ENRI-ER-571-PCOPN34-99-L

پژوهشگاه نیرو

# پیاده‌سازی شبیه‌ساز کنترل مبتنی بر داده ترانسفورماتور جامع هوشمند



مدیر پروژه: سید محمدمهدی عباسی

مجری: شیدا سید فرشی

10.30503/nripress.2020.037


بسم الله الرحمن الرحيم

# پیاده‌سازی شبیه‌ساز کنترل مبتنی بر داده ترانسفورماتور جامع هوشمند

مدیر پروژه: سید محمدمهدی عباسی

همکار/همکاران پروژه: حمید توشنی، محمد فیوضی

مجری: شیدا سید فرشی

انتشارات پژوهشگاه نیرو

۱۳۹۹

کد گزارش ENRI-ER-571-PCOPN34-99-L

DOI: 10.30503/nripress.2020.037

ایران. وزارت نیرو. پژوهشگاه نیرو. گروه پژوهشی فناوری اطلاعات و ارتباطات

پیاده‌سازی شبیه‌ساز کنترل مبتنی بر داده ترانسفورماتور جامع هوشمند/ سید محمدمهدی عباسی. پژوهشگاه نیرو / ویراستار: نازنین محمدی‌نام. کارفرما: پژوهشگاه نیرو، ۱۳۹۹.

۱۷۷ ص.: مصور، نمودار، جدول

۱. توشن، حمید، همکار پروژه. ۲. فیوضی، محمد، همکار پروژه. ۳. سید فرشی، شیدا، مجری.

انتشارات پژوهشگاه نیرو

گروه پژوهشی فناوری اطلاعات و ارتباطات

کلیه حقوق قانونی این اثر متعلق به پژوهشگاه نیرو است.

**نشانی:** تهران، شهرک غرب، انتهای بلوار شهید دادمان، پژوهشگاه نیرو، کد پستی: ۱۴۶۸۶۱۳۱۱۳

تلفن: ۹-۸۸۰۷۹۴۰۱

نمابر: ۸۸۰۷۸۲۹۶

وبگاه: www.nri.ac.ir

پست الکترونیک انتشارات: publications@nri.ac.ir

**فرم تعهدنامهٔ اصالت اثر**

اینجانب سید محمدمهدی عباسی متعهد می‌شوم که مطالب مندرج در این گزارش حاصل کار پژوهشی اینجانب و همکاران به شرح زیر است و در صورت از دستاوردهای پژوهشی دیگران در این پژوهش، مطابق با مقررات، ارجاع داده شده و در فهرست منابع و مآخذ ذکر گردیده است.

کلیهٔ حقوق مادی و معنوی این اثر متعلق به پژوهشگاه نیرو است.

همکاران :

۱.حمید توشنی

۲. محمد فیوضی

# پیشگفتار

سیستم قدرت به‌عنوان یک سیستم متشکل از حوزه‌ها و زیرسیستم‌های مختلف، انرژی الکتریکی موردنیاز مراکز تجاری، صنعتی و خانگی را فراهم می‌آورد. انرژی الکتریکی در سیستم قدرت مرسوم، از سمت تولیدکننده به مصرف‌کننده به‌صورت یک‌طرفه است. این انتقال توان، در سطوح مختلف ولتاژ انجام می‌پذیرد که این تغییر سطوح در شبکهٔ انتقال، توسط ترانسفورماتورها انجام می‌گیرد.
در سال‌های اخیر ایدهٔ تغییر ساختار شبکه و هوشمندسازی آن مطرح شده است؛ بنابراین برای کنترل و مدیریت این‌گونه شبکه‌ها، استفاده از تجهیزات هوشمند ضروری است. بدین‌ترتیب، ایدهٔ استفاده از ترانسفورماتورهای هوشمند توسط محققان، برای کنترل از راه دور و کنترل دوسوهٔ مسیر توان، در شبکه‌های هوشمند مطرح گردیده است.

این گزارش با همکاری آقای مهندس حمید توشنی – همکار پروژه، آقای مهندس محمد فیوضی– همکار پروژه و آقای مهندس سید محمدمهدی عباسی – مدیر پروژه تهیه شده است.

## فهرست مطالب

**عنوان** **صفحه**


فصل اول: مقدمه ترانسفورماتورهای هوشمند ..... أ

۱-۱ مقدمه ..... ۱

۱-۲ مقایسه ترانسفورماتورهای مرسوم و هوشمند ..... ۳

۱-۳ مطالعات انجام شده در مورد ترانسفورماتورهای هوشمند ..... ٤

۱-۴ کاربردهای عمومی از ترانسفورماتور هوشمند ..... ٥

۱-۵ کاربرد ترانسفورماتورهای هوشمند در شبکه قدرت ..... ۷

۱-۶ استفاده ترانسفورماتور هوشمند در پروژه‌های عملی ..... ۹

۱-۷ موانع گسترش ترانسفورماتورهای هوشمند ..... ۱۹

فصل دوم: شناسایی زیربخش‌ها و ارتباطات درونی و خارجی ترانسفورماتور هوشمند ..... ۲٤

۲-۱ مقدمه ..... ۲٥

۲-۲ مبدل AC به DC ..... ۲٦

۲-۳ مبدل **DC** به **DC** ..... ٤۹

۲-۴ مبدل **DC** به **AC** ..... ٥۹

۲-۵ نتیجه‌گیری ..... ٦۳

فصل سوم: بررسی شبیه‌سازهای موجود و انتخاب شبیه‌ساز ..... ۷۲

۳-۱ سیستم‌های کنترل زمان حقیقی ..... ۷۳

۳-۲ مروری بر تاریخچه SLRT ..... ۷٤

فصل چهارم: پیش‌نیازهای نرم‌افزاری و سخت‌افزاری SLRT ..... ۸۰

۴-۱ مقدمه ..... ۸۱

۴-۲ اصطلاحات مهم در SLRT ..... ۸۲

۴-۳ ارتباط با سخت‌افزار از طریق SLRT ..... ۸٤

۴-۴ اشاره‌ای به آردوئینو به‌عنوان یک TARGET ..... ۸٥

۴-۵ مراحل اجرای کار با SLRT ..... ۸٦

۴-۶ پیش نیازهای SLRT ..... ۸۸

فصل پنجم: پیاده‌سازی عناصر تجهیز بر روی نرم‌افزار شبیه‌ساز ..... ۹۶
۵-۱ مقدمه ..... ۹۷
۵-۲ اجزای ترانسفورماتور هوشمند ..... ۹۸
۵-۳ مبدل AC به DC ..... ۱۰۰
۵-۴ مبدل **DC** به **DC** ..... ۱۰۴
۵-۵ مبدل **DC** به **AC** ..... ۱۰۸
۵-۶ نتیجه‌گیری ..... ۱۱۱
فصل ششم: تعیین معیارهای ارزیابی شبیه‌سازی ..... ۱۱۲
۶-۱ حفاظت ترانسفورماتورهای قدرت ..... ۱۱۳
۶-۲ تست‌های ترانسفورماتوهای قدرت ..... ۱۱۴
۶-۳ معیارهای کنترلی ترانسفورماتورجامع هوشمند ..... ۱۱۷
۶-۴ نتیجه‌گیری ..... ۱۱۹
فصل هفتم: طراحی سیستم کنترل مبتنی بر مدل ..... ۱۲۲
۷-۱ مقدمه ..... ۱۲۳
۷-۲ مبدل AC به DC ..... ۱۲۳
۷-۳ مبدل DC به DC ..... ۱۲۹
۷-۴ مبدل DC به AC ..... ۱۳۳
۷-۵ نتیجه‌گیری ..... ۱۴۵
فصل هشتم: طراحی سیستم کنترل مبتنی بر داده ..... ۱۴۶
۸-۱ مقدمه ..... ۱۴۷
۸-۲ نتایج شبیه‌سازی ..... ۱۴۹
۸-۳ نتیجه‌گیری ..... ۱۵۶
پیوست الف: تنظیمات اولیه برای کامپیوتر HOST ..... ۱۵۷

## فهرست شکل‌ها

عنوان صفحه


شکل۱- ۱: ترانسفورماتور هوشمند [۲]. ..... ۲

شکل۱- ۲: چند نمونه ترانسفورماتور مرسوم توزیع [۴]. ..... ۳

شکل۱- ۳:استفاده از ترانسفورماتور هوشمند و ترانسفورماتور مرسوم در قطار برقی [۱]..... ۵

شکل۱- ۴:سیستم الکتریکی هواپیما [۲۲] ..... ۶

شکل۱- ۵:اتصال واحدهای تجدیدپذیر به شبکه توسط ترانسفورماتور هوشمند [۱۹]..... ۶

شکل۱- ۶: بهره‌گیری از ترانسفورماتور هوشمند در شبکه هوشمند [۱۹]. ..... ۷

شکل۱- ۷: اتصال منبع به شبکه توزیع [۲۳]..... ۷

شکل۱- ۸: اتصال بین دو شبکه توزیع [۲۳]. ..... ۸

شکل۱- ۹: اتصال ناحیه ولتاژ متوسط به ولتاژ پایین [۲۳]..... ۸

شکل ۱-۱۰: اتصال بین بار و ناحیه ولتاژ متوسط [۲۳]. ..... ۸

شکل۱- ۱۱: اتصال بین شبکه توزیع و شبکه هوشمند [۲۳]. ..... ۹

شکل۱- ۱۲:قطار برقی قدیمی همراه با سیستم الکتریکی آن [۲۴]..... ۹

شکل۱-۱۳: ترانسفورماتور فرکانس متوسط ساخت شرکت ABB [۲۵]..... ۱۰

شکل۱-۱۴: ترانسفورماتور هوشمند ساخت شرکت ABB [۲۶]. ..... ۱۰

شکل۱- ۱۵: اولین قطار برقی با ترانسفورماتور هوشمند..... ۱۰

شکل۱- ۱۶: منابع تولید انرژی الکتریکی در هواپیما [۲۹]..... ۱۱

شکل۱- ۱۷: سیستم الکتریکی بوینگ ۷۶۷ [۳۰]..... ۱۲

شکل۱- ۱۸: سیستم الکتریکی بوینک 787/A380 [۳۲]..... ۱۲

شکل۱- ۱۹: ساختار ترانسفورماتور هوشمند [۳۵]..... ۱۴

شکل ۱-۲۰: نمایی از پروژه UINFLEX-PM [۳۵]. ..... ۱۴

شکل ۱-۲۱: مقایسه هارمونیک‌های خروجی با استاندارد [۳۵]. ..... ۱۵

شکل ۱-۲۲: نمایی داخلی از مبدل پروژDas [۳۶]. ..... ۱۵

شکل ۱-۲۳: مقایسه ترانسفورماتور ۲۰ کیلو هرتز و ۶۰ هرتز [۳۶]..... ۱۶

شکل ۱-۲۴: اتصال بین دو ریزشبکه AC و DC [۱۸]..... ۱۶

شکل ۱-۲۵: نمایی کلی از آزمایشگاه اتصال دو ریزشبکهAC و DC [۱۸] ..... ۱۷

شکل ۱-۲۶: توان تولیدی توسط هر یک از ریزشبکه‌های DC و AC [۱۸] ..... ۱۸

شکل ۱-۲۷: خروجی ولتاژ ریزشبکه AC [۱۸]..... ۱۸
شکل۱-۲۸: مدار معادل تقریبی اینورتر تک‌فاز [۳۷]..... ۱۹
شکل ۱-۲۹: خروجی ولتاژ DC اینورتر تک‌فاز [۳۷]..... ۱۹
شکل۱- ۳۰: مقایسه IUT با LFT [۲۱]. ..... ۲۰
شکل۲- ۱: ترانسفورماتور هوشمند ..... ۲۵
شکل ۲-۲: مبدل AC به DC ..... ۲۵
شکل ۲-۳ : مبدل DC به DC..... ۲۶
شکل۲-۴: مبدل DC به AC..... ۲۶
شکل ۲-۵: دیاگرام بلوک عملکردی یک مبدل AC/DC مستقیم [۱] ..... ۲۷
شکل ۲-۶: دیاگرام بلوک عملکردی یک مبدل flyback AC/DC..... ۲۷
شکل ۲-۷: تقسیم‌بندی مبتنی بر توپولوژی مبدل‌های کیفیت توان بهبودیافته [۲]..... ۲۸
شکل ۲-۸: a) مبدل بوست یک‌طرفه تک‌سوئیچ. B) مبدل بوست یک طرفه دو سوئیچ. C) مبدل بوست یک‌طرفه سه‌سوئیچ. D) مبدل بوست یک طرفه با ترانسفورماتور ایزوله [۲]..... ۲۹
شکل ۲-۹: a) مبدل بوست دوطرفه چهارسیمه. b) مبدل بوست دوطرفه مبنی بر پل VSI. c) مبدل بوست دوطرفه چهارسیمه. d) مبدل بوست دوطرفه چهارقطبی [۲]. ..... ۳۰
شکل ۲-۱۰: a) مبدل باک یک‌طرفه تک‌سوئیچ. b) مبدل باک یک‌طرفه دوسوئیچ. c) مبدل باک یک‌طرفه سه‌سوئیچ. d) مبدل باک یک‌طرفه مبتنی بر CSI سه‌فاز [۲]..... ۳۱
شکل ۲-۱۱: a) مبدل باک دوطرفه مبتنی بر GTO. b) مبدل باک دوطرفه مبتنی بر IGBT. c) مبدل باک دوطرفه چهارقطبی [۲]. ..... ۳۲
شکل ۲-۱۲: a) مبدل باک-بوست یکطرفه چهارسیمه. b) مبدل باک-بوست یک‌طرفه با راه‌اندازی SEPIC. c) مبدل باک-بوست یک‌طرفه با راه‌اندازی flyback. d) مبدل باک-بوست یک‌طرفه با راه‌اندازی Cuk ایزوله شده [۲]..... ۳۳
شکل ۲-۱۳: مبدل باک-بوست دوطرفه بر مبنای مبدل ماتریسی[۲]. ..... ۳۴
شکل ۲-۱۴: a) مبدل سه‌سطحی یک‌طرفه سه‌سوئیچ. b) مبدل سه‌سطحی یک‌طرفه شش‌سوئیچ. c) مبدل پنج‌سطحی یک‌طرفه [۲]. ..... ۳۵
شکل ۲-۱۵: a) مبدل دوطرفه سه‌سطحی دیود clamped. b) مبدل دوطرفه پنج‌سطحی دیود clamped. c) مبدل دوطرفه خازن پرواز پنج‌سطحی [۲] ..... ۳۶

شکل ۲-۱۶: دیاگرام شماتیک مبدل چندسطحی CHB، a) ساختار مبدل CHB چندسطحی. b) ساختار تک‌پل H و وضعیت‌های کلیدزنی متناظر آن [۲۵]..... ۳۹
شکل ۲-۱۷: فلوچارت تکنیک مدولاسیون جابه‌جایی توزیع‌شده [۲۵] ..... ۴۴
شکل ۲-۱۸: رفتار تکنیک مدولاسیون جابه‌جایی توزیع‌شده در لحظه نمونه‌برداری در قیاس با مدولاسیون‌های مقدار میانگین و مدولاسیون شیفت فاز [۲۵] ..... ۴۵
شکل ۲-۱۹: دیاگرام یک ترانسفورماتور هوشمند با مرحله اول یک‌سوساز AC/DC آبشاری [۳۰]..... ۴۷
شکل ۲-۲۰: کنترل‌کننده بردار dq دکوپله تک فاز مبدل AC/DC [۳۰] ..... ۴۸
شکل ۲-۲۱: نمای الکترکی مبدل DC-DC ..... ۴۹
شکل ۲-۲۲ : نمایی از بخش مرکزی ترانسفورماتور هوشمند [۳۱] ..... ۴۹
شکل ۲-۲۳ : نمایی از مبدل پل اکتیو تک‌فاز [۳۲]..... ۵۰
شکل ۲-۲۴ : نمایی از مبدل پل اکتیو سه‌فاز [۳۲] ..... ۵۱
شکل۲-۲۵: نمایی از مبدل پل مجزای دوطرفه [۳][۳۲]..... ۵۱
شکل ۲-۲۶: نمایی از مبدل دوبرابرکننده جریان دوطرفه [۳۲]..... ۵۲
شکل ۲-۲۷ : مبدل پوش دوطرفه [۳۲]..... ۵۲
شکل ۲-۲۸: نمایی از مبدل LLC [۳۲]..... ۵۳
شکل ۲-۲۹: نمایی از موج جریان و ولتاژ مدولاسیون شیفت فازی [۳۷]..... ۵۵
شکل ۲-۳۰: نمایی از شکل موج جریان و ولتاژ مدولاسیون ذوزنقه‌ای [۳۷] ..... ۵۵
شکل ۲-۳۱: شکل موج جریان و ولتاژ مدولاسیون مثلثی [۳۷] ..... ۵۶
شکل ۲-۳۲: مدار معادل مبدل DC به DC [۳۹] ..... ۵۷
شکل ۲-۳۳: مدار معادل مبدل DAB بعد از ساده‌سازی [۳۹]..... ۵۷
شکل ۲-۳۴: ولتاژ اولیه و ثانویه ترانسفورماتور فرکانس بالا[۴۰]..... ۵۸
شکل ۲-۳۵: مبدل DC به AC ..... ۵۹
شکل ۲-۳۶: مبدل نیم‌پل [۴۲]..... ۶۰
شکل ۲-۳۷: مبدل تمام‌پل سه‌فاز [۴۳] ..... ۶۰
شکل ۲-۳۸: مبدل سه‌فاز، سه‌مداره [۴۴]..... ۶۱
شکل ۲-۳۹: مبدل سه‌فاز مرسوم [۴۵] ..... ۶۱
شکل ۲-۴۰:مبدل سه‌فاز چهارشاخه [۴۶]..... ۶۲

شکل ۲-۴۱: خروجی مبدل سه‌فاز چهارشاخه در حالت متصل به شبکه و مستقل از شبکه ..... ۶۲
شکل ۴-۱: بلوک دیاگرام یک سیستم کنترلی ..... ۸۱
شکل ۴-۲: یک سیستم تحت کنترل شامل پروسه فیزیکی، محرک و حسگر ..... ۸۲
شکل ۴-۳: نمایی از host و target ..... ۸۲
شکل ۴-۴: ارتباط بین host، target و موتور پله ..... ۸۳
شکل ۴-۵: ارتباط بین host، target و ربات متحرک ..... ۸۴
شکل ۴-۶: ارتباط بین host، target و ربات بازوی سری ..... ۸۴
شکل ۴-۷: پورت‌های parallel و serial ..... ۸۴
شکل ۴-۸: کارت‌های توسعه‌یافته برای افزایش تعداد ورودی‌ها و خروجی‌ها ..... ۸۵
شکل ۴-۹: نمایی از سخت‌افزار آردوئینو به‌عنوان target ..... ۸۵
شکل ۴-۱۰: تعدادی از کاربردهای سخت‌افزار آردوئینو ..... ۸۶
شکل ۴-۱۱: کتابخانه SLRT در help متلب (متلب 2015a) ..... ۸۸
شکل ۴-۱۲: صفحه SLRT در متلب 2015a ..... ۸۹
شکل ۴-۱۳: پیکربندی host و target ..... ۹۰
شکل ۴-۱۴: ملزومات نرم‌افزاری موردنیاز برای SLRT ..... ۹۰
شکل ۴-۱۵: صفحه انتخاب پیکربندی‌های کابل شبکه ..... ۹۱
شکل ۴-۱۶: صفحه مشخصات کارت شبکه در سخت‌افزار کامپیوتری ..... ۹۲
شکل ۴-۱۷: مشخصات کابل شبکه در لیست چیپست‌های پشتیبانی‌شده توسط SLRT ..... ۹۲
شکل ۴-۱۸: نمایی از یک کابل شبکه پشتیبانی‌شده توسط SLRT ..... ۹۳
شکل۵- ۱: ترانسفورماتور هوشمند. ..... ۹۷
شکل ۵-۲: ساختار کلی ترانسفورماتور هوشمند ..... ۹۸
شکل۵- ۳: مدار فیلتر سلفی ..... ۹۹
شکل۵- ۴: مدار فیلتر خازنی و سلفی ..... ۹۹
شکل۵- ۵: مدار فیلتر LCL ..... ۹۹
شکل ۵-۶: مبدل AC به DC ..... ۱۰۰
شکل۵-۷: نمای کلی مبدل AC به DC در نرم‌افزار MATLAB/Simulink ..... ۱۰۱
شکل ۵-۸: زیربخش کنترل‌کننده مبدل AC به DC ..... ۱۰۱

شکل۵-۹: زیربخش مدار تولید پالس PWM مبدل AC به DC ..... ۱۰۲
شکل۵-۱۰: جریان خروجی مبدل AC به DC در محیط MATLAB/Simulink ..... ۱۰۲
شکل۵-۱۱: ولتاژ خروجی مبدل AC به DC در محیط MATLAB/Simulink ..... ۱۰۳
شکل۵-۱۲: اندیس مدولاسیون مبدل AC به DC در محیط MATLAB/Simulink ..... ۱۰۳
شکل۵-۱۳: ولتاژ و جریان خروجی و اندیس مدولاسیون مبدل AC به DC در محیط زمان حقیقی SLRT ..... ۱۰۴
شکل ۵-۱۴: شمای الکترکی مبدل DC-DC ..... ۱۰۴
شکل ۵-۱۵ : نمایی از بخش مرکزی ترانسفورماتور هوشمند ..... ۱۰۵
شکل۵-۱۶: نمای کلی مبدل DC به DC در نرم‌افزار MATLAB/Simulink ..... ۱۰۵
شکل۵-۱۷: ولتاژ خروجی مبدل DC به AC در محیط MATLAB/Simulink ..... ۱۰۶
شکل۵-۱۸: ولتاژ خروجی مبدل DC به AC در محیط زمان حقیقی SLRT ..... ۱۰۶
شکل۵-۱۹: ولتاژ خروجی مبدل AC به DC در محیط MATLAB/Simulink ..... ۱۰۷
شکل۵-۲۰: ولتاژ خروجی مبدل AC به DC در محیط زمان حقیقی SLRT ..... ۱۰۷
شکل ۵-۲۱: مبدل DC به AC ..... ۱۰۸
شکل ۵-۲۲: نمای کلی مبدل DC به AC در نرم‌افزار MATLAB/Simulink ..... ۱۰۹
شکل ۵-۲۳: زیربخش کنترل‌کننده مبدل DC به AC ..... ۱۰۹
شکل۵-۲۴: ولتاژ خروجی مبدل DC به AC در محیط MATLAB/Simulink ..... ۱۱۰
شکل۵-۲۵: اندیس مدولاسیون مبدل DC به AC در محیط MATLAB/Simulink ..... ۱۱۰
شکل۵-۲۶: ولتاژ و اندیس مدولاسیون مبدل DC به AC در محیط زمان حقیقی SLRT ..... ۱۱۱
شکل۶-۱: تست اندازه‌گیری جریان بی باری ..... ۱۱۴
شکل ۶-۲: تست نسبت تبدیل ترانسفورماتور ..... ۱۱۵
شکل ۶-۳: تست اتصال کوتاه ترانسفورماتور ..... ۱۱۶
شکل ۷-۱: ساختار کلی ترانسفورماتور هوشمند ..... ۱۲۳
شکل ۷-۲: مبدل AC به DC ..... ۱۲۴
شکل ۷-۳: نمای کلی مبدل AC به DC در نرم‌افزار MATLAB/Simulink ..... ۱۲۴
شکل ۷-۴: a) حلقه کنترل ولتاژ b) حلقه کنترل جریان و ولتاژ ..... ۱۲۵
شکل ۷-۵: روند الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات ..... ۱۲۶
شکل ۷-۶: زیربخش کنترل‌کننده مبدل AC به DC ..... ۱۲۶

شکل ۷-۷: زیر بخش مدار تولید پالس PWM مبدل AC به DC ..... ۱۲۶
شکل ۷-۸: تغییرات ضریب $KP$ کنترل‌کننده حلقه ولتاژ ..... ۱۲۷
شکل ۷-۹: تغییرات ضریب $Ki$ کنترل‌کننده حلقه ولتاژ ..... ۱۲۷
شکل ۷-۱۰: تغییرات ضریب $Kp$ کنترل‌کننده حلقه جریان ..... ۱۲۸
شکل ۷-۱۱: تغییرات ضریب $Ki$ کنترل‌کننده حلقه جریان ..... ۱۲۸
شکل ۷-۱۲: ولتاژ خروجی مبدل AC به DC در محیط MATLAB/Simulink ..... ۱۲۹
شکل ۷-۱۳: اندیس مدولاسیون مبدل AC به DC در محیط MATLAB/Simulink ..... ۱۲۹
شکل ۷-۱۴: مبدل DC-DC ..... ۱۳۰
شکل ۷-۱۵: نمایی از بخش مرکزی ترانسفورماتور هوشمند ..... ۱۳۰
شکل ۷-۱۶: نمای کلی مبدل DC به DC در نرم‌افزار MATLAB/Simulink ..... ۱۳۱
شکل ۷-۱۷: ولتاژ خروجی مبدل DC به AC در محیط MATLAB/Simulink ..... ۱۳۱
شکل ۷-۱۸: تغییرات ضریب $KP$ کنترل‌کننده PI ..... ۱۳۲
شکل ۷-۱۹: تغییرات ضریب $Ki$ کنترل‌کننده PI ..... ۱۳۲
شکل ۷-۲۰: ولتاژ خروجی مبدل AC به DC در محیط MATLAB/Simulink ..... ۱۳۳
شکل ۷-۲۱: مبدل DC به AC ..... ۱۳۳
شکل ۷-۲۲: نمای کلی مبدل DC به AC در نرم‌افزار MATLAB/Simulink ..... ۱۳۴
شکل ۷-۲۳: زیر بخش کنترل‌کننده مبدل DC به AC ..... ۱۳۴
شکل ۷-۲۴: نمودار هارمونیک‌های ولتاژ خروجی IUT ..... ۱۳۵
شکل ۷-۲۵: اینورتر سه‌فاز همراه با فیلتر RLC ..... ۱۳۶
شکل ۷-۲۶: محل اعمال ورودی PRBS و اندازه‌گیری خروجی ..... ۱۳۸
شکل ۷-۲۷: ورودی PRBS و خروجی ولتاژ dq ..... ۱۳۸
شکل ۷-۲۸: خروجی ولتاژ سه‌فاز مبدل با تابع تبدیل روش تحلیلی ..... ۱۴۲
شکل ۷-۲۹: خروجی ولتاژ dq نرمال‌شده با تابع تبدیل روش تحلیلی ..... ۱۴۳
شکل ۷-۳۰: اندیس مدولاسیون انورتر خروجی با تابع تبدیل روش تحلیلی ..... ۱۴۳
شکل ۷-۳۱: خروجی ولتاژ سه فاز مبدل با تابع تبدیل روش حداقل مربعات ..... ۱۴۴
شکل ۷-۳۲: خروجی ولتاژ dq نرمال شده با تابع تبدیل روش حداقل مربعات ..... ۱۴۴
شکل ۷-۳۳: اندیس مدولاسیون اینورتر خروجی با تابع تبدیل روش حداقل مربعات ..... ۱۴۵

شکل ۸-۱: ساختار کنترل تطبیقی مستقل از مدل ..... ۱۴۸
شکل ۸-۲: پیاده‌سازی کنترل تطبیقی مستقل از مدل در محیط سیمولینک نرم‌افزار متلب ..... ۱۵۰
شکل ۸-۳: ولتاژ خروجی مبدل AC به DC در محیط MATLAB/Simulink ..... ۱۵۰
شکل ۸-۴: اندیس مدولاسیون مبدل AC به DC در محیط MATLAB/Simulink ..... ۱۵۱
شکل ۸-۵: ولتاژ خروجی مبدل DC به AC در محیط MATLAB/Simulink ..... ۱۵۱
شکل ۸-۶: ولتاژ خروجی مبدل AC به DC در محیط MATLAB/Simulink ..... ۱۵۲
شکل ۸-۷: خروجی ولتاژ سه‌فاز کنترل تطبیقی مستقل از مدل ..... ۱۵۳
شکل ۸-۸: خروجی ولتاژ dq نرمال‌شده کنترل تطبیقی مستقل از مدل ..... ۱۵۳
شکل ۸-۹: اندیس مدولاسیون اینورتر خروجی کنترل تطبیقی مستقل از مدل ..... ۱۵۴
شکل ۸-۱۰: خروجی ولتاژ dq نرمال شده به ازای مقادیر مختلف بهره کنترلی ..... ۱۵۴
شکل الف-۱: صفحه بررسی تنظیمات SLRT ..... ۱۵۸
شکل الف-۲: صفحه تنظیمات ارتباط بین host و target ..... ۱۵۸
شکل الف-۳: صفحه تنظیمات بوت target ..... ۱۶۰

## فهرست جدول‌ها

عنوان صفحه

جدول۱-۱: مقایسه ترانسفورماتور فرکانس متوسط با فرکانس پایین ..... ۱۱
جدول۱-۲:مقایسه هارمونیک جریان و ولتاژ باردر هواپیما با ترانسفورماتور مرسوم و ترانسفورماتور هوشمند [۳۴] ..... ۱۳
جدول۱-۳: مقایسه تلفات سیستم الکتریکی در هواپیما با ترانسفورماتور مرسوم و ترانسفورماتور هوشمند [۳۴] ..... ۱۳
جدول ۲-۱: بررسی مزایا و معایب انواع ساختارها در مبدل‌های AC-DC ..... ۳۶
جدول ۲-۲: مبنای انتخاب مبدلهای AC/AC بر اساس برخی از مشخصه‌های طراحی و عملکردی ..... ۳۸
جدول ۲-۳: مقایسه روش‌های مدولاسیون مبدل AC به DC ..... ۴۲
جدول ۲-۴ : بررسی مزایا و معایب انواع ساختارها در مبدل های DC-DC ..... ۵۳
جدول ۲-۵: مقایسه روش‌های مدولاسیون مبدل DC به DC ..... ۵۶
جدول ۲-۶: مقایسه توپولوژی‌های مبدل DC به AC ..... ۶۲
جدول۲-۷: مقایسه ترانسفورماتور مرسوم با ترانسفورماتور هوشمند ..... ۶۴
جدول ۲-۸: معیارهای عملکردی مبدل های DC-DC ..... ۶۶
جدول۲-۹: معیارهای انتخاب روش‌های مدولاسیون ..... ۶۶
جدول ۲-۱۰: مقایسه آرایش مبدل‌های DC به AC ..... ۶۷
جدول۳-۱: مرور و بررسی تحقیقات گذشته در راستای کنترل زمان حقیقی با استفاده از بستر SLRT ..... ۷۷
جدول۶-۱: استاندارد IEEE به‌منظور مشخص شدن محدوده هارمونیک‌ها ..... ۱۱۷
جدول ۶-۲: روش‌های کنترلی زیر سیستم‌ها در ترانسفورماتور جامع هوشمند ..... ۱۱۸

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

# فصل اول: مقدمه ترانسفورماتورهای هوشمند

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

# ۱-۱ مقدمه

سال‌های اولیه توزیع برق با تنش زیادی بین طرفداران برق AC و DC همراه بود. سیستم DC که توسط توماس ادیسون پشتیبانی می‌شد، مزایای قابل‌توجهی نسبت به سیستم AC داشت که از آن جمله می‌توان به موارد زیر اشاره کرد:

- سهولت تجمیع ابزارهای پشتیبانی انرژی
- نیاز نداشتن به جبران‌سازی توان راکتیو

از طرف دیگر، ولتاژ در سیستم‌های DC را به‌دشواری می‌توان کنترل نمود، درحالی‌که سیستم‌های AC، روشی ساده را برای تنظیم ولتاژ فراهم می‌کنند. سیستم AC از ترانسفورماتور برای افزایش ولتاژ، انتقال آن در مسافت‌های طولانی و کاهش آن برای مصارف باقی‌مانده استفاده می‌کند.

ترانسفورماتور فرکانس خط[۱] (LFT) معمول دارای ساختار ساده، بهره‌وری بالا و قابلیت اطمینان بالا است. افزون‌براین، این نوع ترانسفورماتور ایزولاسیون را به‌خوبی فراهم می‌کند. در طول دهه‌های گذشته، ساختار اساسی ترانسفورماتورهای سنتی بدون تغییر باقی‌مانده است، درحالی‌که فناوری مواد بهبودیافته، امکان چگالی‌های اشباع بالاتر و تلفات هیسترزیس کمتر را فراهم کرده است که منجر به ساخت ترانسفورمرهای خیلی کارآمد گشته است.

مشکل اساسی LFT سنگین و حجیم بودنشان است. آنها ولتاژ را به‌طور مستقیم انتقال می‌دهند که این مسئله منجر به افت ولتاژ و تغییرات فرکانسی ناخواسته در خروجی می‌شود. LFT از تنظیم کیفیت توان و ولتاژ خیلی محدودی برخوردار است و نیاز به سیستم‌های انتقال AC انعطاف‌پذیر برای کنترل کیفیت توان دارد. ازآنجایی‌که عملکرد بهینهٔ LFT طوری طراحی شده است که در نزدیکی بار کامل قرار داشته باشد، تلفات خیلی بالایی در شرایط تحت بار یا بی‌باری دارد.

در شبکه‌های تمرکزیافتهٔ امروزی، LFT اغلب نیازمندی‌های مرتبط با هزینه، راندمان و قابلیت اطمینان را برقرار می‌کند. اما تسهیلات تولید توان تمرکزیافته در حال یافتن روشی برای کوچک‌تر شدن و تولید توان توزیع یافته‌تر هستند؛ بنابراین، انتظار می‌رود که تولید و توزیع توان در آینده، شامل منابع تولید پراکنده و میکروشبکه‌های فروانی باشد.

در سیستم‌های قدرت، توان الکتریکی در مقیاسی بزرگ در واحدهای نیروگاهی تولید می‌شود. این توان با بهره‌گیری از خطوط انتقال با سطح ولتاژ بالا انتقال می‌یابد و درنهایت توسط ترانسفورماتورهای توزیع در اختیار مصرف‌کننده قرار می‌گیرد؛ بنابراین در ساختار مرسوم سیستم‌های قدرت، جهت انتقال توان در شبکه از تولیدکننده به مصرف‌کننده یک‌سویه است [۱]. در سال‌های اخیر کشورهای پیشرفته تغییرات اساسی در ساختار سیستم‌های قدرتشان ایجاد نموده‌اند که از این تغییرات می‌توان به ایجاد بازار خریدوفروش توان،[۲] افزایش تولید توان توسط واحدهای تجدیدپذیر[۳] و نفوذ بیشتر واحدهای تولید پراکنده[۴] در شبکه اشاره کرد. ازاین‌رو، در این شبکه‌ها جهت تزریق توان از حالت یک‌سویه خارج شده و بهره‌برداری از آن پیچیده‌تر می‌گردد. بدین‌ترتیب برای کنترل و مدیریت این‌گونه شبکه‌ها، استفاده از تجهیزات هوشمند ضروری است.

در سال‌های اخیر، ایدهٔ استفاده از ترانسفورماتورهای جامع هوشمند[۵] (IUT) برای کنترل از راه دور و کنترل دوسویهٔ مسیر توان، در شبکه‌های قدرت مطرح شد. این ترانسفورماتورها با توانایی کنترل جریان و ولتاژ خروجی، به‌عنوان بهترین ابزار برای اتصال منابع تولید پراکنده به شبکه معرفی گردیدند. همچنین این ترانسفورماتورها با کنترل توان عبوری، بهره‌برداری مطمئن را برای شبکه مهیا می‌سازند. در تحقیقات انجام‌شده، توپولوژی‌های گوناگونی برای IUT تعریف شده است. اما در حالت عمومی این ترانسفورماتور شامل یکسوساز AC به DC، مبدل DC به DC، ترانسفورماتور فرکانس بالا و اینورتر DC به AC مطابق شکل ۱-۱ است [۲].

---

۱. Line Frequency Transformer (LFT).

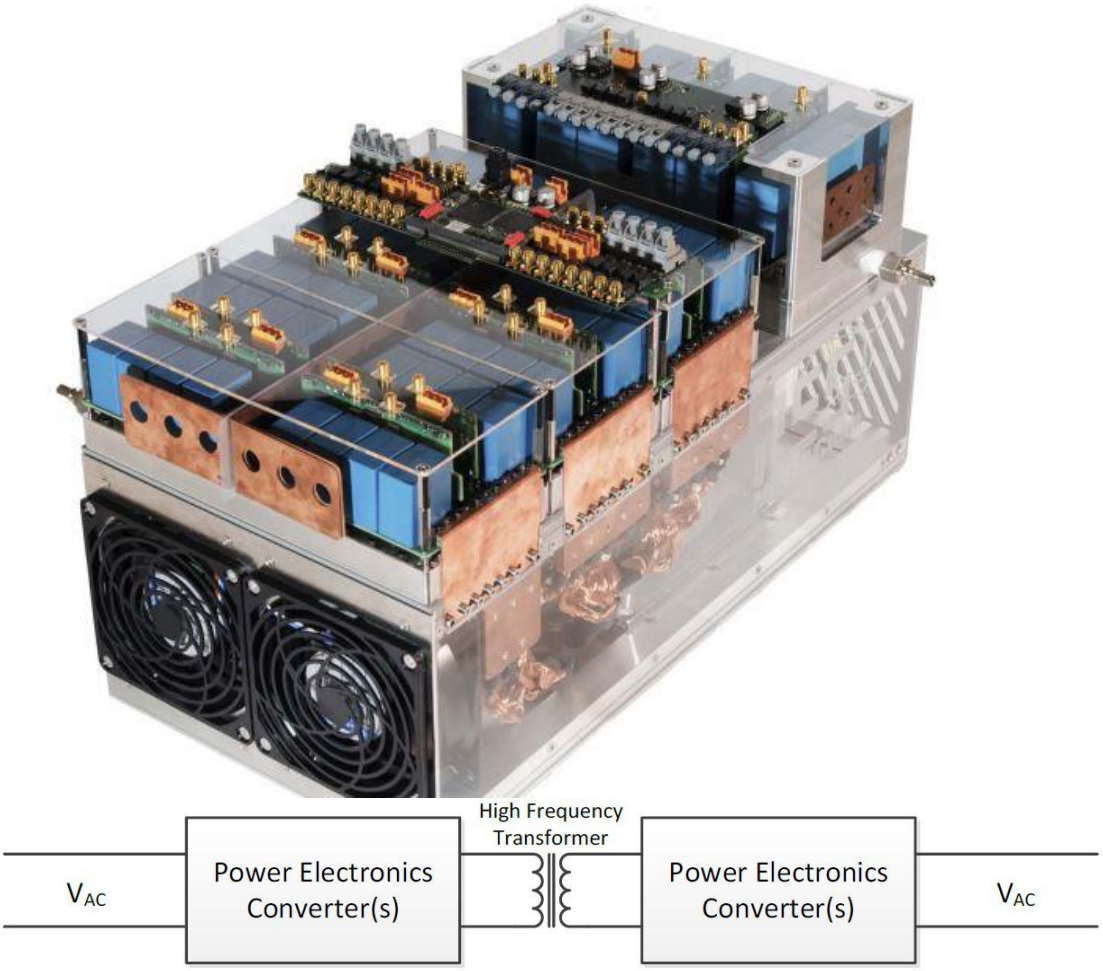
۲. Power marketing.

۳. Renewably energy.

۴. Distributed Generation.

۵. Intelligent Universal Transformers.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**




شکل۱- ۱: ترانسفورماتور هوشمند [۲].

ازجمله مزایای ترانسفورماتورهای هوشمند (IUT) نسبت به ترانسفورماتورهای مرسوم (LFT) می‌توان به موارد زیر اشاره کرد [۲].

- کاهش سایز، کاهش وزن و نداشتن آلودگی محیطی
- تنظیم ولتاژ لحظه‌ای
- مجزاسازی خطا از شبکه
- تصحیح ضریب توان
- کنترل توان اکتیو و راکتیو عبوری
- مدیریت جریان خطا در سمت فشارقوی و فشارضعیف
- افزایش کیفیت توان برای ورودی‌های هارمونیک بالا و بارهای غیرخطی
- ظرفیت بالا برای تغییر ولتاژ
- قابلیت تغییر فرکانس در ورودی و خروجی
- توانایی اتصال ولتاژ DC در ورودی و خروجی
- جبران افت یا افزایش ولتاژ خط انتقال

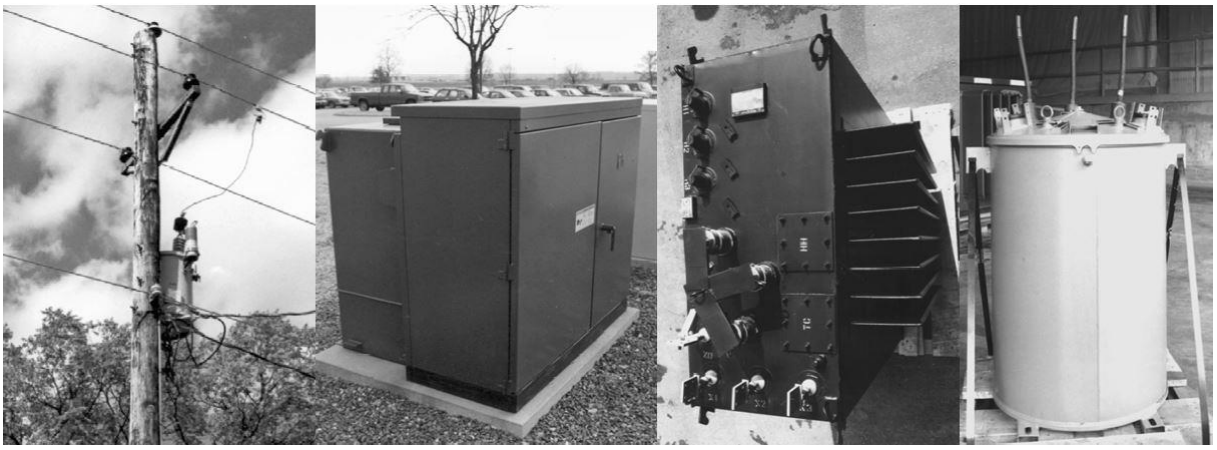
Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

## ۱-۲ مقایسه ترانسفورماتورهای مرسوم و هوشمند

### ۱-۲-۱ ترانسفورماتورهای مرسوم (LFT)

ترانسفورماتورها یکی از پرکاربردترین اجزای سیستم‌های قدرت را تشکیل می‌دهند که جریان و ولتاژ AC را به‌اندازهٔ موردنیاز تبدیل می‌کنند. افزون‌برآن برای مجزاسازی دو سیستم از یکدیگر نیز کاربرد دارند. در شکل ۱-۲ نمونه‌ای از ترانسفورماتورهای توزیع مشاهده می‌شود. از مزایای ترانسفورماتورهای مرسوم می‌توان به قیمت مناسب، راندمان بالا و قابلیت اطمینان بالای آن‌ها اشاره کرد. اما این ترانسفورماتورها معایبی نیز دارند که در موارد زیر به آنها اشاره شده است [۳].

- سایز بزرگ و وزن سنگین
- روغن ترانسفورماتور می‌تواند آلودگی محیطی داشته باشد اگر نشت کند.
- اشباع هسته هارمونیک تولید می‌کند که سبب افزایش جریان هجومی می‌شود.
- مشخصات نامطلوب ورودی مانند افت ولتاژ در خروجی مشاهده می‌گردد.
- وجود هارمونیک در جریان خروجی، تأثیرگذار بر جریان ورودی است. متناسب با نوع اتصال ترانسفورماتور هارمونیک می‌تواند در شبکه گسترش یابد و تلفات ورودی را افزایش دهد.
- راندمان ماکزیمم ترانسفورماتورها، معمولاً در بار کامل طراحی می‌گردد. درحالی‌که ترانسفورماتورهای توزیع، عموماً پایین‌تر از توان نامی خود بهره‌برداری می‌شوند؛ بنابراین تلفات افزایش می‌یابد.
- تنظیم ولتاژ ترانسفورماتورهای مرسوم در محدودهٔ خاصی قابل‌انجام است که در ترانسفورماتورهای توزیع معمولاً این محدوده کوچک است و تنظیم ولتاژ خیلی خوب انجام نمی‌گیرد.



شکل۱- ۲: چند نمونه ترانسفورماتور مرسوم توزیع [۴].

### ۱-۲-۲ ترانسفورماتورهای هوشمند

محققان، ترانسفورماتورهای هوشمند (IUT) را برای جایگزینی با ترانسفورماتورهای مرسوم (LFT) پیشنهاد کرده‌اند. در IUT برای تغییر ولتاژ و مجزاسازی از قطعات الکترونیک قدرت و ترانسفورماتور فرکانس بالا استفاده شده است. از ویژگی‌های IUT می‌توان موارد زیر را بیان کرد [۵, ۶].

- قابلیت کنترل گسترده و دقیق، توسط قطعات الکترونیک قدرت
- کاهش وزن و حجم به سبب استفاده از ترانسفورماتور فرکانس بالا. در طراحی ترانسفورماتور، سایز هسته با فرکانس رابطه معکوس دارد؛ بنابراین هرچه فرکانس افزایش یابد ابعاد ترانسفورماتور کوچک‌تر می‌شود.
- بهره‌برداری در ضریب توان واحد، زیرا مبدل AC به DC ضریب توان را در هر لحظه تصحیح می‌کند.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

- افت ولتاژ ورودی و افزایش آن، تأثیری در خروجی ترانسفورماتور ندارد.
- قابلیت حفظ توان خروجی در لحظهٔ گذرا، توسط خازن موجود در باس DC
- توانایی قطع خروجی از ورودی و یا خاموش کردن ترانسفورماتور در زمان افزایش جریان
- آشکارسازی و حفاظت از خطای سریع

## ۱-۳ مطالعات انجام‌شده در مورد ترانسفورماتورهای هوشمند

اولین بار در سال ۱۹۸۰ توسط جیمز بروکس،[۱] استفاده از ترانسفورماتور حالت جامد[۲] (SST) با فرکانس بالا که درواقع ترانسفورماتور شامل تجهیزات الکترونیک قدرت است، مطرح شد [۷]؛ اما به علت محدودیت‌هایی که وجود داشت، به مرحلهٔ ساخت نرسید. در ۱۰ سال گذشته به علت پیشرفت قطعات الکترونیک قدرت، بحث ترانسفورماتورهای هوشمند برای محققان جذاب شده است. در این سال‌ها گروه‌های مختلفی در مورد توپولوژی، کاربرد و سوئیچ‌زنی ترانسفورماتورهای هوشمند تحقیق کرده‌اند که چند مورد از آن‌ها در موارد زیر بیان شده است.

مبدل مبتنی بر ترانسفورماتورهای جامد، برای ولتاژ و توان پایین توسط آتون[۳] در سال ۱۹۹۷به ثبت رسید [۸].

توپولوژی ماژول سه‌فاز ماتریس مستقیم در سال ۲۰۰۰ توسط ونکاترامانان[۴] مطرح شد. این توپولوژی فقط در سطح ولتاژ و توان پایین قابل‌استفاده بود [۹].

استیمل[۵] در سال ۲۰۰۲، توپولوژی مبدل DC به DC را با کلیدزنی نرم پیاده‌سازی کرد [۱۰].

در سال ۲۰۰۳ برای اولین بار، توپولوژی ماتریس غیرمستقیم توسط ان جتی[۶] مطرح شد. این ایده، توپولوژی‌های ماتریس مستقیم قبل را اصلاح کرد [۱۱].

آکاگی[۷] در سال ۲۰۰۵ و ۲۰۰۷ دو توپولوژی دوسویه، متشکل از باسDC را مطرح کرد. یکی از توپولوژی‌ها برای راه‌اندازی موتور ولتاژ متوسط طراحی شده بود و دیگری چندین STATCOM را به‌صورت پشت‌به‌پشت به یکدیگر و به شبکه متصل می‌کرد [۱۲].

موهان[۸] در سال ۲۰۰۹، توپولوژی ماژول سه‌فاز ماتریس مستقیم با حداقل سوئیچ (۲ عدد)، برای اتصال واحد بادی به شبکه را پیشنهاد کرد [۱۳].

EPRI در سال ۲۰۰۹ در آمریکا، برای اولین بار ترانسفورماتور جامد ۲۰ کیلوولت آمپر را با نام ترانسفورماتور هوشمند معرفی کرد. در این ترانسفورماتور به‌منظور کاهش تلفات، از سوئیچ GTO و مبدل DC به DC رزونانسی، استفاده شده است [۱۴].

پیشنهاد استفاده از مبدل چندسطحی AC به DC و مبدل DC به DC توسط وین در مارود[۹] در سال ۲۰۰۹ مطرح شد. این سیستم، تک‌سویه بود که با تعویض یک‌سوساز غیرفعال به یک‌سوساز فعال به‌صورت دوسویه تبدیل شد [۳].

در سال ۲۰۱۲ توپولوژی یک‌سویه با باس DC، برای کنترل سرعت موتور ولتاژ متوسط، توسط آن جتی مطرح گردید [۱۵].

در سال ۲۰۱۳ برای اتصال دو ریزشبکهٔ AC و DC از ترانسفورماتور هوشمند با مبدل چندسطحی AC به DC و مبدل DC به DC استفاده شده است که هدف از این ترانسفورماتور کنترل ولتاژ بوده است [۱۶].

---

۱. James Brooks.
۲. Solid State Transformer.
۳. Eaton
۴. Venkataramanan.
۵. Steimal.
۶. Enjeti.
۷. Akagi.
۸. Mohan.
۹. Van der merwe.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

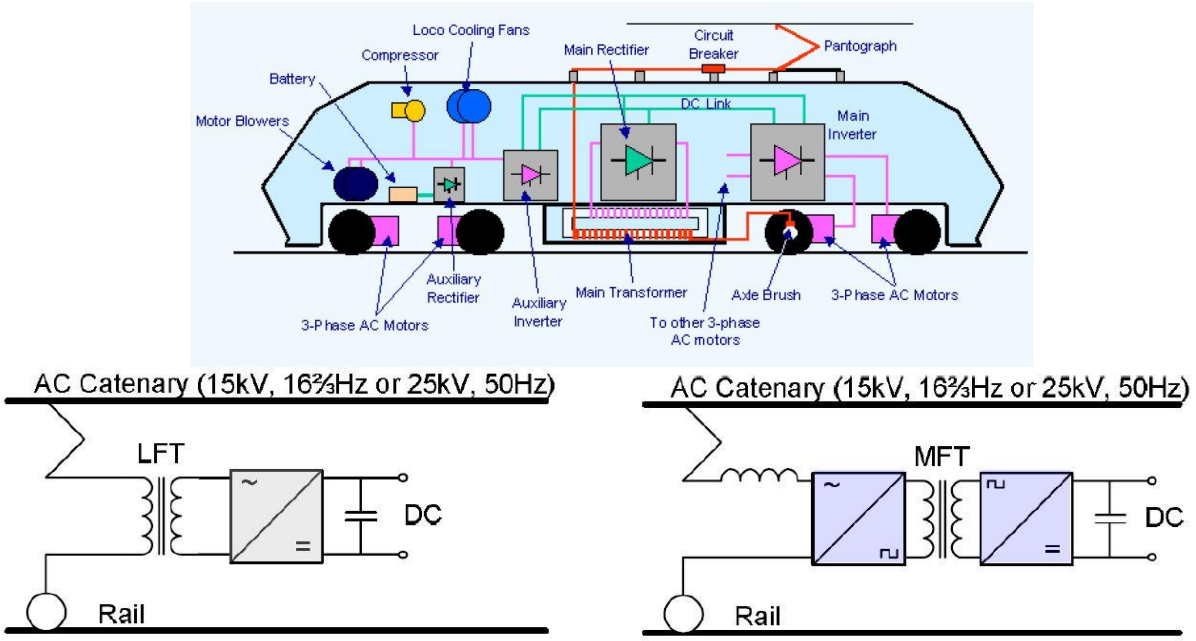
در سال ۲۰۱۵ برای اتصال ریزشبکهٔ هوشمند به شبکهٔ سراسری از ترانسفورماتور هوشمند استفاده شده است [۱۷].
در سال ۲۰۱۷ برای کنترل توان و جریان از ترانسفورماتور هوشمند برای اتصال دو ریزشبکهٔ AC و DC استفاده شده است [۱۸].

## ۱-۴ کاربردهای عمومی از ترانسفورماتور هوشمند

اگرچه ترانسفورماتورهای هوشمند در تمامی تجهیزات می‌توانند، جایگزین ترانسفورماتورهای مرسوم گردند؛ اما با توجه به قابلیت‌های فراوان و قیمت بالای آن در تجهیزاتی که نیاز به کنترل دقیق‌تر باشد، استفاده می‌شوند. نمونه‌ای از کاربردهای این ترانسفورماتورها در موارد زیر اشاره شده است [۱۹-۲۱].

### ۱-۴-۱ لوکوموتیو و دیگر ماشین‌های سنگین

سیستم الکتریکی لوکوموتیو در شکل ۱-۳ نمایش داده شده است. ولتاژ باس ورودی این سیستم، برای کاهش تلفات ۲۰ کیلوولت انتخاب شده است؛ بنابراین برای تبدیل این ولتاژ به ولتاژ موردنیاز، از ترانسفورماتور استفاده می‌شود. اخیراً برای کاهش وزن و بهبود کنترل لوکوموتیو، مطابق شکل ۱-۳ از ترانسفورماتور هوشمند که ترانسفورماتور فرکانس متوسط[۱] (MFT) در بخش میانی دارد، به‌جای ترانسفورماتور مرسوم استفاده می‌شود. در لوکوموتیوها از ترانسفورماتورهای هوشمند ۱۶٫۷۵ HZ استفاده می‌گردد که وزن کلی لوکوموتیو را ۱۵ درصد کاهش می‌دهد. اگرچه استفاده از IUT در لوکوموتیو مزایایی مانند بهبودی راندمان، کاهش هارمونیک و کاهش صدا را به‌همراه داشته است؛ اما مهم‌ترین دستاورد این سیستم کاهش وزن لوکوموتیو است.




شکل۱- ۳: استفاده از ترانسفورماتور هوشمند و ترانسفورماتور مرسوم در قطار برقی [۱]

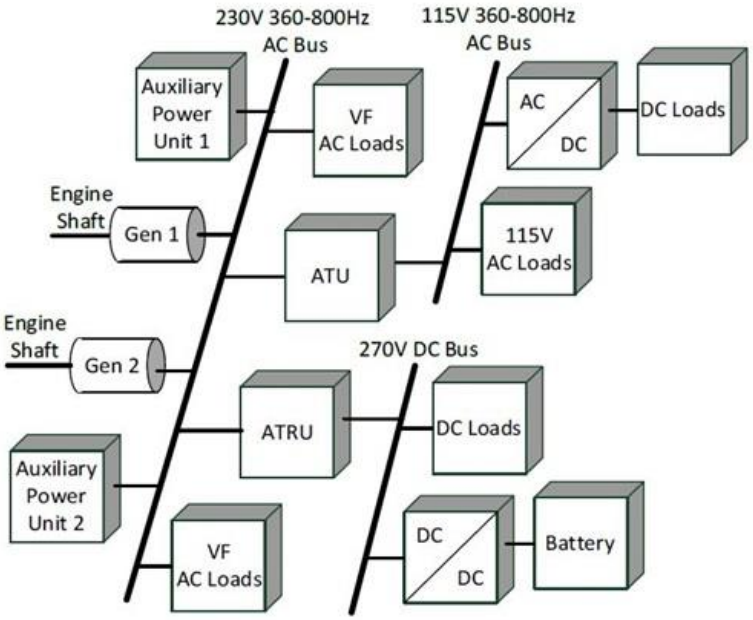
### ۱-۴-۲ هواپیما

از مهم‌ترین قابلیت‌های ترانسفورماتور هوشمند، کاهش وزن آن نسبت به ترانسفورماتور مرسوم است. ازآنجایی‌که، کاهش وزن، از فاکتورهای مهم و حیاتی برای هواپیما به‌شمار می‌آید؛ بنابراین به‌کارگیری ترانسفورماتور هوشمند در سیستم الکتریکی آن،

۱. medium-frequency transformer (MFT).

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

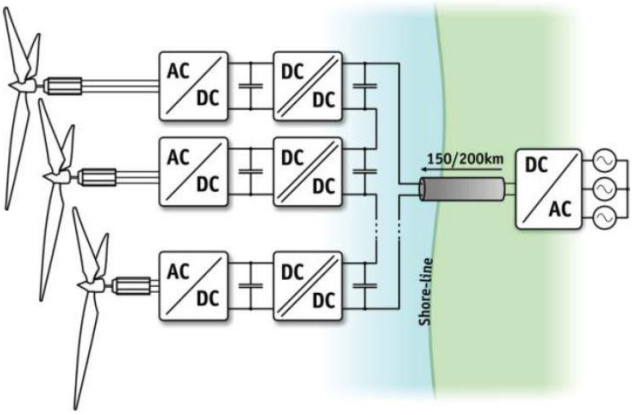
لازم است. شکل ۱-۴ مدل سیستم الکتریکی هواپیما را نمایش داده است. در این مدل ATU و ATRU نوعی ترانسفورماتور هوشمند هستند که به‌ترتیب خروجی ولتاژ DC و AC ایجاد کرده‌اند [۲۲].




شکل۱- ۴: سیستم الکتریکی هواپیما [۲۲]

## ۱-۴-۳ واحدهای تولید انرژی داخل دریا[۱]

برای واحدهای تولید انرژی که داخل دریا نصب و بهره‌برداری می‌شوند، مانند واحدهای بادی، نیروگاه‌های جذر و مدی و دیگر منابع تولید انرژی، بسیار مهم است که وزن و ابعاد کوچک‌تری داشته باشند (شکل ۱-۵). ازاین‌رو، خروجی این واحدها با ترانسفورماتورهای هوشمند به شبکه متصل می‌گردند. همچنین واحدها می‌توانند با ضریب توان واحد بهره‌برداری شوند، که راندمان خط انتقال را افزایش می‌دهد [۱۹].



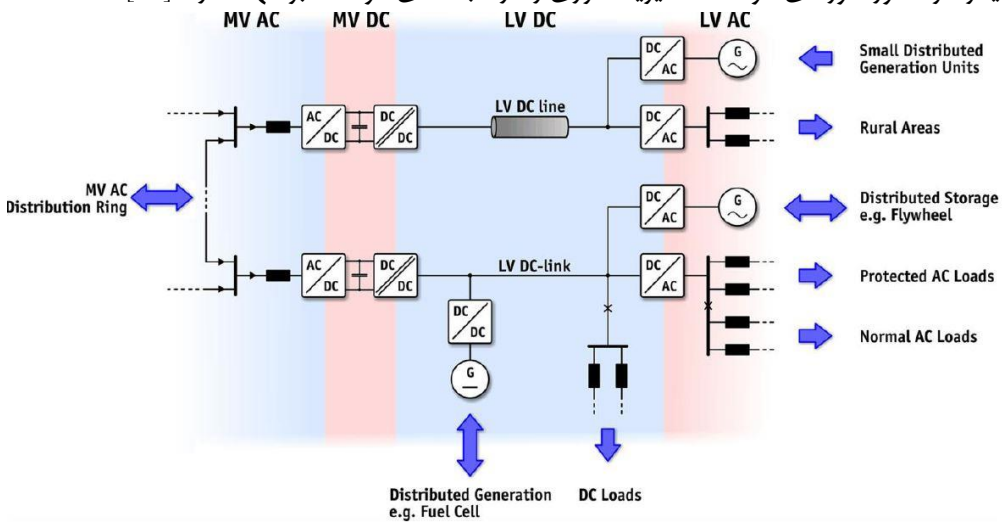

شکل۱- ۵: اتصال واحدهای تجدیدپذیر به شبکه توسط ترانسفورماتور هوشمند [۱۹].

۱. Offshore Energy Generation.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

## ۱-۴-۴ شبکه هوشمند[۱]

در آینده‌ای نزدیک انتظار می‌رود، نفوذ انرژی‌های تجدیدپذیر در سیستم‌های قدرت افزایش یابد. همان‌گونه که در شکل ۱-۶ مشاهده می‌شود، این مسئله سبب تغییر اساسی ساختار سیستم‌های قدرت می‌گردد؛ بنابراین دیگر روش‌های پایه‌ای قادر نیستند کنترل و بهره‌برداری شبکه را به‌طور کامل انجام دهند و برای کنترل بهتر شبکه باید روش‌های جدیدی مطرح شود. ازاین‌رو، مدیریت سریع و مؤثر تغییرات بار و تولید در شبکه‌های هوشمند با کنترل ترانسفورماتورهای هوشمند قابل‌انجام است؛ به‌عبارتی‌دیگر، ترانسفورماتورهای هوشمند، مدیریت انرژی را در شبکه‌های هوشمند بر عهده دارند [۲۲].



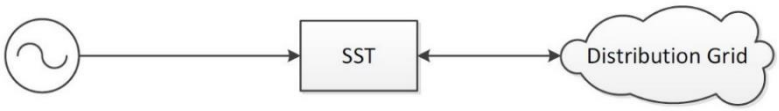

شکل۱- ۶: بهره‌گیری از ترانسفورماتور هوشمند در شبکهٔ هوشمند [۱۹].

## ۱-۵ کاربرد ترانسفورماتورهای هوشمند در شبکه قدرت

ترانسفورماتور هوشمند در نواحی خاصی از سیستم‌های قدرت کاربرد دارد که در موارد زیر به آنها اشاره شده است [۲۳].

### ۱-۵-۱ اتصال منبع در شبکه توزیع

در شکل ۱-۷ اتصال شبکهٔ توزیع به منبع مشاهده می‌شود. در این سناریو با وجود تغییرات ولتاژ و فرکانس، IUT می‌تواند ولتاژ و فرکانس خروجی را ثابت حفظ کند. همچنین با مدیریت توان، ضریب توان را تصحیح می‌کند. درنهایت حالت گذرای سیستم نیز بهبود می‌یابد و هارمونیک‌ها از بین می‌روند.




شکل۱- ۷: اتصال منبع به شبکهٔ توزیع [۲۳].

### ۱-۵-۲ استفاده بین دو شبکه توزیع

در IUT نیاز نیست، ورودی و خروجی، ولتاژ و فرکانس یکسانی داشته باشند؛ به‌عبارت‌دیگر، نیاز به سنکرون کردن ورودی و خروجی نیست؛ بنابراین می‌توان بدون سنکرون کردن، دو شبکه را به یکدیگر مطابق شکل ۱-۸ متصل کرد و جریان توان اکتیو و راکتیو بین دو شبکه را کنترل نمود. با این روش، زمانی که انرژی در ناحیهٔ اول، ارزان‌تر از ناحیهٔ دوم باشد، شبکه قادر است، توان را از ناحیهٔ اول به ناحیهٔ دوم تزریق کند. ناحیهٔ دوم نیز توان تولیدی خود را کاهش می‌دهد.

---

۱. Smart Grid.

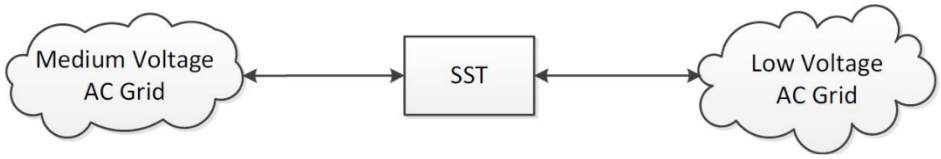
Doi: **10.30503/nripress.2020.037**




شکل۱– ۸: اتصال بین دو شبکهٔ توزیع [۲۳].

## ۱–۵–۳ اتصال ناحیه ولتاژمتوسط به ولتاژپایین

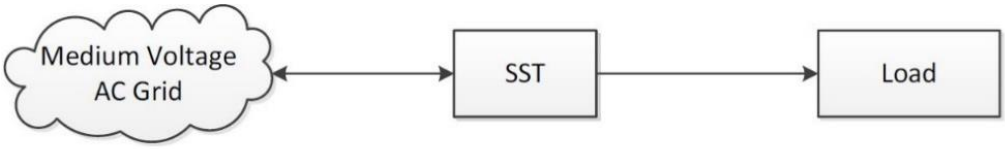
اتصال شبکهٔ ولتاژمتوسط به شبکهٔ ولتاژپایین، توسط ترانسفورماتورهای هوشمند در شکل ۱–۹ نشان داده شده است. با مقایسهٔ ترانسفورماتورهای مرسوم با ترانسفورماتورهای هوشمند، ترانسفورماتورهای هوشمند قادرند توان اکتیو که از ناحیهٔ ولتاژمتوسط به ناحیهٔ ولتاژپایین تزریق می‌شود را کنترل کنند. این کنترل توان برای ناحیهٔ ولتاژپایین اگر منابع تولید انرژی مانند فتوولتایک داشته باشند، سودمند است. ترانسفورماتورهای هوشمند قسمتی از توان تولیدی توسط منابع تولید پراکنده را به شبکه تزریق می‌کنند و مانع اضافه‌بار خطوط انتقال می‌شوند.




شکل۱– ۹: اتصال ناحیهٔ ولتاژمتوسط به ولتاژپایین [۲۳].

## ۱–۵–۴ اتصال بین بار و ناحیهٔ ولتاژمتوسط

در شکل۱–۱۰ اتصال بار به شبکهٔ ولتاژمتوسط مشاهده می‌شود. شبکهٔ ولتاژپایین اغلب با نامتقارنی بار و بارهای غیرخطی روبرو است. که این مسئله باعث نوسانات و عدم‌تقارن ولتاژ شبکه می‌گردد. در این وضعیت سیم نول، عدم‌تقارن بار را تا حدودی بهبود می‌دهد و نوسانات ولتاژ را برطرف می‌کند. اما زمانی که، بارهای نامتقارن و غیرخطی در شبکه افزایش یابند، دیگر سیم نول نمی‌تواند به‌طور کامل این عدم‌تقارن را بهبود دهد؛ بنابراین، در این حالت با به‌کارگیری ترانسفورماتورهای هوشمند، می‌توان در بارهای غیرخطی و نامتقارن شدید، ولتاژ قابل‌قبولی ایجاد کرد.

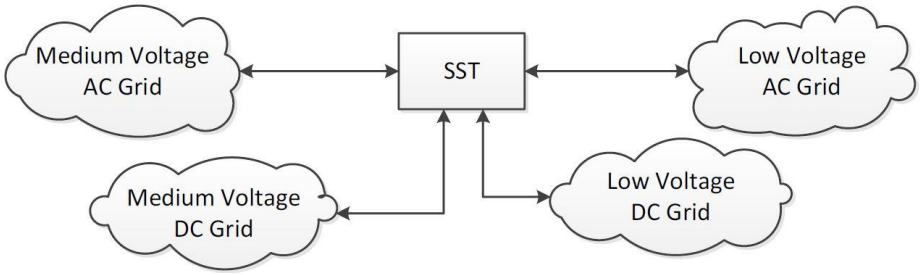



شکل ۱–۱۰: اتصال بین بار و ناحیهٔ ولتاژ متوسط [۲۳].

## ۱–۵–۵ اتصال بین شبکهٔ توزیع و شبکهٔ هوشمند

منابع تولید پراکندهٔ انرژی، مانند واحدهای بادی، واحدهای خورشیدی و دیگر موارد، دارای ولتاژ و فرکانسی متفاوت هستند که خروجی آنها اغلب به ولتاژ DC تبدیل می‌گردد؛ بنابراین، ترانسفورماتورهای هوشمند ابزار مناسبی برای اتصال آنها به شبکه به‌شمار می‌آیند. در شکل ۱–۱۱نحوهٔ اتصال ترانسفورماتور هوشمند در شبکهٔ هوشمند نشان داده شده است.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

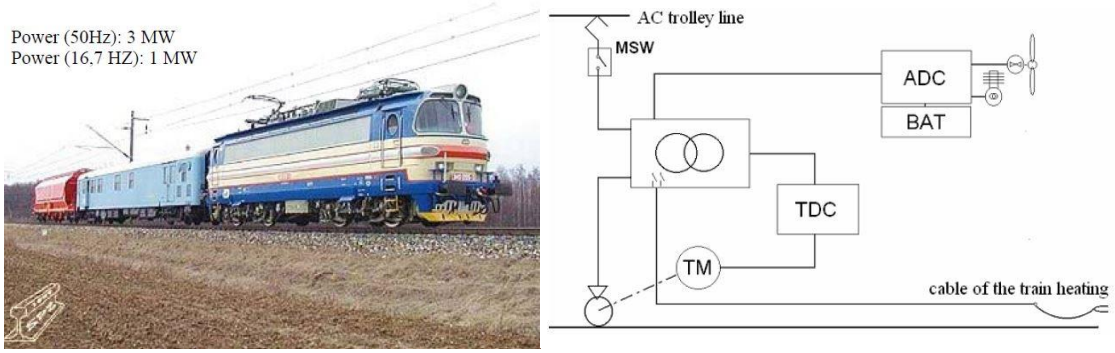



شکل۱- ۱۱: اتصال بین شبکهٔ توزیع و شبکهٔ هوشمند [۲۳].

# ۱-۶ استفاده ترانسفورماتور هوشمند در پروژه‌های عملی

## ۱-۶-۱ استفاده در صنعت راه‌آهن

یکی از کاربردی‌ترین وسایل نقلیه بر روی خشکی لوکوموتیو است. در اروپا معمولاً لوکوموتیوها از انرژی الکتریکی برای حرکت استفاده می‌کنند. در شکل۱-۱۲ لوکوموتیو قدیمی با سیستم الکتریکی نشان داده شده است. این انرژی الکتریکی، توسط سیم‌های هوایی با سطح ولتاژ ۱۵ کیلوولت و فرکانس ۱۶,۷۵ هرتز به قطار متصل می‌شود. عموماً این سطح ولتاژ با بهره‌گیری از ترانسفورماتورهای فرکانس‌پایین به سطح ولتاژ موردنیاز تبدیل می‌گردد. در ادامه توسط مبدل‌های الکترونیک قدرت توان موردنیاز برای موتورهای حرکتی و بارها مهیا می‌گردد. با کنترل این مبدل‌ها، می‌توان افزایش سرعت و یا ترمز قطار را کنترل کرد [۲۴].




شکل۱- ۱۲: قطار برقی قدیمی همراه با سیستم الکتریکی آن [۲۴].

در سال‌های اخیر با پیشرفت فناوری، نیاز به ساخت قطار با سرعت بالا، بدون آلودگی صوتی، راه‌اندازی نرم‌تر و کنترل هوشمندتر مطرح شد. که بدین‌منظور، باید وزن قطار را کاهش داده و نحوهٔ کنترل موتورهای حرکتی آن را تغییر می‌دادند. بنابراین، ترانسفورماتورهای هوشمند در بیست سال اخیر، با نام ترانسفورماتورهای الکترونیک قدرت وارد صنعت راه‌آهن شدند.

شکل۱-۱۳ ترانسفورماتور هوشمند فرکانس‌متوسط را، که شرکت ABB در سال ۲۰۰۶ ساخته است، نمایش می‌دهد. این ترانسفورماتور در توان ۱,۲ مگاولت آمپر، برای سطح ولتاژ ۱۵ کیلوولت با فرکانس۱۶,۷۵ هرتز طراحی شده است. ترانسفورماتور استفاده‌شده در این توپولوژی، از نوع فرکانس متوسط و با فرکانس ۴۰۰ هرتز پیاده‌سازی شده است [۲۵].

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**



شکل۱-۱۳: ترانسفورماتور فرکانس متوسط ساخت شرکت ABB [۲۵].

در سال ۲۰۱۱، دوباره شرکت ABB ترانسفورماتور هوشمند ۱,۲ مگاولت آمپر با فرکانس بالاتر و سبک‌تر را ساخت که در شکل ۱-۱۴مشاهده می‌شود [۲۶]. این ترانسفورماتور با فرکانس بهره‌برداری ۱,۸ کیلوهرتز در صنعت راه‌آهن فدرال سویس مطابق شکل ۱-۱۵ مورداستفاده قرار گرفت.



شکل۱-۱۴: ترانسفورماتور هوشمند ساخت شرکت ABB [۲۶].




شکل۱- ۱۵: اولین قطار برقی با ترانسفورماتور هوشمند

از مزایایی که ترانسفورماتورهای هوشمند در لوکوموتیوها ایجاد کردند، می‌توان موارد زیر را نام برد [۲۷].

- ✓ کاهش وزن ترانسفورماتور از ۶,۷ تن به ۳,۱ تن که وزن کل لوکوموتیو را ۱۵ درصد کاهش داد. درنتیجه سرعت حرکت قطار افزایش یافت.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

- ✓ کاهش هارمونیک‌های ولتاژ خروجی، باعث کاهش اســـترس‌های مکانیکی، راه‌اندازی نرم و کاهش آلودگی صوتی شد.
- ✓ راندمان مبدل‌های استفاده‌شده، از ۸۸ درصد به ۹۵درصد بهبود یافت.
- ✓ حفظ جریان سینوسی در ورودی که باعث کاهش تلفات و THD در خط انتقال شد.
- ✓ بهره‌برداری در ضریب توان واحد.

در پایان شرکت ABB ترانسفورماتور مرسوم را با ترانسفورماتور هوشمند ساخته‌شده به‌صورت جدول۱-۱مقایسه کرد [۲۸].

جدول۱-۱: مقایسهٔ ترانسفورماتور فرکانس متوسط با فرکانس پایین

| موارد | ترانسفورماتور فرکانس پایین | | ترانسفورماتور فرکانس متوسط | |
|---|---|---|---|---|
| توان نامی<br>KVA۲۲۰۰-۷۵۰ | ۱۵KV<br>Hz۱۶/۷۵ | ۲۵KV<br>۵۰Hz | ۱۵KV<br>۵KHz | ۲۵KV<br>۱۰KHz |
| چگالی توان (VA/Kg) | ۳۵۰-۲۲۰ | ۵۳۰-۴۵۰ | ۲۶۰۰ | ۳۵۰۰ |
| راندمان در توان کامل و دمای ماکزیمم (%) | ۹۲ | ۹۵ | ۹۹/۳ | ۹۹/۳ |
| وزن روغن (gr/KVA) | ۶۰۰-۵۰۰ | ۵۵۰-۲۵۰ | ۹۰ | ۷۰ |
| وزن هسته (gr/KVA) | ۵۵۰-۴۵۰ | ۴۵۰-۲۵۰ | ۶۰ | ۴۰ |

## ۱-۶-۲ استفاده در صنعت هواپیما

در هواپیماهای قدیمی عموماً از سیستم‌های هیدرولیکی، پنوماتیکی، الکتریکی و مکانیکی، برای کنترل استفاده می‌شد؛ اما با پیشرفت فناوری در هواپیماهای مدرن، سیستم‌های الکتریکی به علت قابلیت فراوان و سرعت عمل بالایشان، جایگزین دیگر سیستم‌ها شده‌اند. همچنین لازم به یادآوری است که این تغییروتحول ابتدا در هواپیماهای نظامی به دلیل کاهش وزن، صورت گرفت.

همان‌گونه که در شکل۱- ۱۶مشاهده می‌شود، سیستم الکتریکی هواپیما عموماً شامل، چندین منبع تولید انرژی است. این منابع انرژی به‌ترتیب شامل: ۱- ژنراتورهای اصلی که به موتور متصل هستند؛ ۲- ژنراتور اضطراری؛ ۳- توربین بادی متحرک؛ ۴- منابع توان خروجی، می‌شوند. بارهای هواپیما از نوع AC و DC هستند که برای تغذیهٔ آن‌ها باید مبدل‌ها و ترانسفورماتورهای متفاوتی به‌کار گرفته شود. آرایش‌های متفاوتی برای اتصال منابع به بار معرفی شده؛ اما هدف اصلی در رشد و پیشرفت سیستم‌های الکتریکی در هواپیما، کاهش وزن این تجهیزات است [۲۹, ۳۰].

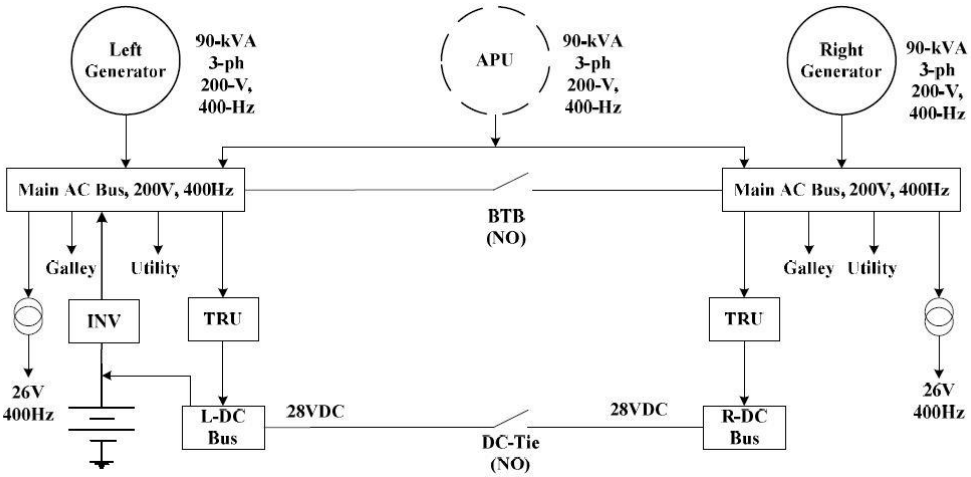



شکل۱- ۱۶: منابع تولید انرژی الکتریکی در هواپیما [۲۹].

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

## سیستم الکتریکی هواپیماهای مرسوم

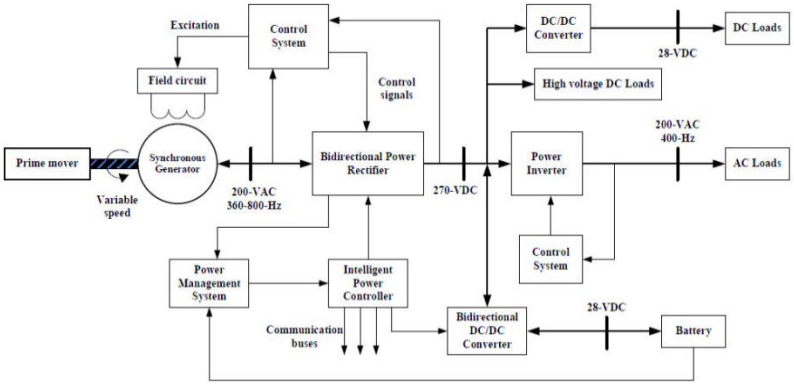
سیستم الکتریکی هواپیمایی بوینگ ۷۶۷ در شکل ۱-۱۷مشاهده می‌شود. این هواپیما از دو ژنراتور اصلی با خروجی ۲۰۰ ولت، ۴۰۰ هرتز و یک ژنراتور اضطراری تشکیل شده است. برای تغذیهٔ بارهای DC، از ترانسفورماتور و یک‌سوساز[۱] (TRU) و همچنین برای تغذیهٔ بارهای AC، از دو ترانسفورماتور مرسوم ۴۰۰ هرتز استفاده می‌گردد [۳۱].




شکل۱- ۱۷: سیستم الکتریکی بوینگ ۷۶۷ [۳۰].

## سیستم الکتریکی هواپیماهای مدرن

در هواپیماهای مدرن از سیستم‌های نوین الکتریکی، با قابلیت و کارایی فراوان، استفاده می‌شود. در شکل۱-۱۸مدل الکتریکی بوینگ 787-A380 مشاهده می‌گردد. ژنراتور۱ مگاوات، ۲۰۰ ولت با فرکانس ۳۶۰-۸۰۰ هرتز توسط ترانسفورماتور هوشمند به بارها متصل شده است. همچنین استفاده از ترانسفورماتور هوشمند، قابلیت ایجاد باس DC با ولتاژ بالا را فراهم کرده است. توان الکتریکی به‌صورت باس DC با ولتاژ ۲۷۰ ولت توزیع می‌شود [۳۲].




شکل۱- ۱۸: سیستم الکتریکی بوینک 787/A380 [۳۲].

## مزایای به‌کارگیری ترانسفورماتور هوشمند در هواپیما

- ✓ کل وزن سیستم‌های الکتریکی در مقایسه با سیستم‌های الکتریکی مرسوم ۴۲/۵ درصد کاهش یافته است [۳۳].
- ✓ با توجه به اینکه، توان الکتریکی به‌صورت باس DC ولتاژ بالا (HVDC)، توزیع می‌شود؛ بنابراین تلفات توزیع ۵۰/۷ درصد کاهش یافته است [۳۳].

۱. Transformer rectifier unit.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

- ✓ امکان اتصـال ژنراتور با فرکانس متغیر فراهم شـده اسـت. این مسـئله، موجب بهبود کنترل و بهره‌برداری هواپیما می‌شود [۳۲].
- ✓ ترانسفورماتور هوشمند، هارمونیک جریان و ولتاژ را کاهش می‌دهد. در [۳۴] برای ۷ سناریوی مختلف، تأثیر ترانسفورماتور هوشمند برای کاهش هارمونیک‌ها نمایش داده شده است. این نتایج در جدول ۱-۲ مشاهده می‌شود.
- ✓ از دیگر قابلیت‌های این سیستم می‌توان به افزایش قابلیت اطمینان، کاهش حجم، کاهش هزینه‌های تعمیر و نگهداری اشاره کرد [۳۲].

جدول۱-۲: مقایسهٔ هارمونیک جریان و ولتاژ بار در هواپیما با ترانسفورماتور مرسوم و ترانسفورماتور هوشمند [۳۴]

| سناریو | سیستم الکتریکی مرسوم | | سیستم الکتریکی با ترانسفورماتور هوشمند | |
|---|---|---|---|---|
| | THDجریان درصد | THD ولتاژ درصد | THDجریان درصد | THD ولتاژ درصد |
| ۱ | ۲/۳ | ۱/۷۶ | --- | --- |
| ۲ | ۳/۵۱ | ۳/۷۲ | --- | --- |
| ۳ | ۳/۱۹ | ۱/۰۲ | ۱/۶۵ | ۱/۳۷ |
| ۴ | ۳/۳۵ | ۳/۴۶ | ۰/۵۶ | ۰/۴۶ |
| ۵ | ۳/۰۲ | ۲/۸۴ | ۱/۷۶ | ۱/۶۴ |
| ۶ | ۲/۴۳ | ۲/۲۸ | ۱/۳۱ | ۱/۷۱ |
| ۷ | ۳/۱۶ | ۲/۴۳ | ۱/۰۴ | ۰/۷۸ |

جدول۱-۳: مقایسهٔ تلفات سیستم الکتریکی در هواپیما با ترانسفورماتور مرسوم و ترانسفورماتور هوشمند [۳۴]

| کل توان kW | تلفات سیستم الکتریکی مرسوم راندمان ۷۵/۲ – ۸۰ درصد | تلفات توان سیستم الکتریکی مدرن راندمان ۹۶ – ۹۷ درصد |
|---|---|---|
| ۱۰۰ | ۲۰ –۲۴/۸ | ۳ – ۴ |
| ۱۵۰ | ۳۰ – ۳۷/۲ | ۴/۵ – ۶ |
| ۲۰۰ | ۴۰ – ۴۹/۶ | ۶ – ۸ |
| ۲۵۰ | ۵۰ – ۶۲ | ۷/۵ – ۱۰ |
| ۳۰۰ | ۶۰ – ۷۴/۴ | ۹ – ۱۲ |

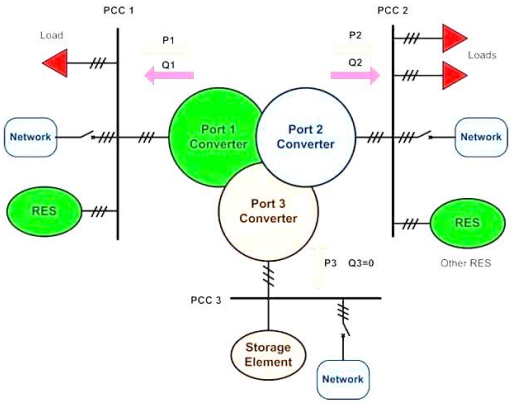
## ۱-۶-۳ پروژه UNIFLEX[۱]

در سال۲۰۰۹ در ناتینگام انگلستان، پروژهٔ UNIFLEX، ترانسفورماتور هوشمند سه خروجی ۳۰۰ کیلوولت آمپر برای مدیریت بهتر توان، پیاده‌سازی شد. همان‌گونه که در شکل۱- ۱۹ مشاهده می‌شود، این ترانسفورماتور دو شبکهٔ ولتاژ ۳,۳ کیلوولت و یک شبکهٔ ۴۱۵ ولت را به‌صورت دوسویه به یکدیگر متصل کرده است. اهداف اصلی در این پروژه، کنترل توان اکتیو و راکتیو

۱. universal and flexible power management

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

عبوری در دو جهت، مجزاسازی میان سه شبکه و به‌کارگیری توپولوژی با قابلیت اطمینان بالا و هزینه‌های تعمیر و نگهداری پایین بوده است [۳۵].




شکل۱– ۱۹: ساختار ترانسفورماتور هوشمند [۳۵].

این پروژه در شکل ۱–۲۰ مشاهده می‌شود که مبدل‌ها با ۱۲ماژول ساخته شده‌اند. هر ماژول دارای یک ترانسفورماتور فرکانس‌متوسط و یک مبدل پل است. باس DC در هر سلول، دارای شش خازن ۴,۷mf با ولتاژ ۴۵۰ ولت است. با اتصال سری و موازی این خازن‌ها، خازن ۳,۲mf با ولتاژ ۱۳۵۰ ولت ایجاده شده است. مبدل‌ها با پنج کارت FPGA کنترل می‌شوند.

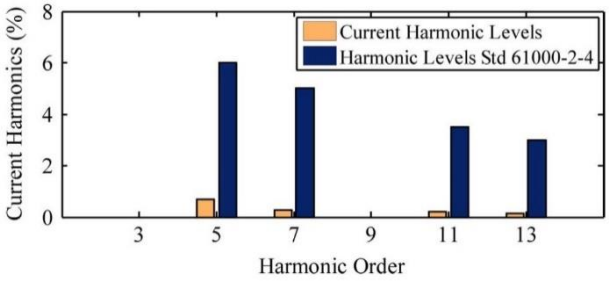


شکل ۱–۲۰: نمایی از پروژهٔ UINFLEX-PM [۳۵].

درنهایت در این پروژه نتایجی که به‌دست آمد موارد زیر را اثبات کرد.

- ✓ توان اکتیو و راکتیو در هر سه خروجی، به‌صورت دوسویه، ۱۰۰درصد قابل‌کنترل است.
- ✓ هارمونیک مرتبهٔ سه، برابر با ۵ درصد است که این مقدار از استاندارد جهانی کمتر است.
- ✓ اندازهٔ THD جریان برابر با ۶,۷ درصد است. محدوده THD در استاندارد ۸ درصد معین شده است.
- ✓ هارمونیک‌های مرتبهٔ پنجم، هفتم، یازدهم و سیزدهم مطابق شکل ۱–۲۱ پایین‌تر از محدودهٔ استاندارد قرار دارند.
- ✓ توپولوژی مبدل‌ها قابلیت اطمینان را افزایش داده و هزینه‌های تعمیر و نگهداری را کاهش می‌دهد.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**




شکل ۱-۲۱: مقایسه هارمونیک‌های خروجی با استاندارد [۳۵].

## ۱-۶-۴ پروژه Das

در این پروژه، ترانسفورماتور هوشمند 1MVA با تبدیل ولتاژ 13.8 kV به $\frac{365}{\sqrt{3}}$ ولت، تحت عنوان ایستگاه جامد توزیع توان در سال ۲۰۱۱ پیاده‌سازی شد. مبدل این ایستگاه، بر اساس ماژول نیم‌پل 10kV، 120A ساخته شده است. همچنین مطابق شکل ۱-۲۲ این ایستگاه از ۴ سلول مبدل کامل AC به AC، با کلیدزنی نرم ایجاد شده است. افزون‌براین، هر یک از این سلول‌ها مجهز به یک ترانسفورماتور 250kVA، 20kHz است [۳۶].



شکل ۱-۲۲: نمایی داخلی از مبدل پروژهٔ Das [۳۶].

از مزایای این ایستگاه توزیع برق، می‌توان به موارد زیر اشاره کرد.

- ✓ همان‌گونه که در شکل۱-۲۳ مشاهده می‌شود، وزن ترانسفورماتور در مقایسه با ترانسفورماتور ۶۰ هرتزی، تا ۷۵ درصد کاهش یافته است.
- ✓ اندازهٔ ترانسفورماتور هوشمند ۵۰ درصد نسبت به ترانسفورماتور مرسوم کاهش یافته است.
- ✓ بهبود راندمان ترانسفورماتور تا۹۷ درصد.
- ✓ کنترل توان اکتیو و راکتیو.
- ✓ کاهش هارمونیک‌ها، THD جریان و ولتاژ.

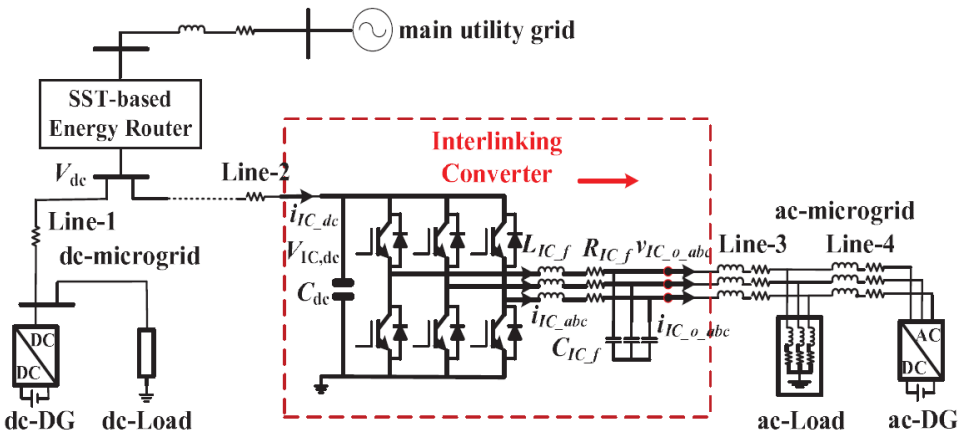
Doi: **10.30503/nripress.2020.037**




شکل ۱-۲۳: مقایسهٔ ترانسفورماتور ۲۰ کیلوهرتز و ۶۰ هرتز [۳۶]

## ۱-۶-۵ اتصال بین ریزشبکه‌های AC و DC

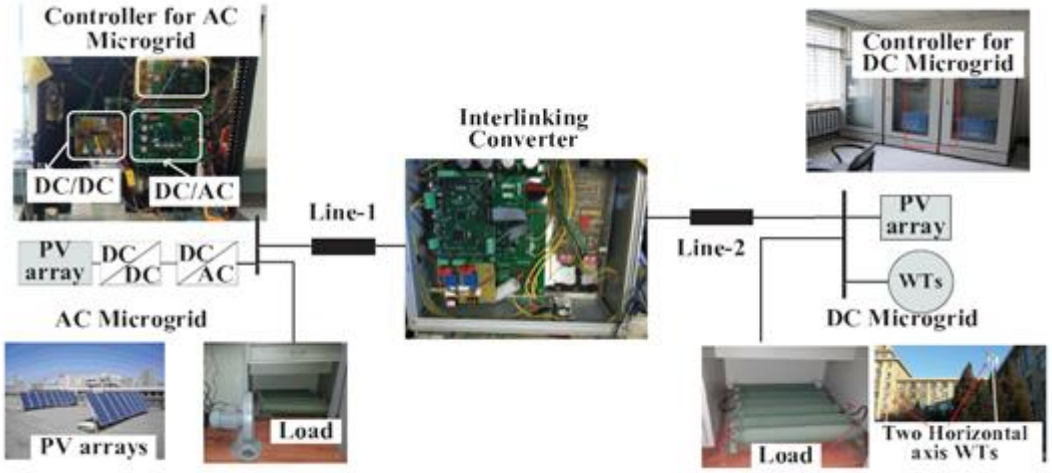
همان‌طورکه در بخش۱-۵ بیان شد یکی از کاربردهای ترانسفورماتور هوشمند اتصال بین ریزشبکه‌های AC و DC است، نمایی از اتصال دو ریزشبکه در شکل ۱-۲۴ آورده شده است. یکی از مسائل مهم در ریزشبکه‌ها اتصال دو ریزشبکهٔ AC و DC به یکدیگر است زیرا باعث افزایش قابلیت اطمینان در شبکه می‌شود.




شکل ۱-۲۴: اتصال بین دو ریزشبکهٔ AC و DC [۱۸]

نمایی از اتصال دو ریزشبکهٔ AC و DC در آزمایشگاه در شکل ۱-۲۵ نشان داده شده است.

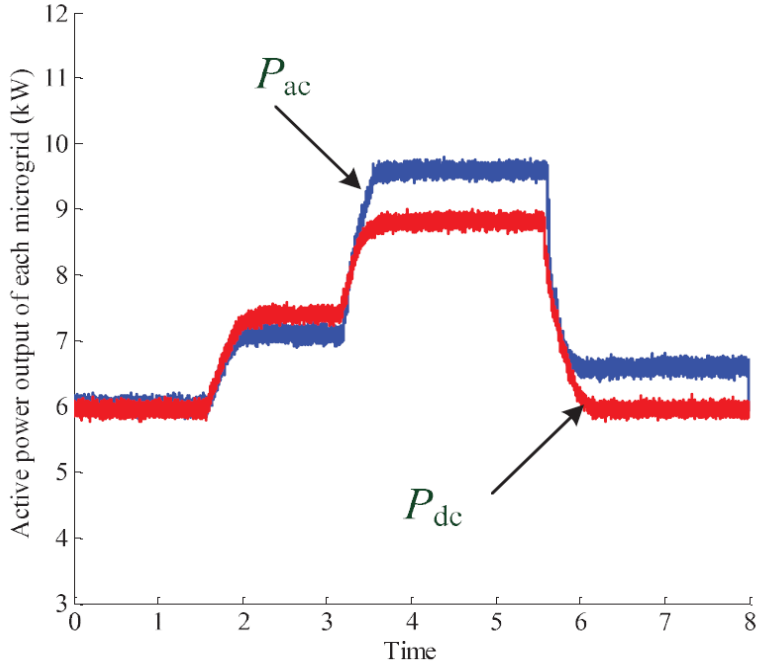
Doi: **10.30503/nripress.2020.037**



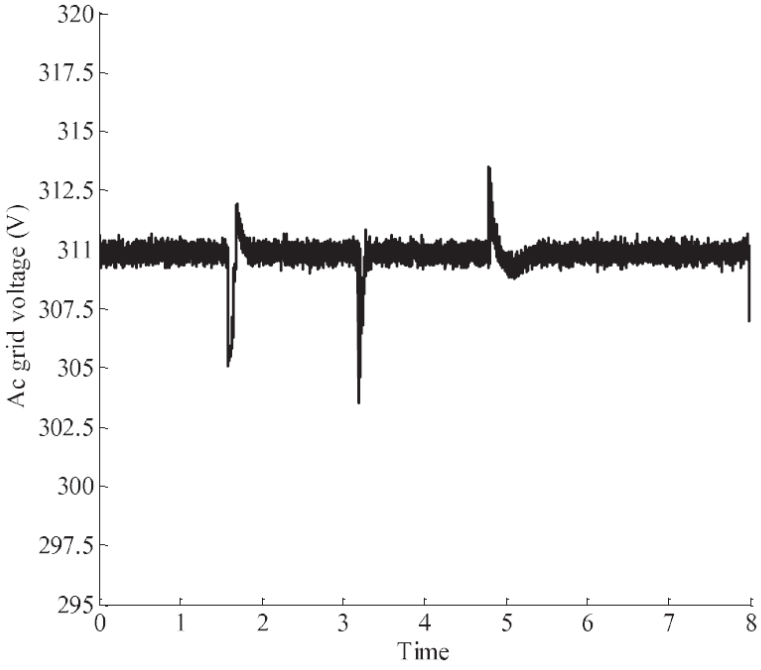

شکل ۱-۲۵: نمایی کلی از آزمایشگاه اتصال دو ریزشبکهٔ AC و DC [۱۸]

این دو ریزشبکه شامل ۱۰ کیلووات منبع تولید واحد خورشیدی در بخش ریزشبکهٔ AC و ۵ کیلووات منبع تولید واحد خورشیدی و ۲ واحد توربین بادی ۵ کیلووات در بخش زیرشبکهٔ DC است. در ادامه روند آزمون مجموعه، به‌صورت زیر بوده است.
بار در نظر گرفته‌شده در ریز شبکهٔ AC، ۵ کیلووات و بار در بخش DC،۷ کیلووات در نظر گرفته شده است؛ بنابراین هر دو ریزشبکه کمتر از بار نامی در حال کار هستند و برای دو ریزشبکه تعریف می‌شود که ۱ کیلووات توان از بخش AC به بخش DC تزریق شود. در بخش دوم آزمایش، بار درنظر گرفته‌شده در ریزشبکهٔ AC، ۸ کیلووات و بار بخش DC، ۶ کیلووات درنظر گرفته شده است؛ بنابراین مجدداً هر دو ریزشبکه کمتر از بار نامی در حال کار هستند و تعریف می‌شود که ۱ کیلووات توان از بخش DC به بخش AC تزریق شود. در بخش سوم آزمایش، بار درنظر گرفته‌شده در زیرشبکهٔ AC، ۹٫۵ کیلووات و بار بخش DC، ۹ کیلووات درنظر گرفته شده است؛ بنابراین مجدداً هر دو ریزشبکه کمتر از بار نامی در حال کار هستند و تعریف می‌شود که توانی بین دو بخش DC و AC مبادله نشود و در انتهای آزمایش بار درنظر گرفته‌شده در زیرشبکهٔ AC، ۶٫۵ کیلووات و بار بخش DC، ۶ کیلووات درنظر گرفته شده است؛ بنابراین مجدداً هر دو ریزشبکه کمتر از بار نامی در حال کار هستند و تعریف می‌شود که توانی بین دو بخش DC و AC مبادله نشود. در شکل‌های۱-۲۶ و۱-۲۷ توان تولیدی توسط هریک از ریزشبکه‌ها و همچنین ولتاژ خروجی ریزشبکهٔ AC نشان داده شده است.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**




شکل ۱-۲۶: توان تولیدی توسط هر یک از ریزشبکه‌های DC و AC [۱۸]



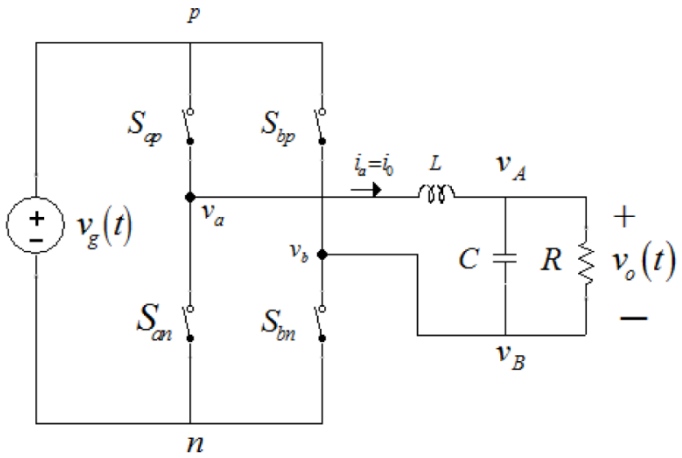

شکل ۱-۲۷: خروجی ولتاژ ریزشبکهٔ AC [۱۸]

## ۱-۶-۶ کنترل ولتاژ اینورتر تک‌فاز

یکی از کاربردهای ترانسفورماتورهای هوشمند استفاده به‌عنوان اینورتر است که هدف آن تأمین ولتاژ در یک مقدار مشخص با وجود بارهای غیرخطی است.

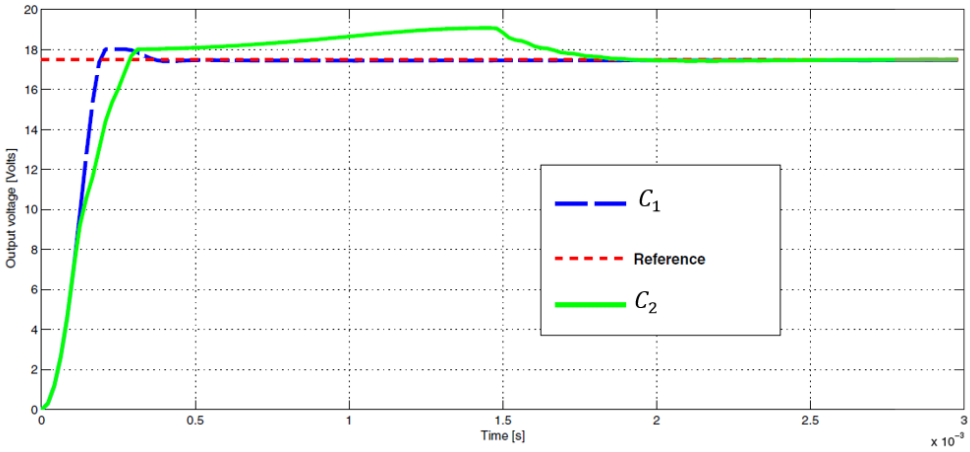
Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

اینورتر درنظر گرفته‌شده یک پل تک‌فاز است که ولتاژ ورودی آن ۲۴ ولت DC است. نمایی از مدار معادل تقریبی این اینورتر در شکل ۱–۲۸ دیده می‌شود.




شکل۱–۲۸: مدار معادل تقریبی اینورتر تک‌فاز [۳۷]

در ادامه خروجی ولتاژ سیستم اینورتر که هدف آن تأمین ولتاژ DC ۱۷٫۵ ولت بوده، در شکل ۱–۲۹ نشان داده شده است.




شکل ۱–۲۹: خروجی ولتاژ DC اینورتر تک‌فاز [۳۷]

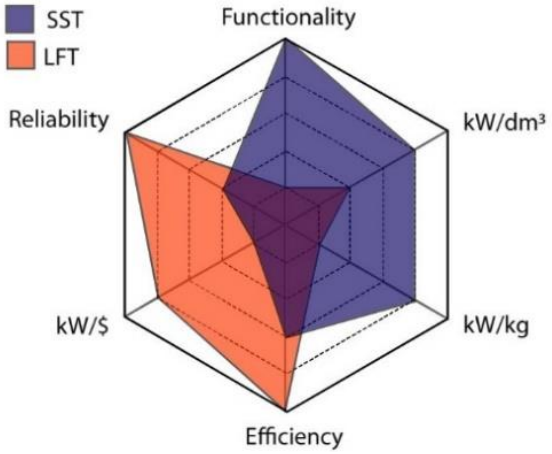
## ۱–۷ موانع گسترش ترانسفورماتورهای هوشمند

با وجود فواید و کاربردهای بسیار فراوان ترانسفورماتورهای هوشمند که پیش از این مطرح شد، هنوز چالش‌هایی وجود دارد که از گسترش این ترانسفورماتورها جلوگیری کرده است. اما با پیشرفت قطعات الکترونیک قدرت و روش‌های مدولاسیون امید است در آینده‌ای نزدیک، ترانسفورماتورهای هوشمند جایگزین ترانسفورماتورهای مرسوم در سیستم‌های قدرت شوند. از مشکلات ترانسفورماتورهای هوشمند در مقایسه با ترانسفورماتورهای مرسوم می‌توان موارد زیر را مطرح کرد [۳].

- هزینهٔ اولیهٔ ساخت ترانسفورماتورهای مرسوم، پایین‌تر از ترانسفورماتورهای هوشمند است؛ اما با پیشرفت صنعت الکترونیک قدرت، هزینهٔ تولید این قطعات کاهش خواهد یافت. که بر این اساس، تولید ترانسفورماتورهای هوشمند مقرون‌به‌صرفه می‌گردد. افزون‌براین با گذشت زمان، هزینهٔ مواد معدنی مثل آهن و مس افزایش می‌یابند و این مسئله باعث افزایش قیمت ترانسفورماتورهای مرسوم می‌شود.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

- کنترل پیچیدهٔ ترانسفورماتورهای هوشمند نسبت به ترانسفورماتورهای مرسوم سبب کاهش قابلیت اطمینان ترانسفورماتورهای هوشمند شده است؛ اما با پیشرفت فناوری، و روش‌های مدولاسیون مبدل‌های IUT، قوی‌تر و قابل‌اطمینان‌تر می‌شوند. درنتیجه انتظار می‌رود در آیندهٔ نزدیک قابلیت اطمینان IUT افزایش یابد.
- راندمان ترانسفورماتورهای هوشمند بین ۹۵ تا ۹۸/۲ درصد است. درحالی‌که، راندمان ترانسفورماتورهای مرسوم، بیش از ۹۷ درصد است. اگرچه راندمان کلی ترانسفورماتورهای مرسوم از ترانسفورماتورهای هوشمند بهتر است؛ اما با در نظر گرفتن ویژگی‌های حذف هارمونیک و تصحیح ضریب توان، ترانسفورماتورهای هوشمند مشخصات بهتری نسبت به ترانسفورماتورهای مرسوم دارند. شکل ۱–۳۰ ویژگی‌های مهم ترانسفورماتورهای هوشمند را با ترانسفورماتورهای مرسوم، مقایسه کرده است.




شکل۱– ۳۰: مقایسهٔ IUT با LFT [۲۱].

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

## مراجع


[۱] M. Claessens, D. Dujic, and F. Canales, "Traction transformation – A power electronic traction transformer (PETT)," *ABB Review*, pp. 11-17, 2012.

[۲] M. Kezunovic, "The 21 st Century Substation Design". Bulk Power System Dynamics and Control, iREP Symposium",2010.

[۳] T. Mouton, "The solid-state transformer concept: A newera in power distribution," presented at the in AFRICON 2009, 2009 .

[٤] L. M. Schietekat, "Design and Implementation of the Main Controller of a Solid-State Transformer," presented at the in South Africa, 2011 .

[٥] W. van der Merwe, "Solid-state transformer topology selection," presented at the in 2009 IEEE International Conference on Industrial Technology, 2009 .

[٦] S. Bhattacharya, T. Zhao, and G. Wang, "Design and development of Generation-I silicon based Solid State Transformer," presented at the in 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 .

[۷] J. L. Brooks, "Naval Construction Battalion Center (Port Hueneme, Solid State Transformer Concept Development," presented at the Defense Technical Information Center, 1980 .

[۸] M. Harrison, "A Cyclo-Converter And Methods Of Operation," 2008.

[۹] M. D. Manjrekar, R. Kieferndorf, and G. Venkataramanan, "Power Electronic Transformers for Utility Applications," presented at the Proc. of the IEEE Industry Appl. Society Annual Meeting (IAS), 2000 .

[۱۰] H. Wrede, V. Staudt, and A. Steimel, "Design of an Electronic Power Transformer," presented at the Proc. Of the Annual Conference of the Ind. Electr. Society (IECON),, 2002 .

[۱۱] H. J. Cha and P. N .Enjeti, "A Three-Phase AC/AC High-Frequency Link Matrix Converter for VSFC Applications," presented at the Proc. of the IEEE Power Electr. Specialists Conf. (PESC), 2003 .

[۱۲] H. Akagi and S. a. Y. Inoue, T., "Control and Performance of a Transformerless Cascade PWM STATCOM with Star Configuration," *IEEE Transactions on Ind. Appl.*, pp. 1041 – 1049, 2007.

[۱۳] R. K. Gupta and K. K. Mohapatra, "A Novel Three-Phase Switched Multi-Winding Power Electronics Transformer," presented at the Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE USA), 2009 .

[۱٤] A. Maitra, A. Sundaram, and M. Gandhi, "Intelligent Universal Transformer Design And Applications," presented at the in 20 Th International Conference on Electricity Distribution, 2009 .

[۱٥] H. S. Krishnamoorthy, P. N. Enjeti, and I. J. Pitel, "New Medium-Voltage Adjustable Speed Drive (ASD) Topologies with Medium-Frequency Transformer Isolation," presented at the Proc. of the IEEE Intern. Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC / ECCE Asia), 2012 .

[۱٦] U. Nutkani, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, "Distributed operation of interlinked AC microgrids with dynamic active and reactive power tuning," *IEEE Trans. Ind. Appl*, vol. 49, pp. 2188-2195, 2013.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**


[۱۷] S. Gurjant, "Designing Of A Smart Transformer," International Journal Of Technology Enhancements And Emerging Engineering Research, vol. 3, pp. 62-66, 2015.

[۱۸] Z. Huaguang and Z. Jianguo, "Data-Driven Control for Interlinked AC/DC Microgrids via Model-Free Adaptive Control and Dual-Droop Control," *Ieee Transactions On Smart Grid*, vol. 8, pp. 557 - 571, 2017.

[۱۹] J. W. Kolar, "Intelligent Solid State Transformers ( SSTs ) A Key Building Block of Future Smart Grid Systems The MEGA Cube Project," pp. 1–63.

[۲۰] J. W. Kolar and G. I. Ortiz, "Solid State Transformer Concepts in Traction and Smart Grid Applications," pp. 1–166.

[۲۱] J. W. Kolar, "Next Generation Power Electronics Infrastructure System the EEnergy Internet," pp. 1–57.

[۲۲] A. Juneja and S. Bhattacharya, "Energy router: Architectures and functionalities toward Energy Internet," presented at the in 2011 IEEE International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm), 2011 .

[۲۳] L. Franquelo, J. Rodriguez, and J. Leon, "The age of multilevel converters arrives," *IEEE Ind. Electron. Mag*, pp. 28–39, 2008.

[۲٤] M. Pittermann and P. Drábek, "The study of using the traction drive topologywith the middle-frequency transformer," in Department of Electromechanics and Power Electronics, University of West Bohemia.

[۲٥] A. C. Rufer and N. Schibli, "A direct coupled 4-quadrant multilevel converter for 16 2/3 Hz traction systems," presented at the The 6thInternational Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, Nottingham, UK, 1996 .

[۲٦] C. Zhao ,S. Lewdeni-Schmid, and J. K. Steinke, "Design, implementation and performance of a modular power electronic transformer (PET) for railway application," presented at the The 14th European Conf. on Power Electronics and Applications – EPE, Birmingham, 2011 .

[۲۷] D. Dujic and F. Kieferndorf, "Power Electronic Traction Transformer Technology," presented at the in 2012 IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference - ECCE Asia, 2012 .

[۲۸] ABB corporation, "power electronic transformer break new ground in transformation and transportation".

[۲۹] i. Seabr, "Aircraft systemes: mechanical, electr i-cal and avionics subsystems integration," presented at the 3 rd ed., Chichester, UK,J. Wiley & Sons,, 2008 .

[۳۰] M. Ronkowski and M. Michna" ,Electr ical ma-chines around," Gdansk University of Technology, Gdansk, Poland, 2011.

[۳۱] I. Moir and A. Seabridge, "Aircraft systems: mechanical, electrical, and avionics; sybsystem integration," American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc. Reston, Virginia, 2001.

[۳۲] X. Xia, "Dynamic power distribution management for all electric aircraft," M.Sc. thesis, Cranfield University, UK, 2011.

[۳۳] B. H. Nya, J. Brombach, and D. Schulz, "Benefits of higher voltage levels in aircraft electrical power systems," presented at the Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion (ESARS), 2012 .

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

[۳٤] A. Eid and H. El-Kishky, "Constant Frequency Aircraft Electric Power Systems with Harmonic Reduction," presented at the IEEE 2011 .

[۳٥] G .T. Heydt and L. F. Ieee, "Energy Delivery and Management ( FREEDM ) System : The Energy Internet," *Proc. IEEE*, 2010.

[۳٦] D. Grider, M. Das, and A. Agarwal, "“10 kV/120 A SiC DMOSFET half H-bridge power modules for 1 MVA solid state power substation," presented at the in 2011 IEEE Electric Ship Technologies Symposium, 2011 .

[۳۷] F. Valderrama and O. Hernandez, "Data driven control design applied to single-phase inverters," presented at the IEEE 3rd Colombian Conference on Automatic Control (CCAC), 2017

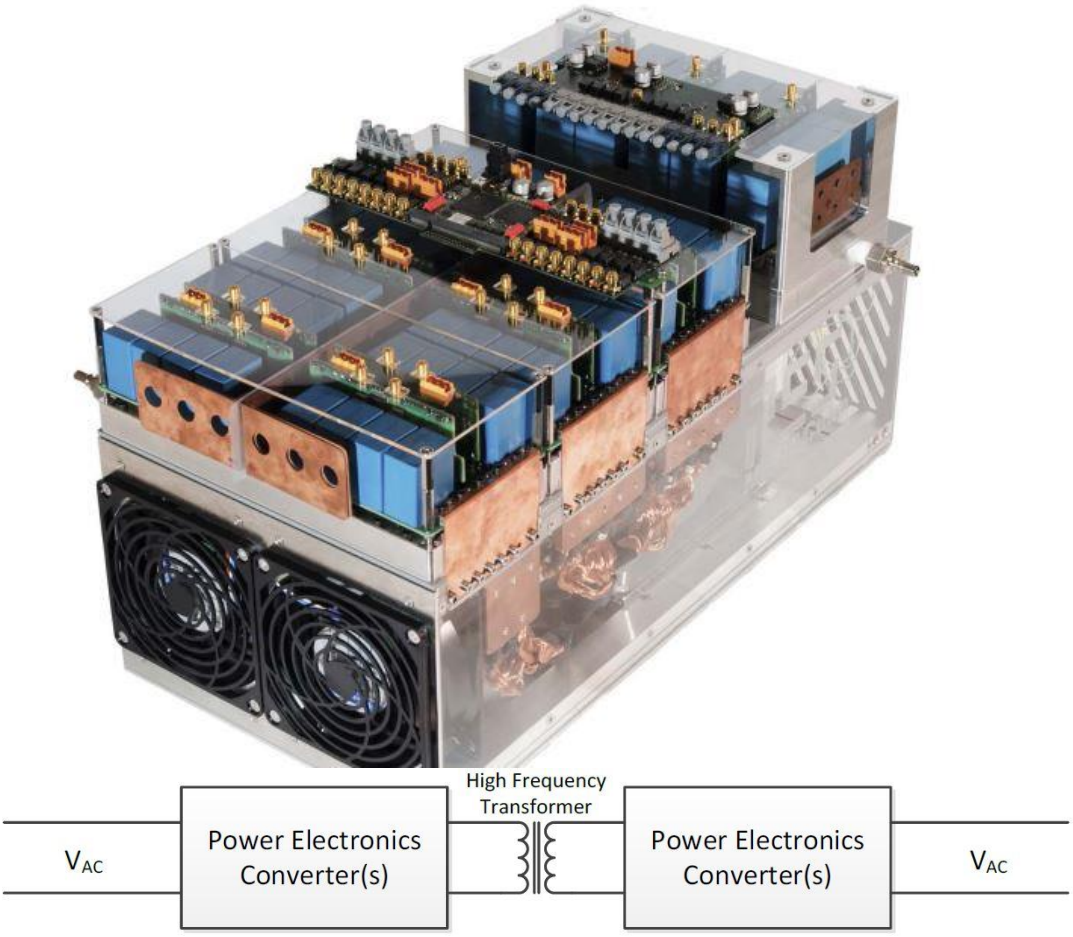
Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

# فصل دوم: شناسایی زیربخش‌ها و ارتباطات درونی و خارجی ترانسفورماتور هوشمند

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

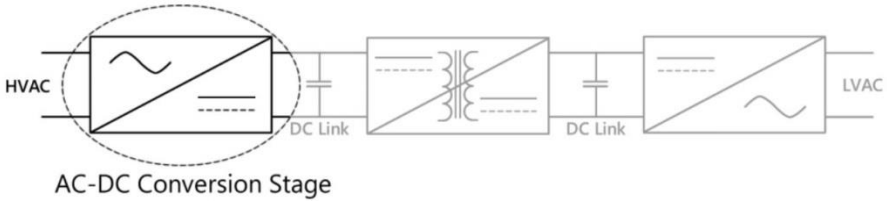
## ۲-۱ مقدمه

در تحقیقات انجام‌شده، توپولوژی‌های گوناگونی برای IUT تعریف شده است؛ اما در حالت عمومی این ترانسفورماتور شامل یک‌سوساز AC به DC، مبدل DC به DC، ترانسفورماتور فرکانس‌بالا و اینورتر DC به AC مطابق شکل ۲-۱است.




شکل ۲- ۱: ترانسفورماتور هوشمند

همان‌طور که در شکل ۲-۲ دیده می‌شود، اولین قسمت، مبدل AC به DC است که ولتاژ سینوسی ورودی را به ولتاژ DC تبدیل می‌کند. به تجهیزی که ولتاژ AC را به DC تبدیل می‌کند، یکسوکننده (رکتیفایر) گویند.



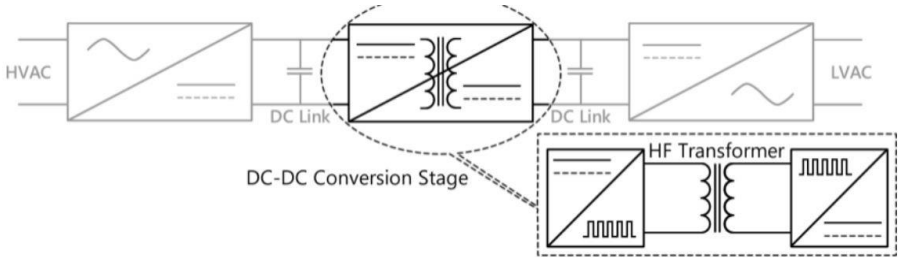

شکل ۲-۲: مبدل AC به DC

بخش دوم تراسنفورماتور هوشمند مبدل DC به DC است این قسمت که در شکل ۲-۳ مشاهده می‌شود، دارای سه بخش اصلی به شرح زیر است.

- مبدل ورودی DC به AC

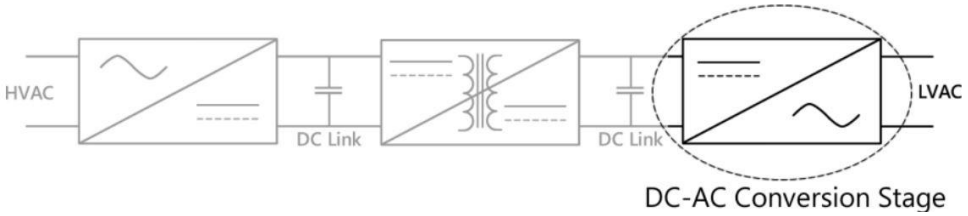
Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

- ترانسفورماتور فرکانس بالای میانی
- مبدل خروجی AC به DC




شکل ۲-۳ : مبدل DC به DC

مبدل ورودی DC به AC، ولتاژ DC ورودی را به ولتاژ AC تک‌فاز برای اتصال به ترانسفورماتور مهیا می‌سازد. این مبدل به‌منظور کاهش ابعاد ترانسفورماتور، ولتاژ AC خروجی را با فرکانس بالا تولید می‌کند.
آخرین المانی که در IUT استفاده می‌شود، مبدل DC به AC است. همان‌گونه که شکل ۲-۴ نشان می‌دهد، این مبدل ولتاژ DC، خروجی مبدل DC به DC را به ولتاژ AC سه‌فاز و تک‌فاز تبدیل می‌کند.




شکل ۲-۴: مبدل DC به AC

در ادامه به بررسی بخش‌های مختلف ترانسفورماتور هوشمند و انواع روش‌های مدولاسیون آنها پرداخته می‌شود.

## ۲-۲ مبدل AC به DC

بر اساس ساختار کلی یک ترانسفورماتور هوشمند، اولین بخش اساسی شامل مبدل AC/DC است. همان‌طور که مشخص است، این مبدل وظیفهٔ تبدیل ولتاژ ورودی سینوسی به ولتاژ خروجی DC را بر عهده دارد.
نمونه‌ای از مبدل مستقیم که راندمان بالاتری نسبت به معماری نسبتاً سادهٔ یک مبدل بوست (فلای‌بک[۱]) دارد، در شکل ۲-۵ مشاهده می‌شود. باید یادآور شد که یک مبدل فلای‌بک متفاوت از یک مبدل مستقیم است، بدین‌صورت که عملیات مبدل فلای‌بک وابسته به انرژی ذخیره‌شده در شکاف هوایی ترانسفورماتور در مدار است. در شکل ۲-۶، نمونه‌ای از مبدل فلای‌بک مشاهده می‌شود.

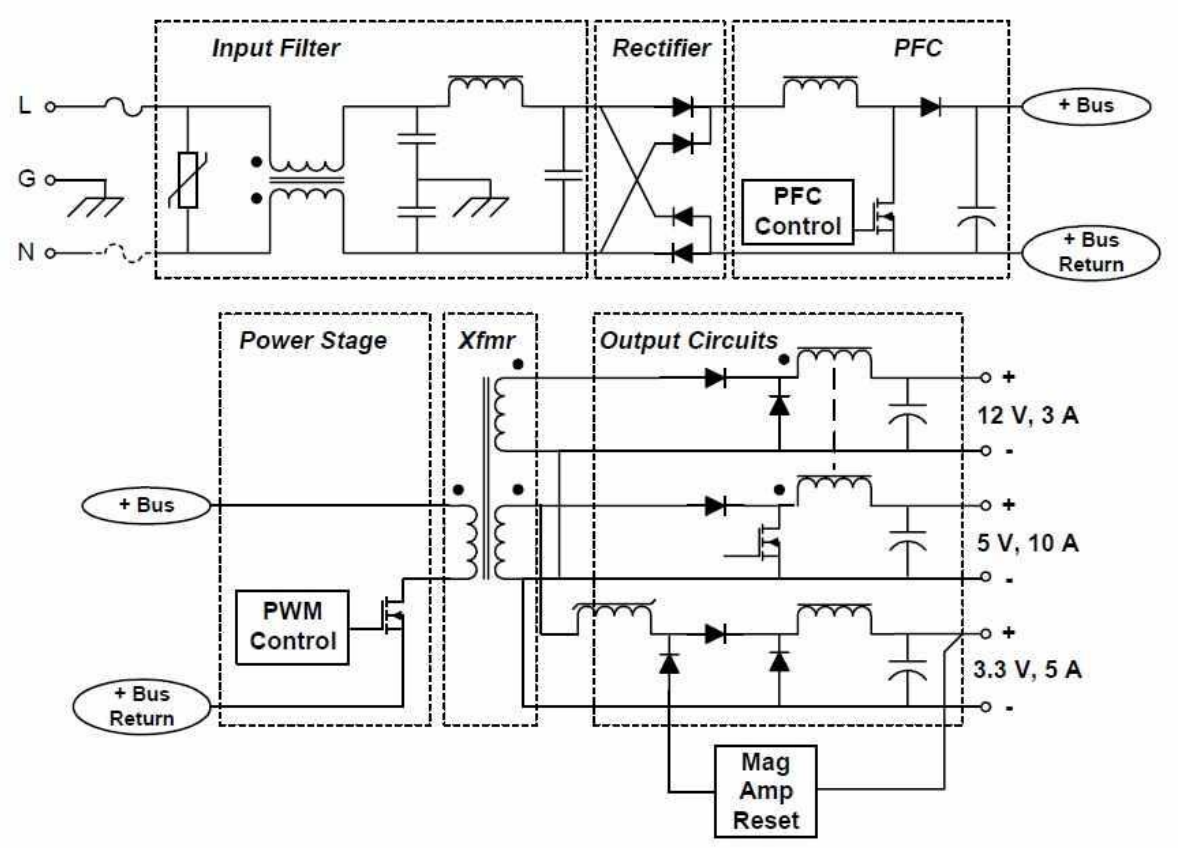
### ۲-۲-۱ بلوک فیلترینگ ورودی و یک‌سوسازی

یک فیلتر ورودی به دلیل اینکه مانع از این می‌شود که نویز تولیدشده در عناصر کلیدزنی منبع تغذیه وارد منبع تغذیهٔ اصلی شوند، ضروری است. این فیلتر همچنین مانع از ورود نویزی که ممکن است روی منبع تغذیهٔ اصلی باشد، به مدارات داخلی می‌شود. فیلتر، فرکانس اصلی 50/60 Hz را عبور می‌دهد و نویزهای فرکانس بالاتر و هارمونیک‌هایی که ممکن است حضورداشته باشند را تضعیف می‌کند [۱].

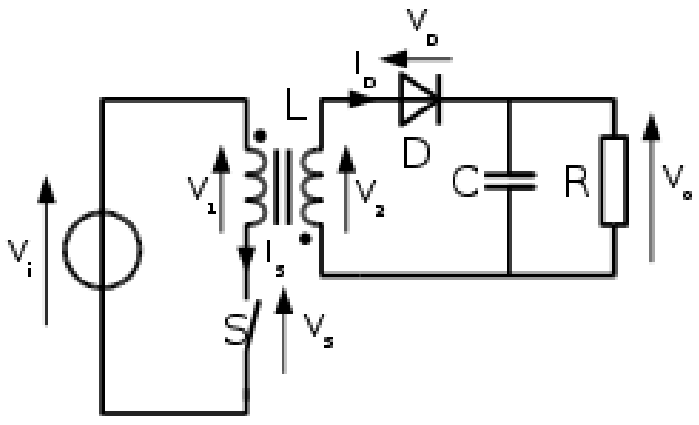
۱. Flyback.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

عناصر راکتیو همانند خازن‌ها و سلف‌ها نقش فرکانسی مهمی را ایفا می‌کنند. خازن‌ها DC را عبور نمی‌دهند و می‌توانند به‌صورت سری (المان‌های فیلتر بالاگذر) یا موازی قرار گیرند. ساده‌ترین مبدل‌های AC/DC شامل یک فیلتر ورودی و ترانسفورماتور و یک یک‌سوساز برای تولید سیگنال DC هستند. در این مورد، یک‌سوسازی بعد از ترانسفورماتور رخ می‌دهد، زیرا ترانسفورماتورها سیگنال DC را انتقال نمی‌دهند. یک‌سوسازها با استفاده از ابزارهای نیمه‌هادی پیاده‌سازی می‌شوند که به‌طور مشروط جریان را همچون دیود تنها در یک‌جهت هدایت می‌کنند. یک‌سوسازهای نیمه‌هادی پیچیده‌تر، شامل تایریستورها هستند. یک‌سوسازهای کنترل‌شوندهٔ سیلیکونی (SCR) و تریودها برای جریان متناوب (TRIAC) مشابه با یک رله هستند که در آن می‌توان با میزان کمی جریان، جریان یا ولتاژ بزرگ‌تر را کنترل نمود. در این روش، جریان، زمانی هدایت می‌یابد که گیت با یک سیگنال ورودی تحریک شود. با کلیدزنی در زمان صحیح متناظر با عبور شکل موج AC، جریان DC حاصل می‌شود [۱].




شکل ۲-۵: دیاگرام بلوک عملکردی یک مبدل AC/DC مستقیم [۱]



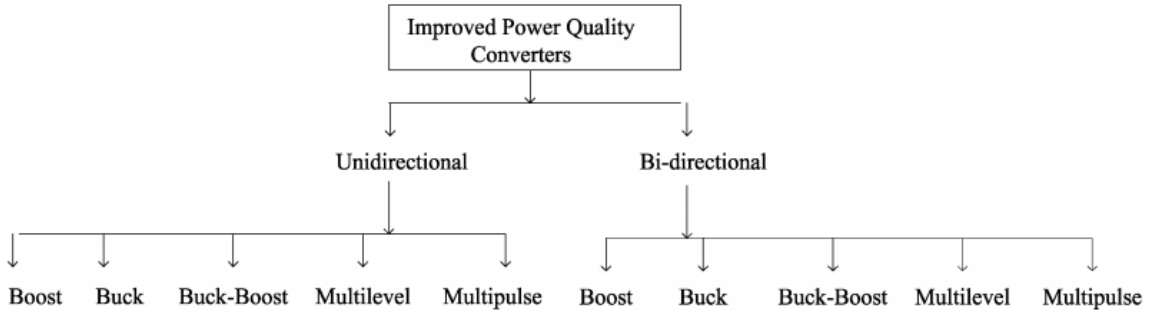

شکل ۲-۶: دیاگرام بلوک عملکردی یک مبدل flyback AC/DC

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

منابع تغذیه با راندمان بالا از قطعات اکتیو همچون MOSFETها به‌عنوان کلید در چنین مداراتی استفاده می‌کنند. دلیل استفاده از توپولوژی‌های پیشرفته به‌طورمعمول برای بهبود راندمان، کاهش نویز یا کنترل توان است. دیودها دارای افت ولتاژ درونی هنگام هدایت هستند که این مسئله منجر به از دست رفتن توان در آن‌ها می‌شود. درحالی‌که سایر عناصر فعال ممکن است افت ولتاژ کمتری و درنتیجه افت توان کمتری داشته باشند. مدارات SCR و TRIAC معرف مدارات کنترل توان کم‌هزینه‌ای هستند که برای هدایت مستقیم و کنترل جریان انتقال‌یافته به بارها استفاده شوند [۱].

## ۲-۲-۲ توپولوژی‌های مبدل AC/DC

مبدل‌های AC/DC کیفیت توان بهبودیافته (IPQC)، به ده دسته بر مبنای توپولوژی‌های مدار مبدل از قبیل باک، بوست، باک-بوست، چندسطحی و چندپالسی با فلوی توان، جریان و ولتاژ خروجی dc یک‌طرفه و دوطرفه مطابق با شکل ۲-۷ تقسیم می‌شوند [۲].




شکل ۲-۷: تقسیم‌بندی مبتنی بر توپولوژی مبدل‌های کیفیت توان بهبودیافته [۲]

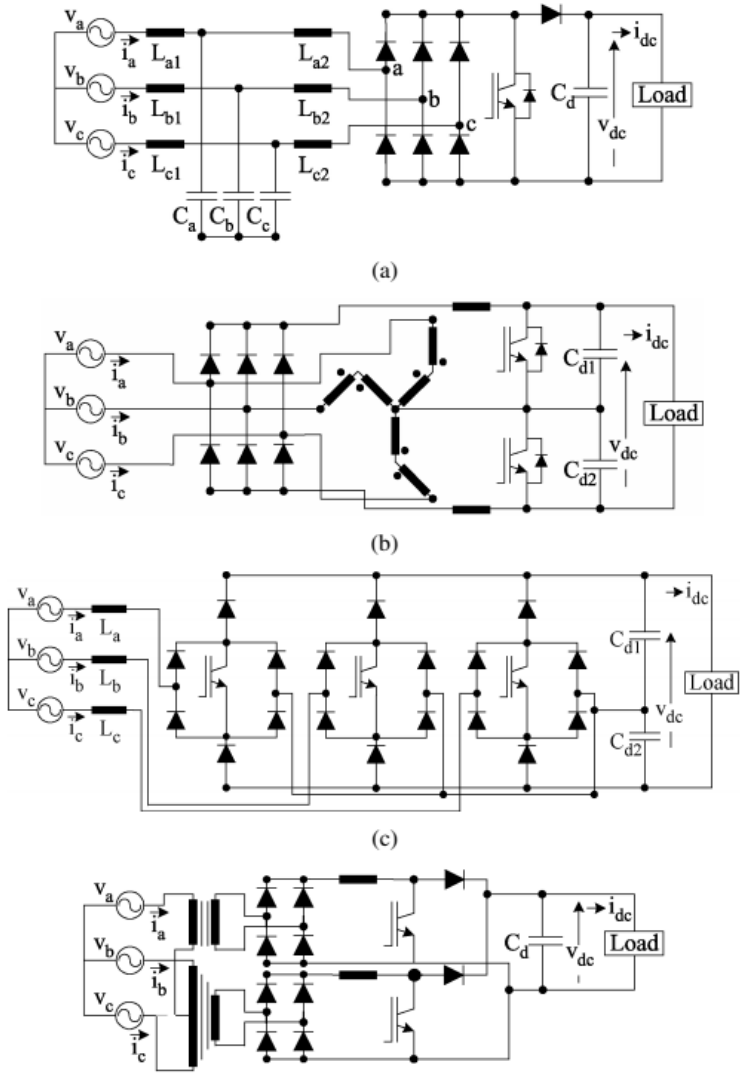
### مبدل‌های بوست یک‌طرفه

این نوع مبدل‌ها امروزه به‌طور گسترده به‌عنوان جایگزین یک‌سوساز دیودی متداول برای فراهم نمودن ضریب قدرت واحد، THD کاهش‌یافته در منابع AC و ولتاژ خروجی DC ثابت تنظیم‌شده حتی تحت نوسانات ولتاژ AC و بار DC مورداستفاده قرار می‌گیرند. در شکل ۲-۸، تعدادی از مدارات این دسته از مبدل‌ها مشاهده می‌شود. پیکربندی‌های خیلی متنوعی با تک‌سوئیچ، دوسوئیچ، سه‌سوئیچ و غیره برای بهبود عملکرد آن‌ها یعنی دستیابی تا حد ممکن به شرایط کیفیت توان ایدئال در منابع AC ورودی و خروجی DC وجود دارد. پیکربندی تک‌سوئیچ با فیلتر پسیو (شکل ۲-۸(a)) [۳]، یک‌سوساز مینسوتا[۱] (شکل ۲-۸ (b)) با استفاده از تزریق جریان‌هارمونیکی از طریق یک ترانسفورماتور زیگزاگ [۴]، یک‌سوساز وینا[۲] (شکل ۲-۸(c) ) [۵] و ترانسفورماتور ایزوله‌شده با PFC بوست دوگان (شکل ۲-۸(d) ) نمونه‌هایی از پیکربندی‌های مبدل بوست یک‌طرفه هستند [۲].

۱. Minesota.

۲. Viena.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**




شکل ۲-۸: a) مبدل بوست یک‌طرفه تک‌سوئیچ. B) مبدل بوست یک‌طرفه دوسوئیچ. C) مبدل بوست یک‌طرفه سه‌سوئیچ. D) مبدل بوست یک‌طرفه با ترانسفورماتور ایزوله [۲]

## مبدل‌های بوست دوطرفه

برای فلوی توان دوطرفه از منابع AC به خروجی DC و برعکس، یک مبدل ایدئال بوست دوطرفه به‌طورمعمول مورداستفاده قرار می‌گیرد. در شکل ۲-۹، تعدادی از دیاگرام‌های مداری این مبدل‌های دوطرفه مشاهده می‌شود. کنترل حلقه بسته ولتاژ باس DC، در مورد دامنهٔ جریان‌های تغذیه تصمیم‌گیری می‌کند که هم‌فاز به ولتاژهای منابع AC هستند. کنترل جریان PWM مبدل مبتنی بر اینورتر منبع ولتاژ، جریان منبع AC را نزدیک به سینوسی و هم‌فاز با ولتاژهای منابع AC حفظ می‌کند. این مبدل‌ها با استفاده از چهار سوئیچ برای کاهش هزینه (شکل ۲-۹(a)) برای درایوهای موتور القایی سرعت متغیر توسعه یافته‌اند [۶]. به‌طور ایدئال، در اغلب موارد از پل VSI مشابه با شکل ۲-۹(b) استفاده می‌شود. اما، توپولوژی‌های چهارسیمه در شکل‌های ۲-۹(c) و ۲-۹(d) [۷] برای کاهش ریپل ولتاژ DC و توازن جریان‌های تغذیه حتی در مورد ولتاژهای منبع نامتوازن به‌کار گرفته می‌شود [۲].

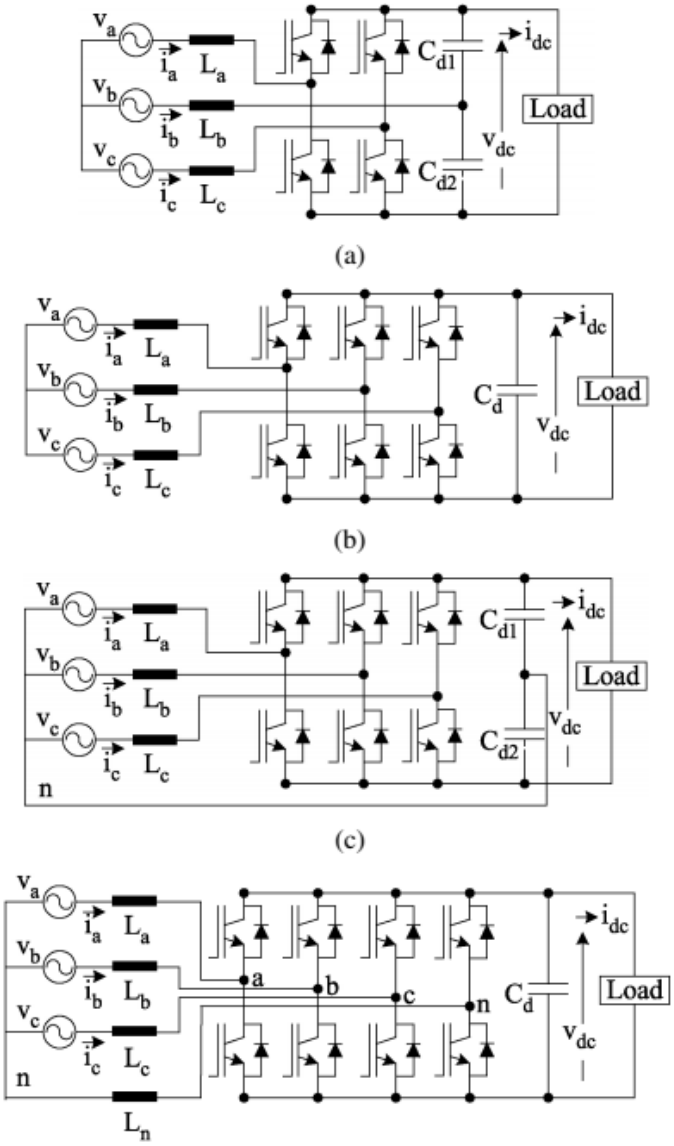
## مبدل باک یک‌طرفه

این مبدل‌ها جایگزینی برای نیمه‌هادی تایریستوری با کیفیت توان بهبودیافته در منابع AC و باس DC خروجی هستند. آن‌ها ولتاژی زیر ولتاژ پایه فراهم می‌کنند. در شکل ۲-۱۰، مدارت این مبدل‌ها مشاهده می‌شود. در این مدارات به‌طورمعمول نیاز به

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

فیلتر است. چندین توپولوژی شامل تک‌ابزاری (شکل ۲-۱۰(c) ) [۸]، دوابزاری (شکل ۲-۱۰(b) ) [۹] با ترانسفورماتورهای تزریق هارمونیکی، سه‌ابزاری با دیود دوگان (شکل ۲-۱۰(c) ) [۱۰] و شش‌ابزاری با دیود هرزگرد (شکل ۲-۱۰(d) ) [۱۱] برای بهبود ضریب قدرت و کاهش جریان‌های هارمونیکی در ورودی منابع AC و ولتاژ DC خروجی فیلترشده و به‌خوبی تنظیم‌شده توسعه یافته‌اند. کنترل PWM فرکانس بالای ابزارهای کلیدزنی موجب کاهش بعد فیلترهای ورودی و خروجی، وزن و افزایش راندمان سیستم کلی می‌شود [۲].

مبدل‌های باک یک‌طرفه به‌طور گسترده‌ای در شارژ باطری خودرو و کنترل سرعت موتور DC توسعه یافته‌اند.



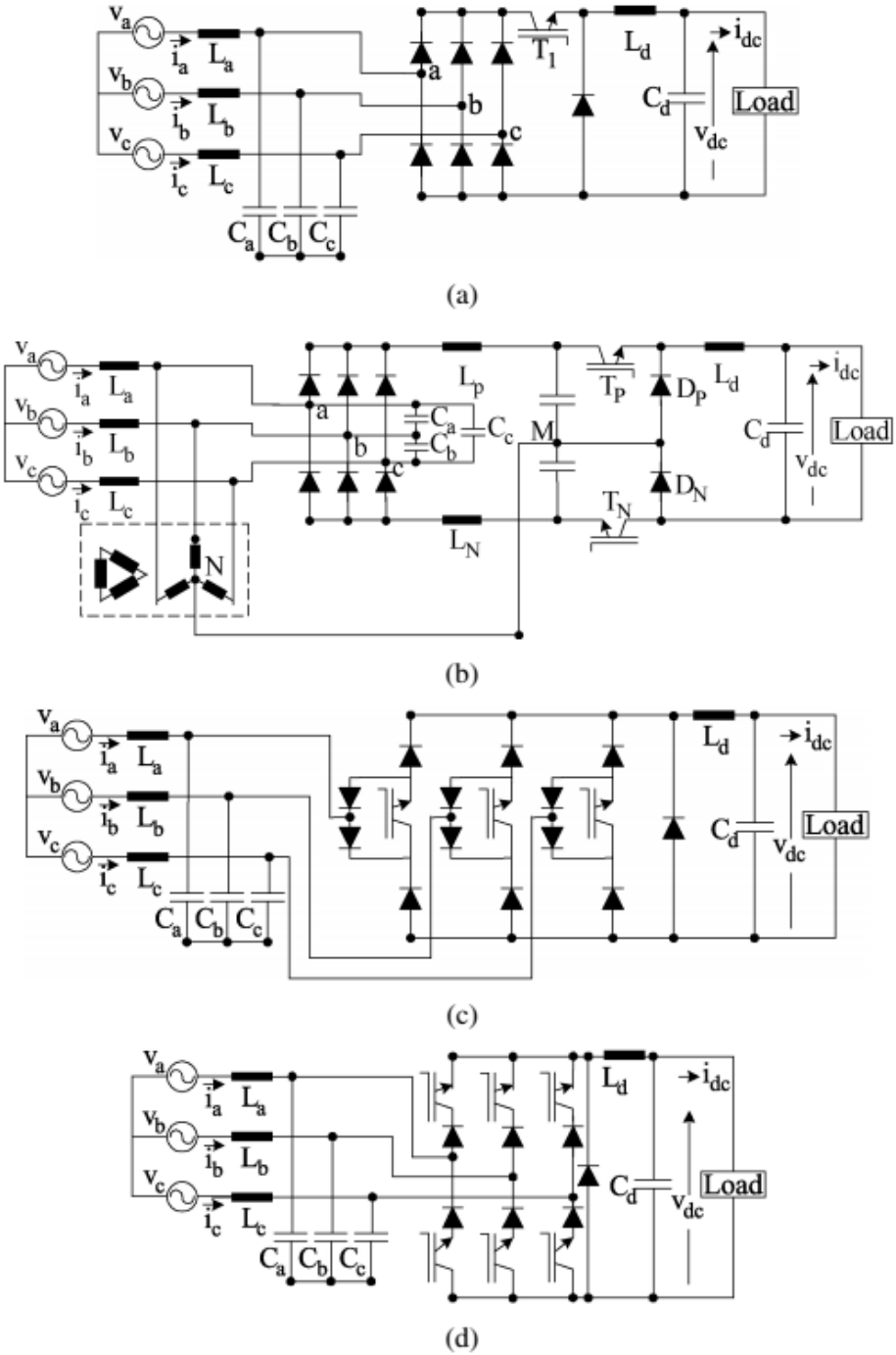

شکل ۲-۹: a) مبدل بوست دوطرفهٔ چهارسیمه. b) مبدل بوست دوطرفهٔ مبنی بر پل VSI. c) مبدل بوست دوطرفهٔ چهارسیمه. d) مبدل بوست دوطرفهٔ چهارقطبی [۲].

## مبدل باک دوطرفه

در شکل ۲-۱۱ مدارت مبدل‌های باک دوطرفه مشاهده می‌شود. آن‌ها عملکرد مشابه با یک مبدل پل تایریستوری مرسوم اما با کیفیت توان بهبودیافته برحسب ضریب قدرت بالا و جریان‌های هارمونیکی کاهش‌یافته در منابع AC و خروجی ولتاژ دوطرفه به سرعت تنظیم‌شده برای فلوی توان برگشت‌پذیر دارند. این مبدل‌ها با استفاده از GTO در نرخ توان بالاتر با توجه به شکل ۲-۱۱(a) [۱۲] و استفاده از IGBTها با دیودهای سری مشابه با شکل ۲-۱۱(b) [۱۳] در نرخ توان پایین با فرکانس

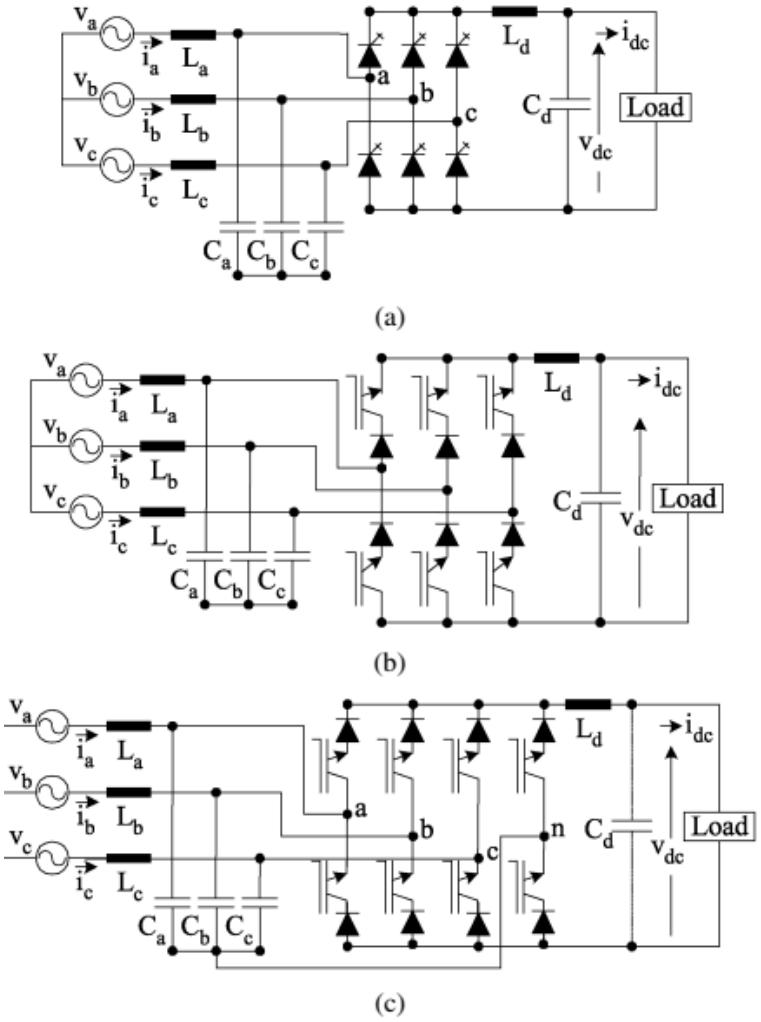
Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

کلیدزنی بالا که منجر به کاهش ابعاد مؤلفه‌های فیلتر می‌شوند، توسعه یافته‌اند. پیکربندی چهارقطبی مشابه با شکل ۲-۱۱ (c) [۱۴] برای کاهش ریپل DC خروجی و جریان‌های متوازن تحت ولتاژ منابع نامتوازن پیاده‌سازی می‌شود. IGBTها، ترانزیستورهای اتصال دوقطبی (BJTها) و MOSFETها نیاز به دیودهای سری برای دستیابی به قابلیت انسداد ولتاژ برگشتی در این مبدل‌ها دارند [۲].




شکل ۲-۱۰: a) مبدل باک یک‌طرفهٔ تک‌سوئیچ. b) مبدل باک یک‌طرفهٔ دوسوئیچ. c) مبدل باک یک‌طرفهٔ سه‌سوئیچ. d) مبدل باک یک‌طرفهٔ مبتنی بر CSI سه‌فاز [۲].

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

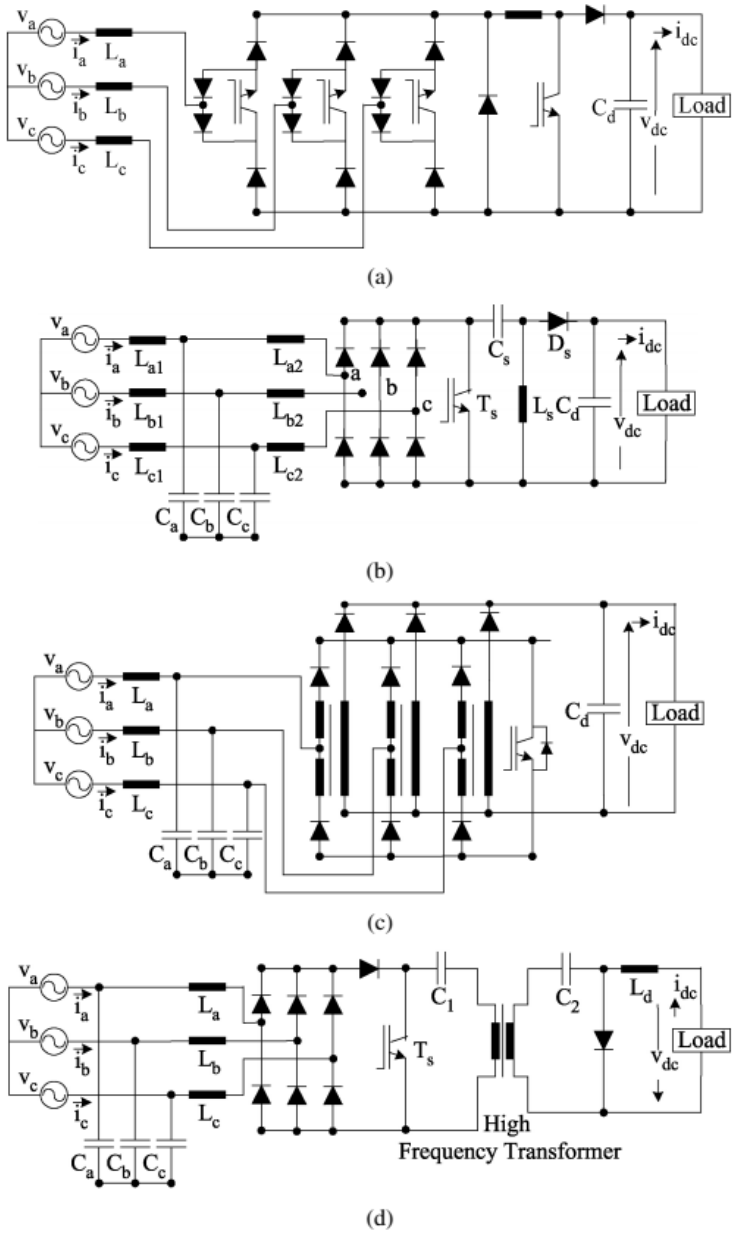



شکل ۲-۱۱: a) مبدل باک دوطرفهٔ مبتنی بر GTO. b) مبدل باک دوطرفهٔ مبتنی بر IGBT. c) مبدل باک دوطرفهٔ چهارقطبی [۲].

## مبدل باک-بوست یک‌طرفه

در شکل ۲-۱۲ مدارت این نوع مبدل‌های AC/DC مشاهده می‌شود. آن‌ها در کاربردهای گسترده‌ای مورداستفاده قرار می‌گیرند. این دسته به‌صورت خروجی DC ایزوله‌شده یا غیرایزوله‌شده از منابع AC وجود دارند. آن‌ها شامل ترکیبی از مبدل‌های باک و بوست با توجه به شکل ۲-۱۲(a) [۱۵] هستند. این مبدل‌ها به‌صورت ترکیبی از پل دیودی سه‌فاز با مبدل‌های باک-بوست DC/DC ازجمله SEPIC در شکل ۲-۱۲(b) [۱۶]، flyback [۱۷]، Cuk [۱۸] و غیره تحقق‌یافته‌اند. برای خروجی DC ایزوله‌شده با ترانسفورماتور فرکانس بالایی برای کاهش بعد، یک‌سوساز دیودی در پیوند با flyback با توجه به شکل ۲-۱۲(c) [۱۹]، Cuk ایزوله‌شده در شکل ۲-۱۲(d) [۱۸] و موارد دیگر توسعه یافته‌اند [۲].

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

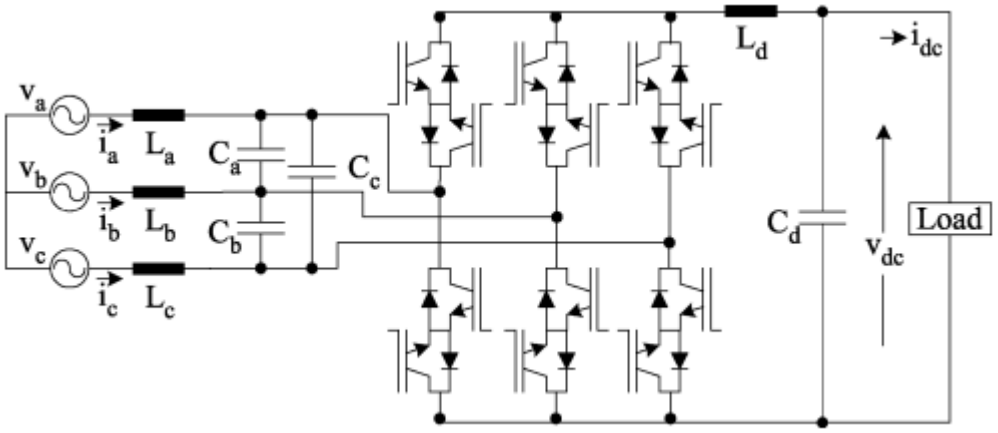



شکل ۲-۱۲: a) مبدل باک-بوست یک‌طرفهٔ چهارسیمه. b) مبدل باک-بوست یک‌طرفه با راه‌اندازی SEPIC. c) مبدل باک-بوست یک‌طرفه با راه‌اندازی flyback. d) مبدل باک-بوست یک‌طرفه با راه‌اندازی Cuk ایزوله‌شده [۲].

## مبدل‌های باک-بوست دوطرفه

در برخی از کاربردها، به ولتاژ DC خروجی با طیف تغییرات گسترده از ولتاژ پایین تا ولتاژ بالا با جریان DC دوطرفه به‌عنوان عملیات چهارگانه و فلوی توان دوطرفه، نیاز است. این مبدل‌ها را می‌توان به روش‌های مختلفی از قبیل اتصال آبشاری مبدل‌های باک و بوست و ساده‌ترین آن‌ها یعنی استفاده از یک مبدل ماتریسی مشابه با شکل ۲-۱۳ [۲۰] پیاده‌سازی کرد [۲].

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**




شکل ۲-۱۳: مبدل باک-بوست دوطرفه بر مبنای مبدل ماتریسی [۲].

## مبدل‌های چندسطحی یک‌طرفه

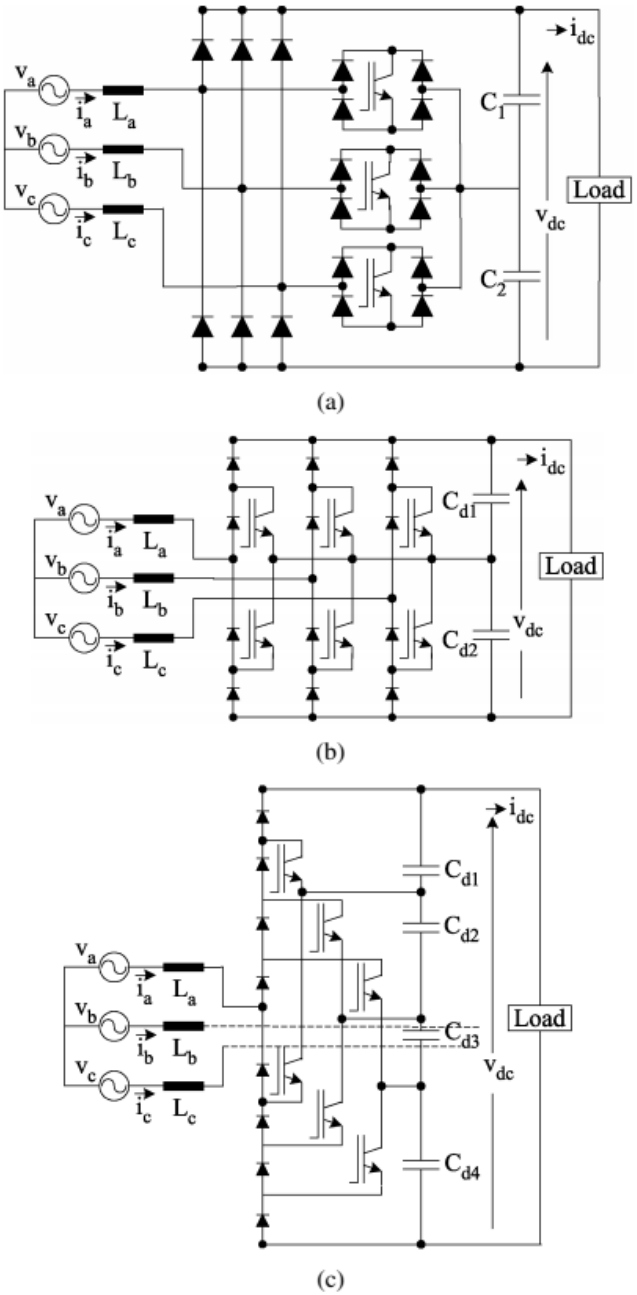
در شکل ۲-۱۴ برخی از مدارات اصلی این مبدل‌ها مشاهده می‌شود. مفهوم چندسطحی برای کاهش هارمونیک‌ها و تلفات کلیدزنی در مبدل در طول عملکرد ابزارهای کلیدزنی در فرکانس کلیدزنی پایین مورداستفاده قرار می‌گیرند. مبدل‌های سه‌فاز سه‌سطحی را می‌توان با استفاده از سه‌سوئیچ در شکل ۲-۱۴(a) [۲۱] یا شش‌سوئیچ در شکل ۲-۱۴(b) [۲۲] پیاده‌سازی کرد. بااین‌حال، مبدل‌های سطح بالاتر از قبیل پنج‌سطحی مطابق با شکل ۲-۱۴(c) [۲] نیازمند تعدادی کلید هستند. این مبدل‌ها همچنین عملیات افزاینده برای ولتاژ خروجی را با فلوی توان یک‌طرفه فراهم می‌کنند. آن‌ها به‌طورکلی گزینه‌های مناسبی برای کاربردهای ولتاژ بالا و توان بالا هستند. این مبدل‌ها را می‌توان برای سطوح مختلف در راستای کاهش THD و بهبود ضریب قدرت جریان تغذیه در منابع AC ورودی و کاهش ریپل و ولتاژ DC خروجی تنظیم‌شده تحت شرایط بار مختلف، توسعه داد.

## مبدل‌های چندسطحی دوطرفه

در شکل ۲-۱۵ تعدادی دیاگرام مداری مبدل‌های چندسطحی دوطرفه مشاهده می‌شود. آن‌ها در نرخ توان بالا و ولتاژ بالا و با ولتاژ افزاینده برای فلوی توان دوطرفه مورداستفاده قرار می‌گیرند. این مبدل‌ها تحت عنوان دیودهای clamped مطابق با شکل ۲-۱۵(a) [۲۱] و شکل ۲-۱۵(b) [۲۳] برای سه و چهار سطح، نوع خازن شناور[۱] مطابق با شکل ۲-۱۵(c) [۲۴] و مبدل‌های چندسطحی نوع آبشاری کلاسه‌بندی می‌شوند.

۱. flying capacitor.

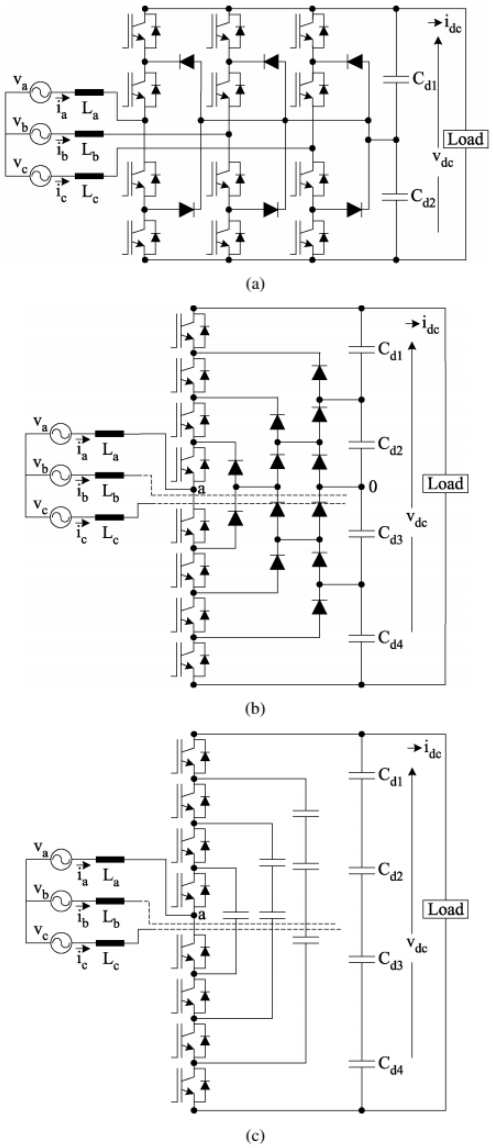
Doi: **10.30503/nripress.2020.037**




شکل ۲-۱۴: a) مبدل سه‌سطحی یک‌طرفهٔ سه‌سوئیچ. b) مبدل سه‌سطحی یک‌طرفهٔ شش‌سوئیچ. c) مبدل پنج‌سطحی یک‌طرفه [۲].

این مبدل‌ها برای کاربردهای توان بالا و فلوی توان دوطرفه همچون سیستم‌های ذخیرهٔ انرژی باتری، درایوهای موتور AC سرعت متغیر، انتقال HVDC، سیستم‌های انتقال جریان متناوب انعطاف‌پذیر و جبران‌سازی var استاتیکی به‌منظور دستیابی به راندمان بالا و THD پایین ولتاژها و جریان‌ها در غیاب کلیدزنی PWM توصیه می‌شوند. برای کاربردهای توان پایین و متوسط، IGBT یک ابزار ایدئال است؛ اما برای کاربردهای توان بالا، GTO همواره استفاده می‌شود. این مبدل‌ها سطح بالایی از کیفیت توان را در منابع AC ورودی با THD کاهش‌یافته، ضریب قدرت بالا و نویز الکترومغناطیسی کم، خروجی DC تنظیم‌شدهٔ مستقل از ریپل و غیرحساس به بار و اغتشاشات تغذیه فراهم می‌کنند. انواع دیگر مبدل‌های AC/DC وجود دارند که از آن جمله می‌توان به مبدل‌های چندپالسی یک‌طرفه و مبدل‌های چندپالسی دوطرفه اشاره کرد.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**




شکل ۲-۱۵: a) مبدل دوطرفهٔ سه‌سطحی دیود clamped. b) مبدل دوطرفهٔ پنج‌سطحی دیود clamped. c) مبدل دوطرفهٔ خازن پرواز پنج‌سطحی [۲]

در جدول ۲-۱، اشاره‌ای به برخی از مزایا و معایب کیفی مبدل‌های AC/DC از دیدگاه‌هایی چون حداقل اعوجاج، ریپل ولتاژ خروجی، راندمان، چگالی توان، فرکانس کلیدزنی، تلفات کلیدزنی، ضریب قدرت، جریان هارمونیکی و ... شده است.

جدول ۲-۱ : بررسی مزایا و معایب انواع ساختارها در مبدل‌های AC-DC

| آرایش مبدل | مزایا | معایب |
|---|---|---|
| مبدل بوست یک‌طرفه | – امکان ایجاد ضریب قدرت واحد<br>– THD پایین در منابع AC<br>– ولتاژ خروجی ثابت حتی تحت نوسانات بار | – منطق هم‌زمان‌سازی پیچیده<br>– ابعاد بالای مؤلفه‌های راکتیو فیلتر<br>– امکان افزایش استرس کلیدزنی |
| مبدل بوست دوطرفه | – مناسب برای انتقال فلوی توان دوطرفه<br>– مناسب برای کنترل موتور سرعت متغیر<br>– ریپل کم ولتاژ لینک dc<br>– توازن بالای جریان تغذیه | – نیاز به سلف بزرگ<br>– جریان وارون برگشتی بالا<br>– نویز کلیدزنی در وضعیت روشن |

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

| | | |
|---|---|---|
| مبدل باک یک‌طرفه | – مناسب برای شارژ باتری در خودروها<br>– مناسب برای کنترل سرعت موتور dc<br>– جریان گردشی کم<br>– تولید ولتاژ dc از صفر تا مقدار نامی با سرعت بالا | – نیاز حتمی به فیلتر<br>– ابعاد و وزن بالا در عموم معماری‌ها<br>– عدم‌وجود مسیری برای جریان بازگشتی وارون<br>– قابلیت بازتولید جریان گذرای پایین |
| مبدل باک دوطرفه | – ضریب قدرت بالا<br>–جریان هارمونیکی منابع ac کم<br>– نرخ بالای تثبیت ولتاژ dc خروجی<br>– فرکانس کلیدزنی بالا | – نیاز حتمی به قابلیت انسداد ولتاژ بازگشتی<br>– نیاز به سوئیچ‌های توان زیاد در اغلب موارد<br>– نیاز به برنامهٔ مدولاسیون دقیق برای کاهش اعوجاج و دستیابی به ضریب قدرت واحد |
| مبدل باک–بوست یک‌طرفه | – چگالی توان بالا<br>– راندمان بالا<br>– جریان هارمونیکی پایین | – هزینهٔ بالا<br>– ساختار مداری توان پیچیده<br>– نامناسب برای کاربردهای توان بالا در صورت افزایش فرکانس کلیدزنی |
| مبدل باک–بوست دوطرفه | –رنج ولتاژ خروجی وسیع با جریان dc دوطرفه<br>–فرکانس کلیدزنی بالا متناظر با ابعاد کمتر و پاسخ سریع<br>– راندمان بالا<br>–چگالی توان بالا | –ولتاژ کلیدزنی بالا<br>–منطق کلیدزنی پیچیده<br>– امکان بروز ولتاژهای ناخواسته در صورت انتخاب نادرست خازن‌ها در ورودی و خروجی |
| مبدل چندسطحی یک‌طرفه | – تلفات کلیدزنی حداقل<br>– جریان هارمونیکی کم<br>– مناسب برای کاربردهای توان بالا و ولتاژ بالا<br>– امکان دستیابی با THD پایین و ضریب توان بالا با افزایش سطوح<br>– امکان دستیابی به ولتاژ خروجی با ریپل کم تحت شرایط بار متغیر | – هزینهٔ بالا در صورت افزایش سطوح<br>– ابعاد و وزن بالا متناظر با افزایش سطوح<br>– فرکانس کلیدزنی پایین و درنتیجه نامناسب برای کاربردهای توان پایین |
| مبدل چندسطحی دوطرفه | – نرخ توان بالا و ولتاژ بالا با فلوی توان دوطرفه<br>– راندمان بالا<br>– THD کم<br>– سطح کیفیت توان بالا در منابع ac ورودی<br>– ضریب قدرت بالا و نویز الکترومغناطیسی کم | – هزینهٔ بالا متناظر با افزایش سطوح<br>– ساختار پیچیده<br>– ابعاد و وزن بالا در صورت افزایش سطح |

از میان مبدل‌های فوق، مبدل چندسطحی دوطرفه، گزینهٔ مناسبی به‌ویژه در کاربردهای ترانسفورماتور هوشمند به دلیل ویژگی‌های بالای آن همچون راندمان بالا و حداقل اعوجاج است. همچنین، با افزایش سطوح عملیاتی می‌توان به کیفیت ولتاژ خروجی با ریپل کمتر و کیفیت توان بالاتر دست‌یافت.

## ۲-۲-۳ انتخاب مؤلفه‌های مبدل‌های AC/DC

انتخاب مؤلفه‌های این مبدل‌ها برای دستیابی به سطح بالایی از عملکرد خیلی ضروری است. مؤلفه اصلی و پرهزینهٔ مبدل AC/DC ابزارهای قدرت حالت جامد است. در مبدل‌های توان پایین، MOSFETها به‌طورمعمول استفاده می‌شوند که منجر به بهره‌وری بالا حتی در فرکانس کلیدزنی بالا می‌شود. در مبدل‌های توان متوسط، IGBTها همواره استفاده می‌شوند، زیرا آن‌ها از مشخصه‌ها و قابلیت عملکرد در گسترهٔ فرکانس کلیدزنی وسیع برخوردار هستند و توازن بهینه‌ای بین دامنه، ابعاد مؤلفه‌های فیلتر و تلفات کلیدزنی برقرار می‌کنند. برای نرخ توان بالا، GTOها به‌طورمعمول استفاده می‌شوند که دارای مزیت خودتعویض و قابلیت انسداد ولتاژ برگشتی هستند [۲].

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

سایر مؤلفه‌های مبدل‌های AC/DC شامل المان‌های ذخیرهٔ انرژی همچون سلف‌ها، خازن‌ها و سایر ابزارهای مورداستفاده در فیلترها، مدارات محافظتی و مدارات رزونانس هستند. برای مثال، یک سلف سری در ورودی پل VSI به‌عنوان یک مبدل بوست دوطرفه به‌طورمعمول به‌عنوان المان بافر بین ولتاژ منبع AC و ولتاژ PWM تولیدشده توسط مبدل برای شکل‌دهی جریان ورودی به‌شیوه‌ای مطلوب استفاده می‌شود. مقدار این سلف کاملاً تأثیرگذار در عملکرد مبدل است. به ازای مقادیر کوچک سلف، ریپل‌های کلیدزنی بزرگ به جریان تغذیه تزریق می‌شود و سلف‌های بزرگ امکان شکل‌دهی جریان منابع AC را به شیوه‌ای مطلوب فراهم می‌کنند. به‌طور مشابه، مقدار سلف و خازن به‌عنوان فیلتر ورودی در یک مبدل باک برای پاسخ صحیح، پایداری و طراحی بهینهٔ مبدل اهمیت دارد. مقدار خازن باس DC در مبدل‌های بوست کاملاً حیاتی است، زیرا در پاسخ، هزینه، پایداری، ابعاد و راندمان تأثیرگذار است. مقدار کوچک این خازن موجب ریپل بزرگ در پاسخ حالت دائم می‌شود [۲].

انتخاب مبدل‌های AC/DC نیاز به در نظر گرفتن برخی فاکتورها برای عملکرد صحیح آن‌ها است [۲]:

- سطح موردنیاز کیفیت توان در ورودی
- نوع ولتاژ DC خروجی (ثابت یا متغیر)
- فلوی توان (یک‌طرفه یا دوطرفه)
- طبیعت خروجی DC (ایزوله یا غیرایزوله)
- نیازمندی خروجی DC (باک، بوست و باک–بوست)
- سطح موردنیاز کیفیت توان در خروجی (ریپل ولتاژ، افت یا افزایش ولتاژ)
- نوع بار DC (خطی یا غیرخطی)
- هزینه، ابعاد و وزن
- راندمان
- سطح نویز
- رنج (کیلووات، مگاوات و غیره)
- قابلیت اطمینان

در جدول ۲–۲، بر اساس تعدادی از ویژگی‌های فوق، تقسیم‌بندی کلی میان انواع مبدل‌های AC/DC با قابلیت بهبود کیفیت توان انجام شده است.

جدول ۲–۲: مبنای انتخاب مبدل‌های AC/AC بر اساس برخی از مشخصه‌های طراحی و عملکردی

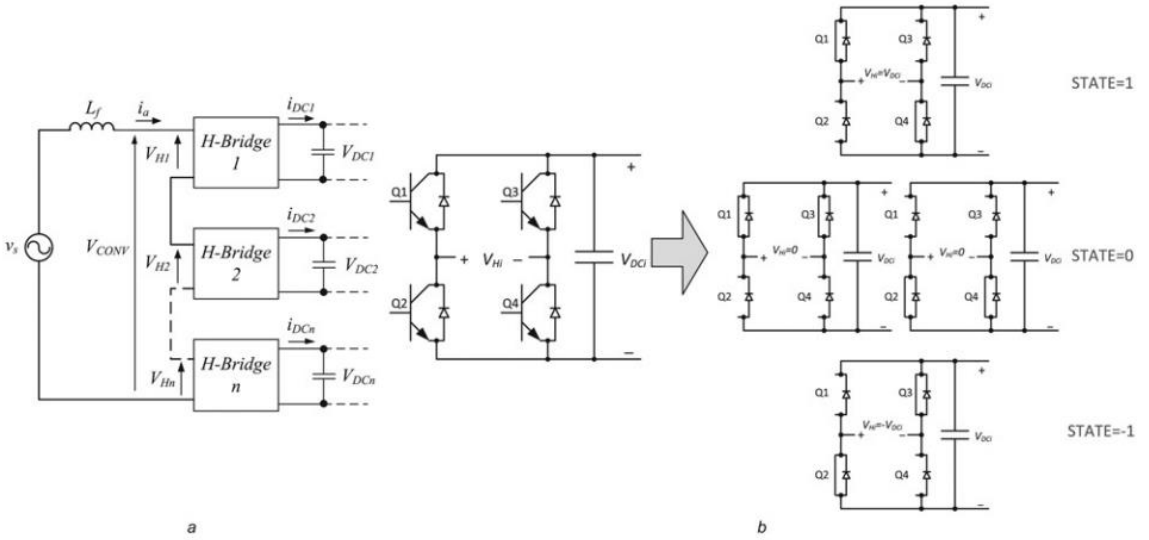
| ویژگی | مبدل |
|---|---|
| سطح موردنیاز کیفیت توان در ورودی | بوست یک‌طرفه، باک دوطرفه، چندسطحی دوطرفه |
| ولتاژ DC خروجی ثابت | بوست یک‌طرفه، باک یک‌طرفه، باک–بوست یک‌طرفه و چندسطحی یک‌طرفه |
| ولتاژ DC خروجی متغیر | باک دوطرفه، چندسطحی دوطرفه، |
| فلوی توان یک‌طرفه | باک یک‌طرفه، بوست یک‌طرفه، باک–بوست یک‌طرفه و چندسطحی یک‌طرفه |
| فلوی توان دوطرفه | باک دوطرفه، بوست دوطرفه، باک–بوست دوطرفه و چندسطحی دوطرفه |
| سطح نویز پایین | چندسطحی دوطرفه |
| راندمان بالا | باک–بوست یک‌طرفه و دوطرفه و چندسطحی دوطرفه |
| هزینه، ابعاد و وزن پایین | باک و بوست یک‌طرفه و دوطرفه |
| حداقل تلفات کلیدزنی | چندسطحی یک‌طرفه و دوطرفه |

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

| | |
|---|---|
| جریان هارمونیکی کم | باک دوطرفه، باک–بوست یک‌طرفه و چندسطحی یک‌طرفه |

## ۲-۲-۴ مدولاسیون

برای بررسی مدولاسیون یک مبدل AC/DC، دیاگرام شماتیک یک نمونه توپولوژی n CHB سطحی مطابق با شکل ۲-۱۶ را در نظر بگیرید که در آن، $v_s$ منبع ولتاژ AC و $L_f$ اندوکتانس فیلتر که منبع ولتاژ و $V_{CONV}$ تولیدشده توسط مبدل را جدا می‌کند. هر پل H به‌صورت سری متصل به طرف AC است، درحالی‌که در طرف DC، هر پل H متصل به یک خازن است. مبدل را می‌توان به‌عنوان یک یک‌سوساز ساده، انتقال‌دهندهٔ انرژی از طرف AC به طرف DC با هدف تنظیم ولتاژ DC یا به‌عنوان یک اینورتر با فلوی انرژی برگشتی مورداستفاده قرار داد. در هر مورد، منابع DC ایزوله شده یا یک پیکربندی پشت‌به‌پشت برای اجتناب از اتصال کوتاه در منابع موردنیاز است [۲۵].




شکل ۲-۱۶: دیاگرام شماتیک مبدل چندسطحی CHB، a) ساختار مبدل CHB چندسطحی. b) ساختار تک‌پل H و وضعیت‌های کلیدزنی متناظر آن [۲۵].

### تکنیک‌های مدولاسیون برای مبدل‌های چندسطحی

تکنیک‌های مدولاسیون به‌طورکلی به دو دسته تقسیم می‌شوند [۲۵]:

- مدولاسیون پهنای پالس مبتنی بر حامل (PWM) که در آن لحظات کلیدزنی از طریق تقاطع سیگنال مرجع سینوسی با سیگنال‌های حامل انجام می‌شود.
- PWM مبتنی بر محاسبه که در آن، لحظات کلیدزنی در هر بازهٔ نمونه‌برداری از طریق روندی خاص محاسبه می‌شوند.

برای مبدل‌های چندسطحی، معمول‌ترین تکنیک‌های مدولاسیون متعلق به کلاس اول هستند که با عنوان مدولاسیون حامل شیفت فازی شناخته می‌شوند. این روش می‌تواند هر زوج کلیدزنی را میان سلول‌های مبدل توزیع کند. درحالی‌که با مدولاسیون حامل شیفت سطح وضعیت فازی می‌توان به اعوجاج کمتری دست یافت؛ اما مدولاسیون وضعیت فازی و نمونه‌های توسعه‌یافتهٔ آن را می‌توان تنها با به‌کارگیری یک شکل موج مرجع تکه‌ای برای توازن فلوی توان، توزیع استرس حرارتی در سلول‌های مبدل و متوازن کردن ولتاژ DC برای مبدل‌های CHB مورداستفاده قرار داد. افزون‌براین، محتوای هارمونیکی تنها روی ولتاژ

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

خطبه‌خط یک مبدل سه‌فاز بهتر بوده و این در حالی است که روی ولتاژهای فاز، عملکرد مشابه با مدولاسیون حامل شیفت فاز است.

از میان تکنیک‌های PWM مبتنی بر محاسبه برای مبدل‌های CHB تک‌مرحله‌ای، محبوب‌ترین آن‌ها عبارت‌اند از [۲۵]

- روش حذف هارمونیکی گزینشی
- مدولاسیون بردار فضایی

هدف روش حذف هارمونیکی گزینشی، کاهش یا حذف هارمونیک‌های مرتبه پایین و کنترل مؤلفه‌های اصلی یک شکل موج عمومی است. درحالی‌که نسخه‌های تک‌فاز مدولاسیون بردار فضایی با عنوان مدولاسیون مقدار میانگین و مدولاسیون تک‌بعد هستند که هر دو آن‌ها بر مبنای کاربرد نزدیک‌ترین دو سطح ولتاژ است.

## مدولاسیون حامل شیفت فازی

استراتژی‌های مدولاسیون PWM چندحاملی را می‌توان با آرایش‌های مدوله و سیگنال‌های حامل‌های مختلفی پیاده‌سازی کرد. یکی از محبوب‌ترین آن‌ها مدولاسیون حامل شیفت فازی افقی است که استراتژی مدولاسیون نمونه‌برداری استاندارد مورداستفاده برای ساختارهای مبدل مبتنی بر CHB است. برای مبدل‌های n سلولی، فاز سیگنال‌های n حاملی به اندازهٔ $\pi / n$ شیفت می‌یابد؛ که سیگنال حامل برای هر یک از n پل H اتصال‌یافته به شیوهٔ تک‌فاز چندسطحی استفاده می‌شود. اضافه کردن n ولتاژ خروجی n سلول CHB منجر به ولتاژ خروجی تا (2n+1) سطح می‌شود. با استفاده از چنین رویکردی، حذف تمام هارمونیک‌های حامل و هارمونیک‌های باند جانبی تا گروه حامل nام حاصل می‌شود.

مدولاسیون حامل شیفت فازی دارای ویژگی‌های مثبت زیر است [۲۵]:

- هر سلول نشانگر مقدار میانگین حرکت مشابهی است. بدین‌ترتیب، کلیدزنی، تلفات انتقال و فلوی توان به‌طور یکسان بین سلول‌های پل H مبدل تقسیم می‌شود.
- در هر دوره تناوب حامل، افزایش یا کاهش ولتاژ خروجی تولیدشده با تغییر پل H هیچ‌گاه با کاهش یا افزایش ولتاژ خروجی ناشی از تغییر یک پل H متفاوت، حذف نمی‌شود.
- پیاده‌سازی ساده حتی روی میکروکنترلرهای کم‌هزینه.

معایب اصلی این مدولاسیون عبارت هستند از:

- رنج محدودشده که در آن ارتباط میان ولتاژ خروجی اصلی و مدولاسیون شاخص به‌صورت خطی است.
- تولید هارمونیک‌های مرتبه پایین، اگر عدم‌توازن روی ولتاژهای لینک DC رخ دهد.

بعلاوه، ازنقطه‌نظر پیاده‌سازی، مبدل آبشاری n سلولی نیاز به n تایمر سخت‌افزاری برای تولید شکل موج‌های حامل دارد. درنتیجه، برای مقادیر بالای n، میکروکنترلرهای مختلفی باید بکار گرفته‌شده با یکدیگر هم‌زمان شوند.

## مدولاسیون مقدار میانگین

این روش که در [۲۶] پیشنهاد شده است با به‌کارگیری دو سطح ولتاژ مبدل مجاور (از 2n+1 سطح ممکن در هر دوره تناوب نمونه‌برداری) برای ایجاد ولتاژ مرجع موردنیاز به‌دست می‌آید. دو سطح مذکور وزن‌دهی زمانی می‌شوند تا بتوان به این شرایط که انتگرال زمانی فرمان ولتاژ برابر با مجموع انتگرال زمانی ولتاژهای انتخابی باشد، دست‌یافت. به‌منظور محاسبهٔ بازه‌های زمانی که در آن‌ها سطوح ولتاژ گزینشی باید اعمال شوند، معادلهٔ زیر در نظر گرفته می‌شود [۲۵]:

$$\int_{t_k}^{t_k+T_s} v_{ab}^{*} dt = V_n.t_1 + V_{n+1}.t_2 \qquad (۱)$$

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

که در آن، $v_{ab}^*$ ولتاژ مرجع و $V_n$ و $V_{n+1}$ ولتاژهای ورودی انتخاب‌شده در دورهٔ تناوب زمانی $t_k$ و $t_k + T_s$ هستند. $V_n$ سطح ولتاژ بالاتر از $v_{ab}^*$ است. فرمان $v_{ab}^*$ در طول یک دوره تناوب سیکل کلیدزنی ثابت است و ازاین‌رو می‌توان نوشت:

$$V_{ab}^* T_s = V_n t_1 + V_{n+1} t_2 \quad (۲)$$

به کمک رابطهٔ فوق و دانستن این نکته که $t_1 + t_2 = T_s$ می‌توان به‌سادگی $t_1$ و $t_2$ را محاسبه نمود. چنین تکنیکی تضمین می‌کند که تعویض پل‌ها تنها بین دو سطح ولتاژ مجاور انجام می‌گیرد. درحالی‌که تعویض‌ها به‌طور یکسان در طول دورهٔ تناوب مدولاسیون و در میان سلول‌های مختلف توزیع‌شده نیستند که این امر منجر به توزیع تلفات نامتقارن در بین سلول‌های پل H می‌شود.

روش دیگر بر مبنای انتخاب نزدیک‌ترین دو سطح ولتاژ، تکنیک مدولاسیون چندسطحی تک‌فاز است که می‌تواند با اعمال وضعیت‌های افزونه، باعث دستیابی به توازن ولتاژ روی هر خازن در عملیات یک‌سوساز اکتیو یا باعث حداقل تعویض پل H شود؛ اما چنین روشی قادر نیست که به‌طور زوج تعویض‌ها را میان سلول‌ها و حتی یک تعویض را به ازای هر دوره تناوب نمونه‌برداری توزیع کند. افزون‌براین، تضمین یک جابه‌جایی در هر دوره تناوب نمونه‌برداری منجر به تولید پالس ولتاژهای نامتقارن می‌شود که این امر اعوجاج هارمونیکی شکل موج کلی را کاهش می‌دهد.

## تکنیک مدولاسیون جابه‌جایی توزیع‌شده

هدف از این مدولاسیون، جابه‌جایی برای هر دامنه از ولتاژ مرجع، جابه‌جایی بین n پل H از هر پالس برای کاهش حرارت و استرس کلیدهای قدرت و بهبود قابلیت اطمینان آن‌ها است. برای این منظور، در شرایط عملیاتی نرمال (یعنی برای مرجع ولتاژ سینوسی)، پل‌های H قادر به جابه‌جایی ترتیبی هستند، به‌طوری‌که هر یک می‌تواند تنها یک جابه‌جایی را در هر n دوره تناوب نمونه‌برداری انجام دهد. به‌علاوه، در هر بازهٔ نمونه‌برداری، جابه‌جایی‌ها تنها بین سطوح ولتاژ مجاور و تنها روی یک پل امکان‌پذیر است [۲۵].

فلوچارت تکنیک مدولاسیون جابه‌جایی توزیع‌شده در شکل ۲-۱۷ مشاهده می‌شود که در آن

- $k = 1...n$ مشخص می‌کند که پل H واقعی برای جابه‌جایی فعال است.
- وضعیت (k)=-1,0,+1 که معرف وضعیت پل H است.
- Dv اختلاف ولتاژ نرمالیزه‌شده بین مرجع نرمالیزه‌شده $v^*$ در رنج $-n....+n$ و $v_b$ مجموع حالت‌ها روی سایر پل‌ها با در نظر گرفتن ولتاژ ثابت و برابر روی لینک‌های DC است.
- $u_{old}$ معرف وضعیت قبلی است.
- $u_{new}$ معرف وضعیت جدید است.
- $T_m$ معرف عدد صحیح دورهٔ تناوب نمونه‌برداری است.
- تأخیر معرف لحظهٔ زمانی کلیدزنی داخل دورهٔ تناوب نمونه‌برداری در رنج 0 تا $T_m$ پل H واقعی است.

الگوریتم مدولاسیون با به‌روزرسانی مرتبهٔ واقعی جابه‌جایی n پل H ارزیابی‌شده در پایه پلی که در دورهٔ تناوب نمونه‌برداری قبلی جابه‌جا شده است (k معرف شماره پل H برای کلیدزنی است)، شروع می‌شود. سپس، الگوریتم، خطای ولتاژ $dv = v^* - v_b$ بین مرجع نرمالیزه‌شدهٔ $v^*$ و مجموع $v_b$ از وضعیت سایر پل‌ها را محاسبه می‌کند. خطای ولتاژ dv معرف مقدار مطلوبی است که پل شماره k باید در دورهٔ تناوب نمونه‌برداری با استفاده از سطح ولتاژ واقعی و سطح قابل‌اعمال بعدی تولید کند.

۱. وضعیت (k)=-۱ بدین‌معنی است که سلول واقعی نمی‌تواند ولتاژ مثبت موردنیاز را تنها با یک جابه‌جایی تولید کند، به‌طوری‌که خطا منجر به کلیدزنی و تشکیل وضعیت (k)=0 می‌شود.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

۲. وضعیت (k)=0 بدین‌معنی است که سلول واقعی می‌تواند ولتاژ موردنیاز با یک جابه‌جایی را تولید کند، به‌طوری‌که لحظهٔ کلیدزنی به‌صورت $T_m^*(1-dv)$ محاسبه می‌شود. اگر dv>1 باشد، خطا کاهش‌یافته، و کلیدزنی باعث تغییر وضعیت به وضعیت (k)=۱ می‌شود.

۳. وضعیت (k)=۱ بدین‌معنی است که سلول واقعی نمی‌تواند ولتاژ بزرگ‌تر از ولتاژ فعلی اعمال‌شده تولید کند.

جزئیات دقیق‌تر الگوریتم مدولاسیون جابه‌جایی توزیع‌شده به‌عنوان یکی از روش‌های مدولاسیون شیفت فازی در شکل ۲–۱۸ تشریح شده است. بر اساس نتایج شبیه‌سازی و مطابق با شکل ۲–۱۸، شکل ۲–۱۸(a) شکل موج ولتاژ مدوله‌شده و مرجع سینوسی را برای مدولاسیون شیفت فاز با فرکانس حامل ۳۰۰ هرتز برای هر سلول نشان می‌دهد. شکل ۲–۱۸(c) شکل موج ولتاژ مدوله‌شده با فرکانس نمونه‌برداری ۱۸۰۰ هرتز و شاخص مدولاسیون مشابه را برای مدولاسیون مقدار میانگین و مدولاسیون جابه‌جایی توزیع‌شده نشان می‌دهد. تفاوت اساسی بین مدولاسیون مقدار میانگین و سایر تکنیک‌های دیگر در شکل ۲–۱۸(d) مشاهده می‌شود که در آن، ولتاژ روی هر پل H در نظر گرفته شده است. این مدولاسیون جابه‌جایی‌ها را در راستای دورهٔ تناوب سیگنال مدوله‌کننده توزیع نمی‌کند.

در جدول ۲–۳، مقایسه‌ای کیفی میان انواع روش‌های مدولاسیون در مبدل‌های AC/DC صورت گرفته است. بر اساس تحقیقات انجام‌شده، روش مدولاسیون فضای برداری که به روش‌های متقارن، گسسته و متناوب و ... توسعه‌یافته است، گزینه‌ای مناسب برای مبدل‌های AC به DC به‌شمار می‌آید. این روش در قیاس با رویکردهای مبتنی بر مدولاسیون شیفت فاز یا پهنای پالس دارای مزایایی چون حداقل اعوجاج، ضریب بهرهٔ بالا، تولید ولتاژ خروجی با حداقل اعوجاج و حداقل تلفات کلیدزنی است.

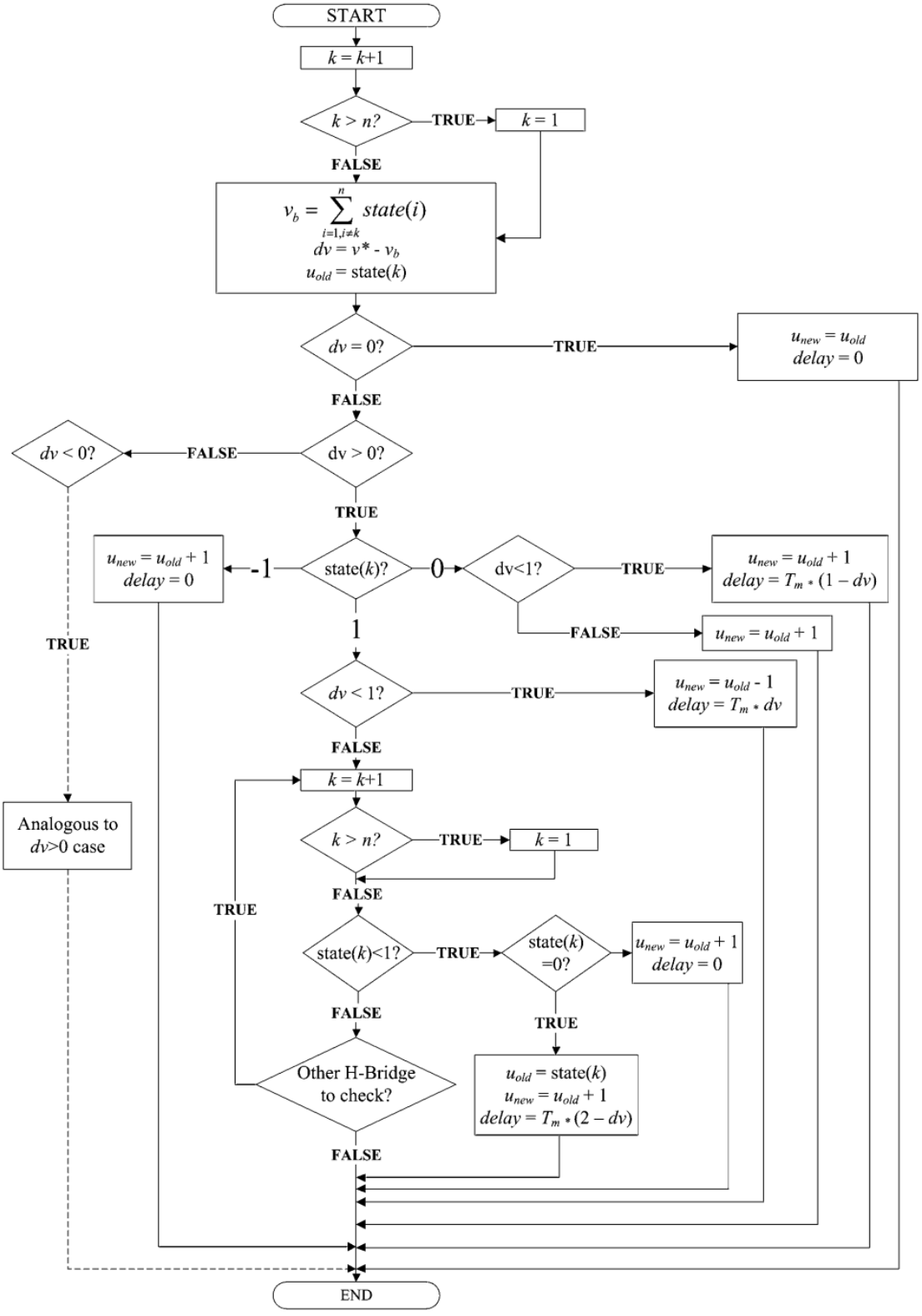
جدول ۲-۳: مقایسهٔ روش‌های مدولاسیون مبدل AC به DC

| مدولاسیون | مهم‌ترین مزیت | مهم‌ترین عیب |
|---|---|---|
| شیفت فازی | – پیاده‌سازی ساده حتی روی یک میکروکنترلر کم‌هزینه<br>– دستیابی به اعوجاج کم | – محدودیت استفاده تنها از یک شکل موج مربعی<br>– بهبود محتوای هارمونیکی تنها روی ولتاژ خط‌به‌خط<br>– تولید هارمونیک‌های مرتبه پایین |

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

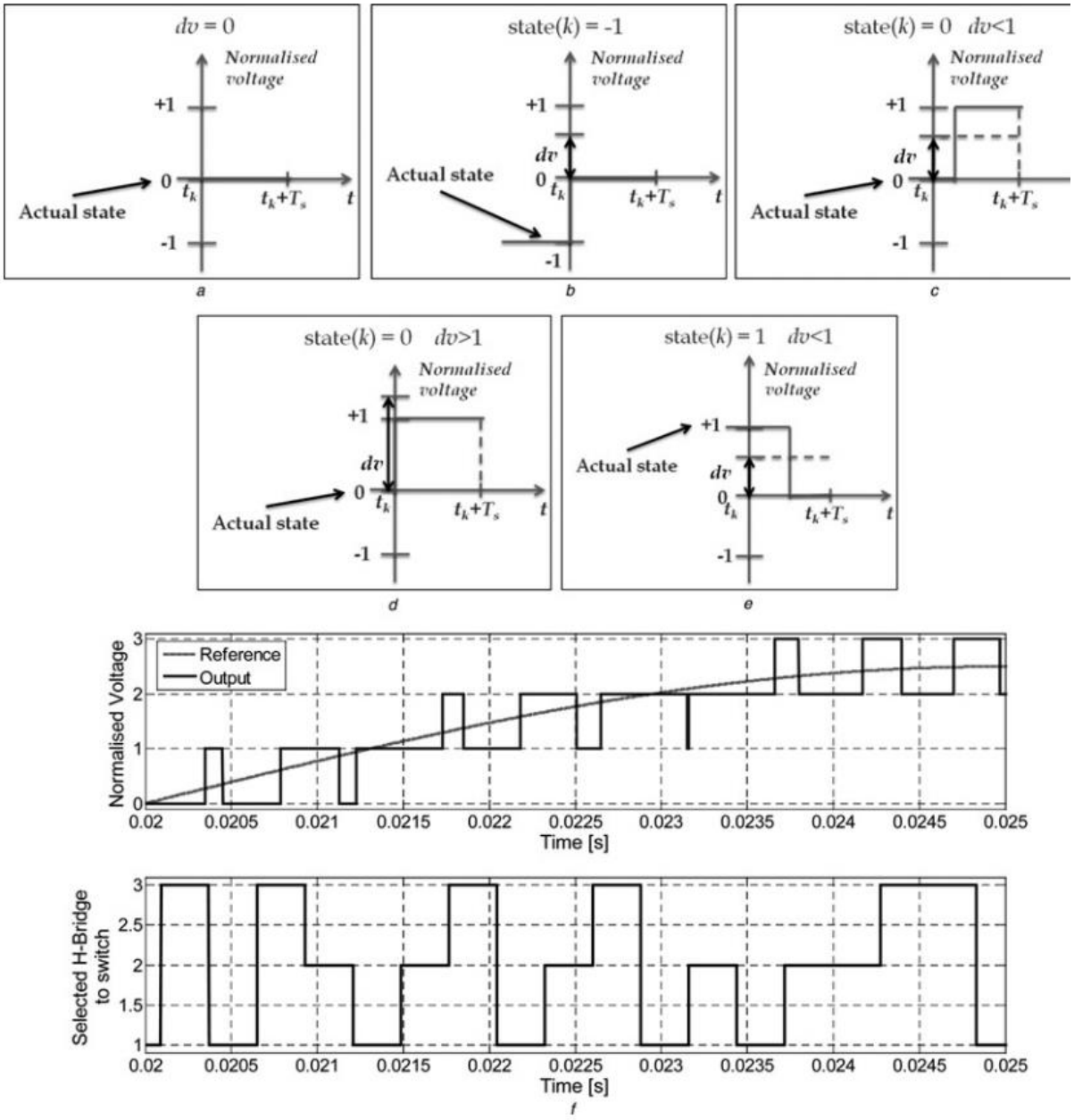
| | | |
|---|---|---|
| حذف هارمونیکی گزینشی | – کاهش یا حذف مؤلفه‌های هارمونیکی<br>– کنترل مؤلفه‌های اصلی یک شکل موج | – امکان تولید پالس‌های نامتقارن<br>– اعوجاج بالا |
| مدولاسیون بردار فضایی | – الگوریتم محاسباتی ساده<br>– اعوجاج کم<br>– دستیابی به ضریب قدرت بالا<br>– گزینهٔ مناسب برای مراجع سرعت متغیر<br>– انعطاف‌پذیری بالا برای تلفات کلیدزنی کم | – افت عملکرد در صورت عدم‌مصالحه بین ابعاد فیلتر و سینک حرارتی<br>– امکان افزایش تلفات کلیدزنی در صورت عدم‌انتخاب روش مدولاسیون مناسب (متقارن، گسسته، متناوب و ...) |

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**




شکل ۲-۱۷: فلوچارت تکنیک مدولاسیون جابه‌جایی توزیع‌شده [۲۵]

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**




شکل ۲-۱۸: رفتار تکنیک مدولاسیون جابه‌جایی توزیع‌شده در لحظهٔ نمونه‌برداری در قیاس با مدولاسیون‌های مقدار میانگین و مدولاسیون شیفت فاز [۲۵]

## ۲-۲-۵ کنترل توان

استراتژی کنترلی به‌نوعی قلب یک مبدل AC/DC است و به‌طورمعمول در سه بخش پیاده‌سازی می‌شود. در بخش نخست الگوریتم کنترلی، متغیرهای ضروری مورداستفاده در کنترل اندازه‌گیری شده و برای تغذیه به پروسسورها به‌عنوان سیگنال‌های فیدبک مقیاس می‌شوند. این سیگنال‌ها به‌طورمعمول شامل ولتاژهای منابع AC ورودی، جریان‌های تغذیه، ولتاژ DC خروجی و در برخی موارد ولتاژهای اضافی همچون ولتاژ خازن‌ها و جریان سلف‌ها هستند. سیگنال‌های AC با استفاده از ترانسفورماتورهای پتانسیل اندازه‌گیری می‌شوند [۲].

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

سنسورهای ولتاژ اثر هال، تقویت‌کننده‌های ایزولاسیون و اپتوکوپلرهای کم‌هزینه برای اندازه‌گیری ولتاژهای DC استفاده می‌شوند. این سیگنال‌های ولتاژ مقیاس‌بندی می‌شوند و دامنهٔ صحیح آن‌ها برای تغذیه به پروسسورها از طریق کانال‌های ADC به‌عنوان سیگنال‌های هم‌زمان‌کننده برای تشخیص عبور از صفر تنظیم می‌شوند. سیگنال‌های جریان با استفاده از ترانسفورماتورهای جریان، سنسورهای جریان اثر هال و مقاومت‌های موازی کم‌هزینه اندازه‌گیری می‌شوند. این سیگنال‌های جریان مقیاس‌بندی می‌شوند و به‌عنوان فیدبک در مراحل مختلف کنترلی مورداستفاده قرار می‌گیرند. این سیگنال‌ها در برخی از مواقع از طریق مدارات سخت‌افزاری یا نرم‌افزاری برای اجتناب از مشکلات نویز در برنامهٔ کنترلی، فیلتر می‌شوند. از این ولتاژها و جریان‌های اندازه‌گیری‌شده در بعضی مواقع برای مانیتور، اندازه‌گیری، حفاظت، ثبت و نمایش شاخص‌های عملکردی مختلف از قبیل THD، ضریب جابه‌جایی، ضریب اعوجاج، ضریب قدرت، هارمونیک‌های منفرد، ضریب ریپل، درصد ریپل، افت و افزایش ولتاژ، شوک و غیره استفاده می‌شود [۲].

دومین مرحلهٔ الگوریتم کنترلی مسئول عملکرد گذرا و حالت دائم مبدل AC/DC است. الگوریتم کنترلی از طریق کنترل‌کننده‌های آنالوگ یا میکروکنترلرهای کم‌هزینه در مبدل‌های توان پایین پیاده‌سازی می‌شوند؛ اما، DSPها و مدارات مجتمع کاربرد خاص برای کنترل مبدل‌های توان بالا در سیستم‌های پیچیده استفاده می‌شوند. به‌طورمعمول، ولتاژ DC خروجی مبدل‌ها، خروجی سیستم مورداستفادهٔ حلقه‌های کنترلی بیرونی هستند. رویکردهای کنترلی مختلفی همچون PI، PID، کنترل مد لغزشی یا کنترل ساختار متغیر [۲۷]، کنترل‌کننده‌های منطق فازی [۲۸]، کنترل‌کننده‌های تطبیقی، کنترل‌کننده‌های شبکهٔ عصبی [۲۹] برای دستیابی به پاسخ دینامیکی سریع همراه با حفظ پایداری سیستم کل توسعه یافته‌اند.

مرحلهٔ سوم الگوریتم کنترلی، استخراج سیگنال‌های ورودی برای ترانزیستورهای مبدل‌ها است. جریان‌های تغذیهٔ مرجع همراه با جریان‌های تغذیهٔ اندازه‌گیری‌شده در کنترل‌کننده‌های جریان مقایسه شده و سیگنال‌های کلیدزنی را تولید می‌کند.

برای بررسی دقیق‌تر مسئلهٔ کنترل مبدل AC/DC ساختار یک ترانسفورماتور هوشمند ارائه‌شده در شکل ۲-۱۹ را در نظر بگیرید. مرحلهٔ نخست این ساختار که موردتوجه ما در این بخش است، یک‌سوساز AC/DC پل H آبشاری ولتاژ بالا است که ولتاژ AC ۶۰ هرتز ۷٫۲ کیلووات را به سه لینک DC ۳٫۶ کیلووات تبدیل می‌کند.

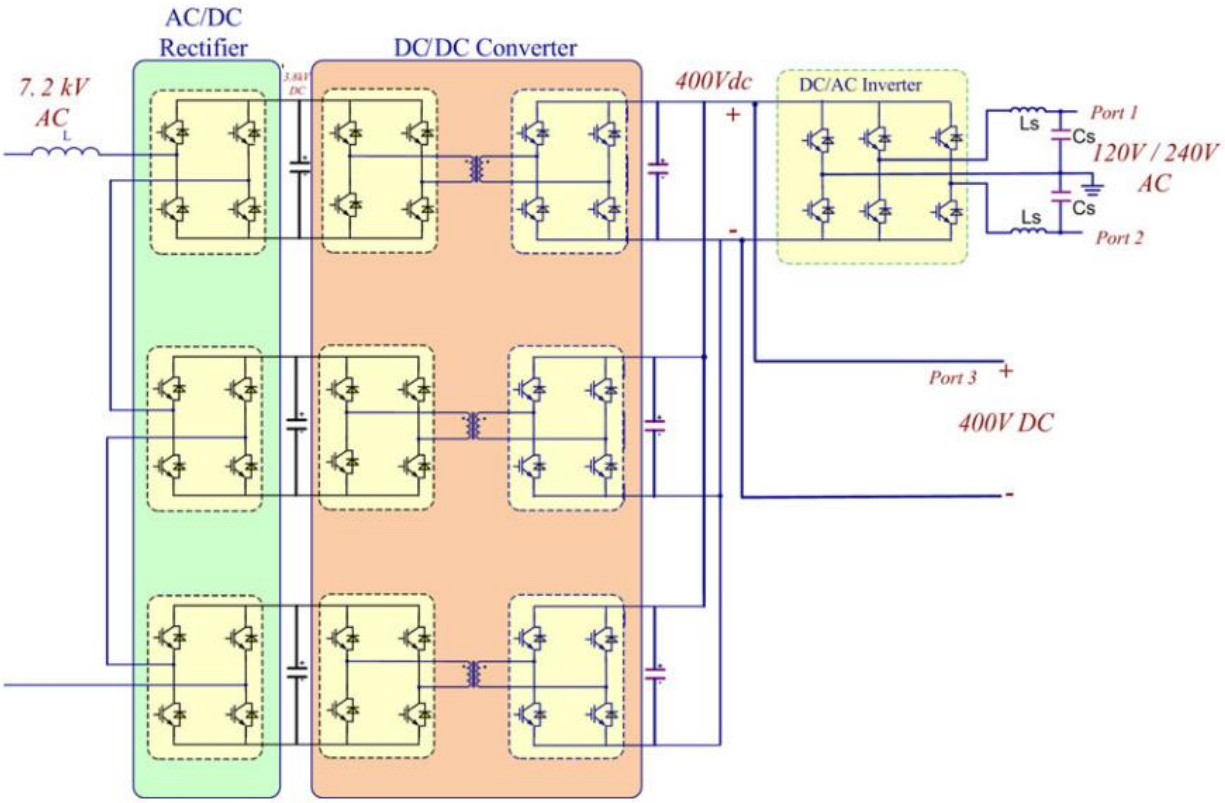
رویکرد کنترلی پیشنهادشده به نام کنترل بردار dq تک‌فاز است. مبدل AC/DC موردنظر شامل سه پل H آبشاری می‌شود که هرکدام دارای ولتاژ لینک DC مرجع ۳٫۸ کیلوولت است. معادلات دیفرانسیل میانگین یک‌سوساز به‌صورت زیر قابل‌بیان است [۳۰]:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{3E}{L_s} d_a - \frac{V_{pcca}}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} i_a \quad (۳)$$

$$\frac{dE}{dt} = -\frac{E}{R_L C} - \frac{d_a i_a}{C} \quad (۴)$$

که در آن، $i_a$ جریان ورودی، $V_{pcca}$ ولتاژ ورودی، $R_s$ مقاومت خط ورودی، $L_s$ اندوکتانس ورودی، $E$ ولتاژ لینک dc، $R_L$ امپدانس خروجی معادل مرحلهٔ یک‌سوساز، $C$ خازن dc یک‌سوساز و $d_a$ دورهٔ کاری است.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**




شکل ۲-۱۹: دیاگرام یک ترانسفورماتور هوشمند با مرحلهٔ نخست یک‌سوساز AC/DC آبشاری [۳۰]

کنترل بردار dq تک‌فاز به کنترل‌کنندهٔ یک‌سوساز اعمال می‌شود. یک‌فاز موهومی M، باعث تأخیر فاز اصلی A تا ۹۰ درجه می‌شود. معادلات دیفرانسیلی فاز موهومی به‌صورت زیر قابل‌بیان است:

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{3E}{L_s} d_m - \frac{V_{pccm}}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} i_m \quad (۵)$$

$$\frac{dE_m}{dt} = -\frac{E_m}{R_L C} - \frac{d_m i_m}{C} \quad (۶)$$

که در آن $i_m$ جریان ورودی فاز موهومی، $V_{pccm}$ ولتاژ ورودی فاز موهومی، $E_m$ ولتاژ لینک dc فاز موهومی، $d_m$ چرخهٔ کاری PWM یک‌سوساز فاز موهومی است. بر مبنای تقریب ریپل کوچک، $E_m = E$ است؛ بنابراین، ترکیب معادلات برای دو فاز به‌صورت زیر بیان می‌شوند [۳۰]:

$$\frac{d\vec{i}_{am}}{dt} = \frac{3E}{L_s} \vec{d}_{am} - \frac{\vec{V}_{pccam}}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} \vec{i}_{am} \quad (۷)$$

$$\frac{dE}{dt} = -\frac{E}{R_L C} - \frac{\vec{d}_{am}^{T} \vec{i}_{am}}{2C} \quad (۸)$$

که در آن

$$\vec{i}_{am} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_m \end{bmatrix}, \vec{d}_{am} = \begin{bmatrix} d_a \\ d_m \end{bmatrix}, \vec{V}_{pccam} = \begin{bmatrix} V_{pcca} \\ V_{pccm} \end{bmatrix}$$

تبدیل dq تک‌فاز درنظر گرفته‌شده و معادلات دیفرانسیل در مختصات dq به‌صورت زیر هستند:

$$[x]_{dq} = [T].[x]_{am}$$

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

که در آن

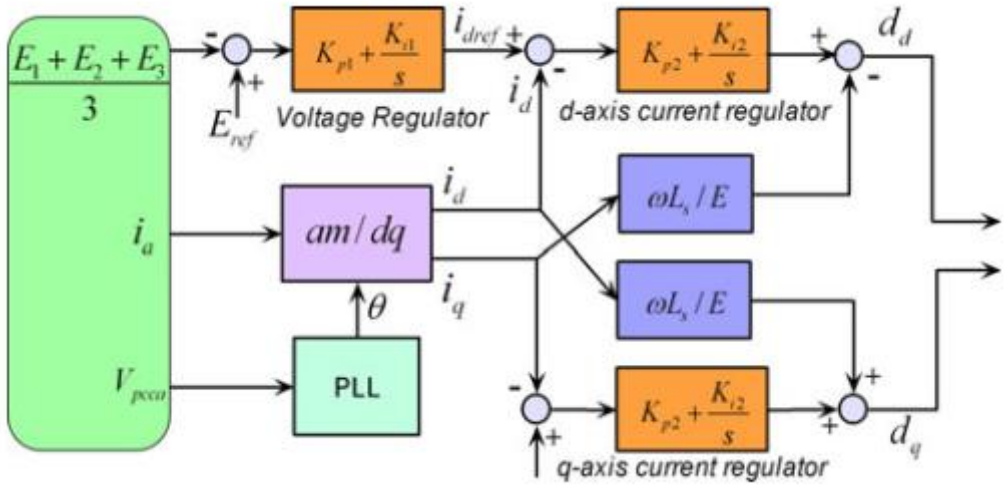
$$T=\begin{bmatrix}\sin(\theta) & -\cos(\theta)\\ \cos(\theta) & \sin(\theta)\end{bmatrix}, \theta = wt,\ w = 2\pi f_L$$

$f_L$ فرکانس خط است. سپس، معادلهٔ محور dq مبدل پل H تک‌فاز به‌صورت زیر استخراج می‌شود:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}i_a\\ i_q\end{bmatrix}=\frac{3E}{l_s}\begin{bmatrix}d_a\\ d_q\end{bmatrix}-\frac{1}{L_s}\begin{bmatrix}v_{pcccd}\\ v_{pccq}\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}\frac{R_s}{L_s} & -w\\ w & \frac{R_s}{L_s}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_d\\ i_q\end{bmatrix} \quad (۹)$$

$$\frac{dE}{dt}=-\frac{E}{R_L C}-\frac{1}{2C}\begin{bmatrix}d_d\\ d_q\end{bmatrix}^T\begin{bmatrix}i_d\\ i_q\end{bmatrix} \quad (۱۰)$$

هدف برنامهٔ کنترلی شامل کنترل توان راکتیو یا توان اکتیو و تنظیم ولتاژ لینک DC است. با حلقهٔ قفل‌شدهٔ فازی انتخابی، بردار ولتاژ در شرایط حالت دائم در راستای محور d قرار می‌گیرد. مؤلفهٔ بردار شبکه در راستای d برابر با مقدار پیک آن و مؤلفهٔ q ولتاژ شبکه مساوی با صفر است؛ بنابراین، مؤلفهٔ d بردار جریان (در حالت دائم موازی با بردار ولتاژ شبکه است) معرف مؤلفهٔ جریان اکتیو (جریان–d) و مؤلفهٔ q بردار جریان معرف مؤلفهٔ جریان راکتیو (جریان–q) است. کنترل‌کنندهٔ بردار dq دکوپله برای هر پل H در شکل ۲–۲۰ مشاهده می‌شود. سه حامل مدولاسیون پهنای پالس سینوسی برای پل آبشاری، شیفت فازی یافته به‌طوری‌که یک‌سوساز دارای هفت سطح ولتاژ برای کاهش استرس ولتاژ و هارمونیک‌ها است [۳۰].

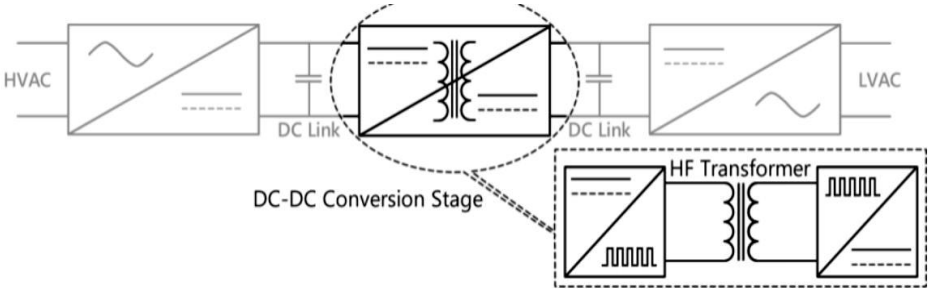



شکل ۲–۲۰: کنترل‌کنندهٔ بردار dq دکوپله تک‌فاز مبدل AC/DC [۳۰]

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

## ۲-۳ مبدل DC به DC

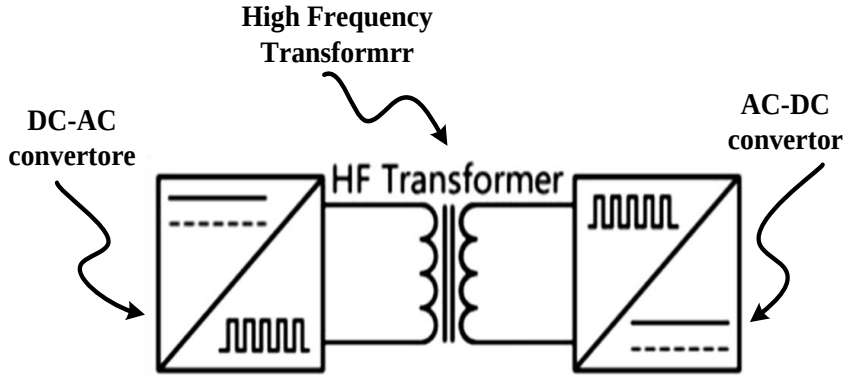
شکل ۲-۲۱ نمایی کلی از ترانسفورماتور هوشمند را نشان می‌دهد. در واقع مبدل DC-DC در قسمت میانی است که تمرکز این بخش بر روی این مبدل است.




شکل ۲-۲۱: نمای الکترکی مبدل DC-DC

قسمت مبدل DC-DC خود دارای سه بخش عمده است که در شکل ۲-۲۲ دیده می‌شود.

۱- بخش ابتدایی یا مبدل ورودی برای تبدیل ولتاژ مستقیم به ولتاژ متناوب DC-AC
۲- بخش میانی، ترانسفورماتور فرکانس بالا یا HF[۱] که در واقع این قسمت هستهٔ اصلی ترانسفورماتور هوشمند است.
۳- بخش انتهایی یا مبدل خروجی برای تبدیل ولتاژ متناوب به مستقیم AC-DC




شکل ۲-۲۲ : نمایی از بخش مرکزی ترانسفورماتور هوشمند [۳۱]

تبدیل‌کنندهٔ بخش ورودی برای تبدیل DC به AC، ولتاژ DC ورودی را به ولتاژ AC تکفاز برای اتصال به ترانسفورماتور فرکانس بالا آماده می‌کند. در واقع این مبدل به‌منظور کاهش ابعاد ترانسفورماتور، ولتاژ AC خروجی را با فرکانس بالایی تولید می‌کند. بخش ترانسفورماتور فرکانس بالا خود وظیفهٔ مهمی دارد. وظیفهٔ اصلی ترانسفورماتور فرکانس بالا تبدیل سطح ولتاژ است. البته از خاصیت دیگر ترانسفورماتور یعنی ایزوله کردن نیز استفاده می‌شود به نوعی که سمت دوم ترانسفورماتور از سمت اول به‌منظور حفاظت ایزوله می‌شود. خاصیت اصلی ترانسفورماتور فرکانس بالا در این است که به دلیل افزایش فرکانس و افزایش شار الکتریکی و مباحث هیسترزیس، به‌ناچار هسته در طراحی از بین می‌رود، در جهت هدایت بهتر، از هادی‌های با تکنولوژی بالاتری استفاده می‌شود همین مسایل باعث می‌شود که حجم اولیهٔ ترانسفورماتور نهایی بسیار کوچک‌تر و وزن آن نیز کاسته شود، عاملی که باعث شده است که از این ترانسفورماتور در هواپیماها و صنایع خاص استفاده شود [۳۱]. مبدل ولتاژ DC-DC در بخش میانی ترانسفورماتور هوشمند از لحاظ ساختاری به چند دسته تقسیم می‌شود که در این بخش به بررسی این ساختارها می‌پردازیم.

۱. High Frequency.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

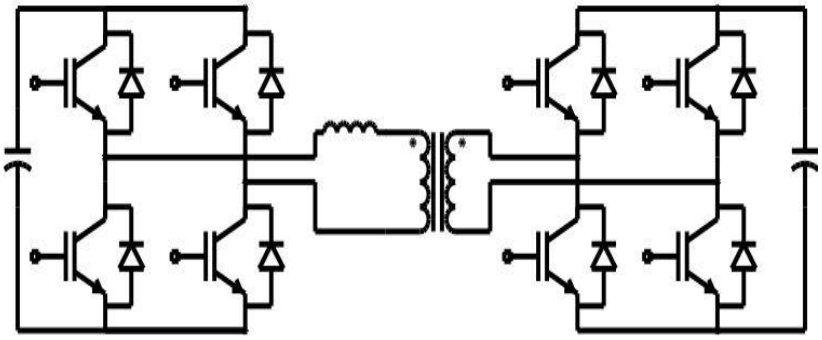
## ۲-۳-۱ دسته‌بندی ساختاری

چندین گونه دسته‌بندی ساختاری برای مبدل DC-DC مطرح شده است. در این تقسیم‌بندی، ساختارها بر اساس مکانیزم مبدل مورداستفاده است. در بخش آتی تلاش می‌شود تا با اشاره‌ایی مختصر این ساختارها بیان شوند [۳۲].

۱_ مبدل پل اکتیو تک‌فاز
۲_ مبدل پل اکتیو سه‌فاز
۳_ مبدل پل مجزای دوطرفه
۴_ مبدل دو برابرکنندهٔ جریان دوطرفه
۵_ مبدل پوش-پول دوطرفه
۶_ مبدل تشدیدی

### مبدل پل اکتیو تک‌فاز

این‌گونه از ساختار دارای دو مدار تمام‌پل است، که در دو سمت اولیه و ثانویه ترانسفورماتور فرکانس بالا قرار داده شده است. هر مدار، متناسب با توان تحویلی یا دریافتی، ۴ ترانزیستور قدرت و ۴ دیود قدرت دارد. یکی از نکات این ساختار، استفاده از روش‌های سوئچ‌زنی نرم است. در شکل ۲-۲۳ نمایی از این مبدل ارائه شده است.

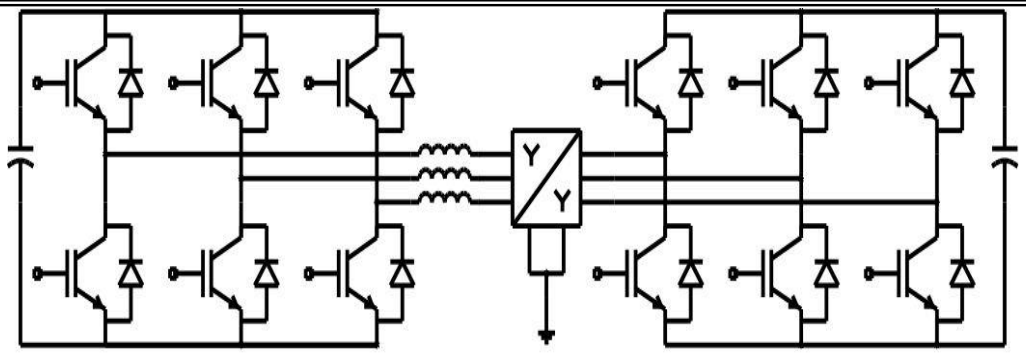


شکل ۲-۲۳: نمایی از مبدل پل اکتیو تک‌فاز [۳۲]

### مبدل پل اکتیو سه‌فاز

این نوع مبدل، گونهٔ سه‌فاز مبدل پل اکتیو تک‌فاز است. در واقع دو مبدل سه‌فاز در قسمت‌های اولیه و ثانویه بعد از ترانسفورماتور فرکانس بالا تعبیه شده‌اند. در این ساختار سوئیچ‌های بیشتری از تک‌فاز استفاده شده است. در این حالت اندوکتانس مدار نیز بیشتر می‌شود. با توجه به افزایش توان در سیستم سه‌فاز نسبت به تک‌فاز (بر اساس نوع سیستم‌پیچی اولیه و ثانویه مثلثی یا ستاره بودن توان آنها تغییر می‌کند)، توان بازدهی این ساختار از نمونهٔ تک‌فاز آن بیشتر است. به الطبع نسبت توان به اغتشاش نیز کاهش می‌یابد که بر همین اساس جریان مؤثر باس خازن کاهش می‌یابد. شکل ۲-۲۴ این‌گونه از ساختار را ارائه کرده است.

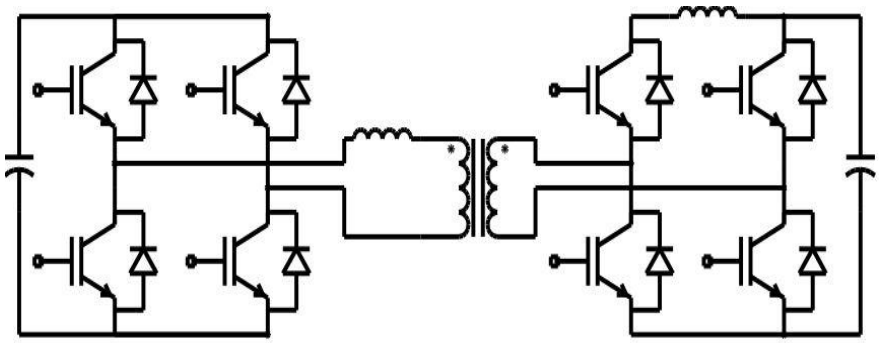
Doi: **10.30503/nripress.2020.037**



شکل ۲-۲۴: نمایی از مبدل پل اکتیو سه‌فاز [۳۲]

## مبدل پل مجزای دو طرفه

یکی از تفاوت‌های اصلی بین این مبدل و خانوادهٔ مبدل پل، در این است که، از یک اینورتر تک‌فاز کامل در کنار یک صافی خازنی در سمت ابتدایی و یک یک‌سوساز اکتیو کامل، با فیلتر سلفی در سمت بعدی استفاده شده است. در هنگام مقایسه میان این دو ساختار متوجه می‌شویم که یک اندوکتانس به ساختار مبدل اکتیو اضافه شده است. همین اندوکتانس در واقع می‌تواند در هنگام راه‌اندازی در لحظهٔ کلیدزنی به علت تقاضای جریان زیاد، ولتاژ ضربه‌ایی در مبدل ایجاد نمی‌شود و همین حسن موجب شده است که از این نوع چیدمان یا ساختار در کارهای کلید زنی استفاده شود. در شکل ۲-۲۵ نمونه‌ایی از این مبدل آورده شده است.

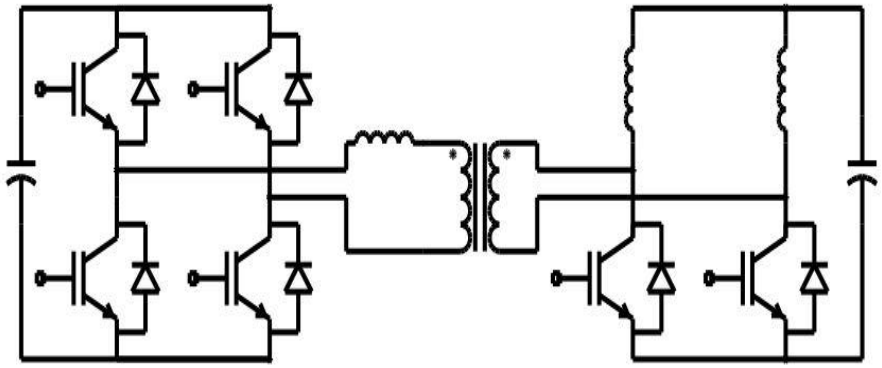


شکل۲-۲۵: نمایی از مبدل پل مجزای دوطرفه [۳][۳۲]

## مبدل دو برابرکنندهٔ جریان دوطرفه

در این ساختار در سمت ثانویه به جای استفاده از سوئیچ از دو سلف یا به عبارتی دیگر از دو اندوکتانس استفاده شده است. این اندوکتانس‌ها باعث افزایش جریان‌دهی ترانسفورماتور می‌شود و از طرف دیگر تلفات سیم‌ها کاهش می‌یابد. نکتهٔ دیگر این است که به لحاظ کاهش تعداد سوئیچ، هزینهٔ تولید آن کاهش می‌یابد؛ اما از این مبدل در مدارات به‌منظور سوئیچ‌زنی نمی‌توان به‌خوبی استفاده کرد. نکتهٔ مهم بعدی این است که، نیاز به استفاده از ترانسفورماتور با توان زیاد و دو اندکتانس بزرگ در سمت ثانویه است. نمایی از این مبدل در شکل ۲-۲۶ دیده می‌شود.

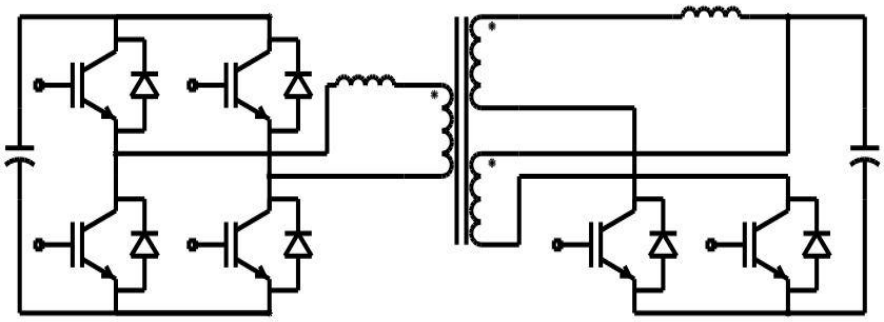
Doi: **10.30503/nripress.2020.037**



شکل ۲-۲۶: نمایی از مبدل دو برابرکنندهٔ جریان دوطرفه [۳۲]

## مبدل پوش پول دوطرفه

در این نوع معماری ساختار مبدل در شکل ۲-۲۷ ارائه شده است. نوع تبدیل در این مبدل مقداری متفاوت است. در قسمت ثانویه از ترانسفورماتور دو سر استفاده شده است. دو سر خروجی ترانسفوماتور در بخش ثانویه توسط دو سوئیچ و یک سلف به یکدیگر متصل شده‌اند که در نهایت توسط یک فیلتر خازنی، خروجی صاف می‌شود. در این آرایش تعداد اندوکتانس‌ها نسبت به آرایش دو برابرکنندهٔ جریان کاسته می‌شود، اما نکتهٔ مهم این است که، هر سیم‌پیچ ثانویه در نصف سیکل سوئیچ‌زنی نقش دارد. به همین دلیل، برای استخراج یک توان نامی مشخص، باید از یک ترانسفورماتور با توان بالاتری استفاده کرد.

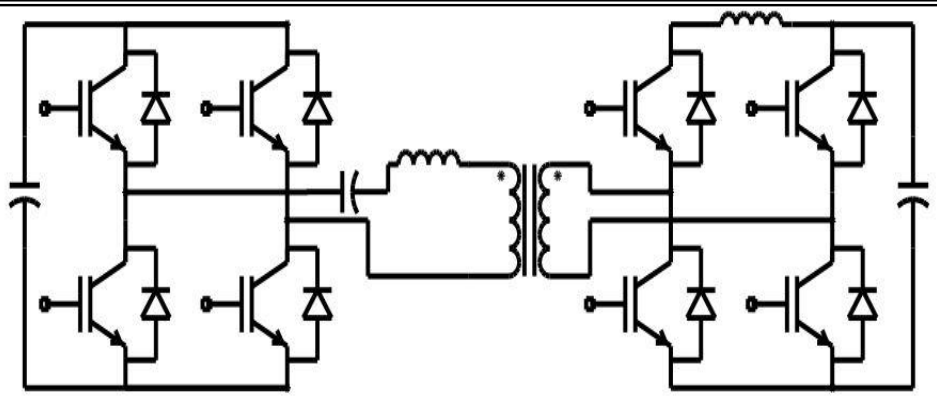


شکل ۲-۲۷: مبدل پوش دوطرفه [۳۲]

## مبدل DC-DC تشدیدی

این آرایش یک مبدل رزونانسی است که از خاصیت تشدید استفاده می‌کند. در سمت اولیهٔ مبدل برای ترانسفورماتور یک جریان سینوسی تولید می‌کند، در واقع در این آرایش، خازن با سلف نشتی سری شده است و سمت اولیه و ثانویهٔ ترانسفورماتور به مبدل‌های پل کامل متصل هستند. به دلیل طراحی این مبدل، تلفات ناشی از سوئیچ زنی عملاً کاهش یافته است. بدین‌ترتیب که تغییرات ولتاژ ورودی یا تغییر بار، موجب می‌شود که ظرفیت سوئیچ زنی یا اصطلاحاً فرکانس بالای سوئیچ زنی فراهم شود. در هنگام بی‌باری می‌توان گفت که، فرکانس سوئیچ‌زنی مقداری بزرگ است که تقریباً گاهی به سمت بی‌نهایت میل می‌کند. پس می‌توان گفت که، این آرایش فقط در هنگام بارداری قابل‌استفاده است. مدار الکتریکی ساختار مبدل DC-DC تشدیدی در شکل ۲-۲۸ مشخص شده است.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**



شکل ۲-۲۸: شمایی از مبدل LLC [۳۲]

## ۲-۳-۲ مقایسه آرایش مبدل DC به DC:

پس از بررسی انواع مبدل‌ها و دسته‌بندی یا انواع آرایش در این نوع مبدل، لازم است تا جمع‌بندی نهایی در مورد مزیت‌ها و معایت هر کدام از این نوع ساختار ارائه شود، این جمع‌بندی در جدول ۲-۴ ارائه شده است.

جدول ۲-۴ : بررسی مزایا و معایب انواع ساختارها در مبدل‌های DC-DC

| آرایش مبدل | مزایا | معایب |
|---|---|---|
| مبدل پل اکتیو تک‌فاز | – کمینه بودن المان‌های غیرفعال<br>– راندمان بالا<br>– توان پوششی مناسب | – بالا بودن جریان مؤثر<br>– مخصوص سیستم‌های تک‌فاز |
| مبدل پل اکتیو سه‌فاز | – کم بودن جریان مؤثر خازن نسبت به مدل تک‌فاز<br>–پوشش توان بالا<br>–بازدهی بالا | – نیاز به اندوکتانس<br>–نیاز به سوئیچ اضافه<br>– تلفات بالا<br>–مخصوص سیستم سه‌فاز |
| مبدل پل مجزا دوسویه | – فرکانس سوئیچ‌زنی زیاد<br>– چگالی توان بالا | – ضرورت اندوکتانس اضافه<br>– ضرورت مدار ضربه‌گیر |
| مبدل دو برابرکنندهٔ جریان دوسویه | – جریان‌دهی زیاد<br>–پایین بودن تلفات<br>– کم‌ترین نیاز سوئیچ | – نیاز به اندوکتانس اضافه<br>– ولتاژ بهره‌برداری محدود<br>– افزایش هزینهٔ عایقی |
| مبدل پوش پول دوسویه | – جریان‌دهی زیاد<br>– کاهش اندوکتانس مدار<br>– کمینه بودن سوئیچ‌ها | – کم بودن توان خروجی<br>–نیاز به افزایش ورودی برای حمایت بار معمولی<br>–عدم‌استفاده از ظرفیت نامی |
| مبدل تشدیدی | –فرکانس سویچ‌زنی زیاد<br>–چگالی توان بالا<br>– راندمان بالا | –نیاز به خازن با ظرفیت بالا<br>–نیاز به سلف با ظرفیت باالا<br>– غیرقابل‌کنترل در بی‌باری |

به طور خلاصه می‌توان گفت که، مبدل پل اکتیو تک‌فاز بازدهی مناسبی همراه با جریان مؤثر زیادی دارد. مبدل پل اکتیو سه‌فاز نیز، بازدهی خوبی دارد، از طرفی به سوئیچ بیشتری نیاز دارد. مبدل پل مجزا نیز فرکانس سوئیچ‌زنی بالایی دارد. مبدل دو برابرکنندهٔ جریان نیز جریان‌دهی بالایی دارد که در نوع خود می‌تواند بسیار مناسب فعالیت‌های با توان بالا باشد و در نهایت

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

مبدل پوش دوسویه نیز، کمترین تعداد ممکن سوئیچ‌ها را دارد. با مقایسهٔ ساختارهای مطرح‌شده در این بخش، مبدل پل اکتیو تک‌فاز به علت سادگی، راندمان بالا، مدولاسیون ساده‌تر برای مصارف تک‌فاز و مبدل پل اکتیو سه‌فاز به علت پوشش توان بالا می‌تواند موارد مناسبی برای انتخاب باشند.

برای افزایش توان مبدل‌های سوئیچینگ باید به ناچار فرکانس سوئیچینگ را افزایش داد [۳۳]. با توجه به این موضوع که سوئیچ‌هایFET به‌عنوان ستون اصلی مبدل‌های سوئیچینگ، دارای مشخصات الکتریکی غیرخطی برای المان‌های پارازیتی خود در فرکانس‌های بالا هستند؛ بنابراین عملکرد صحیح مبدل‌ها در فرکانس‌های بالا دچار اختلال خواهد شد. در وسایل با چگالی توان بالا، توپولوژی تمام‌پل به‌طور گسترده‌ای مورداستفاده قرار می‌گیرد [۳۴]. درگذشته مدولاسیون عرض پالس (PWM) به‌عنوان سیگنال‌های کنترلی به گیت سوئیچ‌ها اعمال می‌شد. این مدولاسیون می‌تواند دارای زمان مرده و یا بدون آن باشد. این روش که به‌عنوان سوئیچینگ سخت شناخته می‌شود، باعث ایجاد تلفات سوئیچینگ و کاهش بازده می‌شود. در شرایطی که زمان مرده در مدولاسیون مدنظر قرار گیرد، تمام سوئیچ‌ها برای مدت‌زمان کوتاهی خاموش هستند و جریان بار به صورت هرزگرد از طریق دیودهای یک‌سوساز حرکت می‌کنند. انرژی ذخیره‌شده در سلف نشتی ترانسفورماتور و خازن خروجی سوئیچ‌های FET باعث ایجاد نوسان ولتاژ و جریان می‌شوند [۳۵ و ۳۶] مشکلاتی ازجمله نوسان ولتاژ، نوسان جریان و تلفات بسیار بالای سوئیچینگ، توسط روشی مرسوم به مدولاسیون شیفت فاز برطرف می‌شود. در این روش، سیگنال‌های کنترلی باعث ایجاد شرایط ZVS در زمان گذارسوئیچ های FET در لحظهٔروشن شدن می‌شود. شرایط سوئیچینگ نرم تحت ولتاژ صفر در زمان روشن شدن سوئیچ‌ها، توسط رزونانس بین خازن خروجی سوئیچ‌ها و سلف نشتی ترانسفورماتور ایزوله‌کننده فراهم می‌شود. در مبدل DC/DC تمام‌پل شیفت فازی عملکرد سوئیچینگ این اجازه را به سیم‌پیچ اولیهٔ ترانسفورماتور می‌دهد تا در لحظاتی به منبع ولتاژ ورودی متصل شود و با جریان‌کشی مستقیم از آن، از ایجاد اثر نوسان ولتاژ و جریان که ناشی از سلف نشتی ترانسفورماتور است جلوگیری کند. از انرژی ذخیره‌شده در سلف نشتی ترانسفورماتور به‌منظور تخلیهٔ انرژی ذخیره‌شده در خازن خروجی سوئیچ‌های (MOSFETs, FET) استفاده شده است و سوئیچینگ نرم تحت ولتاژ صفر (ZVS) در لحظهٔ روشن شدن فراهم می‌شود [۳۴ و ۳۶]. عملکرد مبدل در فرکانس بالا، انتقال توان با چگالی بالا را نتیجه می‌دهد [۳۵و۳۶]. بر همین اساس مسئلهٔ مهم در این قسمت مدولاسیون است. یعنی مدولاسیون مورداستفاده در بحث مبدل‌های DC-DC.

## ۲-۳-۳ انواع روش‌های مدولاسیون

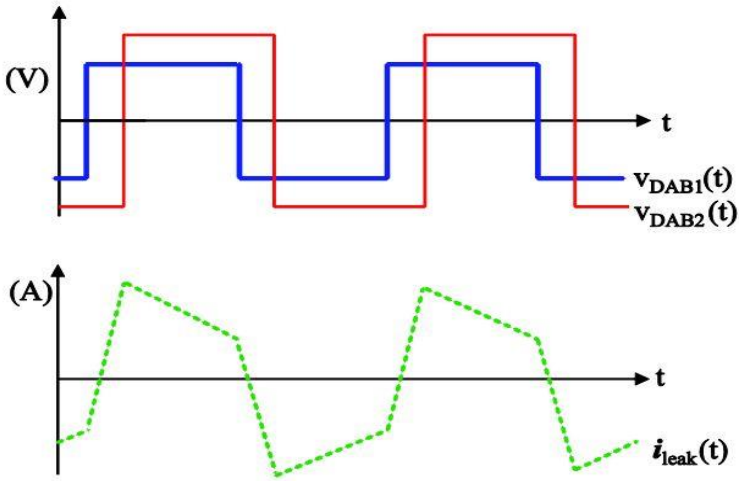
تقریبا روش‌های زیادی درمورد مدولاسیون مبدل‌های DC-DC ارائه و مشخص شده‌اند؛ اما متداول‌ترین آنها در ذیل به‌طور مختصر بررسی می‌شوند [۳۷ و ۳۸].

۱- مدولاسیون شیفت فازی
۲- مدولاسیون ذوزنقه‌ایی
۳- مدولاسیون فازی

### مدولاسیون شیفت فازی

مدوولاسیون شیفت فاز از دسته مدولاسیون‌های موج مربعی است. سوئیچ‌زنی‌های ۵۰ درصدی به‌گونه‌ایی است که، در حالت اولیه و ثانویه، سیکل کاری ۵۰ درصدی ایجاد می‌شود. درواقع بر اساس زاویهٔ سوئیچ‌زنی بین اولیه و ثانویه می‌توان توان انتقالی را کنترل کرد. از مزایای این روش، مدار کنترلی سادهٔ آن است. این قسمت را شاید به‌عنوان مهم‌ترین بخش سازوکار مدولاسیون باید دانست. به‌نحوی که، نقش کنترل‌کننده نقش اصلی در تولید سیگنال مناسب است. از دیگر مزایای این روش ظرفیت بالای انتقال توان است و تلفات سوئیچ‌زنی به‌طور کامل بین سوئیچ‌ها تقسیم می‌شود. از طرف دیگر سوئیچ‌ها در حالت ولتاژ صفر (ZVS)، روشن می‌شوند؛ اما باید به این نکته نیز توجه کرد که، جریان منفی تست ولتاژ DC، توان انتقالی را کاهش می‌دهد؛ بنابراین بازدهی به‌طور حتم کاسته می‌شود. زمانی که مبدل توان راکتیو منتقل می‌کند، درحالی‌که توان اکتیو انتقالی صفر است، تلفات مبدل بسیار افزایش می‌یابد. در شکل ۲-۲۹ مدولاسیون شیفت فازی یک موج مربعی ارائه شده است.

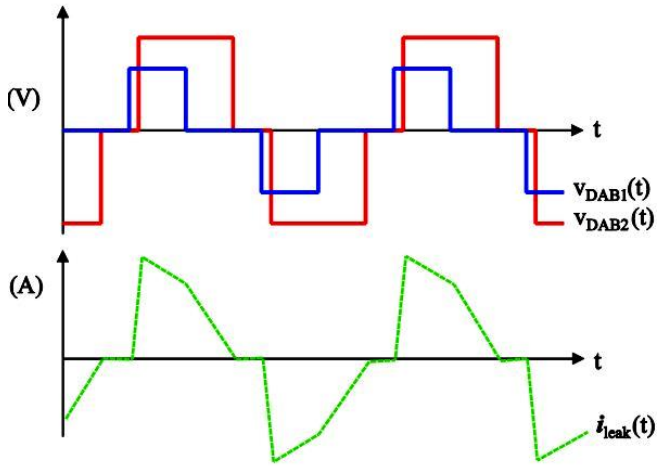
Doi: **10.30503/nripress.2020.037**




شکل ۲-۲۹: نمایی از موج جریان و ولتاژ مدولاسیون شیفت فازی [۳۷]

## مدولاسیون ذوزنقه‌ای

مدولاسیون ذوزنقه‌ایی یک نوع دیگر از متداول‌ترین انوع روش‌های مدولاسیون است. درواقع در این روش به دلیل فاصلهٔ زمانی ایجادشده، تلفات سوئیچ‌زنی کاهش می‌یابد. این فاصلهٔ زمانی، جریان مؤثر ترانسفورماتور را افزایش می‌دهد و سبب افزایش تلفات در هادی می‌شود. این روش مدولاسیون نیز همچون سایر روش‌های مدولاسیون، مزایا و معایبی دارد. از مهم‌ترین مزیت‌های این روش این است که، تلفات سوئیچ‌زنی در این روش کاهش چشمگیری نسبت به روش شیفت فازی دارد. یکی دیگر از مزیت‌های این روش مدولاسیون، مناسب بودن آن برای کار روی ولتاژهای بالا است. متأسفانه تلفات سیم‌پیچی آن قابل‌قبول نیست و تقریباً زیاد است. عیب دیگری که در این رابطه برقرار است این است که، اگر ولتاژ اولیه متفاوت با ولتاژ ثانویه باشد، تلفات نامتقارن ایجاد می‌گردد. همین تلفات نامتقارن نه‌تنها در عملکرد سامانه اخلال جدی ایجاد خواهد کرد، بلکه باعث صدمه به تجهیزات مخصوصاً تجهیزات دوار می‌شود. مدولاسیون ذوزنقه‌ایی مطابق شکل ۲-۳۰ انجام می‌گیرد.



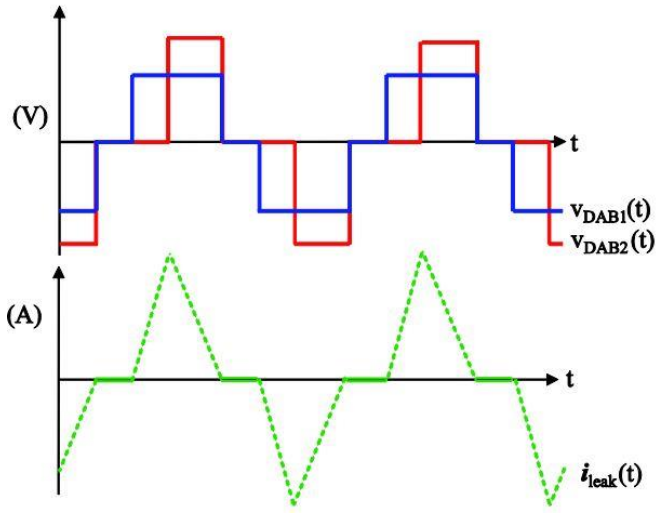

شکل ۲-۳۰: نمایی از شکل موج جریان و ولتاژ مدولاسیون ذوزنقه‌ای [۳۷]

## مدولاسیون مثلثی

یکی دیگر از روش‌های مدولاسیون روش مدولاسیون مثلثی است. شکل موج ولتاژ و جریان با این مدولاسیون در شکل ۲-۳۱ مشخص شده است. مثلثی یا سوزنی شدن شکل موج به دلیل فاصلهٔ زمانی ایجاد شده است. در نتیجه در این روش، جریان مثلثی ترانسفورماتور فقط دو سوئیچ را زیر ولتاژ صفر خاموش می‌کند. می‌توان گفت که تلفات در این روش کاهش یافته است اما، تلفات هادی‌ها به دلیل جریان بیشینه، افزایش می‌یابد. به‌عنوان جمع‌بندی این روش کم‌ترین تلفات سوئیچ‌زنی را در بین روش‌های

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

سوئیچ‌زنی دارد. بهترین زمان استفاده از این روش هنگامی است که، اندازهٔ ولتاژ اولیه و ثانویه با نسبت تبدیل ترانسفورماتور کاملاً متفاوت باشد. روش‌های کنترل مبتنی بر این مدولاسیون سخت و پرهزینه هستند و جریان مؤثر آن بالا است.




شکل ۲-۳۱: شکل موج جریان و ولتاژ مدولاسیون مثلثی [۳۷]

در بخش انتهایی این بخش مقایسه‌ایی از روش‌های مدولاسیون مبدل‌های DC-DC به‌عنوان معیار تصمیم‌گیری ارائه می‌شود.

### مقایسه روش‌های مدولاسیون مبدل DC به DC

در این فصل سه روش مدولاسیون برای مبدل DC-DC بررسی شده‌اند. مقایسهٔ مختصری در جدول ۲-۵ برای این روش‌ها ارائه شده است [۳۹].

جدول ۲-۵:مقایسهٔ روش‌های مدولاسیون مبدل DC به DC

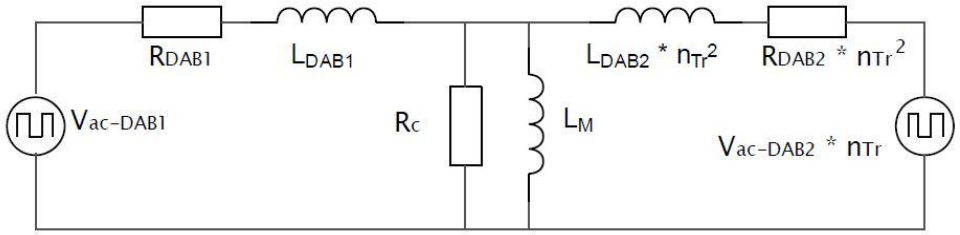
| مدولاسیون | مهم‌ترین مزیت | مهم‌ترین عیب |
|---|---|---|
| شیفت فازی | – الگوریتم ساده پیاده‌سازی<br>– روش کنترل ساده | – تلفات بالا در توان پایین |
| ذوزنقه‌ای | ظرفیت ولتاژ بالا | – در بی‌باری غیرقابل‌کنترل |
| مثلثی | تلفات سوئیچ‌زنی پایین | – جریان مؤثر بالا |

همان‌گونه‌که در جدول ۲-۵ مشاهده می‌شود، مدولاسیون شیفت فازی با مدار کنترلی ساده، جریان مؤثر کم و پیاده‌سازی ساده مناسب‌ترین روش برای مدولاسیون مبدل DC به DC است.

## ۲-۳-۴ کنترل توان

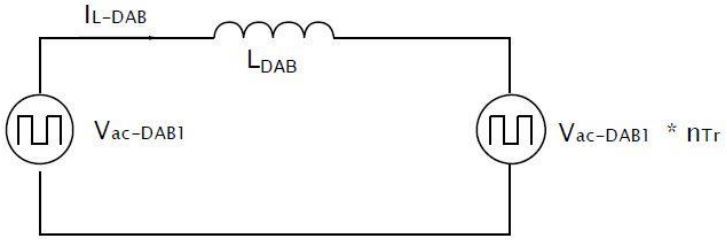
مبدل پل اکتیو مبتنی بر مدولاسیون شیفت فازی، توان بین ناحیهٔ ولتاژ بالا و ولتاژ پایین را کنترل می‌کند. مدار معادل این مبدل در شکل ۲-۳۲ مشاهده می‌شود. در این مدار معادل برای ساده‌سازی می‌توان از شاخهٔ موازی و مقاومت‌های سری صرف‌نظر کرد. در نتیجه مدار معادل این مبدل به‌صورت شکل ۲-۳۳ ساده می‌شود که $L_{DAB}$ از رابطهٔ (۱۱) قابل‌محاسبه است.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**




شکل ۲-۳۲: مدار معادل مبدل DC به DC[۳۹]

| | |
|---|---|
| $V_{ac-DAB1}$ | ولتاژ اولیهٔ ترانسفورماتور فرکانس بالا |
| $V_{ac-DAB2}$ | ولتاژ ثانویهٔ ترانسفورماتور فرکانس بالا |
| $R_{DAB1}$ | مقاومت سیم‌پیچ اولیهٔ ترانسفورماتور فرکانس بالا |
| $R_{DAB2}$ | مقاومت سیم‌پیچ ثانویهٔ ترانسفورماتور فرکانس بالا |
| $L_{DAB1}$ | اندوکتانس سیم‌پیچ اولیهٔ ترانسفورماتور فرکانس بالا |
| $L_{DAB2}$ | اندوکتانس سیم‌پیچ ثانویهٔ ترانسفورماتور فرکانس بالا |
| $R_c$ | مقاومت مغناطیس‌کنندهٔ هسته |
| $L_M$ | اندوکتانس مغناطیس‌کنندهٔ هسته |




شکل ۲-۳۳: مدار معادل مبدل DAB بعد از ساده‌سازی [۳۹]

$$L_{DAB} = L_{DAB1} + L_{DAB1} * n_{T_r}^2 \quad (۱۱)$$

همان‌گونه‌که در شکل ۲-۳۲ مشاهده می‌شود، توان انتقالی از اولیه به ثانویه مبتنی بر سیکل کاری مبدل DAB انجام می‌گیرد. با توجه به مدار معادل به‌دست‌آمده، توان این مبدل از رابطهٔ زیر قابل‌محاسبه است [۴۰].

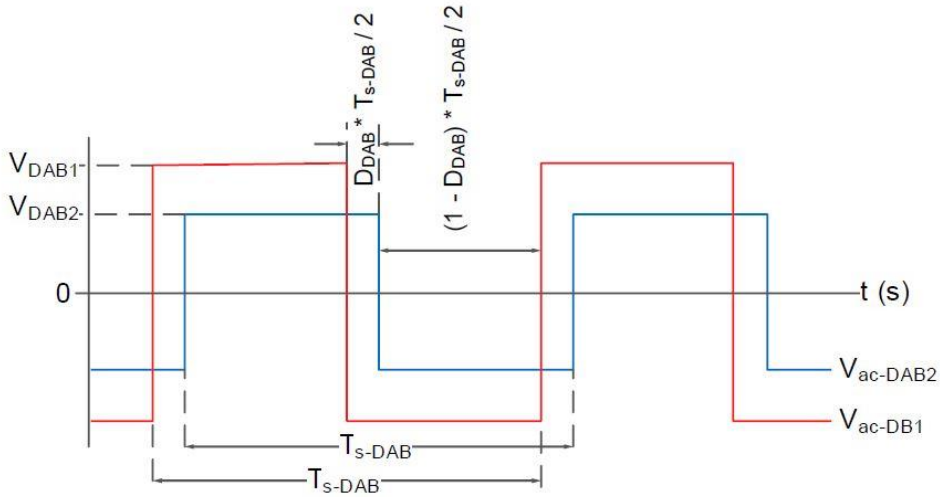
$$P_{DAB} = \frac{n_{T_r} * V_{DAB1} * V_{DAB2}}{2 * f_{DAB} * L_{DAB}} * D_{DAB}(1 - D_{DAB}) \quad (۱۲)$$

سیکل کاری سوئیچ‌ها از رابطهٔ زیر محاسبه می‌شود [۴۰].

$$D_{DAB} = \frac{t_{on-DAB}}{\frac{T_{s-DAB}}{2}} = 2 * t_{on-DAB} * f_{DAB} \quad (۱۳)$$

$T_{on-DAB}$ زمان تأخیر پیش از اتصال سوئیچ ولتاژ پایین و $T_{s-DAB}$ پریود سوئیچ‌زنی DAB را مشخص می‌کند. در نتیجه برای تزریق توان از اولیه به ثانویه، شکل موج ولتاژهای اولیه و ثانویه ترانسفورماتور فرکانس بالا، به‌صورت شکل ۲-۳۴ است.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**




شکل ۲-۳۴: ولتاژ اولیه و ثانویه ترانسفورماتور فرکانس بالا [ ۴۰]

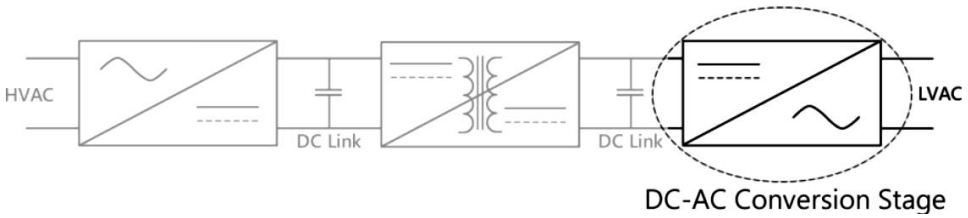
توان مبدل DC به DC را می‌توان از رابطهٔ زیر محاسبه کرد زمانی که این توان در سه‌فاز و در تمام طبقات مبدل یکسان تقسیم شود.

$$P_{DAB-rated} = \frac{1}{3} * \frac{1}{N_m} * P_{rated} \quad (۱۴)$$

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

## ۲-۴ مبدل DC به AC

آخرین بخشی که در IUT موردبررسی قرار می‌گیرد، مبدل DC به AC است. همان‌گونه که در شکل۲-۳۵ مشاهده می‌شود، این مبدل ولتاژ DC، خروجی مبدل DC به DC را به ولتاژ AC سه‌فاز و تک‌فاز تبدیل می‌کند. غالباً سطح ولتاژ در این مبدل پایین است و می‌توان از اینورترهای دوسطحی (2L-VSC) به‌جای اینورتر چندسطحی استفاده کرد. در نتیجه این مبدل با مدولاسیون و توپولوژی ساده‌تر پیاده‌سازی می‌شود.




شکل ۲-۳۵: مبدل DC به AC

### ۲-۴-۱ ساختارهای مبدل DC-AC

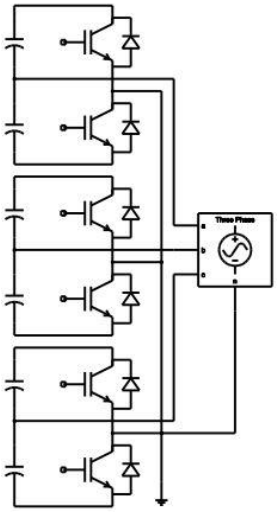
توپولوژی‌های گوناگونی برای مبدل DC به AC مطرح شده است. ازآنجایی‌که، خروجی این مبدل به شبکهٔ توزیع و یا بار متصل می‌گردد؛ بنابراین، باید توانایی تولید ولتاژ سه‌فاز به فاز و فاز به زمین را داشته باشد. همچنین، باید تغذیهٔ بارهای نامتقارن را فراهم کند و توانایی انتقال توان به صورت دو طرفه را داشته باشد. چند نمونه از توپولوژی‌های این مبدل در موارد زیر اشاره شده است [۴۱].

۱_ مبدل نیم‌پل سه‌فاز
۲_ مبدل تمام‌پل سه‌فاز
۳_ مبدل سه‌فاز، سه‌مداره
۴_ مبدل سه‌فاز مرسوم
۵_ مبدل سه‌فاز چهارشاخه

#### مبدل نیم‌پل

بلوک پایه‌ای برای تبدیل ولتاژ DC به AC مبدل نیم‌پل است که با دو سوئیچ دوطرفهٔ قابل‌کنترل پیاده‌سازی می‌شود. این سوئیچ‌ها قطعات الکترونیک قدرتی هستند که با مدولاسیون مشخص کنترل می‌گردند. توپولوژی نیم‌پل در شکل ۲-۳۶ دیده می‌شود که از اتصال موازی سه بلوک تبدیل‌کنندهٔ DC به AC ایجاد شده است [۴۲].

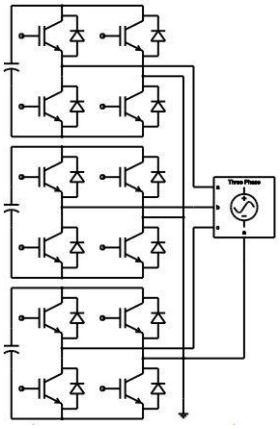
Doi: **10.30503/nripress.2020.037**



شکل ۲-۳۶: مبدل نیم‌پل [۴۲]

## مبدل تمام‌پل سه‌فاز

همان‌گونه‌که در شکل ۲-۳۷ دیده می‌شود، برای پیاده‌سازی مبدل تمام‌پل سه‌فاز، سه مبدل پل تک‌فاز به‌صورت آبشاری به یکدیگر متصل می‌گردند. این توپولوژی، ولتاژ سه‌فاز و نول را در خروجی تولید کرده است. از مهم‌ترین مزیت این توپولوژی، ولتاژ پایین باس DC آن نسبت به دیگر توپولوژی‌ها است.

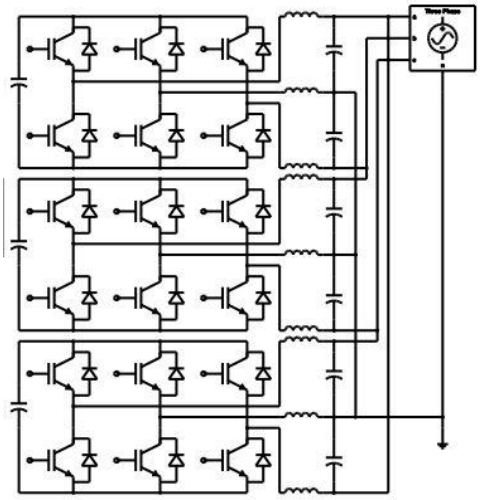


شکل ۲-۳۷ : مبدل تمام‌پل سه‌فاز [۴۳]

## مبدل سه‌فاز، سه‌مداره

مبدل سه‌فاز، سه‌مداره از ترکیب سه اینورتر و تعدادی فیلتر AC مطابق شکل ۲-۳۸ پیاده‌سازی می‌شود. این مبدل قابلیت تولید ولتاژ فاز به فاز و فاز به نول را دارد. همچنین قادر است بارهای نامتعادل را به‌طور کامل تغذیه کند؛ اما نسبت به دیگر توپولوژی‌ها، به تجهیزات بیشتری نیاز دارد [۴۴].

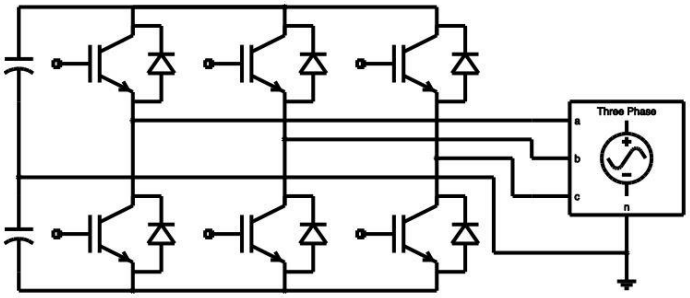
Doi: **10.30503/nripress.2020.037**



شکل ۲–۳۸ : مبدل سه‌فاز، سه‌مداره [۴۴]

## مبدل سه‌فاز مرسوم

این مبدل از طریق شش سوئیچ الکترونیک قدرت که مطابق شکل ۲–۳۹ به یکدیگر متصل هستند، ایجاد می‌گردد. به هر دو سوئیچ که یک شاخه را ایجاد کرده‌اند، شاخهٔ فازی می‌گویند. هر یک از این شاخه‌ها با اختلاف فاز $120^{\circ}$ درجه، ولتاژ سه‌فاز خروجی را تولید می‌کنند. همچنین در این توپولوژی نیاز به منبع DC برای هر فاز نیست [۴۵].

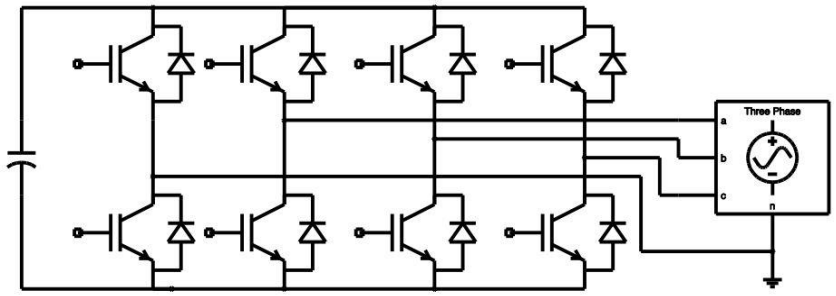



شکل ۲–۳۹: مبدل سه‌فاز مرسوم [۴۵]

## مبدل سه‌فاز چهارشاخه

مشکل اصلی توپولوژی سه‌فاز مرسوم، آن است که ولتاژ بین دو خازن باس DC، مساوی تقسیم نمی‌شود. ازاین‌رو، باید خازن بزرگی برای باس DC انتخاب کرد یا مدار کنترلی پیچیده‌ای برای بالانس این ولتاژها پیاده‌سازی کرد. مبدل سه‌فاز چهارشاخه، برای رفع این مسئله، با اضافه کردن شاخهٔ زمین مطابق شکل ۲–۴۰ طراحی شده است. با اضافه شدن شاخهٔ زمین، جریان مؤثر خازن کاهش یافته و ولتاژ DC نیز کاهش می‌یابد. اما مدولاسیون این توپولوژی پیچیده‌تر می‌شود.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**




شکل ۲-۴۰: مبدل سه‌فاز چهارشاخه [۴۶]

## ۲-۴-۲ مقایسه توپولوژی‌های مبدل DC به AC

بعد از معرفی توپولوژی‌های مبدل DC به AC، اینک باید متناسب با توان نامی، ولتاژ نامی، نوع بار و دیگر مشخصات ترانسفورماتور یکی از توپولوژی‌ها را انتخاب کرد. عموماً توپولوژی که در سمت ثانویهٔ ترانسفورماتور استفاده می‌شود سه‌فاز مرسوم و یا سه‌فاز چهارشاخه است. در جدولی ۲-۶ برای راحتی انتخاب، این توپولوژی‌ها به‌اختصار با یکدیگر مقایسه شده‌اند.

جدول ۲-۶:مقایسهٔ توپولوژی‌های مبدل DC به AC

| ساختار | تعداد سوئیچ‌ها | مهم‌ترین مزیت | مهم‌ترین عیب |
|---|---|---|---|
| نیم‌پل سه‌فاز | ۶ | تعداد کم سوئیچ‌ها | عدم‌تعادل ولتاژ |
| تمام‌پل سه‌فاز | ۱۲ | ولتاژ پایین به باس DC | عدم‌تعادل ولتاژ |
| سه‌فاز سه‌مداره | ۱۸ | قابلیت تغذیه بار نامتقارن | تعداد زیاد سوئیچ‌ها |
| سه‌فاز مرسوم | ۶ | ساختار مدولاسیون ساده | عدم‌تعادل ولتاژ باس DC |
| سه‌فاز سه‌شاخه | ۸ | قابلیت تغذیهٔ بار نامتقارن | کنترل پیچیده |

## ۲-۴-۳ مدولاسیون

روش‌های مدولاسیون برای مبدل DC به AC مانند روش‌های مدولاسیون گفته‌شده در بخش اول مبدل DC به AC به‌صورت زیر است.

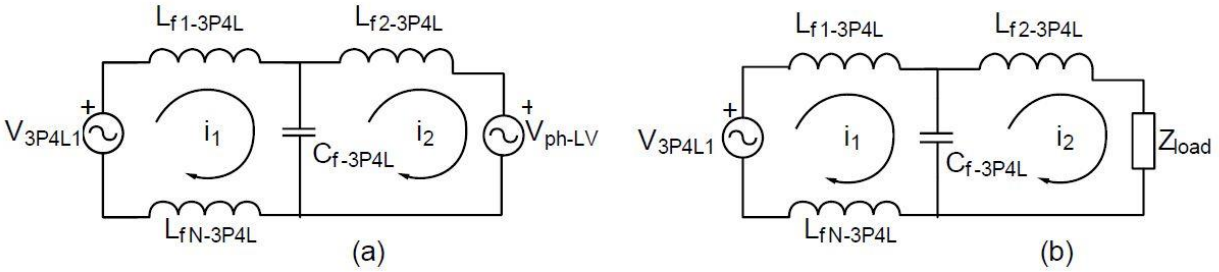
۱- مدولاسیون شیفت فازی

۲- مدولاسیون ذوزنقه‌ای

۳- مدولاسیون فازی

## ۲-۴-۴ کنترل توان

به‌منظور کنترل توان، باید از فیلتر مناسب در خروجی مبدل استفاده شود. در شکل ۲-۴۱ مبدل 3P4L به‌صورت تک‌فاز در حالت اتصال به بار و شبکه نمایش داده شده است؛ بنابراین با توجه به مدار معادل نشان‌داده‌شده می‌توان روابط توان این مبدل را محاسبه کرد.




شکل ۲-۴۱: خروجی مبدل سه‌فاز چهارشاخه در حالت متصل به شبکه و مستقل از شبکه

| | |
|---|---|
| $V_{3pl4L1}$ | ولتاژ خروجی مبدل سه‌فاز چهارشاخه که دارای هارمونیک بالا است |

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

| | |
|---|---|
| $V_{ph\text{-}LV}$ | ولتاژ فازی خروجی |
| $L_{f1\text{-}3p4L}$<br>$L_{f2\text{-}3p4L}$<br>$L_{fN\text{-}3p4L}$<br>$C_{f\text{-}3p4L}$ | مقادیر سلف و خازن فیلتر خروجی مبدل |
| $i_1$ | جریان خروجی مبدل سه‌فاز چهارشاخه |
| $i_2$ | جریان خروجی IUT |
| $Z_{Load}$ | امپدانس بار متصل‌شده به باس خروجی |

## اتصال به شبکه

معادلات مدار در حالت اتصال به شبکه به‌صورت زیر است:

$$-V_{3P4L1} + i_1 * (X_{Lf1} + X_{Cf} + X_{LfN}) - i_2 * X_{Cf} = 0 \quad (۱۵)$$

$$V_{ph-LV} - i_1 * (X_{Lf1} + X_{Cf}) = 0 \quad (۱۶)$$

$$Where X_{Lf1} = j * 2\pi f_{grid} * L_{fN-3P4L}$$

$$X_{Lf2} = j * 2\pi f_{grid} * L_{f2-3P4L}$$

$$XN = j * 2\pi f_{grid} * L_{fN-3P4L}$$

$$X_{CF} = \frac{1}{j * 2\pi f_{gred} * C_f - 3P4L}$$

بار خروجی ترانسفورماتور توان خروجی مبدل را مشخص می‌کند؛ بنابراین جریان بار از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید.

$$i_2 = \frac{P}{3 * V_{ph-LV} * COS(\varphi)} \quad (۱۷)$$

در نهایت ولتاژ خروجی مبدل با توجه به روابط (۱۵) و (۱۶) به‌صورت زیر نوشته می‌شود.

$$V_{3P4L1} = \left( \frac{V_{ph-LV} + i_2 * (X_{Lf2} + X_{Cf})}{X_{Cf}} \right) * \left( X_{Lf2} + X_{LfN} + X_{Cf} \right) - i_2 * X_{Cf3} \quad (۱۸)$$

توان خروجی مبدل 3P4L، اندازه و فاز ولتاژ خروجی مبدل را به‌وسیلهٔ رابطهٔ (۱۸) مشخص می‌کند.

## اتصال به بار

این مبدل می‌تواند به‌صورت مستقل از شبکه مستقیماً به بار متصل شود. با توجه به شکل ۲-۴۰ روابط آن به‌صورت زیر قابل‌محاسبه است.

$$-V_{3P4L1} + i_1 * (X_{Lf1} + X_{Cf} + X_{LfN}) - i_2 * X_{Cf} = 0 \quad (۱۹)$$

$$-i_1 * X_{Cf} + i_2 * \left( X_{Cf} + X_{Lf2} - Z_{load} \right) = 0 \quad (۲۰)$$

زمانی که IUT در حالت مستقل از شبکه بهره‌برداری می‌شود، مبدل خروجی باید، توانایی ایجاد ولتاژ سه‌فاز با اختلاف فاز $120^\circ$ را داشته باشد. ازاین‌رو، ولتاژ بار برابر با ولتاژ شبکه و جریان آن نیز از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید.

$$i_2 = \frac{V_{ph-LV}}{Z_{load}} \quad (۲۱)$$

در نتیجه ولتاژ خروجی مبدل مبتنی بر روابط (۱۹) و (۲۰) از رابطهٔ زیر محاسبه می‌شود.

$$V_{3P4L1} = \left( \frac{i_2 * \left( X_{Cf} + X_{Lf2} + Z_{load} \right)}{X_{Cf}} \right) * (X_{Lf1} + X_{LfN} + X_{Cf}) - i_2 * X_{Cf} \quad (۲۲)$$

# ۲-۵ نتیجه‌گیری

در سال‌های اخیر ایدهٔ تغییر ساختار شبکهٔ برق و هوشمندسازی آن مطرح شده است؛ بنابراین برای کنترل و مدیریت این‌گونه شبکه‌ها، استفاده از تجهیزات هوشمند لازم و ضروری به‌شمار می‌آید؛ بنابراین، نظریهٔ استفاده از ترانسفورماتورهای هوشمند

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

توسط محققان، برای کنترل از راه دور و کنترل دوسویهٔ مسیر توان، در شبکه‌های هوشمند مطرح شده است. از جمله اهداف کنترلی در ترانسفورماتورهای هوشمند می‌توان به کنترل ولتاژ، جریان و توان عبوری اشاره کرد. این ترانسفورماتورها از ۳ طبقه تشکیل شده‌اند که عملکرد هر طبقه بر طبقات دیگر تأثیرگذار است؛ بنابراین کنترل مجموعه ترانسفورماتور کاری دشوار است. با وجود فواید و کاربردهای بسیار فراوان ترانسفورماتورهای هوشمند، هنوز چالش‌هایی وجود دارد که از گسترش این ترانسفورماتورها جلوگیری کرده است؛ اما با پیشرفت قطعات الکترونیک قدرت در آینده‌ای نزدیک، ترانسفورماتورهای هوشمند جایگزین ترانسفورماتورهای مرسوم در سیستم‌های قدرت می‌شوند. در ادامه در جدول ۲-۷ مقایسه‌ای میان ترانسفورماتورهای هوشمند و مرسوم انجام شده است.

جدول۲-۷: مقایسهٔ ترانسفورماتور مرسوم با ترانسفورماتور هوشمند

| موارد مقایسه | ترانسفورماتور مرسوم | ترانسفورماتور هوشمند |
|---|---|---|
| کاهش سایز، کاهش وزن و نداشتن آلودگی محیط | × | ✓ |
| تنظیم ولتاژ لحظه‌ای | × | ✓ |
| مجزاسازی خطا از شبکه | × | ✓ |
| هزینهٔ اولیه ساخت ترانسفورماتور | ✓ | × |
| کنترل توان اکتیو و راکتیو عبوری | × | ✓ |
| قابلیت تغییر فرکانس در ورودی و خروجی | × | ✓ |
| راندمان ترانسفورماتور در بار کامل | ✓ | × |
| توانایی اتصال ولتاژ DC در ورودی و خروجی | × | ✓ |
| مشخصات نامطلوب ورودی مانند افت ولتاژ در خروجی مشاهده می‌شود | × | ✓ |
| وجود هارمونیک در جریان خروجی، تأثیرگذار بر جریان ورودی | × | ✓ |
| کنترل پیچیده ترانسفورماتور | ✓ | × |

در حالت عمومی این ترانسفورماتورها شامل یک‌سوساز AC به DC، مبدل DC به DC، ترانسفورماتور فرکانس بالا و اینورتر DC به AC است. مبدل‌های AC به DC نخستین طبقهٔ یک ترانسفورماتور هوشمند به‌شمار می‌آیند؛ بنابراین، کیفیت عملکرد آن از دیدگاه طراحی فیزیکی، سرعت پاسخ‌دهی و مواردی این‌چنین از اهمیت بسیار زیادی برخوردار است. همان‌طورکه اشاره شد، توپولوژی‌های مختلفی برای این نوع مبدل‌ها توسعه‌یافته‌اند که هر یک دارای ویژگی‌های کاربردی خاص خود هستند. آنچه اهمیت دارد این است که مبدل مربوطه دارای حداکثر راندمان ممکن با ضریب قدرت بالا، حداقل اعوجاج در سیگنال خروجی، ولتاژ خروجی تثبیت‌شده حتی در شرایط بار متغیر، ولتاژ خروجی با حداقل ریپل، تلفات کلیدزنی پایین و حداقل نویز الکترومغناطیسی در منابع AC ورودی باشد. از طرفی، انتخاب مبدل AC/DC باید منجر به حداقل هزینه و ابعاد طراحی به‌ویژه برای فیلترها و سلف و خازن‌ها شود. بر اساس بررسی‌های انجام‌شده، به‌نظر می‌آید که می‌توان با انتخاب یک مبدل چندسطحی دوطرفه به بسیاری از ویژگی‌های طراحی دست‌یافت. همچنین، افزون بر نکات طراحی و سخت‌افزاری مبدل، نحوهٔ مدولاسیون برای تحقق مسئلهٔ کنترل توان و تنظیم صحیح ولتاژ خروجی نیز بسیار مهم است. برای مبدل‌های AC/DC رویکردهایی چون مدولاسیون شیفت فازی، مدولاسیون پهنای پالس کلاسیک و مدولاسیون فضای برداری (مدولاسیون مقدار میانگین) و شیوه‌های توسعه‌یافتهٔ آن‌ها ارائه شده‌اند که در برخی از تحقیقات به‌صورت نظری و شبیه‌سازی نشان داده شده است که مدولاسیون فضای برداری می‌تواند گزینهٔ مناسب‌تری در قیاس با روش مدولاسیون پهنای پالس و شیفت فازی از دیدگاه‌هایی چون حداقل اعوجاج، ضریب بهرهٔ بالا و تلفات کلیدزنی کم باشد.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

در بخش میانی ترانسفورماتور هوشمند انواع مبدل‌های DC-DC مورداستفاده قرار می‌گیرد. جمع‌بندی این بخش در جدول ۲-۸ آورده شده است. در این جدول معیارهای متعددی همچون مباحث توان، بازدهی یا راندمان، مسائل سوئیچ‌زنی و غیره برای انتخاب نهایی و کاربردی ارائه شده‌اند. مبدل‌های پل اکتیو تک‌فاز و سه‌فاز به دلیل راندمان، توان پوششی مناسب و کمینه بودن المان‌های غیرفعال بیشتر موردتوجه قرار گرفته‌اند، اما ناگفته نماند با توجه به نوع تقاضا و امکانات زیرساختی مبدل‌های دیگر نیز می‌توانند موردتوجه قرار گیرند.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

جدول ۲-۸ : معیارهای عملکردی مبدل‌های DC-DC

| معیار انتخاب / آرایش مبدل | راندمان بالا | توان پوششی مناسب | کمینه بودن المان غیرفعال | کم بودن جریان مؤثر خازن نسبت به مدل تک‌فاز | فرکانس سوئیچ‌زنی زیاد | جریان‌دهی زیاد | پایین بودن تلفات | کم‌ترین نیاز سوئیچ | جریان‌دهی زیاد |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| پل اکتیو تک‌فاز | ✓ | ✓ | ✓ | | | | | | |
| پل اکتیو سه‌فاز | ✓ | ✓ | | ✓ | | | | | |
| پل مجزای دوسویه | | ✓ | | | ✓ | ✓ | | | |
| دوبرابرکنندهٔ جریان دوسویه | | ✓ | | | | ✓ | ✓ | ✓ | |
| پوش پل دوسویه | | | ✓ | | | | | ✓ | ✓ |
| مبدل LLC | ✓ | ✓ | | | ✓ | | | | |

در جدول ۲-۹ مقایسهٔ انواع روش‌های مدولاسیون برای مبدل‌های DC-DC آورده شده است. روش مدولاسیون شیفت فازی، یک روش ساده و کاربردی است؛ زیرا پیاده‌سازی آن ساده و از طرف دیگر کنترل آن راحت است.

جدول۲-۹ : معیارهای انتخاب روش‌های مدولاسیون

| معیار انتخاب / روش مدولاسیون | پیاده‌سازی ساده | روش کنترل ساده | ظرفیت ولتاژ بالا | تلفات سوئیچ‌زنی پایین |
|---|---|---|---|---|
| شیفت فازی | ✓ | ✓ | | |
| ذوزنقه‌ای | | | ✓ | |
| مثلثی | | | | ✓ |

در بخش انتهایی ترانسفورماتور هوشمند، ولتاژ تولیدی DC به ولتاژ AC تبدیل می‌شود. مقایسهٔ آرایش یا توپولوژی مبدل‌های DC به AC در جدول ۲-۱۰ آورده شده است.

Doi: **10.30503/nripress.2020.037**

جدول ۲-۱۰: مقایسهٔ آرایش مبدل‌های DC به AC

| معیار انتخاب / آرایش مبدل | راندمان بالا | توان پوششی مناسب | تعداد کم سوئیچ‌ها | ولتاژ پایین به باس DC | قابلیت تغذیه بار نامتقارن | ساختار مدولاسیون ساده | پایین بودن تلفات |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| نیم‌پل تک‌فاز | ✓ | ✓ | ✓ | | | | |
| نیم‌پل سه‌فاز | | ✓ | | ✓ | | | |
| سه‌فاز سه‌مداره | | ✓ | | | ✓ | ✓ | |
| سه‌فاز مرسوم | | ✓ | ✓ | | | ✓ | ✓ |
| سه‌فاز سه‌شاخه | | | | | | ✓ | ✓ |

در نگاه کلی، انتخاب آرایش مبدل‌ها وابسته به نوع کاربرد آنها است؛ اما مبدل‌های نیم‌پل تک‌فاز و سه‌فاز یا سه‌فاز مرسوم توانایی و قابلیت‌های مناسبی در راستای پیاده‌سازی دارند.

# مراجع

[1] https://www.electronics-tutorials.ws/connectivity/ac-dc-converters.html
[2] Singh, B., Singh, B. N., Chandra, A., Al-Haddad, K., Pandey, A., & Kothari, D. P. (2004). A review of three-phase improved power quality AC-DC converters. *IEEE Transactions on industrial electronics*, *51*(3), 641-660.
[3] Prasad, A. R., Ziogas, P. D., & Manias, S. (1991). An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers. *IEEE Transactions on Power electronics*, *6*(1), 83-92.
[4] Simonetti, D. S., Sebastian, J., & Uceda, J. (1993, June). Single-switch three-phase power factor preregulator under variable switching frequency and discontinuous input current. In *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference-PESC'93* (pp. 657-662). IEEE.
[5] Kolar, J. W., Drofenik, U., & Zach, F. C. (1999). VIENNA rectifier II-a novel single-stage high-frequency isolated three-phase PWM rectifier system. *IEEE Transactions on industrial electronics*, *46*(4), 674-691.
[6] Kim, G. T., & Lipo, T. A. (1996). VSI-PWM rectifier/inverter system with a reduced switch count. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *32*(6), 1331-1337.
[7] Verdelho, P., & Marques, G. D. (1998). Four-wire current-regulated PWM voltage converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *45*(5), 761-770.
[8] Pouliquen, H., Buchheit, N., & Lethelliez, J. (1994). Control of a single-switch three-phase rectifier operating in continuous conduction mode.
[9] Nishida, Y. (1996, March). A new simple topology for three-phase buck-mode PFC rectifier. In *Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC'96* (Vol. 2, pp. 531-537). IEEE.
[10] Baumann, M., Drofenik, U., & Kolar, J. W. (2000). New wide input voltage range three-phase unity power factor rectifier formed by integration of a three-switch buck-derived front-end and a DC/DC boost converter output stage. In *INTELEC. Twenty-Second International Telecommunications Energy Conference (Cat. No. 00CH37131)* (pp. 461-470). IEEE.
[11] Wang, K., Boroyevich, D., & Lee, F. C. (2000). Charge control of three-phase buck PWM rectifiers. In *APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 00CH37058)* (Vol. 2, pp. 824-831). IEEE.
[12] Hill, R. J., & Luo, F. L. (1987). Current source optimization in AC-DC GTO thyristor converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, (4), 475-482.
[13] Lee, D. C., Kim, D. H., & Chung, D. W. (1996, August). Control of PWM current source converter and inverter system for high performance induction motor drives. In *Proceedings of the 1996 IEEE IECON. 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation* (Vol. 2, pp. 1100-1105). IEEE.
[14] Slazar, L. S., Zapata, F. H., & Wiechmann, E. F. (1997, June). Analysis, design and experimental evaluation of a four-pole PWM rectifier using space vector modulation. In *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972* (Vol. 1, pp. 484-490). IEEE.
[15] Baumann, M., Drofenik, U., & Kolar, J. W. (2000). New wide input voltage range three-phase unity power factor rectifier formed by integration of a three-switch buck-derived

front-end and a DC/DC boost converter output stage. In *INTELEC. Twenty-Second International Telecommunications Energy Conference (Cat. No. 00CH37131)* (pp. 461-470). IEEE.

[16] Martins, D. C., de Oliveria, A. H., & Barbi, I. (1998). Three-phase rectifier using a SEPIC DC-DC converter in continuous conduction mode for power factor correction. In *INTELEC-Twentieth International Telecommunications Energy Conference (Cat. No. 98CH36263)* (pp. 491-497). IEEE.

[17] Stogerer, F. R. A. N. Z., Minibock, J., & Kolar, J. W. (2001). Design and experimental verification of a novel 1.2 kW 480V/sub AC//24V/sub DC/two-switch three-phase DCM flyback-type unity power factor rectifier. In *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 01CH37230)* (Vol. 2, pp. 914-919). IEEE.

[18] Pomilio, J. A., & Spiazzi, G. (1996). High-precision current source using low-loss, single-switch, three-phase AC/DC converter. *IEEE transactions on power electronics*, *11*(4), 561-566.

[19] Kolar, J. W., & Zach, F. C. (1998). Direct three-phase single-stage flyback-type power factor corrector. *Electronics Letters*, *34*(12), 1177.

[20] Ejea, J. B., Sanchis, E., Ferreres, A., Carrasco, J. A., & De La Calle, R. (2001). High-frequency bi-directional three-phase rectifier based on a matrix converter topology with power factor correction. In *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 01CH37181)* (Vol. 2, pp. 828-834). IEEE.

[21] Minibock, J. O. H. A. N. N., & Kolar, J. W. (2001). Comparative theoretical and experimental evaluation of bridge leg topologies of a three-phase three-level unity power factor rectifier. In *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 01CH37230)* (Vol. 3, pp. 1641-1646). IEEE.

[22] Carlton, D., & Dunford, W. G. (2001). Multi-level, uni-directional AC-DC converters, a cost effective alternative to bi-directional converters. In *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 01CH37230)* (Vol. 4, pp. 1911-1916). IEEE.

[23] Walker, L. H. (1988, October). 10 MW GTO converter for battery peaking service. In *Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting* (pp. 850-858). IEEE.

[24] Lai, J. S., & Peng, F. Z. (1995, October). Multilevel converters-a new breed of power converters. In *IAS'95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting* (Vol. 3, pp. 2348-2356). IEEE.

[25] Bifaretti, S., Tarisciotti, L., Watson, A., Zanchetta, P., Bellini, A., & Clare, J. (2012). Distributed commutations pulse-width modulation technique for high-power AC/DC multi-level converters. *IET Power Electronics*, *5*(6), 909-919.

[26] Zanchetta, P., Gerry, D. B., Monopoli, V. G., Clare, J. C., & Wheeler, P. W. (2008). Predictive current control for multilevel active rectifiers with reduced switching frequency. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *55*(1), 163-172.

[27] Lu, C. W., & Renfrew, A. C. (1997). Variable structure current control in current controlled voltage sourced rectifier. In *EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS* (Vol. 4, pp. 4-854). PROCEEDINGS PUBLISHED BY VARIOUS PUBLISHERS.

[28] Saetieo, S., & Torrey, D. A. (1998). Fuzzy logic control of a space-vector PWM current regulator for three-phase power converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, *13*(3), 419-426.

[29] Joós, G., Pinheiro, H., & Khorasani, K. (1996, November). DSP implementation of neural network-based controller for voltage PWM rectifier neural. In *Proceedings of Digital Processing Applications (TENCON'96)* (Vol. 2, pp. 883-888). IEEE.

[30] Zhao, T., Wang, G., Bhattacharya, S., & Huang, A. Q. (2012). Voltage and power balance control for a cascaded H-bridge converter-based solid-state transformer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, *28*(4), 1523-1532.

[31] ABB, "Power Electronic Transformer for railway on-board applications – an overview," 2013.

[32] F. Krismer, "Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC – DC Converter Topologies," 2010.

[33] S. Bifaretti, P. Zanchetta, A. Watson, L. Tarisciotti, and J. C. Clare, "Advanced Power Electronic Conversion and Control System for Universal and Flexible Power Management," IEEE Trans. Smart Grid, vol. 2, no. 2, pp. 231–243, Jun. 2011.

[34] M. Kezunovic, "The 21 st Century Substation Design."

[35] J. W. van der Merwe and H. du T. Mouton, "The solid-state transformer concept: A newera in power distribution," in AFRICON 2009, 2009, pp. 1–6.

[36] L. M. Schietekat, "Design and Implementation of the Main Controller of a Solid-State Transformer" in South Africa, 2011.

[37] Y. Wang, S. W. H. DeHaan, and J. a. Ferreira, "Optimal operating ranges of three modulation methods in dual active bridge converters," in 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2009, vol. 3, pp. 1397–1401.

[38] N. SCHlBLl, "Symmetrical multilevel converters with two quadrant DC-DC feeding," ECOLE POLYTECHNIQUE FEDERALE DE LAUSANNE, 2000.

[39] R.K. Gupta, K.K. Mohapatra, and N. Mohan: "A Novel Three-Phase Switched Multi-Winding Power Electronics Transformer", Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE USA), pp. 2696 – 2703 (2009).

[40] J. (18 E. P. H. C. N. HARRISON Michael, "A CYCLO-CONVERTER AND METHODS OF OPERATION," WO/2008/018802Feb-2008.

[41] S. Bruno, S. Lamonaca, G. Rotondo, U. Stecchi, and M. La Scala, "Unbalanced Three-Phase Optimal Power Flow for Smart Grids," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 10, pp. 504–4513, Oct. 2011.

[42] D. G. Holmes and T. A. Lipo, Pulse Width Modulation for Power Converters. IEEE, 2003, pp. 1 – 56.

[43] C. A. Quinn and N. Mohan, "Active filtering of harmonic currents in three-phase, four-wire systems with three-phase and single-phase nonlinear loads," in [Proceedings] APEC

’92 Seventh Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992, pp. 829–836.

[44] S. J. Chiang, “Single-phase three-wire transformerless inverter,” IEE Proc. - Electr. Power Appl., vol. 141, no. 4, p. 197, 1994.

[45] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications, and Design, 3rd ed. Wiley, 2002.

[46] Y. Wang, S. W. H. DeHaan, and J. a. Ferreira, “Optimal operating ranges of three modulation methods in dual active bridge converters,” in 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2009, vol. 3, pp. 1397–1401.

# فصل سوم: بررسی شبیه‌سازهای موجود و انتخاب شبیه‌ساز

# ۳-۱ سیستم‌های کنترل زمان حقیقی

واژهٔ سیستم زمان حقیقی یا بلادرنگ در استاندارد DIN آلمان با شمارهٔ 44300 این‌گونه تعریف می‌شود: عمل زمان حقیقی یا بلادرنگ عبارت است از عملکرد یک سیستم کامپیوتری که در آن برنامه‌های لازم برای پردازش داده‌های واردشده از خارج سیستم همواره آماده باشد به‌گونه‌ای که اجراشدن آن، آسان بوده و نتایج آن در فواصل زمانی به‌طوری‌که از قبل تعیین‌شده باشند را قابل‌حصول کند، این عمل بسته به نوع زمان و ورود داده‌ها می‌تواند به‌صورت تصادفی و از قبل تعیین شده باشد؛ بنابراین وظیفهٔ کامپیوترهای دیجیتال در این وضعیت آن است که برنامه‌ها را اجرا کنند و با رویدادهایی که در خارج اتفاق می‌افتد و طبق برنامه هستند، عمل نمایند.

با توجه به بررسی‌های اولیهٔ انجام‌شده در مورد انواع شبیه‌سازهای موجود مانند Labview، سیمانتک و جعبه‌ابزار xPC-Target در نرم‌افزار متلب و نیاز پروژه به برآورده کردن بحث زمان حقیقی بودن، مقرر شد که تنها به بررسی و تحلیل جعبه‌ابزار xPC-Target در متلب پرداخته شود.

## ۳-۱-۱ اصول سیستم‌های زمان حقیقی

یک سیستم‌عامل، زمان حقیقی به‌صورت مجموعه‌ای از عناصر نرم‌افزاری و اجزاء برنامه‌های کنترلی و کامپیوتری برای یک عملیات اختصاصی فراهم می‌شود و متناسب با نوع سیستم‌عامل می‌توان خدماتی اضافی برای شبکه در نظر گرفت. سیستم‌های عامل زمان حقیقی غالباً توسط شبکه‌های LAN[۱] و WAN[۲] کنترل می‌شوند، در این محیط رابطه‌ای میان ارسال سیگنال و دستیابی محیط به LANها با انواع توپولوژی‌های شبکه‌ای، خطی و با استفاده از مزایای سیستم همانند سادگی الگوریتم و شرایط کاری، برقرار است. یک فیلد داده تولیدشده که شامل یک Header و یک دنباله است، آدرس مبدأ و آدرس مقصد را با استفاده از یک فریم اطلاعاتی و پروتکل‌های مورداستفادهٔ ارتباطی متعددی جهت استفادهٔ سیستم‌های کنترلی فراهم می‌کند. یک سیستم زمان حقیقی که برای کارهای کنترلی موردنظر است به میزان قابل‌ملاحظه‌ای با سیستم‌های چندمنظوره و سیستم‌های عامل شناخته‌شده متفاوت است. یک سیستم‌عامل زمان حقیقی باید بتواند رویدادهای داخلی و خارجی سیستم را در محدودهٔ زمانی که از پیش تعیین شده باشد، پاسخ دهد. تفاوت‌های سیستم‌های عامل زمان حقیقی با مشخصات منابع و مکانیزم مدیریت منابع در نوع ارتباط آن‌ها است.

### مدیریت پردازنده

در یک محیط وظیفه‌گرا،[۳] پردازنده‌ها در استفاده از منابع با یکدیگر در رقابت هستند و برای رسیدن به اهداف مشترک در یک کاربرد توزیع‌شده همکاری دارند. نیازهای یک سیستم زمان حقیقی با سیستم دیگر متفاوت است و استراتژی زمان‌بندی اجرای تکلیف در آن‌ها متفاوت است.

### مدیریت حافظه و پردازنده

سیستم‌های کامپیوتری زمان حقیقی از دو جنبه بررسی می‌شوند. جنبهٔ مهم اول این است که فضای حافظه میان تکالیف مختلف که به‌وسیلهٔ سیستم اجرا می‌شود به اشتراک گذاشته شده و مورد پیچیده‌تر تعویض برنامه‌ها بین داده‌ها، حافظهٔ اصلی و حافظهٔ پشتیبان است. یک حافظهٔ مجازی از پیاده‌سازی نرم‌افزار بین سطوح مختلف حافظه پشتیبانی می‌کند.

---

۱. Local Area Network(LAN).
۲. Wide Area Network(WAN).
۳. task-oriented.

## ۳-۲ مروری بر تاریخچه SLRT[۱]

یکی از محیط‌های قدرتمند برای مدل‌سازی سیستم‌های الکتریکی، بستر SimPower از نرم‌افزار متلب[۲] است. این بستر با برخورداری المان‌های متعدد الکتریکی شامل مقاومت، خازن، سلف، منابع ولتاژ و جریان، ترانسفورماتور و مدارات دیودی و به علت برخورداری از مدل‌های معتبری از ماشین‌های الکتریکی مختلف و ارائهٔ روش‌های حل عددی دقیق برای حل معادلات حاکم بر مدارات الکتریکی، یکی از ابزارهای پرکاربرد است. قابلیت‌های بالای این بستر در کنار امکان اجرای زمان حقیقی شبیه‌سازی مدل‌های توسعه داده‌شده در این بستر در محیط SLRT موجب به‌کارگیری یک بستر شبیه‌سازی زمان حقیقی مبتنی بر SLRT در شبیه‌ساز شد.

جعبه‌ابزار SLRT اولین بار در نسخهٔ R2014a ارائه شده است و پس از آن در هرسال در دو نسخهٔ a و b محصولات شرکت Mathworksارائه شده است. درواقع جعبه‌ابزار xPC-Target که پیش از این نسخه وجود داشت با به‌روزرسانی به SLRT تغییر نام پیدا کرد.

xPC- Target Embedded نیز که پیش از این نسخه دارای یک مجوز مستقل بود، نیز به قابلیت‌های SLRT اضافه شد و دیگر دارای مجوز مستقل نیست و با مجوز SLRT نصب می‌شود.

جعبه‌ابزار xPC-Target از نسخه‌های اولیهٔ متلب به شمارهٔ R14SP1 وجود داشته است. این جعبه‌ابزار تا نسخهٔ R2011a تنها بر روی نسخه‌های 32 بیتی متلب وجود دارد و از نسخهٔ R2011b نیز علاوه بر نسخه‌های 32 بیتی، بر روی نسخه‌های 64بیتی متلب نیز وجود دارد.

### ۳-۲-۱ پروژه‌های انجام‌شده به‌وسیلهٔ SLRT

از زمانی که اهمیت انجام شبیه‌سازی بر روی پروژه‌ها مشخص شد، مفهوم پردازش زمان حقیقی در بررسی عملکرد سیستم‌ها و کنترل آن‌ها بسیار مفید بوده است. از همین روی، تحقیقات متعددی در این زمینه انجام شده است. در یکی از قدیمی‌ترین تحقیقات، وسیلهٔ تعلیق مغناطیسی را به‌صورت زمان حقیقی از طریق کنترل PID دیجیتال در بستر xPC-Target اجرا کرده‌اند [۱]. در این تحقیق درواقع محققین توسط بُرد داده‌برداری، داده‌هایی را به‌منظور کنترل و همین‌طور برای اندازه‌گیری از سیستم تعلیق مغناطیسی برداشت می‌کنند. سپس در یک سیستم به‌عنوان میزبان،[۳] پردازش کنترلی آن انجام می‌شود و در سیستم دیگر به‌عنوان هدف،[۴] پس از دریافت سیگنال کنترلی و کامپایل آن در حوزهٔ زبان برنامه‌نویسی C++ ، همین فرمان را به سیستم واقعی تعلیق مغناطیسی ارائه می‌کند. نکتهٔ قابل‌توجه که در این تحقیق که باعث کند شدن سیستم پردازش و کنترل شده، استفاده از برد پردازشی است که نیاز به کامپایلر در آن ضروری است. البته این اقدام و استفاده از ترفند کامپایلر، مربوط به زمانی می‌شود که در آن هنوز فناوری بردهای پردازشی FPGA[۷], DSP[۶], ARM[۵] رونق نداشته‌اند [۲]. Wang به‌همراه سایر همکارانش در سال ۲۰۰۵، در پژوهشی کنترل ربات را از طریق بستر xPC-Target بسط و گسترش داده‌اند. در این هنگام نیز همانند تحقیقات پیشین، نیاز به بردهای I/O و کامپایلر C++ لازم بوده است. سیستم کنترل این تحقیق از نوع

---

۱. Simulink Real-Time.
۲. Matlab.
۳. Host.
۴. Target.
۵. Advanced RISC Machines (ARM).
۶. Digital Signal Processor (DSP).
۷. Field Programmable Gate Arrays (FPGA).

کنترل PID دیجیتال است. درواقع در این تحقیق در سیستم میزبان فرمان کنترلی و پردازشی ایجاد می‌شود، سپس همین فرمان توسط کارت‌های I/O سیگنال صادرشده، در کامپیوتر هدف به ربات منتقل می‌شود. در این بستر، سخت‌افزار در حلقه به‌خوبی اجرا شده است. نکتهٔ اصلی این تحقیق آن است که سرعت پردازش در این پژوهش نیز کم است [۳]. در یکی دیگر از تحقیقات اساسی که در سال ۲۰۰۵ انجام یافته است، در یک بستر سخت‌افزار در حلقه توسط سیستم‌های میزبان و هدف، ربات استوارت[1] کنترل شده است. کنترل‌کنندهٔ اصلی که یک مدل از PID است، در این بستر آزمایشگاهی اجرا شده است. کارت‌های RS232 نیز به‌خوبی برای انتقال سیگنال‌ها نقش خود را ایفا کرده‌اند. نکتهٔ اصلی این تحقیق این است که به دلیل استفاده از کارت‌های RS232 سرعت مناسبی برای پردازش ایجاد شده است؛ اما نکتهٔ مهم‌تر این تحقیق این است که، سیستم میزبان پردازش لازم را در سیستم هدف انجام می‌دهد و به‌این‌ترتیب فرمان لازم به ربات اصلی منتقل می‌شود که در این صورت سیستم میزبان به‌راحتی می‌تواند از سیستم سخت‌افزار در حلقه جدا شود [۴]. در یکی از جدیدترین تحقیقاتی که درزمینهٔ کنترل ربات‌های زیرآبی ارائه شده است، استفاده از کنترل زمان حقیقی نقش مؤثری در به‌کارگیری این سیستم کنترل داشته است. در مدل استفاده‌شده به‌منظور کنترل این ربات زیرآبی، نهایت دقت در به‌کارگیری عدم‌قطعیت‌های سیستم به‌کار گرفته شده است. به‌طوری‌که مدل استفاده‌شده، از عدم‌قطعیت و سایر خواص دینامیکی برخوردار است. با توجه به در نظر گرفتن عدم‌قطعیت‌های سیستم و زیرسیستم، از کنترل‌کنندهٔ مد لغزشی مقاوم استفاده شده است، سپس در مرحلهٔ آزمایش با استفاده از سیستم‌های میزبان و هدف که سیستم میزبان از حلقهٔ کنترل جدا می‌شود، نمونهٔ آزمایشگاهی آماده‌شده، در یک استخر آزمایشگاهی پیاده‌سازی شده است[۵]. از سال ۲۰۰۵ تا اکنون از بررسی و مرور منابع به‌خوبی مشخص می‌شود که با توجه به افزایش قدرت پردازنده‌ها و گسترده‌تر شدن پروسه‌ها، سیستم‌های کنترل ارائه‌شده به‌خوبی توانسته‌اند که در بستر سخت‌افزار در حلقه‌های پیشنهادی و کنترل زمان حقیقی به‌مرورزمان، مسئلهٔ تأخیر و کند بودن پاسخ سیستم‌ها را جبران کنند که این امر در تحقیقات [۶–۱۰] به‌خوبی به چشم می‌آید. دریکی از این تحقیقات که در سال ۲۰۱۲ انجام شده است، از کنترل‌کنندهٔ فازی تناسبی–مشتق‌گیر (Fuzzy PD) برای کنترل یک سرو موتور استفاده شده است. درواقع در این زمان بسترهای سخت‌افزاری پیشنهادی به لحاظ آپشن‌ها گسترده شده‌اند، به‌طوری‌که در این سیستم‌ها سرعت پاسخ‌دهی بسیار زیاد می‌شوند و از طرف دیگر، مسئلهٔ تأخیر تقریباً هنوز مشاهده می‌شود [۷]. در یکی دیگر از تحقیقات مهم که در سال ۲۰۱۳ ارائه شده است، مؤلفان، سیستم عملیاتی یا یک بستر سخت‌افزاری آماده ارائه کرده‌اند؛ به‌طوری‌که، بر اساس طراحی کنترل‌کننده برای سیستم، برد سخت‌افزاری FPGA وظیفهٔ کامپایل را برعهده گرفته است. همین برد تهیه‌شده بستری را ایجاد کرده است که بر اساس کنترل‌کننده در xPC-Target سخت‌افزارهای متعددی قابلیت کنترل و راه‌اندازی داشته باشند [۸]. در یکی دیگر از تحقیقات در این زمینه مؤلفان از برد FPGA برای پردازش استفاده کرده‌اند. در این تحقیق با استفاده از برد تهیه‌شدهٔ I/O و برد پردازشی FPGA، کنترل یک موتور DC ارائه شده است. در این تحقیق نیز مسئلهٔ تأخیر با توجه به محدود بودن سیستم کنترل و پروسه اصلاً مشاهده نشده است و سرعت پاسخ سیستم مناسب و بدون تأخیر است [۹]. در سال ۲۰۱۲ نیز تحقیقی دیگر در زمینهٔ کنترل سیستم‌های دینامیکی در بستر سخت‌افزار در حلقه با استفاده از xPC-Target ارائه شده است. مدل استفاده‌شده برای این تحقیق، یک مدل از کشتی است، رابط سیگنالینگ در این تحقیق نیز از RS232 است، با توجه به نوع سیستم و پیچیدگی‌های آن در این تحقیق نیز مسئلهٔ تأخیر اصلاً مشاهده نشده است[۱۰]. در یکی از جدیدترین تحقیقات ارائه‌شده در سال ۲۰۱۹، کنترل یک سیستم خودرو برقی هایبرید ارائه شده است. در این تحقیق تست‌ها و آزمایش‌ها به‌صورت خارج خط از ۰ تا ۳۲ کیلومتر بر ساعت اجرا شده است. سپس در محیط SLRT با استفاده از سیستم‌های میزبان و هدف، کنترل مناسبی از سیستم ارائه کرده است. استراتژی کنترلی ارائه‌شدهٔ کنترل چندآستانه‌ایی چندپارامتره[2] به‌خوبی در محیط شبیه‌سازی آنلاین

1. Stewart.
۲. multi-parameter logic threshold control.

توانسته است پاسخ و عملکرد مناسبی ارائه کند [۱۱]. Chen به‌همراه سایر همکارانش در سال ۲۰۱۹، در تحقیقی کنترل یک نوع ربات را در فضای SLRT انجام داده‌اند. ربات استفاده‌شده، یک ربات حالت‌دهی اسکنر در تصویربرداری MRI بوده که از اهمیت فراوانی برخوردار است. در این تحقیق ربات در یک سیستم به‌عنوان هدف شبیه‌سازی‌شده است، و در سیستم میزبان کنترل‌کنندهٔ آن یعنی، دنبال‌روندهٔ فیدبک که نوعی از کنترل‌کننده‌های مدل دنبال‌رونده است، پیاده‌سازی شده است. این نوع کنترل پس از شبیه‌سازی در محیط آزمایشگاهی در یک بستر سخت‌افزاری واقعی اجرا شد که خطای ردیابی آن کمتر از ۱۷ درصد گزارش شده است [۱۲]. یکی از مزیت‌های استفاده از SLRT، استفاده در محیطی است که در آن بستر محیط آزمایشگاهی به‌خوبی پیاده می‌شود. به همین منوال در سال ۲۰۱۹ در یک پژوهش Lucyna به‌همراه سایر همکارانش مسئلهٔ کنترل ارتعاش را با استفاده از کنترل چندپارامتری ارائه کرده‌اند. سرعت عملکرد در این سیستم کنترل که در بستر سخت‌افزار در حلقه پیاده شده است، به‌خوبی توانسته است نیازهای طراحی را برای مصرف‌کنندهٔ این وسیله ارائه کند [۱۳]. در تحقیقی دیگر Zhenxin به‌همراه سایر همکارانش در سال ۲۰۱۹، دو نوع کنترل‌کنندهٔ متفاوت بر روی یک سیستم الکتروهیدرولیکی رایج در موشک‌ها را در محیط کنترلی زمان حقیقی ارائه کرده‌اند. در این تحقیق تمام شبیه‌سازی و پردازش و کنترل در دو سیستم میزبان و هدف اجرا شده که در نوع خود قابل‌توجه است [۱۴]. در یکی از جدیدترین تحقیقات، مسئلهٔ کنترل زاویه یاو[۱] برای یک وسیلهٔ نقلیه ارائه شده است. سیستم ارائه‌شده دارای ۷ درجه آزادی است که کنترل‌کنندهٔ پیشنهادی از نوع فیدبک غیرخطی به‌شمار می‌آید. در این روش مقاله نیز با در نظر گرفتن بستر سخت‌افزار در حلقه، و پیاده‌سازی کنترل‌کننده در کامپیوتر میزبان، وسیلهٔ نقلیه توسط کامپیوتر هدف به‌خوبی کنترل شده است. جالب است که در سال ۲۰۱۹ تقریباً هیچ مؤلفی به مسئلهٔ تأخیر نپرداخته است؛ گویا این مسئله با پیشرفت علم و قدرت پردازنده‌ها به‌طورجدی حذف شده است [۱۵]. در یکی دیگر از تحقیقات چشم‌گیر ۲۰۱۹، محققان دانشگاه ایلینویز بستر سخت‌افزاری طراحی کرده‌اند که در آن، به کمک سیگنال‌های EMG از عضلات پای فرد فیدبک گرفته می‌شود، سپس در اثر تحریک تصویری با کمک کنترل‌کننده‌هایی نصب‌شده، سیگنال تولیدی در قسمت سیستم میزبان تولید می‌شود و همین سیگنال بر اساس فیدبک و البته تحریک، به موتور پای فلج ارسال می‌شود. درواقع پای فلج در یک ساختار ثابت طوری طراحی شده است که بتواند در آن بستر توسط موتور DC پای بیمار را حرکت دهد[۱۶]. در تحقیقی دیگر که توسط Derek و همکارانش انجام شده است، کنترل PID در بستر سخت‌افزار در حلقه ارائه شده است [۱۷].

Liu Yaqi و همکارانش در یک تحقیق دیگر، مسئلهٔ کنترل حرکت ربات ماهی‌نما را انجام داده‌اند. در این تحقیق، سخت‌افزار اصلی با درنظر گرفتن دو نوع کنترل‌کننده در یک بستر سخت‌افزار در حلقه، دو هدف تخمین مسیر حرکت و ردیابی هدف را به‌خوبی انجام داده است [۱۸]. در یکی دیگر از تحقیقات ارزنده درزمینهٔ استفاده از کنترل زمان حقیقی، استفاده از این روش کنترلی برای کنترل دست یک فرد است. درواقع با کمک گرفتن از بستر سخت‌افزاری و اخذ سیگنال EMG از روی پوست، کنترل یک انگشت را توسط موتورDC به‌خوبی انجام داده‌اند [۱۹]. Lei Cheng کنترل سخت‌افزار در حلقهٔ یک سیستم الکتروهیدرولیک را با استفاده از کنترل‌کنندهٔ تطبیقی مقاوم مد لغزشی ارائه کرده‌اند. در معیار زمان حقیقی کنترل‌کنندهٔ ارائه‌شده به‌خوبی انتظارات کنترلی را تأمین کرده است [۲۰]. در مراجع [۲۹–۲۱] تحقیق‌های دیگری نیز درزمینهٔ کنترل زمان حقیقی انجام شده است که مطالب ارائه‌شدهٔ آن‌ها با استناد به مقالاتشان همگی در راستای بهره‌گیری از بستر میزبان– هدف در کنترل سخت‌افزار در حلقه بوده است. در ادامه در جدول ۳–۱ مهم‌ترین نکات به‌منظور بررسی همه‌جانبه و مقایسهٔ کارهای انجام‌شده در این حوزه ارائه شده است.

۱. Yaw.

جدول۳–۱: مرور و بررسی تحقیقات گذشته در راستای کنترل زمان حقیقی با استفاده از بستر SLRT

| سرعت سیستم در پاسخ‌دهی | نکتهٔ اصلی سیستم | پلانت یا سیستم | کنترل‌کننده | سال انتشار | مرجع |
|---|---|---|---|---|---|
| سرعت پاسخ‌دهی مناسب اما کمی کند. | نیاز به کامپایلر C++ | Magnetic Levitation | Digital PID | 2001 | [۱] |
| سرعت پاسخ‌دهی سیستم کند است | نیاز به کامپایلر C++ Hardware in the loop | DC Motor, Manipulator | Digital PID | 2005 | [۳] |
| سرعت پاسخ‌دهی سیستم کند نیست | RS232, Hardware in the loop, Disintegrate the Host | Stewart | Digital Model Following PID | 2005 | [۴] |
| سرعت پاسخ‌دهی مناسب است | Adding Uncertainty | URV | Robust Sliding Mode | 2011 | [۵] |
| بررسی سرعت‌های متفاوت پاسخ‌دهی | ---- | Some Devices | Digital Controller | 2011 | [۶] |
| سرعت پاسخ‌دهی افزایش یافته است. | Controller SPC200 | electro-pneumatic servo-drive | Fuzzy PD | 2012 | [۷] |
| سرعت پاسخ‌دهی افزایش یافته و قابل‌قبول است. | FPGA | Some Devices | Digital Controller | 2013 | [۸] |
| سرعت پاسخ‌دهی افزایش یافته و قابل‌قبول است. | FPGA | DC-motor | Digital Controller | 2011 | [۹] |
| سرعت پاسخ‌دهی افزایش یافته و قابل‌قبول است. | RS232 | material ship model | Digital Controller | 2012 | [۱۰] |
| سرعت پاسخ‌دهی بالا و | RTW-xPC | Hybrid Electric Vehicle | multi-parameter logic | 2019 | [۱۱] |

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | threshold control | | | عملکرد بهینه را برآورده کرده است. |
| **[۱۲]** | 2019 | tracking feedback | MR-conditional robot | Wireless tracking | سرعت پاسخ‌دهی مناسب است و خطای ردیابی بهینهٔ ۰,۱۷ دارد. |
| **[۱۳]** | 2019 | parametric controller | Vibration control | PowerDAQ with xPC Target | سرعت پاسخ‌دهی بالا و کنترل ارتعاش به‌خوبی انجام شده است. |
| **[۱۴]** | 2019 | 2 Digital Controller | electro-hydraulic position servo system | xPC/RTW | سرعت پاسخ‌دهی مناسب است |
| **[۱۵]** | 2019 | Composite nonlinear feedback | Steer-by-Wire vehicle’s Yaw control | Hardware-in-Loop (HIL) | سرعت پاسخ‌دهی مناسب است |
| **[۱۶]** | 2019 | 2 Controller | Nuero muscular | Experimental setup | سرعت پاسخ‌دهی مناسب است، سخت‌افزار و کنترل به‌طورکلی پیاده شده‌اند. |
| **[۱۷]** | 2019 | Quasi-Static Control | motor | Experimental setup | سرعت پاسخ‌دهی مناسب است، سخت‌افزار و کنترل به‌طورکلی |

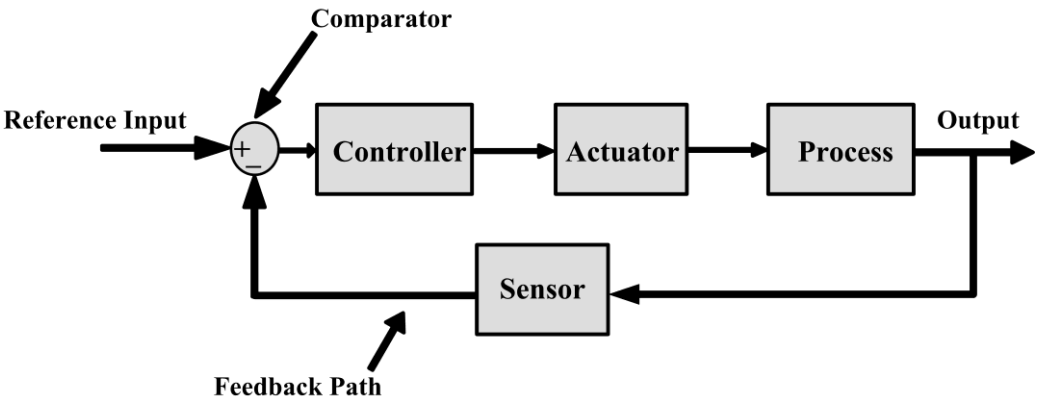
| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | پیاده شده‌اند. |
| **[۱۸]** | 2019 | 2 Controller | flexible bionic fish | motion estimation, The actual position of fish swimming is compared with the tracking position | سرعت پاسخ‌دهی مناسب است، سخت‌افزار و کنترل به‌طورکلی پیاده شده‌اند. |
| **[۱۹]** | 2019 | Peripheral Neural Technology | Hand Control | Experimental setup | سرعت پاسخ‌دهی مناسب است، یک انگشت به‌خوبی کنترل شده است. |
| **[۲۰]** | 2019 | novel robust adaptive sliding mode controller | electro-hydraulic system | Experimental setup | |

# فصل چهارم: پیش‌نیازهای نرم‌افزاری و سخت‌افزاری SLRT

# ۴-۱ مقدمه

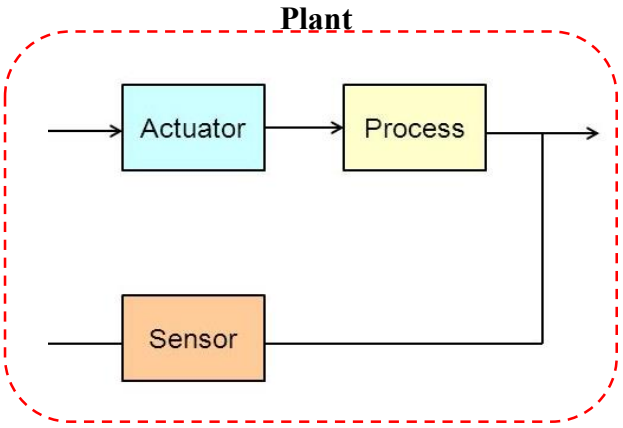
نرم‌افزار متلب یکی از کاربردی‌ترین بسترهای برنامه‌نویسی است که به‌ویژه برای محققان دانشجویی توسعه یافته است. به کمک نرم‌افزار متلب می‌توان الگوریتم‌های مختلف را پیاده‌سازی و شبیه‌سازی و تحلیل کرد. دراین‌میان، این سؤال مطرح است که چگونه می‌توان به کمک نرم‌افزار متلب، با سیستم‌های کاربردی و به‌ویژه صنعتی، ارتباط سخت‌افزاری برقرار کرد. نیل به این هدف به کمک افزونهٔ قدرتمند سیمولینک[۱] متلب به نام SLRT انجام می‌گیرد. در حقیقت، آنچه در محیط سیمولینک طراحی می‌شود را می‌توان از طریق SLRT روی یک سخت‌افزار دیگر بارگذاری نمود و از این طریق می‌توان به دنیای خارج ارتباط برقرار کرد.

برای بیان دقیق‌تر مسئله، بلوک دیاگرام معمول کنترلی شکل ۴-۱ را در نظر بگیرید:




شکل ۴-۱: بلوک دیاگرام یک سیستم کنترلی

همان‌طورکه در شکل ۴-۱ مشاهده می‌شود، فرایند معرف سیستم فیزیکی تحت کنترل است که می‌تواند یک پروسهٔ شیمیایی، ربات، خودرو، سرو موتورها و سایر تجهیزات قابل‌کنترل باشد. از طرفی، فرامین کنترلی همواره از طریق محرک‌ها به سیستم تحت کنترل اعمال می‌شوند. یک محرک می‌تواند یک پمپ، انواع موتور الکتریکی، منابع تغذیه و غیره باشند. همچنین، برای اینکه فرامین کنترلی صحیحی توسط کنترل‌کننده تولید شوند، باید اطلاعات، شامل خروجی و متغیرهای حالت سیستم تحت کنترل در دسترس باشد که این کار از طریق حسگرهای اندازه‌گیری انجام می‌گیرد. به مجموعه سیستم فیزیکی و محرک، پروسهٔ (plant) گفته می‌شود. این مسئله در شکل ۴-۲ مشهود است.




۱. Simulink.

شکل ۴-۲: یک سیستم تحت کنترل شامل پروسهٔ فیزیکی، محرک و حسگر

در محیط سیمولینک متلب تنها می‌توان طراحی و تحلیل عملکرد سیستم تحت کنترل را از دیدگاه شبیه‌سازی موردبررسی قرارداد. به‌عبارت‌دیگر، کنترل‌کننده را می‌توان در چنین محیطی طراحی کرد. حال اگر پیاده‌سازی و تحلیل عملکرد چنین سیستمی در محیط واقعی موردنظر باشد، یعنی نیاز به یک سخت‌افزار همچون کامپیوتر یا آردوئینو برای تحقق عملیاتی کنترل‌کننده باشد، SLRT می‌تواند گزینهٔ مناسبی باشد.

درواقع، SLRT پل ارتباطی میان طراحی در محیط سیمولینک با دنیای خارج است. این بدین‌معنی است که به کمک SLRT می‌توان برنامه‌ای که در سیمولینک طراحی شده است را روی یک سخت‌افزار مناسب بارگذاری و عملیات کنترلی را اجرا کرد. همچنین، کاربرد دیگر SLRT در مسئلهٔ شناسایی سیستم است. به‌عبارت‌دیگر، با اندازه‌گیری صحیح داده‌های ورودی و خروجی یک سیستم واقعی و به کمک جعبه‌ابزار شناسایی متلب می‌توان چنین سیستمی را شناسایی نمود. حال با بارگذاری مدل شناسایی در محیط متلب در یک سخت‌افزار خارجی به کمک SLRT می‌توان این سخت‌افزار را به‌عنوان مدلی از پروسهٔ تحت کنترل به‌کار برد. بنابراین، دو هدف کنترلی اساسی استفاده از SLRT عبارت هستند از [۱]:

- بارگذاری کنترل‌کنندهٔ طراحی‌شده در محیط سیمولینک در سخت‌افزار
- بارگذاری مدل شناسایی‌شدهٔ سیستم تحت کنترل در سخت‌افزار

مزیت نهفتهٔ استفاده از SLRT، اجرای زمان حقیقی آن است که باعث اعتباربخشی به رویکرد طراحی کنترل‌کننده یا شناسایی سیستم می‌شود.

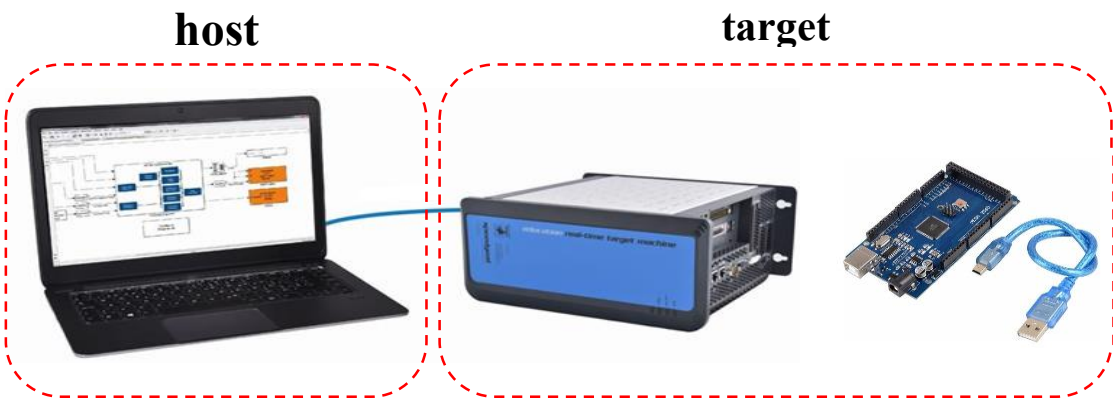
## ۴-۲ اصطلاحات مهم در SLRT

در SLRT دو اصلاح مهم وجود دارد:

- Host یا میزبان
- Target یا هدف

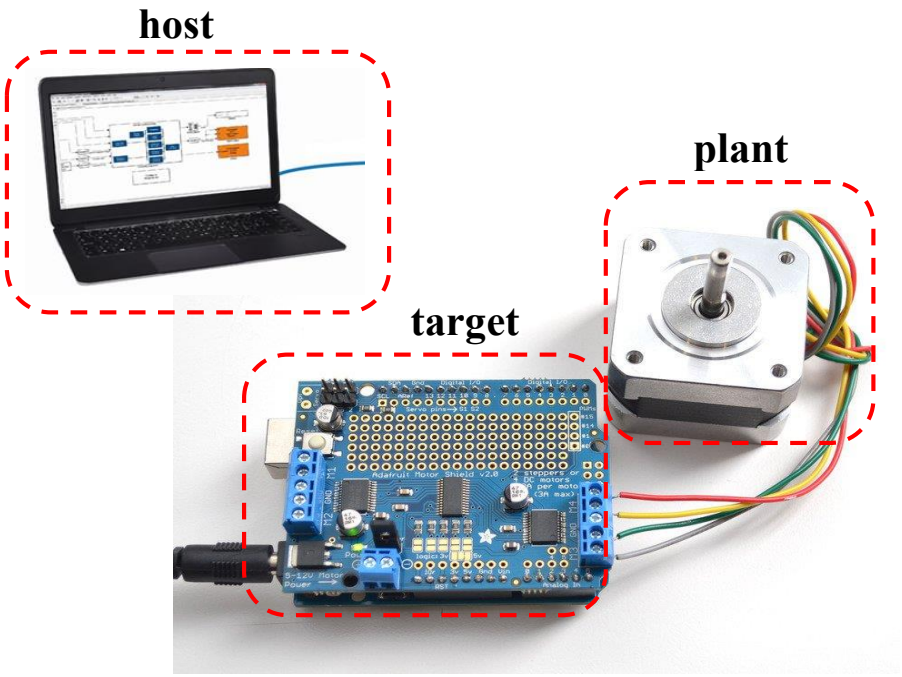
Host معرف کامپیوتری است که طراحی کنترل‌کننده یا مدل شناسایی‌شده در آن انجام می‌گیرد. Target معرف سخت‌افزاری است که برنامهٔ طراحی‌شده بر روی آن بارگذاری می‌شود.

این سخت‌افزار می‌تواند یک کامپیوتر یا یک برد الکترونیکی قابل‌برنامه‌ریزی دارای تعدادی پروسسور و پورت‌های ورودی و خروجی باشد. نمایی از host و target در شکل ۴-۳ آورده شده است.

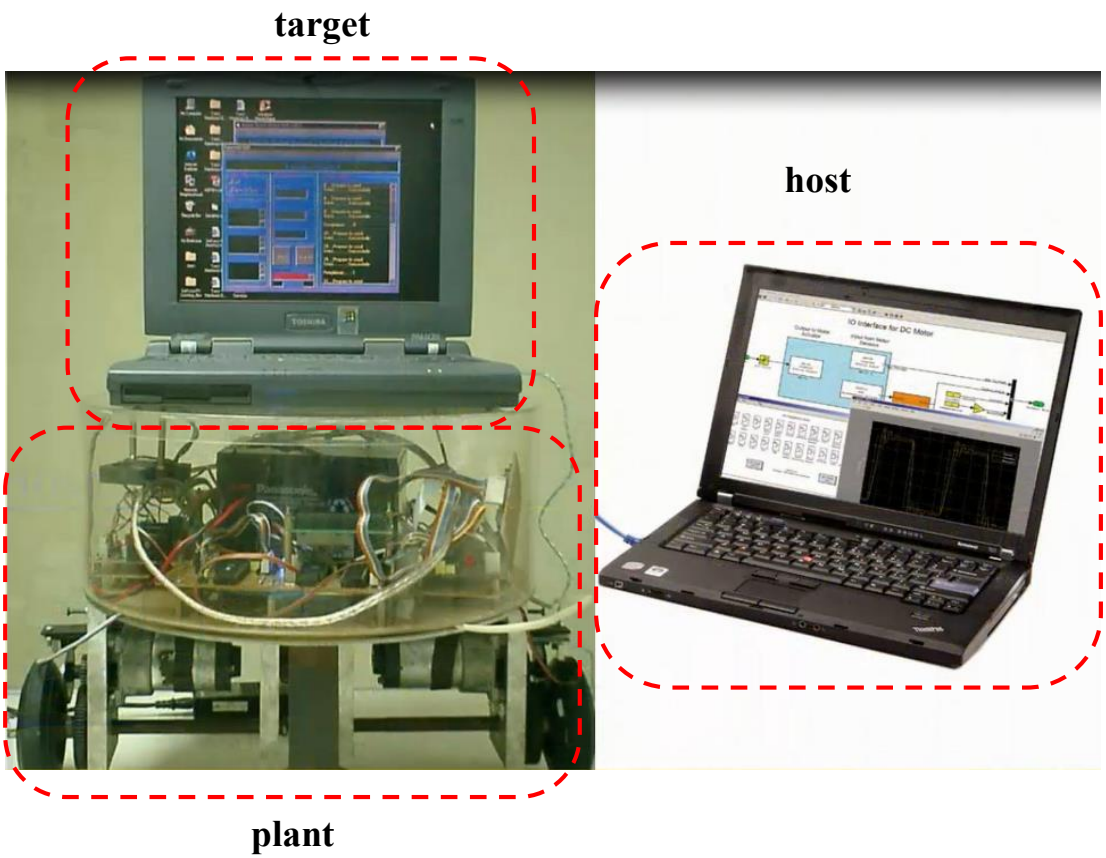



شکل ۴-۳: نمایی از host و target

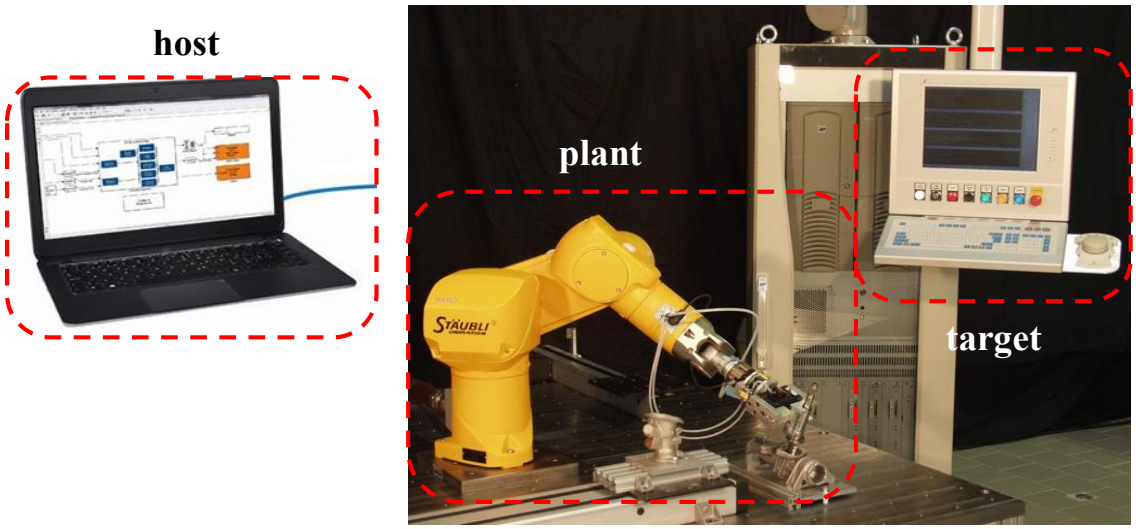
در ادامه، در شکل‌های ۴-۴ الی ۴-۶ برخی مثال‌های کاربردی ارائه می‌شود که بیانگر ارتباط میان host، target و پروسهٔ تحت کنترل است.




شکل ۴-۴: ارتباط میان host، target و موتور پله



شکل ۴-۵: ارتباط میان host، target و ربات متحرک




شکل ۴-۶: ارتباط میان host، target و ربات بازوی سری

## ۴-۳ ارتباط با سخت‌افزار از طریق SLRT

همان‌طورکه اشاره شد، برنامه‌ای که در محیط سیمولینک متلب در host طراحی می‌شود، از طریق SLRT به یک سخت‌افزار همچون کامپیوتر بارگذاری می‌شود. حال سؤال این است که host چگونه می‌تواند با سخت‌افزار target ارتباط برقرار کند. این کار از طریق پورت‌ها انجام می‌شود. مطابق با شکل ۴-۷، به‌طورکلی در کامپیوترها دو نوع کابل ارتباطی وجود دارد:

- کابل parallel
- کابل serial




شکل ۴-۷: پورت‌های parallel و serial

از پورت parallel می‌توان برای دریافت و ارسال داده به‌صورت موازی استفاده کرد و بنابراین از آن می‌توان هم به‌عنوان ورودی و هم به‌عنوان خروجی برای برنامه‌ریزی‌های سخت‌افزاری بهره گرفت. در پورت serial داده به‌صورت سریال به کمک الگوریتم خاصی ارسال و دریافت می‌شود.
مسئلهٔ مهم دیگر این است که در پیاده‌سازی برنامهٔ کنترلی به کمک SLRT گاهی اوقات نیاز است که تعداد ورودی و خروجی‌ها افزایش یابند یا نیاز به دسترسی به اطلاعات سیگنال‌های آنالوگ علاوه بر دیجیتال است. در این‌گونه موارد از برخی کارت‌های الکترونیکی می‌توان استفاده کرد که داخل مادربُرد کامپیوتر نصب شده و مطابق با شکل ۴–۸ از طریق کابل به یک برد دیگر متصل می‌شود. درنتیجه، امکان دسترسی به سیگنال‌های آنالوگ و گسترش تعداد ورودی‌ها و خروجی‌ها فراهم می‌گردد [۳۰].

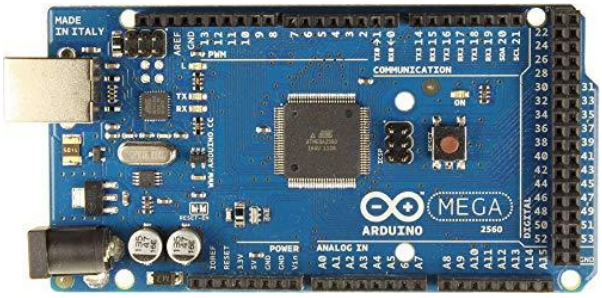


شکل ۴–۸: کارت‌های توسعه‌یافته برای افزایش تعداد ورودی‌ها و خروجی‌ها

نکته: با بارگذاری برنامهٔ طراحی‌شده در host روی سیستم target، دیگر نیازی به host نیست و می‌توان آن را حذف کرد.

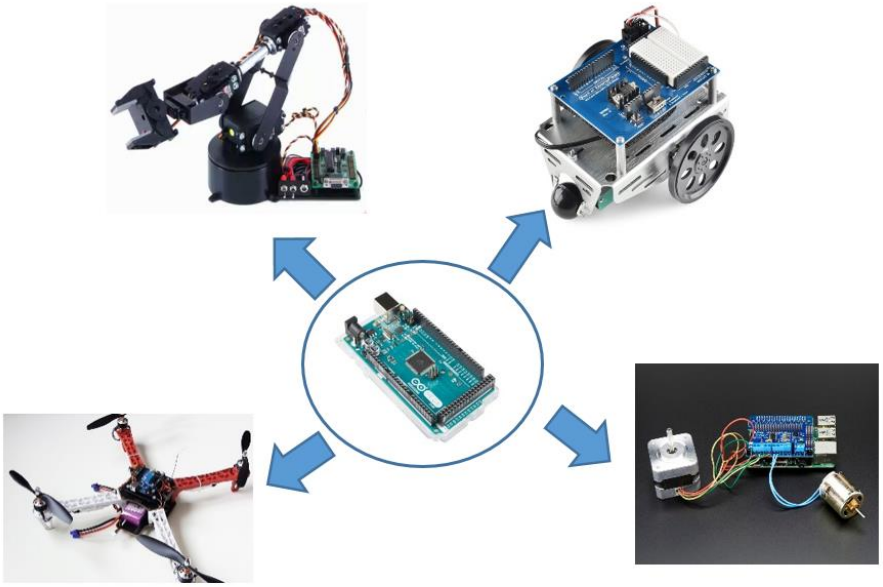
## ۴–۴ اشاره‌ای به آردوئینو به‌عنوان یک target

یک آردوئینو شامل تعدادی ترمینال به‌عنوان ورودی‌ها و خروجی، یک یا چند میکروپروسسور و مدارات تغذیه است که قابلیت برنامه‌ریزی دارند و از آن می‌توان به‌عنوان بستر سخت‌افزاری برای تحقق اهداف کنترلی، شناسایی، داده‌کاوی و غیره استفاده کرد. در شکل ۴–۹ نمونه‌ای از آردوئینو موسوم به Mega2560 مشاهده می‌شود.




شکل ۴–۹: نمایی از سخت‌افزار آردوئینو به‌عنوان target

وقتی‌که آردوئینو به‌عنوان یک target مورداستفاده قرار می‌گیرد، از آن می‌توان برای کاربردهای کنترلی مختلفی استفاده کرد که از آن جمله می‌توان به کنترل انواع موتورهای الکتریکی، ربات‌های متحرک، ربات‌های بازو و کوادکوپترها اشاره نمود (شکل ۴-۱۰).



شکل ۴-۱۰: تعدادی از کاربردهای سخت‌افزار آردوئینو

## ۴-۵ مراحل اجرای کار با SLRT

نقشهٔ راه کلی برای اجرای برنامه توسط افزونهٔ SLRT شامل چندین مرحله است که عبارت هستند از:

مرحلهٔ ۱: اتصال یک کامپیوتر به‌عنوان target که این کار خود شامل سه مرحله است [۳۰]:

- بررسی کارت‌های شبکهٔ مناسب
- تنظیمات اولیه
- بررسی عملکرد پردازش target

اتصالات مربوطه به کمک کارت شبکه انجام می‌گیرد. نکته‌ای که باید بدان اشاره کرد این است که SLRT هر کارت شبکه‌ای را پشتیبانی نمی‌کند. در این گزارش، به معرفی برخی کارت‌های قابل‌پشتیبانی توسط SLRT پرداخته خواهد شد.

در ارتباط با عملکرد پردازشی باید بیان کرد که کامپیوترهای مختلف دارای cpuها و پردازنده‌های مختلفی هستند. با توجه به کنترل‌کننده‌ای که طراحی می‌شود، باید اطلاعات صحیحی در ارتباط با سرعت target در دسترس باشد تا مطمئن شویم که آیا target قادر به اجرای برنامهٔ کنترلی با حجم محاسباتی سنگین آن است یا خیر. به‌طورکلی برای هر عملیاتی یک گام زمانی خاصی در نظر گرفته می‌شود. به‌عبارت‌دیگر، باید تحلیلی مقدماتی از سرعت target انجام شود که برای مثال در یک سیمولینک با محتوای صد مؤلفه، هر گام زمانی چقدر انجام می‌گیرد.

مرحلهٔ ۲: اجرای برنامهٔ طراحی‌شده در محیط سیمولینک host به‌صورت زمان حقیقی بر روی target که خود شامل سه مرحله است:

- نحوهٔ بارگذاری برنامهٔ طراحی‌شده روی target

- نمایش سیگنال‌ها در اسکوپ SLRT
- اجرای زمان حقیقی برنامه

در این مرحله، به کمک SLRT، برنامه‌ای که در محیط سیمولینک کامپیوتر host طراحی شده است، بر روی سخت‌افزار target بارگذاری می‌شود. در ارتباط با مفهوم زمان حقیقی باید اشاره کرد که برای اجرای سخت‌افزاری یک پروژه، هم‌زمان بودن و اجرای درست عملیات در زمان واقعی از اهمیت خیلی مهمی برخوردار است. منظور از زمان حقیقی این است که وقتی گام زمانی در محیط سیمولینک برابر با ۱ میلی‌ثانیه درنظر گرفته شده است، در اجرای عملیات در محیط واقعی نیز باید دقیقاً همین۱ میلی‌ثانیه باشد. به‌واقع، مسئلهٔ اجرای زمان حقیقی، یکی از ویژگی‌های سودمند SLRT است.
در این مرحله، اسکوپ SLRT وجود دارد؛ بدین‌معنی است که بعد از بارگذاری و اجرای برنامه در target می‌توان سیگنال‌ها را به‌صورت زمان حقیقی در مانیتور سخت‌افزار target مشاهده کرد. این مسئله به معنی اجرای زمان حقیقی برنامهٔ طراحی‌شده در محیط سیمولینک کامپیوتر host است.
مرحلهٔ ۳: آشنایی با پورت سریال target و استفاده از آن برای ارسال و دریافت اطلاعات
مرحلهٔ ۴: آشنایی با پورت parallel و استفاده از آن برای ارسال و دریافت اطلاعات
مرحلهٔ ۵: طراحی یک فرایند نمونه و بارگذاری آن روی target و اجرای عملیات کنترلی توسط target

- اتصال دو target به‌صورت هم‌زمان به یکدیگر که در آن یک target به‌عنوان مدل پروسه و target دیگر به‌عنوان کنترل‌کننده استفاده می‌شود.
- دسترسی به ورودی‌ها و خروجی‌های پروسه از طریق پورت‌های سخت‌افزاری
- انجام عملیات شناسایی و کنترل

مرحله ۶: استفاده از target به‌عنوان کنترل‌کننده

- استفاده از پورت‌ها برای ارتباط میان پروسه و سخت‌افزار نمونه
- شناسایی و کنترل به‌صورت زمان حقیقی و عملی

همان‌طورکه اشاره شد، سخت‌افزار آردوئینو گزینهٔ مناسبی به‌عنوان target است؛ بنابراین، نقشهٔ راه دیگر در ادامهٔ مراحل فوق می‌تواند به‌صورت زیر قابل‌بیان باشد.
مرحلهٔ۱: آشنایی با بردهای آردوئینو

- معرفی مشخصات مختلف سخت‌افزاری
- معرفی امکانات سخت‌افزاری موجود بر روی آردوئینو

مرحلهٔ ۲: اتصال برد آردوئینو به‌عنوان target

- تنظیمات اولیه
- عملیات اتصال

مرحلهٔ ۳: اجرای برنامهٔ طراحی‌شده در سیمولینک host به‌صورت زمان حقیقی بر روی آردوئینو

- نحوهٔ بارگذاری برنامه روی آردوئینو
- اجرای مثال‌های سخت‌افزاری

- آزمایش اجرای زمان حقیقی

مرحلهٔ ۴: طراحی یک پروسه به‌صورت مدل و بارگذاری آن روی target اول و استفاده از target دوم برای عملیات کنترلی

- اتصال هم‌زمان دو target
- دسترسی به ورودی و خروجی پروسه از طریق پورت‌های سخت‌افزاری
- عملیات شناسایی و کنترل

مرحلهٔ ۵: استفاده از آردوئینو برای کار کنترلی به‌صورت سخت‌افزاری بر روی پروسهٔ نمونه

## ۴-۶ پیش‌نیازهای SLRT

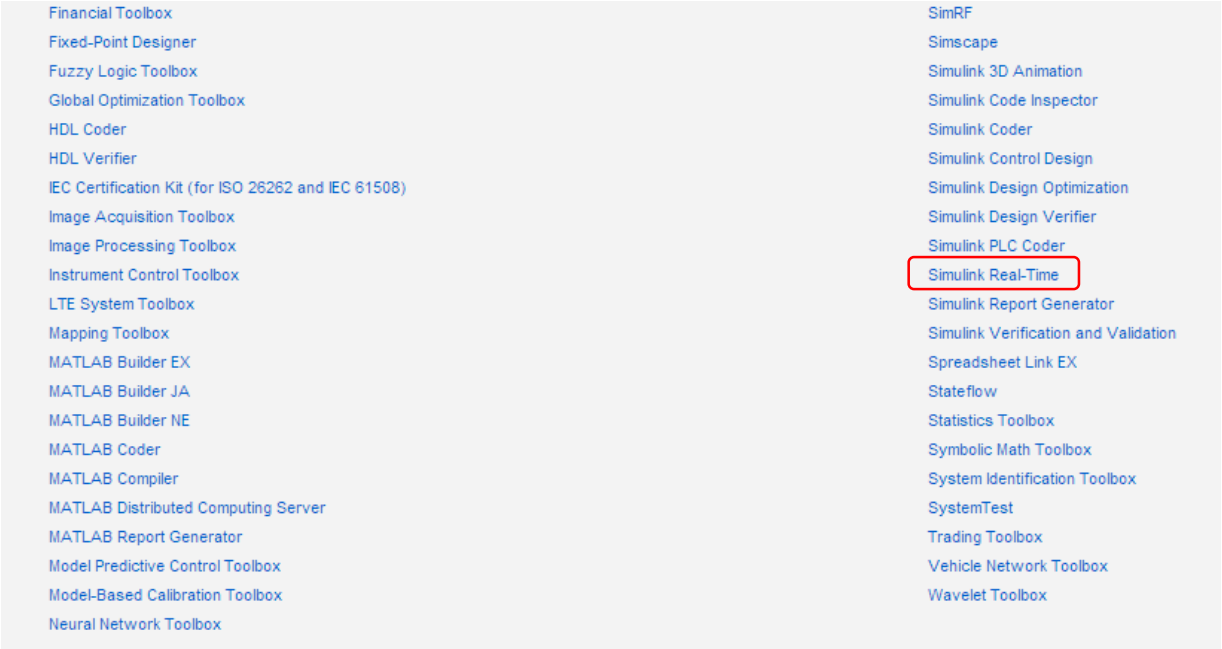
به‌طورکلی پیش‌نیازهای لازم برای اجرای SLRT شامل دو بخش اساسی است:

- پیش‌نیازهای نرم‌افزاری
- پیش‌نیازهای سخت‌افزاری

### ۴-۶-۱ پیش‌نیازهای نرم‌افزاری

با توجه به اینکه SLRT یکی از افزونه‌های سیمولینک است، باید این افزونه روی متلب نصب شده باشد. همین‌طور تعدادی پیش‌نیازهای نرم‌افزاری برای راه‌اندازی کامپایلر SLRT موردنیاز است.

اگر به help نرم‌افزار متلب رجوع شود، کتابخانهٔ SLRT با عنوان Simulink real time مطابق با شکل ۴-۱۱ مشاهده می‌شود. لازم به یادآوری است که این کتابخانه از متلب‌های ۲۰۱۴ به بعد با عنوان مذکور به‌روزرسانی و تغییر یافته است و در نسخه‌های پیشین متلب با عنوان xpc- target مشاهده خواهد شد [۳۰].

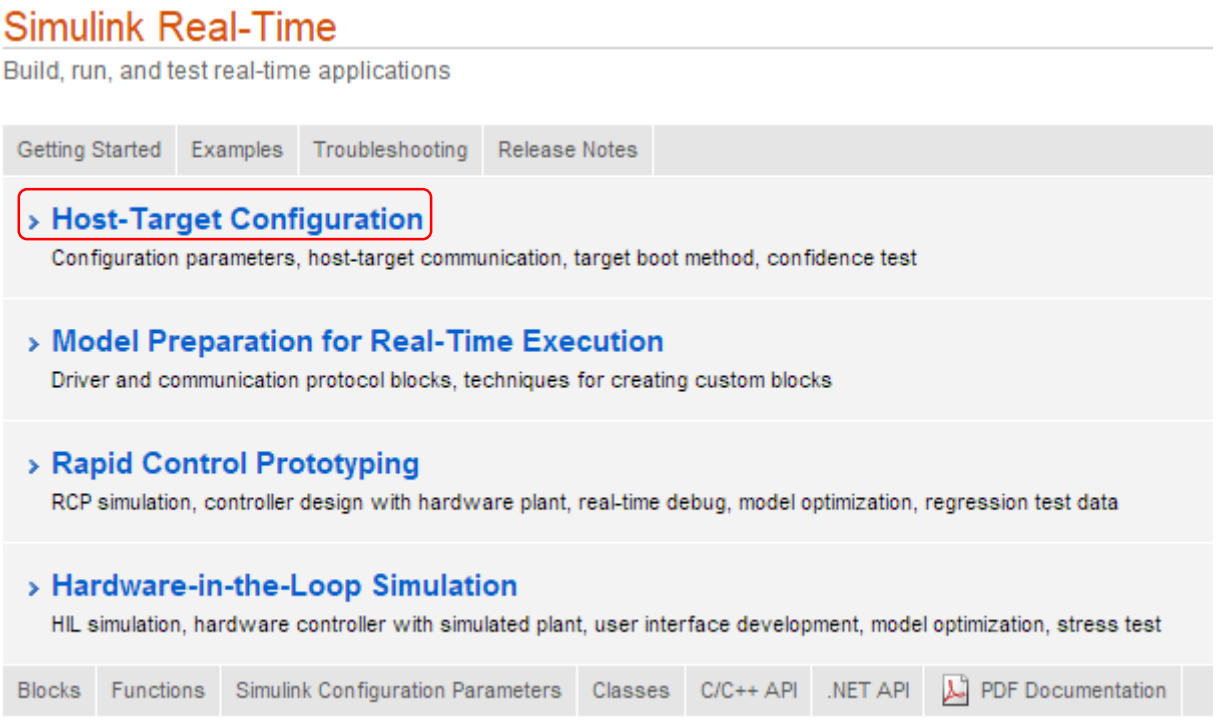



شکل ۴-۱۱: کتابخانهٔ SLRT در help متلب (متلب 2015a)

با کلیک بر روی گزینهٔ Simulink realtime، وارد صفحهٔ جدیدی مطابق با شکل ۴-۱۲ خواهیم شد. با کلیک بر روی گزینه host target configuration و سپس، گزینه Host-Target setup انتخاب می‌شود. در پنجرهٔ جدید،

مطابق با شکل ۴–۱۳، گزینهٔ Command-Line C Compiler Configuration انتخاب می‌شود. در صفحهٔ جدید، راهنمایی لازم برای مواردی که باید برای راه‌اندازی کامپیوتر انجام شود، ارائه شده است. برای این منظور، کافی است روی لینک زیر کلیک شود:

/http://www.mathworks.com/support/compilers/current_release




شکل ۴–۱۲: صفحهٔ SLRT در متلب 2015a

در صفحه اینترنتی بازشده، باید برای نوع ویندوز (۳۲ بیتی یا ۶۴ بیتی)، ستون مربوط به SLRT بررسی شود که چه کامپایلرهایی موردنیاز است. با توجه به شکل ۴–۱۴ می‌توان مشاهده کرد که نیاز اساسی برای ویندوز ۶۴ بیتی متلب 2015a نصب نرم‌افزار Microsoft Visual C++ 2017 product family و Microsoft Visual C++ 2015 Professional است.

**Classes**

| | |
|---|---|
| SimulinkRealTime.targetSettings | Store target environment properties |
| SimulinkRealTime.target | Target object representing target application |

**Functions**

| | |
|---|---|
| slrt | Create object to manage target computer |
| slrtexplr | Configure target computer and target application for execution |
| slrttest | Test Simulink Real-Time installation |
| slrtbench | Benchmark Simulink Real-Time models on target computer |
| SimulinkRealTime.addTarget | Add new Simulink Real-Time target object |
| SimulinkRealTime.removeTarget | Remove environment data associated with target name |

more

**Examples and How To**

Command-Line C Compiler Configuration
Ethernet Communication Setup
RS-232 Communication Setup
Target Computer Settings

شکل ۴-۱۳: پیکربندی host و target

Simulink Product Family

| Compiler | Simulink | Simulink | Stateflow | Simulink Coder | Embedded Coder | Simulink Real-Time | SerDes Toolbox |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | *For S-Function compilation* | *For Model Referencing, Accelerator mode, Rapid Accelerator mode, and MATLAB Function blocks* | *For all features* | *For all features* | *When targeting the host OS* | *For all features* | *For IBIS-AMI model generation* |
| MinGW 6.3 C/C++ (Distributor: mingw-w64) *Available at no charge* | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ | | ✓ |
| Microsoft Visual C++ 2019 product family | ✓ [13] | | | | | | |
| Microsoft Visual C++ 2017 product family[11] | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ [12] | ✓ |
| Microsoft Visual C++ 2015 Professional[10] | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ [1] | ✓ |

شکل ۴-۱۴: ملزومات نرم‌افزاری موردنیاز برای SLRT

## ۴-۶-۲ پیش‌نیازهای سخت‌افزاری

آنچه به‌عنوان پیش‌نیازهای سخت‌افزاری موردنیاز است، به شرح زیر است:

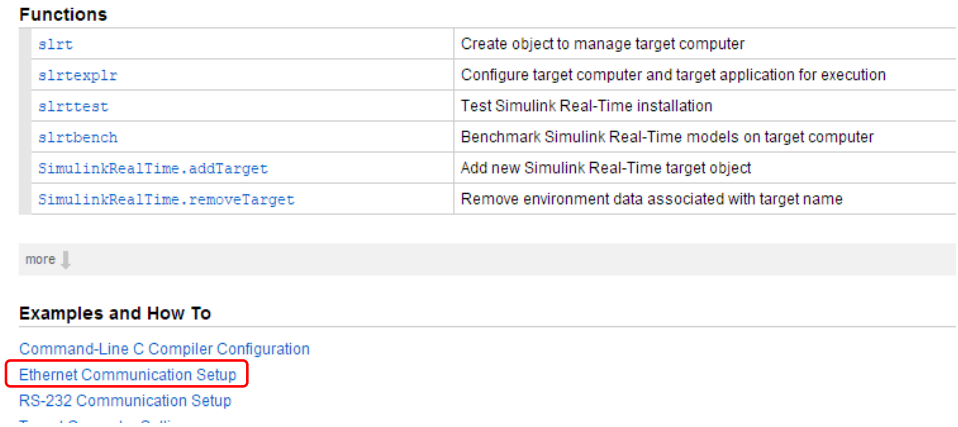
۱) یک لپ‌تاپ یا یک کامپیوتر که در آن، نرم‌افزار متلب همراه با کتابخانهٔSLRT نصب شده است و دارای کارت شبکه و dvd writer باشد. این سخت‌افزار که برنامه درواقع داخل آن طراحی می‌شود، نقش host را بر عهده دارد.

۲) یک لپ‌تاب یا یک کامپیوتر که به‌عنوان target است که باید dvd rom داشته باشد و ثانیاً باید دارای یک کارت شبکه با مشخصات موردنظر باشد که در ادامه بدان اشاره خواهد شد.

۳) کابل شبکه که ارتباط‌دهنده میان host و target است.

## بررسی کارت‌های شبکه پشتیبانی‌شده

در نرم‌افزار متلب و در قسمت help، بر اساس نسخهٔ متلب می‌توان به فهرست کارت‌های شبکهٔ پشتیبانی‌شده دسترسی پیدا کرد. برای این منظور، ابتدا در قسمت help روی گزینهٔ Simulink real time کلیک شود. سپس، گزینهٔ Host-Target Configuration و در ادامه گزینهٔ Host-Target Setup انتخاب می‌شود. در صفحهٔ جدید بر روی گزینهٔ Ethernet Communication Setup مطابق با شکل ۴–۱۵ کلیک شود.




شکل ۴–۱۵: صفحهٔ انتخاب پیکربندی‌های کابل شبکه

نکته‌ای که باید بدان اشاره کرد این است که در صفحهٔ جدید، برای نسخه‌های متلب ۲۰۱۳ به قبل، فایلی وجود دارد که در آن فهرست chipsetهای پشتیبانی‌شده توسط xpc-target ارائه شده است؛ اما اکنون دیگر تنها چنین پیغامی مشاهده می‌شود:

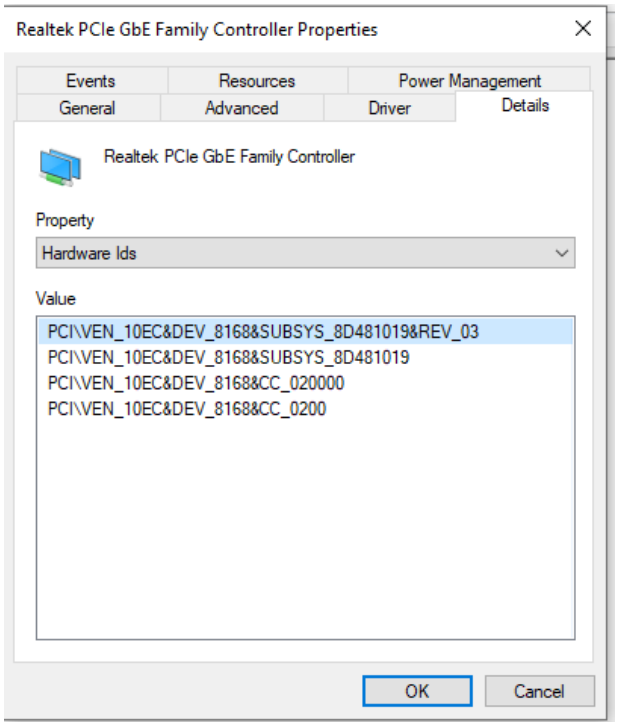
The host-to-target communication supported chipset list has been removed from our website. The only chipsets that we have tested and can ensure they will work are those inside Speedgoat target computers installed in properly configured Speedgoat motherboards. If you have questions about a specific chipset, please contact Technical Support with the Vendor ID and Device ID.
To find the device ID, go to <http://www.pcidatabase.com/>, and search by using the device name (e.g. 82541PI). This will return you the chip description and the device ID (eg. 0x107C). Please note that the device ID may be associated to a different device name. This may happen if the vendor has changed the card name.

اگر دسترسی به فهرست چیپ‌ست‌های موردپشتیبانی توسط SLRT داشته باشیم، می‌توان ابتدا وارد device manager ویندوز شد. سپس، در قسمت network adapter روی گزینهٔ مربوط به Ethernet دو بار کلیک می‌کنیم و وارد صفحه جدیدی می‌شویم. در این صفحه روی گزینهٔ detail کلیک و سپس گزینهٔ hardware id را انتخاب می‌نماییم. در این صورت می‌توان دو مشخصهٔ کارت شبکهٔ سخت‌افزار را مشاهده کرد. این دو مشخصه عبارت هستند از:

- Vendor id که به‌نوعی شمارهٔ سریال شرکت سازنده است.
- Device id که به‌نوعی شماره سریال کارت شبکهٔ آن شرکت است.

برای مثال، در سخت‌افزار موردنظر ما، مشخصات vendor id و device id مطابق با شکل ۴–۱۶ است. همان‌طور که در این شکل مشاهده می‌شود، vendor id برابر با 10EC و device id برابر با 8168 است. اگر به فایل شامل

چیپ‌ست‌های پشتیبانی‌شده توسط SLRT مراجعه شود، مطابق با شکل ۲-۱۷ می‌توان دریافت که چنین مشخصات کارت شبکه‌ای که متعلق به شرکت REALTEK است، توسط SLRT پشتیبانی می‌شود. به‌عبارت‌دیگر، با توجه به این شکل، کارت شبکهٔ موردنظر برای نسخه‌های متلب ۲۰۱۱ به بعد پشتیبانی می‌شود.




شکل ۴-۱۶: صفحهٔ مشخصات کارت شبکه در سخت‌افزار کامپیوتری

| Vendor ID | Device ID | Description | First Supported |
|---|---|---|---|
| 0x10EC | 0x8136 | RealTek RTL8169SB | R2011b |
| 0x10EC | 0x8137 | RealTek RTL8104 | R2012a |
| 0x10EC | 0x8167 | RealTek RTL8169SC | R2011b |
| 0x10EC | 0x8168 | RealTek RTL8168B | R2011b |
| 0x10EC | 0x8169 | RealTek RTL8169 | R2011b |

شکل ۴-۱۷: مشخصات کابل شبکه در فهرست چیپ‌ست‌های پشتیبانی‌شده توسط SLRT

برای خریداری یک کارت شبکهٔ موردپشتیبانی توسط SLRT کافی است در وب‌سایتی همچون digikala.com کلیدواژهٔ PCI adapter network جستجو شود. برای مثال کارت شبکه با چیپ‌ست ۸۱۳۹ ساخت شرکت Realtek در شکل ۴-۱۸ مشاهده می‌شود که اگر به فهرست چیپ‌ست‌های پشتیبانی‌شده توسط SLRT رجوع شود، می‌توان دریافت که چنین مشخصات کارت شبکه‌ای توسط SLRT پشتیبانی می‌شود. در بخش پیوست، نحوهٔ تنظیمات اولیه بر روی کامپیوترها آورده شده است.




شکل ۴-۱۸: نمایی از یک کابل شبکهٔ پشتیبانی‌شده توسط SLRT

## مراجع

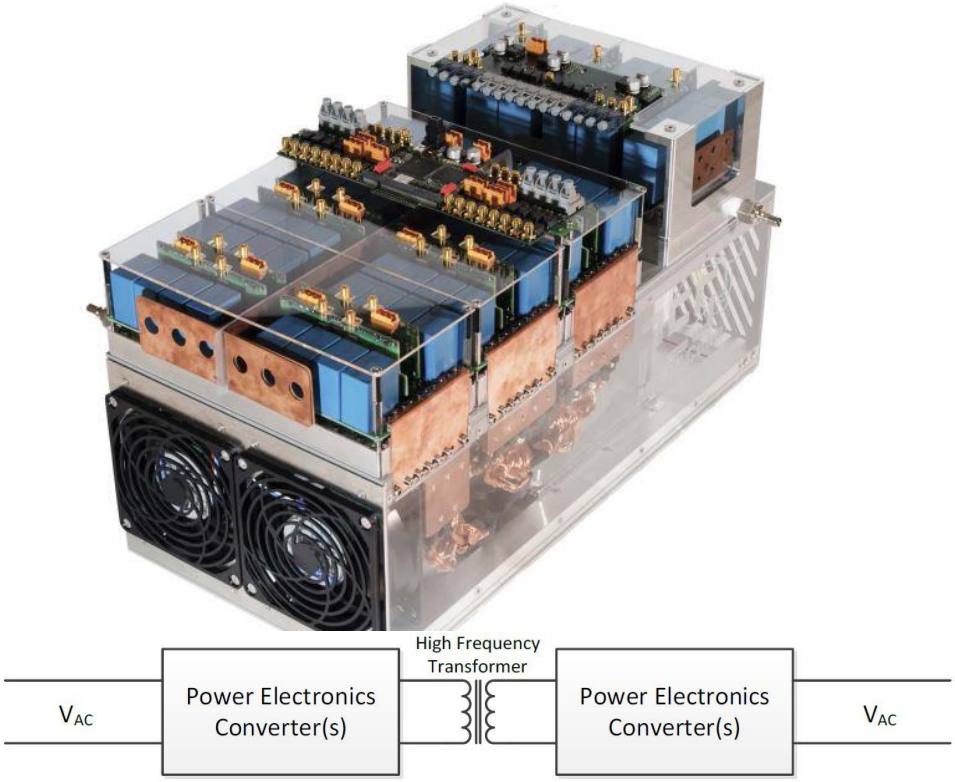
[1] Shiakolas, P. S., and D. Piyabongkarn. "On the development of a real-time digital control system using XPC-Target and a magnetic levitation device." Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No. 01CH37228). Vol. 2. IEEE, 2001.
[2] Alur, R., et al. Handbook of networked and embedded control systems. Springer Science & Business Media, 2007.
[3] Low, K. H., Heng Wang, and Michael Yu Wang. "On the development of a real time control system by using xPC target: Solution to robotic system control." IEEE International Conference on Automation Science and Engineering, 2005.. IEEE, 2005.
[4] Mosterman, Pieter J., et al. "Embedded real-time control via matlab, simulink, and xpc target." Handbook of networked and embedded control systems. Birkhäuser Boston, 2005. 419-446.
[5] Chin, C. S., and S. H. Lum. "Rapid modeling and control systems prototyping of a marine robotic vehicle with model uncertainties using xPC Target system." Ocean Engineering38.17-18 (2011): 2128-2141.
[6] Grepl, Robert. "Real-Time Control Prototyping in MATLAB/Simulink: Review of tools for research and education in mechatronics." 2011 IEEE International Conference on Mechatronics. IEEE, 2011.
[7] Takosoglu, Jakub E., Pawel A. Laski, and Slawomir Blasiak. "A fuzzy logic controller for the positioning control of an electro-pneumatic servo-drive." Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering 226.10 (2012): 1335-1343.
[8] Mohamed, Abdullah A., and Dia M. Ali. "Creating real-time operation system based on xpc target kernel." International Journal of Recent Technology and Engineering 2 (2013).
[9] Pinzon-Ardila, O., L. Angel, and M. Useche. "xPC target an option for position control of robotic manipulators." IX Latin American Robotics Symposium and IEEE Colombian Conference on Automatic Control, 2011 IEEE. IEEE, 2011.
[10] Pomirski, Janusz, Andrzej Rak, and Witold Gierusz. "Control system for trials on material ship model." Polish Maritime Research 19.Special (2012): 25-30.
[11] Li, Cheng, et al. Multi-Parameter Logic Threshold Driving Control Strategy of Distribution Hybrid Electric Vehicle Based on xPC Test Platform. No. 2019-01-1211. SAE Technical Paper, 2019.
[12] Chen, Yue, et al. "Closed Loop Control of an MR-Conditional Robot with Wireless Tracking Coil Feedback." Annals of Biomedical Engineering (2019): 1-12.
[13] Leniowska, Lucyna, and Mariusz Sierżęga. "Vibration control of a circular plate using parametric controller with phase shift adjustment." Mechatronics 58 (2019): 39-46.
[14] He, Zhenxin, et al. "Semi-physical real-time control of electro-hydraulic proportional position servo system based on Matlab/xPC." The Journal of Engineering 2019.13 (2019): 144-149.
[15] Ariff, Mohd Hatta Mohammed, et al. "Robust composite nonlinear feedback for nonlinear Steer-by-Wire vehicle's Yaw control." Bulletin of Electrical Engineering and Informatics 8.1 (2019): 214-222.

[16] Verros, Stergios, et al. "Evaluation of intuitive trunk and non-intuitive leg sEMG control interfaces as command input for a 2-D Fitts's law style task." PloS one 14.4 (2019): e0214645.
[17] Wolf, Derek N., and Eric M. Schearer. "Simple Quasi-Static Control of Functional Electrical Stimulation-Driven Reaching Motions." 2019 9th International IEEE/EMBS Conference on Neural Engineering (NER). IEEE, 2019.
[18] Yaqi, Liu, Zhang Lei, and Shi Xiaobin. "Real Time Fish Tracking Method Based on xPC Target." 2019 IEEE 3rd Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC). IEEE, 2019.
[19] Vu, Philip. Restoring Fine Motor Prosthetic Hand Control via Peripheral Neural Technology. Diss. 2019.
[20] Cheng, Lei, et al. "Real-time force tracking control of an electro-hydraulic system using a novel robust adaptive sliding mode controller." IEEE Access (2019).
[۲۱] علی قدمیاری، سید علی‌اکبر صفوی، محمدعلی حسنپور، «طراحی و اجرای آزمایشگاه‌های مجازی زمان حقیقی و کنترل از راه دور در راستای تحقق آموزش‌های مجازی و از راه دور»، فصل‌نامه اموزش مهندسی ایران، شماره ۳۴، سال نهم، ص ۵۷–۷۶
[۲۲] شکوفه جعفری فشارکی، فرزاد توحید خواه، حیدرعلی طالبی، «کنترل ماهواره با رویکرد کنترل پیشبین و با استفاده از توابع لاگر»، فصل‌نامه علمی–پژوهشی فناوری اطلاعات و ارتباطات ایران، سال پنجم، شماره ۱۵و۱۶، تابستا ۱۳۹۲، ص۳۹–۴۸
[23] Gambier, Adrian. "Real-time control systems: a tutorial." 2004 5th Asian Control Conference (IEEE Cat. No. 04EX904). Vol. 2. IEEE, 2004.
[24] AMOOSHAHI, H., and H. A. Aalami. "Online Smart Load Shedding in Micro Grid with Presence of Wind Turbine." (2014): 159-166.
[۲۵] زوارقی. «فهرستهای رایانه‌ای در ایران و جهان: مروری بر متون» فصلنامه کتابداری و اطلاع رسانی ۱۰. شماره ۲ (پیاپی ۳۸) (۲۰۰۷): ۱۵۷–۱۹۶.
[۲۶] رضائی خسرو, et al. «سیستم بلادرنگ و هوشمند اعلام هشدار خستگی رانندگان بر مبنای تصاویر ویدیویی» ۱–۱۱.
[۲۷] ابراهیمی, et al. «کنترل زمان حقیقی ولتاژ و توان راکتیو در شبکه‌های توزیع متصل به تولید پراکنده با استفاده از الگوریتم رقابت استعماری و تئوری فازی» نشریهٔ مهندسی و مدیریت انرژی ۱,۱ (۲۰۱۱): ۱۹–۲۷.
[۲۸] اسفندیاری, et al. «طراحی یک شبیه‌سازِ بلادرنگ برای مجموعه موتور احتراقی–ژنراتور در اتوبوس هیبرید الکتریکی سری» مهندسی مکانیک مدرس ۱۴,۴ (۲۰۱۴): ۲۰۰–۲۰۶.
[۲۹] نوع, ارائه, et al. «عنوان: ارائه یک مکانیزم کنترل همروندی برای سیستم‌های پایگاه داده‌ای بلادرنگ توزیع‌شده سیار».
[30] https://www.mathworks.com › products › simulink-real-time.

# فصل پنجم: پیاده‌سازی عناصر تجهیز بر روی نرم‌افزار شبیه‌ساز

# ۵-۱ مقدمه

در سیستم‌های قدرت توان الکتریکی در مقیاسی بزرگ در واحدهای نیروگاهی تولید می‌شود. این توان با بهره‌گیری از خطوط انتقال با سطح ولتاژ بالا انتقال می‌یابد و در نهایت توسط ترانسفورماتورهای توزیع در اختیار مصرف‌کننده قرار می‌گیرد. در سال‌های اخیر، نظریهٔ استفاده از ترانسفورماتورهای جامع هوشمند[۱] (IUT) برای کنترل از راه دور توان، در شبکه‌های قدرت مطرح شده است. این ترانسفورماتورها با توانایی کنترل جریان و ولتاژ خروجی، به‌عنوان بهترین ابزار برای اتصال منابع تولید پراکنده به شبکه معرفی شدند. همچنین این ترانسفورماتورها با کنترل توان عبوری، بهره‌برداری مطمئن را برای شبکه مهیا می‌سازند. در تحقیقات انجام‌شده، توپولوژی‌های گوناگونی برای IUT تعریف شده است؛ اما در حالت عمومی این ترانسفورماتور شامل یک‌سوساز AC به DC، مبدل DC به DC، ترانسفورماتور فرکانس بالا و اینورتر DC به AC مطابق شکل ۵-۱ است [۱].




شکل۵- ۵: ترانسفورماتور هوشمند.

از جمله مزایای تراسنفورماتورهای هوشمند (IUT) نسبت به ترانسفورماتورهای مرسوم می‌توان به موارد زیر اشاره کرد.

- کاهش سایز، کاهش وزن و نداشتن آلودگی محیطی
- تنظیم ولتاژ لحظه‌ای
- مجزاسازی خطا از شبکه
- تصحیح ضریب توان
- کنترل توان اکتیو و راکتیو عبوری
- مدیریت جریان خطا در سمت فشار قوی و فشار ضعیف

۱. Intelligent Universal Transformers.

- افزایش کیفیت توان برای ورودی‌های هارمونیک بالا و بارهای غیرخطی
- ظرفیت بالا برای تغییر ولتاژ
- قابلیت تغییر فرکانس در ورودی و خروجی
- توانایی اتصال ولتاژ DC در ورودی و خروجی
- جبران افت یا افزایش ولتاژ خط انتقال

در طراحی ترانسفورماتور هوشمند، آگاهی از پارامترهای اصلی مانند: ولتاژ ورودی، ولتاژ خروجی، فرکانس شبکه، توان نامی، فرکانس سوئیچزنی و دیگر موارد لازم و ضروری است. حداقل پارامترهای موردنیاز در طراحی ترانسفورماتورهوشمند به شرح زیر است.

توان نامی $P_{rated}$

ولتاژ نامی اولیهٔ ترانسفورماتور $V_{MV}$

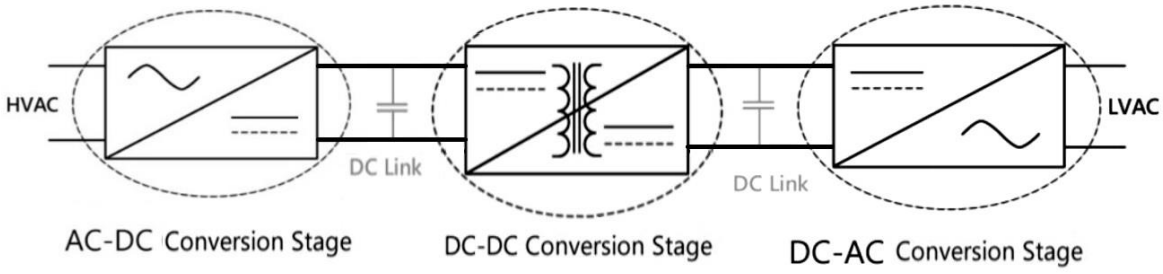
ولتاژ نامی ثانویهٔ ترانسفورماتور $V_{LV}$

فرکانس شبکه $F_{grid}$

در این پژوهش ترانسفورماتور هوشمند بین بار با سطح ولتاژ ۳۸۰ ولت و سیستم توزیع با سطح ولتاژ ۲۰ کیلو ولت قرار می‌گیرد.

## ۵-۲ اجزای ترانسفورماتور هوشمند

در این بخش از پروژه به پیاده‌سازی بخش‌های مختلف ترانسفورماتور هوشمند بر روی نرم‌افزار MATLAB/Simulink پرداخته شده است و سعی شده است تا حد امکان، به مدل واقعی نزدیک باشد. مطابق شکل ۵-۲، ترانسفورماتور هوشمند به‌ترتیب از چپ به راست از سه بخش، ورودی یا فشارقوی، میانی یا ایزولاسیون و خروجی یا فشارضعیف تشکیل شده است. همان‌طوری‌که در شکل۱-۲ مشاهده می‌شود، بخش‌های ورودی و خروجی از طریق لینک‌های DC به بخش ایزولاسیون متصل شده‌اند. بخش ورودی به شبکهٔ فشارقوی متصل می‌شود. وظیفهٔ آن تبدیل ولتاژ متناوب فشارقوی به ولتاژ DC با سطح ولتاژ مناسب و تحویل آن به بخش ایزولاسیون است. در بخش ایزولاسیون از یک مبدل DC به AC و یک ترانسفورماتور فرکانس بالا و یک مبدل AC به DC استفاده می‌شود که در این بخش ابتدا ولتاژ DC ورودی به موج مربعی با فرکانس بالا تبدیل شده و به سمت اولیهٔ ترانسفورماتورفرکانس بالا اعمال می‌شود و سپس در سمت ثانویه عمل تبدیل سطح ولتاژ در فرکانس بالا اتفاق می‌افتد و باتوجه به نسبت تبدیل ترانسفورماتور، سطح ولتاژ فرکانس بالابه مقدار مطلوب مبدل سمت ثانویه ترانسفورماتور کاهش می‌یابد. در آخر ولتاژ متناوب با فرکانس بالا توسط مبدل AC به DC به ولتاژ DC تبدیل می‌شود. بخش ایزولاسیون در حقیقت شبیه یک مبدل DC بهDC انجام وظیفه می‌کند. در بخش خروجی یک مبدل سه‌فاز DC به AC به‌کارگیری می‌شود. این مبدل در حقیقت یک اینورتر سه‌فاز است، خروجی این مبدل به بار مجزا یا به شبکهٔ فشارضعیف قابل‌اتصال خواهد بود.

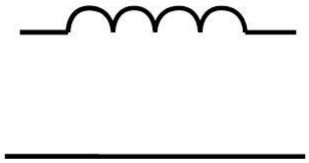



شکل ۵-۲: ساختار کلی ترانسفورماتور هوشمند

ترانسفورماتور هوشمند در سمت فشارضعیف و فشارقوی به‌وسیلهٔ فیلتر به شبکه متصل می‌شوند. استفاده از این فیلترها باعث کاهش هارمونیک‌های ولتاژ و جریان خروجی می‌گردد. از طرف دیگر، مبتنی بر اندازهٔ میرایی فیلتر، ولتاژ و جریان آن قیمت این تجهیزات مشخص می‌شود؛ بنابراین باید متناسب با اندازهٔ هارمونیک‌های تجهیز نوع فیلتر و پارامترهای آن انتخاب گردد [۲].

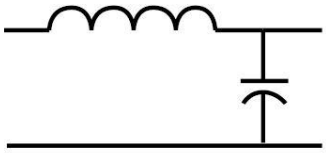
در تقسیم‌بندی اساسی، فیلترها به سه دستهٔ کلی تقسیم می‌شوند [۳].

**فیلتر سلفی:** ساختار مداری این فیلتر در شکل ۵-۳ دیده می‌شود. این فیلتر ساده‌ترین نوع فیلتر است و می‌تواند میرایی سیستم را تا20db- افزایش دهد. ازاین‌رو، این فیلتر معمولاً در مبدل‌ها با فرکانس سوئیچ‌زنی بالا و هارمونیک پایین استفاده می‌گردد.



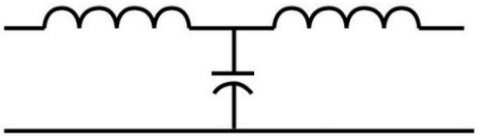
شکل۵- ۳: مدار فیلتر سلفی

**فیلتر خازنی و سلفی:** ساختار مداری این فیلتر در شکل۵-۴ قابل مشاهده است. در این فیلتر خازن به صورت موازی به سلف متصل شده است که به اندازه 40db- میرایی در سیستم ایجاد می‌کند. این فیلتر در تغذیهٔ بارهای نامتعادل و با سوئیچ‌زنی فرکانس بالا مناسب است.



شکل۵- ۴: مدار فیلتر خازنی و سلفی

**فیلتر LCL:** این فیلتر با استفاده از دو سلف و یک خازن مطابق شکل ۵-۵ طراحی و پیاده‌سازی می‌گردد. این فیلتر 60db- میرایی در سیستم با فرکانس بالاتر از فرکانس رزونانس ایجاد می‌کند. از اینرو، این فیلتر مناسب برای فرکانس سوئیچ‌زنی پایین و هارمونیک بالا است.



شکل۵- ۵: مدار فیلتر LCL

## ۵-۲-۱ فیلتر ورودی مبدل AC به DC

در سمت اولیهٔ ترانسفورماتور ولتاژ بالا و جریان پایین است و وظیفهٔ آن تبدیل ولتاژ AC به DC می‌باشد. به‌منظور کاهش هارمونیک های سیستم در ورودی این طبقه معمولاً از فیلتر خازنی و سلفی استفاده می‌شود ولی خازن‌های ولتاژ بالا بسیار گران‌قیمت هستند؛ به همین دلیل با افزایش فرکانس سوئیچ‌زنی و استفاده از فیلتر سلفی، هارمونیک‌های سیستم کاهش می‌یابند و دیگر نیاز به استفاده از خازن‌ها نیست. در نتیجه هزینه‌های ساخت IUT کاهش می‌یابد.

## ۵-۲-۲ فیلتر مبدل DC به DC

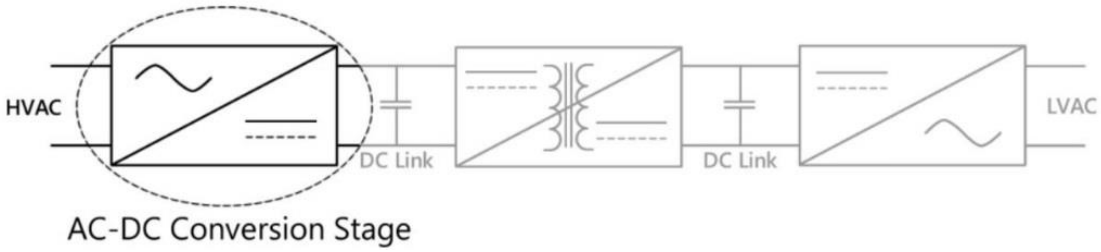
همان‌گونه‌که در شکل ۵-۲ مشاهده می‌شود، ترانسفورماتور هوشمند در بخش میانی دارای دو باس DC در اولیه و ثانویه است. برای اینکه ریپل ولتاژ DC خروجی AC به DC، قابل‌قبول برای این طبقه باشد و همچنین ریپل ولتاژ DC خروجی این طبقه قابل‌قبول برای مبدل بخش آخر باشد، باید از خازن صافی استفاده کرد.

## ۵-۲-۳ فیلتر خروجی مبدل DC به AC

در سمت خروجی ترانسفورماتور هوشمند، ولتاژ پایین و جریان بالا است؛ بنابراین برای کاهش تلفات سوئیچ‌زنی باید فرکانس سوئیچ‌زنی پایین باشد. از طرف دیگر کاهش فرکانس سوئیچ‌زنی سبب افزایش هارمونیک‌ها می‌شود؛ بنابراین برای کاهش هارمونیک‌های خروجی باید از فیلتر با میرایی بالا استفاده کرد. همان‌گونه‌که پیش از این اشاره شد، فیلتر LCL با میرایی 60db-، مناسب برای خروجی ترانسفورماتور هوشمند است. لازم به یادآوری است که استفاده از این فیلتر در خروجی ترانسفورماتور باعث افزایش هزینهٔ ساخت می‌شود؛ اما دینامیک سیستم را بهبود می‌بخشد و هارمونیک‌ها را کاهش می‌دهد [۴, ۵].

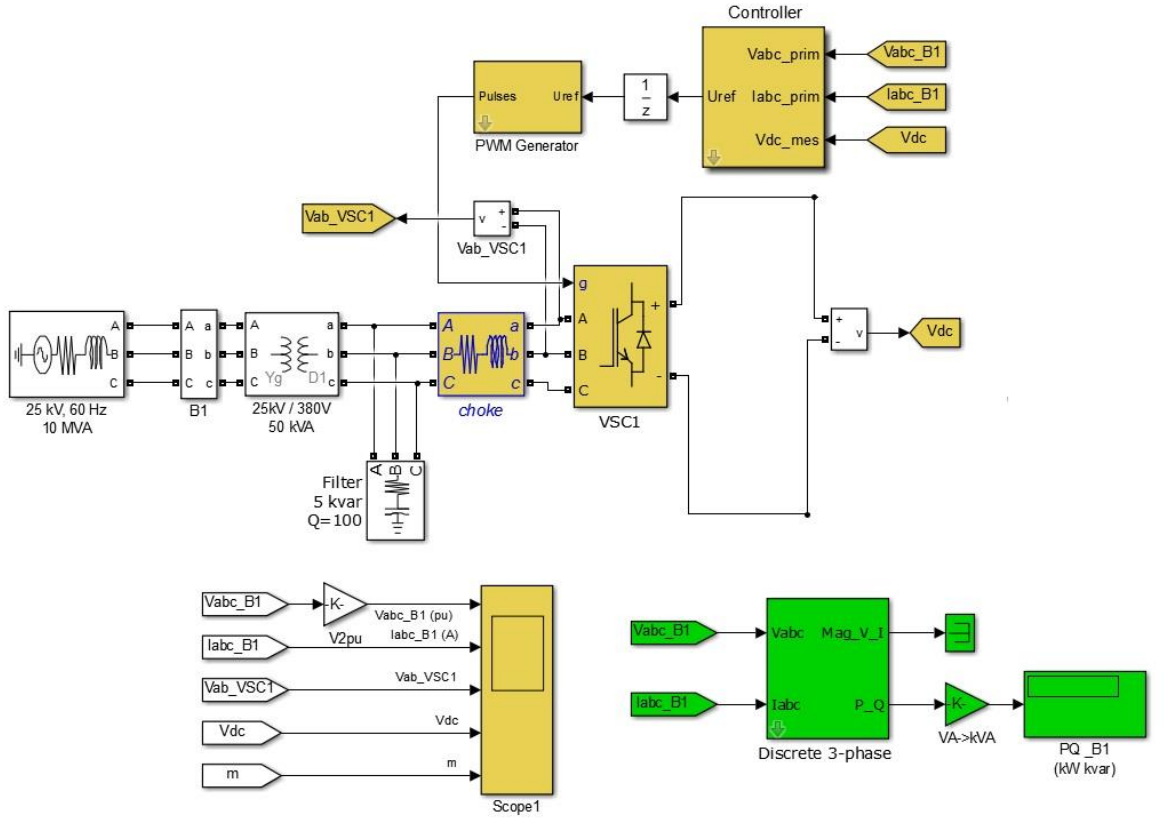
# ۵-۳ مبدل AC به DC

همان‌طورکه در شکل ۵-۶ دیده می‌شود، اولین قسمت، مبدل AC به DC است که ولتاژ سینوسی ورودی را به ولتاژ DC تبدیل می‌کند.

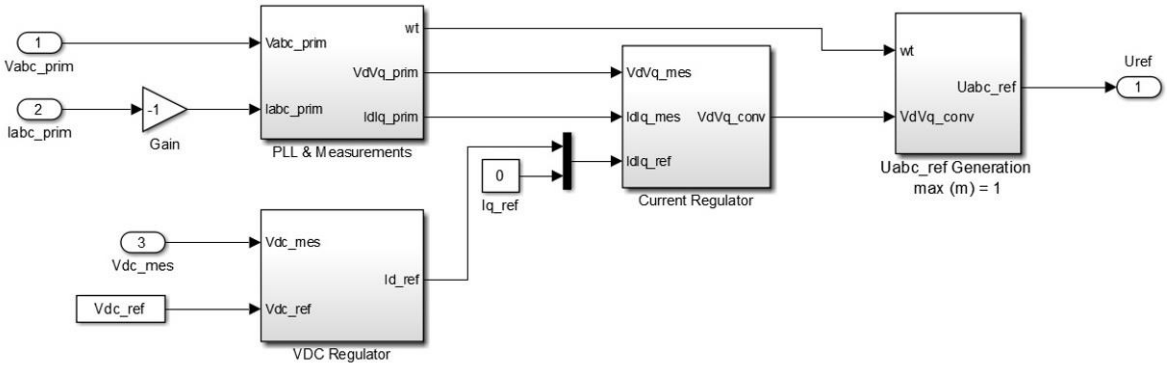



شکل ۵-۶: مبدل AC به DC

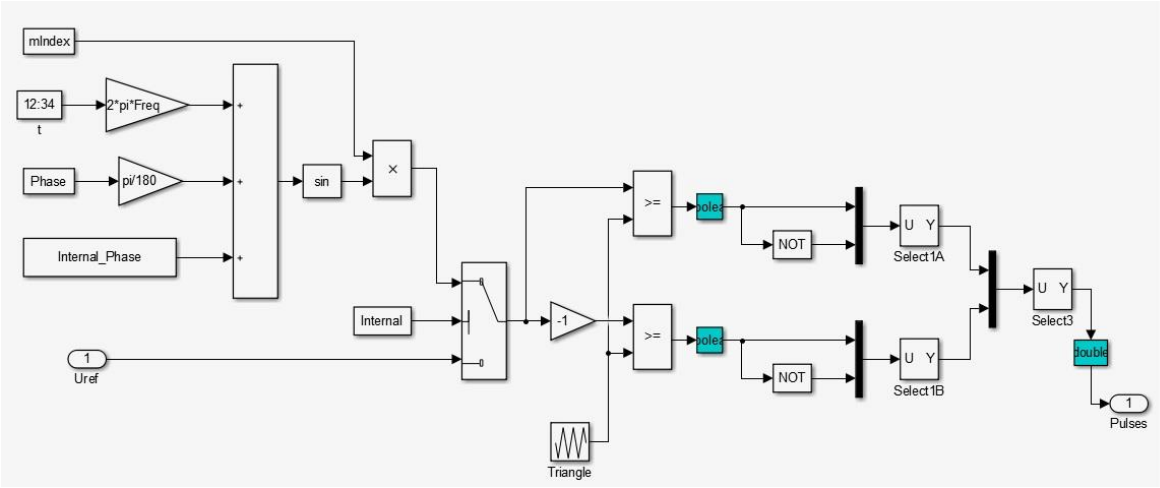
نمای کلی این مبدل در نرم‌افزار MATLAB/Simulink در شکل ۵-۷ آورده شده است که از مبدل سه‌پل با ترانزیستورهای IGBT تشکیل شده است. در شکل ۵-۸ بخش کنترل‌کنندهٔ مبدل آورده شده است که ابتدا با استفاده از تبدیل dq سه‌فاز را به دو متغیر d و q تبدیل می‌کند و اندازه‌گیری و کنترل بر اساس این دو متغیر انجام می‌شود. در شکل ۵-۹ نیز مدار تولید پالس PWM برای اعمال به ترانزیستورهای IGBT نشان داده شده است.




شکل۵–۷: نمای کلی مبدل AC به DC در نرم‌افزار MATLAB/Simulink

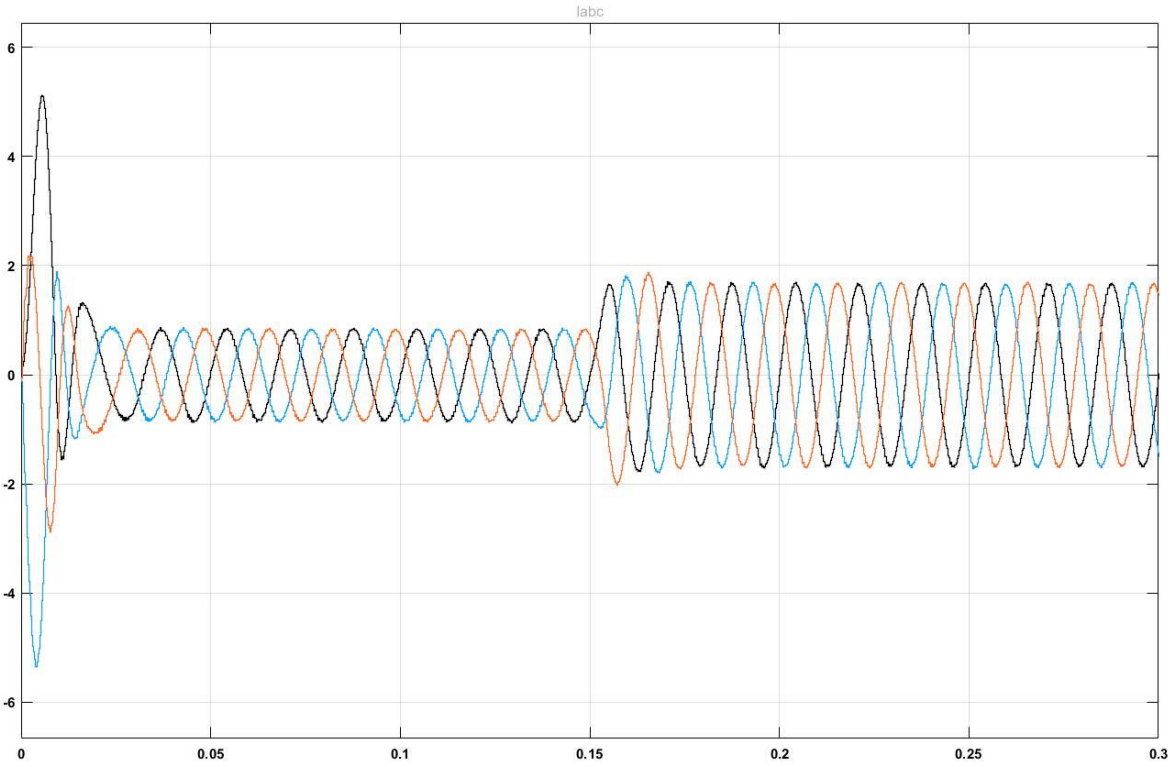



شکل ۵–۸: زیربخش کنترل‌کنندهٔ مبدل AC به DC

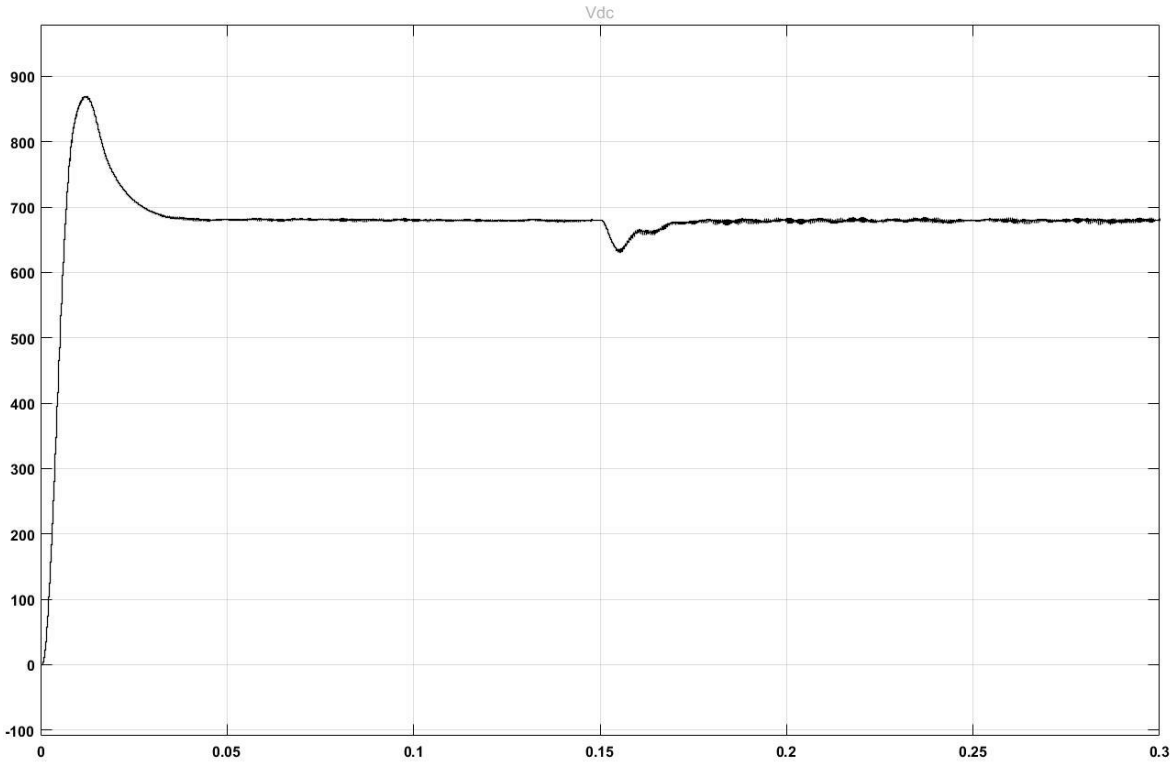



شکل۵-۹: زیربخش مدار تولید پالس PWM مبدل AC به DC

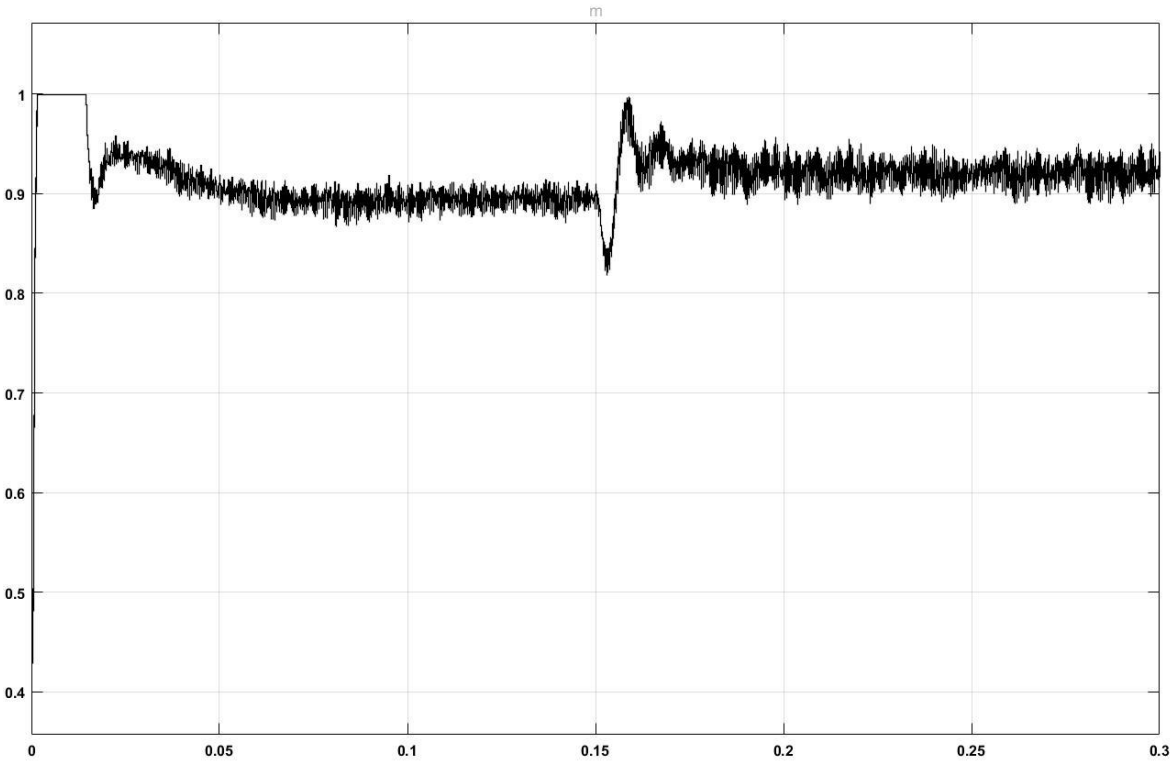
در ادامه در شکل‌های ۵-۱۰ الی ۵-۱۲ نتایج حاصل از شبیه‌سازی مبدل AC به DC در نرم‌افزار MATLAB/Simulink و در محیط زمان حقیقی SLRT آورده شده است. در شکل ۵-۱۰ مقدار ولتاژ خروجی مبدل و در شکل ۵-۱۱ خروجی جریان مبدل نشان داده شده است و در شکل ۵-۱۲ اندیس مدولاسیون اینورتر که اندیس مقدار اتصال سوئیچ‌ها است، مشاهده می‌شود. مقدار ماکزیمم این اندیس۱ است که نشان می‌دهد سوئیچ‌ها اشباع شده‌اند. در شکل ۵-۱۳ نیز نتایج حاصل در محیط زمان حقیقی SLRT نشان داده شده است.



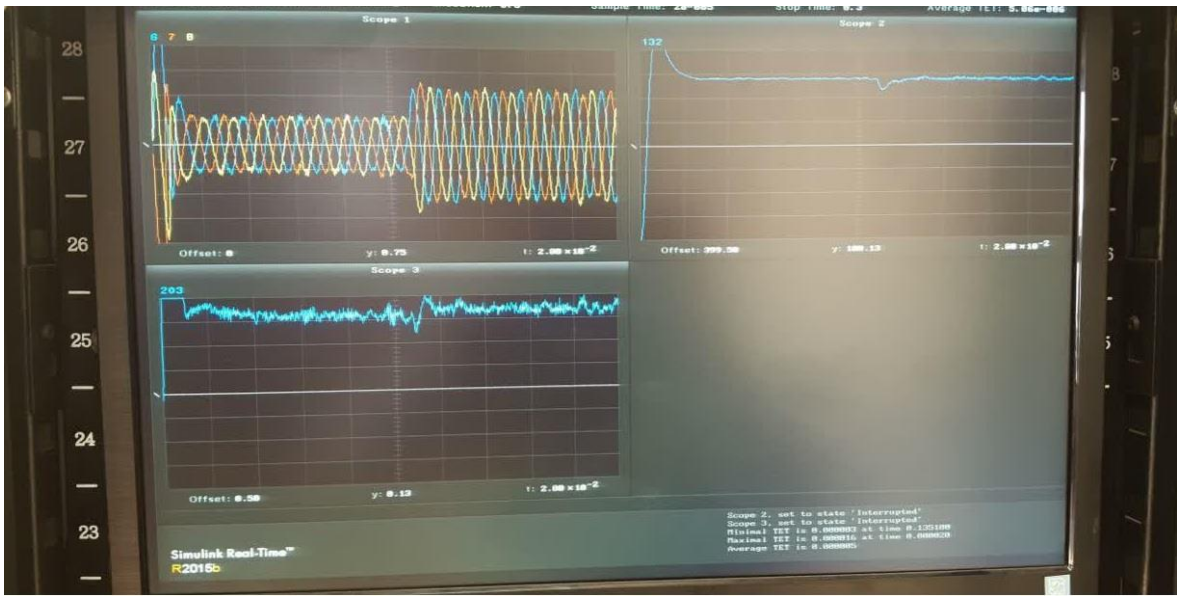

شکل۵-۱۰: جریان خروجی مبدل AC به DC در محیط MATLAB/Simulink




شکل۵-۱۱: ولتاژ خروجی مبدل AC به DC در محیط MATLAB/Simulink



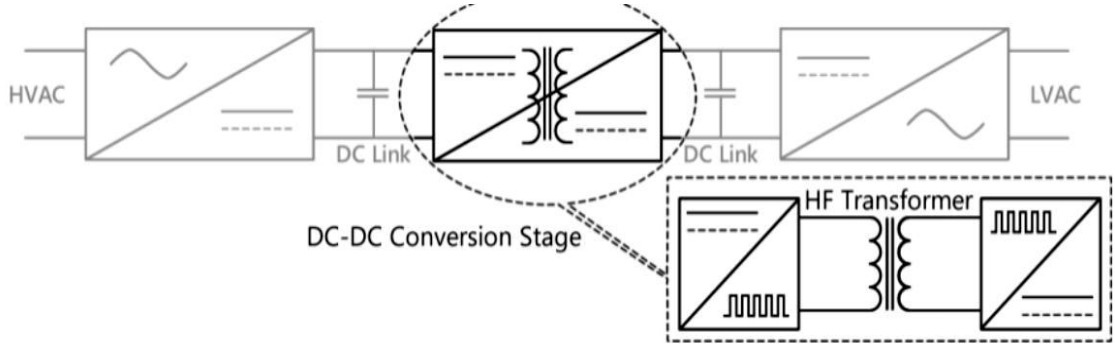

شکل۵-۱۲: اندیس مدولاسیون مبدل AC به DC در محیط MATLAB/Simulink




شکل۵-۱۳: ولتاژ و جریان خروجی و اندیس مدولاسیون مبدل AC به DC در محیط زمان حقیقی SLRT

## ۵-۴ مبدل DC به DC

در شکل ۵-۱۴ نمایی کلی از ترانسفورماتور هوشمند نشان داده شده است. در واقع مبدل DC بهDC در قسمت میانی است که تمرکز این بخش بر روی این مبدل است.

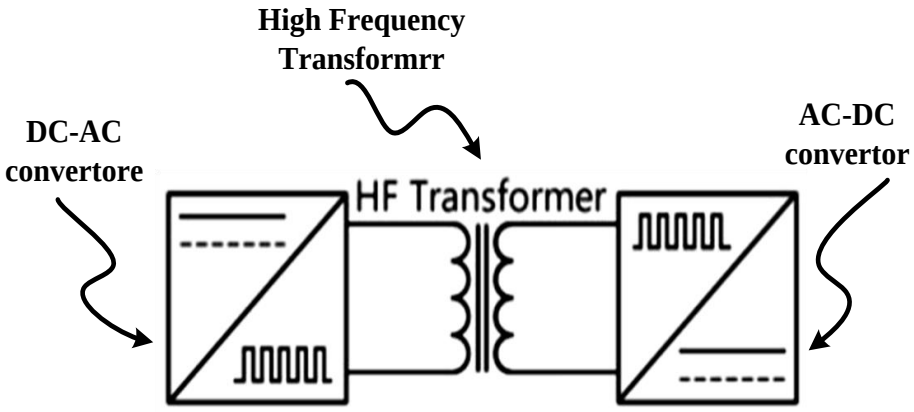



شکل ۵-۱۴: شمای الکترکی مبدل DC-DC

قسمت مبدل DC بهDC خود دارای سه بخش عمده است که در شکل ۵-۱۵ مشخص شده است.

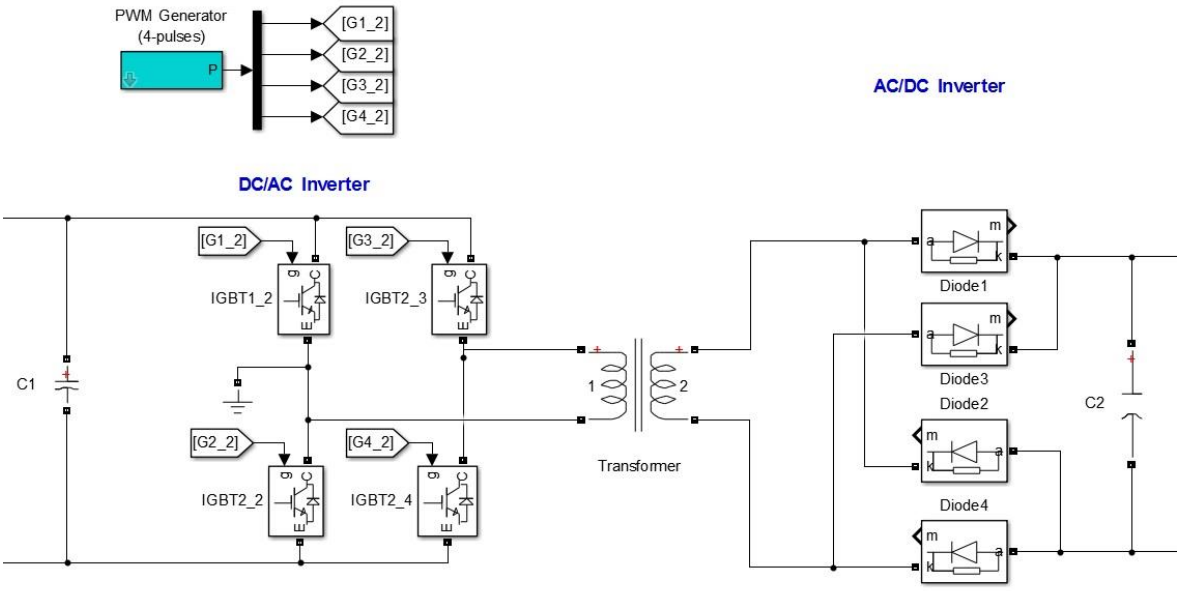
۴- بخش ابتدایی یا مبدل ورودی برای تبدیل ولتاژ مستقیم به ولتاژ متناوب DC-AC
۵- بخش میانی، ترانسفورماتور فرکانس بالا[۱] یا HF
۶- بخش انتهایی یا مبدل خروجی برای تبدیل ولتاژ متناوب به مستقیم AC-DC

۱. High Frequency.

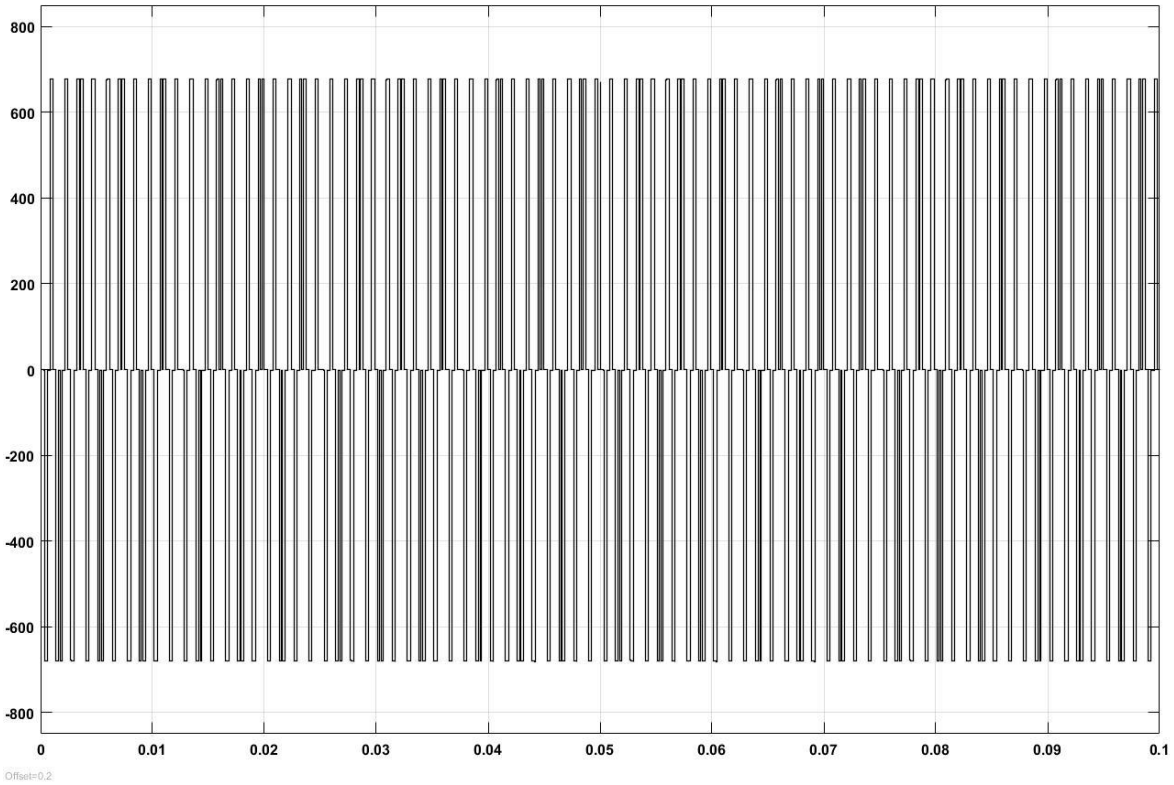



شکل ۵-۱۵ : نمایی از بخش مرکزی ترانسفورماتور هوشمند

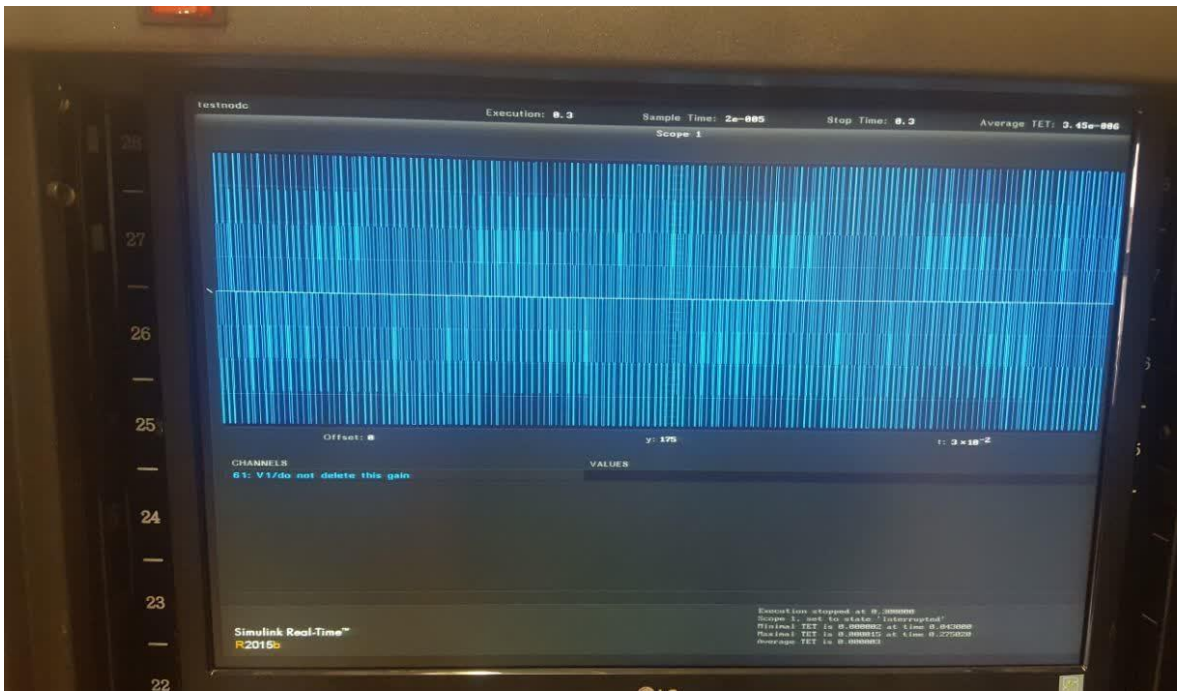
تبدیل‌کنندهٔ بخش ورودی برای تبدیل DC به AC، ولتاژ DC ورودی را به ولتاژ AC تک‌فاز برای اتصال به ترانسفورماتور فرکانس بالا آماده می‌کند. در واقع این مبدل به‌منظور کاهش ابعاد ترانسفورماتور، ولتاژ AC خروجی را با فرکانس بالا تولید می‌کند. بخش ترانسفورماتور فرکانس بالا وظیفهٔ ایزوله کردن را دارد. و در انتها مبدل AC به DC ولتاژ AC فرکانس بالا را به ولتاژ DC تبدیل می‌کند. در شکل ۵-۱۶ نمای کلی مبدل DC به DC در نرم‌افزار MATLAB/Simulink آورده شده است و در شکل‌های ۵-۱۷ الی ۵-۲۰ خروجی مبدل‌های DC به AC و AC به DC در محیط MATLAB/Simulink و در محیط زمان حقیقی SLRT آورده شده است.



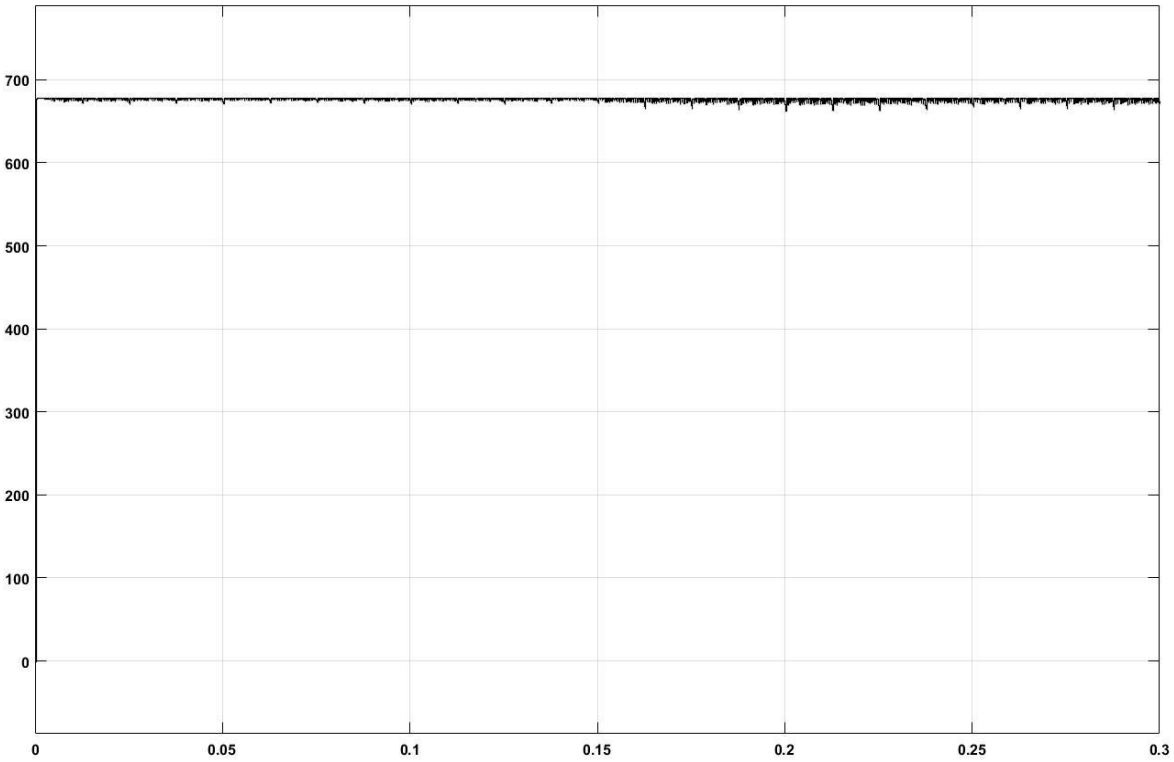

شکل۵-۱۶: نمای کلی مبدل DC به DC در نرم‌افزار MATLAB/Simulink



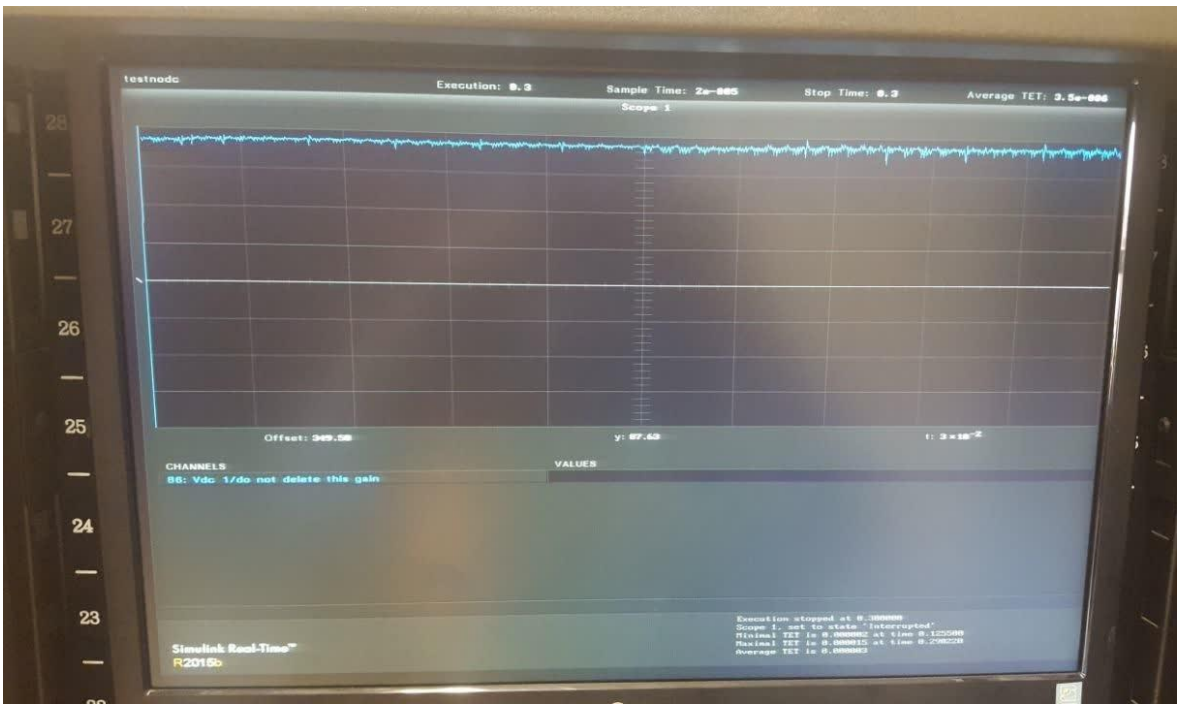

شکل۵-۱۷: ولتاژ خروجی مبدل DC به AC در محیط MATLAB/Simulink




شکل۵-۱۸: ولتاژ خروجی مبدل DC به AC در محیط زمان حقیقی SLRT



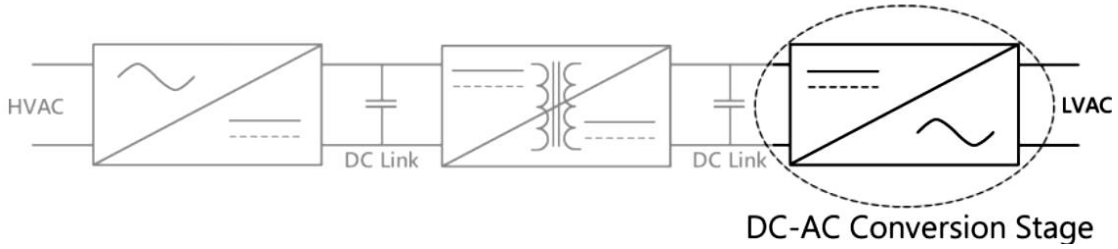

شکل۵-۱۹: ولتاژ خروجی مبدل AC به DC در محیط MATLAB/Simulink




شکل۵-۲۰: ولتاژ خروجی مبدل AC به DC در محیط زمان حقیقی SLRT

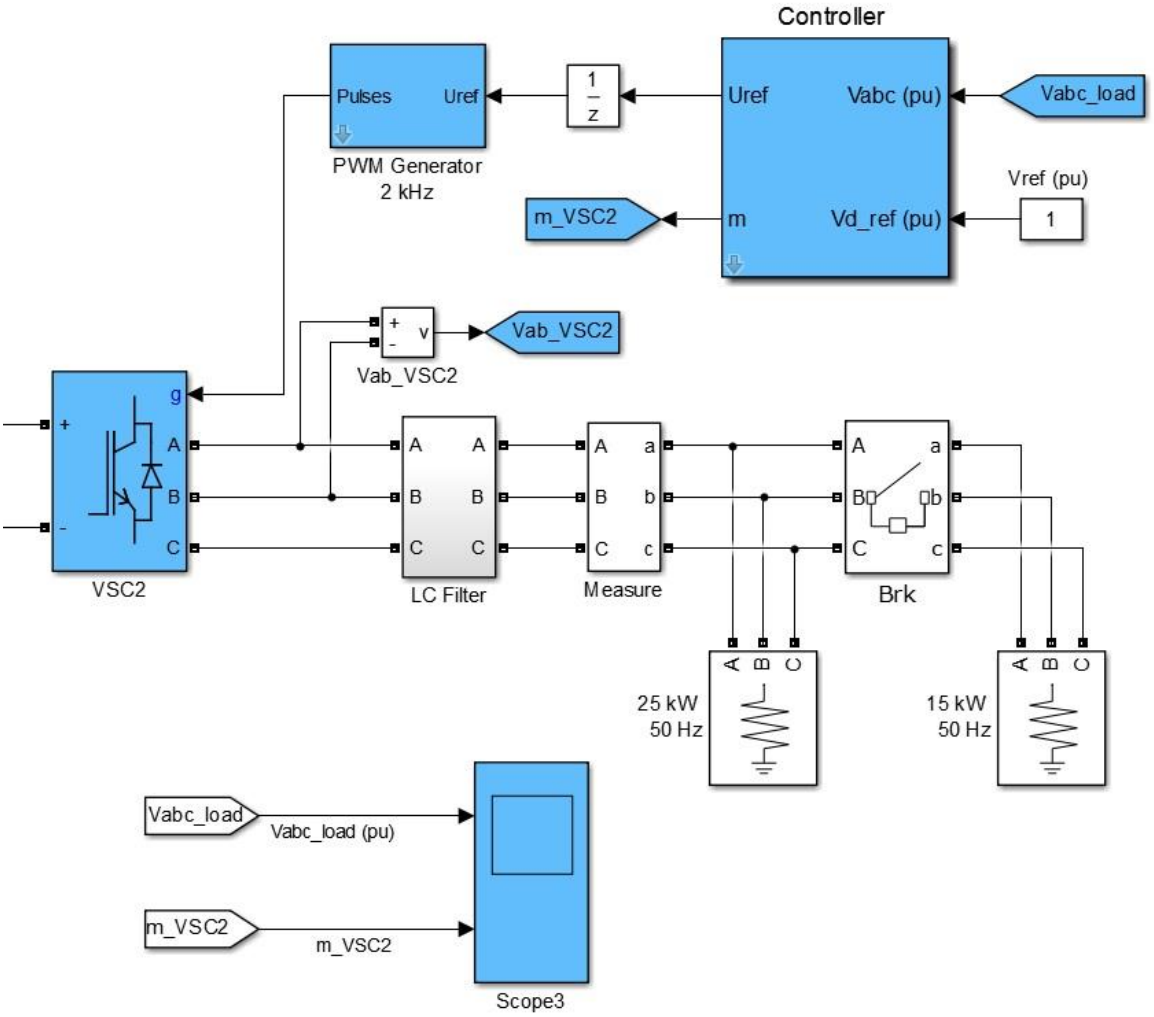
## ۵-۵ مبدل DC به AC

آخرین بخشی که در IUT موردبررسی قرار می‌گیرد، مبدل DC به AC است. همان‌گونه که در شکل۱-۲۱ مشاهده می‌شود، این مبدل ولتاژ DC، خروجی مبدل DC به DC را به ولتاژ AC سه‌فاز تبدیل می‌کند. غالباً سطح ولتاژ در این مبدل پایین است.

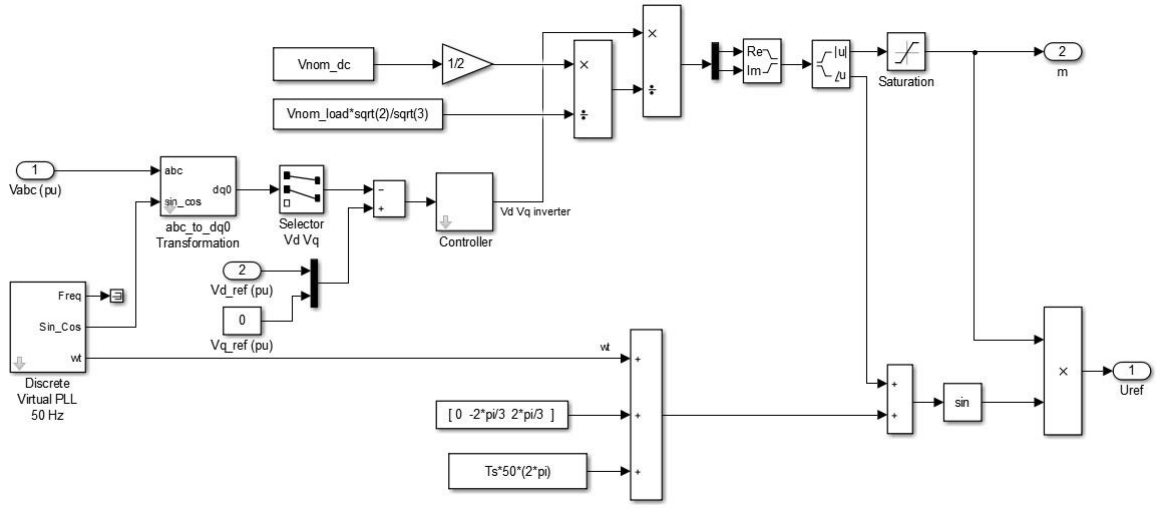



شکل ۵-۲۱: مبدل DC به AC

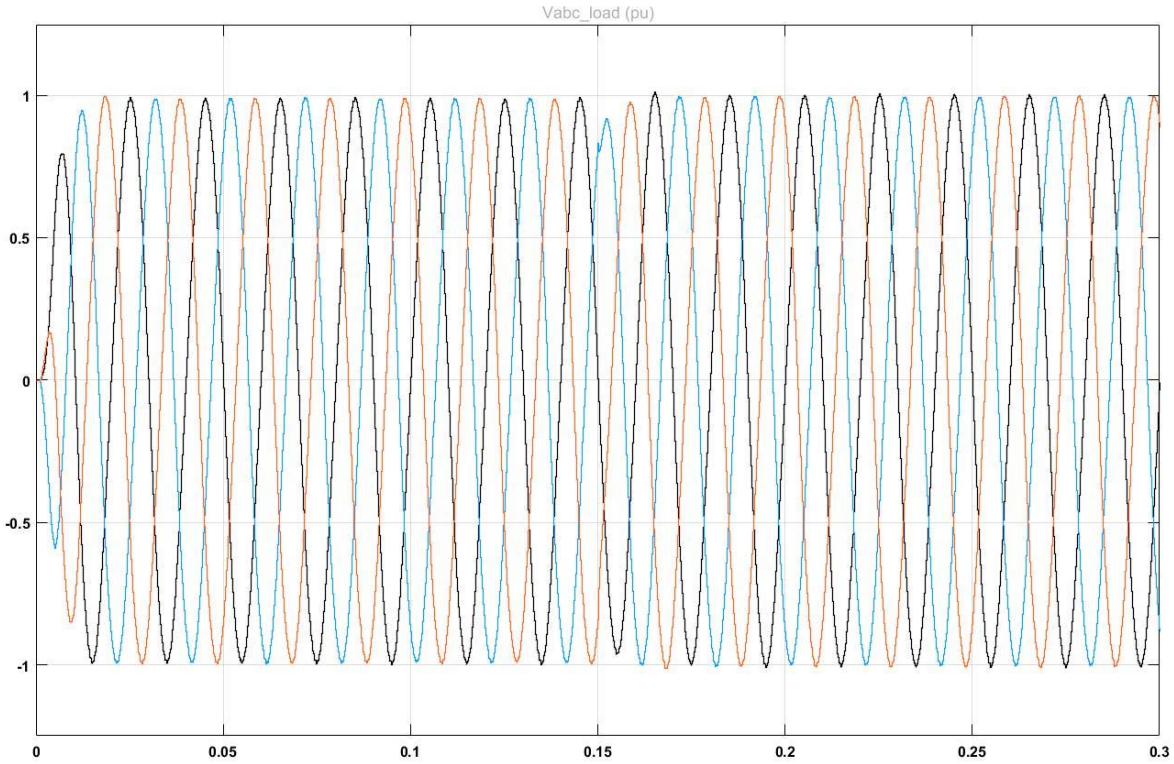
نمای کلی این مبدل در محیط شبیه‌سازی MATLAB/Simulink متلب در شکل ۵-۲۲ آورده شده است و در شکل ۵-۲۳ بخش کنترل‌کنندهٔ مبدل نشان داده شده است. در این آزمایش در ابتدا، باری معادل ۲۵ کیلووات به خروجی ترانسفورماتور متصل است و در زمان ۰,۱۵ ثانیه باری دیگر به اندازهٔ ۱۵ کیلووات به مدار اضافه می‌شود.
در شکل‌های ۵-۲۴ الی ۵-۲۶ خروجی مبدل‌های DC به AC در محیط MATLAB/Simulink و در محیط زمان حقیقی SLRT آورده شده است. در شکل ۵-۲۴ مقدار ولتاژ خروجی مبدل و در شکل ۵-۲۵ اندیس مدولاسیون اینورتر مشاهده می‌شوند و در شکل ۵-۲۶ نیز نتایج حاصل در محیط زمان حقیقی SLRT آورده شده است.



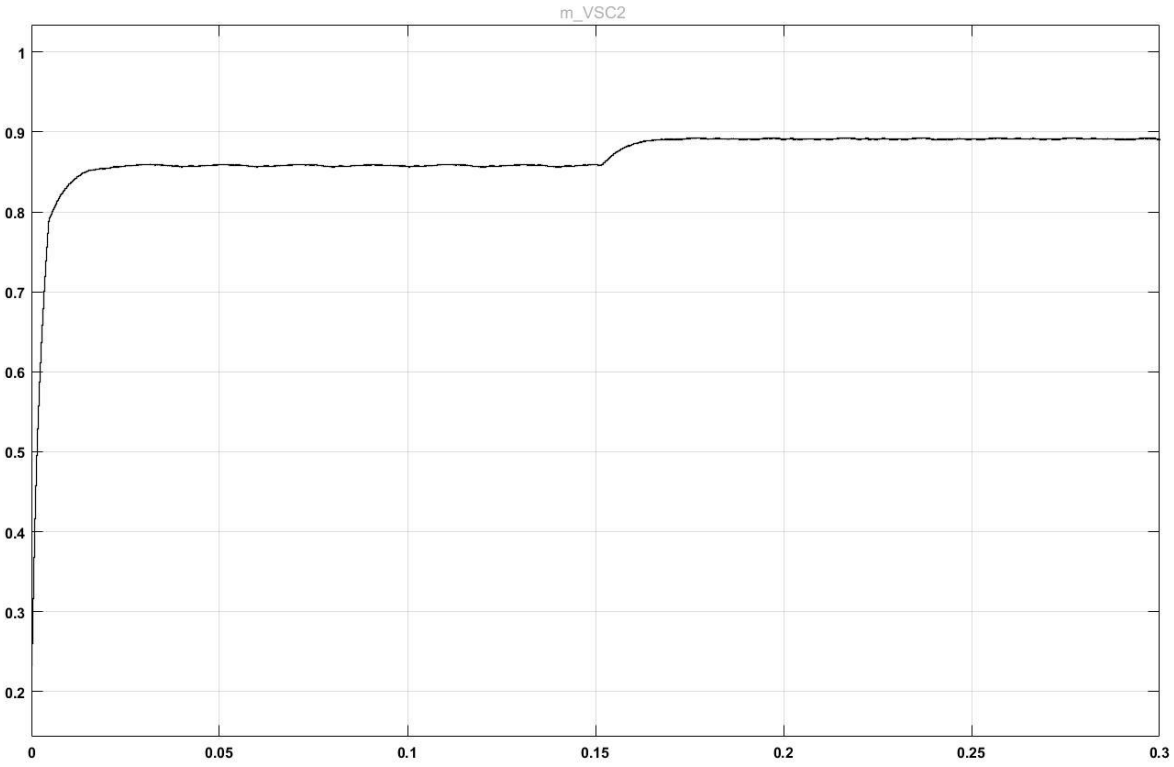

شکل ۵-۲۲: نمای کلی مبدل DC به AC در نرم‌افزار MATLAB/Simulink



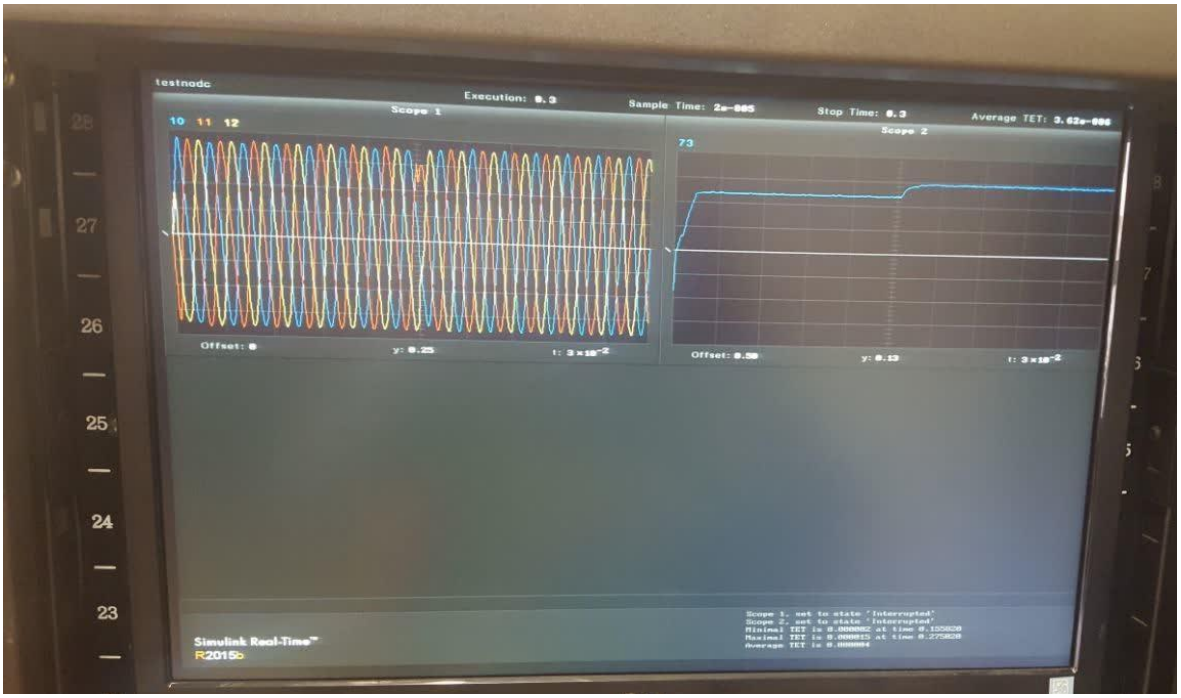

شکل ۵-۲۳: زیربخش کنترل‌کنندهٔ مبدل DC به AC




شکل۵-۲۴: ولتاژ خروجی مبدل DC به AC در محیط MATLAB/Simulink




شکل۵-۲۵: اندیس مدولاسیون مبدل DC به AC در محیط MATLAB/Simulink




شکل۵-۲۶: ولتاژ و اندیس مدولاسیون مبدل DC به AC در محیط زمان حقیقی SLRT

## ۵-۶ نتیجه‌گیری

پژوهشگران همواره به کمک نرم‌افزارهای محاسباتی و برنامه‌نویسی، تحقیقات خود را توسعه داده و ارزیابی می‌کنند و این درحالی است که در بسیاری از موارد، ملاحظات عملی و نکات سخت‌افزاری عملاً در یک نرم‌افزار محاسباتی قابل‌پیاده‌سازی نخواهد بود. اگرچه در ابتدا و به‌منظور مطالعات اولیه می‌توان از این نرم‌افزارها استفاده کرد؛ اما تا زمانی که آن الگوریتم در محیط و تحت شرایط واقعی و به‌صورت آنلاین اجرا نشود، نمی‌توان از دقت و صحت عملیاتی آن الگوریتم اطمینان پیدا کرد. به همین دلیل در این فصل از پروژه به پیاده‌سازی بخش‌های مختلف ترانسفورماتور هوشمند بر روی نرم‌افزار MATLAB/Simulink پرداخته شده است و سعی شده است تا جای ممکن به مدل واقعی نزدیک باشد تا بتوان در آینده سناریوهای کنترلی مربوط به روش کنترل مبتنی بر داده را بر روی آن اجرا کرد. در این فصل به‌منظور نزدیک بودن نتایج شبیه‌سازی به دنیای واقعی از امکان SLRT در نرم‌افزار متلب که قابلیت زمان حقیقی دارد، استفاده شده است.

# فصل ششم: تعیین معیارهای ارزیابی شبیه‌سازی

# ۶-۱ حفاظت ترانسفورماتورهای قدرت

هم‌زمان با ورود کامپیوترهای دیجیتال به بازار در اواسط دهۀ ۱۹۶۰ استفاده از کامپیوترهای دیجیتال برای منظورهای حفاظتی در پست‌های برق موردتوجه قرار گرفت. در ابتدا از کامپیوتر مرکزی پست، که وظیفۀ اصلی آن تنظیم بار و جمع‌آوری اطلاعات بار و کنترل شبکه بود، برای مقاصد حفاظتی نیز استفاده می‌شد. استفادۀ عملی از رله‌های دیجیتالی در حفاظت سیستم‌های قدرت از اوایل دهۀ ۱۹۸۰ آغاز شده است. درحال‌حاضر، تحقیقات وسیعی در این زمینه انجام می‌گیرد. البته نمی‌توان انکار کرد که راه‌های دیجیتالی هنوز به‌طور کامل آزمایش خود را پس نداده‌اند ولی در هر صورت حفاظت آینده از نوع دیجیتالی خواهد بود.

حفاظت سیستم‌های الکتریکی ابعاد بسیار گسترده‌ای دارد از حفاظت یک خانۀ مسکونی گرفته تا حفاظت یک باس‌بار در یک پست فشارقوی.

تقسیم‌بندی حفاظت سیستم‌های الکتریکی در ابعاد مختلف به‌صورت زیر است:

- حفاظت شبکه‌های فشارضعیف شامل خطوط توزیع انرژی – ترانسفورماتورها – موتورها – خازن‌ها و سایر مصرف کننده‌ها (تا ۱ کیلو ولت)
- حفاظت شبکه‌های فشارمتوسط شامل خطوط توزیع و انتقال انرژی– ژنراتورها– موتورهای فشارمتوسط– ترانسفورماتورها– خازن‌ها – باس‌بارهای پست (۱ کیلوولت تا ۳۶ کیلوولت).
- حفاظت شبکه‌های فشارقوی شامل خطوط انتقال انرژی و خطوط و باس‌بارهای پست‌ها (۳۶ کیلو ولت به بالا)

انواع حفاظت در سیستم‌های الکتریکی:

- حفاظت در برابر خطاهای جریانی مانند اتصال کوتاه، جریان زیاد و اضافه بار
- حفاظت در برابر خطاهای ولتاژی شامل اضافه ولتاژ و کاهش ولتاژ

به‌طورکلی هر حالت غیرعادی که در عملکرد سیستم به‌وجود می‌آید، خطا نامیده می‌شود. از این حالت‌های غیرعادی می‌توان به وقوع اتصال کوتاه، افزایش و یا کاهش بیش‌ازحد ولتاژ، افزایش و یا کاهش بیش‌ازحد فرکانس، افزایش حرارت تجهیزات در اثر توان عبوری بیش‌ازحد از آن‌ها اشاره کرد. اتصال کوتاه‌ها از مهم‌ترین و پراحتمال‌ترین خطاهایی هستند که در یک شبکه به‌وجود می‌آید. این خطاها ممکن است بر اثر برخورد یک یا دو فاز با زمین، اتصال دو یا سه فاز به یکدیگر و ... به‌وجود آید که در این حالت جریان زیادی در حدود ۱۰ تا ۱۰۰ برابر جریان عادی، از شبکه عبور می‌کند. عبور این جریان می‌تواند اثرات مختلف و زیان‌باری روی شبکه داشته باشد که از مهم‌ترین آن‌ها می‌توان به اثرات حرارتی روی تجهیزات اشاره کرد که باعث سوختن و آسیب دیدن عایق آن‌ها می‌شود. این امر ممکن است در زمانی در حدود چند ثانیه صورت گیرد. ازاین‌رو رفع خطا در یک سیستم باید در کوتاه‌ترین زمان ممکن صورت گیرد. برای تشخیص حالت‌های غیرعادی در یک شبکه و ایزوله کردن بخش معیوب از سایر بخش‌ها از سیستم حفاظت استفاده می‌شود. در اغلب موارد خطاهای به‌وجودآمده در سیستم قدرت، باعث تغییرات ناخواسته و شدید در اندازۀ ولتاژ یا جریان می‌شوند. ازاین‌رو تقریباً در تمامی خطاها با اندازه‌گیری میزان جریان و ولتاژ، می‌توان وقوع خطا را تشخیص داد.

معمولاً هر مصرف‌کنندۀ الکتریکی دارای توان مشخص و نامی است که توسط سازنده تعیین می‌شود. درصورتی‌که توان مصرفی یک مصرف‌کننده بیشتر از توان نامی آن باشد، اصطلاحاً دچار اضافه بار یا Overload می‌شود. در این حالت دستگاه، جریانی بیشتر از جریان نامی خود از شبکه می‌کشد که این امر باعث گرم شدن بیش‌ازحد آن می‌شود. به‌عنوان نمونه در موتورهای آسنکرون که بیش از ۹۰ درصد موتورهای موجود در صنایع را تشکیل می‌دهند، بر طبق منحنی جریان –سرعت آن‌ها، چنانچه بر اثر اضافه بار مکانیکی دور موتور کاهش یابد، جریان استاتور افزایش می‌یابد و حتی تا چند

برابر جریان اسمی موتور نیز می‌رسد. بر این اساس شرایط اضافه بار برای موتورها بسیار خطرناک است و می‌تواند موجب گرم شدن بیش‌ازحد سیم‌پیچ استاتور و روتور و در نتیجه سوختن آنها شود.

## ۶-۲ آزمون‌های ترانسفورماتورهای قدرت

در این بخش به بررسی انواع آزمون‌های مرسوم بر روی ترانسفورماتوهای قدرت پرداخته می‌شود. این آزمون‌ها برای ترانسفورماتورهای قدرت موجود در بازار است و برخی از آنها بر روی ترانسفورماتوهای هوشمند قابل‌اجرا نیست و کاربرد ندارد. تست‌های ترانسفورماتورها براساس استاندارد IEC 60076 و شرکت‌های سازندهٔ تجهیزات حفاظتی و کنترلی در جهت اطمینان از صحت نصب و کارکرد صحیح ادوات حفاظتی و کنترلی و نمایشگرها اجرا می‌گردد [۶].

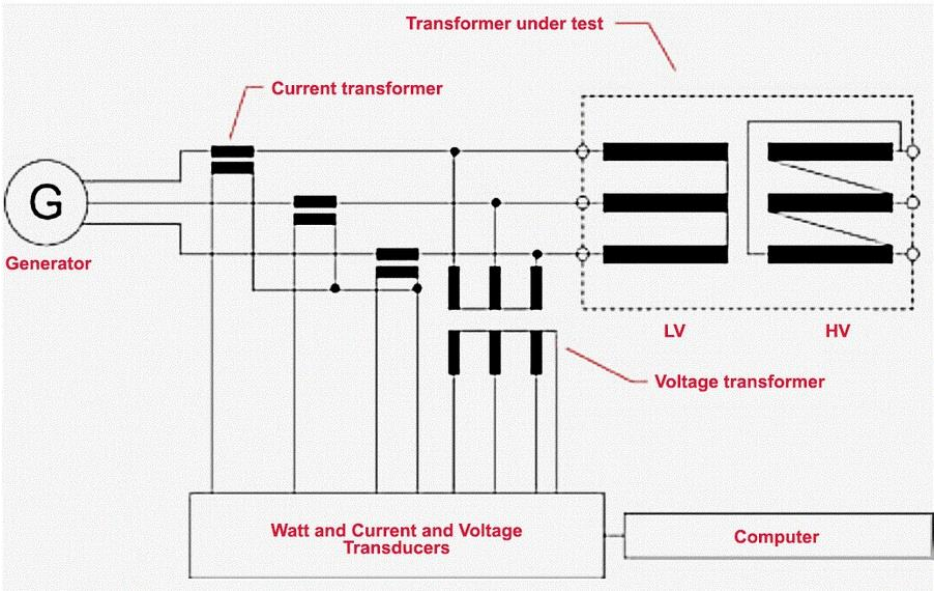
ازجملهٔ این آزمون‌ها می‌توان به موارد زیر اشاره کرد:

- آزمون اندازه‌گیری جریان بی‌باری
- آزمون عملکرد تنظیم ولتاژ
- آزمون پیوستگی تپ چنجر
- آزمون نسبت تبدیل
- آزمون اتصال کوتاه
- آزمون مقاومت اهمی
- آزمون نسبت موج به هارمونیک

در ادامه به نحوهٔ انجام برخی از آنها پرداخته می‌شود.

### آزمون اندازه‌گیری جریان بی‌باری

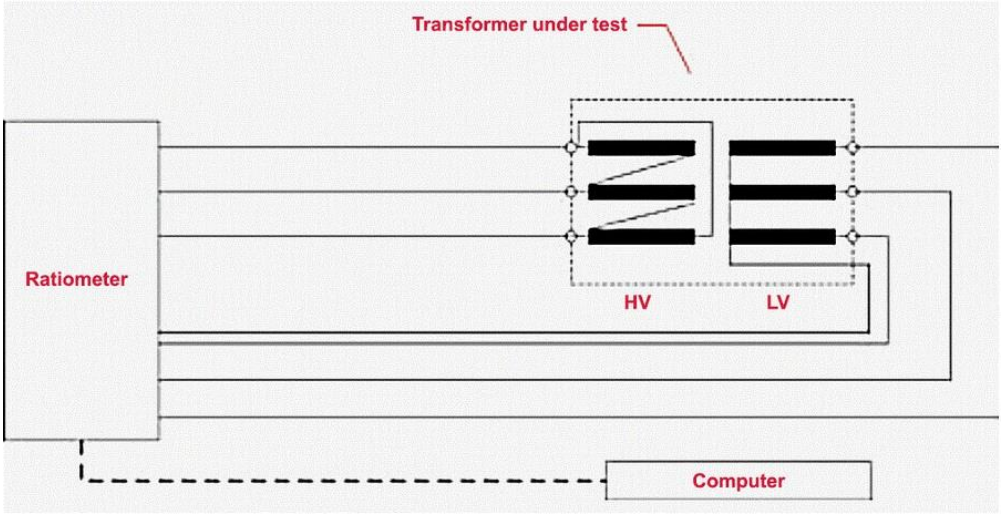
در این آزمون با اعمال ولتاژ نامی و فرکانس نامی به سیم‌پیچ اولیه و درصورتی‌که سیم‌پیچ ثانویه مدار باز باشد جریان سیم‌پیچ اولیه به‌وسیلهٔ آمپرمتر دقیق اندازه‌گیری می‌شود که با این روش مقدار تلفات سیم‌پیچ قابل‌محاسبه است. برای سیم‌پیچ ثانویه هم به همین منوال است. فرکانس آزمون نباید با مقدار نامی بیش‌تر از $\pm 1$ متفاوت باشد. ساختار این آزمون در شکل ۶-۱ آورده شده است.




شکل۶-۱: آزمون اندازه‌گیری جریان بی‌باری

## آزمون نسبت تبدیل

در این آزمون با دادن ولتاژ به اولیه یا ثانویهٔ ترانسفورماتور، ولتاژ طرف مقابل را به دقت اندازه‌گیری می‌کنند. در ترانسفورماتورهای کاهنده، معمولاً طرف اولیه را ولتاژ ۳۸۰ ولت می‌دهند و در ثانویه ولتاژ بین ۱۱۰ تا ۱۸۰ متناسب با ترانسفورماتور و تپ چنجرهای آن اندازه‌گیری خواهد شد. اعداد اختصاص‌داده‌شده به تپ‌ها و مقادیر نامی آن باید بررسی شود. ساختار این آزمون در شکل ۶-۲ آورده شده است.



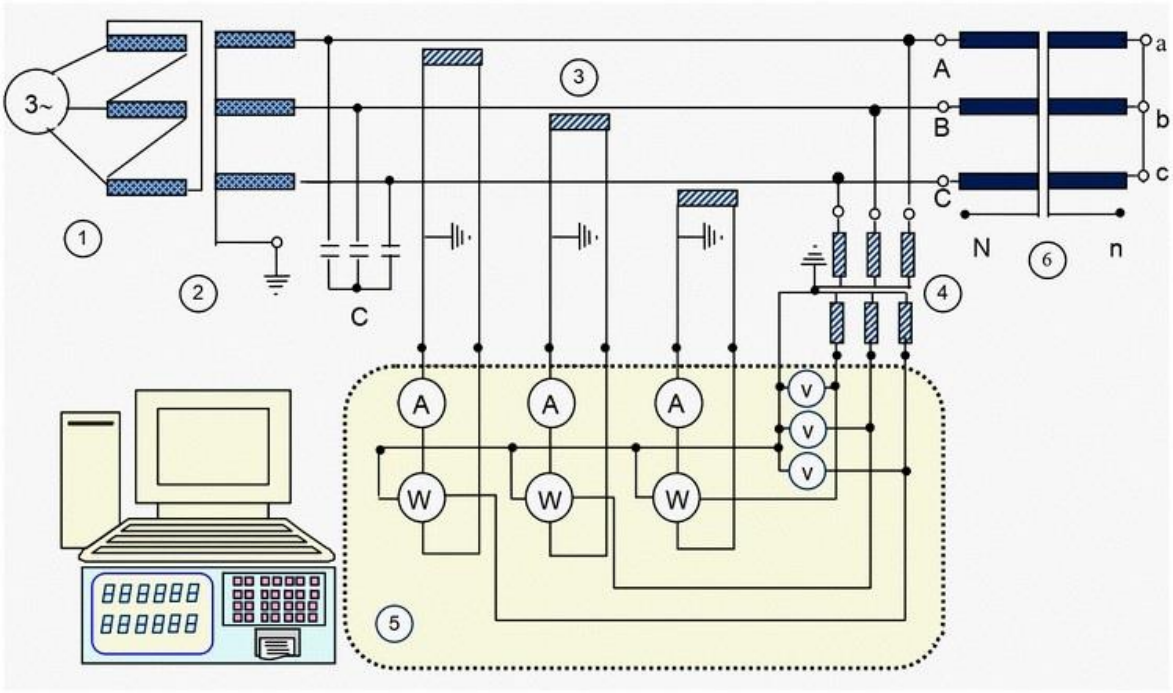

شکل ۶-۲: آزمون نسبت تبدیل ترانسفورماتور

## آزمون مقاومت اهمی

در این آزمون ولتاژ دی سی (مثلا ۱۲ ولت) را به سرهای هر فاز با سر نول در اتصال ستاره و هر دو فاز در اتصال مثلث تزریق کرده و جریان عبوری را اندازه‌گیری می‌کنند و با این روش مقدار مقاومت اهمی سیم‌پیچ‌ها محاسبه می‌شود.

## آزمون اتصال کوتاه

این آزمون با اتصال کوتاه کردن در ثانویه انجام می‌شود و جریان در اولیه و ثانویه پس از وصل ولتاژ ۳۸۰ به اولیه قرائت و ثبت می‌شود. آزمون اتصال کوتاه، داده‌ای است که در آزمایش گرمایی نیز استفاده می‌شود. تلفات اندازه‌گیری‌شده در این آزمون تلفات حاصل از جریان بار در سیم‌پیچ‌ها است. ساختار این آزمون در شکل ۲-۳ دیده می‌شود.




شکل ۶-۳: آزمون اتصال کوتاه ترانسفورماتور

## آزمون عملکرد تنظیم ولتاژ و آزمون پیوستگی تپ چنجر

یکی از مواردی که در ترانسفورماتورها مهم به‌شمار می‌آید، ثابت ماندن ولتاژ خروجی ترانسفورماتور با تغییر بار است. به این صورت که اگر بار متصل به ترانسفورماتور تغییر کند، نباید ولتاژ آن کم یا زیاد شود که یکی از روش‌های جلوگیری از این مشکل استفاده از تپ چنجر است که با تغییر نسبت ترانسفورماتور اولیه به ثانویه این اختلاف ولتاژ را جبران می‌کند؛ اما به دلیل اینکه این تغییر نسبت با استفاده از موتورهای الکتریکی انجام می‌شود تاخیر دارد که در کاربردهایی که تغییر ولتاژ نباید اتفاق بیافتد باعث بروز مشکل می‌شود.

## آزمون نسبت موج به هارمونیک

استفاده از سوئیچ‌های الکترونیک قدرت در مدارهای قدرت، سبب ایجاد اعوجاج و هارمونیک در شکل موج ولتاژ و جریان می‌شود. افزایش این اعوجاج‌ها باعث افزایش تلفات سیستم، افزایش حرارت تجهیزات سیستم قدرت، نوسانات در روتور واحدهای نیروگاهی و افزایش تلفات در کابل‌ها و خازن‌ها می‌گردد.

به مجموعه اعوجاج‌هایی که در شکل موج جریان و یا ولتاژ ایجاد می‌شود، THD[۱] جریان و ولتاژ می‌گویند. با توجه به استانداردهای تعریف‌شده در منابع علمی، مقدار هارمونیک‌ها و اعوجاجات، باید در محدودهٔ تعریف‌شده قرار گیرند؛ بنابراین استاندارد IEEE این مقادیر، مطابق جدول ۶-۱ معین شده است [۷]. در نتیجه، باید هارمونیک‌های ترانسفورماتور هوشمند در محدودهٔ استاندارد قرار گیرد. در غیر این‌صورت با استفاده از فیلترهای مناسب و یا تغییر فرکانس سوئیچ‌زنی اعوجاجات ایجادشده، میرا می‌شود.

۱. Total Harmonic Distortion (THD).

جدول۶-۱: استاندارد IEEE به‌منظور مشخص شدن محدودهٔ هارمونیک‌ها

| Voltage(volt) | Total Harmonic Distortion(THD) |
|---|---|
| Voltage $\leq$ 1 kV | 8.0 |
| 1 kV $<$ Voltage $\leq$ 69 kV | 5.0 |
| 69 kV $<$ Voltage $\leq$ 161 kV | 2.5 |
| 169 kV $<$ Voltage | 1.5 |

## ۶-۳ معیارهای کنترلی ترانسفورماتورجامع هوشمند

ترانسفورماتور هوشمند از جمله تجهیزات تبدیل توان الکتریکی هوشمند و چندمنظوره به‌شمار می‌آیند که پایه و اساس آن‌ها مبدل‌های الکترونیک قدرت هستند. ابزارهایی چون اینورترها، سنسورها، سیستم‌های مانیتورینگ، انتقال‌دهندهٔ فاز و جبران‌ساز توان راکتیو در این‌گونه دستگاه‌ها با هم ادغام شده‌اند؛ بنابراین ترانسفورماتورهای جامع هوشمند دارای مزایایی هستند که نسل قدیم ترانسفورماتورها فاقد آن‌ها هستند. درواقع این ترانسفورماتورها، ترانسفورماتورهای قدرت تمام‌الکترونیک با قابلیت‌های بسیار بالا هستند که می‌توانند جایگزینی مناسب برای ترانسفورماتورهای متداول در شبکهٔ توزیع برق باشند. از مزایای این نوع ترانسفورماتورها می‌توان به امکان تغییر فرکانس و ولتاژ تحویلی به مصرف‌کنندگان، قابلیت تأمین توان جریان مستقیم، بهره‌وری بالا و ثابت، کیفیت توان و قابلیت اطمینان بالا، تلفات کمتر، ایمنی بیشتر، وزن پایین‌تر، قابلیت مانیتوریگ و فرمان‌پذیری، بی‌نیازی به روغن‌های عایقی، عدم‌انعکاس پالس‌های نامطلوب تولیدشده توسط تجهیزات خانگی به شبکه، تأمین برق سه‌فاز از شبکهٔ تک‌فاز و هزینه‌های پایین بهره‌برداری و نگهداری اشاره کرد.

سیستم‌کنترل یا سامانهٔ کنترل به مجموعه ابزار و تمهیداتی گفته می‌شود که به‌منظور کنترل نمودن و تحت مدیریت قرار دادن رفتار فرایندها و سیستم‌ها مورداستفاده قرار می‌گیرد. شرط اساسی یک سیستم کنترلی این است که باید پایدار باشد. همچنین باید افزون بر پایداری مطلق، پایداری نسبی قابل‌قبولی نیز داشته باشد؛ یعنی پاسخ باید به‌طور معقولی سریع و میرا باشد. علاوه بر آن سیستم کنترلی باید بتواند خطاها را تا صفر یا مقادیر نسبتاً کمی کاهش دهد. شرط پایداری نسبی معقول و شرط دقت در حالت ماندگار ناسازگار هستند. در طراحی سیستم‌های کنترل باید میان این دو شرط مؤثرترین مصالحه را برقرار کرد. مهندس کنترل در طراحی سیستم‌های کنترل باید بتواند پاسخ سیستم به سیگنال‌ها و اغتشاشات گوناگون را تعیین و تحلیل کند. معمولاً طرح اولیهٔ سیستم رضایت‌بخش نیست. پس در صورت لزوم سیستم را باید دوباره طراحی و تحلیل کند؛ و این فرایند را تا آنجا تکرار کند که به سیستم مطلوب دست یابد. در مراجع مختلف که به‌منظور کنترل و بررسی سیستم‌ها بررسی می‌شود، اهداف و معیارهای مختلف کنترلی درنظر گرفته شده است. این معیارها در بخش‌های چهارگانهٔ معیارهای زمانی، معیارهای فرکانسی، معیارهای پایداری و معیارهای بهینگی مطرح می‌شوند که در ادامه مشخص شده‌اند.

- معیارهای حوزهٔ زمان
  - ✓ زمان نشست (settling Time)
  - ✓ زمان صعود (Rise Time)
  - ✓ ماکزیمم بالازدگی (Maximum of Peak)
  - ✓ دفع اغتشاش و قوام نسبی (Disturbance Rejection and Robustness)
  - ✓ خطای حالت دائم (Steady-state error)

- معیارهای حوزهٔ فرکانس
  - ✓ حدفاز (Phase Margin)
  - ✓ حد بهره (Gain Margin)
  - ✓ پهنای باند (Band Width)
- معیار پایداری (Stability)
- معیار و مسایل مرتبط با بهینگی
  - ✓ هزینهٔ کنترل یا حداقل تلاش کنترلی
  - ✓ مسئلهٔ تعقیب (tracking)
  - ✓ مسئلهٔ تنظیم‌کننده‌ها(Regulators)
  - ✓ مسئلهٔ کنترل وضعیت نهایی (خطای حالت ماندگار حداقل)

در مقالات متعدد که هدف همهٔ آنها کنترل زیرسیستم‌ها در ترانسفورماتور جامع هوشمند بوده است، با توجه به نوع کنترل‌کننده، و با توجه به حوزهٔ بررسی معیارهای مختلف در راستای برآورده شدن اهداف کنترلی، معیارهای مختلفی درنظر گرفته شده است. در جدول ۶–۲ به‌طور مختصر مراجع [۱۶–۸] بررسی می‌شوند.

جدول ۶–۲: روش‌های کنترلی زیرسیستم‌ها در ترانسفورماتور جامع هوشمند

| ردیف | مرجع | سال انتشار | روش کنترلی | شاخص کنترلی |
|---|---|---|---|---|
| ۱. | [8] | ۲۰۰۶ | PI | Steady-state error |
| ۲. | [9] | ۲۰۱۷ | MMC (modulation mode control) | Regulation |
| ۳. | [10] | ۲۰۱۳ | PID | Steady-state error |
| ۴. | [11] | ۲۰۱۶ | PI | Regulation |
| ۵. | [12] | ۲۰۱۶ | PD | Regulation |
| | [13] | ۲۰۱۴ | traditional PI control and current hystereis control(CHC) | Steady-state error |
| ۶. | [14] | ۲۰۱۳ | PI | Steady-state error |
| ۷. | [15] | ۲۰۱۹ | PI | Regulation |
| ۸. | [16] | ۲۰۱۹ | State feedback | Regulation |

یکی از بخش‌های اصلی ترانسفورماتور هوشمند، مبدل DC به AC به‌عنوان زیربخش نهایی آن است. با توجه به اینکه خروجی این مبدل ماهیتی تناوبی دارد، اهداف عملکردی مشخصی موردتوجه محققان است که از آن جمله می‌توان به موارد زیر اشاره کرد:

- دستیابی به پاسخ‌های حلقه بسته با حداقل THD، کاهش تأخیر محاسباتی و بهبود حاشیهٔ پایداری (توسعهٔ الگوریتم تکراری چندنرخی) [۱۷]
- حداقل خطای ردیابی، حساسیت پایین به تغییرات بارهای مختلف و حاشیهٔ پایداری بالا با وجود تغییر فرکانس مرجع (توسعهٔ روش نمونه‌برداری تطبیقی مجازی) [۱۸]

از طرفی، در طبقهٔ نخست ترانسفوماتور هوشمند، مبدل AC به DC وجود دارد. اهداف عملکردی که در کنترل این بخش موردتوجه محققان است را می‌توان به‌صورت خلاصه بیان کرد:

- تضمین فاکتور توان واحد، قوام در مقابل اضافه بار و کاهش اعوجاج جریان بار با توسعهٔ استراتژی کنترل مقاوم [۱۹]
- کاهش زمان نشست و فراجهش در شرایط حالت دائم و قوام بهبودیافته نسبت به تغییر بار با توسعهٔ کنترل مد لغزشی [۲۰]
- تضمین پایداری فراگیر، حداقل خطای ردیابی، دفع اثر اغتشاشات خارجی، قوام در مقابل عدم‌قطعیت پارامتری، پاسخ‌های دینامیک تفکیک‌شده و بی‌نیازی به اندازه‌گیری جریان بار با توسعهٔ استراتژی کنترل آبشاری [۲۱]

## ۶-۴ نتیجه‌گیری

در این پژوهش معیار اصلی برآورده شدن پارامترهای متناسب با سرعت سیستم کنترل ولتاژ است. این پارامتر در اصل زمان نشست[۱] سریع سیستم به‌عنوان یکی از معیارهای اصلی در برآورده شدن اهداف کنترلی درنظر گرفته شده است. از همین معیار هدف کنترلی دفع اغتشاش[۲] نیز برآورده می‌شود. دفع اغتشاش می‌تواند همان باری باشد که در کثری از ثانیه وارد سیستم می‌شود و سیستم کنترل در نقش جبران‌کننده باید فوراً این مشکل را رفع کند به‌نحوی‌که مسئلهٔ افت ولتاژ به هیچ وجه نمایان نشود. مسلماً همین اهداف به تنهایی برآورده‌کنندهٔ خیلی از نیازهای مصرف‌کننده‌گان است. اما معیار مهم و اصلی هر سیستم، کنترل مسئلهٔ پایداری است. در این پروژه ازآنجایی‌که روش اصلی، کنترل مبتنی بر داده است، مسئلهٔ پایداری به‌صورت ضمنی[۳] مطرح می‌شود. یعنی پایداری در روش پس‌زمینه[۴] در نظر گرفته شده و بررسی شده است؛ بنابراین در روش کنترل مبتنی بر داده، مسئلهٔ پایداری به‌طور ضمنی بررسی و جزئیات بیشتر آن در مراجع [۲۳-۲۲] مشاهده می‌شود. همچنین، باید یادآور شد که کنترل مبتنی بر داده همچون روش کنترل تطبیقی مستقل از داده در قیاس با رویکردهای موجود از چند دیدگاه قابل‌بحث است:

۱) عموم رویکردهای موجود بر اساس مدل‌سازی مبدل‌های AC/DC و DC/AC توسعه یافته‌اند که در آنها مسائلی چون خطای مدل‌سازی، اثرات فرکانس بالای دینامیک‌های مدل‌نشده، چگونگی مواجهه با تغییرات پارامتری و تغییرات بار و تضمین پایداری در حضور اغتشاش و عدم‌قطعیت، چالش‌هایی اجتناب‌ناپذیر هستند. درحالی‌که روش‌های مبتنی بر داده تنها بر اساس اطلاعات لحظه‌ای ورودی و خروجی، فرمان‌های کنترلی مناسب را برای تنظیم ولتاژ بخش‌های مختلف ترانسفورماتورر هوشمند تولید می‌کنند. آنها ماهیتاً تطبیق‌پذیر با تغییرات سیستم تحت کنترل هستند و نگرانی در مورد قوام حلقه بسته در حضور اغتشاش و عدم‌قطیت وجود ندارد؛ بنابراین، اهداف عملکردی همچون حداقل اعوجاج هارمونیکی کل، حفظ پایداری در حضور تغییرات بار، سرعت هم‌گرایی بالا و حداقل خطای ردیابی با سهولت بیشتری امکان‌پذیر است.

---

۱. Settling Time.
۲. Disturbance Rejection.
۳. Implicit.
۴. Back ground.

۲) روش کنترل تطبیقی مستقل از داده، به کمک تخمین لحظه‌ای مشتق شبه جزئی، در هر لحظه قادر به تقریب رفتار سیستم تحت کنترل است و بنابراین، سیستم کنترل حلقه بسته از حساسیت پایینی نسبت به تغییرات ناخواسته برخوردار است. تخمین موردنظر را می‌توان نقطهٔ عطف تفاوت روش کنترل تطبیقی مستقل از مدل با روش‌های کلاسیک دانست.

۳) ازآنجایی‌که قوانین تطبیق و کنترل توسعه‌یافته در کنترل تطبیقی مستقل از مدل بر اساس حل مسائل بهینه‌سازی مبتنی بر تقریب لحظه‌ای رفتار سیستم تحت کنترل استخراج می‌شوند، مسئلهٔ پایداری به‌صورت ضمنی تضمین می‌شود و تنها باید به کمک الگوریتم ریست، مانع از ناپایداری عددی قانون تخمین مشتق شبه‌جزئی شد.

## مراجع

[1] P. Z. S. Bifaretti, A. Watson, L. Tarisciotti, and J. C. Clare, "Advanced Power Electronic Conversion and Control System for Universal and Flexible Power Management,," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 2, pp. 231–243, 2011.

[2] M. L. R. Teodorescu, and P. Rodríguez,, "Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems," *John Wiley & Sons*, vol. 5, pp. 289 – 312, 2015.

[3] S. J. F. khaled h. Ahmed, "Passive Filter Design for Three- Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation," *Electrical Power Quality and Utilisation*, pp. 49–58, 2007.

[4] M. L. R. Teodorescu, and P. Rodríguez,, "Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems," *John Wiley & Sons*, pp. 211-223, 2014.

[5] M. L. A. A. Rockhill, R. Teodorescu, "Grid-Filter Design for a Multimegawatt Medium-Voltage Voltage-Source Inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron*, pp. 1205–1217, 2011.

[6] https://collections.iec.ch/std/catalog.nsf/collection.xsp?open&col=IEC%2060076

[7] https://ieeexplore.ieee.org/document/210894

[8] Yazdani and R. Iravani, "A unified dynamic model and control for the voltage sourced converter under unbalanced grid conditions," IEEE Trans. on Power Del., vol. 21, pp. 1620–1629, 2006.

[9] Mehrasa, Majid, et al. "Function-based modulation control for modular multilevel converters under varying loading and parameters conditions." IET Generation, Transmission & Distribution ,vol. 11, pp. 3222-3230, 2017.

[10] She, Xu, Alex Q. Huang, and Rolando Burgos. "Review of solid-state transformer technologies and their application in power distribution systems." IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics, vol. 1, pp. 186-198, 2013.

[11] Bahmani, M. A., Torbjörn Thiringer, and Mohammad Kharezy. "Optimization and experimental validation of medium-frequency high power transformers in solid-state transformer applications." 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2016.

[12] Leibl, Michael, Gabriel Ortiz, and Johann W. Kolar. "Design and experimental analysis of a medium-frequency transformer for solid-state transformer

applications." IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 5, pp. 110-123, 2016.

[13] Wang, Helin, et al. "The study of single-phase PWM rectifier based on PR control strategy." The 26th Chinese Control and Decision Conference (2014 CCDC). IEEE, 2014.

[14] Ortiz, Gabriel, et al. "Medium frequency transformers for solid-state-transformer applications—Design and experimental verification." 2013 IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS). IEEE, 2013.

[15] Nie, Jintong, et al. "Communication-Independent Power Balance Control for Solid State Transformer Interfaced Multiple Power Conversion Systems." IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 5, pp. 110-123, 2019.

[16] Lee, Moonhyun, et al. "Modeling and control of three-level boost rectifier based medium-voltage solid-state transformer for DC fast charger application." IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 5, pp. 890-902, 2019.

[17] Zhang, Bin, Keliang Zhou, and Danwei Wang. "Multirate repetitive control for PWM DC/AC converters." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 6, pp. 2883-2890, 2013.

[18] Liu, Zhichao, Bin Zhang, Keliang Zhou, Yongheng Yang, and Jingcheng Wang. "Virtual variable sampling repetitive control of single-phase DC/AC PWM converters." *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, pp. 1837-1845, 2018.

[19] Sudalaimani, M., Revathi, L. V., & Senthilkumar, N., Direct Power based Sliding Mode Control of AC-DC Converter with Reduced THD. *Tehnički vjesnik* ,vol. 25, pp. 72-79, 2018.

[20] He, Tingting, Dylan Dah-Chuan Lu, Li Li, Jianwei Zhang, Linfeng Zheng, and Jianguo Zhu. "Model-predictive sliding-mode control for three-phase AC/DC converters." *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, pp. 8982-8993, 2017.

[21] Lee, Tzann-Shin. "Input-output linearization and zero-dynamics control of three-phase AC/DC voltage-source converters." *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, pp. 11-22, 2003.

[22] Rosolia, Ugo, Xiaojing Zhang, and Francesco Borrelli. "Data-driven predictive control for autonomous systems." Annual Review of Control, Robotics, and Autonomous Systems, vol. 1, pp. 259-286, 2018.

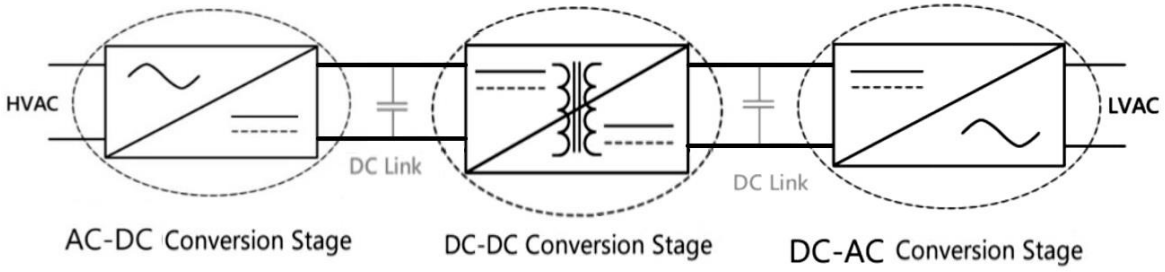
[23] Iglesias, Ramon, et al. "Data-driven model predictive control of autonomous mobility-on-demand systems." 2018 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA). IEEE, 2018.

# فصل هفتم: طراحی سیستم کنترل مبتنی بر مدل

# ۷-۱ مقدمه

سیستم‌های موجود در حال حاضر، تقریباً همه به نوعی غیرخطی هستند که در طیف وسیعی از علوم، فنون و فرایندها نمود یافته‌اند. شاید بتوان هدف اصلی در استفاده از کنترل سیستم‌ها، هدایت بهتر آن‌ها به سمت مسیر مطلوب با اهداف کنترل، پایدارسازی و ردیابی را نام برد. پیچیده شدن اهداف کنترلی، همراه با نیاز به‌دقت بالا، افزایش سرعت و البته برآوردن هدف ضمنی کنترلی، باعث به‌وجود آمدن انواع روش‌های مختلف کنترل در برآوردن اهداف کنترلی شده است. تمام تلاش محققان بر این راستا بوده است که به‌منظور برآوردن اهداف کنترلی، قوانین کنترل موردنیاز آن‌ها را برآورده سازند. ازاین‌رو با توجه به ذات غیرخطی سیستم‌ها، کنترل‌کننده‌هایی متناسب با آن‌ها در ساختارهای گوناگون طراحی شده‌اند.

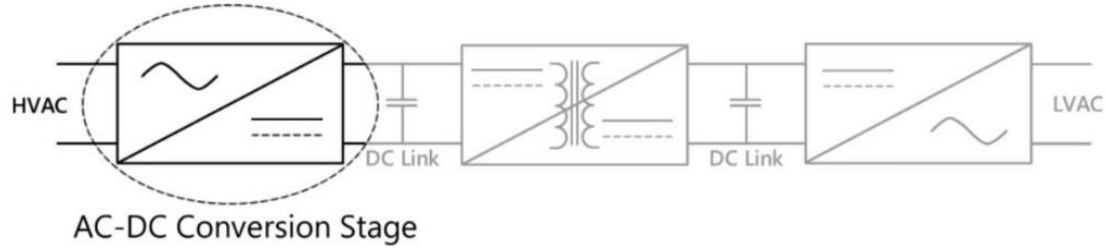
در این بخش، روش کنترل مبدل‌های ترانسفورماتور جامع هوشمند[۱] (IUI) و نحوهٔ اجرای آن موردبررسی و تحلیل قرار می‌گیرد. مطابق شکل ۷-۱ ترانسفورماتور هوشمند به‌ترتیب از چپ به راست از سه بخش، ورودی یا فشارقوی، میانی یا ایزولاسیون و خروجی یا فشارضعیف تشکیل شده است. همان‌طوری‌که در شکل ۷-۱ مشاهده می‌شود بخش‌های ورودی و خروجی از طریق لینک‌های DC به بخش ایزولاسیون متصل شده‌اند. بخش ورودی به شبکهٔ فشارقوی متصل می‌شود. وظیفهٔ آن تبدیل ولتاژ متناوب فشارقوی به ولتاژ DC با سطح ولتاژ مناسب و تحویل آن به بخش ایزولاسیون است. در بخش ایزولاسیون از یک مبدل DC به AC و یک ترانسفورماتور فرکانس بالا و یک مبدل AC به DC استفاده می‌شود که در این بخش ابتدا ولتاژ DC ورودی به موج مربعی با فرکانس بالا تبدیل شده و به ترانسفورماتور فرکانس بالا اعمال می‌شود و در انتها ولتاژ متناوب با فرکانس بالا توسط مبدل AC به DC به ولتاژ DC تبدیل می‌شود. بخش ایزولاسیون در حقیقت شبیه یک مبدل DC به DC انجام وظیفه می‌کند. در بخش خروجی یک مبدل سه‌فاز DC به AC به‌کارگیری می‌شود. این مبدل در حقیقت یک اینورتر سه‌فاز است، خروجی این مبدل به بار مجزا یا به شبکهٔ فشارضعیف قابل‌اتصال خواهد بود.




شکل ۷-۱: ساختار کلی ترانسفورماتور هوشمند

# ۷-۲ مبدل AC به DC

همان‌طورکه در شکل ۷-۲ دیده می‌شود، اولین قسمت، مبدل AC به DC است که ولتاژ سینوسی ورودی را به ولتاژ DC تبدیل می‌کند.

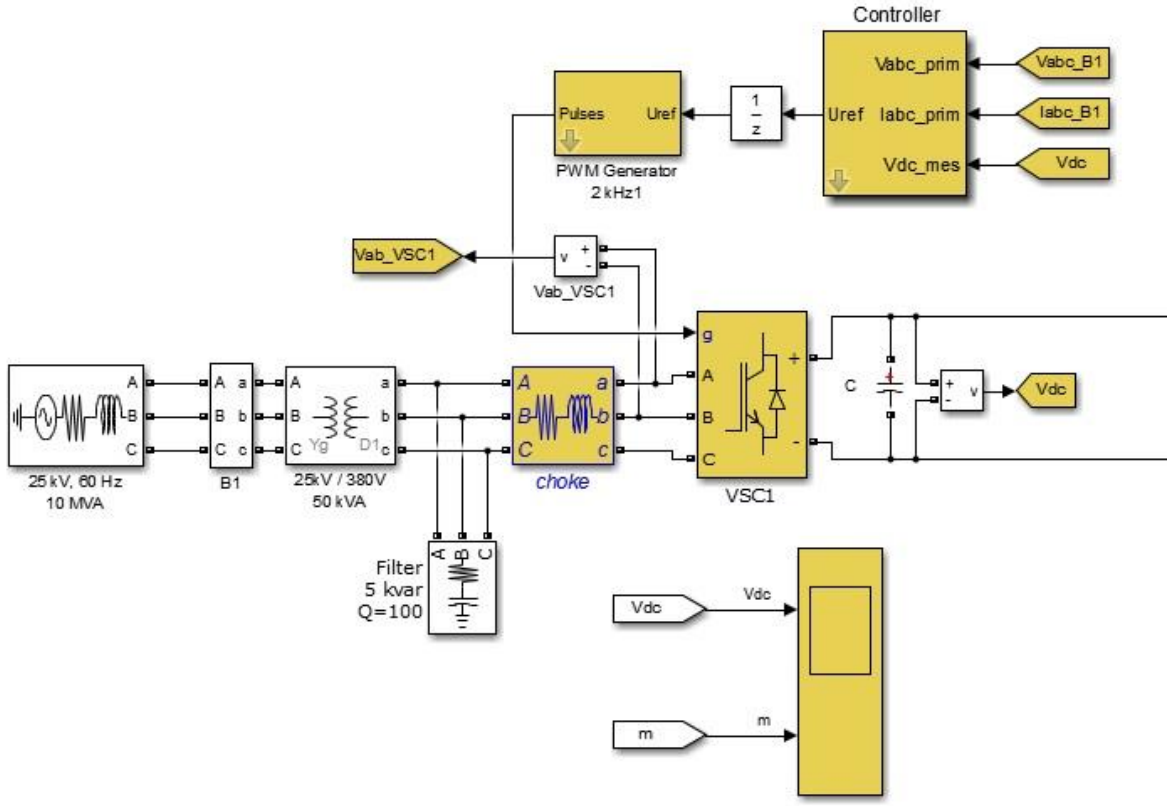



۱. Intelligent Universal Transformers(IUT).

شکل ۷-۲: مبدل AC به DC

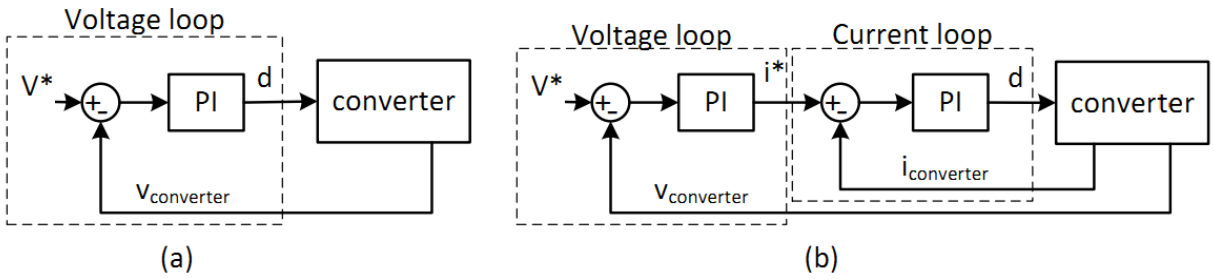
نمای کلی این مبدل در نرم‌افزار MATLAB/Simulink در شکل ۷-۳ آورده شده است که از مبدل سه‌پل با ترانزیستورهای IGBT تشکیل شده است. به‌منظور کنترل ولتاژ در این مبدل دو روش کلی وجود دارد که در شکل ۷-۴ مشاهده می‌شود [۱-۲].

کنترل ولتاژ DC بر اساس تنظیم سیکل کاری مبدل قابل‌انجام است. در کنترل‌کنندهٔ حلقه ولتاژ، یک نمونه‌گیری از ولتاژ خروجی نیاز است که نسبت به کنترل‌کنندهٔ حلقه جریان، تجهیزات کنترلی کمتری نیاز دارد، ولی سرعت پاسخ این روش به ازای اختلال در بار سیستم کندتر است. کنترل‌کنندهٔ حالت جریان از دو حلقهٔ کنترلی، حلقهٔ کنترل ولتاژ و حلقهٔ کنترل جریان تشکیل شده است. در این پژوهش، از روش کنترل حلقه ولتاژ و جریان استفاده شده است که کنترل‌کنندهٔ استفاده‌شده در آن‌ها کنترل‌کنندهٔ PI است. به‌منظور محاسبهٔ ضرایب کنترل‌کنندهٔ PI، از الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات[۱] (PSO) استفاده خواهد شد.




شکل ۷-۳: نمای کلی مبدل AC به DC در نرم‌افزار MATLAB/Simulink

۱. Particle Swarm Optimization(PSO).




شکل ۷-۴: a) حلقه کنترل ولتاژ b) حلقه کنترل جریان و ولتاژ

## ۷-۲-۱ الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات

الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات ازجمله الگوریتم‌های جستجوی موازی مبتنی بر جمعیت است که با یک گروه از جواب‌های تصادفی (پرندگان) شروع به‌کار می‌کند. سپس برای یافتن جواب بهینه در فضای مسئله با به‌روز کردن مکان پرنده‌ها به جستجو ادامه می‌دهد. هر پرنده به‌صورت چندبعدی (متناسب با نوع مسئله) با دو بردار $X_i[t]$ و $V_i[t]$ که به‌ترتیب معرف موقعیت فعلی و سرعت در لحظهٔ فعلی (t ام) از پرندهٔ i ام هستند، مشخص می‌شود. در هر مرحله از حرکت جمعیت، مکان هر پرنده با دو مقدار بهترین به‌روز می‌شود. اولین مقدار، بهترین تجربه‌ای است که خود پرنده تابه‌حال به‌دست آورده است و با $p_{best}$ نشان داده می‌شود. دومین مقدار، بهترین تجربه‌ای است که در میان تمامی پرنده‌ها به‌دست آمده است و با $g_{best}$ نشان داده می‌شود. در هر تکرار، الگوریتم بعد از یافتن سرعت و موقعیت جدید پرنده را بر اساس معادلات (۷-۱) و (۷-۲) به‌روزرسانی می‌کند.

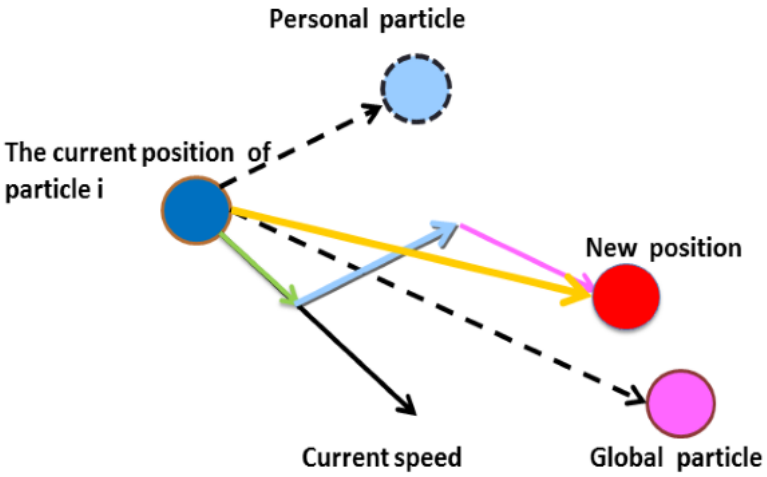
$$V^i[t+1] = Wv^i[t] + C_1r_1(x^{i,pbest}[t] - x^i[t]) + C_2r_2(x^{gbest}[t] - x^i[t]) \quad (۷-۱)$$

$$X^i[t+1] = x^i[t] + v^i[t+1] \quad (۷-۲)$$

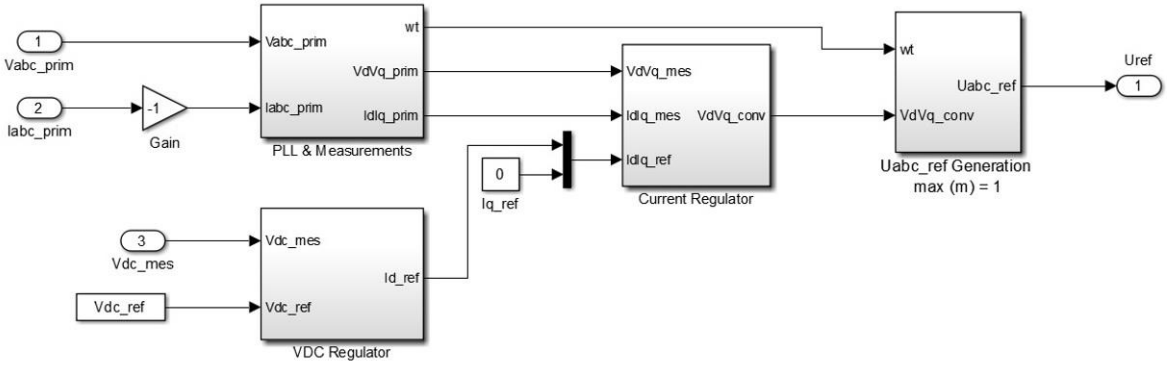
در معادلهٔ (۷-۱)، W ضریب اینرسی است که به‌صورت خطی در بازهٔ [۰ ۱,۲۵] قرار دارد. $C_1$ و $C_2$، میزان تجربهٔ شخصی و گروهی در بازهٔ [۰ ۱,۵] انتخاب می‌شود. که به‌طورمعمول برای هردوی آن‌ها از مقدار ۱,۵و یا ۱,۲ استفاده شده است. دو عدد $r_1$ و $r_2$ نیز اعداد تصادفی در بازهٔ [۰ ۱] هستند. همچنین مقدار نهایی سرعت هر پرنده، برای جلوگیری از واگرایی الگوریتم به یک بازه محدود می‌شود و V عضوی از دامنهٔ $[Vmin \ , Vmax]$ است. معادلهٔ (۷-۲) نیز بردار موقعیت فعلی پرنده را با توجه به‌سرعت جدید آن به‌روزرسانی می‌کند. سمت راست معادلهٔ (۷-۱) از سه قسمت تشکیل شده است، قسمت نخست ضریبی از سرعت فعلی پرنده است، قسمت دوم برای تغییر جهت و چرخش پرنده به سمت بهترین تجربهٔ شخصی است و قسمت سوم باعث تغییر جهت و چرخش پرنده به‌طرف بهترین تجربهٔ گروهی می‌شود [۳-۵]. ساختار کلی الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات در شکل ۱-۵ نشان داده شده است.

هدف در این بخش، طراحی دو کنترل‌کنندهٔ PI برای حلقه ولتاژ و جریان است که باید، ضرایب کنترل‌کنندهٔ PI، یعنی $K_P$ و $K_i$ مشخص شوند؛ بنابراین بر این اساس تلاش می‌شود تا عملکرد سیستم بهینه شود. بر همین منوال، سعی می‌شود که ضرایب بهینه‌شده در کنترل‌کننده قرار گیرند.

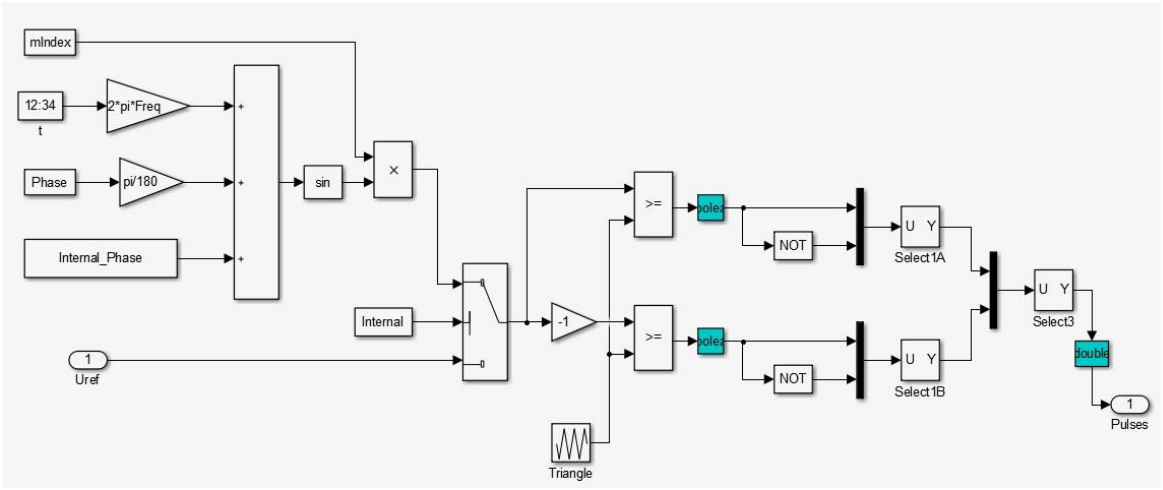
در شکل ۷-۶ بخش کنترل‌کنندهٔ مبدل آورده شده است که ابتدا با استفاده از تبدیل dq سه‌فاز را به دو متغیر d و q تبدیل می‌کند و اندازه‌گیری و کنترل بر اساس این دو متغیر انجام می شود. در شکل ۷-۷ نیز مدار تولید پالس PWM برای اعمال به ترانزیستورهای IGBT نشان داده شده است.




شکل ۷-۵: روند الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات

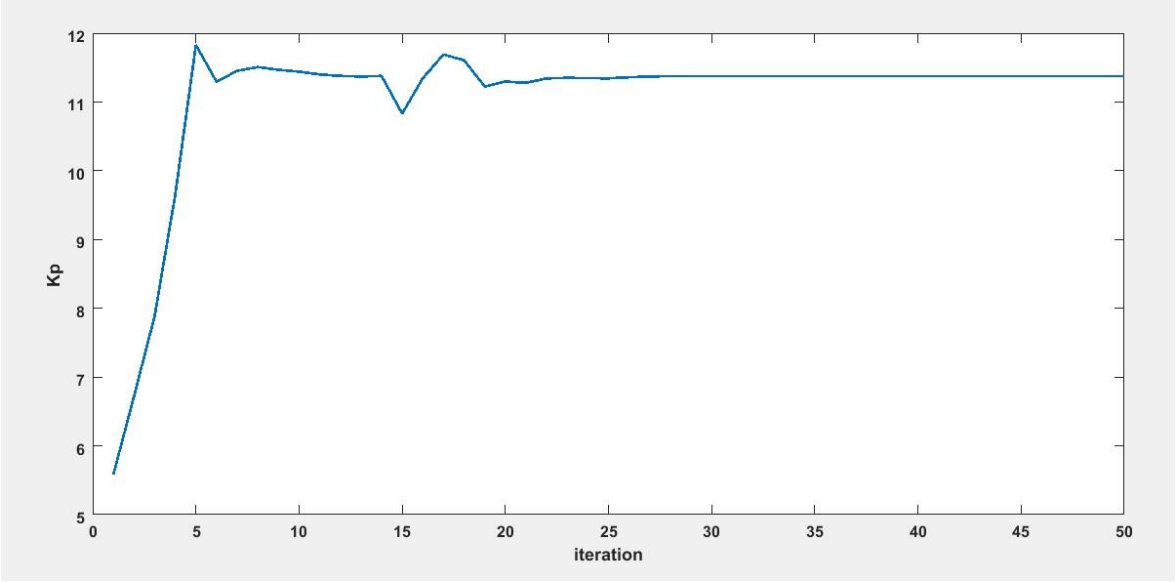



شکل ۷-۶: زیربخش کنترل‌کنندهٔ مبدل AC به DC

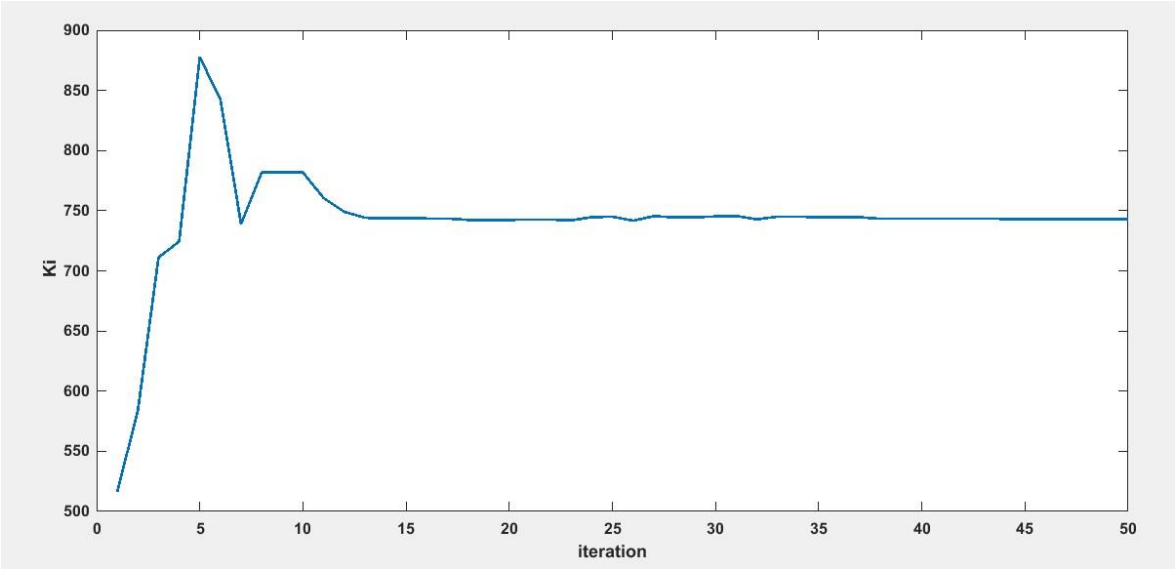



شکل ۷-۷: زیربخش مدار تولید پالس PWM مبدل AC به DC

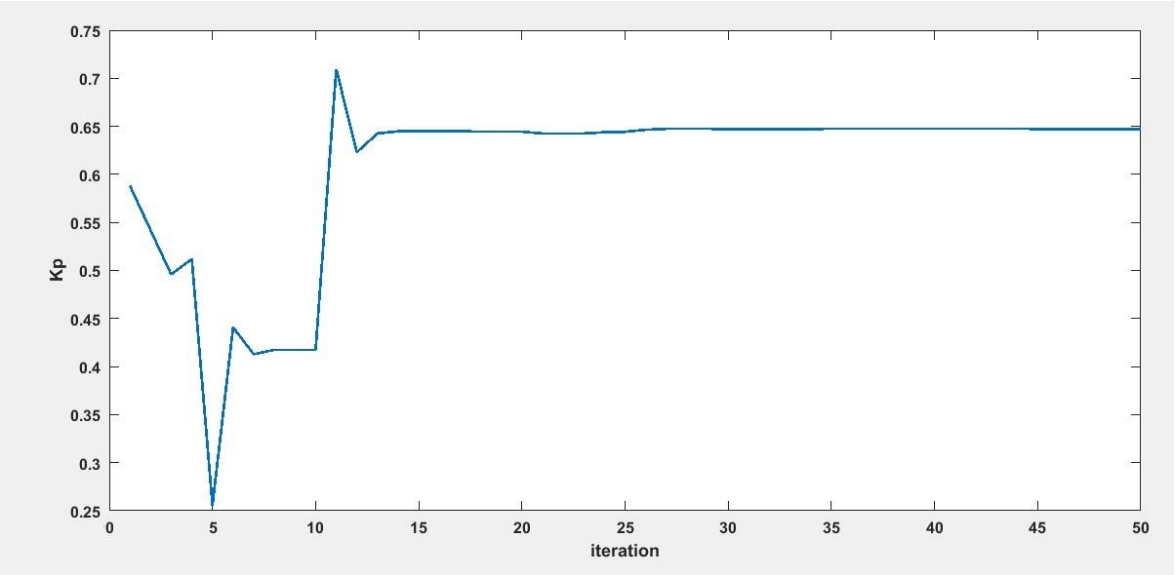
در شکل‌های ۷–۸ الی ۷–۱۱ منحنی تغییرات ضرایب $K_P$ و $K_i$ کنترل‌کننده‌های حلقه ولتاژ و جریان در ۵۰ تکرار نشان داده شده است که مقادیر بهینه برای حلقه کنترل ولتاژ $K_P = 11.4$ و $K_i = 745$ و مقادیر بهینه برای حلقه کنترل جریان $K_P = 0.64$ و $K_i = 28.1$ است.



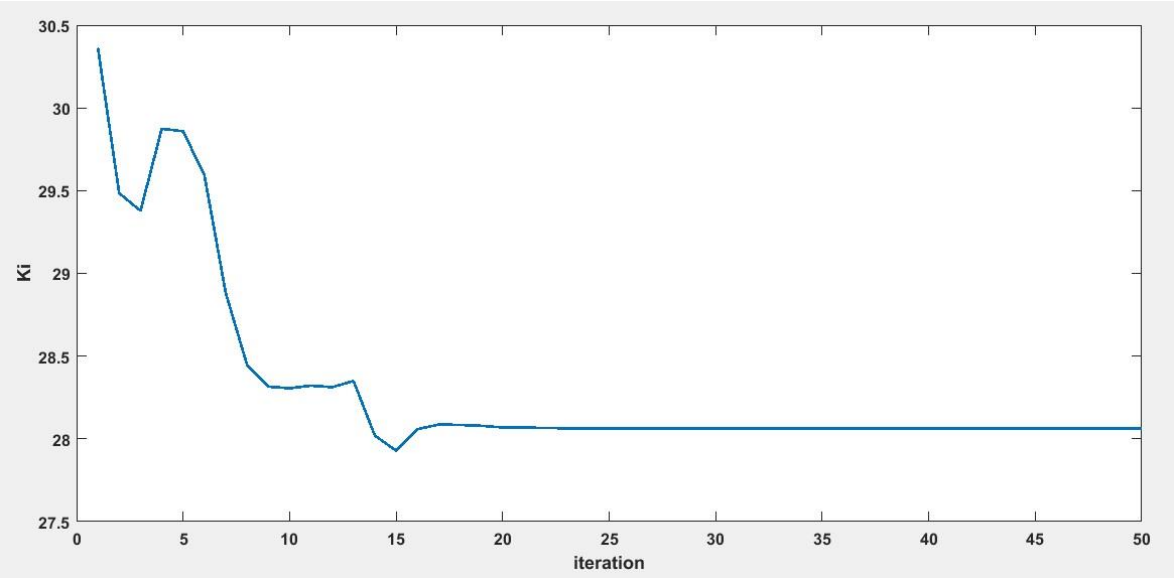

شکل ۷–۸: تغییرات ضریب $K_P$ کنترل‌کننده حلقه ولتاژ




شکل ۷–۹: تغییرات ضریب $K_i$ کنترل‌کنندهٔ حلقه ولتاژ

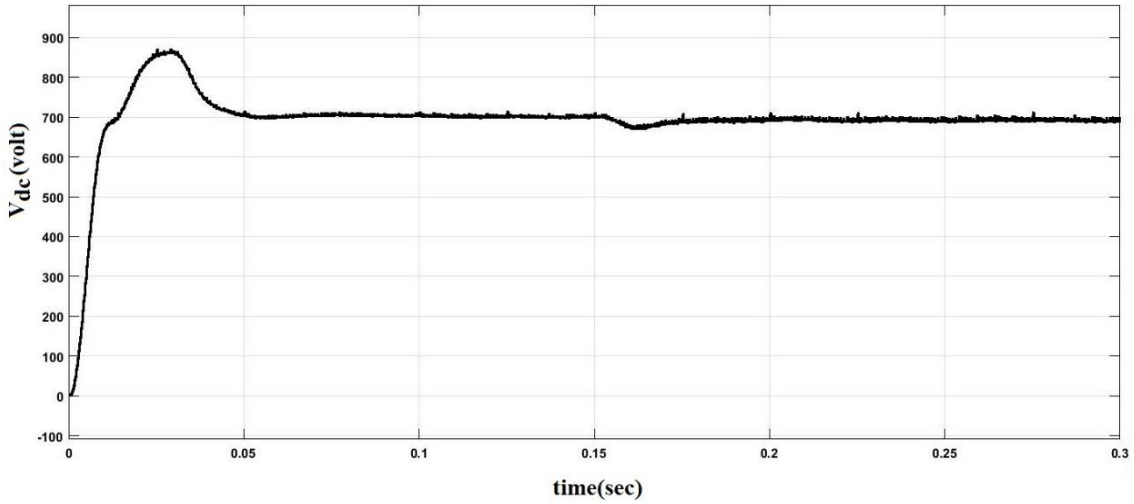



شکل ۷-۱۰: تغییرات ضریب $K_p$ کنترل‌کنندهٔ حلقه جریان

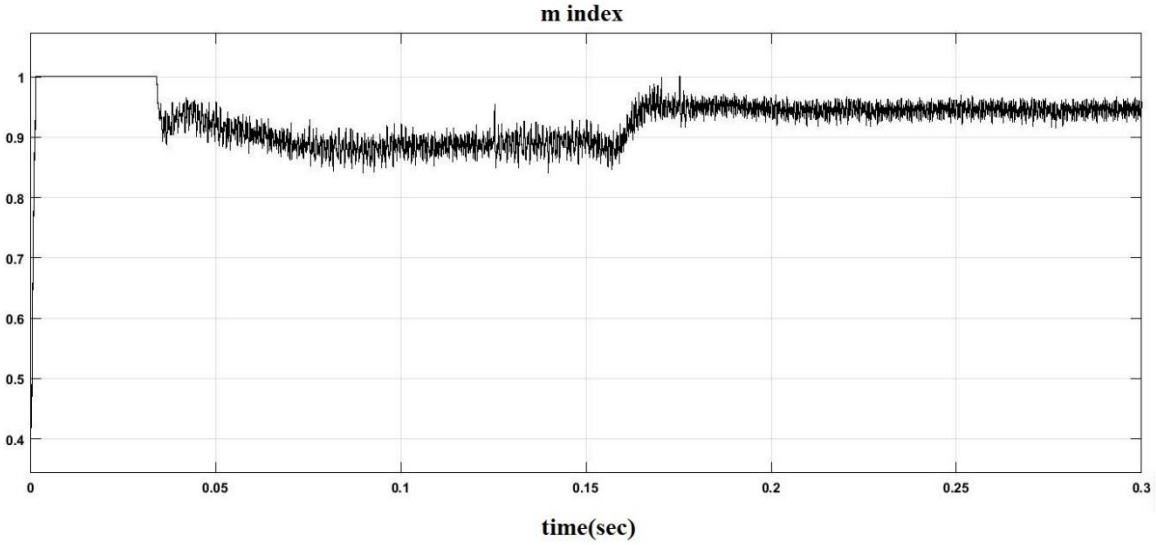



شکل ۷-۱۱: تغییرات ضریب $K_i$ کنترل‌کنندهٔ حلقه جریان

در ادامه در شکل‌های ۷-۱۲ و ۷-۱۳ نتایج حاصل از شبیه‌سازی مبدل AC به DC در نرم‌افزار MATLAB/Simulink آورده شده است. در شکل ۷-۱۲ ولتاژ خروجی مبدل که مقدار مطلوب ۷۰۰ ولت DC است، مشاهده می‌شود. همان‌طورکه در شکل ۷-۱۲ دیده می‌شود، ولتاژ خروجی مبدل AC به DC بعد از گذشت مدت‌زمان کمتر از ۵۰ میلی‌ثانیه به مقدار مطلوب از پیش‌تعیین‌شده هدایت شده است و میزان فراجهش حدود ۲۴ درصد است. در شکل ۷-۱۳، نحوهٔ تغییرات اندیس مدولاسیون به‌عنوان ورودی محرک مبدل PWM مشاهده می‌شود. اندیس مدولاسیون که باید بین صفر و یک تغییر کند، میزان روشن و خاموشی سوئیچ‌ها را تعیین می‌کنند. در شرایطی که این اندیس برابر با واحد باشد، بدین‌معنی است که سوئیچ‌ها در وضعیت اشباع قرار دارند.



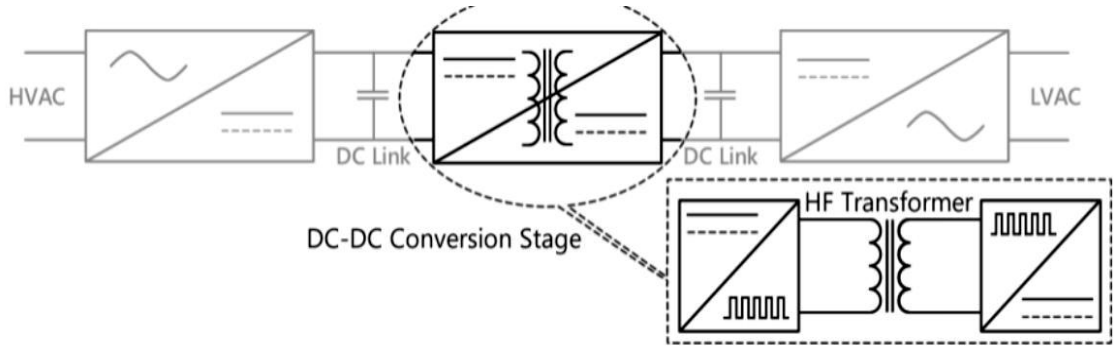

شکل ۷-۱۲: ولتاژ خروجی مبدل AC به DC در محیط MATLAB/Simulink




شکل ۷-۱۳: اندیس مدولاسیون مبدل AC به DC در محیط MATLAB/Simulink

## ۷-۳ مبدل DC به DC

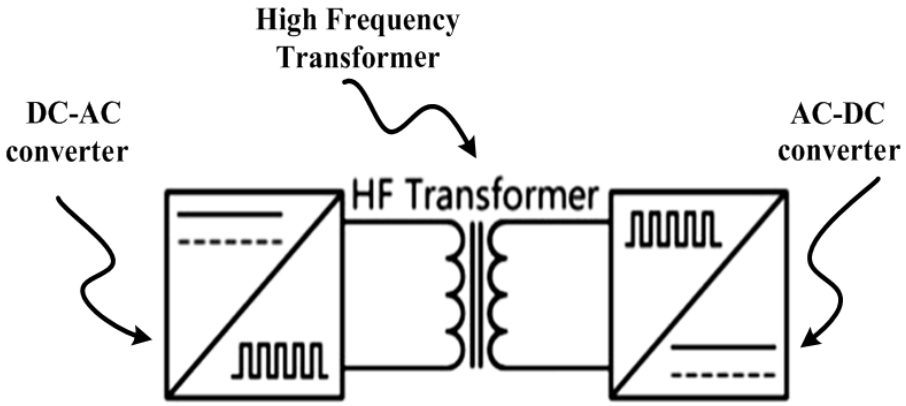
در شکل ۷-۱۴ نمایی کلی از ترانسفورماتور هوشمند نشان داده شده است. درواقع مبدل DC به DC در قسمت میانی است که تمرکز این بخش بر روی این مبدل است.




شکل ۷-۱۴: مبدل DC-DC

مبدل DC به DC خود دارای سه بخش عمده است که در شکل ۷-۱۵ مشاهده می‌شود.

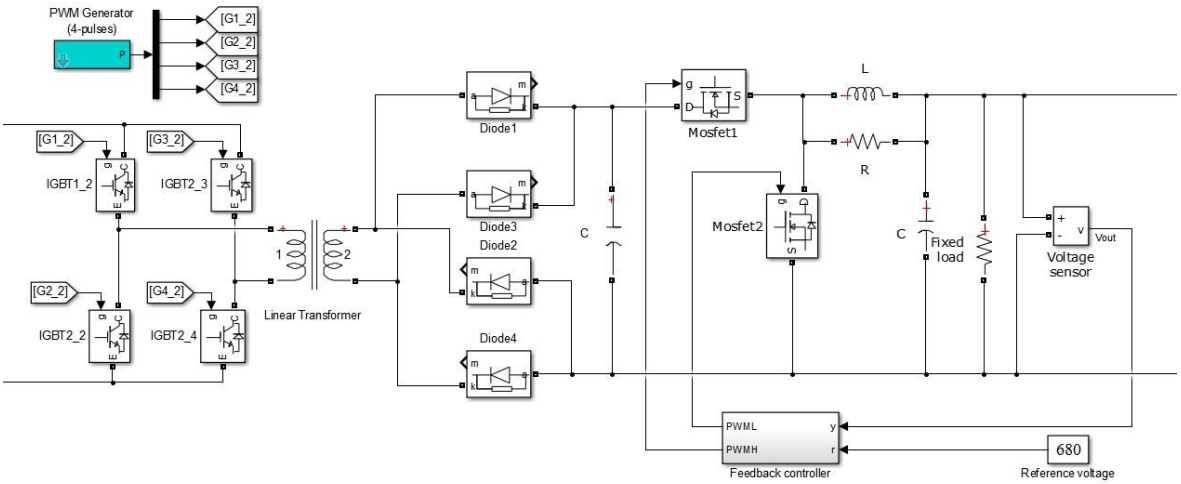
۷- بخش ابتدایی یا مبدل ورودی برای تبدیل ولتاژ مستقیم به ولتاژ متناوب
۸- بخش میانی، ترانسفورماتور فرکانس بالا[۱] (HF)
۹- بخش انتهایی یا مبدل خروجی برای تبدیل ولتاژ متناوب به مستقیم




شکل ۷-۱۵: نمایی از بخش مرکزی ترانسفورماتور هوشمند

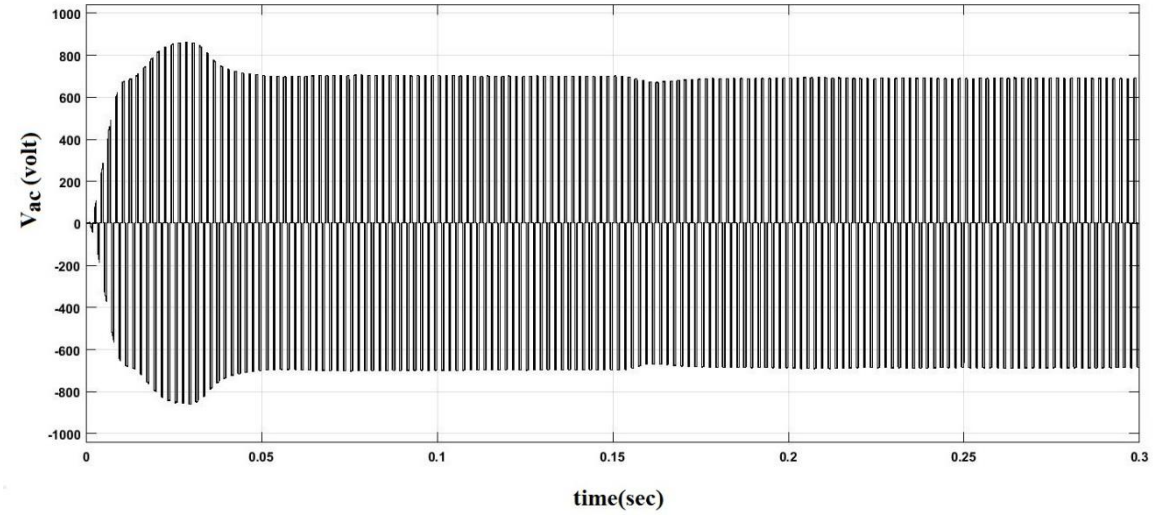
در شکل ۷-۱۶ نمای کلی مبدل DC به DC در نرم‌افزار MATLAB/Simulink آورده شده است.

۱. High Frequency.




شکل ۷-۱۶: نمای کلی مبدل DC به DC در نرم‌افزار MATLAB/Simulink

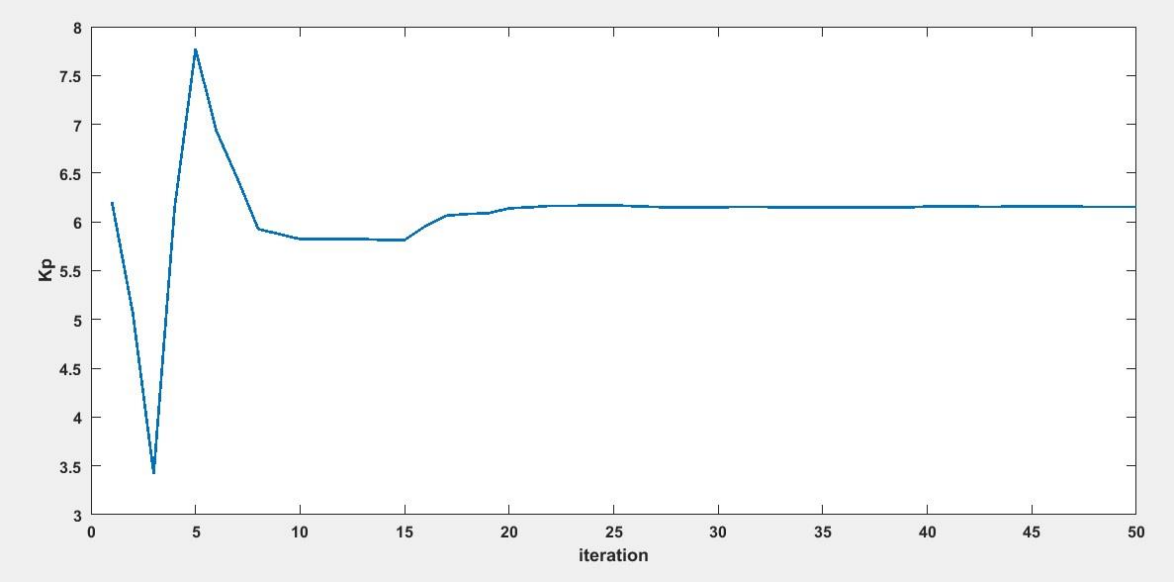
تبدیل‌کنندهٔ بخش ورودی، ولتاژ DC را به ولتاژ AC تک‌فاز برای اتصال به ترانسفورماتور فرکانس بالا آماده می‌کند. درواقع این مبدل به‌منظور کاهش ابعاد ترانسفورماتور، ولتاژ AC با فرکانس بالا تولید می‌کند. بخش ترانسفورماتور فرکانس بالا وظیفهٔ ایزوله کردن را دارد که در این پژوهش نسبت تبدیل ترانسفورماتور یک‌به‌یک است. همان‌طور که گفته شد مبدل DC به AC وظیفهٔ تبدیل ولتاژ DC به AC با فرکانس بالا را دارد، با توجه به اینکه ورودی DC این بخش توسط کنترل‌کنندهٔ PI بخش قبل تنظیم می‌شود و هدف این بخش فقط تبدیل DC به AC هست، برای این بخش تنها از منبع تولید پالس PWM استفاده می‌شود و نیازی به کنترل‌کننده ندارد. خروجی حاصل از این مبدل در شکل ۷-۱۷ نشان داده شده است.



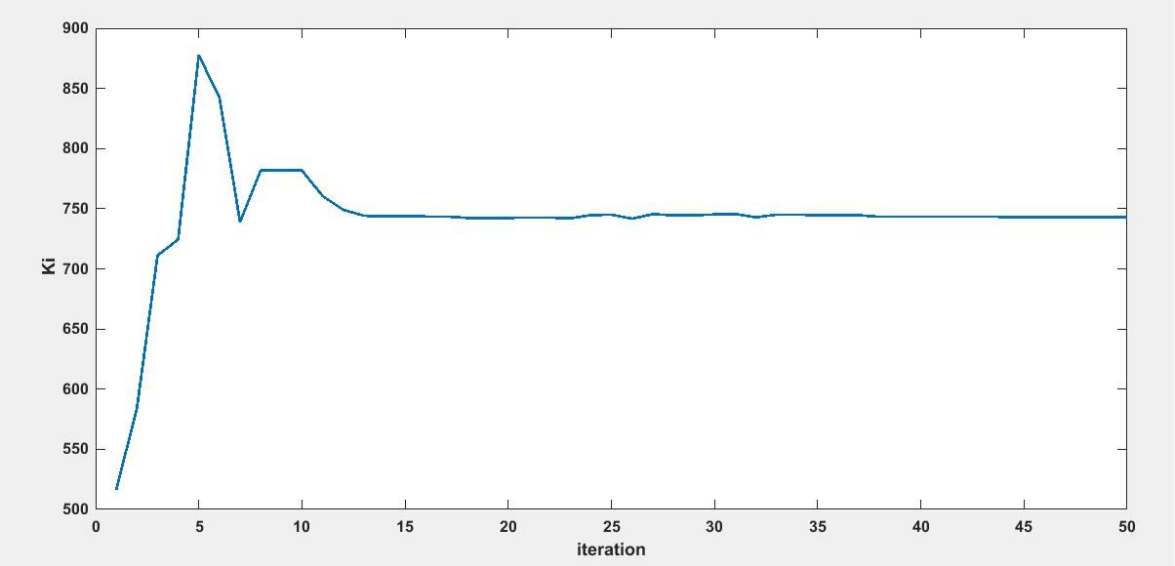

شکل ۷-۱۷: ولتاژ خروجی مبدل DC به AC در محیط MATLAB/Simulink

در بخش انتهای مبدل DC به DC از مبدل AC به DC استفاده می‌شود. با توجه به اینکه خروجی این مبدل به‌عنوان ورودی مبدل آخر است، باید مقدار آن کنترل شود که برای این‌منظور از کنترل‌کنندهٔ PI استفاده شده است و برای طراحی پارامترهای کنترل‌کننده یعنی $K_P$ و $K_i$ از روش الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات مانند مبدل AC به DC که در بخش پیش توضیح داده شد، استفاده شده است. در شکل‌های ۷-۱۸ و ۷-۱۹ منحنی تغییرات ضرایب $K_P$ و $K_i$ کنترل‌کنندهٔ PI در ۵۰ تکرار نشان داده شده است که مقادیر بهینه برای ضرایب $K_P = 6.2$ و $K_i = 364$ است. در شکل ۷-۲۰ ولتاژ خروجی مبدل که مقدار مطلوب ۶۸۰ ولت DC است، مشاهده می‌شود. همان‌طور که در شکل ۷-۲۰ دیده می‌شود، ولتاژ خروجی مبدل AC به

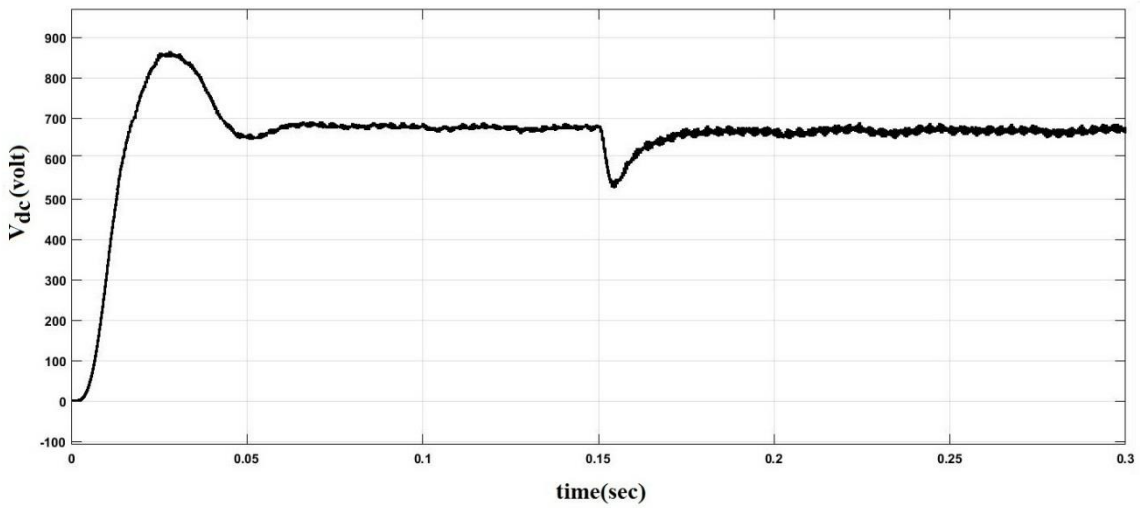
DC بعد از گذشت مدت‌زمان کمتر از ۶۰ میلی‌ثانیه به مقدار مطلوب ازپیش‌تعیین‌شده هدایت شده است و میزان فراجهش حدود ۲۷ درصد است.




شکل ۷–۱۸: تغییرات ضریب $K_P$ کنترل‌کنندهٔ PI



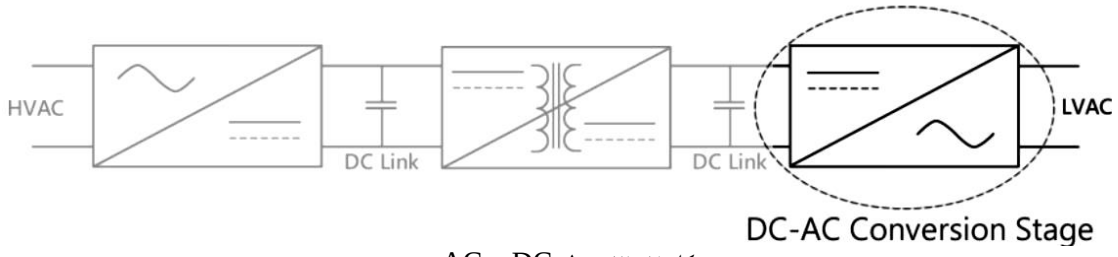

شکل ۷–۱۹: تغییرات ضریب $K_i$ کنترل‌کنندهٔ PI




شکل ۷–۲۰: ولتاژ خروجی مبدل AC به DC در محیط MATLAB/Simulink

## ۷–۴ مبدل DC به AC

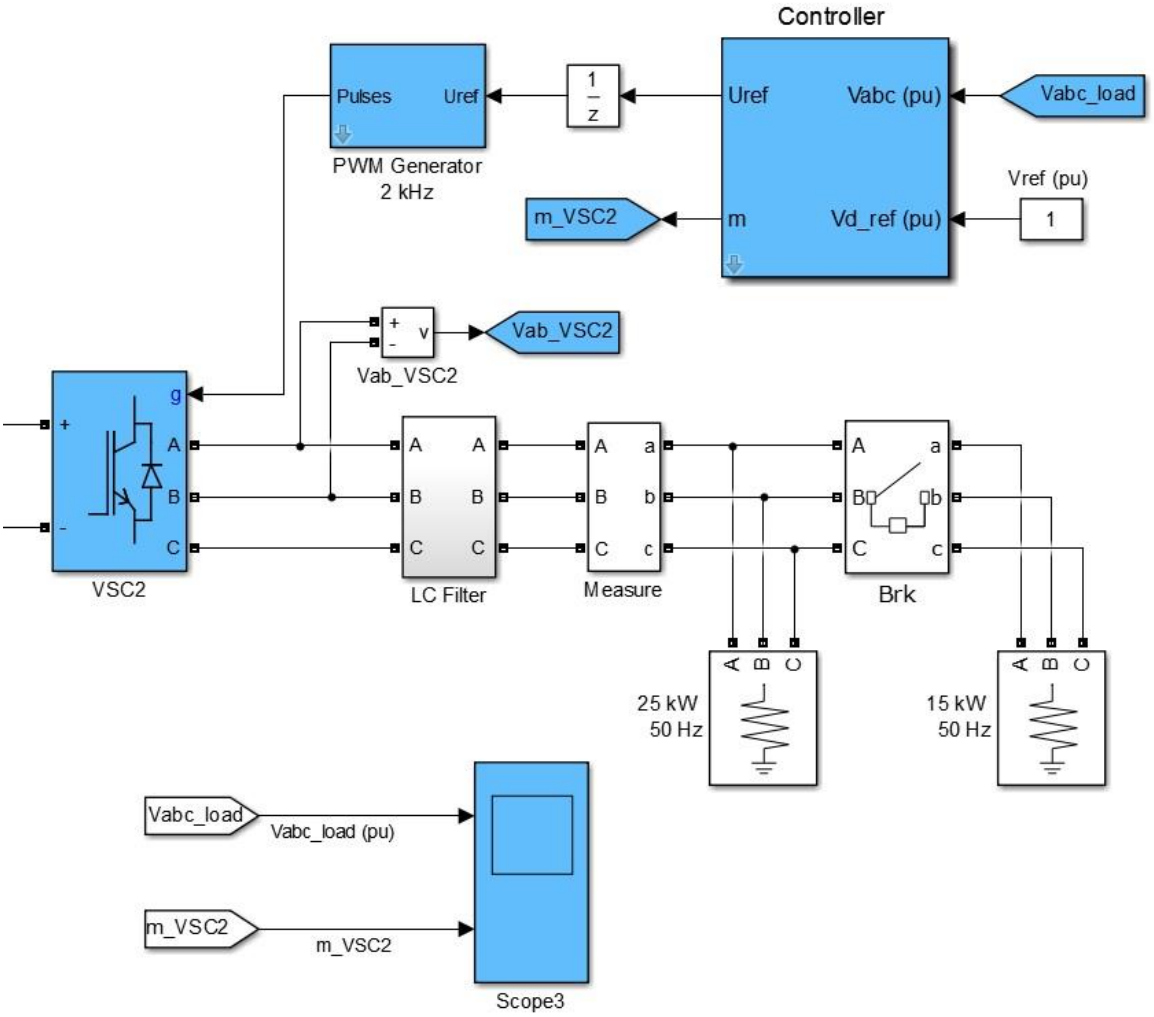
آخرین بخشی که در IUT موردبررسی قرار می‌گیرد، مبدل DC به AC است. همان‌گونه‌که در شکل ۷–۲۱ مشاهده می‌شود، این مبدل ولتاژ DC خروجی مبدل DC به DC را به ولتاژ AC سه‌فاز تبدیل می‌کند. غالباً سطح ولتاژ در این مبدل پایین است.



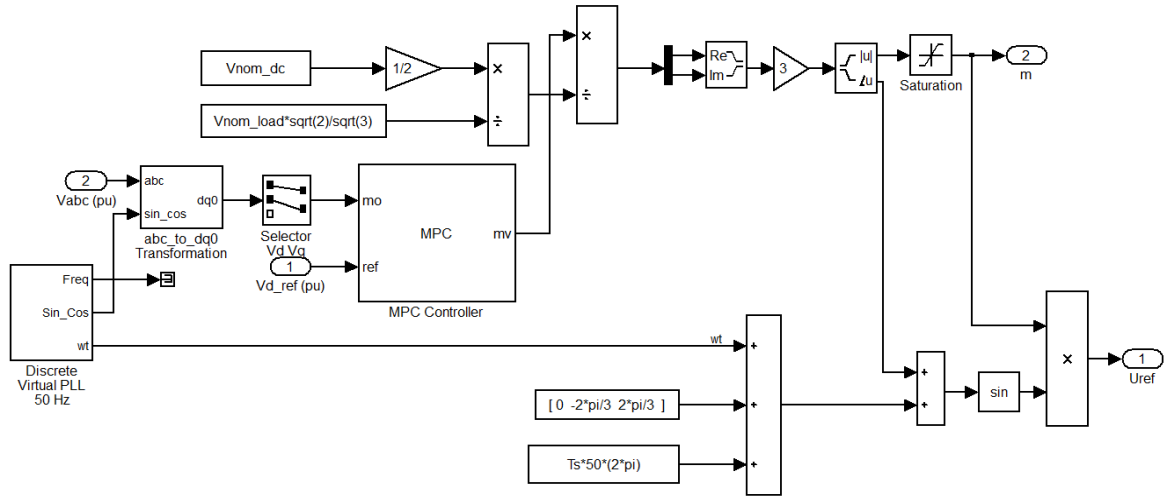

شکل ۷–۲۱: مبدل DC به AC

نمای کلی این مبدل در محیط شبیه‌سازی MATLAB/Simulink در شکل ۷–۲۲ آورده شده است و در شکل ۷–۲۳ بخش کنترل‌کنندهٔ مبدل مشاهده می‌شود. مبدل خروجی ترانسفورماتور هوشمند، باید ولتاژ کاملاً سینوسی را تحویل بار دهد. افزون‌براین با توجه به استاندارد IEEE519، THD ولتاژ خروجی IUT نباید از ۸ درصد تجاوز کند [۶]. ازاین‌رو، از فیلتر مناسب RLC به‌منظور حذف هارمونیک‌ها استفاده شده است. نمودار هارمونیک‌های ولتاژ خروجی IUT در شکل ۷–۲۴ نشان داده شده است. همان‌گونه‌که مشاهده می‌شود، شکل موج ولتاژ با THD برابر با ۲/۳۷ درصد به‌صورت سینوسی کامل است؛ بنابراین هارمونیک‌های ولتاژ در خروجی IUT از محدودهٔ مجاز تعریف‌شده در استاندارد IEEE519 تجاوز نکرده است و فیلتر RLC برای این سیستم مناسب است.

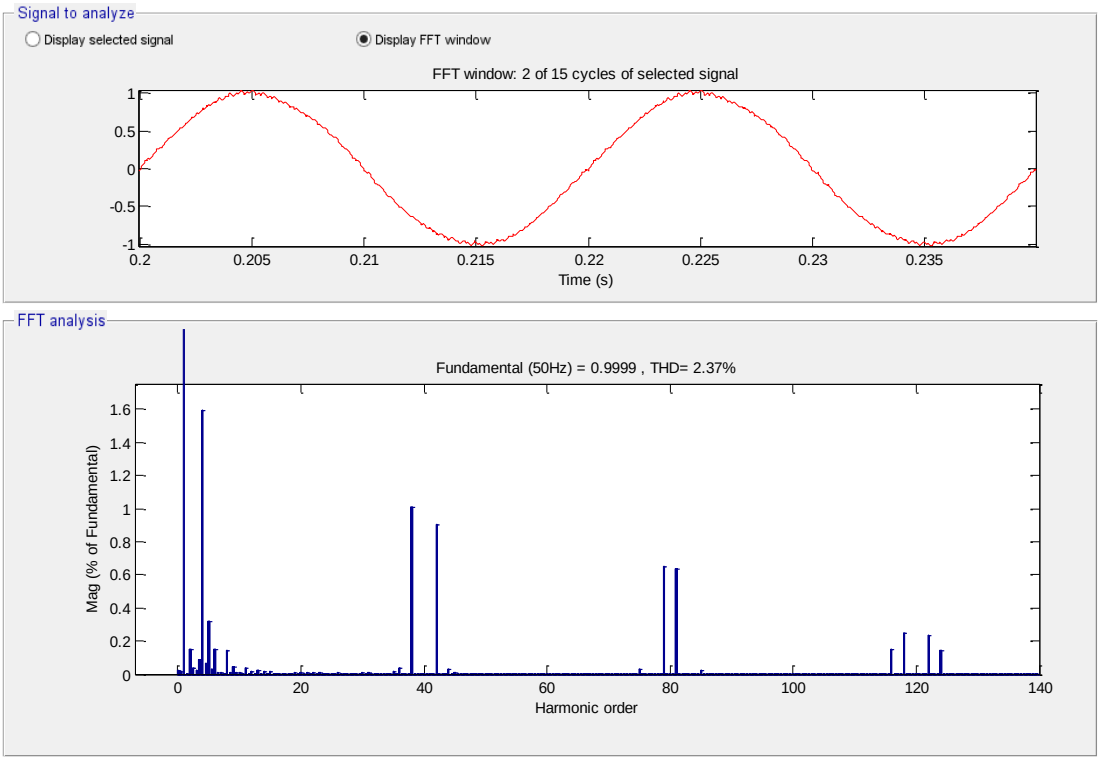
هدف از این بخش تولید ولتاژ سه‌فاز است که کنترل‌کننده باید به نحوی عمل کند که درصورتی‌که بار اعمال‌شده به سیستم تغییر کند نیز بتواند این اغتشاش را از بین ببرد. کنترل‌کننده درنظر گرفته‌شده برای این بخش کنترل‌کنندهٔ مدل پیش‌بین است. نکتهٔ مهم در طراحی کنترل مدل پیش‌بین به‌دست آوردن مدلی از سیستم است. در ادامه ابتدا به نحوهٔ به‌دست آوردن مدل مبدل پرداخته شده است و سپس به نحوهٔ طراحی و پیاده‌سازی کنترل‌کنندهٔ مدل پیش‌بین پرداخته می‌شود.




شکل ۷-۲۲: نمای کلی مبدل DC به AC در نرم‌افزار MATLAB/Simulink




شکل ۷-۲۳: زیربخش کنترل‌کنندهٔ مبدل DC به AC




شکل ۷-۲۴: نمودار هارمونیک‌های ولتاژ خروجی IUT

## ۷-۴-۱ به‌دست آوردن تابع تبدیل مبدل DC به AC با استفاده از روش تحلیلی

اینورتر سه‌فاز مطابق شکل ۷-۲۵ از ۶ سوئیچ الکترونیک قدرت و یک فیلتر RLC تشکیل شده است. به‌منظور محاسبهٔ تابع تبدیل حلقه باز این تجهیز باید مدل حالت دائم آن را به‌دست آورد. مدل حالت دائم این تجهیز از دو قسمت اینورتر و فیلتر خروجی آن به‌وجود می‌آید. ازآنجایی‌که سوئیچ‌های الکترونیک قدرت دینامیک خیلی سریع دارند؛ بنابراین در برابر تغییر سیکل کاری مبدل سرعت پاسخ سریعی از خود نشان می‌دهند و می‌توان در مدل‌سازی از این بخش صرف‌نظر کرد. تابع تبدیل بخش فیلتر تجهیز با رابطهٔ زیر محاسبه می‌شود.

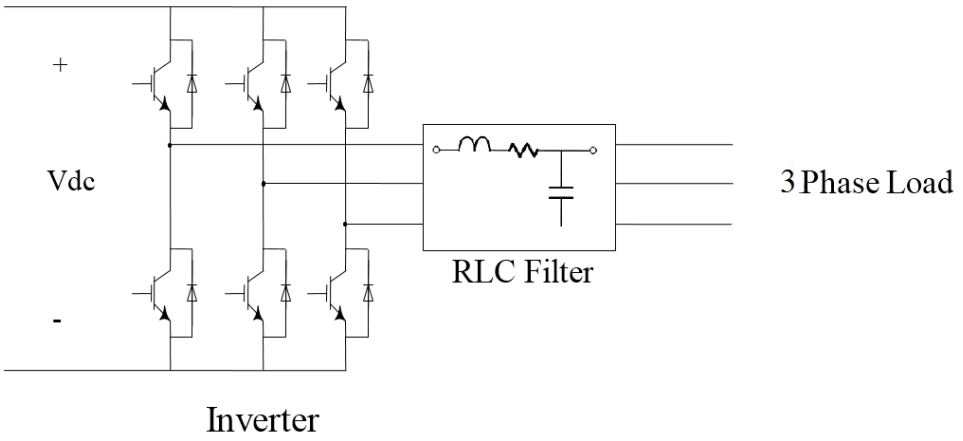
$$G = \frac{1}{1+(RC)S+(LC)S^2} \qquad (۷-۳)$$

به‌وسیلهٔ تابع تبدیل رابطهٔ (۷-۳) و مقدار فیلتر سلفی ۴ میلی‌هانری، اندازهٔ فیلتر خازنی برابر با ۰/۱۷۵ میلی‌فاراد و مقاومت با ۰/۳۹۳ اهم، می‌توان تابع تبدیل عددی سیستم را به‌دست آورد که به‌صورت زیر است:

$$G = \frac{1}{1+(688*10^{-5})S+(7*10^{-7})S^2} \qquad (۷-۴)$$

می‌توان با استفاده از تقریب، یک تابع تبدیل مرتبه اول برای سیستم به‌دست آورد که به‌صورت (۷-۵) است [۷]:

$$G \cong \frac{e^{-0.00124\,S}}{0.0057\,S+1} \qquad (۷-۵)$$




شکل ۷-۲۵: اینورتر سه‌فاز همراه با فیلتر RLC

## ۷-۴-۲ به‌دست آوردن تابع تبدیل بخش DC به AC با استفاده از روش حداقل مربعات

یکی از اصلی‌ترین روش‌های شناسایی سیستم‌ها روش حداقل مربعات است. در این روش در اولین قدم یک ساختار برای بیان ارتباط میان ورودی و خروجی سیستم در نظر گرفته می‌شود که معادلهٔ رگرسیون خطی گفته می‌شود [۸].

$$y_t = \varphi_t^T * \theta \quad (۶-۷)$$

$y_t$ خروجی سیستم در لحظهٔ t و $\varphi_t$ برداری متشکل از یک سری اطلاعات معلوم از سیستم در زمان t و ماقبل است. همچنین $\theta$ بردار پارامترهای مجهول سیستم است که باید به‌دست آید.

قدم دوم در این روش انتخاب یک ورودی معلوم به سیستم است که بر اساس آن خروجی‌های سیستم به‌دست می‌آید. پس از انجام آزمایش دو بردار معلوم حاوی مقادیر نمونه‌برداری‌شده از سیگنال ورودی و خروجی سیستم به‌دست می‌آید.

در روش حداقل مربعات، بهترین $\theta$ که آن را $\hat{\theta}$ نمایش می‌دهیم، $\theta$ ای است که به ازای آن خطای میان مقدار واقعی و مقدار تخمین‌زده‌شده حداقل می‌شود:

$$S=y_t - \varphi_t^T * \hat{\theta} \quad (۷-۷)$$

ابتدا معادلهٔ رگرسیون خطی برای تک‌تک زمان‌های نمونه‌برداری نوشته می‌شود:

$$y_1 = \varphi_1^T * \theta \quad (۸-۷)$$
$$y_2 = \varphi_2^T * \theta$$
$$\vdots$$
$$y_n = \varphi_n^T * \theta$$

اگر مجموعهٔ بالا به‌صورت ماتریسی نوشته شود، به‌صورت زیر به‌دست می‌آید. که در رابطهٔ زیر n تعداد نمونه‌ها است:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_1^T \\ \varphi_2^T \\ \vdots \\ \varphi_n^T \end{bmatrix} * \theta \quad (۹-۷)$$

برای محاسبهٔ $\hat{\theta}$ کافی است از S نسبت به $\theta$ مشتق گرفته شود و آن را مساوی صفر قرار دهیم. پس از انجام محاسبات به رابطهٔ زیر می‌رسیم:

$$\hat{\theta}_{LS} = (\varphi^T \varphi)^{-1} * \varphi^T y \quad (۱۰-۷)$$

رابطهٔ بالا رابطهٔ اصلی در روش حداقل مربعات است.

### ۱-۴-۲-۱ معادله رگرسیون خطی از روی معادله تفاضلی

معادلهٔ تفاضلی سیستم به فرم (۷-۱۱) در نظر گرفته می‌شود:

$$y(t) + a_1 y(t-1) + \cdots + a_{n_a} y(t-n_a) = b_1 u(t-1) + \cdots + b_{n_b} u(t-n_b) \qquad (۷-۱۱)$$

این معادله شبیه معادلهٔ رگرسیون خطی بسط داده شده است. معلومات آن مقادیر نمونه‌برداری‌شده $y(t)$ تا $y(t-n_a)$ و $u(t)$ تا $u(t-n_b)$ است و مقادیر مجهول نیز ضرایب $a_1$ تا $a_{n_a}$ و $b_1$ تا $b_{n_b}$ هستند. این رابطه را می‌توان به فرم برداری زیر نوشت:

$$y(t) = [-y(t-1) \ \dots \ -y(t-n_a) \quad u(t-1) \ \dots \ u(t-n_b)\ ].\begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_{n_a} \\ b_1 \\ \vdots \\ b_{n_b} \end{bmatrix} \qquad (۷-۱۲)$$

$$y_t = \varphi_t^T * \theta$$

درایه‌های ماتریس u ورودی‌های سیستم هستند که از سیگنال باینری شبه‌تصادفی[۱] (PRBS) می‌توان استفاده کرد. یکی از مزایای سیگنال PRBS نسبت به نویز سفید این است که اعمال آن به سیستم عملی‌تر است.

ازجمله مدل‌های مناسب برای مدل کردن سیستم‌ها مدل[۲] ARX است که در این گزارش نیز از این مدل استفاده شده است که با توجه به مرتبهٔ سیستم به‌دست‌آمده از روش تحلیلی از مدل ARX مرتبهٔ ۲ استفاده می‌شود:

$$y(t) + a_1 y(t-1) + a_2 y(t-2) = b_1 u(t-1) + b_2 u(t-2)$$

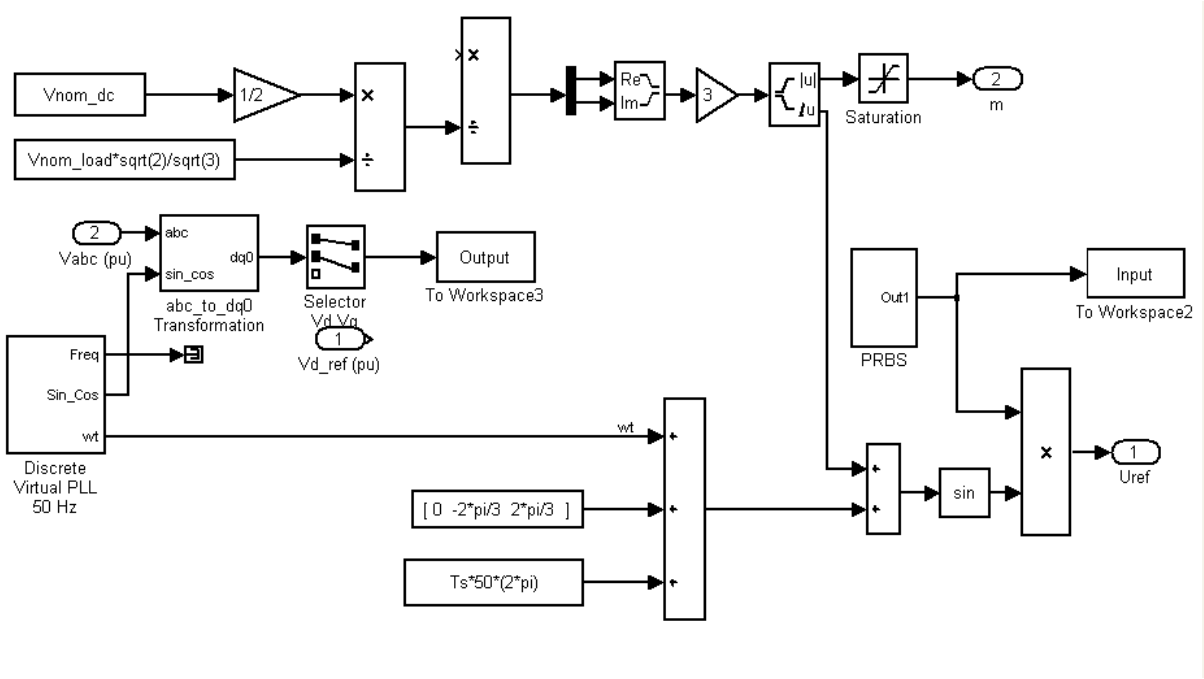
$$y(t) = [-y(t-1) \quad -y(t-2) \quad u(t-1) \quad u(t-2)\ ].\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \qquad (۷-۱۳)$$

$$y_t = \varphi_t^T * \theta$$

در مورد ورودی و خروجی سیستم موردنظر، ورودی آن چرخهٔ کاری[۳] موج PWM است که عددی پیوسته بین صفر و یک است و خروجی سیستم نیز همان خروجی ولتاژ dq شده است که بعد از نرمال کردن بین صفر و یک می‌باشد که مقدار مطلوب عدد یک است.

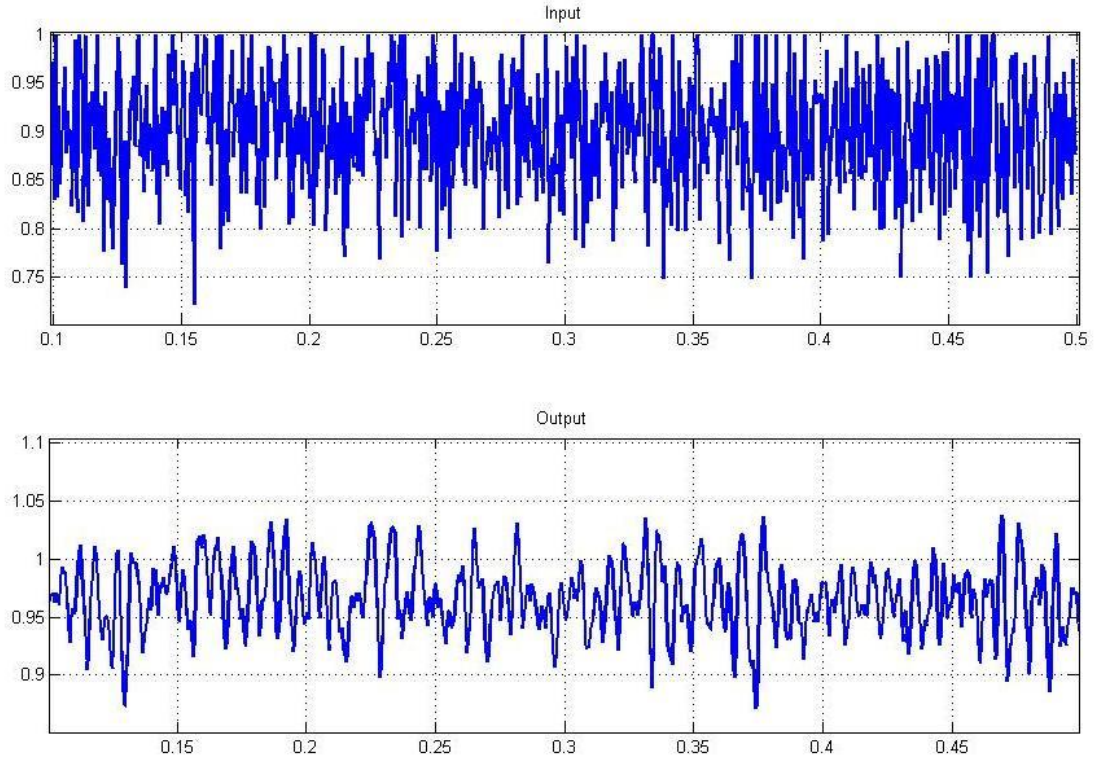
در شکل ۷-۲۶ محل اعمال ورودی PRBS و محل اندازه‌گیری خروجی آورده شده است.

۱. Pseudo Random Binary Sequence.
۲. autoregressive exogenous.
۳. Duty Cycle.




شکل ۷-۲۶: محل اعمال ورودی PRBS و اندازه‌گیری خروجی

در ادامه نتایج حاصل از اعمال ورودی PRBS و خروجی ولتاژ dq در شکل ۷-۲۷ مشاهده می‌شود.




شکل ۷-۲۷: ورودی PRBS و خروجی ولتاژ dq

بعد از محاسبهٔ پارامترهای مجهول مقادیر آن به‌صورت (۷-۱۴) است که بر اساس آن تابع تبدیل سیستم به‌دست‌آمده به‌صورت

(۷-۱۵) خواهد بود:

$$a_1 = 1.483,\ a_2 = -0.532,\ b_1 = 0.269,\ b_2 = 0.217 \quad (۷-۱۴)$$
$$y(t) + 1.483y(t-1) - 0.532y(t-2) = 0.269u(t-1) + 0.217u(t-2)$$

$$G_{V-dq} = \frac{1}{1+(872*10^{-5})S+(125*10^{-7})S^2} \quad (۷-۱۵)$$

$$G_{V-dq} \cong \frac{e^{-0.00182\,S}}{0.0069\,S+1}$$

## ۷-۴-۳ کنترل مدل پیش‌بین مقید

اصطلاح کنترل مدل پیش‌بین[۱] (MPC) مختص به یک روش کنترلی نیست، بلکه مجموعهٔ وسیعی از روش‌هایی است که از مدل پروسه برای به‌دست آوردن سیگنال کنترلی استفاده می‌شود. یکی از مزایای MPC بهینه‌سازی تابع هزینه با در نظر گرفتن مقادیر آینده است. این کار با بهینه‌سازی یک افق زمانی محدود اما اجرای آن تنها برای زمان نمونه‌برداری جاری انجام می‌گیرد. کنترل‌کنندهٔ MPC با استفاده از اندازه‌گیری‌های فعلی از سیستم تحت کنترل، حالت دینامیکی فعلی فرایند، اهداف و محدودیت‌های متغیر فرایند، تغییرات آتی متغیرهای وابسته را محاسبه می‌کند. این تغییرات به‌گونه‌ای محاسبه می‌شوند که متغیرهای وابسته نزدیک به هدف بمانند و محدودیت‌ها روی متغیرهای مستقل و وابسته رعایت شود. در عمل تمام پروسه‌ها دارای محدودیت‌هایی در متغیرهای ورودی و خروجی هستند که به عوامل مختلفی مانند ساختار پروسه بستگی دارد. یکی از مزایای کنترل مدل پیش‌بین لحاظ کردن این محدودیت‌ها در طراحی کنترل‌کننده است [۹].

### ۷-۴-۳-۱ کنترل مدل پیش‌بین با استفاده از پاسخ پله

در این گزارش به بررسی روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر پاسخ پله سیستم، پرداخته می‌شود که روابط مربوط در ادامه آورده شده است:

(۷-۱۶)

| | |
|---|---|
| افق پیش‌بینی | p |
| افق کنترل | m |
| ضرایب پاسخ پله سیستم | $g_i$ |

$$y(t) = \sum_{i=1}^{\infty} g_i \Delta u(t-i)$$

$$\hat{n}(t+k\ |t) = \hat{n}(t|t) = y_m(t) - \hat{y}(t\ |t)$$

$$\hat{y}(t+k\ |t) = \sum_{i=1}^{\infty} g_i \Delta u(t+k-i)\ + \hat{n}(t+k\ |t) = \sum_{i=1}^{k} g_i \Delta u(t+k-i) + \sum_{i=k+1}^{\infty} g_i \Delta u(t+k-i) + \hat{n}(t+k\ |t)$$

$$\hat{y}(t+k\ |t) = \sum_{i=1}^{k} g_i \Delta u(t+k-i) + \sum_{i=k+1}^{\infty} g_i \Delta u(t+k-i) + y_m(t) - \sum_{i=1}^{\infty} g_i \Delta u(t-i) = \sum_{i=1}^{k} g_i \Delta u(t+k-i) + f(t+k)$$

$$f(t+k) = y_m(t) + \sum_{i=1}^{\infty} (g_{k+i} - g_i) \Delta u(t-i)$$

$$\hat{y}(t+1\ |t) = g_1 \Delta u(t) + f(t+1)$$

$$\hat{y}(t+2\ |t) = g_2 \Delta u(t) + g_1 \Delta u(t+1) + f(t+2)$$

---

۱. Model Predictive Control (MPC).

.
.
.

$$\hat{y}(t+p\mid t)=\sum_{i=p-m+1}^{k} g_i \Delta u(t+p-i)+f(t+p)$$

$$\Rightarrow G=\begin{bmatrix} g_1 & 0 & \dots & 0 \\ g_2 & g_1 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ g_p & g_{p-1} & \cdots & g_{p-m+1} \end{bmatrix}$$

$$\hat{y}=G.U+f$$

سیگنال کنترلی با کمینه کردن تابع هزینه به‌صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$J(N_1,N_2,N_u)=\sum_{j=N_1}^{N_2}[y(t+j\mid t)-w(t+j\mid t)]^2+\sum_{j=1}^{N_u}\lambda.[\Delta u(t+j-1)]^2 \qquad (۱۷-۷)$$

اگر در مسئله محدودیت نداشته باشیم، با مشتق‌گیری از J و مساوی صفر قرار دادن آن سیگنال کنترلی به‌صورت زیر به دست می‌آید:

$$u=(G^TG+\lambda I)^{-1}G^T(w-f) \qquad (۱۸-۷)$$

سیگنال کنترلی با کمینه کردن تابع هزینه و لحاظ کردن محدودیت‌ها به‌صورت (۷-۱۹) است:

$$J=(Gu+f-w)^T(Gu+f-w)+\lambda u^Tu \qquad (۱۹-۷)$$

$$J=\frac{1}{2}u^THu+b^Tu+f_0$$
$$H=2(G^TG+\lambda I)$$
$$b^T=2(f-w)^TG$$
$$f_0=(f-w)^T(f-w)$$
$$\min J \ \ subject\ \ to:\ \ u_{min}\le u\le u_{max}\ ,$$
$$y_{min}\le y\le y_{max}\ ,\dots$$

ازجمله مباحث مهم در کنترل مدل پیش‌بین به‌دست آوردن پارامترهای کنترلی همچون افق پیش‌بین، افق کنترل و ضرایب ماتریس وزنی است که در ادامه به بررسی این پارامترها پرداخته می‌شود. اگر تابع تبدیل مدل به‌صورت (۷-۲۰) در نظر گرفته شود، پارامترهای کنترلی از روابط (۷-۲۱) به‌دست می‌آید:

$$\frac{y}{u}=\frac{k_p e^{-\theta_p S}}{\tau_p S+1} \qquad (۲۰-۷)$$

$$T\le 0.1\,\tau_p \text{ and } T\le 0.5\,\theta_p$$
$$d=\frac{\theta_p}{T}+1$$
$$P=N=\frac{5\tau_p}{T}+d$$
$$m=\frac{\tau_p}{T} \qquad (۲۱-۷)$$
$$\lambda=k_p{}^2 z$$

$$z=\begin{cases} 0 & ,\ m=1 \\ \frac{m}{500}\left(\frac{3.5\tau_p}{T}+2-\frac{(m-1)}{2}\right) & ,\ m>1 \end{cases}$$

| | |
|---|---|
| زمان نمونه‌برداری | T |
| تأخیر گسسته | d |
| افق پیش‌بین | p |
| افق کنترل | m |
| ضریب ماتریس وزنی | $\lambda$ |

در ادامه نتایج شبیه‌سازی برای مبدل DC به AC برای دو حالت مدل به‌دست‌آمده از روش تحلیلی و عددی موردبررسی قرار می‌گیرد.
طراحی پارامترهای کنترل‌کنندهٔ مدل پیش‌بین با توجه به توابع تبدیل به‌دست‌آمده به‌صورت زیر است.

پارامترهای کنترل پیش‌بین برای مدل به‌دست‌آمده با روش تحلیلی

$$G(s) = \frac{k_p e^{-\theta_p S}}{\tau_p S+1} = \frac{e^{-0.00124\,S}}{0.0057\,S+1} \qquad (۲۲-۷)$$

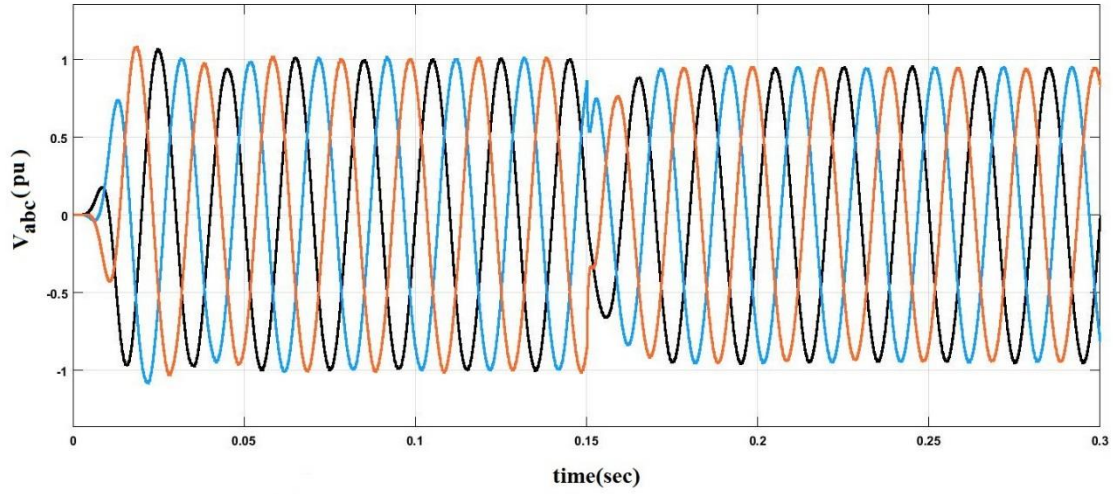
$$T \le 0.5\,\theta_p$$
$$T = 0.00062$$
$$d = \frac{\theta_p}{T} + 1 = 3$$
$$P = N = \frac{5\tau_p}{T} + d = 49$$
$$m = \frac{\tau_p}{T} = 9$$
$$\lambda = {k_p}^2 z = 161 * 10^3$$
$$z = \begin{cases} 0 & , m = 1 \\ \frac{m}{500}\left(\frac{3.5\tau_p}{T} + 2 - \frac{(m-1)}{2}\right) & , m > 1 \end{cases}$$
$$\lambda = 161 * 10^3 = 0.543$$

پارامترهای کنترل پیش‌بین برای مدل به‌دست‌آمده با روش حداقل مربعات

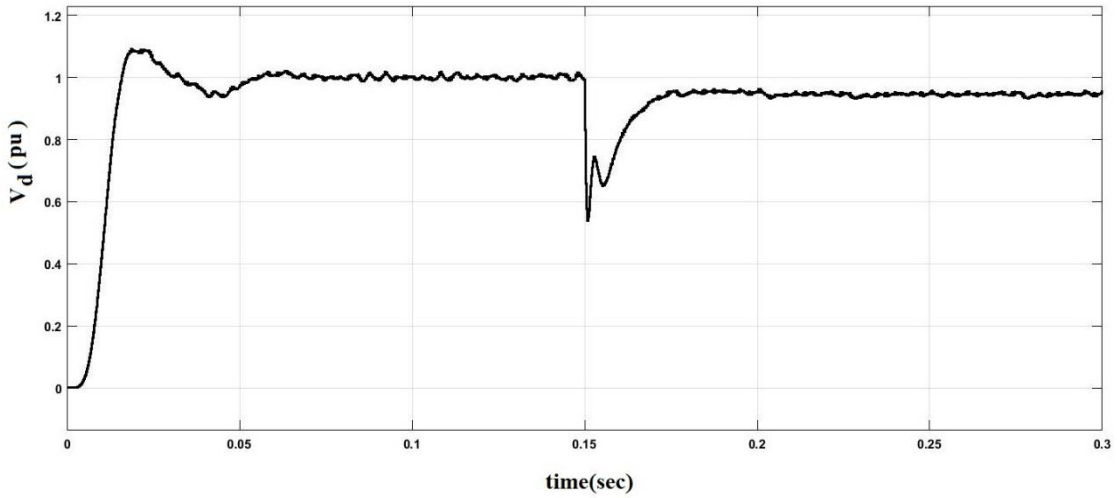
$$G(s) = \frac{k_p e^{-\theta_p S}}{\tau_p S+1} = \frac{e^{-0.00182\,S}}{0.0069\,S+1}$$

$$T = 0.00091$$
$$d = \frac{\theta_p}{T} + 1 = 3$$
$$P = N = \frac{5\tau_p}{T} + d = 38$$
$$m = \frac{\tau_p}{T} = 7$$
$$\lambda = 161 * 10^3 = 0.357$$

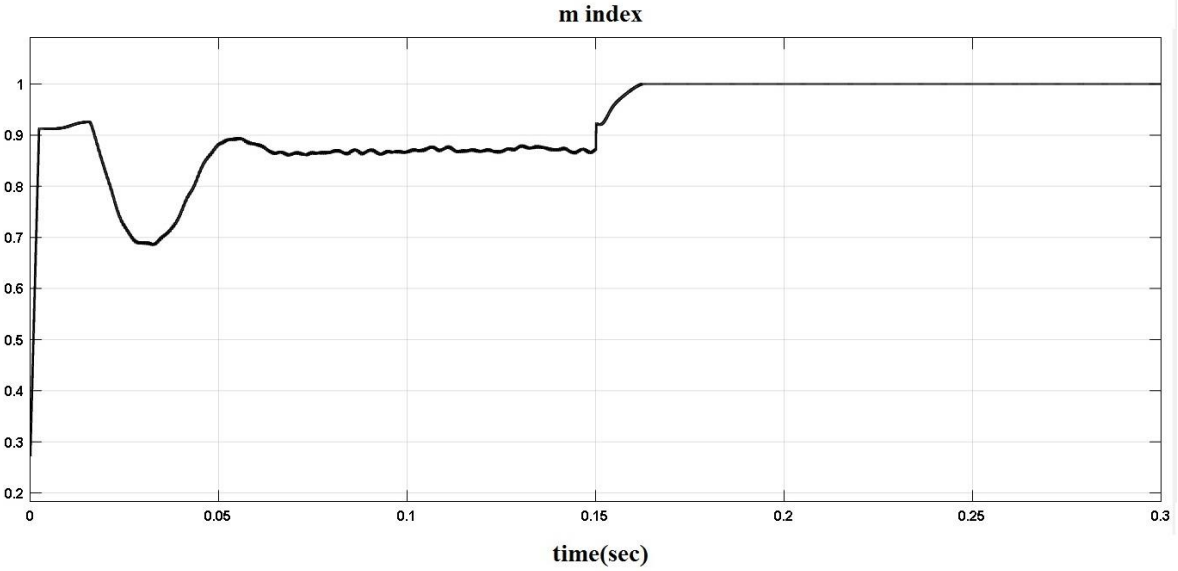
در ادامه نتایج حاصل از شبیه‌سازی مبدل آورده شده است. در این سیستم بار اعمالی KW ۲۵ است و در لحظهٔ ۰/۱۵ ثانیه، باری دیگر به‌اندازهٔ KW ۱۵ به سیستم اضافه شده است. در شکل ۷–۲۸ خروجی ولتاژ سه‌فاز مبدل با تابع تبدیل روش تحلیلی نشان داده شده است و در شکل ۷–۲۹ خروجی ولتاژ dq نرمال‌شده با تابع تبدیل روش تحلیلی مشاهده می‌شود که هدف کنترلی، ثابت نگه‌داشتن این پارامتر در مقدار ۱ است، همان‌طورکه دیده می‌شود سیستم کنترلی بعد از اعمال بار اضافی دیگر نتوانسته است اهداف کنترلی موردنظر را برآورده کند. در شکل ۷–۳۰، نحوهٔ تغییرات اندیس مدولاسیون به‌عنوان ورودی محرک مبدل PWM مشاهده می‌شود. همان‌طور که دیده می‌شود بعد از اعمال بار، این اندیس در وضعیت اشباع قرار گرفته است.
در شکل ۷–۳۱ خروجی ولتاژ سه‌فاز مبدل با تابع تبدیل روش مدل‌سازی حداقل مربعات نشان داده شده است و در شکل ۷–۳۲ خروجی ولتاژ dq نرمال‌شده با تابع تبدیل روش مدل‌سازی حداقل مربعات نشان داده شده است که هدف کنترلی ثابت نگه‌داشتن این پارامتر در مقدار۱ است. همان‌طورکه دیده می‌شود سیستم کنترلی بعد از اعمال بار اضافی این‌بار توانسته است اهداف کنترلی موردنظر را برآورده کند. همان‌طور که در شکل ۷–۳۲ مشاهده می‌شود، ولتاژ خروجی dq نرمال‌شده بعد از گذشت مدت‌زمان کمتر از ۵۰ میلی‌ثانیه به مقدار مطلوب ازپیش‌تعیین‌شده هدایت شده است و میزان فراجهش حدود ۱۱ درصد است. در شکل ۷–۳۳، نحوهٔ تغییرات اندیس مدولاسیون به‌عنوان ورودی محرک مبدل PWM مشاهده می‌شود. همان‌طورکه دیده می‌شود بعد از اعمال بار این اندیس در ابتدا در وضعیت اشباع قرار گرفته است و بعد از مدتی از حالت اشباع خارج شده است.
با توجه به اینکه روش کنترل پیش‌بین بر اساس مدل سیستم است، هرچه مدل سیستم دقیق‌تر باشد نتایج آن بهتر می‌شود، همان‌طورکه می‌بینیم در روش حاصل از مدل‌سازی حداقل مربعات، کنترل‌کننده توانسته اغتشاش حاصل از بار جدید را دفع کند و خروجی سیستم به وضعیت تعادل برگردد.



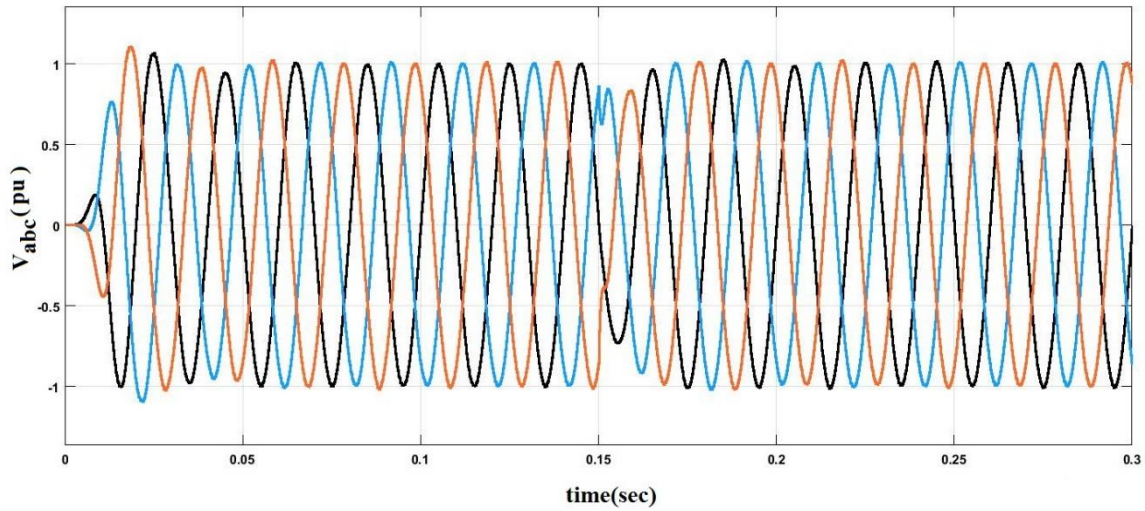

شکل ۷–۲۸: خروجی ولتاژ سه‌فاز مبدل با تابع تبدیل روش تحلیلی



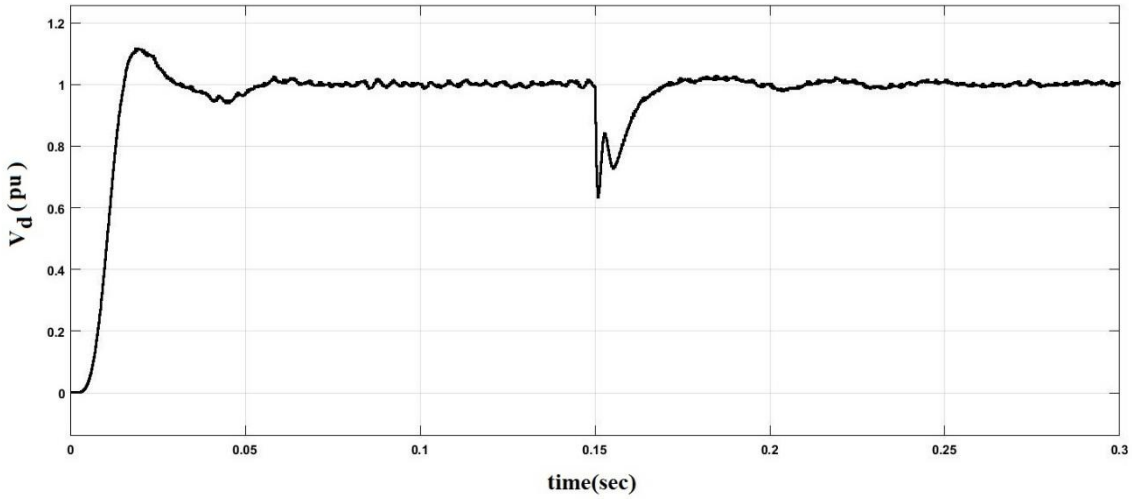

شکل ۷-۲۹: خروجی ولتاژ dq نرمال‌شده با تابع تبدیل روش تحلیلی



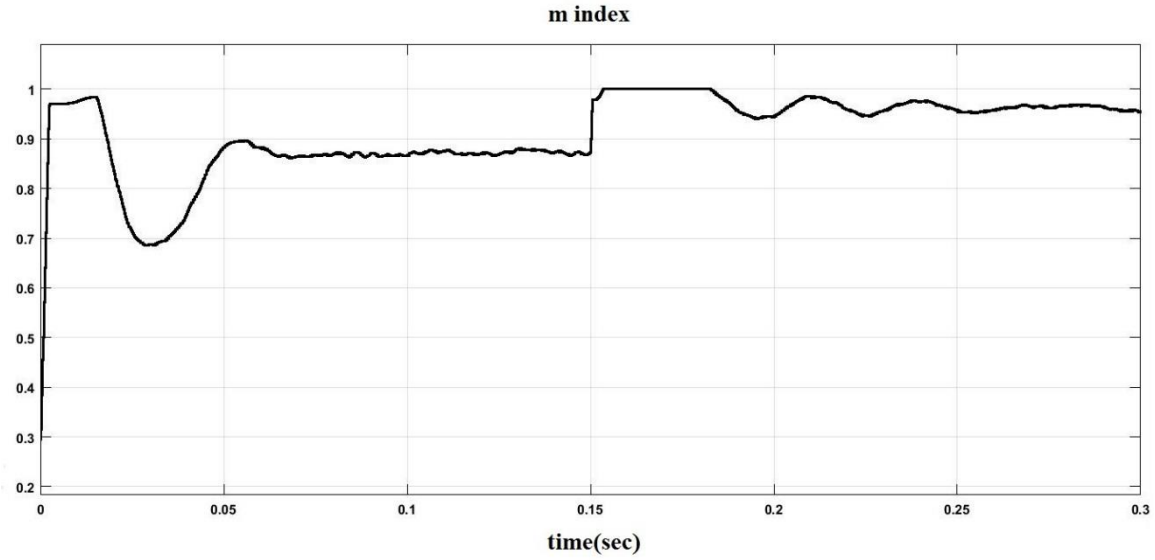

شکل ۷-۳۰: اندیس مدولاسیون انورتر خروجی با تابع تبدیل روش تحلیلی




شکل ۷–۳۱: خروجی ولتاژ سه‌فاز مبدل با تابع تبدیل روش حداقل مربعات




شکل ۷–۳۲: خروجی ولتاژ dq نرمال‌شده با تابع تبدیل روش حداقل مربعات




شکل ۷-۳۳: اندیس مدولاسیون اینورتر خروجی با تابع تبدیل روش حداقل مربعات

## ۷-۵ نتیجه‌گیری

در این فصل به طراحی کنترل‌کننده برای بخش‌های مختلف ترانسفورماتور هوشمند پرداخته شد. در دو بخش مبدل AC به DC و مبدل DC به DC از کنترل‌کنندهٔ PI استفاده شده است که ضرایب کنترل‌کننده‌های PI بر اساس الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات به‌دست آمده است که در این روش هرچه تعداد تکرار بیشتر باشد نتایج بهتری برای سیستم به‌دست می‌آید؛ اما درعین‌حال زمان بیشتری برای طراحی کنترل‌کننده موردنیاز است. در بخش مبدل DC به AC به دلیل اینکه طراحی کنترل‌کنندهٔ پیش‌بین بر اساس مدل سیستم به‌دست می‌آید، هرچه مدل دقیق‌تر باشد عملکرد این کنترل‌کننده بهتر خواهد بود. در حالت طراحی کنترل‌کننده بر اساس مدل‌سازی روش حداقل مربعات، نتایج به‌دست‌آمده نسبت به حالت طراحی بر اساس مدل‌سازی روش تحلیلی که با تقریب‌زدن بخش‌هایی از مبدل به‌دست آمده است، بهتر بوده و سیستم کنترلی عملکرد بهتری دارد.

# فصل هشتم: طراحی سیستم کنترل مبتنی بر داده

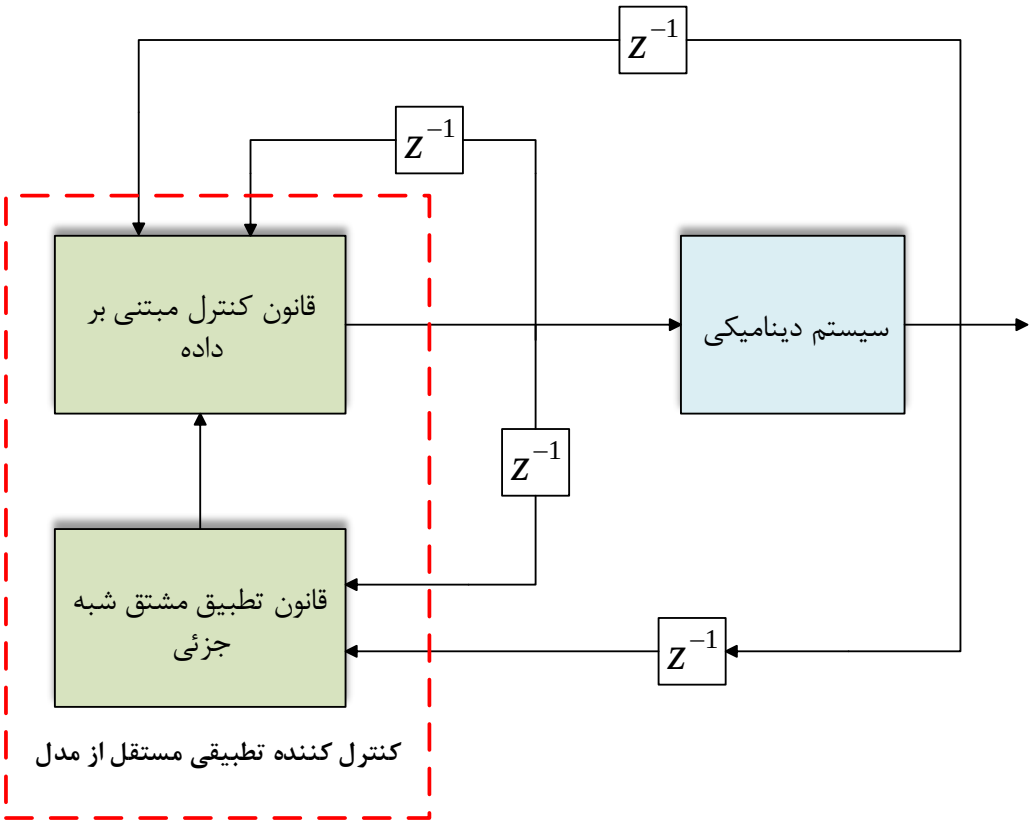
# ۸-۱ مقدمه

ساختار ترانسفورماتور هوشمند متشکل از زیربخش‌های دینامیکی مختلفی است و مدل‌سازی کامل ریاضی آن‌ها با توجه به دینامیک غیرخطی ادوات الکترونیک قدرت، کاری بسیار دشوار بوده و خطای مدل‌سازی در آن اجتناب‌ناپذیر است. بر این اساس، در این فصل از کنترل‌کنندهٔ مبتنی بر داده به نام کنترل تطبیقی مستقل از مدل استفاده می‌شود. ساختار توسعه‌یافته در این کنترل‌کننده به‌گونه‌ای است که تنها نیاز به داده‌های ورودی و خروجی دارد و یک روش فیدبک خروجی نیز به‌شمار می‌آید. کنترل‌کنندهٔ تطبیقی مستقل از مدل، ازجمله پرکاربردترین رویکردهای مستخرج از داده در سال‌های اخیر است که موردتوجه محققان زیادی در حوزه‌های مختلف کاربردی قرار گرفته است. اساس طراحی قانون کنترل در این استراتژی، تشکیل مدل خطی دینامیکی محلی بر مبنای داده‌های ورودی و خروجی است. در این شیوهٔ خطی‌سازی، تخمین لحظه‌ای پارامتر متغیر با زمان به نام مشتق شبه‌جزئی که درواقع تخمینی از رفتار لحظه‌ای سیستم تحت کنترل است صورت می‌گیرد. این پارامتر با بهینه‌سازی یک شاخص عملکرد مناسب به شیوه‌ای بازگشتی تعیین می‌شود. از طرف دیگر، قانون کنترل نیز بر مبنای حل یک مسئلهٔ بهینه‌سازی و به کمک مدل خطی‌سازی دینامیکی به‌شیوه‌ای بازگشتی تعیین می‌شود؛ بنابراین، قانون کنترل تطبیقی را می‌توان به دو بخش متعامل تفکیک کرد:

- بخش تطبیق پارامتر که در آن هدف تخمین مشتق شبه‌جزئی برای تشکیل صحیح مدل خطی‌سازی دینامیکی فرم بسته با توسعهٔ یک رابطهٔ بازگشتی وابسته به ورودی و خروجی است.
- بخش کنترلی که هدف آن تولید قانون کنترل مناسب بر مبنای اطلاعات دریافتی از بخش تطبیق پارامتر و داده‌های ورودی و خروجی است.

در شکل ۸-۱ ارتباط میان زیربخش‌های یک کنترل‌کنندهٔ تطبیقی مستقل از مدل مشاهده می‌شود. استخراج قانون کنترل تطبیقی در سه مرحله خلاصه شده است:

- تشکیل مدل خطی‌سازی دینامیکی محلی فرم بسته
- تعریف شاخص عملکرد و استخراج قانون تطبیق پارامتر
- تعریف شاخص عملکرد و استخراج قانون کنترل تطبیقی مبتنی بر داده




شکل ۸-۱: ساختار کنترل تطبیقی مستقل از مدل

## ۸-۱-۱ مدل خطی‌سازی دینامیکی فرم بسته

سیستم غیرخطی زمان گسسته SISO زیر را در نظر بگیرید [۱۰]:

$$y(k+1) = f\left(y(k),...,y(k-n_y),u(k),...,u(k-n_u)\right) \quad (۱-۸)$$

که در آن، $u(k) \in R$ و $y(k) \in R$ به‌ترتیب ورودی کنترلی و خروجی سیستم و $n_y$ و $n_u$ اعداد صحیح مثبت نامعلوم و $f : R^{n_u+n_y+2} \mapsto R$ معرف یک تابع غیرخطی نامعلوم است.

فرض ۱: مشتق جزئی تابع $f$ نسبت به $(n_y+2)$ متغیر، پیوسته است.

فرض ۲: سیستم دینامیکی (۸-۱) شرط لیپشیتز[۱] را برقرار می‌کند. به‌عبارت‌دیگر:

$$\left|y(k_1+1)-y(k_2+1)\right| \le b\left|u(k_1)-u(k_2)\right| \quad (۲-۸)$$

سیستم دینامیکی (۸-۱) باوجود فرضیات ۱ و ۲ را در نظر بگیرید. اگر $\left|\Delta u(k)\right| \neq 0$ باشد، درنتیجه پارامتر متغیر بازمان $\varphi_c(k) \in R$ تحت عنوان مشتق شبه‌جزئی[۲] (PPD) وجود دارد، به‌طوری‌که مدل داده خطی‌سازی دینامیکی فرم بسته زیر را می‌توان تشکیل داد:

$$\Delta y(k) = \varphi_c(k)\Delta u(k) \quad (۳-۸)$$

---

۱. Lipshitz.

۲. pseudo partial derivative (PPD).

نکتهٔ ۱: می‌توان دریافت که حتی اگر سیستم دینامیکی (۸-۳) به‌صورت LTI باشد، PPD یک پارامتر متغیر با زمان خواهد بود.

برای یک سیستم غیرخطی ساده $y(k+1)=f(u(k))$، PPD تنها معرف مقدار مشتق تابع غیرخطی f(.) در یک نقطهٔ معین بین u(k-1) و u(k) است.

## ۸-۱-۲ قانون تطبیق مشتق شبه‌جزئی

تابع هزینهٔ معمول برای تخمین پارامتر متغیر با زمان، حداقل ساختن مربع خطا میان خروجی سیستم واقعی و خروجی مدل است. با به‌کارگیری الگوریتم تخمین استخراج‌شده از این نوع تابع هزینه، مقدار پارامتر تخمین‌زده‌شدهٔ آن به برخی داده‌های نمونه‌برداری غیرصحیح حساس بوده و ممکن است منجر به اغتشاش شود. برای غلبه بر این ضعف، تابع هزینهٔ جدیدی برای تخمین PPD به‌صورت زیر پیشنهاد شده است [۱۰]:

$$J\left(\varphi_c(k)\right)=\left|y(k)-y(k-1)-\varphi_c(k)\Delta u(k-1)\right|^2+\mu\left|\varphi_c(k)-\hat{\varphi}_c(k-1)^2\right| \qquad (۸-۴)$$

با حداقل ساختن تابع هزینهٔ فوق نسبت به $\varphi_c(k)$، رابطهٔ بازگشتی زیر برای تخمین مشتق شبه‌جزئی حاصل می‌شود:

$$\hat{\varphi}_c(k)=\hat{\varphi}_c(k-1)+\frac{\eta\Delta u(k-1)}{\mu+\Delta u(k-1)^2}\left(\Delta y(k)-\hat{\varphi}_c(k-1)\Delta u(k-1)\right) \qquad (۸-۵)$$

که در آن، $\eta\in(0,2]$ نرخ همگرایی رابطهٔ بازگشتی فوق و $\hat{\varphi}_c(k)$ تخمین $\varphi_c(k)$ است. در این رابطه باید شرایط زیر موردبررسی قرار گیرند:

$$\hat{\varphi}_c(k)=\hat{\varphi}_c(1)\ ,\ if\ \ \left|\hat{\varphi}_c(k)\right|\le\varepsilon \text{ or } \left|\Delta u(k-1)\right|\le\varepsilon \text{ or } \operatorname{sgn}\left(\hat{\varphi}_c(k)\right)\ne\operatorname{sgn}\left(\hat{\varphi}_c(1)\right) \qquad (۸-۶)$$

## ۸-۱-۳ قانون کنترل تطبیقی مبتنی بر داده

الگوریتم کنترل‌کننده بر مبنای تابع هزینهٔ خطای وزن‌دار پیش‌بینی یک گام به جلو همراه با هزینهٔ کنترلی به‌صورت زیر استخراج می‌شود.

$$J\left(u(k)\right)=\left|y_d(k+1)-y(k+1)\right|^2+\lambda\left|u(k)-u(k-1)\right|^2 \qquad (۸-۷)$$

که در آن، $\lambda$ برای محدود کردن نرخ تغییرات ورودی کنترل و $y_d(k+1)$ سیگنال ورودی مرجع هستند.

با جای‌گذاری مدل داده (۸-۳) در تابع هزینه (۸-۷) و مشتق‌گیری از آن نسبت به $u(k)$ و برابر با صفر قرار دادن آن، رابطهٔ بازگشتی زیر برای قانون کنترل تطبیقی مستقل از مدل استخراج می‌شود [۱۰]:

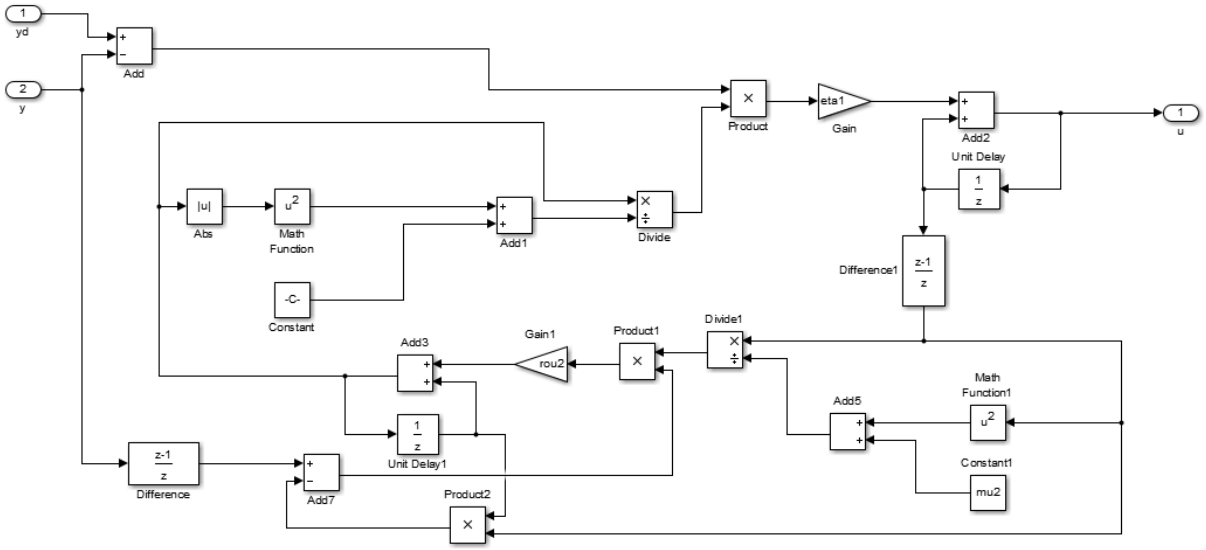
$$u(k)=u(k-1)+\frac{\rho\hat{\varphi}_c(k)}{\lambda+\left|\hat{\varphi}_c(k)\right|^2}\left(y_d(k+1)-y(k)\right) \qquad (۸-۸)$$

که در آن، $\rho\in(0,1]$ نرخ هم‌گرایی رابطهٔ بازگشتی (۸-۸) است.

## ۸-۲ نتایج شبیه‌سازی

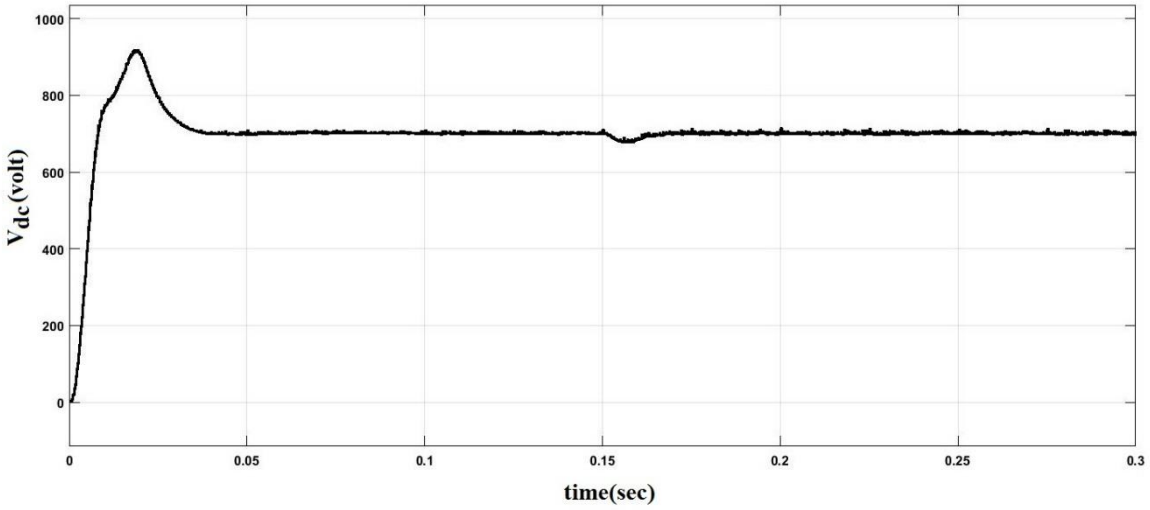
با توجه به ابعاد مسئلهٔ طراحی، در مجموع ۴ کنترل‌کنندهٔ تطبیقی مستقل از مدل برای جبران‌سازی مؤلفه‌های ولتاژ در بخش‌های مختلف ترانسفورماتور هوشمند طراحی شده‌اند. ساختار این کنترل‌کننده‌ها در محیط سیمولینک نرم‌افزار متلب در شکل ۸-۲ مشاهده می‌شود. برای کنترل مبدل AC به DC از کنترل حلقه ولتاژ و جریان استفاده شده است که پارامترهای کنترلی کنترل‌کننده‌های حلقه ولتاژ و جریان برای این مبدل به‌صورت زیر انتخاب شده است:

$$\begin{cases}\rho_1=0.001\\ \rho_2=0.005\end{cases},\ \begin{cases}\lambda_1=2\\ \lambda_2=1\end{cases},\ \begin{cases}\eta_1=0.001\\ \eta_2=0.0001\end{cases},\ \begin{cases}\mu_1=1\\ \mu_2=1\end{cases} \qquad (۸-۹)$$

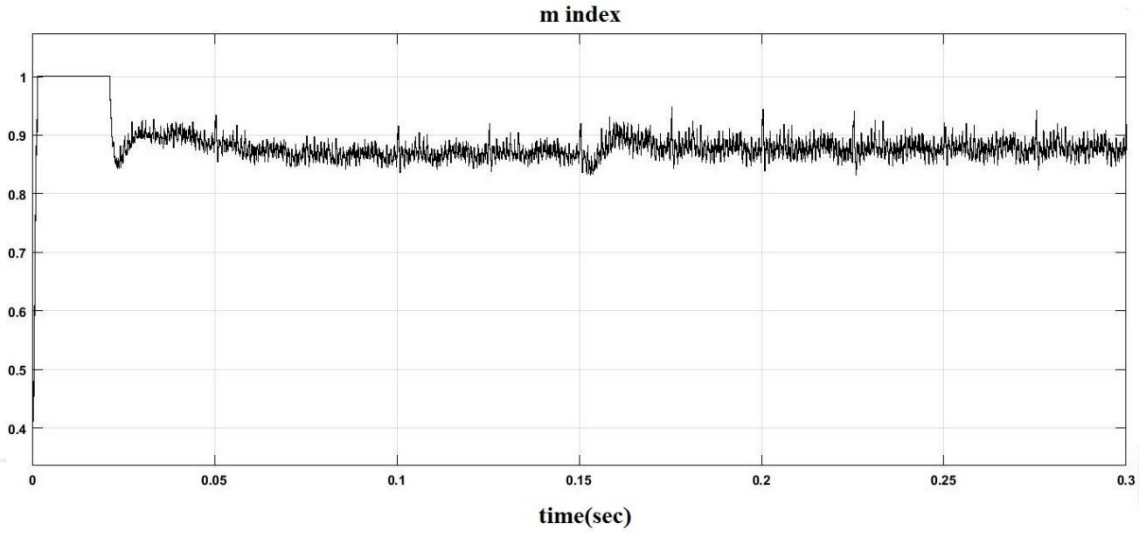



شکل ۸-۲: پیاده‌سازی کنترل تطبیقی مستقل از مدل در محیط سیمولینک نرم‌افزار متلب

در شکل ۸-۳ ولتاژ خروجی مبدل نشان داده شده است. همان‌طور که در شکل مشاهده می‌شود، ولتاژ خروجی مبدل بعد از گذشت مدت‌زمان کمتر از ۴۰ میلی‌ثانیه به مقدار مطلوب ازپیش‌تعیین‌شده هدایت شده است. میزان فراجهش ورودی حدود ۳۱ درصد است. افزون‌براین، می‌توان مشاهده کرد که با بروز تغییرات بار در لحظات میانی، پاسخ ولتاژ مربوطه با تغییراتی اندک مواجه شده است؛ بنابراین، اثر تغییرات بار به کمک کنترل‌کننده‌های ولتاژ و جریان در بخش ورودی به‌خوبی جبران می‌شود. همچنین شکل ۸-۴ نحوهٔ تغییرات اندیس مدولاسیون به‌عنوان ورودی محرک مبدل PWM را نشان می‌دهد. در شرایطی که این اندیس برابر با واحد باشد، بدین‌معنی است که سوئیچ‌ها در وضعیت اشباع قرار دارند.



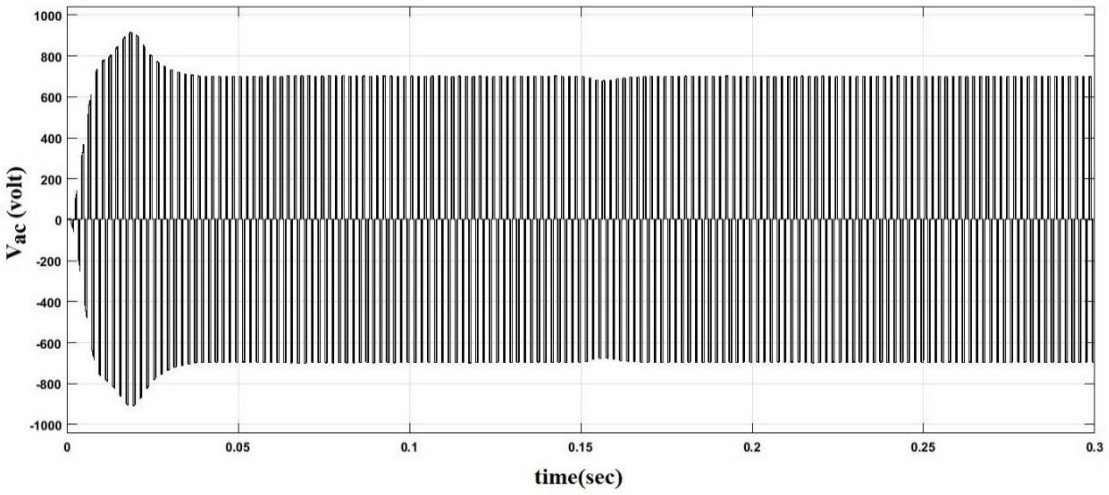

شکل ۸-۳: ولتاژ خروجی مبدل AC به DC در محیط MATLAB/Simulink



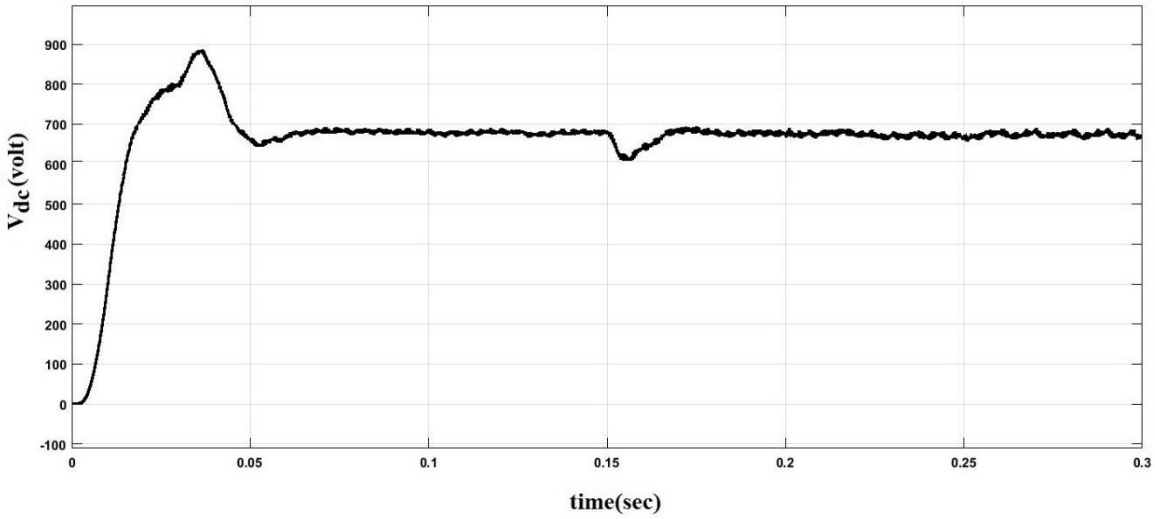

شکل ۸-۴: اندیس مدولاسیون مبدل AC به DC در محیط MATLAB/Simulink

در ادامه، نتایج عملکردی کنترل‌کنندهٔ ولتاژ مبدل DC به DC در بخش میانهٔ ترانسفورماتور هوشمند ارائه می‌شود. تبدیل‌کنندهٔ بخش ورودی این مبدل، ولتاژ DC را به ولتاژ AC تک‌فاز برای اتصال به ترانسفورماتور فرکانس بالا آماده می‌کند. با توجه به اینکه ورودی DC این بخش توسط کنترل‌کنندهٔ تطبیقی مستقل از مدل بخش قبل تنظیم می‌شود و هدف این بخش فقط تبدیل DC به AC است، برای این بخش تنها از منبع تولید پالس PWM استفاده می‌شود و نیازی به کنترل‌کننده ندارد. خروجی حاصل از این مبدل در شکل ۸-۵ نشان داده شده است. در انتهای این مبدل از مبدل AC به DC استفاده می‌شود که پارامترهای کنترل تطبیقی مستقل از مدل به‌صورت زیر انتخاب شده‌اند و در شکل ۸-۶ ولتاژ خروجی مبدل که مقدار مطلوب ۶۸۰ ولت DC است، مشاهده می‌شود. همان‌طور که در شکل ۸-۶ می‌بینیم، ولتاژ خروجی مبدل AC به DC بعد از گذشت مدت‌زمان کمتر از ۶۵ میلی‌ثانیه به مقدار مطلوب از پیش تعیین‌شده هدایت شده است و میزان فراجهش حدود ۳۰ درصد است.

$$\rho_3 = 0.005,\ \lambda_3 = 1.5,\ \eta_3 = 0.02,\ \mu_3 = 1.5 \qquad (۱۰-۸)$$




شکل ۸-۵: ولتاژ خروجی مبدل DC به AC در محیط MATLAB/Simulink




شکل ۸-۶ ولتاژ خروجی مبدل AC به DC در محیط MATLAB/Simulink

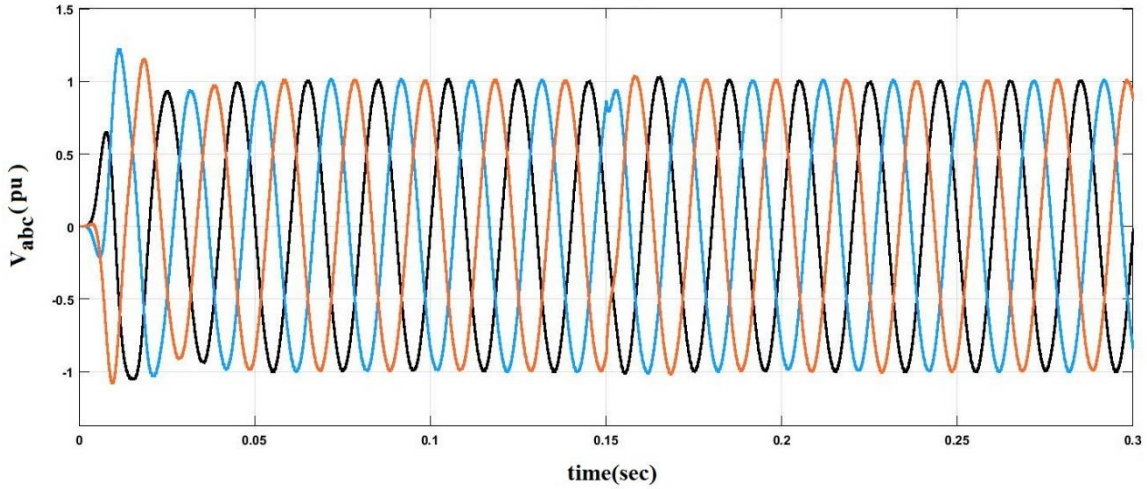
در بخش انتهایی ترانسفورماتور هوشمند مبدل DC به AC قرار دارد، این مبدل ولتاژ DC خروجی مبدل DC به DC را به ولتاژ AC سه‌فاز تبدیل می‌کند. پارامترهای کنترل تطبیقی مستقل از مدل برای این مبدل به‌صورت زیر انتخاب شده‌اند:

$$\rho_4 = 0.0015,\ \lambda_4 = 3,\ \eta_4 = 0.0025,\ \mu_4 = 2 \qquad (۱۱-۸)$$

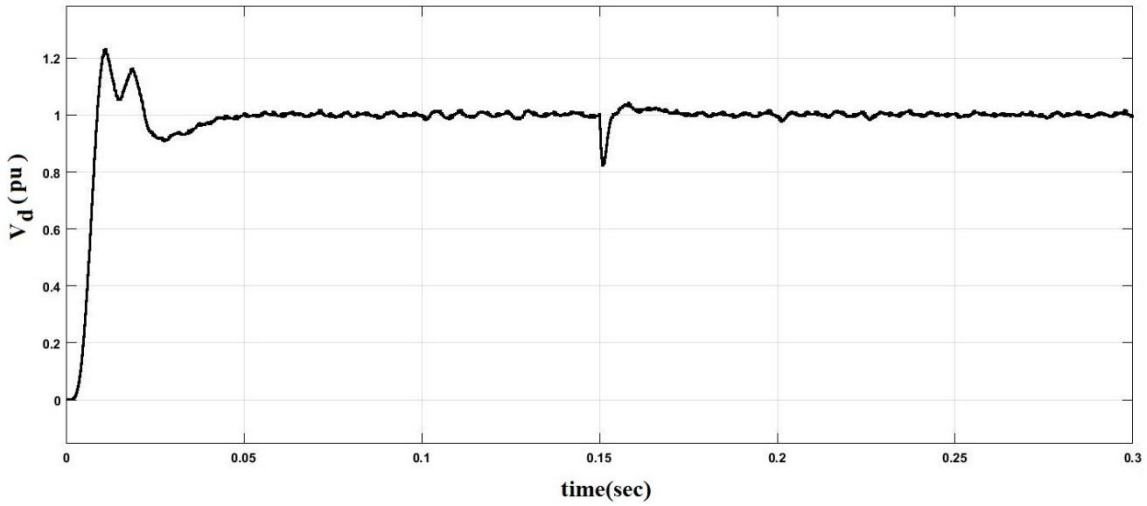
در شکل ۸-۷ خروجی ولتاژ سه‌فاز مبدل DC به AC و در شکل ۸-۲ خروجی ولتاژ dq نرمال‌شده نشان داده شده‌اند که هدف کنترلی، ثابت نگه‌داشتن این پارامتر در مقدار۱ است. همان‌طور که دیده می‌شود سیستم کنترلی بعد از اعمال بار اضافی به‌خوبی توانسته است اهداف کنترلی موردنظر را برآورده کند. در شکل ۸-۸ مشاهده می‌شود، ولتاژ خروجی dq نرمال‌شده بعد از گذشت مدت‌زمان کمتر از ۴۰ میلی‌ثانیه به مقدار مطلوب ازپیش تعیین‌شده، هدایت شده است و میزان فراجهش حدود ۲۳ درصد است. در شکل ۸-۹، نحوهٔ تغییرات اندیس مدولاسیون به‌عنوان ورودی محرک مبدل PWM مشاهده می‌شود. همان‌طور که می‌بینیم بعد از اعمال بار این اندیس در وضعیت اشباع قرار نگرفته است.

نتیجهٔ حاصل از روش کنترل‌کنندهٔ مبتنی بر داده نسبت به روش ارائه‌شده در فصل پیشین که بر اساس کنترل‌کنندهٔ مدل پیش‌بین بود، دارای بالازدگی بیشتر است که به همین دلیل است که کنترل‌کنندهٔ مبتنی بر داده، اطلاعاتی از سیستم در شروع فرایند ندارد اما با گذشت زمان کنترل‌کنندهٔ مبتنی بر داده، عملکرد بهتری نشان می‌دهد؛ و در هنگام اعمال بار اضافی اندیس مدولاسیون آن به سمت اشباع نمی‌رود.

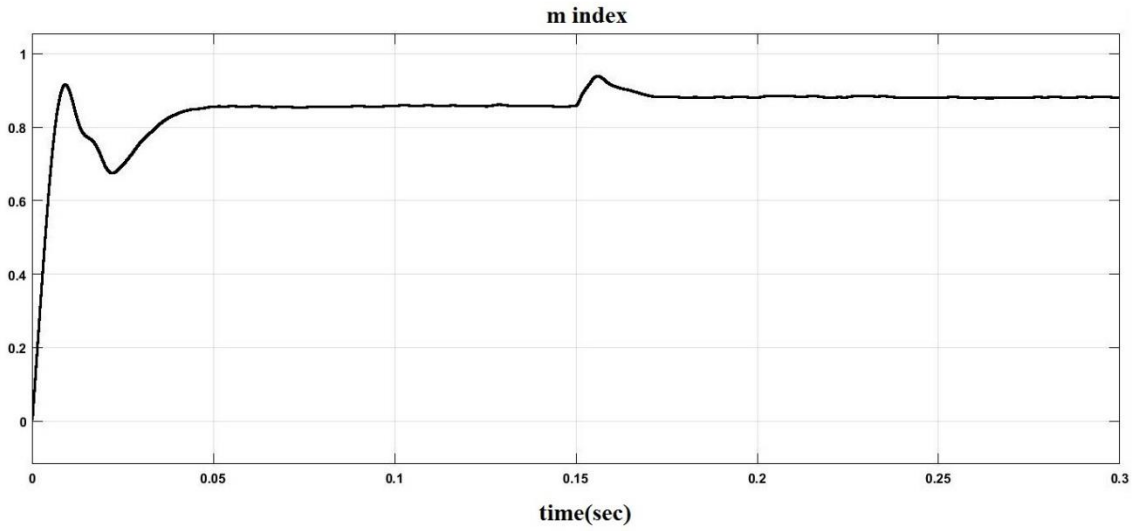
طراحی کنترل‌کنندهٔ تطبیقی، از مدل سیستم مستقل است و با عدم‌تنظیم صحیح پارامترهای آن لزوماً نتایج مطلوبی حاصل نخواهد شد. این مسئله در شکل ۸-۱۰ مشاهده می‌شود که در آن به ازای مقادیر خیلی کوچک بهره کنترلی، رفتار کند پاسخ حلقه بسته و به ازای مقادیر کمی نسبتاً بزرگ‌تر از ۰٫۰۰۱ رفتاری توأم با تغییرات شدید در پاسخ حلقه بسته حاصل می‌شود.



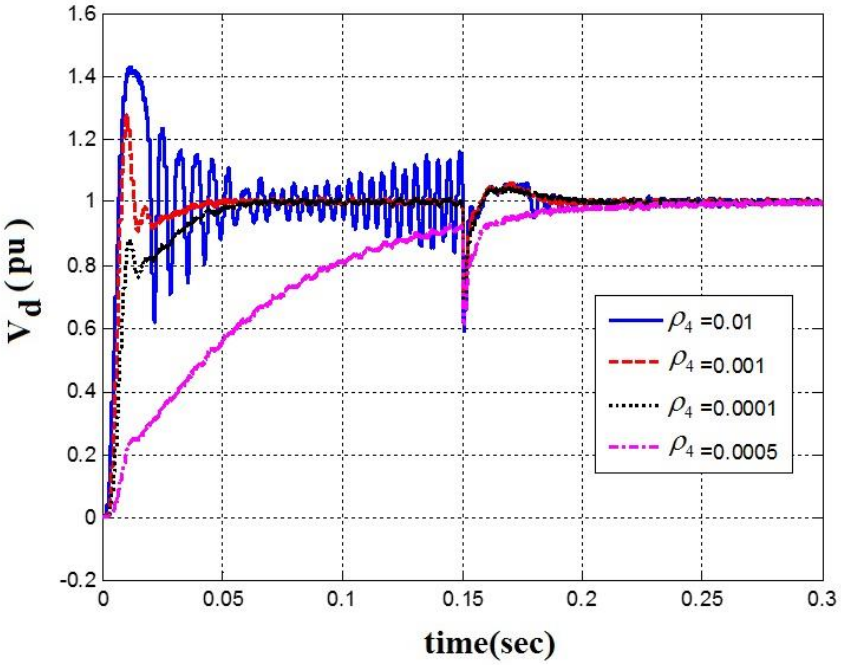

شکل ۸-۷: خروجی ولتاژ سه‌فاز کنترل تطبیقی مستقل از مدل




شکل ۸-۸: خروجی ولتاژ dq نرمال‌شدهٔ کنترل تطبیقی مستقل از مدل




شکل ۸-۹: اندیس مدولاسیون اینورتر خروجی کنترل تطبیقی مستقل از مدل




شکل ۸-۱۰: خروجی ولتاژ dq نرمال‌شدهٔ به ازای مقادیر مختلف بهرهٔ کنترلی

## ۸-۳ نتیجه‌گیری

در این بخش، نتایج کنترل ترانسفورماتور هوشمند به کمک کنترل تطبیقی مستقل از مدل به‌عنوان یک استراتژی مبتنی بر داده ارائه شد. همان‌طورکه اشاره شد، ساختار ترانسفورماتور هوشمند متشکل از یک بخش فشارقوی در ورودی، بخش ایزولاسیون در طبقه میانی و بخش فشارضعیف در خروجی است. دو کنترل‌کنندهٔ حلقهٔ ولتاژ و جریان در بخش ورودی برای مبدل AC به DC و یک کنترل‌کنندهٔ ولتاژ در بخش مبدل DC به DC و یک کنترل‌کننده در بخش انتهایی برای مبدل DC به AC طراحی شده است. با توجه به نتایج شبیه‌سازی، کنترل‌کننده‌های تطبیقی مستقل از مدل با کیفیت عملکرد مطلوبی قادر بودند که تنظیم ولتاژ DC در خروجی طبقهٔ ورودی و طبقهٔ میانی و همچنین ولتاژ پریونیت سه‌فاز در محل بار طبقهٔ خروجی را انجام دهند. میزان فراجهش در روش‌های کنترل مبتنی بر داده نسبت به‌روش‌های کنترلی در فصل اول بیشتر است که با توجه به ساختار کنترل‌کنندهٔ مبتنی بر داده که در ابتدا داده‌هایی از سیستم ندارد، منطقی است ولی با گذشت زمان به‌سرعت می‌تواند به پاسخ مطلوب برسد. در انتها نیز نشان داده شد که اگر مقادیر بهرهٔ کنترلی مربوط به کنترل‌کنندهٔ تطبیقی مستقل از مدل به‌درستی انتخاب نشود، تغییرات شدید به‌همراه فراجهش‌های بزرگ در پاسخ خروجی رخ می‌دهد که نتیجهٔ مطلوبی برای سیستم نیست.

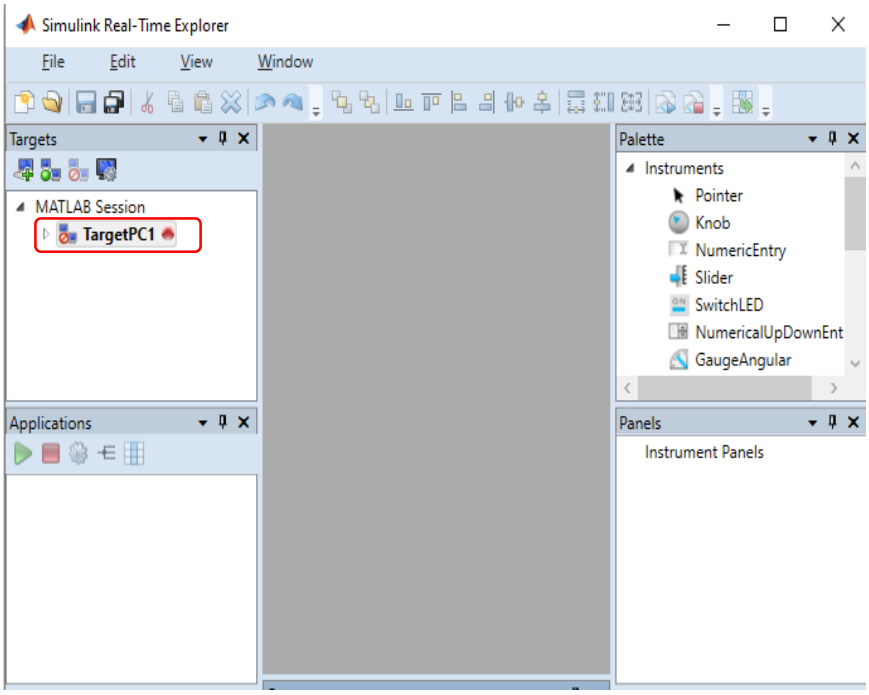
## مراجع

[1] R. W. Erickson and D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics. Springer, pp. 189, 190, 198, 213–221, 2001.
[2] D. Czarkowski, “DC/DC converter,” in Power Electronics Handbook (Third Edition), pp. 249–263, 2011.
[3] Y. Shi and R. Eberhart, “A Modified Particle Swarm Optimizer”, IEEE International Conference on EvolutionaryComputation USA, pp. 255- 262, 1998.
[4] Z. Laily. "Performance comparison of PID tuning by using ziegler-nichols and particle swarm optimization approaches in a water control system." Journal of Information and Communication Technology vol.15, pp. 203-224, 2020.
[5] S.Umamaheswari, et al. "Mathematical Modeling and Performance Analysis of Various Tuning Methods for PID Controller of Web Guide in Cold Rolling Mill using Particle Swarm Optimization Techniques." TEST Engineering & Management, vol.82, pp. 10749-10756, 2020.
[6] https://ieeexplore.ieee.org/document/210894
[7] “Higher Order Systems”, Colorado School of Mines CHEN403, 2012.
[8] L. Ljung, System Identification Theory for the User, Linkoping University Sweden, 1997.
[9] R. Shridhar J. Cooper “A Tuning Strategy for Unconstrained SISO Model Predictive Control”, Ind. Eng. Chem. Res, vol. 36, pp.729-746, 1997.
[10] Z.Hou, and S.Jin, Model free adaptive control: theory and applications. CRC press. 2013.

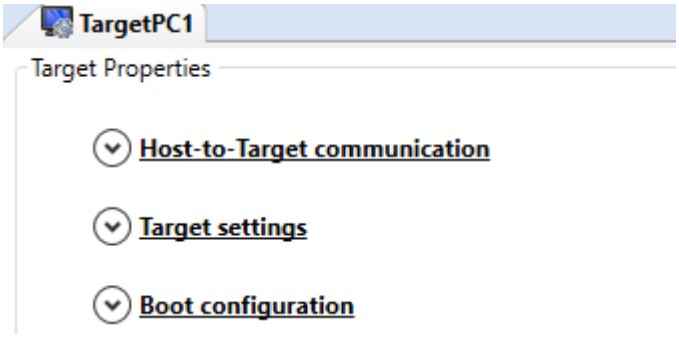
# پیوست الف: تنظیمات اولیه برای کامپیوتر host

## الف-۱ تنظیمات کامپیوتر host

تنظیمات کامپیوتر host در داخل نرم‌افزار متلب انجام می‌گیرد. برای این منظور، کافی است که دستور xpcexplr در محیط فرامین متلب تایپ شود. به کمک این دستور وارد پنجرهٔ جدیدی با عنوان Simulink real time explorer می‌شویم. در قسمت matlab session مطابق با شکل الف-۱ گزینهٔ TargetPC1 مشاهده می‌شود. با کلیک راست روی گزینهٔ TargetPC1 و انتخاب گزینهٔ properties وارد پنجرهٔ جدید مطابق با شکل الف-۲ می‌شویم.




شکل الف-۱: صفحه بررسی تنظیمات SLRT




شکل الف-۲: صفحهٔ تنظیمات ارتباط میان host و target

در این صفحه برای ارتباط میان host و target دو روش وجود دارد:

- RS-232 که همان پورت سریال و معمولاً شامل دو پورت COM1 و COM2 است. همچنین، این روش نرخ baud rateهای مختلفی دارد. از این روش انتقال داده در گذشته و زمانی که در یک سخت‌افزار کابل شبکه وجود نداشت، استفاده می‌شد. اما ازآنجایی‌که سرعت پردازش و انتقال داده توسط کارت‌های شبکه به‌مراتب بیشتر از پورت‌های سریال است، در کاربردهایی همچون SLRT از کارت شبکه استفاده می‌شود.
- TCP/IP که مربوط به کابل شبکه است.

مطابق با شکل الف-۳، تنظیمات شبکه برای target که به‌نوعی تخصیص IP را انجام می‌دهد، باید انجام شود. در بخش دیگر آن، تنظیمات مربوط به کارت شبکه است که معمولاً در حالت auto است. همچنین، با توجه به اینکه به‌طورمعمول کارت شبکه‌ها از نوع PCI هستند، نوع bus انتخاب می‌شود.

در قسمت target setting موارد زیر را خواهیم داشت:

- usb support : اگر چنانچه بخواهیم از موس یا فلش در کامپیوتر target استفاده کنیم.
- Secondary IDE: اگر بخواهیم از هارد[۱] دوم روی کامپیوتر target استفاده کنیم.
- Multicore CPU: اگر بخواهیم از target استفاده کنیم که دارای پردازنده چندهسته‌ای است و معمولاً برای زمانی است که حجم پردازش زیادی موردنیاز است.
- Graphics mode: برای حالتی استفاده می‌شود که می‌خواهیم شکل موج‌ها روی کامپیوتر target نمایش داده شود.
- Target is a 386/486: برای زمانی است که CPU از نوع 486 , 386 باشد.

بخش RAM size فضای ram موردنیاز برای کامپیوتر target را نشان می‌دهد که حداکثر 2 گیگابایت است. بهتر است به‌طور پیش‌فرض در حالت auto قرار گیرد. در این حالت، SLRT متناسب با نیاز خود از فضای ram استفاده می‌کند.

در بخش model size که معمولاً ۱ تا ۴ مگابایت است که مربوط به فضای ذخیره‌سازی مدلی است که بعداً قرار است برنامه روی آن بارگذاری شود.

بخش boot mode شامل موارد زیر است:

- Removable disk
- CD
- DOS loader
- Network
- Stand Alone

گزینهٔ Removable disk برای کامپیوترهایی مناسب است که در منوی بوت[۲] آن‌ها، پشتیبانی از گزینهٔ فلش را داشته باشند.

گزینهٔ CD یعنی بوت از طریق CD یا DVD است که معمولاً از این گزینه برای SLRT استفاده می‌شود.

در گزینهٔ DOS loader تعدادی از فایل‌های سیستمی DOS، تولید و به‌همراه کامپایلر DOS روی محیط target منتقل شده و در محیط DOS اجرا می‌شود.

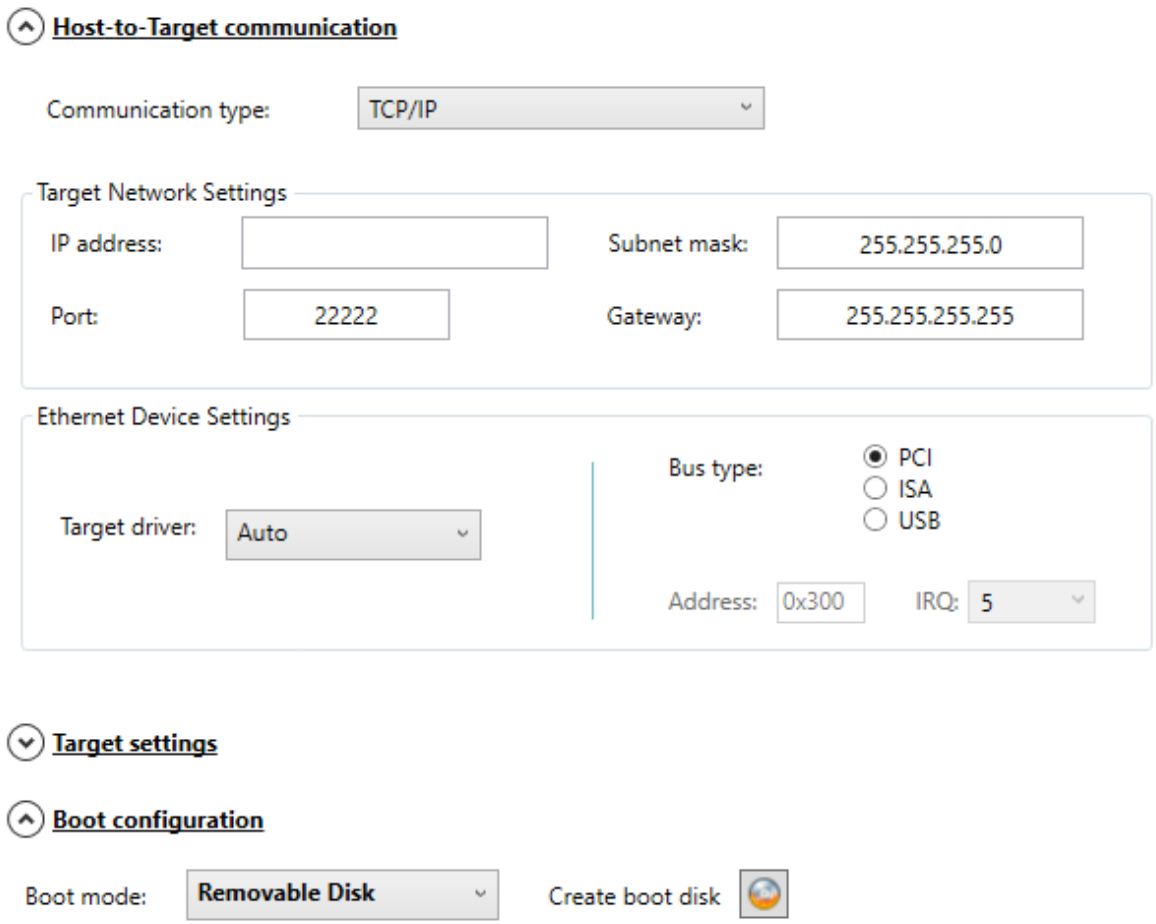
گزینهٔ network زمانی استفاده می‌شود که کامپیوتر target قابلیت بوت شدن از طریق LAN را داشته باشد. در این صورت باید آدرس سخت‌افزاری کامپیوتر target را وارد کرد (mac address) و بوت را می‌توان با استفاده از network انجام داد.

در گزینهٔ stand alone یک فایل اجرایی ساخته می‌شود و به کامپیوتر target انتقال می‌یابد و از طریق آن بوت انجام می‌گیرد.

---

۱. Hard.

۲. Boot.




شکل الف-۳: صفحهٔ تنظیمات بوت target