

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

پایان نامه جهت اخذ مدرک کارشناسی در رشته مهندسی برق_قدرت

عنوان:

مبدل های منبع امپدانس

تقدیر و تشکر

ن والقلم و ما یسطرون

سوگند به قلم و آنچه می نویسد.

حمد و سپاس بیکران شایسته ذات کردگاری است که قلم را بهترین وسیله برای انتقال دانش ها و بینش ها قرار داد. اوست که هر رساله و مقاله ای به ستایش او افتتاح می شود و درود و سلام بی پایان بر گنجینه های دانش حضرت محمد (صلی الله علیه وآله) صاحب نبوت و رسالت و بر خانواده پاکش که راهنمایان بی خطا از سوی پروردگارانند.

که همواره راهنما و راه گشای

با تقدیر و تشکر شایسته از استاد فرهیخته و فرزانه

نگارنده در اتمام واکمال پایان نامه بوده است

و در پایان از زحمات خانواده ، پدر و مادر عزیزتر از جانم که در تدوین این تحقیق مرا یاری نمودند متشکرم و از خداوند

منان سلامت و سعادت ایشان را خواستارم

چکیده:

اینورترها یکی از اقسام مبدل‌های الکترونیک-قدرت می‌باشند که یک ولتاژ ورودی مستقیم را به ولتاژ خروجی متناوب تبدیل می‌کنند. در این مبدل‌ها حاصل شدن یک ولتاژ خروجی با شکل موج سینوسی مطلوب است. مبدل‌های الکترونیک-قدرت نقش عمده‌ای در سیستم‌های قدرت دارند. اینورترها معمولاً برای تامین جریان AC از منابع DC مانند پانل‌های خورشیدی یا باتری مورد استفاده قرار می‌گیرند. اینورتر نوسان ساز الکترونیکی قدرت بالا است. دلیل این نام گذاری آن است که این دستگاه عمل عکس مبدل برق AC به DC متداول را انجام می‌دهد.

مبدل‌های سنتی شامل مبدل‌های منبع ولتاژی و منبع جریانی، دارای محدودیتهای مشترک زیر میباشند: این مبدل‌ها به طور هم زمان خاصیت افزایشی-کاهندگی ندارند. به همین دلیل محدوده ولتاژ خروجی قابل حصول محدود میباشد که میبایست بزرگتر یا کوچکتر از ولتاژ ورودی باشد. مدار اصلی این مبدل‌ها را نمیتوان به یکدیگر تغییر داد. هر دو مبدل نسبت به پدیده تداخل الکترومغناطیسی (EMI) آسیب پذیرند. این امر سبب کاهش قابلیت اطمینان میشود در سال‌های اخیر مبدل‌های منبع امپدانسی به دلیل داشتن برتری‌ها و ویژگی‌های منحصر به فرد نسبت به مبدل‌های سنتی، مورد توجه بسیاری قرار گرفته‌اند. در مبدل‌های منبع امپدانسی تمامی معایب مبدل‌های سنتی رفع شده است. شبکه‌های امپدانسی که اخیراً معرفی شده است، وظیفه حفاظت از اینورتر را در مقابل اتصال کوتاه در ساق بر عهده دارد. این نوع خطا در عملکرد که بر اثر اشتباه در کنترل اینورتر یا نویز ناشی از EMI ایجاد میشود، میتواند باعث آسیب به سوئیچهای قدرت اینورتر شده و نهایتاً از کار افتادگی اینورتر را ناشی شود. از دیگر کاربردهای شبکه امپدانسی قابلیت افزایش ولتاژ خروجی در اینورتر بوده که این عمل با استفاده از اتصال کوتاه‌های مناسب در اینورتر حاصل میشود. پس میتوان قابلیت افزایش ولتاژ را علاوه بر نقش حفاظتی شبکه امپدانسی از دیگر کاربردهای مفید آن دانست.

در این پایان‌نامه، ابتدا به بررسی نحوه عملکرد، معرفی روش‌های کنترلی و مرور ساختارهای اصلی این مبدل‌ها پرداخته و در ادامه به بررسی یک روش کنترلی بر روی یک ساختار می‌پردازیم

واژه‌های کلیدی:

اینورتر، مبدل‌های سنتی، مبدل‌های منبع امپدانسی، روش‌های کنترلی

فهرست مطالب

1	فصل اول: مقدمه
2	1-1 مقدمه
4	2-1 تاریخچه
5	3-1 جمع بندی و طرح کلی تحقیق
6	فصل دوم: مبدل منبع امپدانسی
7	1-2 مقدمه
8	2-2 مبدل های سنتی
9	1-2-2 مبدل منبع ولتاژی
11	2-2-2 مبدل منبع جریانی
12	3-2 مبدل های منبع امپدانسی
15	4-2 مقایسه اینورترها
15	1-4-2 مقایسه باک بوست و Z-S
16	5-2 بازده مبدل های منبع امپدانسی
19	6-2 سلف و خازن مورد نیاز مبدل های منبع امپدانسی
20	7-2 حالات کاری مبدل های منبع امپدانسی
24	8-2 تجزیه و تحلیل مدار
27	9-2 کاربرد های z-source
27	1-9-2 ژنراتور های بادی
29	2-9-2 فیلتر اکتیو
30	3-9-2 فتوولتایک
34	فصل سوم: روش های کنترل افزایش ولتاژ
35	1-3 مقدمه
35	2-3 روش کنترلی بوست ساده با حامل مثلثی

38	3-3 روش کنترلی بوست ساده با حامل سینوسی
40	4-3 روش کنترلی بوست ماکزیمم
41	5-3 روش کنترلی بوست ماکزیمم ثابت
43	6-3 روش کنترلی بوست ماکزیمم ثابت با تزریق هارمونیک سوم
45	7-3 مقایسه ولتاژ گذرنده از سوئیچ و سایر قطعات موجود در روش های کنترلی متفاوت
47	فصل چهارم: انواع مبدل های منبع امپدانس
48	1-4 مقدمه
48	2-4 مبدل منبع امپدانس سنتی
49	3-4 مبدل شبه منبع امپدانس
50	4-4 مبدل منبع امپدانس ترانس
53	5-4 مبدل منبع امپدانس گاما
54	6-4 مبدل منبع امپدانس گاما نامتقارن
55	7-4 مبدل شبه منبع امپدانس دو طبقه
56	8-4 مبدل منبع امپدانس سنتی با سلف سوئیچ شونده
58	9-4 مبدل شبه منبع امپدانس با سلف سوئیچ شونده
60	10-4 مبدل منبع امپدانس افزایشده تعمیم یافته
60	1-10-4 مبدل منبع امپدانس افزایشده تعمیم یافته با استفاده از دیود
62	2-10-4 مبدل منبع امپدانس افزایشده تعمیم یافته با استفاده از خازن
64	3-10-4 مبدل منبع امپدانس افزایشده تعمیم یافته هیبرید
65	11-4 جمع بندی
66	فصل پنجم: شبیه سازی
67	1-5 مقدمه
67	2-5 طراحی مدار
72	3-5 نتیجه گیری

فهرست جداول

18	1-2 اجزاء مورد نیاز برای سه اینورتر مختلف
19	2-2 مقایسه بازده سه اینورتر در توان‌های مختلف
22	2-3 حالات کاری اینورتر منبع امپدانسی در حالت فعال غیر اتصال کوتاه
23	2-4 حالات کاری اینورتر منبع امپدانسی در حالت صفر غیر اتصال کوتاه
24	2-5 حالات کاری اینورتر منبع امپدانسی در حالت اتصال کوتاه
49	1-4 پارامترهای مبدل منبع امپدانسی سنتی
52	2-4 پارامترهای مبدل منبع امپدانسی ترانس
69	1-5 پارامترهای مبدل منبع امپدانسی

فهرست شکل‌ها

- 10 1-2 مبدل منبع ولتاژی (VSI)
- 11 2-2 مبدل منبع جریانی (CSI)
- 13 3-2 ساختار کلی مبدل منبع امپدانسی
- 13 4-2 مبدل منبع امپدانسی با ترکیب معکوس موازی سوئیچ و دیود
- 13 5-2 مبدل منبع امپدانسی با ترکیب سری سوئیچ و دیود
- 14 6-2 مبدل منبع ولتاژی با مبدل اضافی افزایشده برای پیل سوختی
- 14 7-2 مبدل منبع امپدانسی برای پیل سوختی
- 17 8-2 اینورتر سنتی با ورودی پیل سوختی
- 17 9-2 اینورتر سنتی همراه با مبدل افزایشده DC-DC با ورودی پیل سوختی
- 17 10-2 اینورتر منبع امپدانسی با ورودی پیل سوختی
- 21 11-2 پالس‌های PWM رایج بر اساس حامل مثلثی بدون در نظر گرفتن حالت صفراتصال کوتاه
- 21 11-2 پالس‌های PWM اصلاح شده بر اساس حامل مثلثی با در نظر گرفتن حالت صفراتصال کوتاه
- 22 12-2 حالت غیر اتصال کوتاه در مبدل منبع امپدانسی
- 24 13-2 حالت اتصال کوتاه در مبدل منبع امپدانسی
- 33 14-2 ساختار کلی سیستم‌های PCS معمولی
- 33 15-2 ساختار کلی سیستم فتوولتائیک شامل اینورتر منبع امپدانسی
- 36 1-3 نحوه تولید پالس‌های اتصال کوتاه به کمک روش کنترلی بوست ساده با حامل مثلثی
- 37 2-3 روش کنترلی بوست ساده با حامل مثلثی
- 38 3-3 نحوه تولید پالس‌های اتصال کوتاه به کمک روش کنترلی بوست ساده با حامل سینوسی
- 39 4-3 نمودار بهره ولتاژ بر حسب اندیس مدولاسیون در روش کنترلی بوست ساده با حامل مثلثی و حامل
- 39 5-3 روش کنترلی بوست ساده با حامل سینوسی
- 41 6-3 نحوه تولید پالس‌های اتصال کوتاه به کمک روش کنترلی بوست ماکزیمم

- 41 7-3 روش کنترلی بوست ماکزیمم
- 42 8-3 نحوه تولید پالس‌های اتصال کوتاه به کمک روش کنترلی بوست ماکزیمم ثابت
- 43 9-3 منحنی تغییرات بهره ولتاژ به اندیس مدولاسیون
- 44 10=3 نحوه تولید پالس‌های اتصال کوتاه به کمک روش کنترلی بوست ماکزیمم ثابت با تزریق هارمونیک
- 45 11-3 منحنی تغییرات بهره ولتاژ به اندیس مدولاسیون
- 46 12-3 بیشینه افزایش ولتاژ در روشهای کنترلی متفاوت
- 48 1-4 مبدل منبع امپدانسی سنتی
- 50 2-4 مبدل شبه منبع امپدانسی
- 51 3-4 مبدل منبع امپدانسی ترانس
- 53 4-4 مبدل منبع امپدانسی گاما
- 54 5-4 مبدل منبع امپدانسی گاما نامتقارن
- 56 6-4 مبدل شبه منبع امپدانسی دو طبقه
- 57 7-4 مبدل منبع امپدانسی سنتی با سلف سوئیچ‌شونده
- 58 8-4 تعمیم اول مبدل منبع امپدانسی سنتی با سلف سوئیچ‌شونده
- 59 9-4 مبدل شبه منبع امپدانسی با سلف سوئیچ‌شونده
- 59 10-4 تعمیم اول مبدل شبه منبع امپدانسی با سلف سوئیچ‌شونده
- 61 11-4 مبدل منبع امپدانسی افزایشده تعمیم‌یافته با استفاده از دیود
- 61 12-4 تعمیم دوم مبدل منبع امپدانسی افزایشده تعمیم‌یافته با استفاده از دیود (جریان پیوسته)
- 62 13-4 مبدل منبع امپدانسی افزایشده تعمیم‌یافته با استفاده از خازن
- 63 14-4 تعمیم دوم مبدل منبع امپدانسی افزایشده تعمیم‌یافته با استفاده از خازن (جریان پیوسته)
- 64 15-4 مبدل منبع امپدانسی افزایشده تعمیم‌یافته هیبرید (جریان ناپیوسته)
- 67 1-5 ساختار مبدل منبع امپدانسی
- 67 2-5 شبیه‌سازی مبدل منبع امپدانسی
- 68 3-5 شبیه‌سازی مبدل منبع امپدانسی کامل

69	4-5 روش کنترلی بوست ساده با حامل مثلثی
70	5-5 ولتاژ سه فاز تولید شده
71	6-5 ولتاژ خروجی دو سر شبکه امپدانسی
71	7-5 ولتاژ خازن یک
72	8-5 ولتاژ خازن دو
73	مراجع

فصل اول

مقدمه

1-1 مقدمه

اینورترها یکی از اقسام مبدل‌های الکترونیک-قدرت می‌باشند که یک ولتاژ ورودی مستقیم را به ولتاژ خروجی متناوب تبدیل می‌کنند. در این مبدل‌ها حاصل شدن یک ولتاژ خروجی با شکل موج سینوسی مطلوب است، اما در عمل به دلیل وجود هارمونیک‌ها این شکل موج‌ها غیر سینوسی (تقریباً مربعی) و همراه با اعوجاج می‌باشند. اگرچه در کاربردهای توان بالا خروجی سینوسی ضروری می‌باشد. در حالت کلی از لحاظ نوع تغذیه اینورتر و باری که اینورتر آنرا تغذیه می‌کند، می‌توان اینورترها را به دو گروه زیر تفسیم کرد:

- اینورترهای منبع ولتاژ (VSI^1)

- اینورترهای منبع جریان (CSI^2)

اینورتر منبع ولتاژ و منبع جریان معمولی محدودیت‌ها و مشکلات مشابهی دارند. مبدل‌های منبع ولتاژی کاربرد وسیعی دارند، با این حال دارای معایب و محدودیت‌های ذیل می‌باشند: ولتاژ خروجی متناوب (AC) محدود می‌باشد و نمی‌تواند از سطح ولتاژ ورودی مستقیم (DC) بیشتر باشد، بنابراین مبدل منبع ولتاژی یک اینورتر کاهنده (DC به AC) و یک یکسوساز افزایشنده (AC به DC) می‌باشد. سوئیچ‌های بالا و پایین یک بازو در این مبدل‌ها به دلیل وجود پدیده تداخل الکترومغناطیسی نمی‌توانند روشن باشند. در صورت روشن بودن هم‌زمان این سوئیچ‌ها اتصال کوتاه رخ می‌دهد و موجب آسیب رساندن به اجزاء مدار می‌گردد. لذا سوئیچ‌های بالا و پایین یک بازو می‌بایست با فاصله زمانی روشن شوند که این فاصله زمانی باعث اعوجاج در شکل موج خروجی می‌شود..

مبدل‌های منبع جریان نیز دارای معایب و محدودیت‌های زیر می‌باشند:

ولتاژ خروجی (AC) در این مبدل می‌بایست از ولتاژ ورودی (DC) که تغذیه کننده اندوکتانس ورودی می‌باشد بزرگتر باشد؛ یا به عبارتی دیگر ولتاژ ورودی (DC) همواره کوچکتر از ولتاژ خروجی (AC) است.

¹Voltage Source Inverters

²Current Source Inverters

بنابراین مبدل منبع جریانی یک یکسوساز کاهنده (AC به DC) و یک اینورتر افزایشدهنده برای تبدیل توان (DC به AC) می‌باشد. حداقل یکی از سوئیچ‌های بالا و یکی از سوئیچ‌های پایین می‌بایست در هر زمان روشن باشند. در غیر این صورت جریان DC اندوکتانس ورودی، مدار باز می‌شود و موجب آسیب رساندن به سوئیچ‌ها می‌شود. در اینورترهای Z-source بر این مشکلات غلبه شده است. مبدل‌های منبع امپدانس دارای ویژگی افزایشدهنده و کاهنده هم‌زمان می‌باشند که این ویژگی در مبدل‌های سنتی دیده نمی‌شود. این خطا در عملکرد که بر اثر اشتباه در کنترل اینورتر یا نویز ناشی از (EMI¹) ایجاد می‌شود، می‌تواند باعث آسیب به سوئیچ‌های قدرت اینورتر شده و نهایتاً از کار افتادگی اینورتر را ناشی شود. از دیگر کاربردهای شبکه امپدانس قابلیت افزایش ولتاژ خروجی در اینورتر بوده که این عمل با استفاده از اتصال کوتاه‌های مناسب در اینورتر حاصل می‌شود. پس می‌توان قابلیت افزایش ولتاژ را علاوه بر نقش حفاظتی شبکه امپدانس از دیگر کاربردهای مفید آن دانست.

از همین رو در این تحقیق به بررسی دقیق مبدل‌های منبع امپدانس می‌پردازیم. در این اینورتر شبکه امپدانس خاصی برای کوپلینگ اینورتر و منبع DC بکار می‌رود که در اینورترهای معمولی به جای آن از منابع ولتاژ و جریان که به ترتیب دارای خازن موازی و سلف سری بودند استفاده می‌شد. استفاده از این شبکه امپدانس، ویژگی‌های خاصی را ایجاد می‌کند اینورترهای منبع ولتاژ و منبع جریان معمولی این ویژگی‌ها را ندارند. این نوع از اینورتر تمامی مشکلات اینورترهای منبع ولتاژ و منبع جریان را حل کرده و مفهوم جدیدی به مبدل‌های انرژی داده است. شبکه امپدانس این مبدل به عنوان یک فیلتر مرتبه دو عمل کرده و اعوجاجات ولتاژ خروجی را از بین می‌برد، که بسیار موثرتر از خازن استفاده شده در مبدل منبع ولتاژ می‌باشد. هم‌چنین با توجه به سلف مورد استفاده در شبکه امپدانس، جریان هجومی و هارمونیک‌های جریان به شدت کاهش می‌یابد [15]

¹ Electromagnetic Interference

2-1 تاریخچه

ادوات الکترونیک-قدرت نوین مخصوصاً آنهایی که به شبکه متصل میشوند، معمولاً نیاز به افزایش ولتاژ دارند. حال آن که مبدل‌های منبع ولتاژی تنها خاصیت کاهندگی دارند. بنابراین به مبدل‌های DC-DC افزاینده جهت افزایش ولتاژ نیاز است که افزودن طبقه سبب کاهش بازده سیستم می‌شود. اگرچه مبدل‌های یک طبقه کاهنده-افزاینده ای چون CUK و SEPIC و سایر اینورترهای AC-DC معرفی شدند [2-3] ولی توفیق چندانی نیافتند. سپس اینورتر Z-source و نحوه کلید زنی در این نوع اینورتر برای اولین بار توسط آقای Fang Zheng Peng مطرح شده و در آوریل سال 2003 در ژورنال IEEE چاپ شد [1] مبدل‌های منبع امیدانسی به شدت مورد توجه قرار گرفته اند و در کاربرد‌های مختلفی چون درایو‌های موتور [4-7]، سیستم‌های فتوولتائیک (PV¹) [8-10]، پیل‌های سوختی [11-12]، سیستم‌های تولیدات پراکنده [13] و منابع تغذیه بدون وقفه² (UPS) [14] مورد استفاده قرار گرفته اند

ویژگی‌های منحصر به فرد مبدل‌های منبع امیدانسی سبب گردیده، تلاش‌های فراوانی جهت دستیابی به ایده‌ها و طرح‌های جدید در این مبدل‌ها انجام شود. این طرح‌ها در قالب ارائه ساختارهای جدید، استفاده کاربردی، بهبود عملکرد، روش‌های کنترلی و کنترل‌کننده‌ها و ... می‌باشد. پس از ارائه اولین مبدل منبع امیدانسی در سال‌های اخیر اقدامات فراوانی جهت افزایش ضریب افزایش‌دهندگی مبدل‌های منبع امیدانسی صورت گرفته است. از جمله این اقدامات می‌توان به اضافه کردن اجزاء جدید (سلف، خازن و دیود)، افزودن طبقه و تعمیم ساختارها اشاره نمود [35-43]. همچنین استفاده از ترانسفورمر در ساختارهای امیدانسی این مبدل‌ها به منظور افزایش ولتاژ خروجی، بهبود کیفیت توان و کاهش استرس ولتاژ روی اجزاء مدار یک ایده نوین می‌باشد.

¹ Photovoltaic

²Uninterruptible Power Supplies

1-3 جمع بندی و طرح کلی تحقیق

این تحقیق دارای 5 فصل می باشد که ابتدا در فصل اول به مقدمه ای از اینورترها پرداخته و تاریخچه ای از کار بر روی آنها را نشان می دهیم

در فصل دوم انواع مبدل های سنتی را شناخته و معایب و محدودیت های مبدل های آنها ذکر می گردد و سپس به بررسی حالات کاری مبدل های منبع امیدانسی پرداخته و در ادامه این فصل نشان می دهیم مبدل های منبع امیدانسی با رفع معایب مبدل های سنتی، ویژگی های نوینی را ارائه می دهند و در انتهای فصل به چند کاربرد این مبدل ها می پردازیم.

در فصل سوم چند روش کنترلی برای بهبود عملکرد و بهینه سازی این مبدل ها معرفی و مقایسه می گردند و در مورد روش تولید پالس توسط هر روش توضیح می دهیم

در فصل چهارم به انواع پیشرفته و بهبود یافته مبدل های منبع امیدانسی پرداخته و معرفی می گردند

و در فصل آخر به نتایج شبیه سازی یکی از روش های کنترلی پرداخته در نهایت نتیجه گیری کلی را خواهیم داشت.

فصل دوم

مبدل منبع امیدانسی

1-2 مقدمه

با توسعه روزافزون شبکه های قدرت در دنیا مباحثی از قبیل تبدیل انرژی ، انرژیهای نوین ، کاربردهای مختلف سیستمهای ساخت دست بشر در صنعت و ارتباط این موارد باهم باعث شده تا موضوع مهندسی قدرت به عنوان یکی از شاخه های بزرگ و برجسته در میان دریای علوم خود را تجلی کند. امروزه در اکثر جاهایی از دنیا که تمدنی وجود داشته باشد می توان نفوذ شبکه های قدرت را دید.

در این میان مبحث الکترونیک قدرت یکی از مهمترین شاخه های این علم می باشد. ادوات الکترونیک قدرت امروزه در انواع مختلف و برای کاربردهای گوناگونی ساخته شده اند. از آن جمله می توان به رکتیفایرها ، تنظیم کننده های ac-ac ، برشگرهای ولتاژ و جریان (چاپرها) ، اینورترها ، منابع تغذیه و ... اشاره کرد.

از این بین اینورترها به عنوان یکی از مهمترین و پرکاربردترین این ادوات مورد نظر می باشند. مبدل های جریان مستقیم به متناوب با نام اینورتر شناخته می شوند. وظیفه ی اینورتر تبدیل یک ولتاژ ورودی مستقیم به یک جریان یا ولتاژ خروجی متناوب و متقارن با دامنه و فرکانس مورد نظر است. ولتاژ خروجی می تواند در فرکانس ثابت یا متغیر، مقداری ثابت یا متغیر داشته باشد. ولتاژ خروجی را می توان با تغییر ولتاژ ورودی مستقیم و ثابت نگه داشتن بهره اینورتر به دست آورد. از طرفی، اگر ولتاژ ورودی مستقیم ثابت بوده و قابل کنترل نباشد، می توان با تغییر بهره اینورتر یک ولتاژ متغیر را در خروجی به دست آورد. که این عمل معمولاً به وسیله ی کنترل مدولاسیون پهنای پالس (pwm)¹ در داخل اینورتر صورت می گیرد. بهره اینورتر را می توان برابر با نسبت ولتاژ متناوب خروجی به ولتاژ مستقیم ورودی تعریف کرد.

شکل موج های ولتاژ خروجی در اینورتر ایده آل باید سینوسی باشد، با این حال در اینورترهای عملی این شکل موجها غیر سینوسی بوده و دارای یک سری هارمونیک های مشخص می باشد. در کاربردهای توان متوسط و توان پایین، ولتاژهای مربعی و یا تقریباً مربعی می تواند قابل قبول باشد. ولی در کاربردهای توان بالا، به موج های سینوسی با اعوجاج بسیار کم نیاز است. با در اختیار داشتن قطعات نیمه هادی قدرت سریع، می توان با

¹ Pulse width modulation

استفاده از روش های کلیدزنی، هارمونیک های ولتاژ خروجی را به نحو چشم گیری کاهش داد. کاربردهای گوناگون اینورترها از جمله سیستمهای تبدیل dc به ac در مواردی همچون انرژی های نوین، درایو ماشین های الکتریکی و کنترل دور موتورهای القایی، upsها، انتقال انرژی در خطوط (hvdc)، ادوات facts و می باشد.

2-2 مبدل های سنتی

در حالت کلی از لحاظ نوع تغذیه اینورتر و باری که اینورتر آنرا تغذیه می کند ، می توان اینورترها را به دو گروه زیر تقسیم کرد :

- اینورترهای منبع ولتاژ . VSI
- اینورترهای منبع جریان . CSI

از لحاظ نوع شبکه متصل به اینورتر می توان آنها را به دو دسته زیر تقسیم کرد :

- اینورترهای حقیقی
- اینورترهای مجازی

اگر شبکه ای که اینورتر به آن وصل می باشد یک شبکه اکتیو باشد مثل کاربردهای تولید انرژی های نوین و hvdc در این صورت اینورتر یک اینورتر مجازی می باشد یعنی اینورتر در حقیقت یک مبدل پل تریستوری با زاویه آتش بزرگتر از 90 درجه خواهد بود . اما در صورتی که این شبکه پسیو باشد اینورتر یک اینورتر حقیقی بوده و عمل تبدیل مستقیم dc به ac را انجام می دهد .

از لحاظ نوع کموتاسیون می توان به دو دسته بندی زیر رسید :

- اینورترهای با کموتاسیون طبیعی ، کموتاسیون خط .
- اینورترهای با کموتاسیون اجباری

کموتاسیون طبیعی بیشتر در سیستمهای متصل به شبکه استفاده می‌گردد لیکن در کموتاسیون اجباری از طریق مدار جانبی کموتاسیون صورت می‌گیرد .

از لحاظ نوع شبکه نیز می‌توان تقسیم بندی زیر را انجام داد :

- اینورترهای تک فاز .

- اینورترهای سه فاز .

که در واقع به نوع بار و نوع کاربرد بستگی دارند خود اینورترهای تک فاز نیز دارای انواع مختلفی می‌باشند مانند اینورترهای نیم موج ، تمام موج و پوش پول که هر کدام در کاربردهای مخصوصی مورد استفاده دارند . از سوی دیگر می‌توان تقسیم‌بندی را از لحاظ تعداد سطوح سیگنال خروجی انجام داد :

- اینورترهای دو سطحی: در این سیستمها شکل موج خروجی دارای دو سطح خروجی مثبت و منفی می‌باشد .

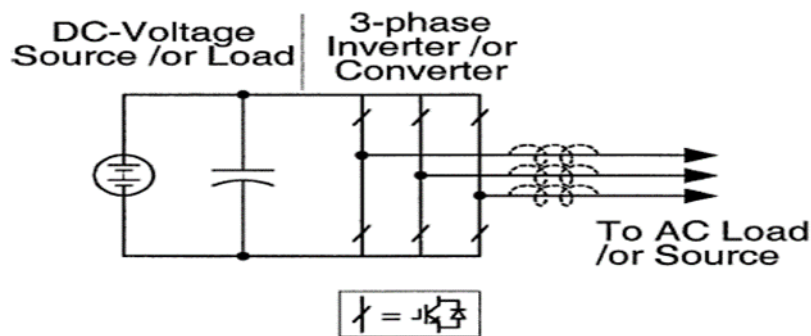
- اینورترهای سه سطحی: که در این سیستمها علاوه بر دو سطح قبلی شکل موج سطح صفر نیز مابین آنها اضافه می‌گردد. این کار با انجام عمل حذف ولتاژی در اینورترها صورت می‌گیرد .

- اینورترهای چند سطحی: در این انواع از اینورترهایی با تعداد چند عنصر کلیدی در هر بازوی پل استفاده می‌گردد که با ترکیب مناسب این عناصر باهم می‌توان به چندین سطح در سیگنال خروجی رسید. این عمل را با اتصال موازی اینورترها نیز می‌توان انجام داد .

2-2-1 مبدل منبع ولتاژی

شکل (2-1) یک مبدل منبع ولتاژی را نشان می‌دهد که در آن یک منبع ولتاژ مستقیم (DC) که توسط یک خازن نسبتاً بزرگ پشتیبانی می‌شود، مبدل اصلی (پل سه فاز) را تغذیه می‌کند. منبع ولتاژ مستقیم می‌تواند یک خازن، باتری، پیل سوختی و یا یکسوساز دیودی باشد. شش سوئیچ در مدار اصلی استفاده می‌شود که به طور مرسوم مرکب از یک ترانزیستور و یک دیود موازی خلاف جهت (یا یک دیود هرزگرد) می‌باشد. اگرچه مبدل‌های منبع ولتاژی کاربرد وسیعی دارند، با این حال دارای معایب و محدودیت‌های ذیل می‌باشند[48]:

- ولتاژ خروجی متنناوب (AC) محدود می‌باشد و نمی‌تواند از سطح ولتاژ ورودی مستقیم (DC) بیشتر باشد، بنابراین مبدل منبع ولتاژی یک اینورتر کاهنده (DC به AC) و یک یکسوساز افزایشنده (AC به DC) می‌باشد. لذا در کاربردهایی که ولتاژ خروجی بالا مطلوب است و سطح ولتاژ ورودی (DC) محدود می‌باشد، به یک مبدل افزایشنده (DC به DC) نیاز است. حال آن که اضافه نمودن این مبدل باعث افزایش هزینه سیستم و کاهش بازده می‌گردد.
- سوئیچ‌های بالا و پایین یک بازو در این مبدل‌ها به دلیل وجود پدیده تداخل الکترومغناطیسی (EMI) نمی‌توانند روشن باشند. در صورت روشن بودن هم‌زمان این سوئیچ‌ها اتصال کوتاه رخ می‌دهد و موجب آسیب رساندن به اجزاء مدار می‌گردد. لذا سوئیچ‌های بالا و پایین یک بازو می‌بایست با فاصله زمانی¹ روشن شوند که این فاصله زمانی باعث اعوجاج در شکل موج خروجی می‌شود. بنابراین مشکل اتصال کوتاه به واسطه پدیده تداخل الکترومغناطیسی یک علت مخرب برای کاهش قابلیت اطمینان این مبدل‌ها می‌باشد.
- یک فیلتر LC خروجی جهت ایجاد ولتاژ خروجی سینوسی نیاز است که سبب افزایش تلفات و پیچیده شدن کنترل می‌شود.

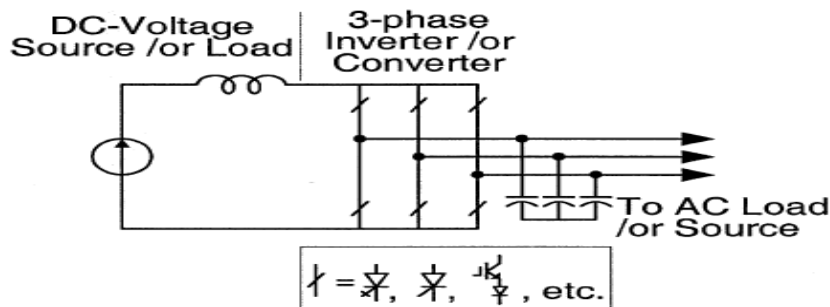


شکل 1-2: مبدل منبع ولتاژی (VSI)

Dead Time¹

2-2-2 مبدل منبع جریان

شکل (2-2) یک مبدل منبع جریان سه فاز را نشان می‌دهد، که یک منبع جریان مستقیم (DC) مبدل اصلی (پل سه فاز) را تغذیه می‌کند. یک منبع جریان مستقیم می‌تواند یک سلف نسبتاً بزرگ باشد که توسط یک باطری، پیل سوختی، یکسوساز دیودی و یا مبدل تریستوری تغذیه شود.



شکل 2-2: مبدل منبع جریانی (CSI)

شش سوئیچ در مدار اصلی استفاده می‌شود، که هر یک متشکل از نیمه هادی‌های قدرت با قابلیت تحمل ولتاژ معکوس می‌باشند. از جمله این نیمه هادی‌ها GTO ها و SCR ها هستند؛ و یا یک ترانزیستور قدرت با یک دیود سری به منظور تامین جریان یک سویه مورد استفاده قرار می‌گیرد. با این وجود مبدل‌های منبع جریان نیز دارای معایب و محدودیت‌های زیر می‌باشند [46]:

- ولتاژ خروجی (AC) در این مبدل می‌بایست از ولتاژ ورودی (DC) که تغذیه کننده اندوکتانس ورودی می‌باشد بزرگتر باشد؛ یا به عبارتی دیگر ولتاژ ورودی (DC) همواره کوچکتر از ولتاژ خروجی (AC) است. بنابراین مبدل منبع جریانی یک یکسوساز کاهنده (AC به DC) و یک اینورتر افزایشی برای تبدیل توان (DC به AC) می‌باشد. در کاربردهایی که محدوده وسیعی از ولتاژ مطلوب است نیاز به یک مبدل اضافی کاهنده (DC به DC) می‌باشد که موجب افزایش هزینه سیستم و کاهش بازده می‌شود. [1]
- حداقل یکی از سوئیچ‌های بالا و یکی از سوئیچ‌های پایین می‌بایست در هر زمان روشن باشند. در غیر این صورت جریان DC اندوکتانس ورودی، مدار باز می‌شود و موجب آسیب رساندن به سوئیچ‌ها

می‌شود. مشکل مدار باز ناشی از پدیده تداخل الکترومغناطیسی یک معزل بزرگ در قابلیت اطمینان این مبدل‌ها می‌باشد. بنابراین سوئیچ‌های اینورتر نیاز به زمان هم پوشانی برای کموتاسیون جریان دارند که سبب اعوجاج در شکل موج خروجی می‌شود.

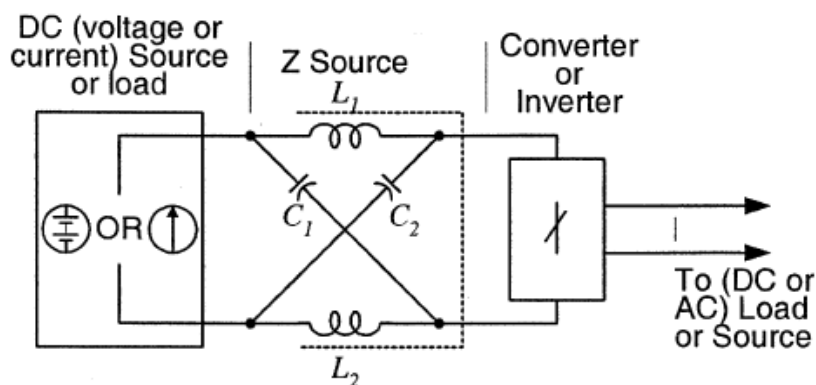
سوئیچ‌های اصلی این اینورترها باید توانایی مقابله با ولتاژ معکوس را داشته باشند. از همین رو ترکیبی از دیود-های سری با ترانزیستورهای با سرعت و عملکرد بالا (مانند IGBT) نیاز است.

به طور خلاصه مبدل‌های منبع ولتاژی و منبع جریانی، دارای محدودیت‌های مشترک زیر می‌باشند:

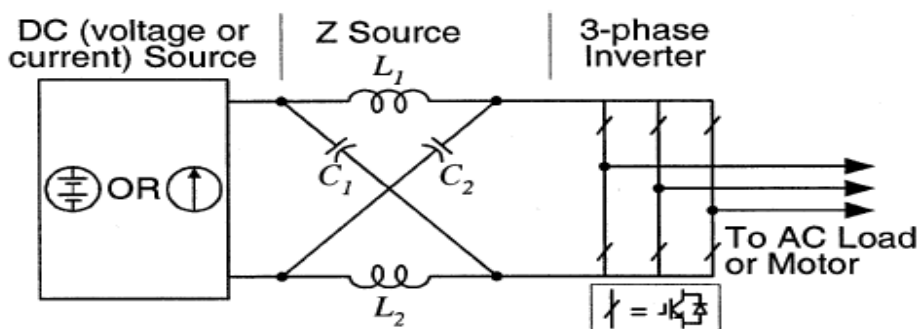
- 1- این مبدل‌ها به طور هم زمان خاصیت افزایشندگی-کاهندگی ندارند. به همین دلیل محدوده ولتاژ خروجی قابل حصول محدود می‌باشد که می‌بایست بزرگتر یا کوچکتر از ولتاژ ورودی باشد.
- 2- مدار اصلی این مبدل‌ها را نمی‌توان به یکدیگر تغییر داد. به زبانی ساده‌تر نمی‌توان مبدل منبع ولتاژ را به جای مبدل منبع جریانی استفاده نمود و بالعکس.
- 3- هر دو مبدل نسبت به پدیده تداخل الکترومغناطیسی آسیب پذیرند. این امر سبب کاهش قابلیت اطمینان می‌شود [1].

3-2 مبدل‌های منبع امپدانسی Z-Source Inverters

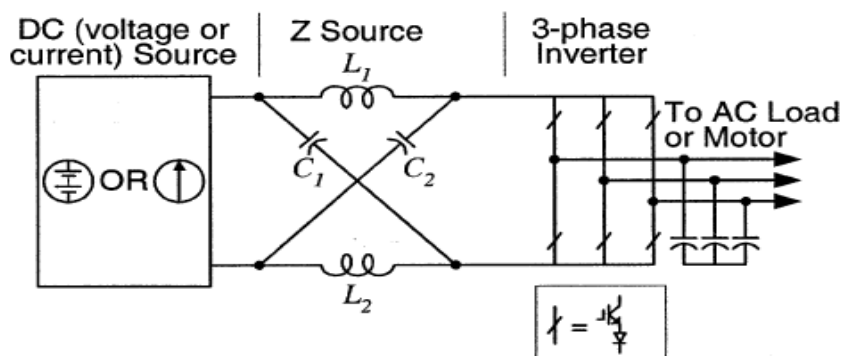
با توجه به معایب و محدودیت‌های مبدل‌های منبع ولتاژی و منبع جریانی، مبدل‌های منبع امپدانسی معرفی شدند. این مبدل‌ها توانایی انتقال توان در همه حالات (DC به AC، AC به DC، DC به DC و AC به AC) را دارند. شکل (3-2) ساختار کلی یک مبدل منبع امپدانسی (ZSI) را نشان می‌دهد که از یک شبکه امپدانسی خاص به منظور دست یابی به ویژگی‌های منحصر به فردی که پیش‌تر در مبدل‌های سنتی قابل مشاهده نبوده استفاده می‌کند. این مبدل با بهره‌گیری از دو سلف و دو خازن به صورت ضربدری (به شکل X) یک شبکه امپدانسی را تشکیل می‌دهد که بار و منبع تغذیه DC را به هم متصل می‌کند و ضمن برطرف نمودن معایب اشاره شده در مبدل‌های سنتی، احتیاج به سوئیچ اضافی ندارد. شبکه امپدانسی این مبدل به عنوان یک فیلتر مرتبه دو عمل کرده و اعوجاجات ولتاژ خروجی را از بین می‌برد، که بسیار موثرتر از خازن استفاده شده در مبدل منبع ولتاژی می‌باشد. هم چنین با توجه به سلف مورد استفاده در شبکه امپدانسی، جریان هجومی و هارمونیک‌های جریان به شدت کاهش می‌یابد [15].



شکل 2-3: ساختار کلی مبدل منبع امپدانسی



شکل 2-4: مبدل منبع امپدانسی با ترکیب معکوس موازی سوئیچ و دیود

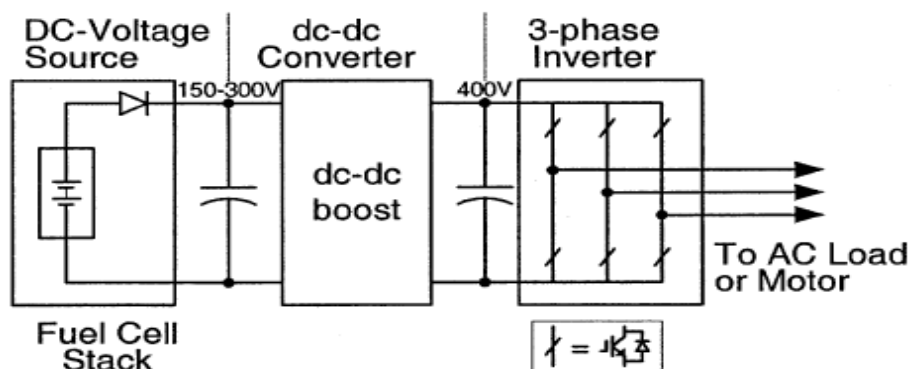


شکل 2-5: مبدل منبع امپدانسی با ترکیب سری سوئیچ و دیود

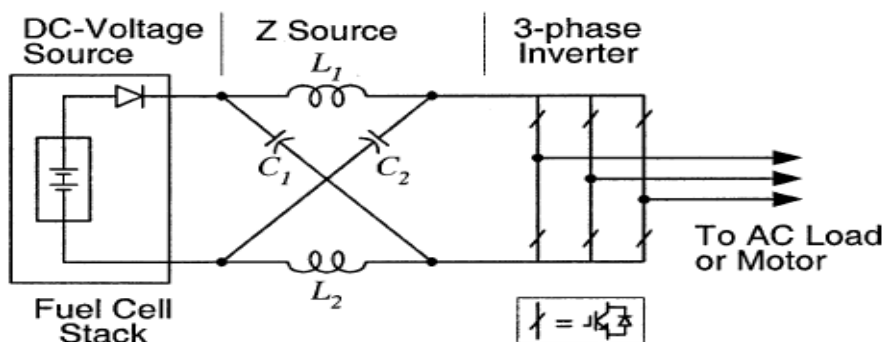
منبع تغذیه می تواند منبع جریان یا منبع ولتاژ باشد. بنابر این منبع تغذیه DC می تواند یک باتری، یک خازن، یکسوساز دیودی، یک سلف، یک مبدل ترستوری، پیل سوختی و یا ترکیبی از این موارد باشد. سوئیچ های

استفاده شده در این مبدل می‌توانند ترکیب معکوس موازی از سوئیچ و دیود و یا به صورت ترکیب سری باشند. در شکل‌های (2-4) و (2-5) دو ساختار مبدل منبع امپدانسی سه فاز با آرایش متفاوت سوئیچ‌ها را مشاهده می‌کنیم.

شکل (2-6) یک مبدل دو سطحی سنتی برای پیل سوختی را نشان می‌دهد. با توجه به این که معمولاً پیل‌های سوختی و تولیدات پراکنده تحت تاثیر جریان کشیده شده از آن‌ها، ولتاژ با تغییرات زیاد تولید می‌کنند و مبدل منبع ولتاژی قادر به تولید ولتاژ خروجی AC بیشتر از سطح ولتاژ ورودی DC نیست، استفاده از یک مبدل DC به DC افزایش الزامی است که این امر سبب کاهش بازده توان می‌شود. این مبدل دارای یک سوئیچ اضافی می‌باشد که باعث افزایش هزینه، وزن و اندازه سیستم می‌شود. همچنین فاصله زمانی مورد نیاز سوئیچ اضافی موجب اعوجاج در شکل موج خروجی می‌شود [16].



شکل 2-6: مبدل منبع ولتاژی با مبدل اضافی افزایش دهنده برای پیل سوختی



شکل 2-7: مبدل منبع امپدانسی برای پیل سوختی

در شکل (7-2) یک مبدل منبع امپدانس با منبع تغذیه پیل سوختی را ملاحظه می‌کنیم که بدون نیاز به مبدل DC به DC افزایشده قادر خواهد بود ولتاژ خروجی AC بالاتر از سطح ولتاژ پیل سوختی تولید کند. دیود سری با پیل سوختی در شکل‌های (6-2) و (7-2) معمولاً به منظور تحمل جریان معکوس نیاز است.

2-4 مقایسه اینورترها

مقایسه هارمونیک اینورترهای معمولی با اینورترهای همراه با Z-source

بدلیل کاهش ولتاژ خروجی ac در اینورترهای معمولی از مبدل‌های fly back یا بوست همراه با ذخیره کننده‌های انرژی (سلف) و یکسوکننده‌های دیودی جهت جبران افت ولتاژ استفاده میشود.

جریان هجومی و هارمونیک ناشی از یکسو کننده‌های باعث کثیف شدن جریان می‌شوند و سلف ذخیره کننده انرژی باعث کاهش ضریب قدرت در اینورترهای معمولی می‌شود

همانطور که می‌دانیم برای مقابله با اتصال کوتاه بدلیل نویز EMI در اینورتر ولتاژ که باعث از میان رفتن اینورتر می‌شود زمانی به نام dead time میان سوئیچینگ‌ها جهت اطمینان از خاموش شدن کامل سوئیچ قبلی در نظر می‌گیرند که باعث اعوجاج (هارمونیک زائی) و ناپایداری در سرعت‌های پائین می‌شود و مود عادی ولتاژ سبب جریان‌های محوری و ایراد بی‌موقع در موتور می‌شود که Z-S شرایط خوب و بهتری جهت راه اندازی و غلبه بر مسائل گفته شده برآورده می‌سازد که محاسن آن به شرح ذیل می‌باشد

1. تولید ولتاژ مورد نیاز خروجی حتی بالاتر از ورودی که البته کاهش اندازه‌های موتور را نیز سبب میشود
2. جبران افت ولتاژ در زمان سگ (زمان افتادگی ولتاژ) بدون نیاز به اتصال مدار دیگری
3. بهبود ضریب قدرت و کاهش هارمونیک‌ها

2-4-1 مقایسه مدار باک-بوست و Z-S

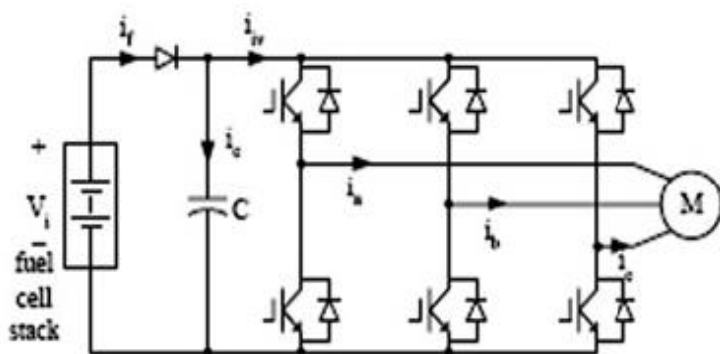
1. مدار Z-S می‌تواند خطر اتصال کوتاه در اینورتر ولتاژ یا خطر قطع جریان در مدار اینورتر جریان بدلیل نویز EMI را از میان ببرد

2. با توجه به رابطه $V_a = -\frac{V_{sk}}{1-k}$ و ولتاژ خروجی V_s ، ولتاژ ورودی و K کسری از زمان پریود کلید زنی) مدار باک بوست بدلیل محدودیت کلید زنی K نمیتواند به هر میزان تغییر کند بنابراین ولتاژ خروجی و ریپل وابستگی شدیدی به سوئیچینگ دارد
3. بدلیل تغییر زمانهای سوئیچینگ و وجود سوئیچینگ باعث ایجاد ریپل در باک بوست می شود
4. در Z-S بدلیل استفاده از زمانهای مرده و... هارمونیک ها بشدت کاهش می یابند
5. ولتاژ خروجی در باک بوست در برابر تغییرات سیکل کاری k خیلی حساس است و پایدار نمودن رگولاتور مشکل است
6. در باک بوست جریان موثر خیلی بزرگتری از خازن فیلتر عبور می کند که خازن فیلتر و سلف بزرگتری را طلب می نماید
7. جریان با پیک بالایی از ترانزیستور مدار باک بوست عبور میکند که ترانزیستور با قدرت بالا را احتیاج دارد
8. بدیل عبور جریان بالا از ترانزیستور مدار باک بوست، تلفات سوئیچینگ قابل ملاحظه ای نیز وجود دارد
9. سرعت پاسخ در مدار Z-S بیشتر از باک بوست است چون یک مدار سوئیچینگ در Z-S حذف گردیده است
10. قیمت Z-S بسیار کمتر است و با هر نوع مبدلی سازگاری دارد
11. حجم و وزن و قیمت در Z-S کاهش می یابد

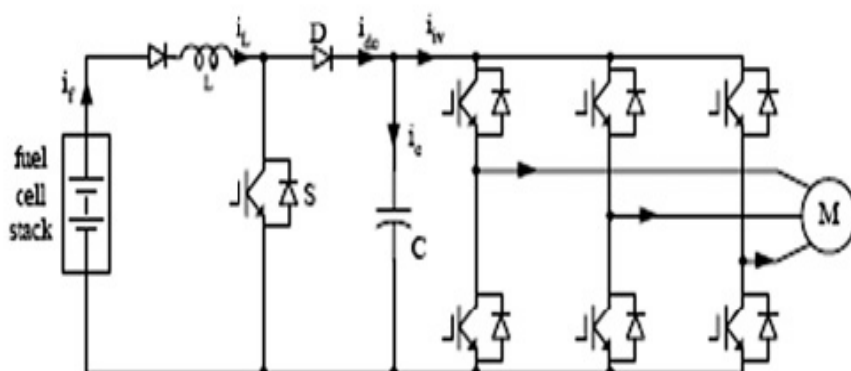
2-5 بازده مبدل های منبع امپدانسی

بازده یکی از مهم ترین شاخصه هایی است که در مبدل های الکترونیک-قدرت مورد مقایسه قرار می گیرد. مقایسه ای بین بازده سه مبدل زیر برای ورودی پیل سوختی انجام شده است:

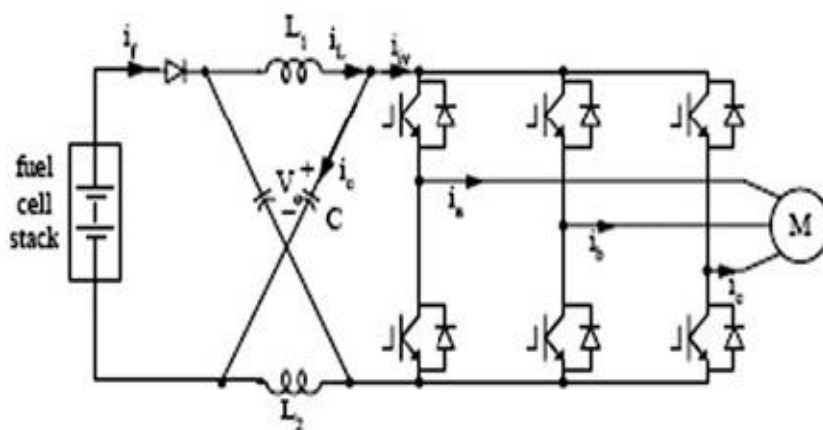
- یک اینورتر سنتی که همیشه در اندیس مدولاسیون ($M=1$) عمل می کند. (شکل 2-8)
- یک اینورتر سنتی همراه با مبدل افزایشده (DC به DC). (شکل 2-9)
- یک اینورتر منبع امپدانسی (شکل 2-10)



شکل 2-8: اینورتر سنتی با ورودی پیل سوختی



شکل 2-9: اینورتر سنتی همراه با مبدل افزایشنده DC-DC با ورودی پیل سوختی



شکل 2-10: اینورتر منبع امپدانس با ورودی پیل سوختی

جدول (1-2) اجزاء مورد نیاز برای سه اینورتر فوق الذکر با توان 50KW و ولتاژ ورودی DC در رنج 250 تا

420 ولت را نشان می‌دهد [17-18].

جدول 2-1: اجزاء مورد نیاز برای سه اینورتر مختلف [17-18]

اینورتر	تعداد سلف‌ها	اندوکتانس μH	جریان متوسط سلف- ها A	تعداد خازن‌ها	ظرفیت خازن‌ها μF	رنج ولتاژ خازن‌ها V
اینورتر سنتی	0	–	–	1	667	420
اینورتر سنتی همراه با مبدل افزاینده DC به DC	1	510	200	1	556	420
اینورتر منبع امپدانسی	2	339	200	2	405	420

از جدول (2-1) می‌توان دریافت که اینورتر منبع امپدانسی اندوکتانس و ظرفیت خازن کمتری نسبت به اینورتر سنتی و اینورتر سنتی همراه با مبدل افزایش دهنده DC به DC دارد؛ در حالیکه جریان سلف‌ها و ولتاژ خازن‌ها یکسان می‌باشد.

در جدول (2-2) بازده سه اینورتر فوق‌الذکر برای رنج توان 10 تا 50 کیلو وات مقایسه شده است. با توجه به این جدول واضح است که اینورتر منبع امپدانسی در این رنج توان نسبت به دو اینورتر دیگر بازده بیشتری دارد. هم‌چنین مشخص است که بازده در توان‌های بالا در هر سه اینورتر کاهش می‌یابد. البته تحقیق دیگر نشان می‌دهد که در رنج توان‌های پایین‌تر (1750 وات) بازده مبدل منبع امپدانسی اندکی کمتر از اینورتر سنتی همراه با مبدل DC به DC افزایش‌دهنده-کاهنده می‌باشد [19]. علت این امر نیاز اینورتر منبع امپدانسی به تعداد بیشتر عناصر ذخیره ساز می‌باشد؛ علیرغم این که این اینورتر از یک سوئیچ کمتر در ساختار خود بهره می‌برد. با توجه به جدول (2-2) و مطالب ذکر شده می‌توان دریافت که در رنج توان‌های بالا مبدل‌های منبع امپدانسی دارای بالاترین بازده هستند. این امر به ما کمک می‌کند که برای سیستم‌های مختلف با رنج توان متفاوت چه

مبدلی را انتخاب کنیم.

جدول 2-2 : مقایسه بازده سه اینورتر در توان‌های مختلف [17]

50 KW	40 KW	30 KW	20 KW	10 KW	توان اینورتر
0/964	0/966	0/968	0/968	0/968	اینورتر سنتی
0/964	0/965	0/966	0/966	0/964	اینورتر سنتی همراه با مبدل افزاینده DC به DC
0/969	0/971	0/973	0/973	0/973	اینورتر منبع امپدانس

در حالت کلی مبدل منبع امپدانس ولتاژ ورودی را با یک ضریب عملی $1/5$ تا 2 ولت افزایش می‌دهد؛ بدون این که موجب کاهش بازده شود، سبب کاهش هزینه و به حداقل رساندن تعداد عناصر مدار می‌شود [20]. این مقدار افزایش ولتاژ برای بسیاری از کاربردها (از جمله شبکه‌های متصل به سیستم فتوولتائیک PV) مناسب و کافی می‌باشد [21]. البته باید به این نکته اشاره کرد در کاربردهایی که به افزایش ولتاژ بسیار بالا نیاز است، مبدل‌های منبع امپدانس عموماً خیلی مفید نیستند. اگرچه این مبدل‌ها در سال‌های اخیر بسیار بهبود یافته‌اند و اقدامات فراوانی جهت افزایش ضریب بوست آن‌ها صورت گرفته است که در فصل‌های پیش رو به آن‌ها خواهیم پرداخت.

6-2 سلف و خازن مورد نیاز مبدل‌های منبع امپدانس

با توجه به ساختار شبکه امپدانس در مبدل‌های منبع امپدانس، این شبکه مانند یک فیلتر مرتبه دوم عمل می‌کند و باعث حذف ریپل‌های ولتاژ و جریان خروجی می‌شود. حال آن که در مبدل‌های منبع ولتاژی خازن ورودی، تنها نقش ذخیره کننده انرژی و فیلتر ریپل ولتاژ و در مبدل‌های منبع جریانی سلف ورودی، تنها نقش

ذخیره کننده انرژی و فیلتر ریپل جریان را ایفا می کنند.

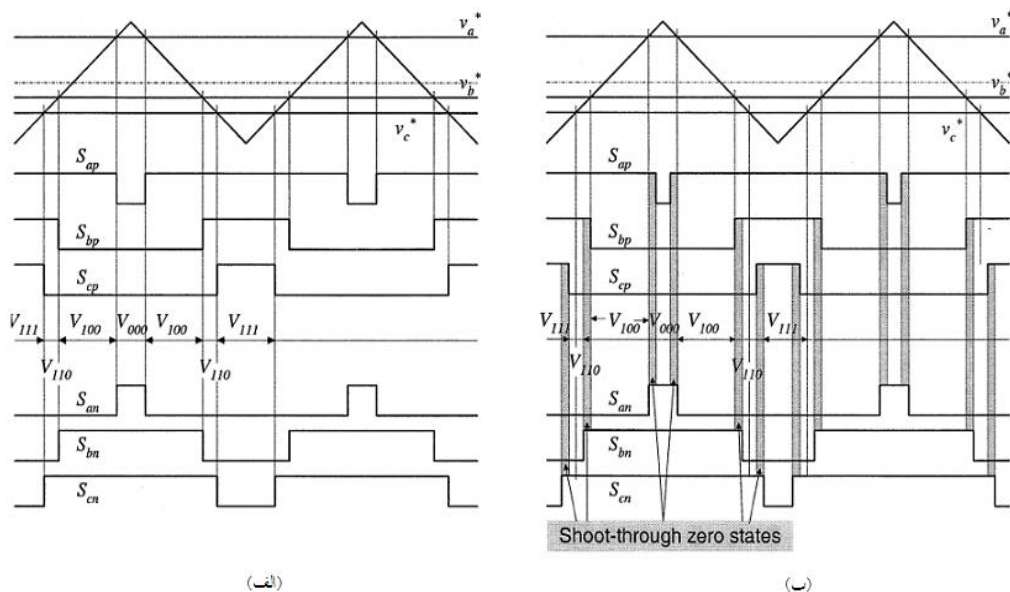
اگر در شکل (2-3) اندازه L_1 و L_2 بسیار کوچک و ناچیز باشد، شبکه امپدانس به دو خازن موازی تبدیل می شود و یک مبدل منبع ولتاژی می شود. بنابراین خازن مورد نیاز مبدل منبع ولتاژی بدترین مقدار ممکن برای شبکه امپدانس است. همچنین اگر اندازه C_1 و C_2 بسیار کوچک و ناچیز باشد، شبکه امپدانس به دو سلف سری تبدیل می شود و حکم یک مبدل منبع جریانی را خواهد داشت. در نتیجه سلف مورد نیاز مبدل منبع جریانی بدترین مقدار ممکن برای شبکه امپدانس است. اما اگر در حالت اول L_1 و L_2 ناچیز نباشند و نقش ذخیره انرژی و فیلتری را اعمال کنند، C_1 و C_2 مقدار کوچکتری خواهند داشت. همین طور در حالت دوم اگر C_1 و C_2 نقش ذخیره کننده انرژی و فیلتری را انجام دهند، L_1 و L_2 مقدار کوچکتری نسبت به حالت دوم خواهند داشت [1].

7-2 حالات کاری مبدل های منبع امپدانس

پل اینورتر منبع امپدانس سه فاز دارای نه حالت مجاز سوئیچ زنی است، در حالی که مبدل سنتی منبع ولتاژی دارای هشت حالت مجاز کلید زنی می باشد. شش حالت فعال زمانی است که بار سه فاز تحت تاثیر ولتاژ منبع DC قرار دارد و دو حالت صفر زمانی اتفاق می افتد که ترمینال های بار به علت روشن بودن همزمان سوئیچ های بالا و یا سوئیچ های پایین ارتباطی با منبع ندارند. نهمین حالت زمانی رخ می دهد که سوئیچ های بالا و پایین یک بازو به طور همزمان روشن باشند و حالت اتصال کوتاه¹ اتفاق می افتد و ترمینال های بار اتصال کوتاه می شوند. (که این حالت در مبدل های منبع ولتاژی ممنوع می باشد). به این حالت، حالت صفر سوم نیز اطلاق می گردد، که با اتصال کوتاه شدن یک بازو، ترکیبی از دو بازو و یا ترکیبی از سه بازو قابل حصول می باشد.

شکل (2-11 الف) پالس های PWM رایج بر اساس حامل مثلثی بدون در نظر گرفتن حالت صفر اتصال کوتاه را نشان می دهد. در این شکل واضح است که در هر دوره زمانی از دو حالت فعال (110 و 100) و دو حالت صفر غیر اتصال کوتاه (000 و 111) به منظور دستیابی به ولتاژ خروجی مطلوب استفاده می شود.

¹ Shoot-Through State



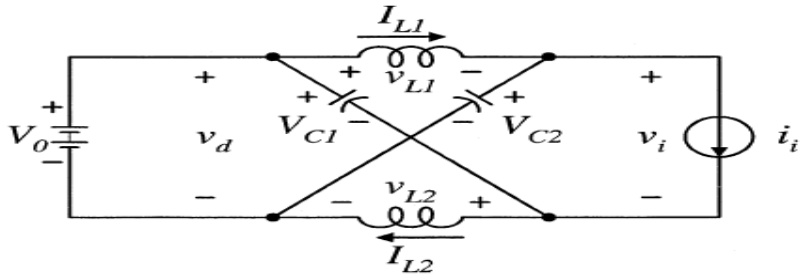
شکل 2-11 (الف): پالس‌های PWM رایج بر اساس حامل مثلثی بدون در نظر گرفتن حالت صفر اتصال کوتاه، (ب):

پالس‌های PWM اصلاح شده بر اساس حامل مثلثی با در نظر گرفتن حالت صفر اتصال کوتاه [1]

PWM متداول تا زمانی که ولتاژ ورودی DC برای به دست آوردن ولتاژ خروجی AC مطلوب، به اندازه کافی زیاد باشد، قابل استفاده می‌باشد. اما زمانی که قادر به تولید خروجی مطلوب به صورت مستقیم نباشد (به دلیل کمبود ولتاژ ورودی DC)، از روش PWM اصلاح شده با در نظر گرفتن حالت صفر اتصال کوتاه استفاده می‌شود. (شکل 2-11-ب)

با مقایسه دو شکل بالا می‌توان دریافت که هر بازوی فاز در هر دوره کلید زنی، یک بار روشن و خاموش می‌شود و کل بازه‌های زمانی صفر تغییر نکرده است. به عبارت دیگر بازه‌های خروجی صفر به مجموع دو بازه صفر حالت غیر اتصال کوتاه¹ و بازه صفر حالت اتصال کوتاه تقسیم می‌شود. در نتیجه حالات فعال بی تغییر مانده‌اند و بازه‌های زمانی صفر حالت اتصال کوتاه جای قسمتی از بازه‌های زمانی صفر حالت غیر اتصال کوتاه را می‌گیرند. وجود این پالس‌های اتصال کوتاه باعث افزایش ولتاژ خروجی می‌شود. لازم به ذکر است فرکانس سوئیچینگ معادل از دید شبکه امپدانس شش برابر فرکانس سوئیچینگ اینورتر اصلی می‌باشد که باعث می‌شود به شدت اندوکتانس مورد نیاز شبکه منبع امپدانس را کاهش دهد. بنابراین به طور خلاصه می‌توان حالات کاری اینورتر منبع امپدانس را به سه حالت تقسیم بندی کرد:

¹ Non-Shoot-Through State



شکل 2-12: حالت غیر اتصال کوتاه در مبدل منبع امپدانسی

- پل اینورتر در یکی از شش حالت فعال عمل می‌کند و پل به صورت یک منبع جریان معادل دیده می‌شود (مطابق شکل 2-12). ولتاژ منبع DC در سراسر سلف و خازن اعمال می‌شود. خازن شارژ می‌شود و انرژی از طریق سلف روانه بار می‌شود (در حالت پایدار خازن شارژ شده باقی می‌ماند). حال آن که سلف در این حالت تخلیه الکتریکی می‌شود. شش حالت کاری سوئیچ‌ها برای این حالت در جدول (2-3) مشخص شده است.

جدول 2-3: حالات کاری اینورتر منبع امپدانسی در حالت فعال غیر اتصال کوتاه

S6	S3	S5	S2	S4	S1	حالت کاری اینورتر
1	0	1	0	0	1	فعال غیر اتصال کوتاه (100)
1	0	0	1	0	1	فعال غیر اتصال کوتاه (110)
0	1	1	0	1	0	فعال غیر اتصال کوتاه (001)
1	0	0	1	1	0	فعال غیر اتصال کوتاه (010)

0	1	1	0	0	1	فعال غیر اتصال کوتاه (101)
0	1	0	1	1	0	فعال غیر اتصال کوتاه (011)

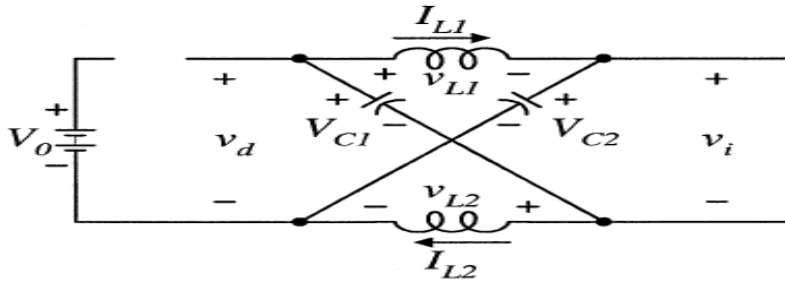
لازم به ذکر است (S1 و S4)، (S2 و S5)، (S3 و S6) به ترتیب سوئیچ‌های یک بازو می‌باشند.

- پل اینورتر در یکی از دو حالت صفر غیر اتصال کوتاه عمل می‌کند. همان‌طور که اشاره شد در این حالت همه سوئیچ‌های بالا و یا همه سوئیچ‌های پایین به طور همزمان روشن هستند. در این حالت پل اینورتر به صورت مدار باز و یک منبع جریان با جریان صفر دیده می‌شود (مطابق شکل 2-12). به مانند حالت اول ولتاژ منبع DC در سراسر سلف و خازن اعمال می‌شود با این تفاوت که هیچ جریانی از منبع جریان DC به سمت بار روانه نمی‌شود. جدول (2-4) دو حالت کاری سوئیچ‌ها را نشان می‌دهد.

جدول 2-4: حالات کاری اینورتر منبع امپدانس در حالت صفر غیر اتصال کوتاه

S6	S3	S5	S2	S4	S1	حالت کاری اینورتر
1	0	1	0	1	0	صفر غیر اتصال کوتاه (000)
0	1	0	1	0	1	صفر غیر اتصال کوتاه (111)

- پل اینورتر در این حالت اتصال کوتاه می‌شود (مطابق شکل 2-13) و در یکی از هفت حالت اتصال کوتاه عمل می‌کند. در این حالت هیچ ولتاژی در بار ظاهر نمی‌شود. این اتفاق زمانی رخ می‌دهد که منبع ولتاژ ورودی قادر به تامین ولتاژ خروجی نباشد (مانند پنل‌های PV که به علت تغییرات در عایق‌ها و یا نوسانات تابشی و دما توانایی تامین ولتاژ خروجی مورد نیاز را ندارند). جدول (2-5) نشان دهنده هفت حالت اتصال کوتاه می‌باشد.



شکل 2-13: حالت اتصال کوتاه در مبدل منبع امپدانسی

جدول 2-5: حالات کاری اینورتر منبع امپدانسی در حالت اتصال کوتاه

S1	S4	S2	S5	S3	S6
1	1	0/1	1/0	0/1	1/0
0/1	1/0	1	1	0/1	1/0
0/1	1/0	0/1	1/0	1	1
1	1	1	1	0/1	1/0
1	1	0/1	1/0	1	1
0/1	1/0	1	1	1	1
1	1	1	1	1	1

8-2 تجزیه و تحلیل مدار و ولتاژ خروجی قابل حصول

با فرض اینکه سلف‌های $L1$ و $L2$ و خازن‌های $C1$ و $C2$ ، اندوکتانس و ظرفیت خازنی مشابه داشته باشند، شبکه Z منبع متقارن می‌شود. از مدار معادل و تقارن آنگاه:-

$$V_{c1}=V_{c2}=V_c, V_{L1}=V_{L2}=V_L \quad (1-2)$$

با توجه به اینکه پل اینورتر برای فاصله T_0 در قسمت اتصال کوتاه یعنی بردار صفر سوم (through-shoot) است (شکل 2-11 الف) در طول یک چرخه سوئیچینگ، آنگاه:

$$V_L = V_c, V_d = 2V_c, V_i = 0 \quad (2-2)$$

در حالتی که پل اینورتر برای یکفاصله زمانی T_1 در یکی از هشت قسمت اتصال کوتاه نشده باشد، که مدار معادل آن در شکل (2-12) مشاهده میشود:

$$V_L = V_0 - V_c, V_d = V_0, V_i = V_c - V_L = 2V_c - V_0 \quad (3-2)$$

درجایی که که v_0 ولتاژ منبع dc و $T = T_1 + T_0$ است. مشخص است که ولتاژ متوسط سلف در حالت پایدار در یک پریود سوئیچینگ (T) صفر است. لذا از (2-2) و (3-2) نتیجه می شود.

$$V_L = \overline{V_L} = \frac{T_0 \cdot V_c + T_1 \cdot (V_0 - V_c)}{T} = 0 \quad (4-2)$$

$$\frac{V_c}{V_0} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} \quad (5-2)$$

$$T_0 \cdot V_c + T_1 \cdot (V_0 - V_c) = 0 \longrightarrow T_0 \cdot V_c = T_1 \cdot (V_c - V_0)$$

$$\frac{V_c}{V_0} = \frac{T_1}{T_1 - T_0}$$

به طور مشابه، متوسط ولتاژ لینک dc در سراسر پل اینورتر را میتوان به شرح زیر یافت:

$$V_i = \overline{V_i} = \frac{T_0 \cdot 0 + T_1 \cdot (2V_c - V_0)}{T} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_0 = V_c \quad (6-2)$$

$$V_c = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_0 \quad , \quad V_i = \frac{T_1}{T} (2V_c - V_0)$$

$$V_i = T_1 \frac{2V_c - V_0}{T} = \frac{T_1}{T} \left(\frac{2T_1}{T_1 - T_0} V_0 - V_0 \right) = \frac{T_1}{T} \left(\frac{2T_1 - T_1 + T_0}{T_1 - T_0} V_0 \right)$$

$$V_i = \frac{T_1}{T} \left(\frac{T_1 + T_0}{T_1 - T_0} \right) V_0 = \frac{T_1}{T} \left(\frac{T}{T_1 - T_0} \right) V_0 \rightarrow V_i = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_0 = V_c$$

پیک ولتاژ dc در سراسر پل اینورتر که در رابطه (2-3) بیان شد را میتوان بهصورت زیر بازنویسی کرد:

$$V_i = 2V_c - V_o = \frac{T}{T_1 - T_0} V_o \quad (7-2)$$

$$V_i = V_c - V_L = 2V_c - V_o = \frac{T}{(T_1 - T_0)} V_o = B \cdot V_o$$

$$B = \frac{T}{T_1 - T_0} = \frac{1}{1 - 2T_0/T} \geq 1 \quad (8-2)$$

این عامل افزایشی (boost) از بردار صفر سوم (اتصال کوتاه ساقهای اینورتر) نشأت گرفته میشود.

رابطه زیر را در pwm داشتیم

$$V_{AC} = M \frac{V_i}{2} \quad (9-2)$$

بنابراین رابطه کلی زیر بدست می آید

$$V_{AC} = M B \frac{V_{DC}}{2} \quad (10-2)$$

$$G = B \cdot M \quad (11-2)$$

ولتاژ خازن برابر است با

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{1-D}{1-2D} V_{DC} \quad (12-2)$$

عامل کاهش -افزایشی G به وسیله اندیس مدولاسیون و ضریب بوست مشخص می شود. باید توجه داشت که بردار صفر سوم (حالت اتصال کوتاه) بر کنترل PWM اینورتر تاثیر نمی گذارد، زیرا هم ارز آن ولتاژ صفری در ترمینال بار ساخته میشود. [46]

9-2 برخی کاربردهای z-s

بحثی که همیشه در الکترونیک صنعتی مطرح بوده و هست تبدیل یک ولتاژ dc به یک ولتاژ ac است.. اینورترها دارای رنج وسیعی از کاربردهای مختلف هستند که تعدادی از آنها را ذکر می کنیم :

- یک خط ولتاژ AC: خیلی از مواقع دسترسی به یک منبع dc مثل باتری وجود دارد. ولی یک خط ولتاژ AC مورد نیاز است مثل اتومبیل
- منابع تغذیه بدون وقفه (UPS) در انواع مختلف UPS ها جهت تبدیل توان باتری ها به یک توان AC به اینورترها نیاز داریم .
- کوره های القایی: اینورترها جهت تبدیل یک توان AC با فرکانس پائین به یک توان AC با فرکانس بالا مورد استفاده قرار می گیرند. این ولتاژ فرکانس بالا در کوره های القایی مورد استفاده دارد. به این ترتیب که ابتدا توان AC را به DC یکسو کرده و سپس توسط اینورتر به توان AC فرکانس بالا تبدیل می کنند.
- در سیستم انتقال توان HVDC: در این سیستم انتقال توان الکتریکی ، ابتدا توان AC به DC تبدیل می شود. این توان DC با ولتاژ بسیار بالا به وسیله خطوط انتقال به مقصد می رسد. در محل گیرنده، این توان DC دوباره به مقدار AC تبدیل می شود.
- درایورهای فرکانس متغیر: یک درایو فرکانس متغیر، سرعت عملکرد یک موتور AC را به کمک کنترل کردن ولتاژ و فرکانس به صورت همزمان تنظیم می کند.
- استفاده در پنل های خورشیدی: پنل های خورشیدی دارای خروجی DC هستند که با استفاده از اینورترها این توان تبدیل به AC می شو

9-2-1 ژنراتور های بادی

می توان از انرژی های نو که یکی از آنها انرژی باد است در تولید برق سود جست انرژی های نو دیگری از جمله تابش خورشید و آب و دیگر پتانسیل های آشکار و پنهان در روی زمین موجو است مهمترین مورد در تبدیل اینگونه انرژی ها به انرژی برق به کنترل در آوردن آنها می باشد [13] چون این انرژی ها تحت کنترل اکو سیستم

می باشند و با معیار ثابت و یکنواخت بودن توان در هر لحظه مغایرت دارند انرژی حاصل از باد با سرعت و جهت باد مدام در حال تغییر می باشد این تغییرات قابل پیش بینی نبوده و به هر شکل لحظه ای یا طولانی مدت ممکن است تغییر یابند اما استفاده از این انرژی میتواند به دو حالت اتصال به شبکه یا تغذیه محلی باشد

اتصال به شبکه

مواردی در هنگام اتصال ژنراتور بادی به شبکه مطرح می باشد که حائز اهمیت است

اتصالات داخلی سیستم تولید انرژی از باد و تاثیر آن بر کیفیت توان، کنترل ولتاژ و توان راکتیو در خواستی بصورت پایدار که تاکنون ابراز و اتصالات متفاوتی جهت اینکار انجام گرفته البته تمام تلاشها در جهت رسیدن به استاندارد های مورد نیاز می باشد و تکنیکهای خاص مکانیکی ارائه شده است مانند ساخت توربین های خاص (جهت میرا نمودن و تنش زدائی) و استراتژیهای متفاوت کنترلی و یا ترکیبی از آنها استفاده شده است.

موضوع توان راکتیو و کنترل ولتاژ، افت ولتاژ، کیفیت توان و کاهش توان تولیدی و کنترل آن در حیطه کنترل ژنراتور بادی مطرح می باشد.

بدلیل تغییرات زیاد و ناگهانی باد نمی توان از روشهای کنترل مکانیکی بسنده نمود بطور کلی در اتصال ژنراتور به شبکه فرکانس و ولتاژ و فاز مطرح می باشد ژنراتور بادی تنها متاثر از نوسانات شبکه می باشد و در شرایط ثابت بودن نوسانات شبکه و بار، توان ورودی مکانیکی آن نوسان و تغییرات بسیار دارد بنابراین در شرایط عادی و بدون کنترلر خاص و همچنین متغیر بودن فرکانس و ولتاژ تولیدی توسط ژنراتور بادی قابلیت کوپل به شبکه را ندارد. در چنین شرایطی اقدام به یکسو کردن ولتاژ تولیدی و سپس تولید ولتاژ ac با فرکانس و فاز متناسب شبکه و دلخواه جهت به کنترل در آوردن توان راکتیو و اکتیو ارسالی یا دریافتی ضروری به نظر می رسد.

و اما با توجه به اینکه ذخیره کننده ولتاژ dc (واسطه) مدت زیادی نمیتواند دوام داشته باشد و به شدت تحت تاثیر جریان می باشد و اینورتر pwm هم نیاز به ولتاژ dc متناسب با ولتاژ ac خروجی مطلوب دارد و یا باید گفت که حتی الامکان ولتاژ لینک dc باید ثابت باشد بدینوسیله نمیتوان با ابزار کنونی امیدواری زیادی به کوپل اینگونه انرژیها به شبکه داشته باشیم

اگر یک مدار Z-S را قبل از PWM تعبیه کنیم میتوانیم به 2 امان اصلی کنترل فرکانس و ولتاژ دست یابیم و در اینصورت AC خروجی با فرکانس شبکه و ولتاژ و فاز مطلوب با فیدبک از سرعت شفت و یا قدرت ورودی توان تولیدی را بدون ایجاد ناپایداری و ناهماهنگی به شبکه تزریق نمود.

اتصال محلی

به دلیل تامین بار بوسیله ژنراتور بادی و پیوسته نبودن این انرژی ناچار به استفاده از ابزار هایی جهت تامین بار مورد نیاز خواهیم بود مانند موازی شدن یک دیزل ژنراتور یا ژنراتور آبی و .. که در هنگام مقتضی وارد مدار گردد یا دائم در حال کار باشد. ایراد این سیستم اینست که در صورتیکه وزش باد بصورت مقطعی باشد باعث استارت های مکرر ژنراتور دیزل خواهد شد و همچنین با توجه به کاملا مکانیکی بودن کنترل سرعت پاسخ دهی سیستم پائین است و از استاندارد های کیفیت توان دور می باشد که میتوان با تعبیه Z-S کیفیت توان را بهبود بخشید

2-9-2 فیلتر اکتیو

استفاده از فیلترهای اکتیو موازی به عنوان یک روش موثر برای جبران سازی توان راکتیو و حذف یا محدود نمودن هارمونیکهای شبکه های توزیع میباشد جبران سازی توان راکتیو شبکه های توزیع منجر به جبران سازی ولتاژ، تصحیح ضریب توان و رفع هارمونیکهای جریان بارهای مصارفی و کاهش تلفات شبکه میگردد فیلترهای اکتیو میتوانند غیر از اغتشاشات هارمونیکی سایر اغتشاشات کیفیت برق مانند گذراها، ضربه های ولتاژ و چشمک زدن ولتاژ را نیز بهبود دهند هدف اصلی استفاده از فیلترهای اکتیو موازی حذف مؤلفه هایی از جریان نظیر هارمونیکها و توان راکتیو است که بازدهی شبکه توزیع را تحت تاثیر قرار میدهد همانطور که می دانیم این فیلتر از اجزای قدیمی فیلترها (خازن و سلف) استفاده می نماید و اساس کار آن اینگونه است که هارمونیک های مورد نیاز بار را ساخته و وارد خط میکند و از ورود هارمونیکها و درخواست آنها از منبع جلوگیری به عمل میآورد برای اینکار از یک منبع DC (جهت ایجاد منبع DC میتوان از یکسو کردن ولتاژ خط استفاده نمود) و یک اینورتر PWM استفاده می شود در این هنگام باید قابلیت فرکانس سوئیچینگ بالایی در اینورتر داشته باشیم چرا که نیاز به امواجی با فرکانس HF (مرتبه هارمونیک) تولید شود بنابراین فرکانس سوئیچینگ باید خیلی بالاتر از آن باشد بنابراین سوئیچها باید دارای مرغوبیت و سرعت بالا باشند.

ایرادی که در اینجا و در اینگونه فیلترها وارد است اینست که چون فرکانس سوئیچینگ سوئیچها بسیار بالا می باشد هزینه بالایی را می طلبد و نیز سرعت سوئیچها بالاست ولی همچنان ناحیه مرده در آنها وجود دارد که خود این فیلترها باعث ایجاد برخی هارمونیکها در شبکه میشوند.

می توان از Z-S در اینجا جهت برآوردن 3 هدف استفاده نمود

1. استفاده از Z-S باعث تغییر دلخواه سطح ولتاژ DC و کاهش فرکانس سوئیچینگ شده و می توان از سوئیچهای با سرعت کمتر و هزینه کمتر استفاده کرد
2. هارمونیکهای تولیدی بدلیل استفاده از زمان مرده (dead time) توسط Z-S کاهش می یابند
3. خرابی سوئیچها با توجه به نبود اتصال کوتاه مرتفع می گردد.

2-9-3 فتوولتائیک (Photovoltaic) [8-10]

تابش خورشید بزرگترین منبع تجدیدپذیر انرژی روی کره زمین می باشد که برای سود جستن از این انرژی دو راه وجود دارد که یکی استفاده مستقیم از نور خورشید و تبدیل آن به الکتریسیته از طریق سلولهای فتوولتائیک است و دیگری استفاده مستقیم از انرژی خورشیدی و تبدیل آن به انواع انرژیهای دیگر می باشد. یکی از اصلیترین راههای استفاده از انرژی خورشید، استفاده از سیستمهای فتوولتائیک یا به طور مختصر PV است به پدیده ای که در اثر تابش نور بدون استفاده از مکانیزمهای محرک، الکتریسیته تولید کند پدیده فتوولتائیک و به هر سیستمی که از این پدیدهها استفاده کند، سیستم فتوولتائیک گویند. استفاده از سیستمهای فتوولتائیک به ما این قابلیت را می دهد که محیط زیست پاکیزه ای داشته باشیم، چرا که سیستم تولید الکتریسیته فتوولتائیک اثرات جانبی بسیار ناچیزی بر طبیعت دارد و برخلاف سوختهای فسیلی که تجدیدناپذیر هستند و روزی به پایان می رسند، انرژی خورشیدی منبعی تجدیدپذیر به شمار می آید که تا روزی که حیات در کره خاکی وجود دارد قابل استفاده و بهره برداری است. بخش اصلی یک سیستم فتوولتائیک، پنل فتوولتائیک می باشد. پنلهای فتوولتائیک که در معرض خورشید قرار می گیرند، متشکل از سلولهای فتوولتائیک هستند. این سلولها از مواد نیمه هادی سیلیکونی ساخته شده اند. متأسفانه ولتاژ خروجی سلولهای فتوولتائیک نسبتاً پایین می باشد. به منظور ایجاد ولتاژ بالا، سلولهای PV را در یک روش قراردادی به صورت سری به هم وصل می کنند. به هر حال، به علت ناهماهنگی واحدها و اختلاف جزئی بین آنها توان خروجی تولید شده ردیف

های pv به شدت کاهش می یابد. در سیستم شبکه خانگی، به منظور تأمین ولتاژ 220 ولت معمولاً آرایه های pv را در پشت بام نصب می کنند. بنابراین نیروی تولید شده از آرایه های pv با ساختار سری، هنگامی که توسط سایه ابرها، درختان و حتی خطوط کابل برق پوشانده می شوند، کاهش می یابد. در این وضعیت ساختار موازی آرایه های pv دلیل عملکرد آن ها، راندمان بالاتری نسبت به ساختار سری دارد. از طرف دیگر ولتاژ تولید شده با ساختار موازی پایین است، که باعث می شود ایمنی تجهیزات الکتریکی، به آسانی، در کاربردهای خانگی فراهم شود. از سری و موازی کردن سلول های خورشیدی می توان به ساختاری موسوم به ساختار چند رشته ای رسید که جریان و ولتاژ قابل قبولی را به دست می دهد. از مصارف و کاربردهای فتوولتائیک میتوان به روشنایی خورشیدی، نیروگاه های فتوولتائیک، مصارف فضانوردی، سیستم تغذیه کننده یک واحد مسکونی، ماشین حساب و ... اشاره کرد.

مشکلات اساسی در کاربرد شبکه pv متصل به شبکه، می تواند در دو موضوع زیر خلاصه شود:

- بحث هزینه: برای مینیمم کردن ریپل جریان و همچنین کاهش تعداد خازن های الکترولیتی باید از دوره وظیفه خیلی زیادی که در مبدل های بوست مرسوم وجود دارد اجتناب شود، زیرا این کار می تواند هزینه مدار را افزایش دهد.
- بحث بازده: برای کاهش تلفات انتقال و هزینه دستگاه توان، باید استرس ولتاژ بالای سوئیچ ها که در مبدل های بوست مرسوم وجود دارد کاهش یابد. علاوه بر این، عملکرد سوئیچینگ نرم برای کاهش تلفات سوئیچینگ و بهبود بازده سیستم باید بدست آید.

بیشترین هزینه فتوولتائیک در هزینه نصب آن می باشد که مجموعه ای از هزینه های مدولهای خورشیدی و مبدل های داخلی سیستم آن که سیستم قدرت (PCS) نامیده می شود می باشد. با پیشرفت سلولهای خورشیدی، هزینه مدولهای خورشیدی بطور وحشتناکی افت نموده است. بهر حال در حال حاضر هزینه pcsها به همان مقدار باقیمانده است. در مقایسه با مبدلهائی که در سیستم های محرک استفاده میشوند هزینه مبدلهای مورد استفاده در pvها تا 50٪ افزایش یافته است. با کاهش هزینه های pv این سیستم بسرعت به شبکه متصل خواهد شد.

PCS نیاز به تبدیل ولتاژ dc به خروجی ac مطابق با فرکانس شبکه دارد تا آرایه های pv بتواند به شبکه متصل گردد. با عملی نمودن استفاده از Z-S اینورتر، تعداد ترکیبات سوئیچینگ و همچنین حجم سیستم حداقل میگردد از یاد نبریم که Z-S شرایطی را مهیا می سازد که بتوان از pv با رنج ولتاژ متغیر بالا استفاده نمود که البته با کاهش هزینه ها در PCS نیز روبرو خواهیم بود.

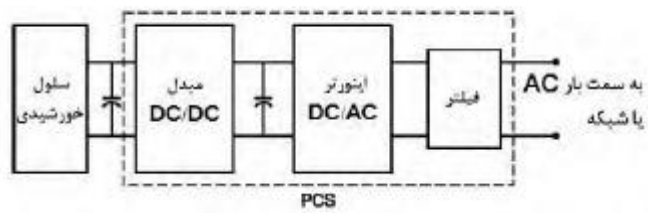
پایه و اساس استفاده شخصی از PCS (بدون اتصال به شبکه) جهت اتصال آرایه های pv به شبکه، مبدل PCS باید مورد ذیل را پوشش دهند.

1. مبدل یا اینورتر ولتاژ dc به ac

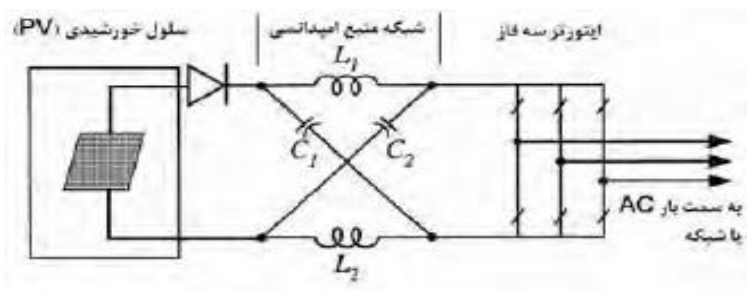
2. تقویت ولتاژ اگر ولتاژ تولیدی pv کمتر از ولتاژ شبکه باشد

3. قابلیت مدوله نمودن ماکزیمم توان تولیدی

شکل (2-14) یکی از ساختارهای رایج به کار رفته در سیستمهای مبدل PCS را نشان میدهد. همانطور که مشاهده می گردد، در این سیستم از یک مبدل dc-dc فرکانس بالا به منظور افزایش ولتاژ فتوولتائیک تا مقدار مورد نظر استفاده شده است. لازم به ذکر است که کلیدهای به کار رفته در مبدل dc-dc منجر به افزایش قیمت و کاهش بازده سیستم میگردد. دو نوع رایج از اینورترها که به طور گسترده در مدارات الکترونیک قدرت مورد استفاده قرار میگیرند، اینورتر منبع ولتاژ و اینورتر منبع جریان میباشد. این اینورترها یا افزایشده هستند یا کاهشده و نمیتوانند همزمان به صورت افزایشده کاهشده عمل کنند؛ در نتیجه مقدار ولتاژ خروجی آنها محدود میباشد. اینورتر منبع امپدانس معرفی شده در [1] محدودیتهای مربوط به اینورترهای منبع ولتاژ و منبع جریان را برطرف کرده و مفهوم جدیدی از انتقال توان را ارائه میدهد. شکل (2-15) ساختار کلی سیستم فتوولتائیک مورد نظر را که شامل اینورتر منبع امپدانس میباشد، نشان می دهد. این اینورتر از یک شبکه امپدانس ویژه جهت اتصال بار به آرایه فتوولتائیک بهره میگیرد



شکل 2-14 ساختار کلی سیستمهای PCS معمولی [47]



شکل 2-15 ساختار کلی سیستم فتوولتائیک شامل اینورتر منبع امپدانسی [47]

فصل سوم

روش های کنترل افزایش ولتاژ

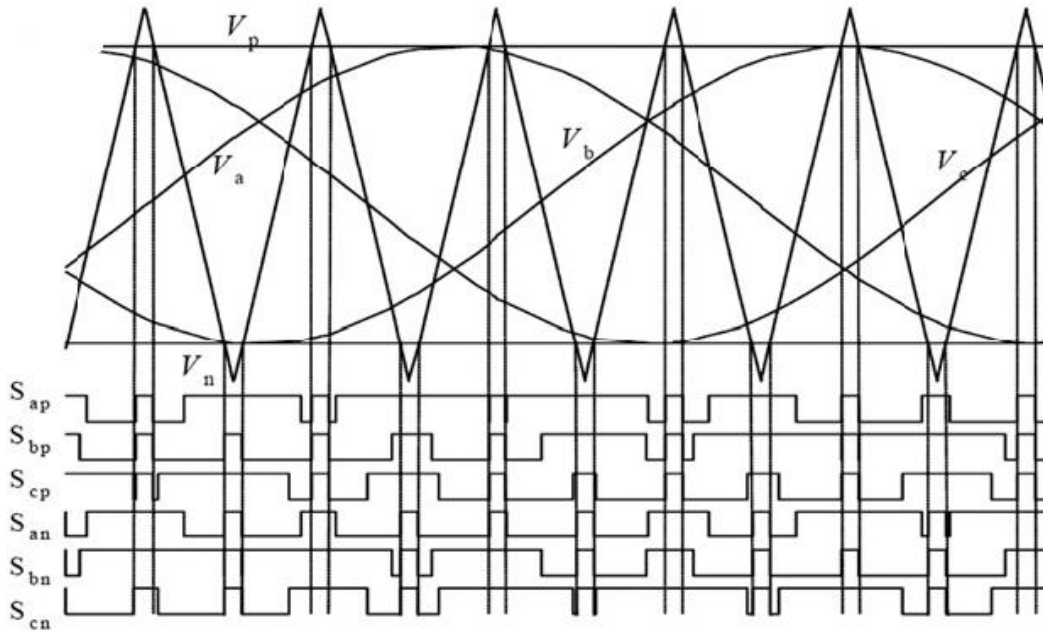
1-3 مقدمه

همان طور که در بخش‌های قبل اشاره شد اینورترهای منبع امپدانس دارای حالت خاص صفر اتصال کوتاه هستند که در اینورترهای سنتی مجاز نمی‌باشد. بنابراین نیاز به روش‌های کنترلی متفاوت با PWM متداول مبدل‌های قدیمی می‌باشد. برای کنترل اینورتر امپدانس منبع میتوان از روشهای مختلفی استفاده نمود. این روشها را میتوان با توجه به تفاوت روشهای ایجاد shoot-through (ST-) یا حالت اتصال کوتاه) به دو دسته تقسیم بندی نمود. دسته اول که ST را به وسیله شیفت صحیح سطح سیگنال مدولاسیون اینورتر منبع ولتاژ تولید میکند، میباشد. پس حالت اتصال کوتاه (ST) در هر حالت انتقال قرار میگیرد و در هر دوره سویچینگ شش حالت اتصال کوتاه (ST) قرار میگیرد. دسته دوم جایگزین کردن مستقیم حالت‌های خنثی (111 و 111) باحالت‌های اتصال کوتاه (ST) میباشد. در دسته دوم در هر دوره سویچینگ دو حالت اتصال کوتاه قرار میگیرد در این بخش به معرفی مختصر چهار روش کنترلی اینورترهای منبع امپدانس می‌پردازیم.

2-3 روش کنترلی بوست ساده¹ با حامل مثلثی

درواقع، این استراتژی کنترل، حالت ST را در همه حالت‌های صفر PWM سنتی در یک دوره کلیدزنی قرار میدهد. شش حالت فعال همانگونه که در حالت‌های سنتی بود بدون تغییر باقی میماند. در این روش کنترلی از دو خط ثابت به عنوان خطوط مبنا اتصال کوتاه بالایی و پایینی (به ترتیب V_p و V_n) استفاده می‌شود. هر گاه موج حامل مثلثی بیشتر از V_p باشد همه سوئیچ‌های بالایی اینورتر روشن می‌شوند، در حالی که سوئیچ‌های پایینی از قبل روشن بوده باشند، حالت اتصال کوتاه اتفاق می‌افتد. به همین صورت هر گاه موج حامل مثلثی کمتر از V_n باشد سوئیچ‌های پایینی اینورتر روشن می‌شود و با روشن بودن سوئیچ‌های بالایی حالت اتصال کوتاه اتفاق می‌افتد [22]. در نتیجه پالس‌های تولید شده از این طریق با پالس‌های PWM متداول جمع شده و پالس‌های نهایی اینورتر منبع امپدانس را ایجاد می‌کنند. در شکل (1-3) نحوه تولید پالس‌های اتصال کوتاه با استفاده از شکل موج‌های کنترلی در روش بوست ساده با حامل مثلثی را می‌بینیم.

¹ Simple Boost Control



شکل 3-1 : نحوه تولید پالس‌های اتصال کوتاه به کمک روش کنترلی بوست ساده با حامل مثلثی [22]

اگر T_o بازه‌های زمانی اتصال کوتاه در یک دوره سوئیچ زنی (T) باشد نسبت سیکلیک از رابطه $D = \frac{T_o}{T}$ به دست می‌آید. نکته بسیار مهم در این روش این است که مقدار D می‌بایست در بازه $[0, 1-M]$ قرار بگیرد، در غیر این صورت مبدل قادر به افزایش ولتاژ نخواهد بود. D و M (اندیس مدولاسیون) در این روش نسبت عکس دارند و با افزایش یکی دیگری کاهش می‌یابد. در ادامه رابطه بهره ولتاژ برای مبدل منبع امپدانس سنتی (شکل 3-2) با روش کنترلی بوست ساده را به دست می‌آوریم.

رابطه کلی بهره ولتاژ به صورت زیر می‌باشد:

$$G = \frac{V_{AC} (Peak)}{V_{DC} (Link)} \quad (1-3)$$

که صورت این رابطه معادل پیک ولتاژ خروجی AC و مخرج کسر معادل ولتاژ خط DC می‌باشد:

$$V_{DC} (Link) = \frac{V_{DC}}{2} \quad (2-3)$$

در ادامه خواهیم دید که ضریب بوست مبدل منبع امپدانس سنتی (شکل 3-2) برابر است با:

$$B = \frac{1}{(1-2\frac{T_o}{T})} = \frac{1}{(1-2D)} \quad (3-3)$$

که B ، نسبت ولتاژ ورودی DC دوسریل اینورتر و ولتاژ ورودی منبع DC ($B = \frac{V_i}{V_{DC}}$) می‌باشد.

رابطه ولتاژ خروجی AC و ولتاژ ورودی منبع DC برابر است با:

$$V_{AC} = M B \frac{V_{DC}}{2} \quad (4-3)$$

در روش بوست ساده رابطه M و D به صورت زیر می‌باشد:

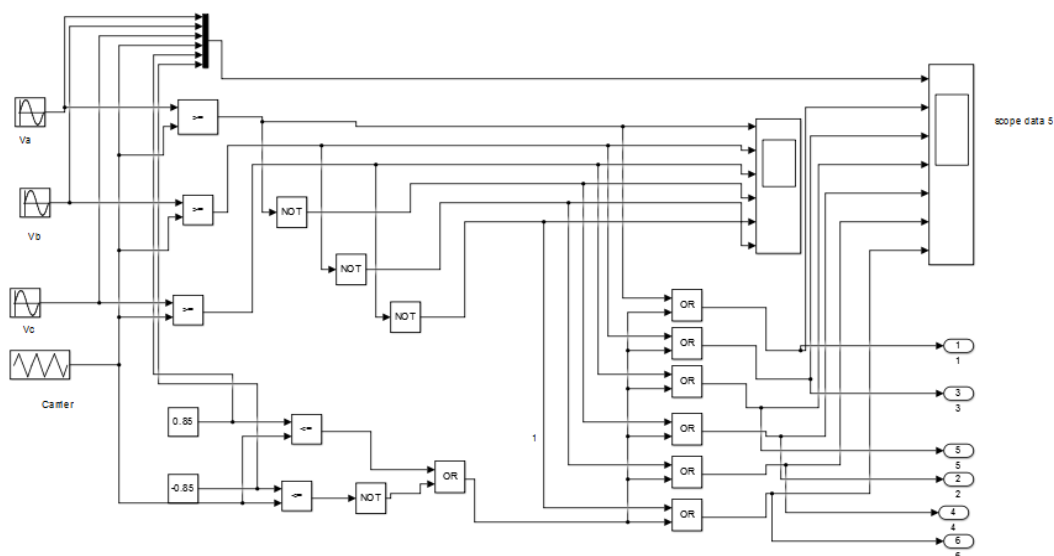
$$D = 1 - M \quad (5-3)$$

با جایگذاری رابطه (5-2) در روابط بالا خواهیم داشت:

$$B = \frac{1}{2M-1} \quad (6-3)$$

$$G = \frac{M}{2M-1} \quad (7-3)$$

با توجه به روابط بالا تنها راه افزایش ضریب بوست، افزایش D و یا کاهش M می‌باشد که موجب افزایش استرس ولتاژ روی سوئیچ‌ها و اجزاء مدار می‌گردد که در نتیجه تلفات سوئیچ زنی افزایش می‌یابد. به عبارتی دیگر استرس بالا روی سوئیچ‌ها بزرگترین عیب این روش می‌باشد [22]. شکل (2-3) روش کنترلی بوست ساده را نشان می‌دهد.



شکل 2-3: روش کنترلی بوست ساده با حامل مثلثی

با دقت در شکل (2-3) می‌توان دریافت که مقادیر ثابت $(0/8 و 0/8)$ وجه تمایز این روش با PWM متداول می‌باشند. مقادیر ثابت در حقیقت نشان دهنده مقادیر $1-D$ و $-(1-D)$ می‌باشند. ضمن این که دامنه امواج سینوسی که معرف اندیس مدولاسیون (M) می‌باشد نباید از مقادیر ثابت بیشتر باشد در غیر این صورت افزایش ولتاژ نخواهیم داشت.

3-3 روش کنترلی بوست ساده با حامل سینوسی

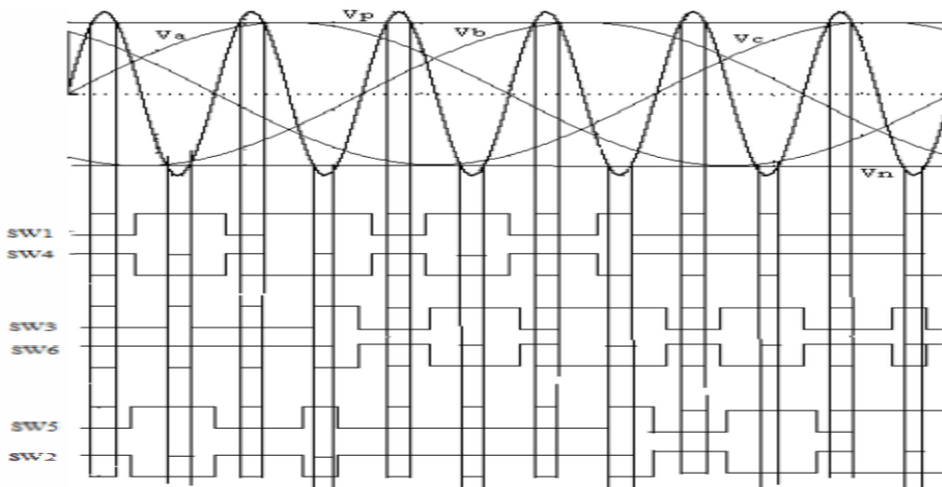
در این روش که مشابه روش کنترلی بوست ساده می‌باشد، حامل سینوسی جایگزین حامل مثلثی می‌شود که به مانند روش قبلی از دو خط ثابت ولتاژ به عنوان ولتاژ مبنا استفاده می‌کند. هر گاه موج حامل بزرگتر مساوی خط ثابت بالا و یا کوچکتر مساوی خط ثابت پایین باشد پالس‌های صفر اتصال کوتاه ایجاد می‌شوند [23]. این پالس‌ها با پالس‌های تولید شده توسط PWM متداول جمع شده و به شش سوئیچ اینورتر اعمال می‌گردند (شکل 3-3).

در این روش رابطه بین M و D به صورت زیر می‌باشد:

$$D = 1 - \frac{2}{\pi} \text{Sin}^{-1} M \quad (8-3)$$

با توجه به رابطه (1-3) تا (4-3) و جایگذاری (8-3) خواهیم داشت:

$$B = \frac{\pi}{(4 \text{Sin}^{-1} M - \pi)} \quad (9-3)$$

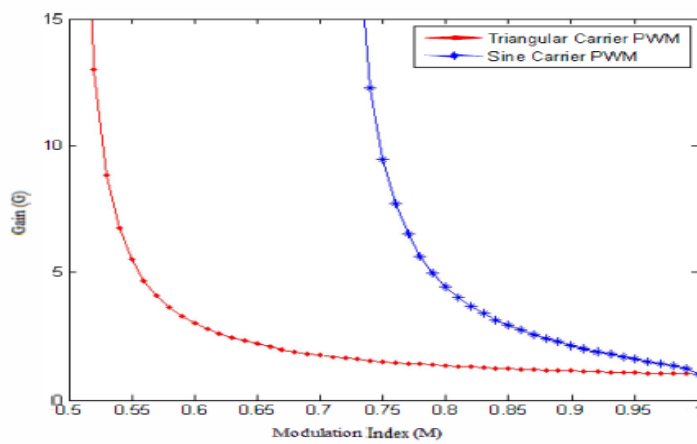


شکل 3-3: نحوه تولید پالس‌های اتصال کوتاه به کمک روش کنترلی بوست ساده با حامل سینوسی [23]

$$G = \frac{\pi M}{(4 \sin^{-1} M - \pi)} \quad (10-3)$$

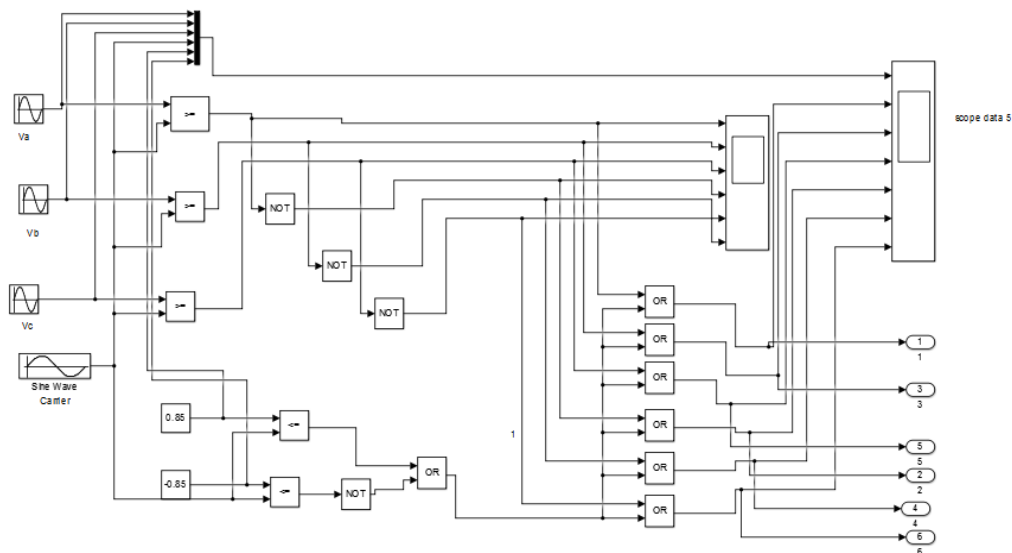
از روابط بالا مشخص است که استفاده از حامل سینوسی در روش کنترلی بوست ساده به جای حامل مثلثی با اندیس مدولاسیون یکسان باعث افزایش نسبت سیکلیک اتصال کوتاه می‌شود که این امر سبب کاهش استرس ولتاژ روی سوئیچ‌ها و در نتیجه افزایش بهره می‌گردد. (شکل 3-4)

از مزایای دیگر این روش کاهش ریب‌های فرکانس پایین خروجی و کاهش THD در ولتاژ خروجی می‌باشد.



شکل 3-4: نمودار بهره ولتاژ بر حسب اندیس مدولاسیون در روش کنترلی بوست ساده با حامل مثلثی و حامل سینوسی

[23]



شکل 3-5: روش کنترلی بوست ساده با حامل سینوسی

با دقت به شکل (3-5) کاملاً واضح است که تنها اختلاف این روش با روش قبلی در موج‌های حامل می‌باشد.

4-3 روش کنترلی بوست ماکزیمم¹

در روش کنترلی بوست ماکزیمم علاوه بر اینکه بازه‌های فعال بی تغییر می‌مانند (مانند دو روش قبلی) بازه‌های صفر غیر اتصال کوتاه هم به بازه‌های اتصال کوتاه تبدیل می‌شوند (شکل 3-6) که این امر سبب کاهش استرس روی سوئیچ‌ها و افزایش بهره و لتاژ می‌شود. عیب بزرگ این روش تغییرات زیاد نسبت سیکلیک اتصال کوتاه در یک دوره سوئیچ زنی است که باعث افزایش ریپل جریان سلف می‌شود، در نتیجه نیاز به سلف با اندوکتانس بالا می‌باشد [22] و [24].

رابطه D و M در این روش به صورت رابطه سینوسی زیر است ضمن اینکه در هر $\frac{\pi}{3}$ اتصال کوتاه رخ می‌دهد:

$$D(\theta) = \frac{2 - (M \sin(\theta) - M \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}))}{2} \quad (11-3)$$

در نتیجه متوسط نسبت سیکلیک در بازه $\frac{\pi}{6} < \theta < \frac{\pi}{2}$ به صورت رابطه (2-12) است:

$$D = 1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} M \quad (12-3)$$

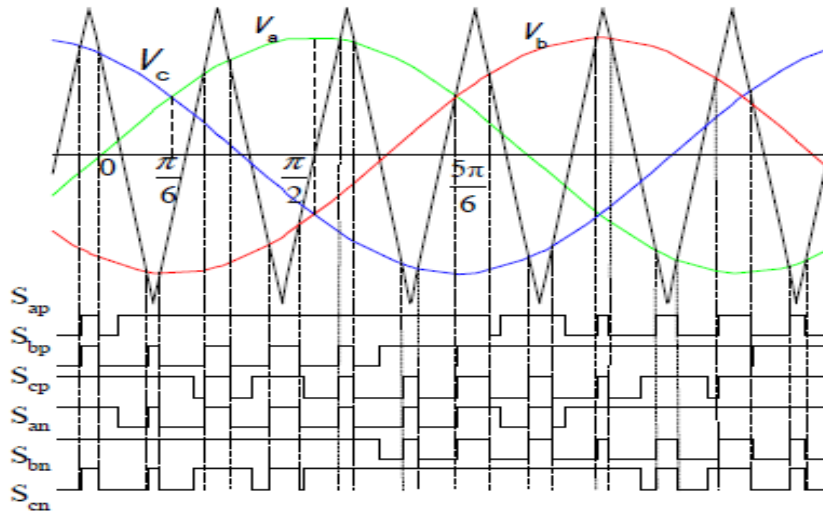
در نتیجه خواهیم داشت:

$$B = \frac{\pi}{3\sqrt{3}M - \pi} \quad (13-3)$$

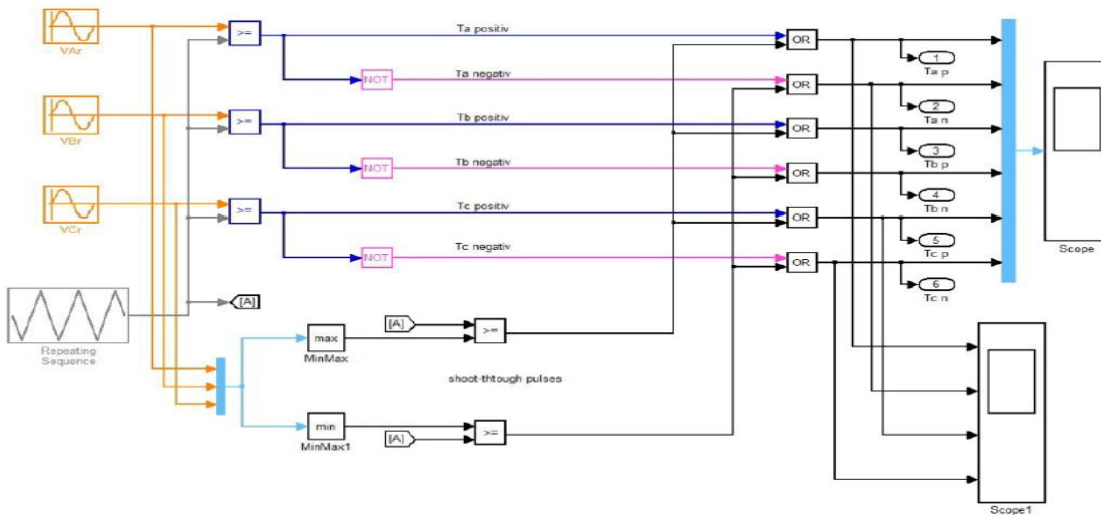
$$G = \frac{\pi M}{3\sqrt{3}M - \pi} \quad (14-3)$$

شکل (3-7) روش کنترلی بوست ماکزیمم را نشان می‌دهد. واضح است که در این روش مقادیر ثابت دیده نمی‌شوند، به عبارتی دیگر هرگاه موج حامل مثلثی بزرگتر یا کوچکتر از موج‌های مبنا کنترلی باشد پالس‌های اتصال کوتاه شکل می‌گیرند.

¹ Maximum Boost Control



شکل 3-6: نحوه تولید پالس‌های اتصال کوتاه به کمک روش کنترلی بوست ماکزیمم [24]

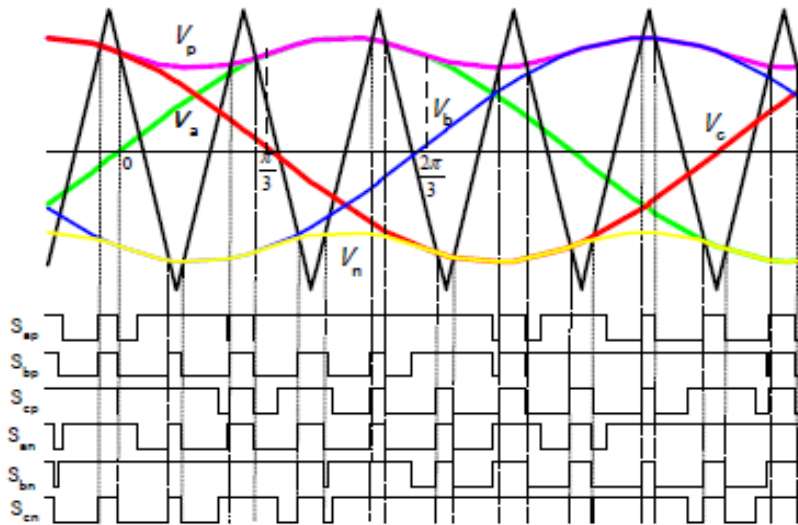


شکل 3-7: روش کنترلی بوست ماکزیمم

5-3 روش کنترلی بوست ماکزیمم ثابت¹

این روش هم مانند روش کنترلی بوست ماکزیمم بیشترین افزایش بهره را حاصل می‌کند. با این تفاوت که مقدار نسبت سیکلیک اتصال کوتاه را در یک دوره سوئیچ زنی ثابت حفظ می‌کند. بنابراین دیگر شاهد ریپل جریان سلف‌های خط نخواهیم بود و هزینه کاهش پیدا خواهد کرد. این روش قادر

¹ Maximum Constant Boost Control



شکل 8-3: نحوه تولید پالس‌های اتصال کوتاه به کمک روش کنترلی بوست ماکزیمم ثابت [22]

خواهد بود ولتاژ خروجی را از صفر تا هر مقدار دلخواه به طور پیوسته افزایش دهد. شکل (8-3) نحوه تولید پالس‌های اتصال کوتاه در این روش را نشان می‌دهد.

از شکل (8-3) می‌توان فهمید که توابع سینوسی بالایی و پایینی باعث می‌شوند نسبت سیکلیک اتصال کوتاه در یک دوره سوئیچ زنی مقدار ثابتی باقی بماند (بر خلاف روش کنترلی بوست ماکزیمم).

با توجه به شکل (8-3) در بازه $0 < \theta < \frac{\pi}{3}$ برای موج‌های سینوسی بالایی و پایینی داریم:

$$V_{p1} = \sqrt{3}M + \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)M \quad (15-3)$$

$$V_{n1} = \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)M \quad (16-3)$$

و برای بازه $\frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3}$ داریم:

$$V_{p2} = \sin(\theta)M \quad (17-3)$$

$$V_{n2} = \sin(\theta)M - \sqrt{3}M \quad (18-3)$$

معادلات بالا نشان می‌دهند که فاصله توابع سینوسی بالایی و پایینی در هر دو بازه مقدار ثابت $\sqrt{3}M$ می‌باشد، در نتیجه نسبت سیکلیک برابر خواهد بود با:

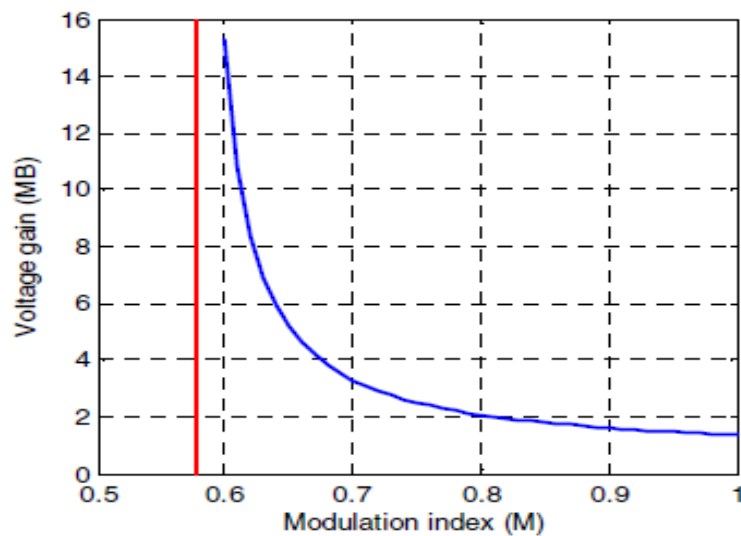
$$D = \frac{2 - \sqrt{3}M}{2} = 1 - \frac{\sqrt{3}M}{2} \quad (19-3)$$

بنابراین ضریب بوست و بهره ولتاژ برابر است با:

$$B = \frac{1}{\sqrt{3}M - 1} \quad (20-3)$$

$$G = \frac{M}{\sqrt{3}M - 1} \quad (21-3)$$

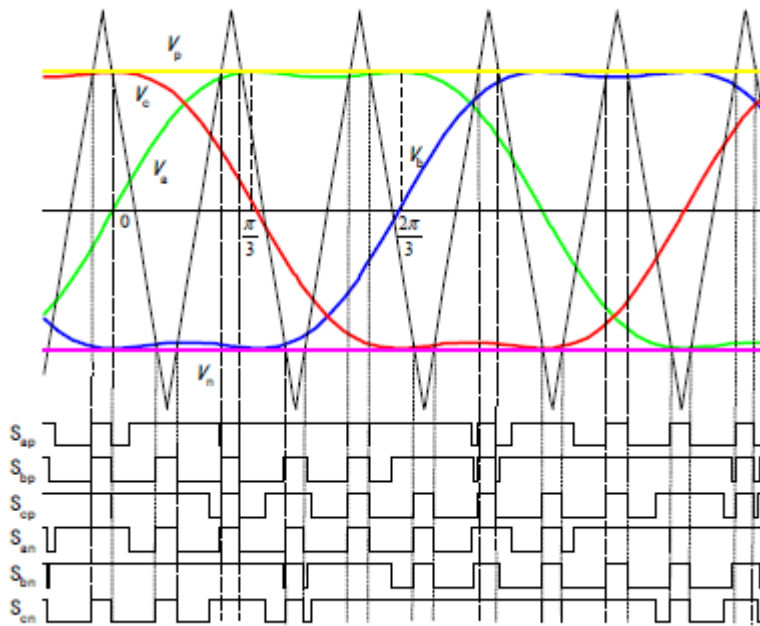
منحنی بهره ولتاژ نسبت اندیس مدولاسیون (M) در شکل (9-3) نشان داده شده است. هنگامیکه M تا سطح کاهش یافت ولتاژ به طور نامحدودی افزایش می‌یابد.



شکل 9-3 منحنی تغییرات بهره ولتاژ به اندیس مدولاسیون

6-3 روش کنترلی بوست ماکزیمم ثابت با تزریق هارمونیک سوم

روش دیگر جهت رسیدن به کنترل تقویت حداکثر بهره گیری از روش افزودن هارمونیک سوم به موج حامل می‌باشد.



شکل 10-3 : نحوه تولید پالس‌های اتصال کوتاه به کمک روش کنترلی بوست ماکزیمم ثابت با تزریق هارمونیک سوم

[24]

در این صورت که $1/6$ اندازه هارمونیک سوم ($1/16$) را وارد سیستم کرده و باعث میشود پوش بالائی و پائینی بصورت دو خط صاف در ایند مطابق شکل (10-3) این روش مزیت برابر شدن نسبت زمان سیکلیک را در بر خواهد داشت. نسبت زمان سیکلیک به وسیله فرمول (22-3) محاسبه می شود.

$$D = \frac{2 - \sqrt{3}M}{2} = 1 - \frac{\sqrt{3}M}{2} \quad (22-3)$$

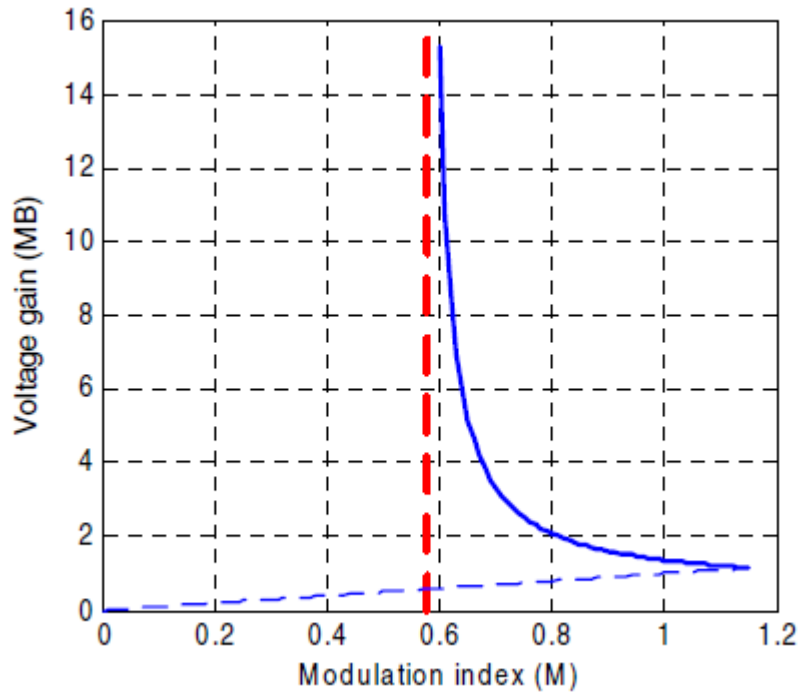
همانطور که مشاهده میشود فرمول مشابه فرمول قبلی بدست آمده است، بنابراین بهره ولتاژ همانند قبل از همان

فرمول بدست می آید. تنها تفاوت در این روند رنج تغییرات M است که تا $\frac{2\sqrt{3}M}{3}$ افزایش می یابد.

نسبت بهره ولتاژ به اندیس مدولاسیون در شکل (11-3) نشان داده شده است. بهره ولتاژ از بی نهایت تا صفر

بطور نامحدود می تواند با افزایش M از $\frac{\sqrt{3}}{3}$ به $\frac{2}{\sqrt{3}}$ همراه با حالت اتصال کوتاه (خط کامل) و سپس کاهش M

بدون حالت اتصال کوتاه (نقطه چین) تغییر یابد



شکل 3-11: منحنی تغییرات بهره ولتاژ به اندیس مدولاسیون

مقایسه ولتاژ گذرنده از سوئیچ و سایر قطعات موجد در روش های کنترلی متفاوت

بهره ولتاژ برابر است با:

$$G = MB = \frac{M}{\sqrt{3M-1}} \quad (23-3)$$

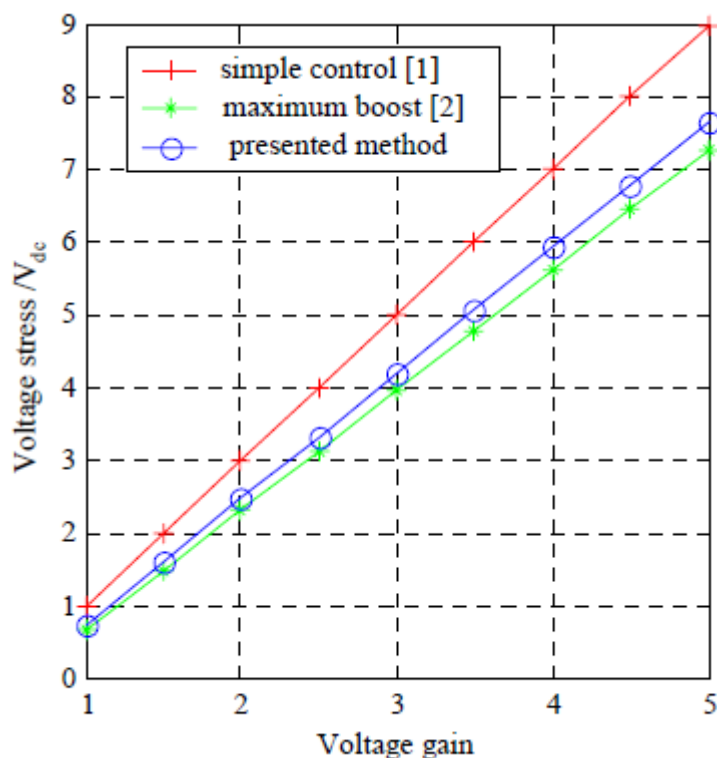
بنابراین

$$M = \frac{G}{\sqrt{3G-1}} \quad (24-3)$$

ولتاژ دو سر سوئیچ برابر است با:

$$V_s = BV_{dc} = (\sqrt{3G} - 1) \quad (25-3)$$

در شکل (3-12) ولتاژ دو سر سوئیچ ها با کنترل های متفاوت مقایسه شده اند.



شکل 3-12: بیشینه افزایش ولتاژ در روشهای کنترلی متفاوت

همانطور که در شکل (3-12) مشاهده می شود استرس ولتاژ روی سوئیچ در روش بدون کنترل کمی بیشتر از روش ماکزیم کنترل بوست می باشد و کمی کمتر از روش بوست ساده می باشد بهر حال در روش بدون کنترل ریپل ارتباط با فرکانس خط دارد و ترکیبات پسیو در اینورتر منبع امپدانسی کمی کمتر است و کاربرد بسیاری یافته است [23]

در این فصل با چند روش کنترلی آشنا شدیم و بنا بر نیاز می توانیم از این روش های کنترلی استفاده کنیم. اگرچه روش های کنترلی دیگری نیز در سال های اخیر ارائه شده است [25-28] ، با این حال روش های ذکر شده پر کاربردترین روش های کنترلی مبدل های منبع امپدانسی می باشند.

فصل چهارم

انواع مبدل های منبع امپدانسی

1-4 مقدمه

توپولوژی اینورتر منبع امپدانس معرفی شده توسط Peng Fang Zheng دارای اشکال هایی از جمله ولتاژ dc بالای خازن ها و در نتیجه افزایش حجم خازن های شبکه منبع امپدانس را دارا است. توپولوژیهای جدید برای اینورتر منبع امپدانس که در این فصل معرفی می شود که دارای مزایایی چون ولتاژ dc پایین تر در خازن مبدل و کاهش حجم خازن و ساده شدن ساختار سیستم و بازده بالاتر می باشند

2-4 مبدل منبع امپدانس سنتی¹

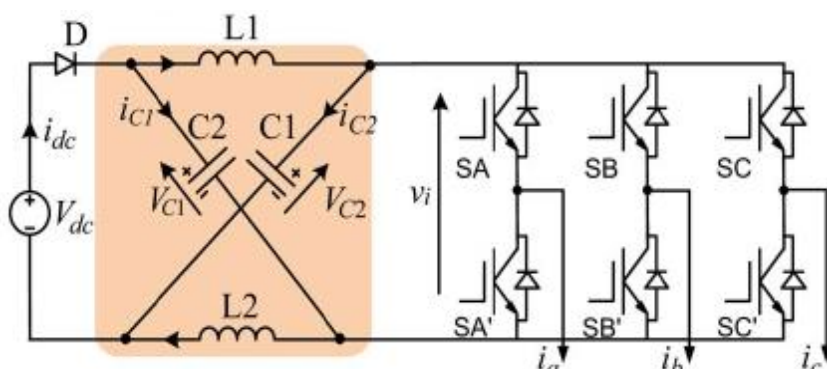
این مبدل به دلیل این که اولین مبدل منبع امپدانس بوده و ساختار آن پایه و اساس سایر مبدل های منبع امپدانس می باشد، از اهمیت ویژه ای برخوردار است. مشاهده کردیم که ساختار امپدانس این مبدل چگونه امکان اتصال کوتاه شدن سوئیچ های یک بازو و در نتیجه افزایش ولتاژ خروجی را فراهم می کند.

رابطه ولتاژ خازن ها، ضریب بوست و ولتاژ AC خروجی در این مبدل به صورت زیر می باشد:

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{1-D}{1-2D} V_{DC} \quad (1-4)$$

$$B = \frac{V_i}{V_{DC}} = \frac{1}{1-2D} \quad (2-4)$$

$$V_{AC} = \frac{1}{1-2D} \left(\frac{MV_{DC}}{2} \right) \quad (3-4)$$



شکل 1-4: مبدل منبع امپدانس سنتی [1]

¹ Traditional Z-Source Inverters

جدول 4-1: پارامترهای مبدل منبع امپدانس سنتی

پارامترهای مبدل	مقادیر پارامترها
ولتاژ منبع ورودی (V_{DC})	100 ولت
ظرفیت خازن‌ها	470 میکرو فاراد
اندوکتانس سلف‌ها	1 میلی‌هائری
نسبت سیکلیک اتصال کوتاه	0/15
اندیس مدولاسیون (M)	0/85
فرکانس مینا	60 هرتز
فرکانس کلیدزنی	10 کیلو هرتز

پارامترهای مدار بر اساس جدول (4-1) می‌باشد. با جایگذاری مقادیر جدول در روابط بالا، به ترتیب ولتاژ خازن‌ها، ولتاژ ورودی دو سر پل اینورتر و ولتاژ خروجی AC، تقریباً برابر 121، 142 و 61 ولت خواهند بود. عیب بزرگ این مبدل جریان ورودی ناپیوسته و ضریب بوست نه چندان بالای آن می‌باشد. به منظور رفع ناپیوسته بودن جریان ورودی ساختارهای جدیدی بر اساس مبدل منبع امپدانس سنتی ارائه گردید [29-32] که در ادامه با یکی از آنها آشنا می‌شویم.

4-3 مبدل شبه منبع امپدانس¹

در قسمت قبل ذکر کردیم که جریان ورودی در مبدل منبع امپدانس سنتی ناپیوسته می‌باشد. علاوه بر آن استرس ولتاژ خازن‌ها در این مبدل بالا می‌باشد. در نتیجه مبدل منبع امپدانس بهبود یافته² [33] و مبدل شبه منبع امپدانس [31] ارائه گردید. اگرچه ضریب بوست در هر سه مبدل یکسان می‌باشد. (شکل 4-2) ساختار مبدل شبه منبع امپدانس را نشان می‌دهد. با دقت به شکل، کاملاً واضح است که از لحاظ تعداد اجزا کاملاً با مبدل منبع امپدانس سنتی یکسان است اما معادلات پیش رو و نتایج شبیه سازی نشان از ولتاژ پایین تر یکی از خازن‌ها دارد.

¹ Quasi Z-Source Inverter

² Improved Z-Source Inverter

روابط حاکم بر این مبدل به قرار زیر می‌باشد:

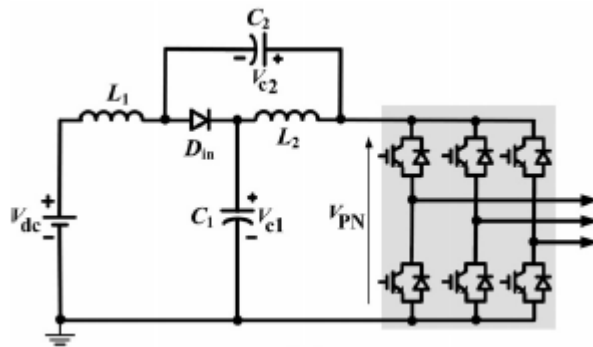
$$V_{C1} = \frac{1-D}{1-2D} V_{DC} \quad (4-4)$$

$$V_{C2} = \frac{D}{1-2D} V_{DC} \quad (5-4)$$

$$B = \frac{V_i}{V_{DC}} = \frac{1}{1-2D} \quad (6-4)$$

$$V_{AC} = \frac{1}{1-2D} \left(\frac{MV_{DC}}{2} \right) \quad (7-4)$$

از روابط مربوط به این مبدل مشخص است که تمامی روابط به جز ولتاژ خازن C_2 ، با روابط مبدل منبع امپدانس سنتی یکسان می‌باشد. با قرار دادن مقادیر جدول (4-1) در روابط فوق، ولتاژ خازن‌های C_1 و C_2 به ترتیب 121 و 21 و ولتاژ ورودی دو سر پل اینورتر و ولتاژ AC خروجی به ترتیب 142 و 61 ولت می‌باشد



شکل 4-2: مبدل شبه منبع امپدانس [31]

4-4 مبدل منبع امپدانس ترانس¹

در دو قسمت فوق با دو مبدل منبع امپدانس آشنا شدیم. علاوه بر این دو مبدل، ساختارهای جدیدی برای افزایش ضریب بوست ارائه شدند، اما مشکل بزرگ همه آن‌ها این است که به منظور افزایش ضریب بوست آن‌ها نیاز به افزایش نسبت سیکلیک اتصال کوتاه (D) و یا کاهش اندیس مدولاسیون (M) می‌باشد که این امر موجب افزایش استرس ولتاژ

¹ Trans Z-Source Inverter

اجزاء و در نتیجه کاهش کیفیت توان می‌گردد. به همین منظور به ساختار امیدانسی این مبدل‌ها ترانسفورمر اضافه گردید. شکل (3-4) ساختار مبدل منبع امیدانسی ترانس (TSI) را نشان می‌دهد [35]. ساختار امیدانسی این مبدل از یک ترانسفورمر و یک خازن تشکیل شده است. از روابط پیش رو و نتایج شبیه‌سازی مشاهده خواهیم کرد که به ازاء پارامترهای یکسان در مقایسه با دو مبدل مطرح شده در قسمت‌های فوق، این مبدل ضریب بوست و در نتیجه ولتاژ خروجی بیشتری دارد.

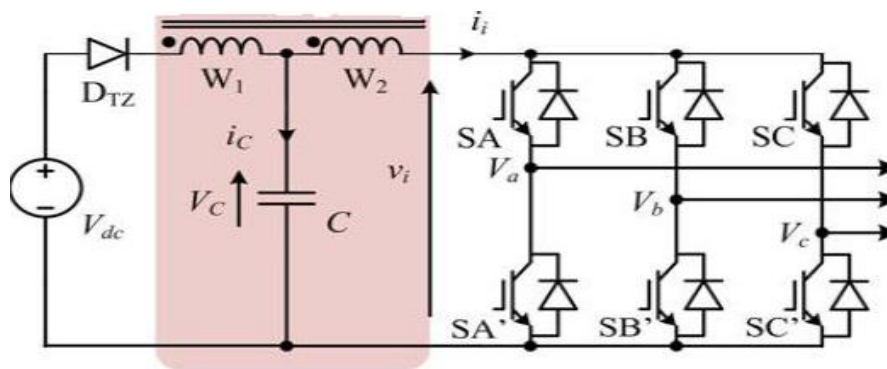
نسبت دوره‌های ترانسفورمر به قرار زیر است:

$$n_T = W_1/W_2 \quad (8-4)$$

$$v_{W1} = n_T v_{W2} \quad (9-4)$$

روابط حاکم بر این مبدل به صورت زیر می‌باشد:

$$V_c = \frac{1-D}{1-(n_T+1)D} V_{DC} \quad (10-4)$$



شکل 3-4: مبدل منبع امیدانسی ترانس [35]

$$B = \frac{V_i}{V_{DC}} = \frac{1}{1-(n_T+1)D} \quad (11-4)$$

$$V_{AC} = \frac{1}{1-(n_T+1)D} \left(\frac{M V_{DC}}{2} \right) \quad (12-4)$$

همچنین با بزرگتر از صفر قرار دادن مخرج کسر (11-4)، رابطه D و n_T به صورت زیر خواهد بود:

$$0 \leq D < 1/(n_T + 1) \quad (13-4)$$

از روابط بالا واضح است که به منظور افزایش ضریب بوست نیازی به افزایش D نمی‌باشد و با افزایش نسبت دوره‌های ترانس این امر میسر می‌گردد.

پارامترهای این مدار طبق جدول (2-4) می‌باشد. با جایگذاری این مقادیر ولتاژ خازن برابر 136 ولت، ولتاژ ورودی دو سر پل اینورتر 160 ولت و ولتاژ خروجی AC برابر 68 ولت می‌باشند

جدول 2-4: پارامترهای مبدل منبع امپدانسی ترانس

مقادیر پارامترها	پارامترهای مبدل پیشنهادی
100 ولت	ولتاژ منبع ورودی (V_{DC})
470 میکرو فاراد	ظرفیت خازن‌ها
1 میلی‌هائری	اندوکتانس سلف‌ها
$\frac{W1}{W2} = \frac{150}{100} = 1.5$	نسبت دوره‌های ترانسفورمر (n_T)
0/4 میلی‌هائری	اندوکتانس مغناطیس‌کنندگی ترانسفورمر) (Lm)
1 میلی‌هائری	اندوکتانس فیلتر خروجی
47 میکرو فاراد	ظرفیت خازن فیلتر خروجی
0/15	نسبت سیکلیک اتصال کوتاه (D)
0/85	اندیس مدولاسیون (M)
60 هرتز	فرکانس مینا
10 کیلو هرتز	فرکانس کلیدزنی

5-4 مبدل منبع امپدانسی گاما¹

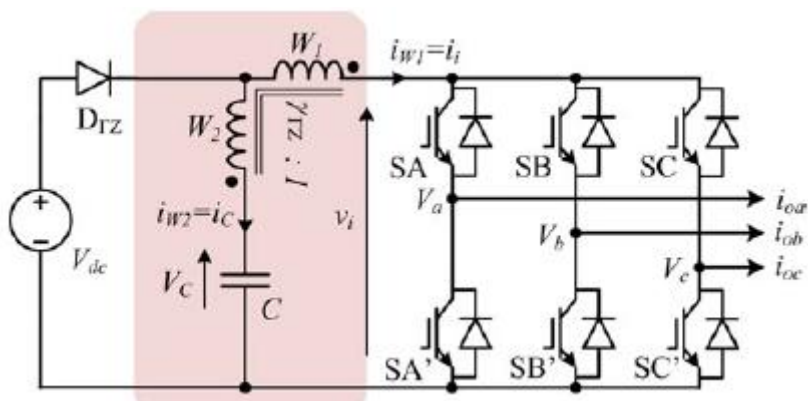
اگرچه استفاده از ترانسفورمر در ساختار مبدل منبع امپدانسی ترانس سبب افزایش بهره ولتاژ و کاهش استرس ولتاژ روی اجزا می‌گردد، با این حال به منظور افزایش ولتاژ خروجی، نیاز به افزایش نسبت دوره‌های ترانسفورمر می‌باشد که این امر موجب افزایش هزینه و اصطکاک و در نتیجه کاهش بازده سیستم می‌شود. به همین منظور مبدل منبع امپدانسی گاما ارائه شد [36]. شکل (4-4) ساختار این مبدل را نشان می‌دهد.

شکل (4-4) نشان از شباهت این مبدل با مبدل منبع امپدانسی ترانس (از نظر اجزا) دارد، تنها تفاوت در آرایش ساختاری ترانسفورمر می‌باشد که همین تفاوت به ظاهر کوچک ویژگی‌های منحصر به فردی به این مبدل می‌دهد. روابط (8-4) و (9-4) برای این مبدل نیز صادق است، در نتیجه روابط حاکم بر این مبدل به صورت زیر می‌باشد:

$$V_C = \frac{1-D}{1-(1+\frac{1}{n_{\Gamma-1}})D} V_{DC} \quad (14-4)$$

$$B = \frac{V_i}{V_{DC}} = \frac{1}{1-(1+\frac{1}{n_{\Gamma-1}})D} \quad (15-4)$$

$$V_{AC} = \frac{1}{1-(1+\frac{1}{n_{\Gamma-1}})D} \left(\frac{M V_{DC}}{2} \right) \quad (16-4)$$



شکل 4-4: مبدل منبع امپدانسی گاما [36]

¹ Γ -Z-Source Inverter

با جایگذاری مقادیر جدول (4-2) در روابط بالا، ولتاژ خازن برابر 154 ولت، ولتاژ دو سر پل اینورتر برابر 181 ولت و ولتاژ AC خروجی برابر 77 ولت می‌باشد. از روابط بالا و نتایج واضح است که این مبدل نسبت به مبدل‌هایی که پیشتر ذکر شده بهره ولتاژ بالاتری دارد، ضمن اینکه با کاهش نسبت دورهای ترانسفورمر ولتاژ خروجی افزایش می‌یابد. با توجه به رابطه (4-15) به ازاء $n_T = 2$ رابطه ضریب بوست مبدل منبع امپدانس سنتی (رابطه 4-2) حاصل می‌شود و با نزدیک شدن به سمت عدد 1 بیشترین ولتاژ خروجی به دست می‌آید.

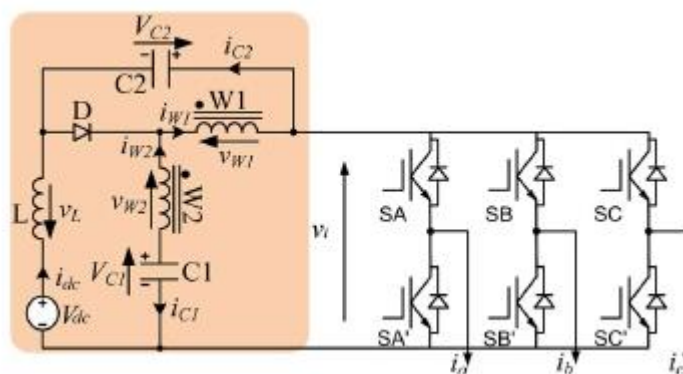
6-4 مبدل منبع امپدانس گاما نامتقارن¹

مبدل منبع امپدانس گاما اگرچه نسبت به سایر مبدل‌های منبع امپدانس برتری‌ها و ویژگی‌های منحصر به فردی دارد، با این حال جریان ورودی ناپیوسته دارد. به همین منظور مبدل منبع امپدانس گاما نامتقارن معرفی گردید [37]. شکل (4-5) ساختار این مبدل منبع امپدانس را نشان می‌دهد که نسبت به مبدل گاما، یک سلف و یک خازن اضافی دارد و جریان ورودی پیوسته دارد. روابط حاکم بر این مبدل به صورت زیر می‌باشد:

$$V_{C1} = \frac{1-D}{1-(2+\frac{1}{n_T-1})D} V_{DC} \quad (17-4)$$

$$V_{C2} = \frac{n_T D / n_T - 1}{1-(2+\frac{1}{n_T-1})D} V_{DC} \quad (18-4)$$

$$B = \frac{V_i}{V_{DC}} = \frac{1}{1-(2+\frac{1}{n_T-1})D} \quad (19-4)$$



شکل 4-5: مبدل منبع امپدانس گاما نامتقارن [37]

¹ Asymmetrical Γ -Z-Source Inverter

$$V_{AC} = \frac{1}{1 - (2 + \frac{1}{n_T - 1})D} \left(\frac{MV_{DC}}{2} \right) \quad (20-4)$$

با بزرگتر از صفر قرار دادن مخرج کسر رابطه (19-4) خواهیم داشت:

$$0 \leq D < 1 / (2 + (1 / (n_T - 1))) \quad (21-4)$$

با توجه به اینکه نسبت دوره‌های ترانسفورمر بین 1 و بینهایت می‌باشد، با نزدیک شدن به عدد 1 بهره ولتاژ افزایش می‌یابد و با میل به سمت بینهایت (بدترین حالت)، بهره ولتاژ مبدل منبع امپدانس سنتی حاصل می‌گردد. با جایگذاری مقادیر جدول (2-4) در روابط بالا، ولتاژ خازن‌های C_1 و C_2 به ترتیب برابر 212 و 112 ولت، ولتاژ DC ورودی دو سر پل اینورتر 250 ولت و ولتاژ خروجی AC برابر 106 ولت می‌باشند

7-4 مبدل شبه منبع امپدانس دو طبقه¹

یکی از راه‌های افزایش ضریب بوست افزودن طبقه به مبدل‌های منبع امپدانس می‌باشد. شکل (6-4) یک مبدل دو طبقه که بر اساس مبدل شبه منبع امپدانس شکل گرفته را نشان می‌دهد. این مبدل یک سلف، دو خازن و یک دیود اضافی نسبت به مبدل شبه منبع امپدانس دارد [38].

روابط حاکم بر این ساختار به صورت زیر می‌باشد:

$$V_{C1} = \frac{1-2D}{1-3D} V_{DC} \quad (22-4)$$

$$V_{C2} = \frac{2D}{1-3D} V_{DC} \quad (23-4)$$

$$V_{C3} = \frac{1-D}{1-3D} V_{DC} \quad (24-4)$$

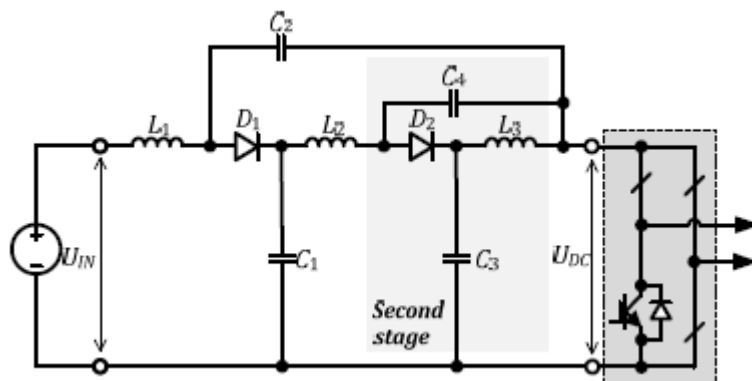
$$V_{C4} = \frac{D}{1-3D} V_{DC} \quad (25-4)$$

$$B = \frac{V_i}{V_{DC}} = \frac{1}{1-3D} \quad (26-4)$$

¹ Two Stage Quasi Z- Source Inverter

$$V_{AC} = \frac{1}{1-3D} \left(\frac{MV_{DC}}{2} \right) \quad (27-4)$$

از رابطه (26-4) واضح است که ضریب بوست نسبت به مبدل شبه منبع امپدانس بهبود یافته است. ضمن اینکه سلف و خازن اضافه شده مقادیر یکسان با جدول (1-4) دارند. در نتیجه با جایگذاری مقادیر جدول (4-16) در روابط بالا ولتاژ خازن‌های C_1, C_2, C_3, C_4 به ترتیب برابر 127، 54، 154، 27 ولت و ولتاژ دو سر پل اینورتر و ولتاژ AC خروجی برابر 182 و 77 ولت می‌باشد.



شکل 4-6: مبدل شبه منبع امپدانس دو طبقه [38]

اگرچه ضریب بوست این مبدل نسبت به ساختار پایه افزایش یافته است، اما در کاربردهایی که نیازمند ولتاژ خروجی بیشتر باشیم، می‌توان با افزودن طبقه دیگر به ولتاژ خروجی مطلوب دست یافت. به طور کلی ضریب بوست این مبدل برای n طبقه به صورت زیر می‌باشد:

$$B = \frac{V_i}{V_{DC}} = \frac{1}{1-(n+1)D} \quad (28-4)$$

8-4 مبدل منبع امپدانس سنتی با سلف سوئیچ‌شونده¹

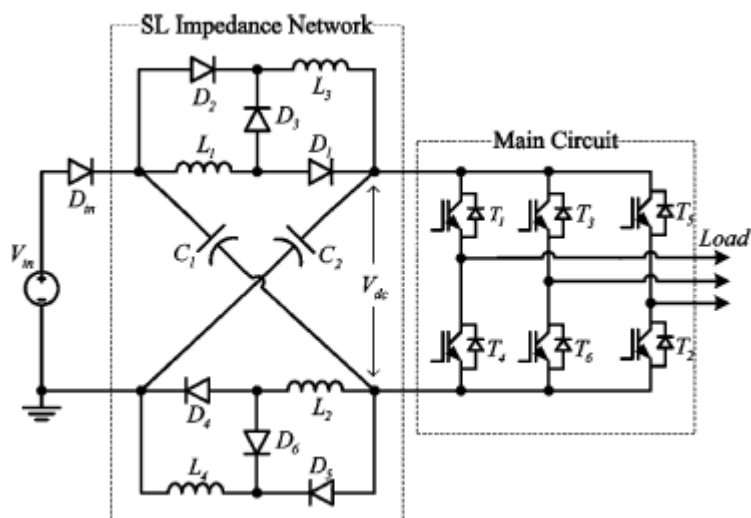
یکی از راه‌های افزایش ضریب بوست استفاده از سلف‌های سوئیچ‌شونده در ساختار مبدل‌های منبع امپدانس می‌باشد [39-42]. شکل (4-7) یک مبدل منبع امپدانس سنتی را نشان می‌دهد که در آن هر سلف با یک سلول متشکل از دو

¹ Switched Inductor Z-Source Inverter

سلف و سه دیود جایگزین شده است [39]. در حالت غیر اتصال کوتاه سلفها سری و در حالت اتصال کوتاه سلفها موازی می‌شوند. عیب بزرگ این ساختار، ناپیوسته بودن جریان ورودی و وجود جریان هجومی در لحظه راه‌اندازی است که موجب افزایش ناگهانی ولتاژ و جریان مبدل می‌گردد [40]. روابط حاکم بر این مبدل به قرار زیر است:

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{1-D}{1-3D} V_{DC} \quad (29-4)$$

$$B = \frac{V_i}{V_{DC}} = \frac{1+D}{1-3D} \quad (30-4)$$



شکل 4-7: مبدل منبع امیدانسی سنتی با سلف سوئیچ‌شونده [39]

$$V_{AC} = \frac{1+D}{1-3D} \left(\frac{MV_{DC}}{2} \right) \quad (31-4)$$

مقادیر پارامترهای شبیه‌سازی مطابق جدول (4-1) می‌باشد. با این تفاوت که اندازه سلفها نصف مقادیر جدول (5/0 میلی‌هانری) در نظر گرفته می‌شود. با استفاده از روابط، ولتاژ خازن‌ها 154 ولت، ولتاژ دو سر پل اینورتر 209 ولت و ولتاژ AC برابر 89 ولت خواهد بود.

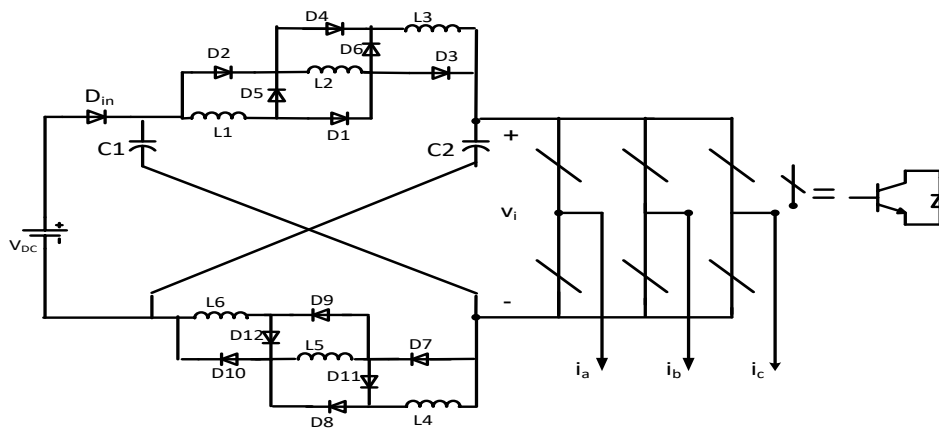
می‌توان ضریب بوست را با تعمیم سلف‌های سوئیچ‌شونده افزایش داد. روش کار به این ترتیب است که با افزودن هر سلف، سه دیود به ساختار اضافه می‌گردد. شکل زیر تعمیم اول این مبدل را نشان می‌دهد [41]. رابطه ضریب بوست در این مبدل به صورت زیر می‌باشد:

$$B = \frac{1+2D}{1-4D} \quad (32-4)$$

به طور کلی و در حالت تعمیم یافته برای n سلف و به ازاء $m = n/2$ داریم:

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{(1-D)}{1-(m+1)D} V_{DC} \quad (33-4)$$

$$B = \frac{V_i}{V_{DC}} = \frac{1+(m-1)D}{1-(m+1)D} \quad (34-4)$$



شکل 4-8: تعمیم اول مبدل منبع امیدانسی سنتی با سلف سوئیچ شونده [41]

9-4 مبدل شبه منبع امیدانسی با سلف سوئیچ شونده¹

شکل (9-4) یک مبدل شبه منبع امیدانسی با سلف سوئیچ شونده را نشان می‌دهد. این مبدل در قیاس با مبدل قسمت (7-4) ضمن اینکه جریان پیوسته دارد، فاقد جریان هجومی در لحظه راه‌اندازی می‌باشد [40]. روابط مربوط به این مبدل به قرار زیر می‌باشد:

$$V_{C1} = \frac{1-D}{1-2D-D^2} V_{DC} \quad (35-4)$$

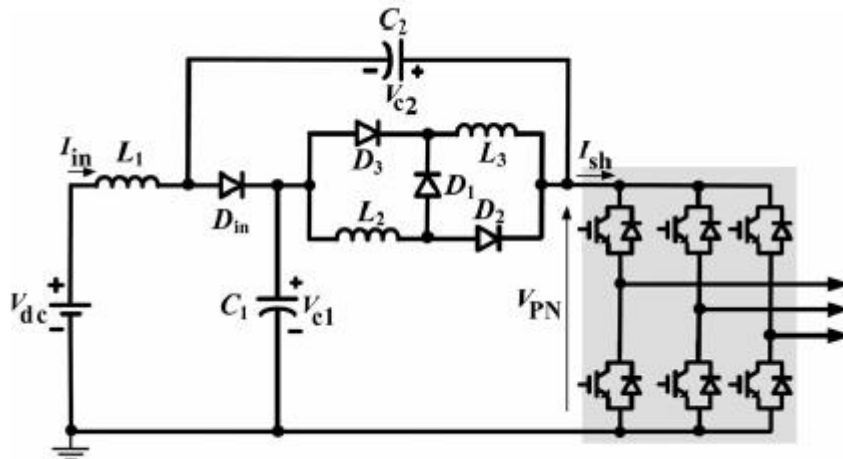
$$V_{C2} = \frac{2D}{1-2D-D^2} V_{DC} \quad (36-4)$$

$$B = \frac{V_i}{V_{DC}} = \frac{1+D}{1-2D-D^2} \quad (37-4)$$

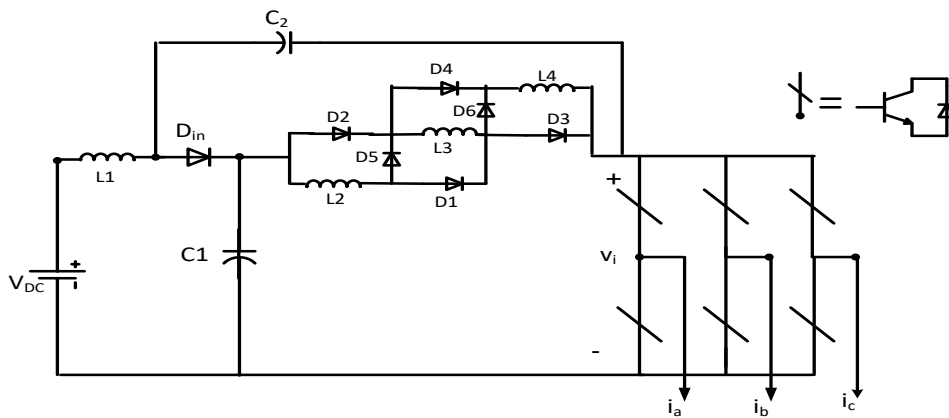
¹ Switched Inductor Quasi Z-Source Inverter

$$V_{AC} = \frac{1+D}{1-2D-D^2} \left(\frac{M V_{DC}}{2} \right) \quad (38-4)$$

مقادیر به کار رفته در این مبدل برگرفته از جدول (4-1) می باشد، با این تفاوت که سلف های مورد استفاده در سلول سوئیچ شونده نصف مقادیر اولیه می باشد. حال با جایگذاری مقادیر جدول در روابط بالا، ولتاژ خازن های C1 و C2 به ترتیب 125 و 44 ولت و ولتاژ ورودی دو سر پل اینورتر و ولتاژ AC خروجی به ترتیب 170 و 72 ولت می باشد.



شکل 4-9: مبدل شبه منبع امپدانس با سلف سوئیچ شونده [40]



شکل 4-10: تعمیم اول مبدل شبه منبع امپدانس با سلف سوئیچ شونده [40]

ضریب بوست این مبدل به کمک تعمیم سلف های سوئیچ شونده قابل افزایش است. شکل (4-10) اولین تعمیم این ساختار را نشان می دهد که ضریب بوست آن از رابطه زیر قابل حصول می باشد:

$$B = \frac{1+2D}{1-2D-2D^2} \quad (39-4)$$

در حالت کلی و برای n سلف خواهیم داشت:

$$V_{C1} = \frac{1-D}{1-2D-(n-2)D^2} V_{DC} \quad (40-4)$$

$$V_{C2} = \frac{(n-1)D}{1-2D-(n-2)D^2} V_{DC} \quad (41-4)$$

$$B = \frac{1+(n-2)D}{1-2D-(n-2)D^2} \quad (42-4)$$

10-4 مبدل منبع امپدانس افزایشده تعمیم یافته¹

یکی دیگر از روش‌های افزایش ضریب بوست، افزودن همزمان سلف، خازن و دیود به شبکه امپدانس می‌باشد [43]. این عمل در کاربردهایی چون پیل‌های سوختی و سلول‌های خورشیدی که با نوسانات و کمبود ولتاژ منبع ورودی مواجه هستند بسیار سودمند خواهد بود. تعمیم مبدل منبع امپدانس به سه حالت انجام می‌پذیرد: تعمیم به کمک دیود، تعمیم به کمک خازن و تعمیم به کمک ترکیب دیود و خازن (حالت هیبرید). در ادامه این بخش به بررسی مدارها، روابط این سه مبدل می‌پردازیم.

1-10-4 مبدل منبع امپدانس افزایشده تعمیم یافته با استفاده از دیود²

این مبدل که الهام گرفته از مبدل شبه منبع امپدانس می‌باشد، دو دیود، یک سلف و یک خازن اضافی نسبت به ساختار پایه دارد. شکل (11-4) دو ساختار از این مبدل در دو حالت جریان پیوسته³ و جریان ناپیوسته⁴ نشان می‌دهد. در حالت غیر اتصال کوتاه دیودهای D_1 و D_2 هدایت می‌کنند و دیود D_3 خاموش می‌باشد و در حالت اتصال کوتاه تنها دیود D_3 هدایت می‌کند.

¹ Extended Boost Z-Source Inverter

² Diode Assisted Extended Boost Z-Source Inverter

³ Continuous Current

⁴ Discontinuous Current

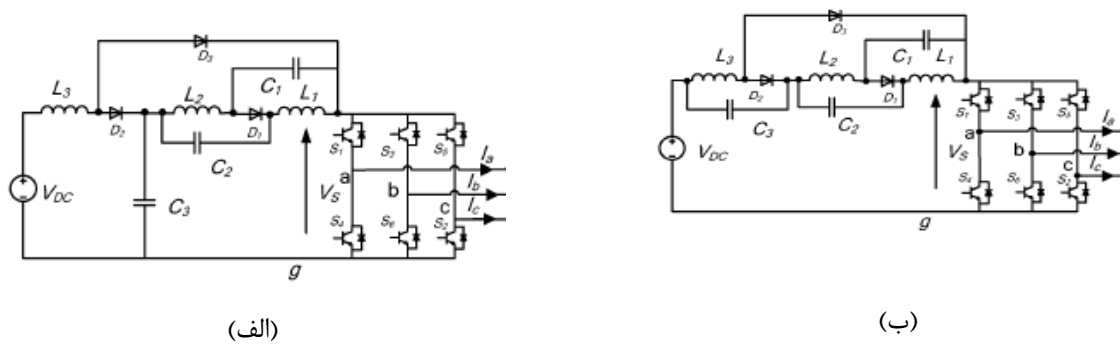
روابط مربوط به این مبدل در حالت جریان پیوسته به قرار زیر می‌باشد:

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{D}{(1-D)(1-2D)} V_{DC} \quad (43-4)$$

$$V_{C3} = \frac{1}{(1-D)} V_{DC} \quad (44-4)$$

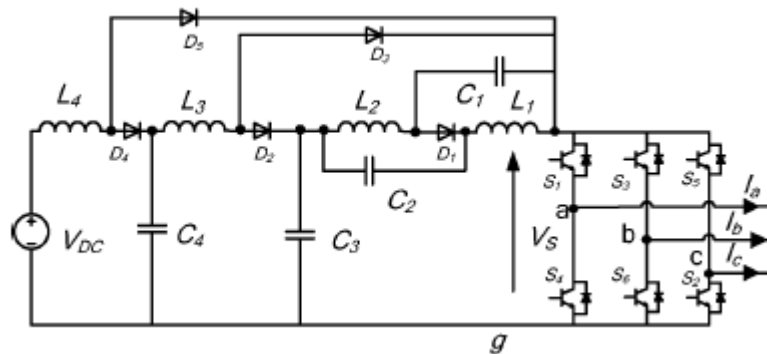
$$B = \frac{V_i}{V_{DC}} = \frac{1}{(1-D)(1-2D)} \quad (45-4)$$

$$V_{AC} = \frac{1}{(1-D)(1-2D)} \left(\frac{M V_{DC}}{2} \right) \quad (46-4)$$



شکل 4-11:

مبدل منبع امپدانس افزاینده تعمیم یافته با استفاده از دیود، الف: جریان پیوسته، ب: جریان ناپیوسته [43]



شکل 4-12: تعمیم دوم مبدل منبع امپدانس افزاینده تعمیم یافته با استفاده از دیود (جریان پیوسته) [43]

همچنین روابط حاصله در حالت جریان ناپیوسته نیز صادق است، تنها تفاوت در ولتاژ خازن C_3 می باشد که از رابطه (47-4) قابل حصول است.

$$V_{C3} = \frac{D}{(1-D)} V_{DC} \quad (47-4)$$

با استفاده از جدول (4-1) و روابط بالا در حالت جریان پیوسته ولتاژ خازن های C_1, C_2, C_3 25 ولت و ولتاژ خازن C_3 117 ولت و ولتاژ DC دو سر پل اینورتر و ولتاژ AC خروجی برابر 168 و 71 ولت می باشد. همچنین ولتاژ خازن C_3 در حالت جریان ناپیوسته 18 ولت می باشد.

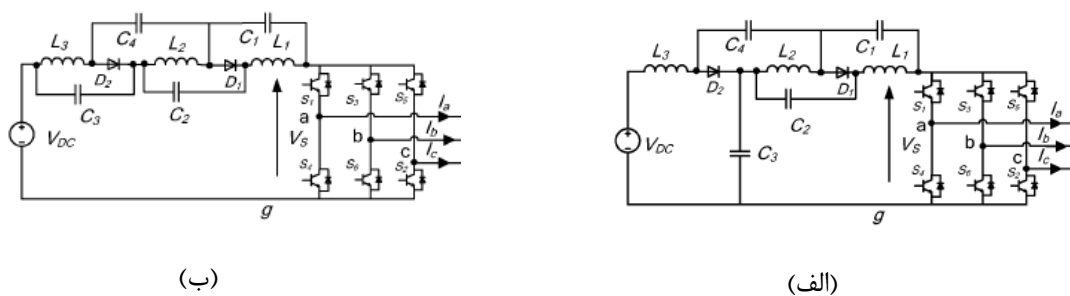
جهت افزایش ضریب بوست این مبدل، می توان ساختار آن را مانند شکل (4-12) تعمیم داد. در حقیقت به مانند تعمیم اول، دو دیود، یک سلف و یک خازن به ساختار اضافه می گردد. ضریب بوست در تعمیم دوم به قرار زیر است:

$$B = \frac{1}{(1-D)(1-D)(1-2D)} \quad (48-4)$$

از روابط (45-4) و (48-4) می توان دریافت که به ازاء هر تعمیم ضریب بوست در $1/(1-D)$ ضرب می شود.

4-10-2 مبدل منبع امپدانس افزاینده تعمیم یافته با استفاده از خازن¹

این ساختار نیز مانند ساختار قبلی بر گرفته از مبدل شبه منبع امپدانس جریان ناپیوسته می باشد. با



شکل 4-13: مبدل منبع امپدانس افزاینده تعمیم یافته با استفاده از خازن، الف: جریان پیوسته، ب: جریان

ناپیوسته [43]

¹ Capacitor Assisted Extended Boost Z-Source Inverter

این تفاوت که در این ساختار از دو خازن، یک سلف و یک دیود اضافی استفاده شده است. شکل (4-13) ساختار این مبدل را در دو حالت جریان پیوسته و جریان ناپیوسته نشان می‌دهد. در حالت غیر اتصال کوتاه هر دو دیود هدایت می‌کنند و در حالت اتصال کوتاه دیودها خاموش می‌باشند.

روابط حاکم بر این مبدل در حالت جریان ورودی ناپیوسته به قرار زیر است:

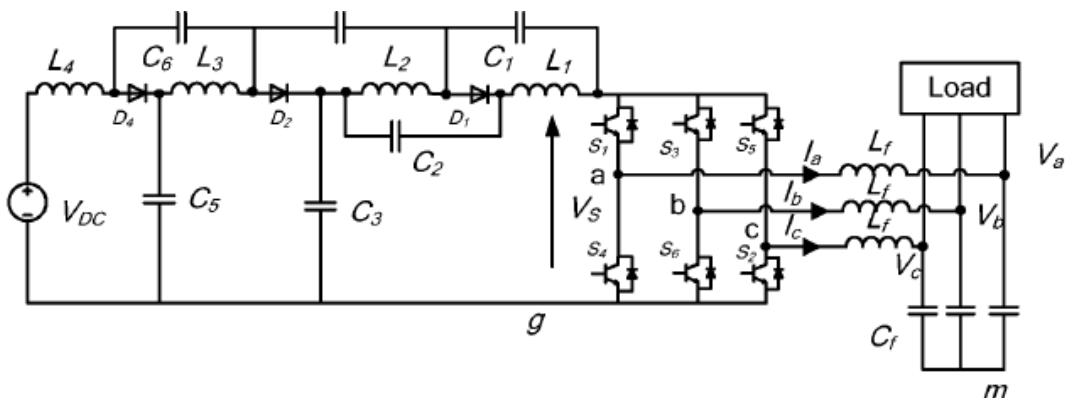
$$V_{C1} = V_{C2} = V_{C3} = V_{C4} = \frac{D}{1-3D} V_{DC} \quad (49-4)$$

$$B = \frac{V_i}{V_{DC}} = \frac{1}{(1-3D)} \quad (50-4)$$

$$V_{AC} = \frac{1}{(1-3D)} \left(\frac{M V_{DC}}{2} \right) \quad (51-4)$$

کلیه روابط به جز ولتاژ خازن C_3 برای حالت جریان پیوسته نیز صادق است. ولتاژ این خازن به صورت زیر می‌باشد:

$$V_{C3} = \frac{1-2D}{1-3D} V_{DC} \quad (52-4)$$



شکل 4-14: تعمیم دوم مبدل منبع امپدانس افزایشی تعمیم یافته با استفاده از خازن (جریان پیوسته) [43]

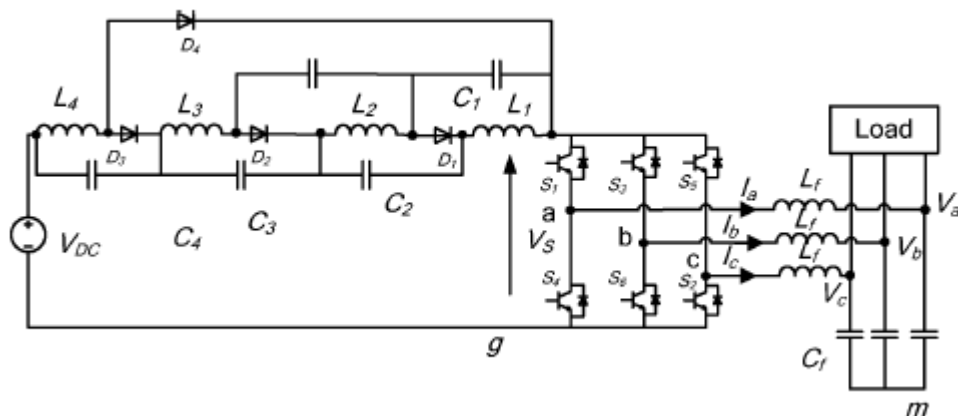
با جایگذاری مقادیر جدول (4-1) در روابط مربوطه، ولتاژ خازن‌ها در حالت جریان ناپیوسته برابر 27 ولت، ولتاژ ورودی دو سر پل اینورتر 182 ولت و پیک ولتاژ خروجی برابر 77 ولت، همچنین ولتاژ خازن C_3 برای حالت جریان پیوسته برابر 127 ولت می‌باشد.

این ساختار نیز مانند ساختار قبلی قابل تعمیم می‌باشد، شکل (4-14) تعمیم دوم این مبدل را در حالت جریان پیوسته نشان می‌دهد که دو خازن، یک سلف و یک دیود اضافی نسبت به تعمیم اول دارد. ضریب بوست در این حالت افزایش یافته و به صورت رابطه (4-53) می‌باشد:

$$B = \frac{1}{(1-4D)} \quad (4-53)$$

3-10-4 مبدل منبع امپدانس افزایشده تعمیم‌یافته هیبرید¹

از شکل (4-15) نمایان است که این ساختار نسبت به ساختار پایه (مبدل شبه منبع امپدانس) سه خازن، سه دیود و دو سلف اضافی دارد. در حقیقت این مبدل ترکیبی از دو ساختار ارائه شده در قسمت‌های (4-9-1 و 4-9-2) می‌باشد. اگرچه ضریب بوست در این حالت افزایش قابل توجهی پیدا می‌کند، اما المان‌های زیاد موجب افزایش هزینه و سایز سیستم می‌گردد.



شکل 4-15: مبدل منبع امپدانس افزایشده تعمیم‌یافته هیبرید (جریان ناپیوسته) [43]

¹ Hybrid Extended Boost Z-Source Inverter

ما برای این ساختار تنها به یادآوری فرمول ضریب بوست بسنده می‌کنیم:

$$B = \frac{1}{(1-3D)(1-D)} \quad (54-4)$$

برای افزایش ضریب بوست این مبدل نیاز به کاهش اندیس مدولاسیون می‌باشد که این امر موجب افزایش استرس ولتاژ روی اجزاء مدار می‌گردد.

لازم به ذکر است این مبدل دارای چهار ساختار مختلف با ضریب بوست یکسان می‌باشد. ولتاژ DC ورودی دو سر پل اینورتر که از رابطه (54-4) و جدول (1-4) قابل حصول است : 213 ولت

11-4 جمع بندی

در این فصل سعی شد به بررسی و مرور ساختارهای مهم مبدل‌های منبع امپدانسی بپردازیم. با این حال تحقیقات روی این مبدل‌ها در زمینه‌های کاربردی، ساختارهای جدید و روش‌های کنترلی رو به پیشرفت است. از جدیدترین ساختارها، می‌توان به مبدل منبع امپدانسی با ترانسفورمر سه سر¹ و بهره ولتاژ بسیار بالا اشاره کرد [44].

¹ Y Z-Source Inverter

فصل پنجم

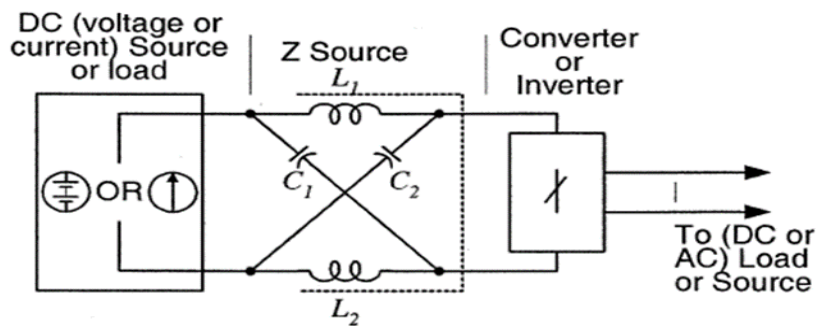
شبه سازی

5-1 مقدمه

همان طور که در بخش‌های قبل اشاره شد اینورترهای منبع امپدانس دارای حالت خاص صفر اتصال کوتاه هستند که در اینورترهای سنتی مجاز نمی‌باشد. بنابراین نیاز به روش‌های کنترلی متفاوت با PWM متداول مبدل‌های قدیمی می‌باشد. برای کنترل اینورتر امپدانس منبع میتوان از روشهای مختلفی استفاده نمود. در این فصل با استفاده بلوک‌های موجود در نرم افزار متلب به بررسی و آنالیز یکی از روش‌های کنترلی می پردازیم

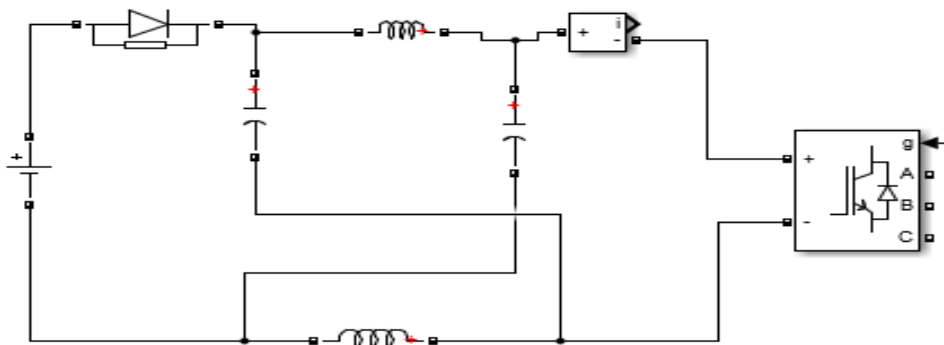
5-2 طراحی مدار z-source

برای بررسی موارد گفته شده در این تحقیق مطابق شکل (5-1) مدار این اینورتر را در نرم افزار متلب پیاده سازی میکنیم



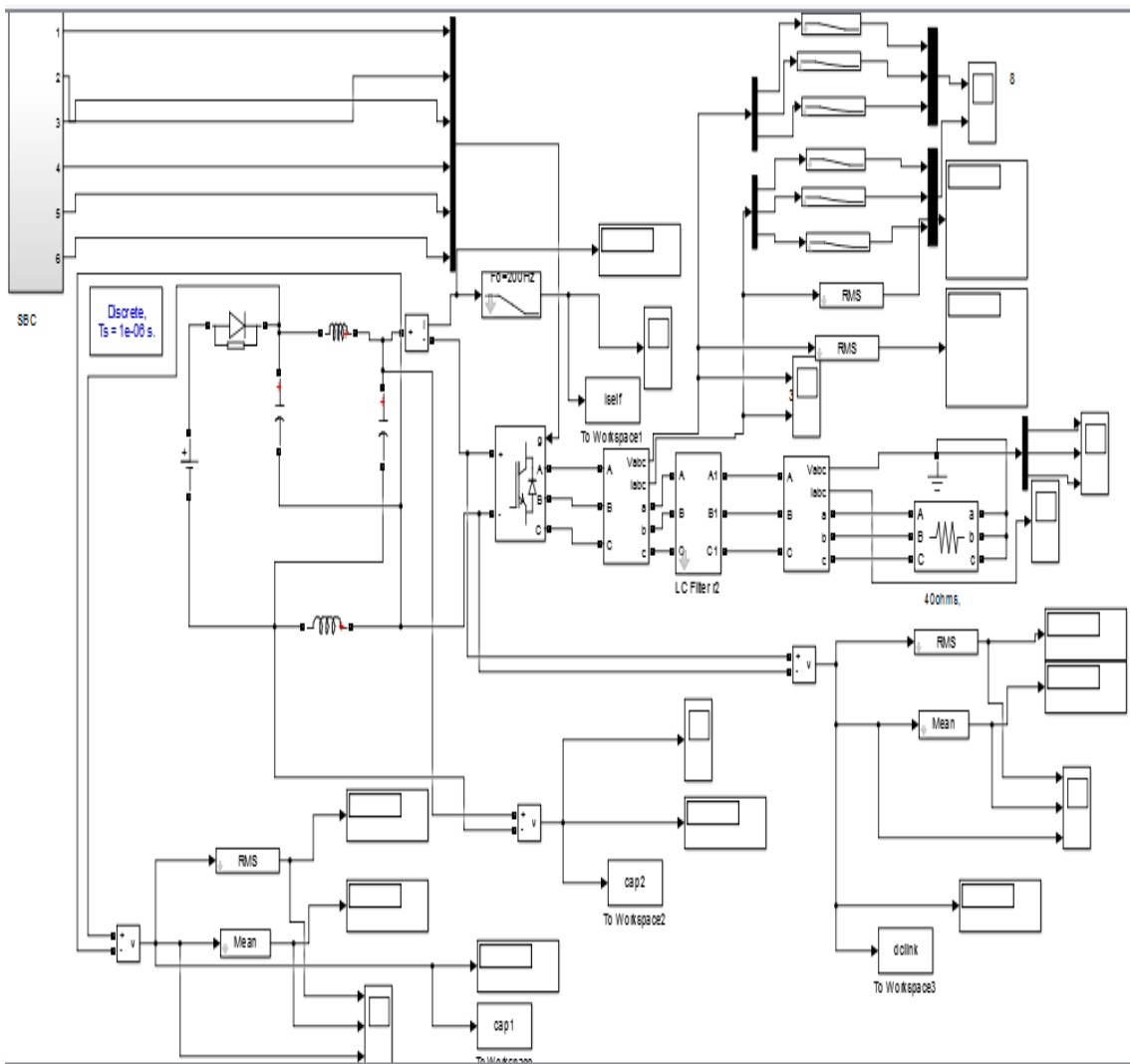
شکل 5-1 ساختار مبدل منبع امپدانس

با استفاده بلوک‌های موجود در کتابخانه ی قدرت نرم افزار مدار بصورت شکل (5-2) میشود



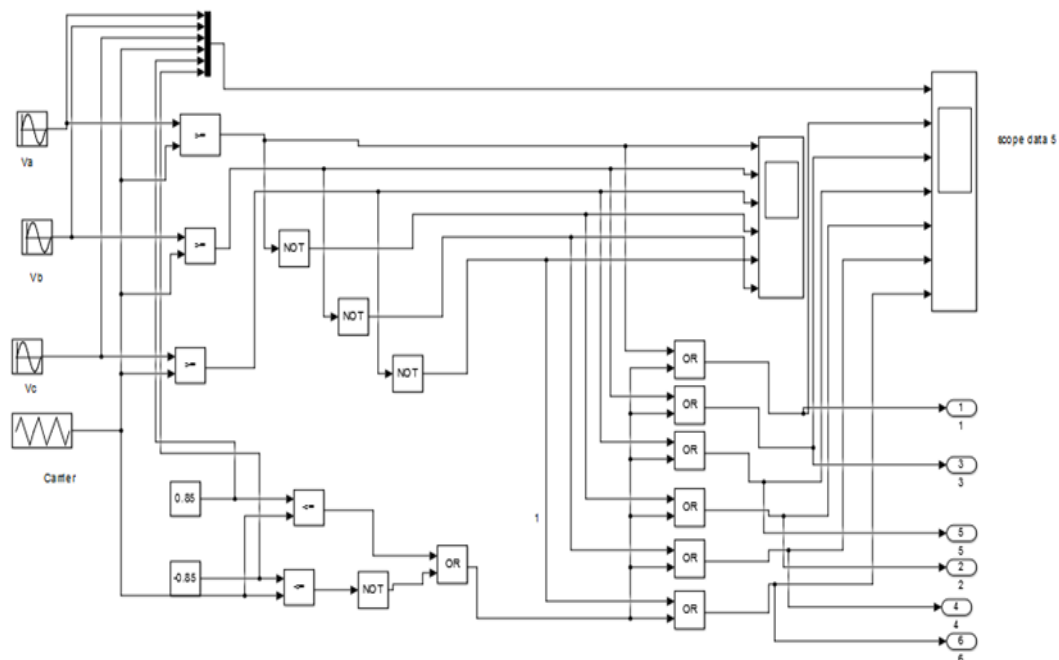
شکل 5-2 شبیه سازی مبدل منبع امپدانس

علاوه بر عناصر استفاده شده در بالا باید از بلوک های دیگری برای اندازه گیری ولتاژها و همچنین مشاهده ی شکل موج ها استفاده کنیم در کتابخانه ی قدرت در بخش **measurements** می توان هر یک از ادوات اندازه گیری ولتاژ و جریان را متناسب با نیاز به قسمت شبیه سازی اضافه کرد سپس هر یک از این اندازه گیری ها باید به **scope** وصل شوند تا بتوان شکل موج ها را مشاهده کرد. برای اینکه هر یک از ولتاژها بر روی یک نمودار جداگانه مشخص شوند، می توان با استفاده از باس **demux** خروجی اندازه گیر را افزایش داد. سپس می توان هر یک از این خروجی ها را به یک **scope** جداگانه وصل کرد. یا در قسمت **setting** هر **scope** می توان تعداد نمودارها را مشخص کرد. که با اتصال تمام بلوک های اندازه گیری، بار و... بصورت شکل () در می آید.



شکل 3-5 شبیه سازی مبدل منبع امپدانس کامل

برای تولید پالس های اتصال کوتاه اینورتر از روش تولید پالس های اتصال کوتاه به کمک روش کنترلی پوست ساده با حامل مثلثی استفاده می کنیم برای تولید این پالس ها با توجه به شکل (3-1) به طراحی مدار می پردازیم که همانطور در فصل سوم به آن پرداختیم شکل(5-4) حاصل می شود



شکل 5-4: روش کنترلی پوست ساده با حامل مثلثی

مقادیر ثابت در حقیقت نشان دهنده مقادیر $1-D$ و $-(1-D)$ می باشند. ضمن این که دامنه امواج سینوسی که معرف اندیس مدولاسیون (M) می باشد.

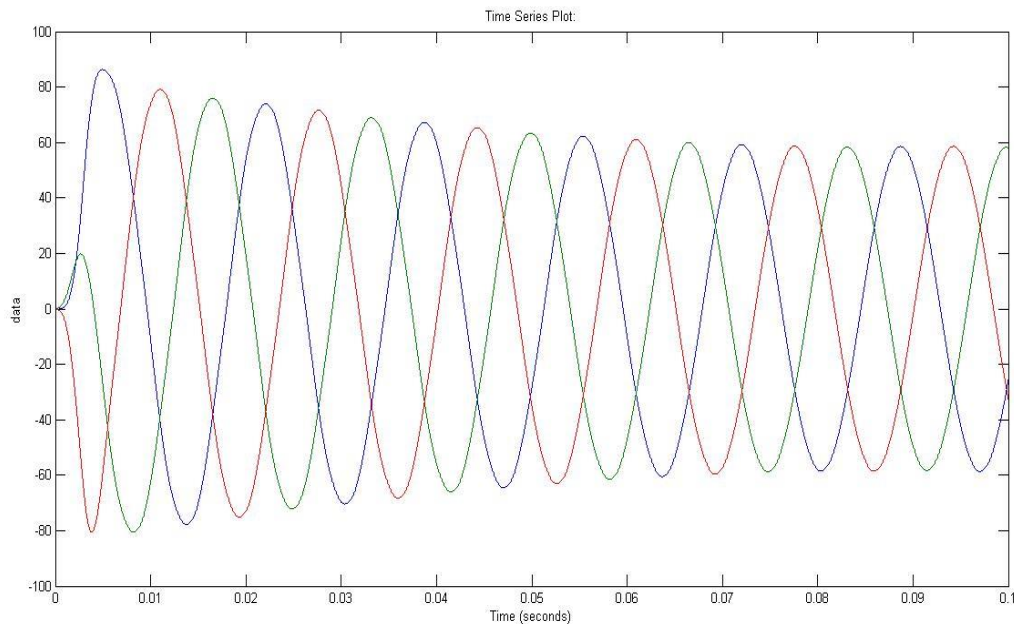
پارامتر های موجود در مدار را طبق جدول(5-1) پر میکنیم

جدول 5-1: پارامترهای مبدل منبع امپدانسی

مقادیر پارامترها	پارامترهای مبدل
100 ولت	ولتاژ منبع ورودی (V_{DC})
470 میکرو فاراد	ظرفیت خازن ها
1 میلی هانری	اندوکتانس سلف ها

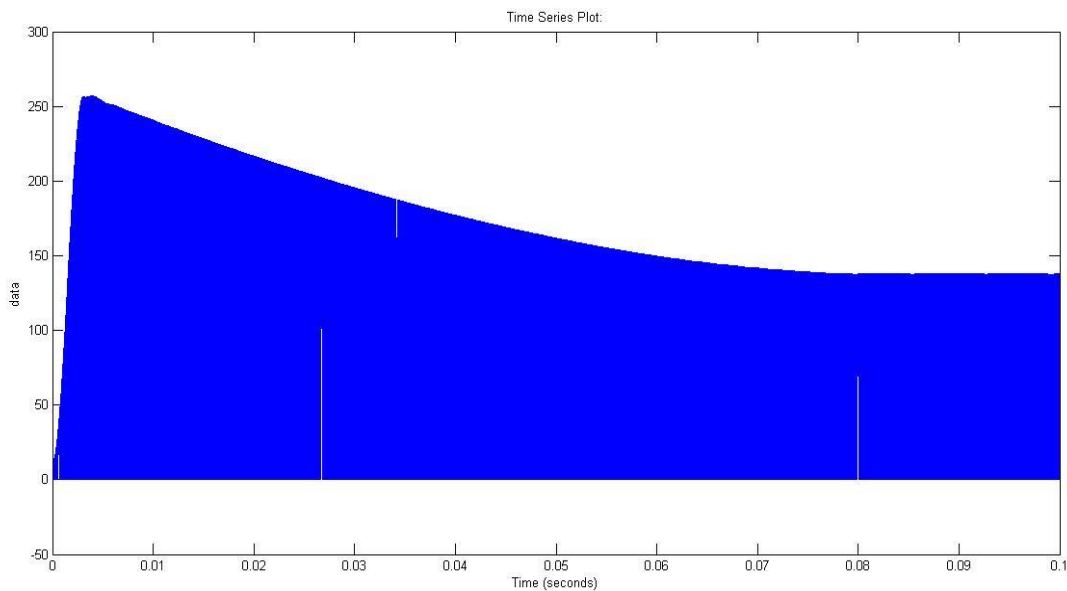
اندوکتانس فیلتر خروجی	1 میلی‌هائری
ظرفیت خازن فیلتر خروجی	47 میکرو فاراد
نسبت سیکلیک اتصال کوتاه (D)	0/15
اندیس مدولاسیون (M)	0/85
فرکانس مبنا	60 هرتز
فرکانس کلیدزنی	10 کیلو هرتز
بار	40 اهم

در شکل (4-6) ولتاژ سه فاز تولید شده توسط سیستم کنترل طراحی شده با استفاده از روش بوست ساده برای تغذیه یک بار سه فاز مشاهده میشود.



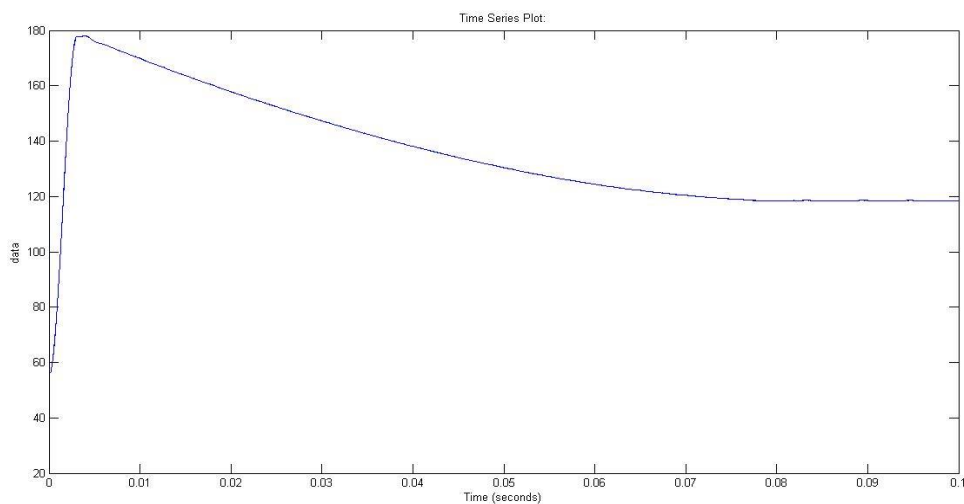
شکل 5-5 ولتاژ سه فاز تولید شده

در شکل (4-7) ولتاژ تنش (Vi) که همان ولتاژ خروجی دو سر شبکه امیدانسی میباشد نشان داده شده است. در حالت کلی در اینوتر منبع امیدانسی هر مقدار که ولتاژ تنش به ازای یک بهره مشخص کمتر باشد بهتر است.

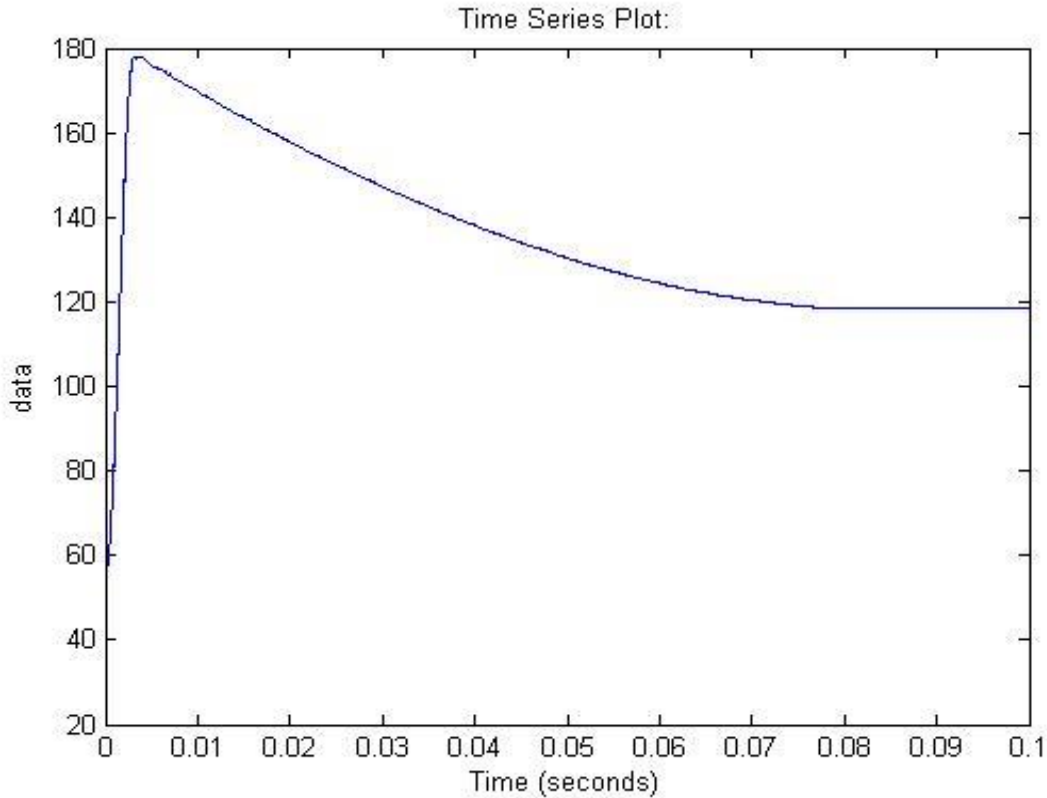


شکل 5-6 ولتاژ خروجی دو سر شبکه امیدانسی

در شکل (4-8) و (4-9) ولتاژ خازن های لینک dc نیز نشان داده شده است.



شکل 5-7 ولتاژ خازن یک



شکل 5-8 ولتاژ خازن دو

3-5 نتیجه گیری

مبدل Z منبع توانست بر محدودیتهای مبدلهای سنتی منبع ولتاژ و منبع جریان غلبه کند و یک مفهوم جدید از- تبدیل قدرت را بیان کند. مفهوم Z منبع میتواند برای همه مبدلهای قدرت dc-dc/ac-dc/dc-ac/ac-ac - بکار برود. اینورتر Z منبع میتواند ولتاژ را کاهش و یا افزایش دهد، که این امر سبب به حداقل رسیدن تعداد اجزای بکار رفته، افزایش بهره وری و کاهش هزینه ها میشود. از آنجاییکه ولتاژ خروجی ثابت است، توان خروجی حداکثر زمانی رخ میدهد که جریان خروجی بیشینه باشد. از اینرو، با توجه به شبیه سازی انجام شده برای کنترل بوست ساده اینورتر امپدانس منبع، استفاده از M و DO بالا به صرفه خواهد بود زیرا، با اضافه ولتاژ ورودی dc کمتر اینورتر، توان خروجی بالا را به ما خواهد داد و در نهایت همانگونه که در نتایج شبیه سازی نشان داده شد میتوان با استفاده از روش کنترل بوست ساده اینورتر ولتاژ خروجی مطلوب را فراهم نمود.

- [1] F. Z. Peng, "Z-source inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, pp.504-510, 2003.
- [2] J. Kikuchi and T. A. Lipo, "Three phase PWM boost-buck rectifiers with power regenerating capability," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, pp. 1361–1369, 2002.
- [3] G. Moschopoulos and Y. Zheng, "Buck-boost type ac-dc single-stage converters," in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, pp. 1123–1128, 2006.
- [4] F. Z. Peng, M. Shen, and K. Holland, "Application of Z-source inverter for traction drive of fuel cell and battery hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 1054–1061, 2007.
- [5] S. J. Amodeo, H. G. Chiacchiarini, and A. R. Oliva, "High-performance control of a DC/DC Z-source converter used for an excitation field driver," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 2947–2957, 2012.
- [6] A. H. Rajaei, M. Mohamadian, S. M. Dehghan, and A. Yazdian, "Single phase induction motor drive system using z-source inverter," *IET Elect. Power Appl.*, pp. 17–25, 2010.
- [7] F. Z. Peng, A. Joseph, J. Wang, M. Shen, L. Chen, Z. Pan, E. Ortiz-Rivera, and Y. Huang, "Z-source inverter for motor drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 857–863, 2005.
- [8] D. Cao, S. Jiang, X. Yu, and F. Z. Peng, "Low-cost semi-Z-source inverter for single-phase photovoltaic systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 3514–3523, 2011.

- [9] F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti, P. E. P. Ferraz, F. A. S. Neves, E. C. dos Santos, and J. H. G. M. da Silva, "Modulation for three-phase transformerless Z-source inverter to reduce leakage currents in photovoltaic systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 5385–5395, 2011.
- [10] H. Abu-Rub, A. Iqbal, S. Moin Ahmed, F. Z. Peng, Y. Li, and B. Ge, "Quasi-Z-Source inverter-based photovoltaic generation system with maximum power tracking control using ANFIS," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, pp. 11–20, 2013.
- [11] M. Shen, A. Joseph, J. Wang, F. Z. Peng, and D. J. Adams, "Comparison of traditional inverters and Z-source inverter for fuel cell vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 1453–1463, 2007.
- [12] Y.-H. Kim, H.-W. Moon, S.-H. Kim, E.-J. Cheong, and C.-Y. Won, "A fuel cell system with Z-source inverters and ultracapacitors," in *Proc. 4th IPEMC*, pp. 1587–1591, 2004.
- [13] D. Vinnikov and I. Roasto, "Quasi-Z-source-based isolated DC/DC converters for distributed power generation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 192–201, 2011.
- [14] Z. J. Zhou, X. Zhang, P. Xu, and W. X. Shen, "Single-phase uninterruptible power supply based on Z-source inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 2997–3004, 2008.
- [15] Q. V. Tran, T. W. Chun, J. R. Ahn, H. H. Lee, "Algorithms for controlling both the DC boost and AC output voltage of Z-source inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, 54, (5), pp. 2745–2750, 2007.
- [16] F. Z. Peng, X. Yuan, X. Fang, "Z-source inverter for adjustable speed drives," *IEEE, Power Electron.*, pp. 33–35, 2003.

- [17] A. Susan, “ Z-Source inverter for fuel cell vehicles,” prepared by Oak Ridge National Laboratory, Mitch Olszewski, Program Manager, for Energy Efficiency and Renewable Energy, Freedom CAR and Vehicle Technologies, Vehicle Systems Team, 2005.
- [18] M. Shen, A. Joseph, J. Wang, F. Z. Peng, D. J. Adams, “ Comparison of traditional inverters and Z-source inverter for fuel cell vehicles, ” *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 1453–1463, 2007.
- [19] B. Farhangi, S. Farhangi, “ Comparison of Z-source and boost–buck inverter topologies as a single phase transformer less photovoltaic grid-connected power conditioner, ”. *Power Electronics Specialists Conf.*, 37th IEEE PESC '06, 18–22, pp. 1–6, 2006.
- [20] A. Kulka, T. Undeland, “ Voltage harmonic control of Z-source inverter for UPS applications,” *Power Electronics and Motion Control Conf.*, EPE-PEMC, pp. 657–662, 2008.
- [21] M. Hanif, M. Basu, and K. Gaughan, “Understanding the operation of a Z-source inverter for photovoltaic application with a design example,” *IET Power Electron.*, pp. 278–287, 2011.
- [22] F. Z. Peng and M. Shen, Zh. Qian, “Maximum Boost Control of the Z-source Inverter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 833–838. 2005.
- [23] U. Ali, G. Brindha, A. H. Priya, M. N. Karthikeyan, "A Novel Carrier Based Pulse Width Modulation Technique for Quasi-Z-Source Inverter with Improved Voltage Gain," *Conference on Circuits, Power and Computing Technologies*, 2013.
- [24] M. Shen, J. Wang, A. Joseph, F. Z. Peng, L. M. Tolbert, D. J. Adams, “Maximum Constant Boost Control of the Z-source inverter”, *IEEE IAS*, pp. 142-147, 2004.

- [25] S. Thangaprakash, A. Krishnan, “ Modified Space Vector Pulse Width Modulation for Z-Source Inverters, ” International Journal of Recent Trends in Engineering, 2009.
- [26] U. Sh. Ali , V. Kamaraj, “Double Carrier Pulse Width Modulation Control of Z-Source Inverter, ” European Journal of Scientific Research ISSN 1450-216X, pp.168-176, 2011.
- [27] X. Ding, Zh. Qian, Sh. Yang, B. Cuil, F. Peng" A PID Control Strategy for DC-link Boost Voltage in Z-source Inverter" International Journal of Recent Trends in Engineering, 2007.
- [28] C. J. Gajanayake, D. M. Vilathgamuwa, and P. C. Loh, "Modeling and Design of Multi-loop controller for Z-source Inverter for Distributed Generation," IEEE. PESC, pp. 1353- 1359, 2011.
- [29] P. C. Loh, F. Gao, and F. Blaabjerg, “Embedded EZ-source inverters,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, pp. 256–267, 2010.
- [30] F. Gao, P. C. Loh, D. Li, and F. Blaabjerg, “Asymmetrical and symmetrical embedded Z-source inverters,” *IET Power Electron.*, pp. 181– 193, 2011.
- [31] J. Anderson and F. Z. Peng, “Four quasi-Z-source inverters,” in *Proc. IEEE PESC*, pp. 2743–2749, 2008.
- [32] M. Adamowicz, “LCCT-Z-source inverters,” in *Proc. 10th IEEEIC*, pp. 1–6, 2011.
- [33] Y. Tang, S. Xie, C. Zhang and Z. Xu, “ Improved Z-source inverter with reduced Z-source capacitor voltage stress and soft start capability” IEEE Trans Power Electron., pp. 409-415, 2009.

- [34] R. Strzelecki, M. Adamowicz, N. Strzelecka, and W. Bury, "New type T-source inverter," in *Proc. CPE*, pp. 191–195, 2009.
- [35] W. Qian, F. Z. Peng and H. Cha, "Trans Z-source inverters," *IEEE Trans Power Electron*, vol 26, no.11, pp 3453-3463, 2011.
- [36] P. C. Loh, D. Li and F. Blaabjerg, "Γ-Z source inverters," *IEEE Trans Power Electron*, pp 4880-4884, 2013.
- [37] W. Mo, P. C. Loh and F. Blaabjerg, "Asymmetrical Γ-source inverters," *IEEE Trans Ind. Electron*, pp 637-647, 2014.
- [38] D. Vinnikov, I. Roasto, R. Strzelecki, M. Adamowicz, "Two-Stage Quasi-Z-Source Network Based Step-Up DC/DC Converter," *IEEE Trans Power Electron*, pp.1143- 1149 2010.
- [39] M. Zhu, K. Yu and F.L.Luo, "Switched inductor Z-source inverter," *IEEE Trans Power Electron*, pp 2150-2158, 2010.
- [40] M. K. Nguyen, Y. C. Lim and Cho , G. B. "Switched inductor quasi Z-source inverter." *IEEE Trans. Power Electron.*, pp 3183-3191, 2011.
- [41] Q. N. Trinh, H. H. Lee, T. W. Chun , "A New Z-Source Inverter Topology to Improve Voltage Boost Ability" 8th International Conference on Power Electronics – ECCE Asia, The Shilla Jeju, Korea, 2011.

- [42] M. K. Nguyen, Y. Ch. Lim, S. J. Park, D. Sh. Shin, "Family of high-boost Z-source inverters with combined switched-inductor and transformer cells" *IET Power Electron*, , pp 1175–1187, 2013.
- [43] C. J. Gajanayake, F, L, Luo, H, B, Gooi, P, L, So and L, K, Siow. " Extended boost Z source inverter, " *IEEE Trans Power Electron*, pp 2642-26522, 2010.
- [44] Y. P. Siwakoti, P. C. Loh, F. Blaabjerg and G. E. Town, " Y-Source Impedance Network," *IEEE Trans Power Electron*, pp 3250-3254, 2014.
- [45] D. A. Grant and J. A. Houldsworth, "PWM ac motor drive employing ultrasonic carrier," in *Proc. IEE Conf. PE-VSD*, London, U.K, pp 234–240,1984.
- [46] محمودرضا چنگیزیان , مهدی اسدی "کنترل اینورتر منبع امپدانس در شرایط بار متعادل و نامتعادل"
- [47] حمید رستمی داود, عرب خابوری "کاربرد اینورتر منبع امپدانس در سیستمهای فتوولتائیک با کنترل فازی ولتاژ مستقیم تقویت شده و ولتاژ خروجی ان"
- [48] مهدی مرادی, مرجان مرادی "توپولوژی جدید اینورتر منبع امپدانس"
- [49] یاسر محمد رضا پور, مجید کلانتری, محمد باقر بنا شریفیان "افزایش توانایی جبران سازی کمبود ولتاژهای طولانی در DVR مبتنی بر ZSI تغذیه شونده از سوی شبکه در سیستمهای توزیع نیروی برق"
- [50] محمد بایزیدنژاد, سمکو نوبهار حسینی , حمید رستمی, محمد بیداریان علیرضا شکیب آذر "سیستم فتوولتائیک متصل به شبکه بر اساس مبدل اینورتر شبه امپدانس و ذخیره ساز انرژی"



Sirjan University of Technology

Department of Electrical and Computer Engineering

The Project of B.Sc. in Electrical Power Engineering

Title:

Z-source inverter

Advisor:

Dr Ms Saeedeh Barzegar

Research by:

Saeed Ghasempour

December. 2016