

## طراحی و ساخت یک مبدل ماتریسی سه فاز با مدار اسنابر

|                 |  |
|-----------------|--|
| ابراهیم بابائی  | استادیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تبریز      |
| سید حسین حسینی  | استاد قطب علمی مهندسی مکترونیک، دانشگاه تبریز              |
| گئورگ قره‌پتیان | استاد دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی امیرکبیر           |
| مهران صباحی     | دانشجوی دکتری دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تبریز |

### چکیده

در این مقاله، جزئیات طراحی و ساخت یک مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز با ولتاژ ورودی 380V خط و جریان خروجی 7A ارائه می‌شود. مبدل ساخته شده یک مبدل جامع بوده و می‌تواند بدون توجه به نوع شکل موج ورودی و خروجی، حداکثر تا سه ورودی و سه خروجی عمل نماید. در این مقاله، ابتدا حداقل مقادیر حد مجاز برای المان‌های استفاده شده در کلیدهای دو طرفه استفاده شده در مبدل ماتریسی محاسبه شده و سپس مدار راه‌انداز مربوط به آن‌ها به طور کامل تشریح خواهد گردید. یک برش‌گر ولتاژ برای حفاظت قطعات در برابر اضافه ولتاژها و یک مدار اسنابر R-C با تحلیل کامل برای محدود کردن افت ولتاژ در دو سر کلیدها به کار برده شده است. در نهایت نتایج شبیه‌سازی توسط نرم‌افزار PSCAD و هم چنین نتایج عملی ارائه خواهد شد.

کلمات کلیدی: مبدل ماتریسی، کلید دو طرفه، مدار اسنابر.

## Design and Implementation of a Three-phase Matrix Converter with Snubber Circuit

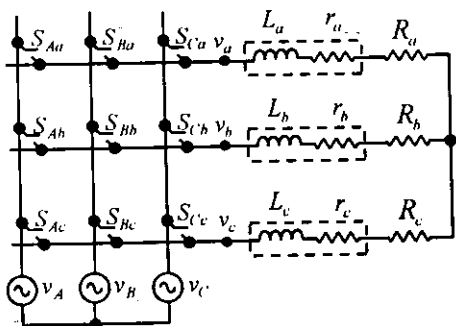
|                    |   |
|--------------------|---|
| E. Babaei          | Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Tabriz, Tabriz, Iran  |
| S. H. Hosseini     | Center of Excellence for Mechatronics, University of Tabriz                         |
| G. B. Gharehpetian | Electrical Engineering Department, Amirkabir University of Technology, Tehran, Iran |
| M. Sabahi          | Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Tabriz, Tabriz, Iran  |

### Abstract

This paper considers the details of design and implementation of a three-phase to three-phase matrix converter rated at an input voltage of 380V line and an output current of 7A. The designed converter is a generalized converter and can be safely operates with maximum three inputs and three outputs regardless of the form of the input and output waveforms. In this paper, first the voltage and current ratings of power semiconductor devices are calculated for the prototype converter. Then, the gate drive circuit of the bi-directional switches is designed. Also, a voltage clamp circuit is used to protect the devices against severe over-voltages. A simple R-C snubber circuit has been used to limit the device voltage to an appropriate level. Also, the snubber circuit will be analyzed completely. Finally, the simulation results by PSCAD software and also the practical implementation results will be given.

**Key words:** Matrix converter, Bi-directional switch, Snubber circuit.

۱- مقدمه



شکل ۱- مدار قدرت مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز

۲- تشریح نمونه آزمایشگاهی مبدل ماتریسی

۲-۱- انتخاب کلیدهای دو طرفه

از آن جایی که قطعات نیمه‌هادی که بتوانند مستقیماً عمل کرد دوطرفه مورد نیاز مبدل‌های ماتریسی را فراهم کنند، وجود ندارند بنابراین لازم است که با ترکیب مناسب از قطعات یک طرفه، این نیاز را برآورده کرد. برای این منظور معمولاً سه آرایش پل دیودی، امیتر مشترک و کلکتور مشترک در عمل مورد استفاده قرار می‌گیرند. شکل (۲) مدار قدرت این کلیدها را نشان می‌دهد.

آرایش پل دیودی، شامل یک IGBT در مرکز یک پل دیودی تک فاز می‌باشد که در شکل (۲-الف) نشان داده شده است. مزیت مهم این مدار در این است که جریان می‌تواند در هر دو جهت جاری شود و فقط یک راه‌انداز گیت در هر سلول کموتاسیون مورد نیاز است. تلفات مدار نسبتاً بالا است چرا که سه عنصر در هر مسیر هدایت وجود دارند. جهت جریان IGBT قابل کنترل نیست و این یک عیبی است که باعث می‌شود نتوان بسیاری از روش‌های کموتاسیون قابل اعتماد را استفاده کرد.

آرایش امیتر مشترک، شامل دو IGBT و دو دیود موازی معکوس مطابق شکل (۲-ب) می‌باشد. دیودها جهت ایجاد قابلیت مسدود کردن ولتاژهای معکوس می‌باشند. آرایش امیتر مشترک نسبت به آرایش پل دیودی مزایای زیادی دارد. نخست این که امکان کنترل مستقل جهت جریان وجود دارد، هم چنین تلفات حالت هدایت کاهش می‌یابد چرا که فقط دو عنصر در هر لحظه حامل جریان می‌باشند. با این آرایش می‌توان به طور مستقل جهت جریان را در کلید دو طرفه کنترل نمود. هر کلید دو طرفه نیاز به منبع تغذیه جدا شده برای راه‌اندازی گیت‌های

"مبدل ماتریسی"<sup>(۱)</sup> به عنوان نسل جدیدی از مبدل‌های الکترونیک قدرت، یک منبع تغذیه با دامنه و فرکانس متغیر است که  $N$  ولتاژ ورودی را مستقیماً و بدون استفاده از عناصر ذخیره کننده انرژی به  $m$  ولتاژ خروجی تبدیل می‌کند. به عبارت دیگر، مبدل ماتریسی یک راه حل تمام سیلیکانی، برای تبدیل  $ac$  به  $ac$  ارائه می‌دهد به طوری که برخلاف سیستم‌های کلاسیک یکسو کننده- اینورتری نیاز به عناصر ذخیره کننده انرژی راکتیو ندارد. این مبدل، شامل ماتریسی از کلیدهای نیمه‌هادی دو طرفه می‌باشد که هر کدام از پایانه‌های ورودی را به هر کدام از پایانه‌های خروجی در محل تقاطع خطوط به هم وصل می‌کند. کلیدهای دو طرفه بایستی بتوانند ولتاژها را با هر قطبشی که باشند مسدود کنند و هم چنین بایستی قادر باشند جریان را در هر جهتی از خود عبور دهند. با چنین آرایشی از کلیدها، مبدل‌های ماتریسی قادر به انتقال انرژی دو طرفه خواهند شد.

به دلیل نبودن عناصر ذخیره کننده انرژی، مبدل‌های ماتریسی دارای پاسخ سریع، راندمان بالا، اندازه کوچک و قابلیت طراحی به صورت یکپارچه را دارند ولی به قیمت افزایش تعداد کلیدهای دو طرفه تمام می‌شود. عناصر ذخیره کننده انرژی گران قیمت بوده و فضای بزرگی را اشغال می‌کنند و کنترل انرژی ذخیره شده در آن‌ها در موقع بروز عیب مشکل است. در مبدل‌های ماتریسی شکل موج و فرکانس در دو طرف ورودی و خروجی مستقل از هم هستند. برای مثال ورودی می‌تواند سه فاز  $ac$  بوده در حالی که خروجی  $dc$  باشد، یا هر دو می‌توانند  $dc$  و یا  $ac$  باشند، ضمناً تعداد فازهای ورودی و خروجی نیز مستقل از هم هستند. بنابراین، مبدل ماتریسی یک مبدل جامع می‌باشد که می‌تواند جایگزین تمامی مبدل‌های کلاسیک شود؛ شکل (۱) مدار قدرت یک مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز را نشان می‌دهد [۱-۲].

در این مقاله، جزئیات طراحی و ساخت یک مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز با ولتاژ ورودی 380V خط و جریان خروجی حدوداً 7A ارائه می‌شود. محاسبات مربوط به "حد مجاز"<sup>(۲)</sup> ولتاژ و جریان قطعات نیمه‌هادی‌های قدرت برای نمونه آزمایشگاهی بیان خواهد شد. یک مدار استاندارد ساده، برای محدود کردن ولتاژ قطعات در سطح مطلوب نیز طراحی و ساخته خواهد شد.

شده‌اند. قدرت نامی این قطعات کم بوده و به مقادیر کوچک‌تر محدود می‌شود.

IGBTها ترکیبی از MOSFETها و BJTها می‌باشند. این قطعات، مشخصه کلیدزنی سریع MOSFETها و ظرفیت جابه‌جایی توان بالای BJTها را دارا می‌باشند. IGBTها، قطعات کنترل‌شونده با ولتاژ هستند و افت ولتاژ حالت روشن کم‌تری را دارا می‌باشند. این قطعات در کاربردهایی با توان‌های بالا و کلیدزنی متوسط به وفور مورد استفاده قرار می‌گیرند. قابلیت کنترل آسان و کلیدزنی در فرکانس‌های بالا باعث شده که این قطعات مناسب استفاده در مبدل‌های قدرت مانند مبدل‌های ماتریسی باشند.

### ۲-۳- محاسبه حد مجاز قطعات

در این قسمت از مقاله، حد مجاز ولتاژ و جریان IGBTهای استفاده شده برای نمونه آزمایشگاهی مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز محاسبه می‌شوند. برای سادگی، مبدل ماتریسی به صورت ایده‌آل در نظر گرفته شده و از تلفات کلیدزنی و اغتشاشات هارمونیکی در سمت ورودی و خروجی صرف نظر می‌شود [۶].

#### ۲-۳-۱- محاسبه حد مجاز ولتاژ

با توجه به شکل (۱) بیشینه ولتاژ برای هر قطعه در مبدل‌های ماتریسی، بیشینه اختلاف ولتاژ بین دو خط در ولتاژهای ورودی می‌باشد. بنابراین بیشینه ولتاژ IGBTها ( $V_{dm}$ ) به صورت زیر خواهد شد:

$$V_{dm} = \sqrt{2}V_L \quad (1)$$

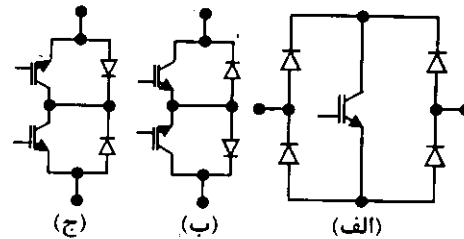
در رابطه فوق،  $V_L$  ولتاژ موثر خط به خط ورودی می‌باشد. در عمل حد مجاز ولتاژ باید بیش‌تر از این مقدار انتخاب شود چرا که تاخیر زمانی بین سیگنال‌های راه‌انداز قطعات، باعث به وجود آمدن اضافه ولتاژها در دو سر قطعات خواهد شد [۷].

#### ۲-۳-۲- محاسبه حد مجاز جریان

یک فاز خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز برای محاسبه مقادیر حد مجاز جریان قطعات استفاده شده، در شکل (۳) نشان داده شده است. هم‌چنان که این شکل نشان می‌دهد در مبدل ماتریسی، جریان خروجی یک فاز مجموع جریان‌های لحظه‌ای تامین شده توسط کلیدهای سهیم در آن فاز خروجی

کلیدها خواهد داشت ولی هر دو IGBT موجود در کلید دو طرفه را می‌توان نسبت به نقطه مشترک امیتر راه‌اندازی کرد.

آرایش کلکتور مشترک شبیه ترکیب امیتر مشترک می‌باشد با این تفاوت که IGBTها به صورت کلکتور مشترک استفاده شده‌اند (شکل ۲-ج). مزیت این نوع آرایش در این است که برای یک مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز فقط نیاز به ۶ منبع تغذیه مستقل برای راه‌اندازی کلیدهای دو طرفه می‌باشد. تلفات این مدار شبیه مدار امیتر مشترک می‌باشد با این وجود، این آرایش در یک سیستم عملی قابل استفاده نیست چرا که خاصیت سلفی بین سلول‌های کموتاسیون باعث به وجود آمدن اشکالاتی خواهد شد. معمولاً آرایش امیتر مشترک برای ایجاد سلول‌های کلیدی دو طرفه در مبدل‌های ماتریسی مورد استفاده قرار می‌گیرد. در مدل آزمایشگاهی نیز از آرایش امیتر مشترک استفاده شده است [۴ و ۵].



شکل ۲- نمونه‌هایی از کلیدهای دو طرفه

### ۲-۲- انتخاب نیمه‌هادی‌های مورد نیاز برای کلیدهای دو طرفه

در سال‌های اخیر، پیشرفت‌های قابل توجه در فن‌آوری ادوات نیمه‌هادی‌ها، باعث شده که قطعات کلیدزنی جدیدی با مشخصات متنوع در دسترس باشند. این مزایای فن‌آوری، پیشرفت‌های مهمی را در کنترل مدارات الکترونیک قدرت به وجود آورده است. بعضی از ادوات کلیدزنی که می‌توانند در مبدل‌های ماتریسی استفاده شوند در قسمت‌های زیرین توضیح داده می‌شوند.

BJTها قطعات کنترل شده با جریان هستند و با وجود بهره جریان کوچک، باز به جریان بزرگ و پیوسته در پایانه بیس در حالت روشن دارند. این قطعات ظرفیت جابه‌جایی توان‌های بالاتری را دارند.

MOSFETهای قدرت، قطعات کنترل شده با ولتاژ هستند که برای استفاده در مدارات با فرکانس‌های کلیدزنی بالا طراحی

بنابراین مقدار متوسط قسمت مثبت شکل موج خروجی، مجموع مقادیر قسمت‌های مثبت جریان جاری در سه کلید، خواهد شد:

$$I_{a+,dc} = I_{Aa+,dc} + I_{Ba+,dc} + I_{Ca+,dc} \quad (7)$$

$$I_{Aa+,dc} = \frac{I_{a+,dc}}{3} \quad (8)$$

با فرض جریان خروجی سینوسی، مقدار متوسط قسمت مثبت شکل موج جریان خروجی به صورت زیر خواهد شد:

$$I_{a+,dc} = \frac{I_{am}}{\pi} \quad (9)$$

در معادله فوق،  $I_{am}$  مقدار بیشینه جریان خروجی است. حد مجاز جریان قطعات، با جایگزینی معادله (9) در معادله (8) به دست می‌آید:

$$I_{Aa+,dc} = \frac{I_{am}}{3\pi} \quad (10)$$

و یا بر حسب مقدار موثر جریان خروجی، حد مجاز جریان قطعات به صورت زیر خواهد شد:

$$I_{Aa+,dc} = \frac{\sqrt{2}I_{a,rms}}{3\pi} \quad (11)$$

به علل زیر، حد مجاز جریان در عمل باید به مراتب بیش‌تر از مقدار محاسبه شده در فوق برای قطعات انتخاب شود:

- حد مجاز قطعات برای یک دمای مشخص معمولاً در دمای  $25^{\circ}C$  ارائه می‌شود ولی عملاً قطعات در دماهای بیش‌تر از  $25^{\circ}C$  کار خواهند کرد.

- تحت شرایط خاص، جریان به صورت مساوی بین قطعات تقسیم نخواهند شد.

- تاخیر زمانی بین سیگنال‌های راه‌انداز قطعات، باعث به وجود آمدن اضافه ولتاژها در دو سر قطعات خواهد شد که بایستی توسط مدارات اسنابر کنترل شوند، مدارات اسنابر استفاده شده، جریان‌های بیشینه بالاتری را در حالت روشن شدن کلیدها به مدار تحمیل خواهند کرد و قطعات باید قادر به تحمل آن‌ها باشند.

است. ارتباط ریاضی بین جریان‌های لحظه‌ای بار و کلیدها به صورت زیر می‌باشد:

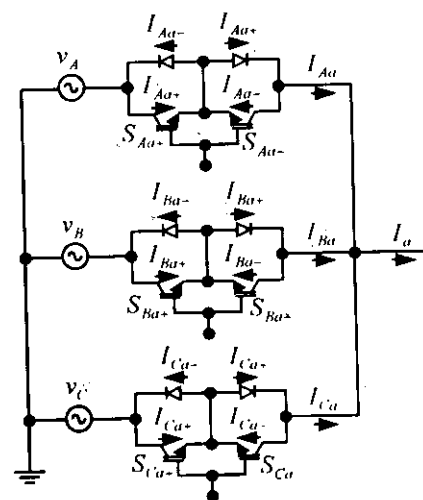
$$I_a(t) = I_{Aa}(t) + I_{Ba}(t) + I_{Ca}(t) \quad (2)$$

مقدار متوسط جریان خروجی ( $I_{a,dc}$ )، مجموع مقادیر متوسط جریان سه کلید می‌باشد:

$$I_{a,dc} = I_{Aa,dc} + I_{Ba,dc} + I_{Ca,dc} \quad (3)$$

اگر فرض شود که هر کلید دو طرفه سهم یکسانی در جریان خروجی داشته باشد، در آن صورت:

$$I_{Aa,dc} = I_{Ba,dc} = I_{Ca,dc} = \frac{I_{a,dc}}{3} \quad (4)$$



شکل ۳- یک فاز خروجی (فاز a) مبدل ماتریسی

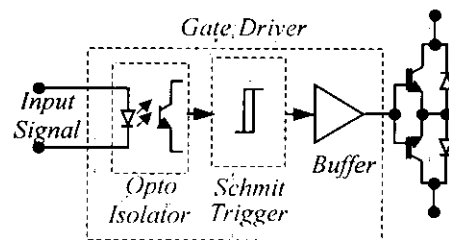
هم چنان که شکل (۳) نشان می‌دهد  $S_{Aa-}$  و  $D_{Aa-}$  قسمت مثبت شکل موج جریان  $I_{Aa}$  و  $S_{Aa-}$  و  $D_{Aa-}$  قسمت منفی آن را از خود عبور می‌دهند. فرض می‌شود که قسمت‌های مثبت و منفی شکل موج‌های جریان دارای شکل یکسانی می‌باشند، تحت این شرایط، اندازه مقدار متوسط جریان هر قطعه نصف مقدار متوسط در کلید خواهد شد. بنابراین:

$$I_{Aa+,dc} = I_{Aa-,dc} \quad (5)$$

$$I_{Aa,dc} = I_{Aa+,dc} + I_{Aa-,dc} \quad (6)$$

#### ۴-۲- مدار راهانداز گیت

هر کلید دو طرفه استفاده شده در مبدل ماتریسی، نیاز به یک مدار راهانداز جدا شده دارد. برای جدا کردن، می‌توان از ترانسفورماتورهای پالس و یا اپتوکوپلر استفاده نمود. اپتوکوپلرها می‌توانند با سیکل‌های کاری نامحدود کار کنند اما نیاز به یک منبع تغذیه جدا شده دارند. با توجه به راهبردهای کنترلی استفاده شده، از آن جایی که کلیدهای مبدل ماتریسی نیازمند کار با سیکل‌های کاری متفاوت می‌باشند به همین دلیل از اپتوکوپلرها برای جداسازی استفاده شده است. در مرحله بعد یک مدار اشمیت تزیکر، اثر هر گونه نویز را از بین برده و سیگنال مربعی لازم را برای ورودی تقویت کننده گیت فراهم می‌کند. طراحی مدار به صورتی گرفته شده که دارای تاخیر جزئی در حدود  $1\mu s$  برای کل مدار راهانداز باشد. بافر گیت به گونه‌ای است که سطح ولتاژ بین  $+1.5V$  الی  $+20V$  را با امپدانس حدود  $6\Omega$  جهت شارژ خازن گیت-امیتر IGBT فراهم می‌کند. در نتیجه روشن شدن IGBT در کسری از میکرو ثانیه انجام می‌شود. برای خاموش کردن IGBT نیز ولتاژی حدود  $-6V$  با امپدانس حدود  $6\Omega$  به گیت-امیتر اعمال می‌شود لذا جریان دشارژ خازن گیت-امیتر در حدود  $1A$  می‌شود که برای خاموش کردن سریع IGBT در زمانی بین  $0.5\mu s$  الی  $1\mu s$  مناسب است. نحوه اتصال IGBTها به صورت سری می‌باشد و سیگنال خاموش و روشن کننده، هم زمان به گیت-امیتر هر دو IGBT اعمال می‌شود. شکل (۴) جداساز و مدار راهانداز مربوط به هر کلید دو طرفه را نشان می‌دهد.



شکل ۴- مدار راهانداز یک کلید دو طرفه

#### ۵-۲- طراحی مدار اسنابر

عملکرد سالم IGBTها در عمل کلیدزنی، نیازمندی به استفاده از مدارات اسنابر در بسیاری از کاربردها مانند اینورترهای منبع ولتاژ را از بین می‌برد. اما در مبدل‌های ماتریسی به دلیل

عدم وجود مسیرهای "هرزگرد"<sup>(۱)</sup> نیاز به استفاده از مدارات اسنابر وجود دارد. به عبارت دیگر، مدار اسنابر برای محدود کردن  $dv/dt$  در دو سر کلیدهای دو طرفه نیاز خواهد شد. در مبدل‌های ماتریسی، کموتاسیون جریان بار همیشه از یک کلید کنترل شونده به یک کلید دیگر می‌باشد. این مورد درست نقطه مقابل این مبدل‌ها در مقایسه با اینورترهای منبع ولتاژ کلاسیک می‌باشد که در آنها، کموتاسیون همیشه از یک کلید کنترل شونده به دیود هرزگرد و یا برعکس صورت می‌گیرد. در اینورترهای کلاسیک، یک تاخیر زمانی بین سیگنال‌های راهانداز کلیدها، به آسانی می‌تواند از اتصال کوتاه شدن جلوگیری کند. در مدت این تاخیر زمانی، جریان سلفی بار از طریق دیود هرزگرد عبور می‌کند. در مبدل‌های ماتریسی، مسیر هرزگرد وجود ندارد با این وجود برای جلوگیری از اتصال کوتاه شدن در سمت ورودی، باز نیاز است که یک تاخیر زمانی بین سیگنال‌های راهانداز در نظر گرفته شود. در طول این مدت تاخیر زمانی، جریان سلفی بار از طریق مدارات اسنابر برقرار خواهد گشت. در مبدل ماتریسی آزمایشگاهی از یک R-C کوچک به عنوان یک مدار اسنابر استفاده شده است. توجه شود که در این مقاله طراحی مدارات اسنابر بهینه صورت نگرفته است. البته لازم به یادآوری است که اثبات شده است که نیاز به طراحی مدارات اسنابر پیشرفته و یا حذف آنها فقط برای عملکرد در قدرت‌ها و فرکانس‌های کلیدزنی بالاتر وجود دارد.

یکی از کلیدهای دو طرفه برای طراحی مدار اسنابر در شکل (۵) نشان داده شده است. در این شکل یک مدار R-C به موازات کلید دو طرفه استفاده شده است. مقادیر R و C به صورت زیر قابل محاسبه هستند.

در مدار شکل (۵) زمانی که کلید K در زمان  $t=0$  روشن می‌شود خازن به صورت اتصال کوتاه عمل می‌کند چرا که ولتاژ دو سر خازن نمی‌تواند تغییرات ناگهانی داشته باشد. با توجه به این که IGBT در حالت خاموشی، مقاومت داخلی بسیار بزرگی را از خود نشان می‌دهد بنابراین فقط مقاومت‌های R و  $R_L$  و سلف L جریان را از خود عبور خواهند داد. لذا:

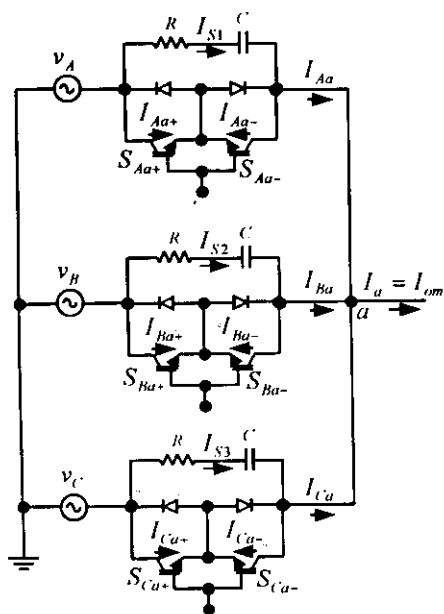
$$L \frac{di}{dt} + (R + R_L) = E \quad (12)$$

با حل معادله دیفرانسیل فوق، نتیجه زیر حاصل می‌شود:

بنابراین مقادیر پارامترهای R و C در مدار اسنابر توسط معادلات (۱۷) و (۱۸) قابل محاسبه می‌باشند. در یک مدار متناوب، می‌توان پارامترهای R و C را با استفاده از معادلات (۱۷) و (۱۸) با جایگزینی مقدار بیشینه ولتاژ ورودی به جای E محاسبه کرد. روابط مفید دیگری برای محاسبه R و C در یک مدار متناوب در مرجع [۸] ارائه شده است.

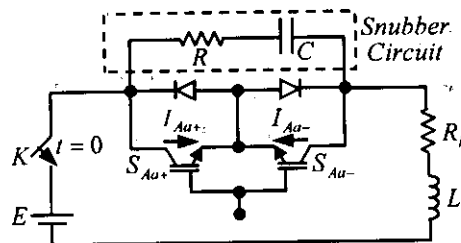
توجه شود که در مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز، بدترین عمل کرد برای مدار اسنابر زمانی خواهد بود که بیشینه جریان خروجی در حالی که یکی از ولتاژهای خط به خط، بیشینه مقدار خود را دارا می‌باشد برقرار باشد. فرض می‌شود که ولتاژهای سه فاز ورودی و هم چنین جریان خروجی در طول یک پریود از فرکانس کلیدزنی ثابت می‌ماند. هم چنین از سلف‌های فراری در مسیر کموتاسیون صرف نظر می‌شود.

یک فاز خروجی مبدل ماتریسی برای تحلیل مدار اسنابر در شکل (۶) نشان داده شده است. یک تاخیر زمانی در حد T ثانیه در سیگنال‌های راهانداز برای جلوگیری از اتصال کوتاهی در خطوط ورودی در نظر گرفته می‌شود. بررسی عمل کرد مدار اسنابر برای یک دوره کامل از دنباله کلیدزنی صورت می‌گیرد به این ترتیب که فرض می‌شود که ترتیب کموتاسیون کلیدها به ترتیب از کلید S<sub>Aa</sub> به S<sub>Ba</sub> و سپس به کلید S<sub>Ca</sub> و نهایتاً به کلید S<sub>Aa</sub> بر می‌گردد. فرض می‌شود خط A بیشینه مقدار ولتاژ خود را دارا می‌باشد.



شکل ۶- مدار اسنابر با کلیدهای دو طرفه

$$i = \frac{E}{R + R_L} \left[ 1 - e^{-\frac{R + R_L}{L} t} \right] \quad (13)$$



شکل ۵- طراحی پارامترهای مدار اسنابر

بیشینه مقدار تغییرات جریان در زمان  $t = 0$  حاصل شده و برابر است با:

$$\left( \frac{di}{dt} \right)_{Max} = \frac{E}{L} \quad (14)$$

ولتاژ دو سر کلید دو طرفه ( $v_{Switch}$ ) برابر است با:

$$v_{Switch} = R \cdot i \quad (15)$$

در نتیجه بیشینه تغییرات ولتاژ دو سر کلید دو طرفه برابر خواهد شد با:

$$\left( \frac{dv_{Switch}}{dt} \right)_{Max} = R \cdot \left( \frac{di}{dt} \right)_{Max} \quad (16)$$

با جایگزینی معادله (۱۴) در معادله (۱۶) مقدار مقاومت R در مدار اسنابر به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$R = \frac{L}{E} \left( \frac{dv_{Switch}}{dt} \right)_{Max} \quad (17)$$

مدار شامل مقاومت‌های R و R<sub>L</sub> و سلف L و خازن C همیشه طوری طراحی می‌شود که مدار "میرایی بحرانی"<sup>(۱)</sup> باشد. برای تحقق میرایی بحرانی، رابطه زیر باید بین پارامترهای مدار برقرار باشد:

$$R + R_L = 2\sqrt{\frac{L}{C}} \quad (18)$$

از آن جایی که جریان اسنابر در این فاصله زمانی ثابت می‌ماند، بنابراین ولتاژ دو سر مقاومت اسنابر مقدار ثابت  $V_R$  باقی می‌ماند. تغییر ولتاژ دو سر خازن اسنابر بعد از تاخیر زمانی  $\tau$  ثانیه با استفاده از معادله (21) به صورت زیر خواهد شد:

$$\Delta V_C = \frac{I_{om}}{3C} \cdot \tau \quad (22)$$

این وضعیت در شکل (7-ج) نشان داده شده است. مدار معادل درست برای لحظه‌ای که کلید  $S_{Ba}$  روشن می‌شود در شکل (7-د) نشان داده شده است. در این حالت، جریان‌های اسنابر به صورت زیر خواهند شد:

$$I_{S1} = I_{S2} = I_{S3} = \frac{(V_A + V_B - \Delta V_C)}{R} e^{-\frac{t}{RC}} \quad (23)$$

با توجه به شکل (7)، لازم به توضیح است که جریان‌های مدار اسنابر، در کلید  $S_{Ba}$  برقرار است. در نتیجه وجود مدار اسنابر، باعث افزایش مقدار حد مجاز جریان عناصر می‌شود که در طراحی حتماً باید مد نظر قرار بگیرد. این موضوع هم چنین باعث افزایش تلفات مدار می‌شود.

بعد از این که کلید  $S_{Ba}$  برای مدتی روشن ماند جریان بار از آن عبور خواهد کرد. این وضعیت در شکل (7-ه) نشان داده شده است. تحلیل مدار اسنابر برای یک دنباله کامل کلیدزنی که نهایتاً کلید  $S_{Aa}$  روشن می‌شود به همین صورت، تکرار خواهد شد.

برای شروع تحلیل فرض می‌شود که کلید دو طرفه  $S_{Aa}$  روشن و کلیدهای  $S_{Ca}$  و  $S_{Ba}$  برای مدتی خاموش بوده‌اند. مدار معادل این وضعیت در شکل (7-الف) نشان داده شده است. در این فاصله زمانی، جریان خروجی از طریق کلید دو طرفه  $S_{Aa}$  تامین شده و ولتاژ خازن اسنابر مربوط به این کلید صفر می‌باشد. تحت این شرایط، افت ولتاژ دو تیر تمامی کلیدها ثابت می‌ماند. شکل (7-ب) درست لحظه‌ای را نشان می‌دهد که کلید دو طرفه  $S_{Aa}$  خاموش شده است. در طول این فاصله زمانی، هر سه کلید دو طرفه خاموش بوده و جریان بار توسط سه اسنابر به صورت یکسان تامین می‌شود. با فرض این که جریان خروجی حداکثر مقدار خود با بیشینه  $I_{om}$  را دارا می‌باشد در این صورت جریان‌های اسنابرها به صورت زیر خواهند شد:

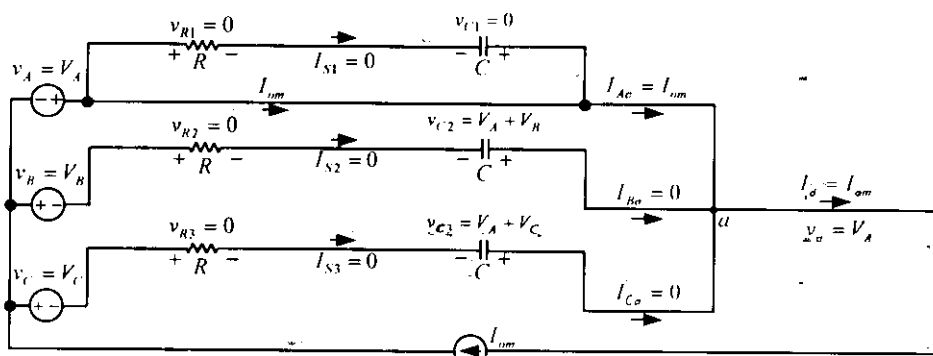
$$I_{S1} = I_{S2} = I_{S3} = \frac{I_{om}}{3} \quad (19)$$

بنابراین، ولتاژ دو سر مقاومت و خازن مدار اسنابر در طول این فاصله زمانی به صورت زیر خواهند شد:

$$V_R = R \cdot I_S \quad (20)$$

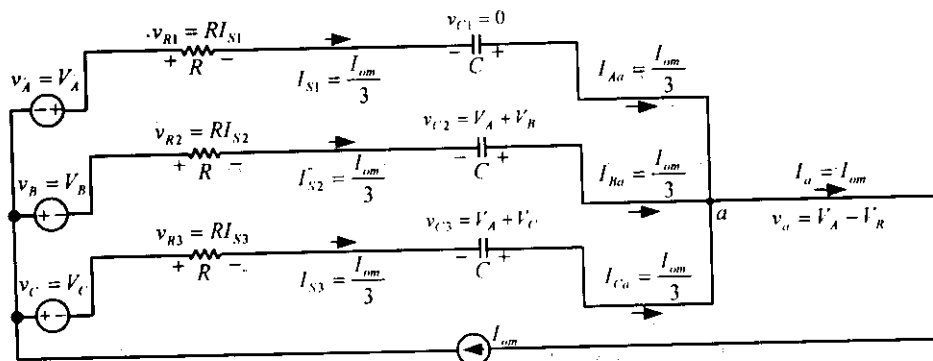
$$V_C = \frac{I_S}{C} t + V_C(0) \quad (21)$$

در معادلات فوق،  $V_R$  ولتاژ دو سر مقاومت  $I_S \cdot R$  جریان اسنابر،  $V_C$  ولتاژ خازن و  $V_C(0)$  ولتاژ اولیه خازن می‌باشد.

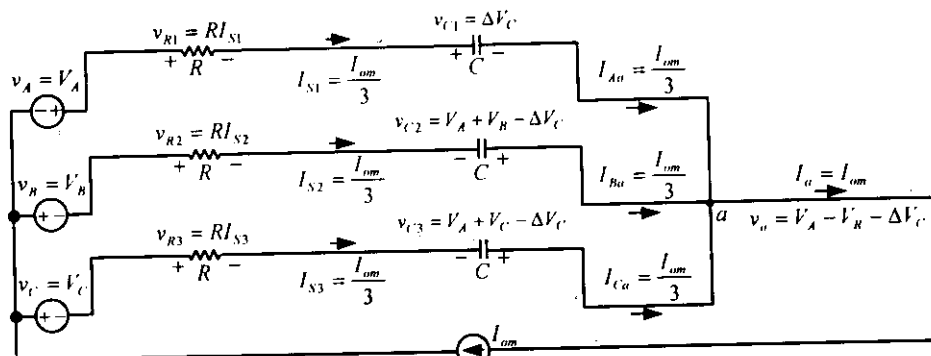


(الف) وضعیتی که کلید  $S_{Aa}$  روشن و کلیدهای  $S_{Ca}$  و  $S_{Ba}$  برای مدتی خاموش بوده‌اند.

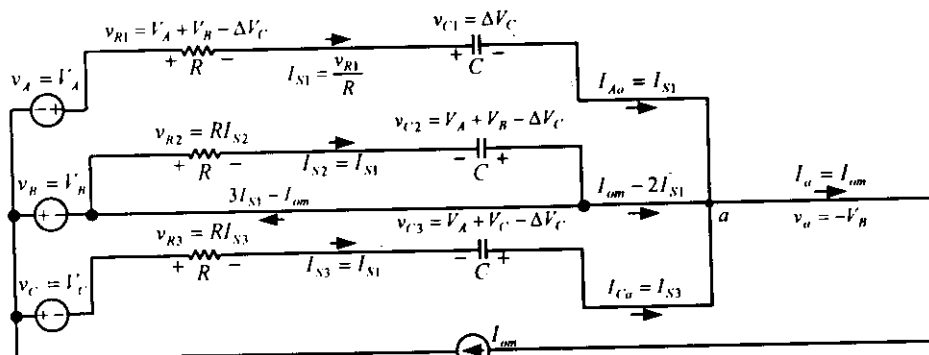
شکل 7- مدارات معادل برای تحلیل مدار اسنابر



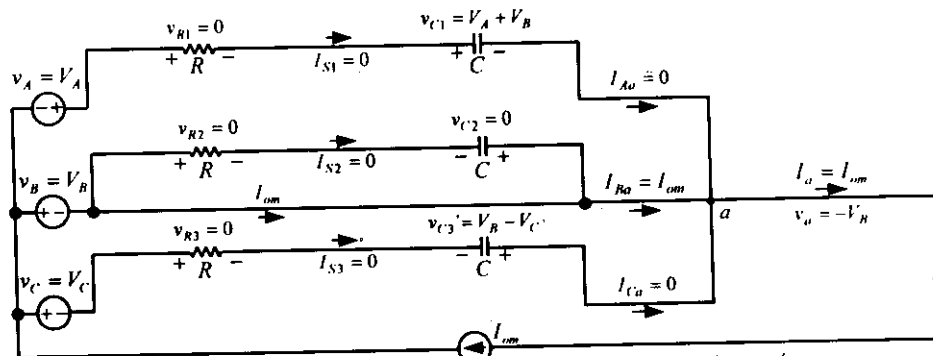
(ب) بلافاصله بعد از خاموش شدن کلید  $S_{Aa}$



(ج) بلافاصله قبل از روشن شدن کلید  $S_{Ba}$



(د) بلافاصله بعد از روشن شدن کلید  $S_{Ba}$



(ه) وضعیت کلیه کلید  $S_{Ba}$  روشن و کلیدهای  $S_{Aa}$  و  $S_{Ca}$  برای مدتی خاموش بوده‌اند.

ادامه شکل ۷



IGBT های استفاده شده در ساخت کلیدهای قدرت در مدل آزمایشگاهی از نوع BUP306D با دیود موازی-معکوس داخلی با ولتاژ و جریان 1200V و 23A در دمای 25°C می‌باشند. برای تولید سیگنال‌های فرمان گیت‌ها از میکروکنترلرکننده 89C52 ساخت شرکت ATMEL مطابق الگوریتم کلیدزنی استفاده شده است. مقدار مقاومت و خازن مدار اسنابر به ترتیب 10kΩ و 0.01μF در نظر گرفته شده است.

### ۳- روش مدولاسیون اعمالی

تکنیک‌های مدولاسیون، راهبردهایی برای کنترل وضعیت کلیدها در مدارات الکترونیک قدرت هستند. استفاده از روش‌های PWM در ساخت مبدل‌های ماتریسی همگام با رشد سریع فن‌آوری ساخت قطعات نیمه هادی به ویژه کلیدهای قدرت فرکانس بالا متداول گشته است. راهبرد PWM مزایای زیادی از جمله کاهش هارمونیک‌های مرتبه پایین در مقایسه با روش‌های دیگر می‌باشد.

از آن جایی که مبدل‌های ماتریسی به وسیله منابع ولتاژ تغذیه می‌شوند و از طرفی بیشتر بارهای مصرفی دارای خاصیت سلفی هستند، برای عمل کرد سالم مبدل‌های ماتریسی باید دو قانون زیر رعایت شوند:

- برای جلوگیری از اتصال کوتاه در سمت منابع ولتاژ، نیابستی دو خط ولتاژ ورودی به یک خط خروجی مشابه وصل شوند (بروز اضافه جریان).

- برای جلوگیری از مدار باز شدن بار، نیابستی خطوط خروجی باز شوند (بروز اضافه ولتاژ).

در این مقاله، برای نشان دادن جامعیت مبدل ماتریسی ساخته شده، مبدل‌های ماتریسی سه فاز به سه فاز، سه فاز به دو فاز و تک فاز به تک فاز مورد بررسی قرار خواهند گرفت.

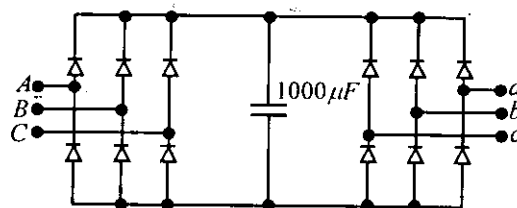
### ۳-۱- مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز

مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز در شکل (۱) نشان داده شده است. این مبدل شامل ۹ کلید دو طرفه می‌باشد. ولتاژهای ورودی به صورت زیر در نظر گرفته می‌شوند:

$$[V_i(t)] = \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - 120^\circ) \\ \cos(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (26)$$

### ۲-۶- حفاظت در برابر اضافه ولتاژها

قطعات نیمه‌هادی‌های استفاده شده در مبدل‌های ماتریسی نیاز به حفاظت در برابر اضافه ولتاژها دارند. حذف مسیرهای هرزگرد در مبدل‌های ماتریسی، باعث پیچیدگی حفاظت مدار قدرت در برابر شرایط بروز عیب می‌شود چرا که در مبدل‌های ماتریسی جریان همیشه از یک کلید کنترل شونده به دیگری سوئیچ می‌شود. برای مثال اگر یک کلید، در پاسخ به یک عیب خاموش شود اضافه جریان تولید شده به صورت اضافه ولتاژ عمل کرده و باعث صدمه دیدن مدار قدرت می‌شود چرا که به دلیل ماهیت سلفی بار، باعث آسیب به مدار اسنابر کلید خواهد شد. مدار برش‌گر نشان داده شده در شکل (۸) می‌تواند برای جذب انرژی اضافی بار، زمانی که تمامی کلیدهای قدرت خاموش می‌شوند به کار رود. مدار برش‌گر، زمانی فعال خواهد شد که ولتاژ خروجی بیش‌تر از ولتاژ خازن برش‌گر باشد.



شکل ۸- مدار حفاظت در برابر اضافه ولتاژها

### ۲-۷- مشخصات نهایی نمونه آزمایشگاهی مبدل

#### ماتریسی

برای مبدل ماتریسی آزمایشگاهی، ولتاژ خط به خط ورودی 380V می‌باشد. بنابراین بیشینه ولتاژ مجاز برای هر IGBT و دیود با استفاده از معادله (۱) برابر خواهد شد با:

$$V_{um} = \sqrt{2} \times 380 = 538V \quad (27)$$

جریان بار کامل مبدل ماتریسی در حدود 7A در نظر گرفته شده است. بنابراین حد مجاز جریان متوسط برای هر IGBT و دیود با استفاده از معادله (۱۲) برابر خواهد شد با:

$$I_d = \frac{\sqrt{2} \times 7}{3\pi} = 1.05A \quad (28)$$

$$i_n = T_s \left\{ \frac{1}{3} + \frac{2 V_{om}}{3 V_{im}} \cos \left[ (\omega_i - \omega_o) t - (n-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right\}$$

for  $n=1, 2, 3$

(۲۸)

که در آن،  $T_s$  دوره زمانی نمونه برداری بوده و برابر  $\frac{1}{f_s}$  می باشد ( $f_s$  فرکانس نمونه برداری است).

### ۲-۳- مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز:

تبدیلات سه فاز به دو فاز در کوره های القایی، ماشین های القایی دو فاز متقارن و ماشین های تک فاز با سیم پیچی کمکی مورد استفاده قرار می گیرند. برای تبدیل سه فاز به دو فاز، دو روش شناخته شده ترانسفورماتورهای Scott و Le Blanc وجود دارد. ترانسفورماتور Scott بر اساس دو ترانسفورماتور تک فاز پایه ریزی شده است. ترانسفورماتور Le Blanc از یک ترانسفورماتور سه فاز یا سیم پیچی ثانویه تقسیم بندی شده استفاده می کند. این ترانسفورماتورها دارای معایب عمده زیر هستند [۹]:

- نیاز به طراحی خاصی دارند که یک نتیجه آن افزایش قیمت تمام شده است،
- تلفات قابل توجهی دارند،
- فضای بزرگی را اشغال می کنند،
- جریان های مغناطیس کننده و اضافه ولتاژهای تولید شده می توانند در سیستم کنترل اختلال به وجود آورند.
- یک روش دیگر برای تبدیل سه فاز به دو فاز، استفاده از مبدل کلاسیک با اتصال dc است. این روش نیز دارای معایب عمده زیر است:
- دارای ضریب توان ورودی ضعیف می باشد،
- به فضای بزرگ برای نصب نیاز دارد،
- نیاز به فیلترهای ورودی و خروجی بزرگ است،
- تلفات زیادی دارد،
- وزن زیادی دارد،
- به دلیل وجود اتصال dc، دارای پاسخ دینامیکی کند می باشد.

روش جدید برای عمل تبدیل سه فاز به دو فاز استفاده از مبدل های ماتریسی می باشد که فاقد معایب ذکر شده در فوق هستند. مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز در شکل (۱۰) نشان داده شده است. این مبدل شامل ۶ کلید دو طرفه می باشد.

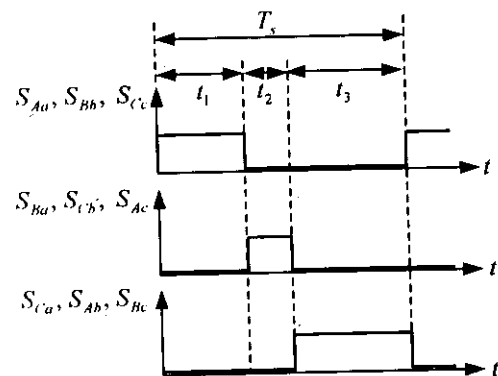
در روابط فوق  $V_{im}$  مقدار بیشینه و  $\omega_i$  فرکانس زاویه ای ولتاژهای ورودی را نشان می دهد.

اگر خروجی های مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز متعادل در نظر گرفته شوند، در این صورت کلیدها در مبدل بایستی طوری کنترل شوند که مولفه های اصلی ولتاژهای خروجی به صورت زیر در آیند:

$$[V_o(t)] = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos(\omega_o t - 120^\circ) \\ \cos(\omega_o t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (۲۷)$$

که در روابط فوق،  $V_{om}$  مقدار بیشینه و  $\omega_o$  فرکانس زاویه ای ولتاژهای خروجی را نشان می دهد.

در این مقاله، از الگوریتم مدولاسیون جدیدی به شیوه PWM که در مرجع [۷] برای مبدل های ماتریسی ارائه شده است برای تست مبدل طراحی شده استفاده شد. توابع کلیدزنی در چنین مبدلی، این اطمینان را خواهند داد که از بروز اتصال کوتاه در منابع ولتاژ (سمت ورودی) و مدار باز در منابع جریان (سمت خروجی) جلوگیری خواهد کرد، بنابراین در پایانه های خروجی جریان های پیوسته وجود خواهد داشت. در این راهبرد فرمان های کلیدها مطابق شکل (۹) تعیین خواهند شد.



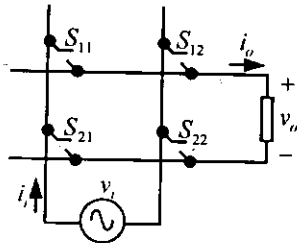
شکل ۹- فرمان کلیدها برای مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز

دوره های زمانی  $t_1$ ،  $t_2$  و  $t_3$  برای این مبدل به صورت زیر

بیان می شوند:

۳-۳- مبدل ماتریسی تک فاز به تک فاز

مبدل ماتریسی تک فاز به تک فاز در شکل (۱۲) نشان داده شده است. این مبدل شامل ۴ کلید دو طرفه می باشد.



شکل ۱۲- مدار قدرت مبدل ماتریسی تک فاز به تک فاز

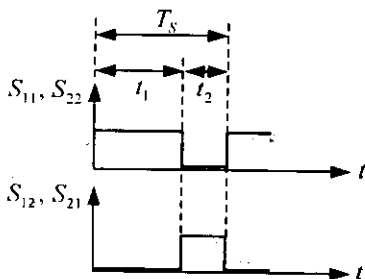
در این مبدل، ولتاژ ورودی با معادله زیر داده می شود:

$$v_i(t) = V_{im} \sin \omega_i t \quad (31)$$

مبدل ماتریسی تک فاز طوری طراحی و کنترل خواهد شد که مولفه اصلی ولتاژ خروجی به صورت زیر باشد:

$$v_o(t) = V_{om} \sin \omega_o t \quad (32)$$

فرمان های کلیدها در مبدل ماتریسی تک فاز به تک فاز، مطابق شکل (۱۳) خواهند بود.



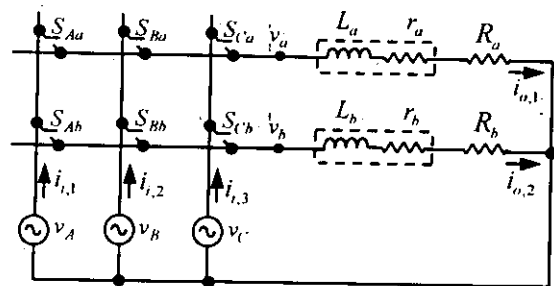
شکل ۱۳- فرمان کلیدها برای مبدل تک فاز به تک فاز

در این راهبرد، جواب های منحصر به فرد برای  $t_1$  و  $t_2$  به صورت زیر خواهند شد:

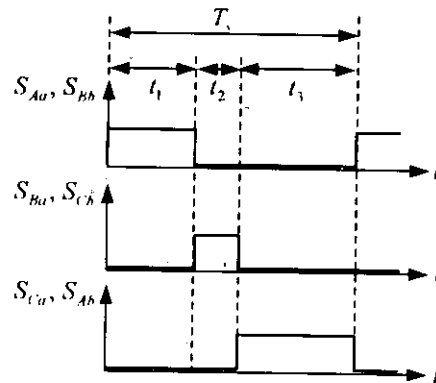
ورودی های مبدل با معادله (۲۶) و خروجی های آن با معادله زیر بیان می شود:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \end{bmatrix} = V_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos(\omega_o t - 90^\circ) \end{bmatrix} = V_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \sin(\omega_o t) \end{bmatrix} \quad (29)$$

فرمان های کلیدها، مطابق شکل (۱۱) خواهند بود.



شکل ۱۰- مدار قدرت مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز

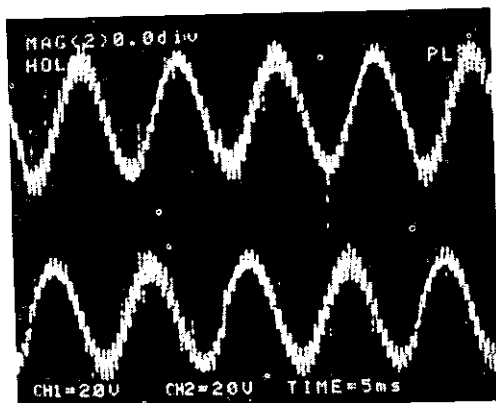


شکل ۱۱- فرمان کلیدها برای مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز

دوره های زمانی  $t_1$ ،  $t_2$  و  $t_3$  برای این مبدل به صورت زیر بیان می شوند:

$$t_n = \frac{T_s}{3} + \frac{2\sqrt{3}T_s}{9} \frac{V_o}{V_i} \left\{ \cos \left[ (\omega_i + \omega_o) t - \frac{\pi}{6} - (n-1) \frac{2\pi}{3} \right] + \cos \left[ (\omega_i - \omega_o) t - \frac{\pi}{6} - (n-1) \frac{2\pi}{3} \right] - \cos \left[ (\omega_i + \omega_o) t - (n-1) \frac{2\pi}{3} \right] + \cos \left[ (\omega_i - \omega_o) t - (n-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right\} \quad (30)$$

for  $n = 1, 2, 3$



(ب) نتایج عملی (خروجی دو فاز)

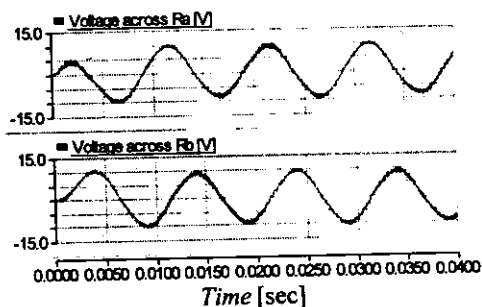
ادامه شکل ۱۴

۴-۲- مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز

پارامترهای این مبدل در جدول (۲) خلاصه شده است. شکل (۱۵) نتایج شبیه‌سازی و عملی را برای این مبدل نشان می‌دهد.

جدول ۲- پارامترهای مبدل سه فاز به دو فاز

| مقدار          | کمیت              |
|----------------|-------------------|
| $110\sqrt{2}V$ | $V_{im}$          |
| 40V            | $V_{om}$          |
| 50Hz           | $f_i$             |
| 100Hz          | $f_o$             |
| 5kHz           | $f_s$             |
| 55mH           | $L_a = L_b = L_c$ |
| $8\Omega$      | $r_a = r_b = r_c$ |
| $10\Omega$     | $R_a = R_b = R_c$ |



(الف) نتایج شبیه‌سازی

شکل ۱۵- جریان خروجی مبدل سه فاز به دو فاز (ولتاژ دو سر

مقاومت  $10\Omega$ )

$$t_1 = T_s \cdot \frac{1 + \frac{V_{om} \sin(\omega_o t)}{V_{im} \sin(\omega_i t)}}{1 - \frac{V_{om}^2 \sin(\omega_o t)}{V_{im} \sin(\omega_i t)}} \quad (33)$$

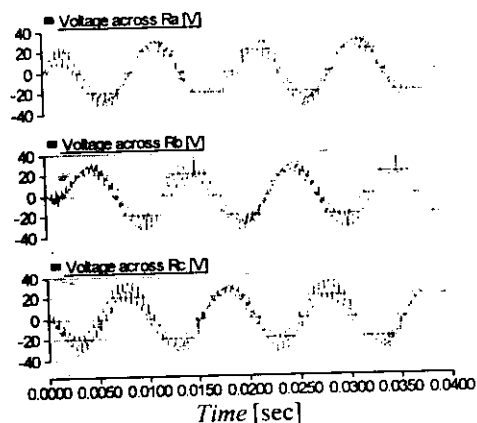
$$t_2 = T_s \cdot \frac{1 - \frac{V_{om}^2 \sin(\omega_o t)}{V_{im} \sin(\omega_i t)}}{2}$$

۴-۱- مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز

بارهای استفاده شده در این مبدل از نوع بارهای اهمی-سلفی می‌باشند. پارامترهای این مبدل در جدول (۱) خلاصه شده است. شکل (۱۴) نتایج شبیه‌سازی و عملی را برای این مبدل نشان می‌دهد.

جدول ۱- پارامترهای مبدل سه فاز به سه فاز

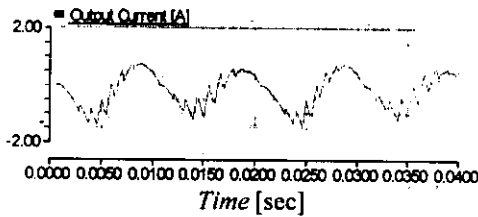
| مقدار          | کمیت              |
|----------------|-------------------|
| $110\sqrt{2}V$ | $V_{im}$          |
| $0.4V_{im}$    | $V_{om}$          |
| 50Hz           | $f_i$             |
| 100Hz          | $f_o$             |
| 2kHz           | $f_s$             |
| 55mH           | $L_a = L_b = L_c$ |
| $8\Omega$      | $r_a = r_b = r_c$ |
| $32\Omega$     | $R_a = R_b = R_c$ |



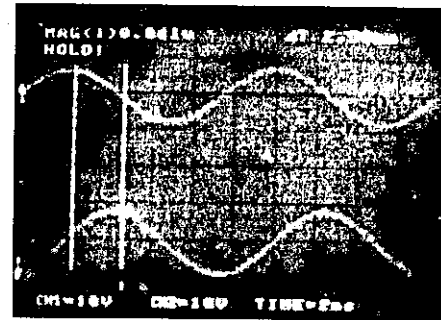
(الف) نتایج شبیه‌سازی

شکل ۱۴- جریان خروجی مبدل سه فاز به سه فاز (ولتاژ دو سر

مقاومت  $32\Omega$ )

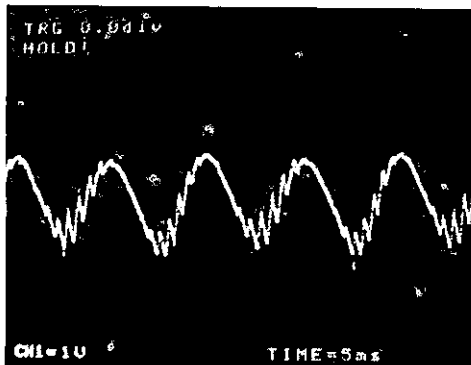


(الف) نتایج شبیه‌سازی



(ب) نتایج عملی

ادامه شکل ۱۵



(ب) نتایج عملی

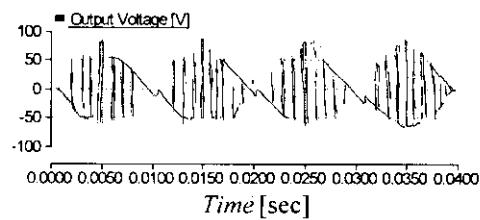
شکل ۱۷- جریان خروجی مبدل تک فاز به تک فاز

#### ۳-۴- مبدل ماتریسی تک فاز به تک فاز

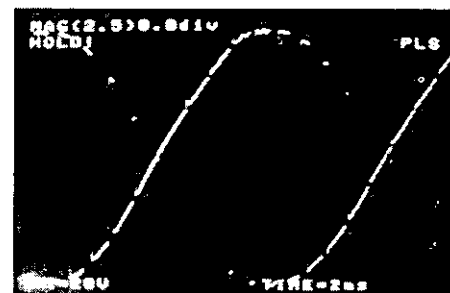
پارامترهای این مبدل در جدول (۳) خلاصه شده است. شکل‌های (۱۶) و (۱۷) نتایج شبیه‌سازی و عملی را برای این مبدل نشان می‌دهد.

جدول ۳- پارامترهای مبدل تک فاز به تک فاز

| مقدار         | کمیت     |
|---------------|----------|
| $50\sqrt{2}V$ | $V_{im}$ |
| $25\sqrt{2}V$ | $V_{om}$ |
| 50Hz          | $f_i$    |
| 100Hz         | $f_o$    |
| 1kHz          | $f_s$    |
| 40mH          | L        |
| $20\Omega$    | R        |



(الف) نتایج شبیه‌سازی



(ب) نتایج عملی

شکل ۱۶- ولتاژ خروجی مبدل تک فاز به تک فاز

#### ۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله، با یک مقدمه بسیار کوتاه در ارتباط با انواع کلیدهای دو طرفه قابل استفاده در مبدل‌های ماتریسی، کلید دو طرفه مناسب به همراه نوع قطعه نیمه‌هادی انتخاب گردید. سپس محاسبات مربوط به حداقل حد مجاز ولتاژ و جریان قطعات نیمه‌هادی‌های مورد نیاز به صورت تحلیل کامل ریاضی ارائه گردید. ضمناً طراحی و تحلیل رفتار فیزیکی مدار اسنابر استفاده شده در کلیدهای قدرت تشریح شده و تاثیر مدارات اسنابر در حد مجاز قطعات نیمه‌هادی‌ها بررسی گردید. در نهایت نتایج عملی و هم چنین نتایج شبیه‌سازی توسط نرم‌افزار PSCAD برای مبدل ماتریسی در حالت سه فاز به سه فاز، سه فاز به دو فاز و هم چنین تک فاز به تک فاز ارائه گردید. نتایج عملی و شبیه‌سازی تأییدی مجدد بر صحت طراحی مبدل ماتریسی که از پشتوانه ریاضی برخوردار بود می‌باشند.

#### مراجع

- [1] P. Wheeler, J. Clare, L. Empringham, M. Apap and M. Bland, "Matrix Converters", IEE Seminar on Matrix Converters, pp. 1/1-1/12, 1 Apr. 2003.

- [2] D. Casadei, G. Serra, A. Tani and L. Zarri, "A Review on Matrix Converters", PELINCEC 2005, Warsaw, pp. 126-137, 2005.
- [3] S. H. Hosseini and E. Babaei, "A New Generalized Direct Matrix Converter", 2001 IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings (ISIE 2001), Pusan, Korea, vol. 2, pp. 1071-1076, Jun. 2001.
- [4] Ch. Klumpner, P. Nielsen, I. Boldea and F. Baabjerg, "New Steps towards a Low-Cost Power Electronic Building Block for Matrix Converters", Proceedings of IAS 2000, vol. 3, pp. 1964-1971, 2000.
- [5] L. Empringham, P. W. Wheeler and J. C. Clare, "Matrix Converter Bi-directional Switch Commutation Using Intelligent Gate Drives", Power Electronics and Variable Speed Drives, IEE 1998, no. 456, pp.626-631, 1998.
- [6] S. Sunter, "A Vector Controlled Matrix Converter Induction Motor Drive", Ph.D. Thesis, University of Nottingham, Jul. 1995.
- [Y] ابراهیم بابایی "مدل‌سازی و طراحی روش‌های کنترلی نوین مبدل‌های ماتریسی" رساله دکتری، دانشگاه تبریز، بهار ۱۳۸۶.
- [8] B. R. Gupta and V. Singhal, "Power Electronics", Published by Sanjeev Kumar Kataria, Fourth Edition, 2003.
- [9] E. Babaei, S. H. Hosseini, G. B. Gharehpetian and M. Sabahi, "A New Switching Strategy for 3-Phase to 2-Phase Matrix Converters", SICE-ICASE International Joint Conference 2006 (SICE-ICCAS 2006), (Best Paper Award), pp. 3599-3604, Bexco, Busan, Korea, Oct. 2006.