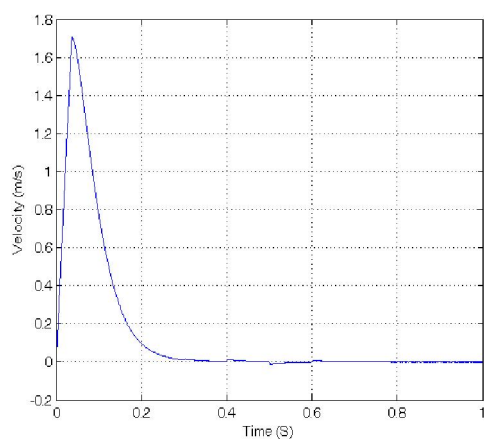
برای انجام این شبیه سازی‌ها فرمان موقعیت طبق رابطه (۴-۱) و تغییرات بار تحت رابطه (۴-۲) به سیستم‌ها اعمال شده است.

$$d_{\text{ref}} = \begin{cases} 0 & t < 0 \text{ sec} \\ 0.15 \left(1 - e^{-\frac{t}{0.03}}\right) & t \geq 0 \text{ sec} \end{cases} \quad (۳-۴)$$

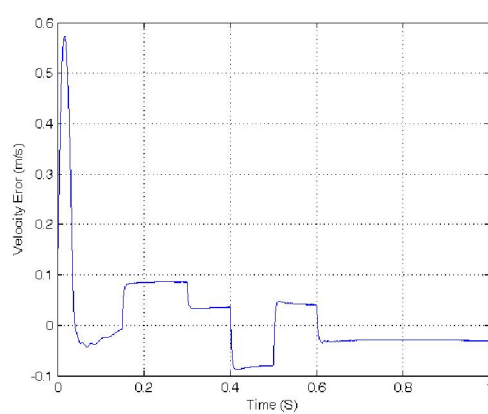
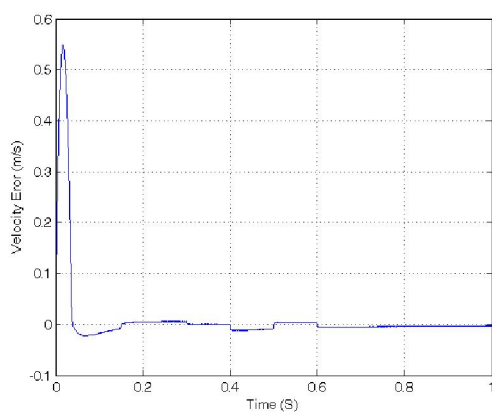
$$F_{\text{Load}} = \begin{cases} 0 & t < 0.15 \text{ sec} \\ 500 & 0.15 < t < 0.3 \text{ sec} \\ 200 & 0.3 < t < 0.4 \text{ sec} \\ -500 & 0.4 < t < 0.5 \text{ sec} \\ 300 & 0.5 < t < 0.6 \text{ sec} \\ 0 & t > 0.6 \text{ sec} \end{cases} \quad (۴-۴)$$



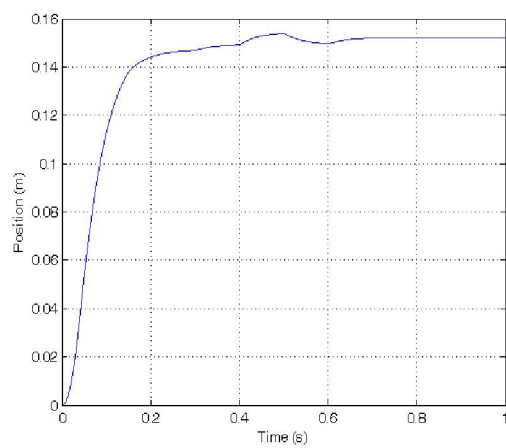
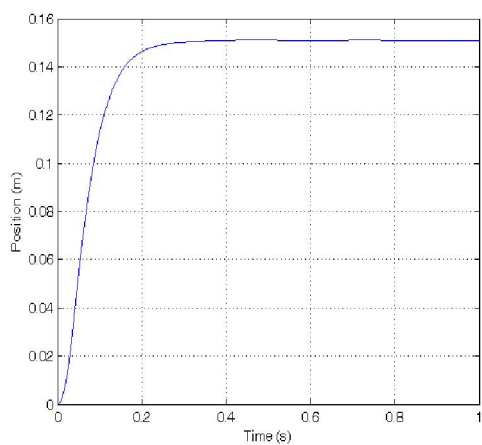
(الف) پاسخ نیروی ضربه



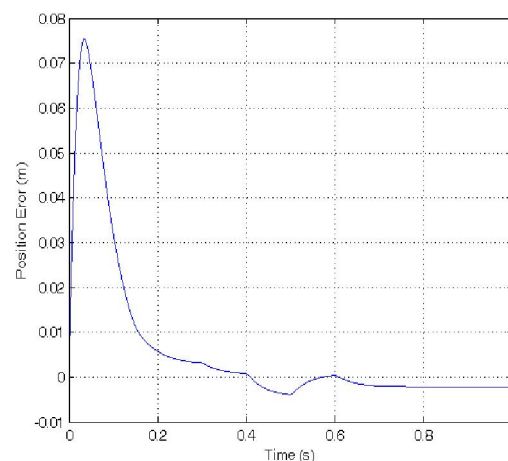
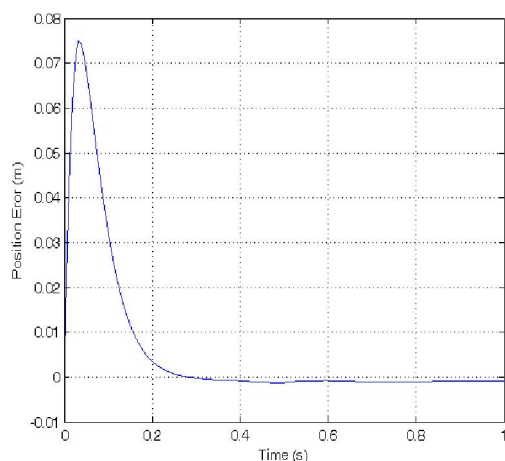
(ب) پاسخ سرعت



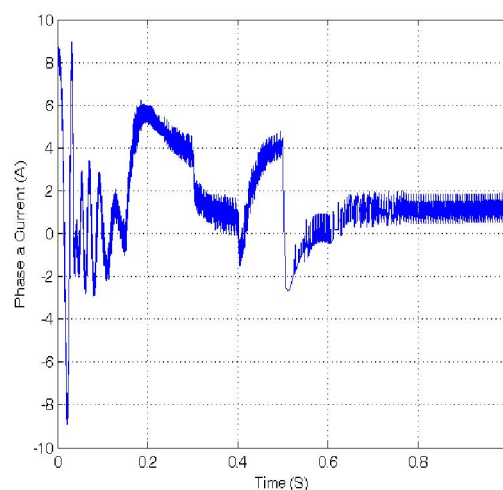
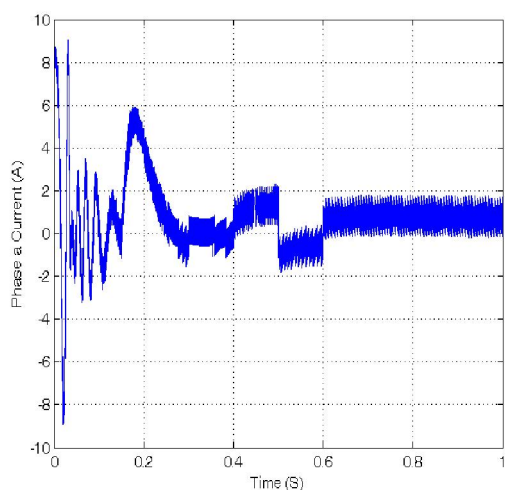
(ج) خطای پاسخ سرعت نسبت به سرعت مرجع



(د) پاسخ موقعیت

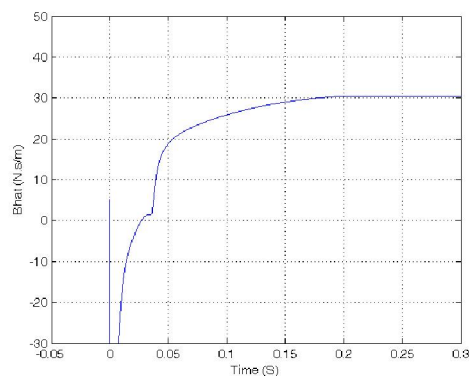


(ه) خطای پاسخ موقعیت نسبت به موقعیت مرجع

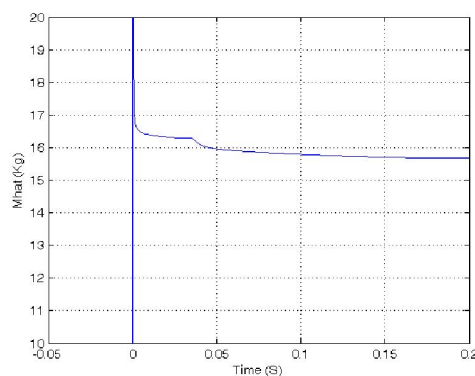


(و) جریان فاز (a) استاتور

شکل ۴-۱۵ عملکرد سیستم کنترل مستقیم نیرو با تخمین گر سرعت (شکل‌های سمت چپ) در مقایسه با نتایج شبیه سازی بدون تخمین گر سرعت (شکل‌های سمت راست)



(ب)



(الف)

شکل ۴-۱۶ نحوه شناسایی پارامترها با روش RLS: (الف) ضریب اینرسی M ؛ (ب) ضریب اصطکاک B

فصل پنجم

نتیجه گیری و پیشنهادات

فصل ۵- نتیجه گیری و پیشنهادات

۵-۱- مقدمه

امروزه دامنه‌ی استفاده از محرکه‌های الکتریکی AC و DC بسیار گسترش یافته است. در این میان محرکه‌های AC سنکرون مغناطیس دایم به دلیل استحکام و سادگی ساختار بر موتورهای DC ارجح می‌باشند. ماشین‌های الکتریکی خطی به خاطر اتصال مستقیم به سیستم مکانیکی بدون نیاز به سیستم‌های انتقال دهنده نیرو دارای مزیت‌های بیشتری نسبت به موتورهای گردان می‌باشد.

موتورهای سنکرون PM علی‌رغم سادگی ساختمان دارای مدل پیچیده‌تری نسبت به موتورهای DC بوده و طبیعتاً روش‌های کنترل این موتورها نیز مشکل‌تر خواهد بود.

تا کنون سه روش کلی برای تحریک موتورهای الکتریکی AC بکار گرفته شده است.

۱. روش اسکالر

۲. کنترل برداری

۳. کنترل مستقیم نیرو

ایده اصلی در روش کنترل مستقیم نیرو، کنترل مستقیم شار پیوندی استاتور و گشتاور، بدون کنترل مستقیم جریان استاتور است.

در این روش، به وسیله خروجی مقایسه گرهای هیستریزس مربوط به گشتاور و اندازه شار پیوندی استاتور، بردار ولتاژ مناسب با آن از جدول کلید زنی از قبل معین شده (جدول کلید زنی بهینه) انتخاب می‌شود؛ و در نهایت برای اعمال این بردار ولتاژ، فرمان مناسب به کلیدهای قدرت داده می‌شود.

روش کنترل مستقیم نیرو نسبت به کنترل برداری دارای محاسن زیر است :

۱. پاسخ سریع‌تر در مقابل تغییرات نیرو و کنترل شار

۲. عدم نیاز به پارامترهای مختلف موتور برای کنترل

۳. از آنجائیکه محاسبات کنترلی در قاب مرجع ساکن انجام می‌گیرد. نیاز به تخمین دقیق موقعیت موتور نمی‌باشد.

۴. سادگی پیاده سازی

ولی روش کنترل مستقیم نیرو دارای معایب زیر می‌باشد:

۱. فرکانس سوئیچ زنی متغیر برای اینورتر

۲. دقت و عملکرد سیستم به تخمین دقیق مقاومت استاتور وابسته می‌باشد.

۳. ریپل زیاد نیرو

در تمامی روش‌های کنترل حلقه بسته، به فیدبک سرعت برای دستیابی به کنترل با کیفیت مطلوب نیاز است. برای اندازه‌گیری سرعت در صنعت از تاکوژنراتور و شفت‌انکودر استفاده می‌شود. علاوه بر اندازه‌گیری سرعت به روش فوق، می‌توان از تخمین‌گرهای سرعت نیز استفاده کرد. سیستم‌های کنترل سرعت که در آن‌ها از یک تخمین‌گر برای تعیین سرعت استفاده می‌شود و فاقد حسگر مکانیکی هستند، «سیستم‌های کنترل بدون حسگر» نامیده می‌شوند.

۵-۲- نتیجه‌گیری

در این پایان نامه ابتدا تئوری موتورهای سنکرون آهنربای دائم خطی، مدل سازی و محدودیت این دسته از موتورها بحث گردید. در گام بعدی روش کنترل مستقیم نیرو به همراه استراتژی‌های بهینه از جمله استراتژی حداکثر نیرو بر جریان به همراه تمام محدودیت‌های سیستم (شامل موتور و اینورتر) در این روش ارائه گردید. از طرفی برای بهبود عملکرد سیستم کنترل مستقیم نیرو در مقابل خطای تخمین شار و نیرو (که به تخمین دقیق مقاومت استاتور شدیداً وابسته می‌باشد)، کاهش ریپل نیروی این سیستم بسته به نحوه جدول کلید زنی، و همچنین عملکرد مناسب سیستم در مقابل اغتشاشات خارجی نیروی

بار و تغییر پارامترهای مکانیکی موتور، راهکارهایی پیشنهاد و اعمال گردید. در ابتدا یک تخمین گر مقاومت استاتور که مستقل از پارامترهای سیستم است، طراحی گردید. از نتایج شبیه سازی دیده شد که استفاده از این تخمین گر موجب پایداری حالت دائمی سیستم گردید. سپس از یک اینورتر سه فاز چهار کلیدی جهت تغذیه موتور استفاده گردید که بر اساس نتایج شبیه سازی به میزان متوسط ۶۰٪ از رپیل نیرو کاسته شد. در ادامه از روش تخمین حداقل مربعات بازگشتی برای تخمین بهنگام ضرایب اینرسی و اصطکاک استفاده گردید. استفاده از این پارامترهای تخمینی منجر به طراحی یک مشاهده گر بهنگام اغتشاش خارجی نیروی بار و همچنین یک تخمین گر سرعت (کنترل بدون حسگر)، گردید. در نتیجه یک سیستم کنترل مستقیم نیروی موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی بدون حسگر با رپیل نیروی کمتر که نسبت به تغییرات پارامترهای موتور، مقاومت استاتور و اغتشاشات نیروی خارجی بار پاسخ مناسب و مطلوبی دارد، طراحی شد.

در ادامه این کار، موارد زیر می‌تواند در کارهای بعدی مورد بررسی قرار گیرد:

۱. بکار گیری استراتژی تضعیف شار اگر بخواهیم سرعتی بالاتر از سرعت نامی داشته باشیم.

۲. استفاده از روش آنالیز المان محدود برای مشخص نمودن دقیق اثر انتهایی

۳. استفاده از روش‌های هوشمند برای کنترل سرعت و موقعیت

۴. پیاده سازی محرکه پیشنهادی

فهرست مراجع

- [1] Gieras " Linear syuchhorous Motors:.CRC press 2000.
- [2] I. Zou and Zhu, "High performance motion control of sensorless interior permanent magnet liner synchronous motor" control Automation Robotics and vision conference , ICARCV 2004 . vol3, pp- 1780 – 1785.6-9 Dec -2004.
- [3] S.A Naser and I.Bolea . " Linear Electric Motors : Theory ,Design and Parctical Application . Englewood Cliffs , NJ : prenticc – Hall,1987.
- [4] c.Jiefan , "research on Restraining Thrust Force Ripple for permanent Magnet Lincar synchronous Motor ".IEEE IPENC,2006
- [5] M. Abroshan ,J . Milimonfared ,k .Malekian and A. Rahnamaee " An optimal control for saturated interior Permanent Magnet Liner Synchronous Motors incorporating field weakening “ , Power Electronics and Motion Control Conference, 2008, EPE-PEMC, 13th, 1-3 Sept, 2008 Page(s): 1117-1122
- [6] Y-S. Kung , " Design and Implementation of a High-Performance PMLSM Drives Using DSP Chip". IEEE Transactions on Industrial Electrioies , VOL. 55, NO. 3, MARCH 2008
- [7] C.Jiefan, W.Chengyuan, Y.Junyou, L.Lifeng, " Analysis of Direct Thrust Force Control for Permanent Magnet Linear Synchronous Motor" . Proceedings of the 5th World Congress on Intelligent Control and Automation, June 15-19, 2004, Hangzhou, P.R. China.
- [8] p.vas , " sensorless vector and Direct Torque control " , Oxford university press ,1998.
- [9] I.Boldca and S.Nasar , “ Lincar Electric Actuators and Generators”, London: Cambridge University Press, 1997.
- [10] G. Strumberger, D. Zarko, M.T Aydemir, T.A Lipo “Design and Comparison of Linear Synchronous Motor and Linear Induction Motor for Electromagnetic Aircraft Launch System.” C-IM3-7817-2103/\$11.W 62W3 IEEE
- [۱۱] حمیدرضا آخوندی ، " طراحی و بهینه سازی موتور سنکرون مغناطیس دائم خطی برای کاربرد در سیستم هدایت الکتریکی خودرو"، پروژه کارشناسی ارشد، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، ۱۳۸۷.
- [12] N.Bodika , R.I . Cruise , and C.F .Landy , “ Design of a PI controller to counteract the effect of cogging forces in a permanent magnet synchronous liner motor “ , 1999 IEEE , volume 2 .28 sept – 1 oct .1999 page (s) : 893 – 896 vol 2.
- [۱۳] مهدی آشتیانی، " بهینه سازی ساختار ماشین های خطی آهنربای لوله ای برای کاهش ضربان نیرو " پروژه کارشناسی ارشد، دانشگاه صنعتی امیر کبیر، ۱۳۸۷.
- [14] Bryan C. Murphy, “DESIGN AND CONSTRUCTION OF A PRECISION TUBULAR LINEAR MOTOR AND CONTROLLER” Ms.c Thesis, Texas A&M University, 2003
- [۱۵] آرش حسن پور اصفهانی، صادق واعظ زاده، "انتخاب ساختار مناسب و بهینه سازی موتور سنکرون آهنربای دائم خطی برای کاربردهای دقیق"، فصل نامه علمی-پژوهشی مهندسی برق مجلسی، سال سوم/شماره دوم/تابستان ۱۳۸۸
- [16] www.h2wtech.com
- [17] R.F.Post (Maglev: A new approach) Journal of Scientific American Tran 2000 Available: www.skytran.net/press/sciamol.htm

-
- [18] B. Chalmers , L .Musaba , and D.F .Gosden . “ variable – frequency synchronous motor drives for electric vehicles . “ IEEE Trans . Ind . Applical , vol . 32,pp .896-903 . july/Aug . 1996
- [19] Y. Chen ,S.Huang and S .wan . “ Direct Torque controller for low velocity and High Torqus PMSM Based on TMS320F2812 DSP” , International conference on Mechatronics and Automatio ICMA .pp.3662 ,2007 .
- [20] M. Abroshan ,J . Milimonfared and k .Malekian “ An optimal direct thrust force control for interior permanent Magnet Liner synchronous Motor incorporation field weakening “ , SPEEDAM 2008 .11-13 June 2008 page (s) : 130-135
- [21] G.A.Markadeh, M.Hajian, J.Soltani, S.Hosseinia “Maximum torque per ampere control of sensorless induction motor drives with dc offset and parameter compensation “ , Elsevier, Energy Conversion and Management 51 (2010), 1354–1362
- [۲۲] کاوه ملکian " بهبود کارایی محرکه‌های موتور سنکرون مغناطیس دایم کنترل شده به وسیله روش‌های کنترل برداری و کنترل مستقیم گشتاور با استفاده از الگوریتم‌های هوشمند " پروژه کارشناسی ارشد، دانشگاه صنعتی امیر کبیر، ۱۳۸۷.
- [23] I . T.Noguchi , “A new guick – response and high – efficiency control strategy of an induction motor “ , IEEE Trrans . Ind , 1986 .
- [24] M.F .Rahman , Md.E . Haque , L. Tang and L . zhong , “ problem associated with the direct torque control of an interior permanent – magnet synchronous motor drive and their remedies “ , IEEE Transactions on Industrial Electrioies , pp . 799 – 809 . 2004
- [25] K . Yoshida , z . Dai , “ senseless DTC propulsion control of PMLSM vehicle . ’ power Electronics and Motion control conference , proceeding PIEMS . pp . 191 -196 , 2004 .
- [26] L.Jun, W.Wan-li, W.Yang , “Research on FOC and DTC Switching Control of Asynchronous Motor based on Parameter Estimation.“ Proceedings of the IEEE, International Conference on Automation and Logistics, Qingdao, China September 2008
- [27] C. Lascu and A.M .Trzynadlowski , “ combining principles of sliding mode , direct torque control and space vector modulation in a hight – performance sensorless AC : , IEEE Transaction Industry Application , pp. 170 – 177 , 2004
- [28] C.Mademils , V.Agelidis ,” on considering Magnetic saturation with Maximum Torque to current control in Interior permanent Magnet synchronus Motor Drive ‘ , IEEE Transaction on Energy conversion , volume 21 , Issue 9 , pp . 61-61,sept . 2001.
- [29] J . Liu . P. Wu , H. Bai , and X.Huang “Application of fuzzy control in Direct Torque control of permanent Magnet synchronous Motor “,proceedings of the 5 th world congress on Intelligent control and Automation , P.R.china , June 15-19 , 2004 .
- [30] Y. Wang, H. Li, X.Shi, “Direct Torque Control with Space Vector Modulation for Induction Motors Fed by Cascaded Multilevel Inverters”, IEEE 2006
- [31] B.S. Kumar, R.A. Gupta, R.Kumar, “12-Sector Methodology of Torque Ripple Reduction in a Direct Torque Controlled Induction Motor Drive”, SICE-ICASE International Joint Conference 2006, Oct. 18-21, 2006 in Bexco, Busan, Korea
- [32] K-B. Lee, F. Blaabjerg, “Sensorless DTC-SVM for Induction Motor Driven by a Matrix Converter Using a Parameter Estimation Strategy”, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 55, NO. 2, FEBRUARY 2008

-
- [33] Mohamed Azab, A. L. Orille., "Novel Flux and Torque Control of Induction Motor Drive Using Four Switch Three Phase Drive Using Four Switch Three Phase Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001, pp. 1268-1273.
 - [34] M.A.Rahman, M.A.Hoaue, "On-Line Adaptive artificial Neural Network Based vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motors,. IEEE,Tranc on EnerGy Conve., Vol.13, No4, December 1998
 - [35] I. Mareels and J. W. Polderman, *Adaptive Systems: An Introduction*. Boston, MA: Birkhauser, 1996.
 - [36] F. J. Lin, "Real-time IP position controller design with torque feedforward control for PM synchronous motor," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 44, no. 6, pp. 398407, Dec. 1997.
 - [37] H-P.W, Y-T.L, "Integrated Design of Speed-Sensorless and Adaptive Speed Controller for a Brushless DC Motor", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 21, NO. 2, MARCH 2006
 - [38] L. Tang, M.F. Rahman, "A Novel PI stator resistance estimator for direct torque controlled permanent magnet synchronous machine drive"

ضمیمه ا- روش تخمین حداقل مربعات بازگشتی (RLS)

حداقل مربعات و مدل‌های رگرسیون^۱

در اواخر قرن هجدهم، کارل فردریک گوس^۲ قانون حداقل مربعات تنظیم و آن را برای مشخص کردن مدارهای سیارات بزرگ و کوچک به کار برد. بر اساس این قاعده، پارامترهای مجهول یک مدل ریاضی، باید چنان انتخاب شوند که مجموع مربعات اختلاف بین مشاهده واقعی و مقادیر محاسبه شده ضرب در اعدادی که درجه دقت را اندازه گیری می‌کنند، کمینه شود. حداقل مربعات را می‌توان برای مسائل مختلفی به کار برد. این روش، بخصوص برای مدل ریاضی ذیل، بسیار ساده است :

$$y(i) = \varphi_1(i)\theta_1^0 + \varphi_2(i)\theta_2^0 + \dots + \varphi_n(i)\theta_n^0 = \varphi^T(i)\theta^0 \quad (1-أ)$$

که در آن y متغیر مشاهده شده، $\theta_1^0, \dots, \theta_n^0$ پارامترهای مجهول و $\varphi_1, \dots, \varphi_n$ توابع معلومی هستند که ممکن است به متغیرهای معلوم دیگری وابسته باشند. بردارهای $\theta^0 = [\theta_1^0 \theta_2^0 \dots \theta_n^0]^T$ را در نظر بگیرید. مدل فوق با متغیر i اندیس گذاری شده که اغلب زمان را مشخص می‌کند و معمولاً فرض می‌شود که مجموعه اندیس ها مجموعه‌ای گسسته باشد. متغیرهای φ_i ، متغیرهای رگرسیون^۳ یا رگرسورها^۴ نامیده می‌شود و مدل معادله (أ-۱) به مدل رگرسیون خوانده می‌شود. زوج مشاهدات و رگرسورها، یعنی $\{(y(i), \varphi(i)), i = 1, 2, \dots, t\}$ به کمک آزمایش به دست می‌آیند. مسأله اساسی، تعیین پارامترها به شکلی است که خروجی‌های حاصل

¹ Regression

² Karl Frieddrich Gauss

³ Regression

⁴ Regresors

از معادله (۱-۱)، تا آنجا که ممکن است به متغیرهای اندازه گیری شده $y(i)$ (با معیار حداقل مربعات) نزدیک باشند. به عبارت دیگر پارامتر θ باید به گونه‌ای انتخاب شود که تابع معیار حداقل مربعات زیر را کمینه کند.

$$V(\theta, t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^t (y(i) - \phi^T(i)\theta)^2 \quad (۱-۲)$$

از آنجا که متغیر اندازه گیری شده y نسبت به پارامترهای θ^0 خطی و معیار حداقل مربعات از درجه دوم است، مسأله، دارای پاسخ تحلیلی است. برای این کار نمادهای زیر را در نظر بگیرید:

$$y(t) = [y(1) y(2) \dots y(t)]^T$$

$$E(t) = [\varepsilon(1) \varepsilon(2) \dots \varepsilon(t)]^T$$

$$\Phi(t) = \begin{bmatrix} \phi^T(1) \\ \dots \\ \phi^T(t) \end{bmatrix}$$

$$P(t) = (\Phi^T(t) \Phi(t))^{-1} = \left(\sum_{i=1}^t \phi(i) \phi^T(i) \right)^{-1} \quad (۱-۳)$$

که مانده‌های $\varepsilon(i)$ به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\varepsilon(i) = y(i) - \hat{y}(i) = y(i) - \phi^T(i)\theta$$

خطای حداقل مربعات بدین صورت نوشته می‌شود:

$$V(\theta, t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^t \varepsilon^2(i) = \frac{1}{2} E^T E = \frac{1}{2} \|E\|^2$$

که:

$$E = Y - \hat{Y} = Y - \Phi \theta \quad (\text{أ-۴})$$

حل مسأله حداقل مربعات به کمک قضیه ذیل ارائه می شود :

قضیه أ-۱ تخمین حداقل مربعات

تابع معادله (أ-۲) به ازای پارامترهای $\hat{\theta}$ ، کمینه است که $\hat{\theta}$ در معادله زیر صدق می کند:

$$\Phi^T \Phi \hat{\theta} = \Phi^T y \quad (\text{أ-۵})$$

اگر ماتریس $\Phi^T \Phi$ غیر منفرد باشد این مقدار کمینه یکتاست و داریم :

$$\hat{\theta}_{n \times 1} = (\Phi^T \Phi)^{-1}_{n \times n} \Phi^T y \quad (\text{أ-۶})$$

برهان : معیار معادله (أ-۲) را می توان به این شکل نوشت :

$$\begin{aligned} 2V(\theta, t) &= E^T E = (y - \Phi \theta)^T (y - \Phi \theta) \\ &= y^T y - y^T \Phi \theta - \theta^T \Phi^T y + \theta^T \Phi^T \Phi \theta \end{aligned} \quad (\text{أ-۷})$$

چون ماتریس $\Phi^T \Phi$ همواره معین نامنفی است تابع V دارای یک مینیمم است. این مینیمم را از روش های مختلفی می توان بدست آورد. یکی از روش ها مشتق گیری از معادله (أ-۷) نسبت به θ است. مشتق وقتی برابر صفر است که شرط معادله (أ-۵) برآورده شود. روش دیگر یافتن مینیمم، کامل کردن مربع است. داریم :

$$\begin{aligned}
 2V(\theta, 1) &= y^T y - y^T \Phi \theta - \theta^T \Phi^T y + \theta^T \Phi^T \Phi \theta + y^T \Phi (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T y - y^T \Phi \\
 &\quad (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T y \\
 &= y^T (I - \Phi (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T) y \\
 &\quad + (\theta - (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T y)^T \Phi^T \Phi (\theta - (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T y)
 \end{aligned}
 \tag{۸-ا}$$

در این معادله جمله اول سمت راست، مستقل θ است و جمله دوم همواره مثبت است. در نتیجه مقدار کمینه تابع به ازای $\theta = \hat{\theta} = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T y$ به دست می‌آید و قضیه ثابت می‌شود.

نکته ۱: معادله (۵-ا)، معادله نرمال^۱ نامیده می‌شود. معادله (۶-ا) را می‌توان به صورت زیر باز نوشت:

$$\hat{\theta}(1) = \left(\sum_{i=1}^t \varphi(i) \varphi^T(i) \right)^{-1} \left(\sum_{i=1}^t \varphi(i) y(i) \right) = p(t) \left(\sum_{i=1}^t \varphi(i) y(i) \right)
 \tag{۹-ا}$$

نکته ۲: شرط وارون پذیر بودن ماتریس $\Phi^T \Phi$ ، شرط تحریک^۲ نامیده می‌شود.

نکته ۳: معیار حداقل مربعات، همه خطاهای $\varepsilon(i)$ را به طور یکسان وزن گذاری می‌کند و این در راستای فرض یکسان بودن دقت همه اندازه گیری‌ها است.

$$V = \frac{1}{2} E^T W E
 \tag{۱۰-ا}$$

^۱ Normal Equation

^۲ Excitation Condition

که در آن W ماتریس قطری وزن است؛ در نتیجه تخمین حداقل مربعات به کمک تخمین زیر به دست می‌آید:

$$\hat{\theta} = (\Phi^T W \Phi)^{-1} \Phi^T W Y \quad (11-أ)$$

محاسبات بازگشتی

در کنترل‌کننده‌های تطبیقی مشاهدات پی در پی در زمان - حقیقی به دست می‌آیند. برای این کار استفاده از محاسبات بازگشتی برای صرفه جویی در زمان محاسبه، امر مطلوبی است. محاسبه تخمین حداقل مربعات را می‌توان چنان تنظیم کرد که نتایج به دست آمده در زمان $t-1$ برای به دست آوردن تخمین‌های زمان t مورد استفاده واقع شود. حل معادله (أ-۶) برای مسأله‌ی حداقل مربعات به صورت بازگشتی نوشته می‌شود. فرض کنید $\hat{\theta}(t-1)$ تخمین حداقل مربعات بر اساس اندازه‌گیری در زمان $(t-1)$ باشد. علاوه بر این فرض کنید ماتریس $\Phi^T \Phi$ برای تمام مقادیر t ، غیر منفرد باشد. از تعریف $P(t)$ در معادله (أ-۳) نتیجه می‌شود:

$$\begin{aligned} p^{-1}(t) &= \Phi^T(t) \Phi(t) = \sum_{i=1}^t \varphi(i) \varphi^T(i) \\ &= \sum_{i=1}^t \varphi(i) \varphi^T(i) + \varphi(t) \varphi^T(t) \\ &= p^{-1}(t-1) + \varphi(t) \varphi^T(t) \end{aligned} \quad (12-أ)$$

در این صورت تخمین حداقل مربعات $\hat{\theta}(t)$ از معادله (أ-۹) به دست می‌آید:

$$\hat{\theta}(t) = p(t) \left(\sum_{i=1}^t \varphi(i) y(i) \right) = p(t) \left(\sum_{i=1}^{t-1} \varphi(i) y(i) + \varphi(t) y(t) \right)$$

از معادلات (أ-۹) و (أ-۱۲) نتیجه می گیریم :

$$\sum_{i=1}^{t-1} \varphi(i)y(i) = p^{-1}(t-1)\hat{\theta}(t-1) = p^{-1}(t)\hat{\theta}(t-1) - \varphi(t)\varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1)$$

حال، تخمین در زمان t این سان نوشته می شود:

$$\begin{aligned}\hat{\theta}(t) &= \hat{\theta}(t-1) - p(t)\varphi(t)\varphi^T(t-1)\hat{\theta}(t-1) + p(t)\varphi(t)y(t) \\ &= \hat{\theta}(t-1) + p(t)\varphi(t)(y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1)) \\ \hat{\theta}(t) &= \hat{\theta}(t-1) + k(t)\varepsilon(t)\end{aligned}$$

که:

$$\begin{aligned}k(t) &= p(t)\varphi(t) \\ \varepsilon(t) &= y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1)\end{aligned}$$

مانده $\varepsilon(t)$ را می توان به عنوان خطای پیش بینی (یک گام به جلو) $y(t)$ بر اساس تخمین $\hat{\theta}(t-1)$ تعبیر کرد. برای استفاده از این روش، لازم است به جای محاسبه $P(t)^{-1}$ از طریق معادله (أ-۱۲)، رابطه ای بازگشتی برای $P(t)$ بدست آوریم.

قضیه ۲-۳ تخمین حداقل مربعات بازگشتی (RLS)^۱

فرض کنید ماتریس $\Phi(t)$ دارای رتبه کامل باشد، این بدان معناست که $\Phi^T(t)\Phi(t)$ برای تمام $t \geq t_0$ ، غیر منفرد است. با داشتن $\hat{\theta}(t_0)$ ، $p(t_0) = \Phi^T(t_0)\Phi(t_0)^{-1}$ ، تخمین حداقل مربعات $\hat{\theta}$ ، معادلات بازگشتی ذیل را برآورده می سازد:

^۱ Recursive Least-Squares

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t)(y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1)) \quad (أ-۱۳)$$

$$K(t) = p(t)\varphi(t) = p(t-1)\varphi(t)(I + \varphi^T(t)p(t-1)\varphi(t))^{-1} \quad (أ-۱۴)$$

$$\begin{aligned} p(t) &= p(t-1) - p(t-1)\varphi(t)(I + \varphi^T(t)p(t-1)\varphi(t))^{-1}\varphi^T(t)p \\ &= (I - K(t)\varphi^T(t))p(t-1) \end{aligned} \quad (أ-۱۵)$$

نکته ۱: معادله (أ-۱۳) دارای جذابیت حسی قوی است بدین معنا که تخمین $\hat{\theta}(t)$ با اضافه کردن جمله تصحیحی به مقدار قبلی تخمین $\hat{\theta}(t-1)$ به دست می‌آید که جمله تصحیحی با $y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1)$ متناسب است؛ که در آن جمله آخر را می‌توان به عنوان مقدار y در زمان t تعبیر کرد که به کمک مدل معادله (أ-۱) پیش بینی شده است. بنابراین جمله تصحیحی، با تفاضل مقدار اندازه گیری شده $y(t)$ و مقدار پیش بینی شده $y(t)$ بر اساس تخمین‌های قبلی پارامترها متناسب است. مؤلفه‌های بردار $K(t)$ ضرایب وزنی هستند که نشان می‌دهند جمله تصحیحی و تخمینی قبلی باید چگونه ترکیب شوند.

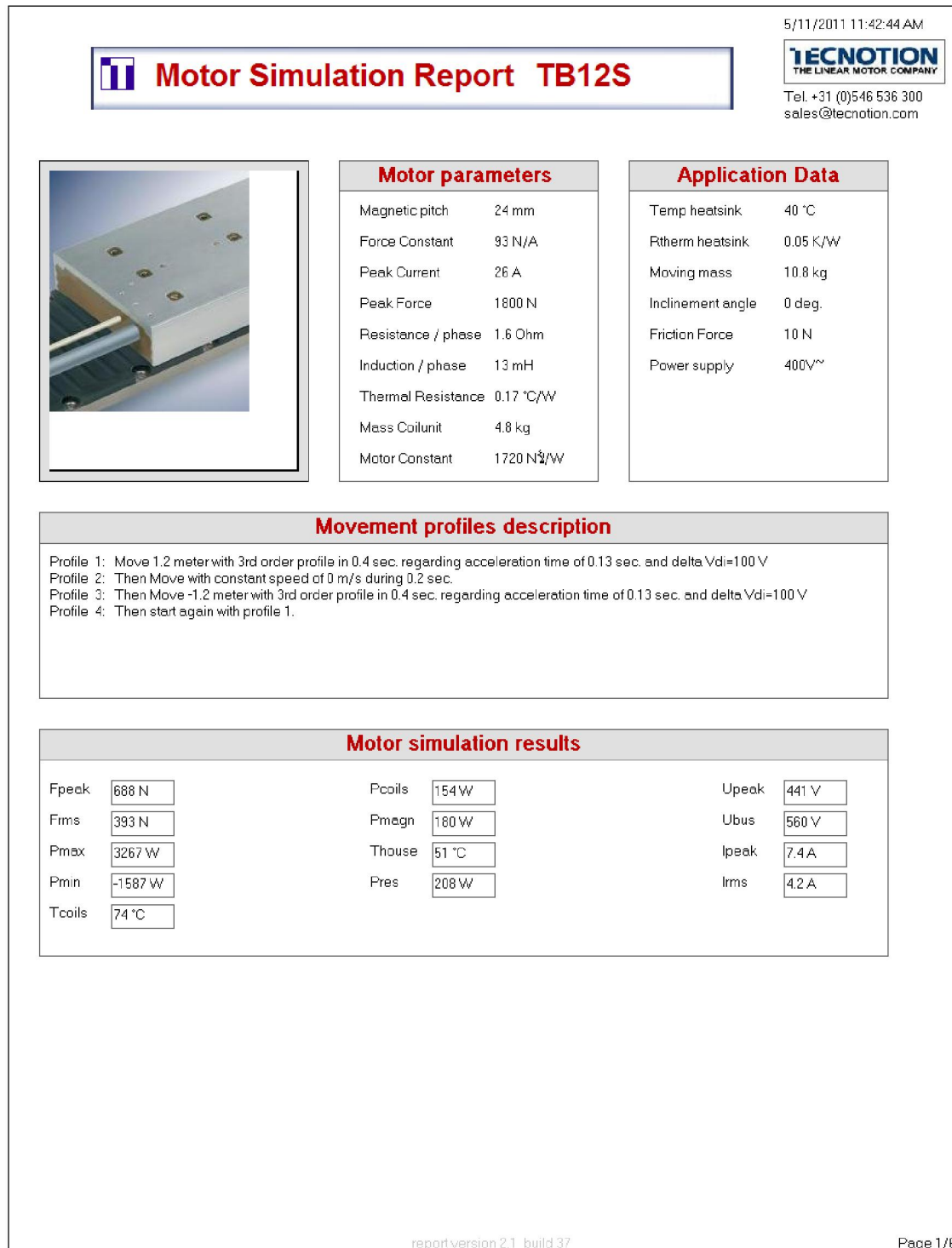
ضمیمه ب – گذارش شبیه سازی موتور TB12S ساخت شرکت TECNOTION

اطلاعات موتور

Specifications				
		Symbol	Unit	TB 12 S
Motortype, max. voltage ph-ph		3-phase synchronous Ironcore, 600 Veff		
Ultimate Force	10°C/s @25°C	Fu	N	1800
Ultimate Current		Iu	Arms	26
Peak Force	6°C/s @25°C	Fp	N	1600
Peak Current		Ip	Arms	20
Continuous Force *	coils @100°C	Fca	N	400..760
Max. Continuous Current *	coils @100°C	Ica	Arms	8.2
Max. Continuous Power Loss	all coils	Pc	W	430
Maximum speed	@560V	Vmax	m/s	6
Motor Force Constant	I < 0.6 Ip	K	N/Arms	93
Back EMF		Bemf	V / m/s	76
Motor Constant	coils @25°C	S	N ² /W	1750
Magnet Pitch NN		τ	mm	24
Resistance per phase	coils @25°C	Rf	Ω	1.6
Induction per phase	I < 0.6 Ip	Lf	mH	13
Electrical time constant	coils @25°C	τe	ms	8
Thermal Resistance		Rth	°C/W	0.16
Thermal Time Constant	minimum	τ th	s	90
Motor Attraction Force		Fa	N	3400
Length of Coil unit		L	mm	244
Weight of Coil unit	ex cable	M	kg	4.9
Weight of Cables		m	kg/m	0.3
Temperature Sensor		PTC 1kΩ and KTY 21		

* Depends on application: use of watercooling, cooling surface, air speed and ambient temperature.

گذارش شبیه سازی

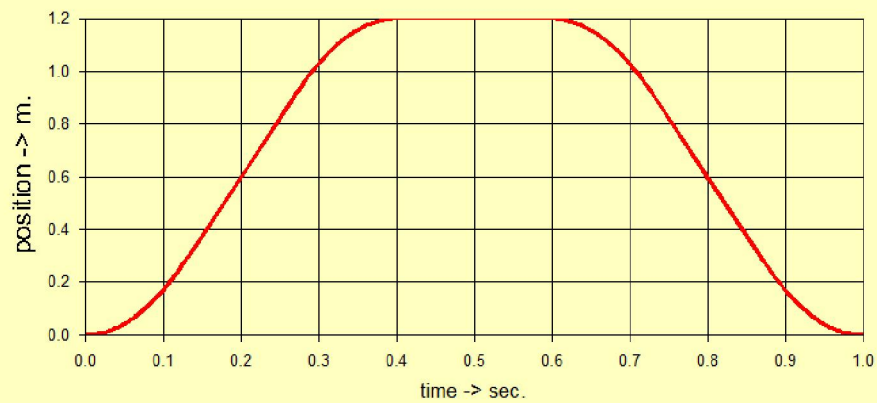


Motor Simulation Report TB12S

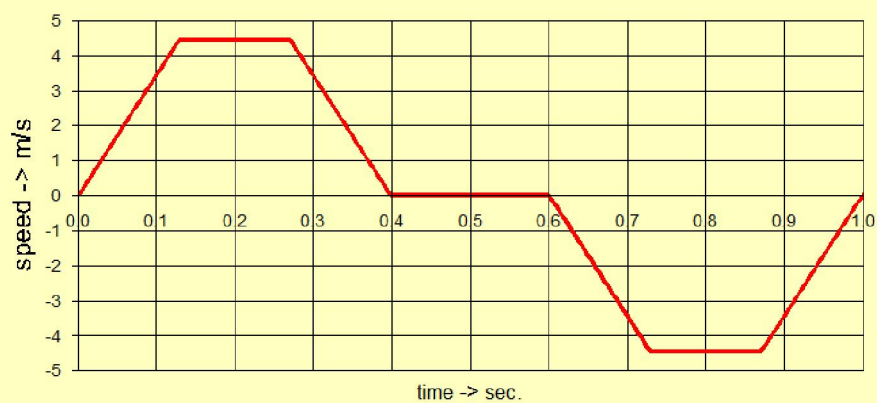
5/11/2011 11:42:44 AM

TECNOTION
THE LINEAR MOTOR COMPANYTel. +31 (0)546 536 300
sales@tecnotion.com

Motor position TB12S



Speed TB12S





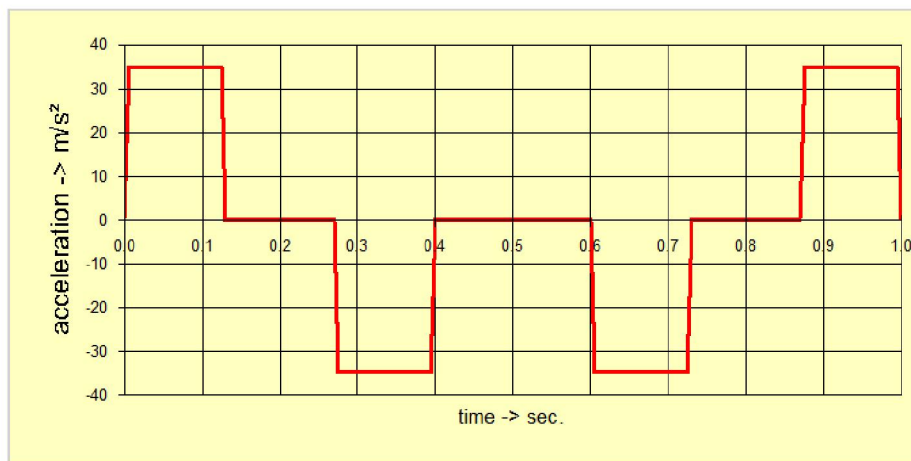
Motor Simulation Report TB12S

5/11/2011 11:42:44 AM

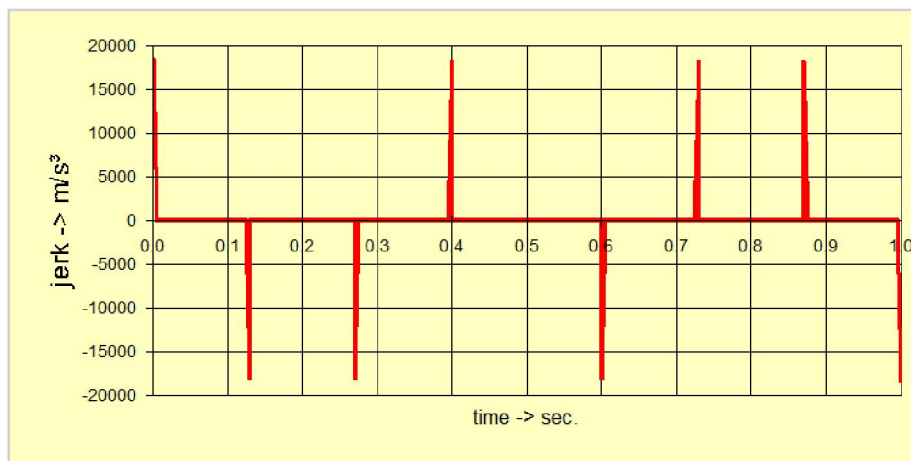
TECNOTION
THE LINEAR MOTOR COMPANY

Tel. +31 (0)546 536 300
sales@tecnotion.com

Acceleration TB12S



Jerk TB12S





Motor Simulation Report TB12S

5/11/2011 11:42:44 AM

TECNOTION
THE LINEAR MOTOR COMPANY

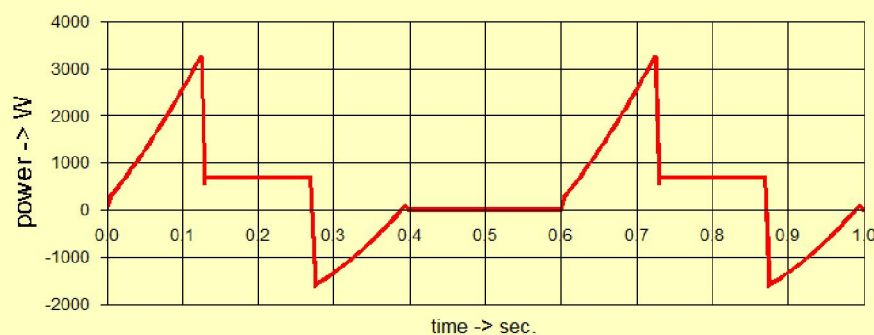
Tel. +31 (0)546 536 300
sales@tecnotion.com

Force TB12S



Peak Force Motor: 1800 N Peak Force Application: 688 N Continuous Force in Application: 393 N

Power TB12S



Maximum Electrical Power: 3267 W Heat dissipation Braking Resistor: 208 W

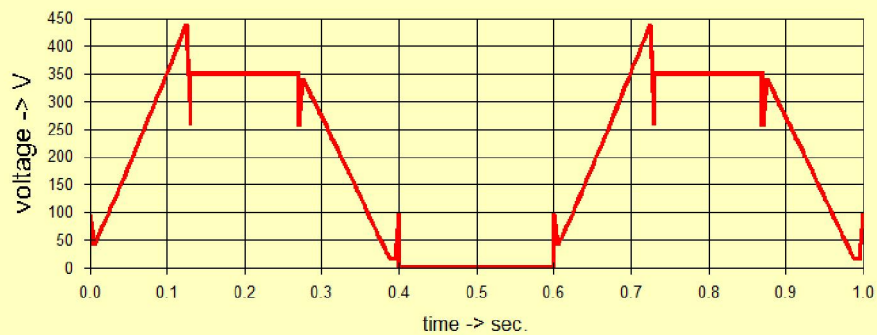
Motor Simulation Report TB12S

5/11/2011 11:42:44 AM

TECNOTION
 THE LINEAR MOTOR COMPANY

 Tel. +31 (0)546 536 300
 sales@tecnotion.com

Voltage TB12S



Supposed DC-link Bus Voltage: 560 V Peak voltage phase-phase: 441 V

Current TB12S



Peak current: 7.4 A Continuous current: 4.2 A

Abstract: The aim of this project is to improve driving performance of permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM) controlled by the direct thrust force control method (DTFC). The low steady-state error (approximately zero), low sensitivity to motor parameters variations and mechanical disturbances and the small position and speed tracking error, yield's performance improvement. In the next step of project, designing a stator resistance estimator independent of machine parameters, a proper functioning against the stator linkage flux estimation error was achieved. Furthermore, employing a four switch three-phase inverter, a simpler switching table was replaced to reduce the force ripple generated by switching table. Finally a speed-sensorless approach that involves a load disturbance observer was designed. The proposed speed-sensorless approach has a simple computing algorithm based on recursive least squares estimation method, therefore it is unaffected by the time-variant motor parameters nor is affected by the uncertainties. Also it caused the system not to use encoders anymore. Simulation results confirm that the performance of the proposed drive is good and better than the traditional ones under different conditions, such as tracking the position command in the presence of external load disturbance.

Keywords: *Permanent Magnet Linear Synchronus Motor(PMLSM), Direct Thrust Force Control(DTFC), Four Switch Three Phase Inverter(FSTPI), Recursive Least-Squares(RLS) Estimation, Speed-Sensorless.*



Shahrood University of Technology

Simulation and Control Performance of a Permanent Magnet Linear Synchronous Motor (PMLSM) and Drive

Thesis

Submitted in Partial Fulfillment of the
Requirements for the Degree of Master of Science (M.Sc.)
in Power Engineering

Department of Electrical Engineering and Robotics
Shahrood University of Technology

By:

Ali.A Rahimi

Supervisor:

Dr. Ahmad Darabi

Advisor:

Dr. Amin Hajizadeh

Summer 2011