



دانشگاه آزاد اسلامی  
واحد تهران جنوب

عنوان:

## طراحی مدار اینورتر (مبدل فرکانسی)

استاد راهنما:

جناب آقای دکتر فتح آبادی

دانشجو:

بابک باقر فام

شماره دانشجویی: ۸۰۱۲۸۴۱۶۶۶

## فهرست مطالب

صفحه	عنوان
	<b>فصل ۱: اینورتر</b>
۱	۱-۱- مقدمه
۲	۲-۱- کاربرد اینورترها در صنعت
۲	۳-۱- دسته بندی اینورترها از لحاظ کارکرد
۳	۴-۱- اصول کار مدارات اینورتری
۵	۵-۱- پارامترهای کارآیی اینورتر
۷	۶-۱- اصول کار اینورترهای پل تکفاز
۸	۷-۱- اصول کار اینورترهای سه فاز
۱۰	۱-۷-۱- هدایت ۱۸۰ درجه‌ای
۱۲	۲-۷-۱- هدایت ۱۲۰ درجه‌ای
۱۳	۸-۱- روشهای کنترل ولتاژ اینورترهای تکفاز و سه فاز
۱۴	۹-۱- روشهای مدولاسیون پیشرفته
۱۵	۱۰-۱- اینورترهای پل تکفاز
۲۳	۱۱-۱- اینورتر پل سه فاز
۳۱	۱۲-۱- قدرت برگشتی اینورتر
۳۳	۱۳-۱- کم کردن هارمونیک در اینورتر

- ۳۶ ۱۴-۱- اینورترهای تریستوری با کموتاسیون اجباری
- ۳۷ ۱۵-۱- اصول کار اینورترهای منبع جریان
- ۳۸ ۱۶-۱- کاربرد اینورترها با تغذیه جریان در صنعت
- ۳۸ ۱۷-۱- عملکرد کلی اینورترها منبع جریان
- ۴۰ ۱-۱۷-۱- حالت عملکرد اینورتر
- ۴۳ ۱۸-۱- نکاتی که در طراحی مدار اینورتر باید مدنظر باشد
- ۴۴ ۱۹-۱- اسنابرها
- ۴۵ ۱-۱۹-۱- اسنابرهای مربوط به IGBTها
- ۴۸ ۲-۱۹-۱- بازیافت انرژی از اسنابرها
- ۴۹ ۲۰-۱- روشهای PWM برای اینورتر ولتاژ
- ۴۹ ۱-۲۰-۱- روشهای کنترل ولتاژ

## فصل ۲: عملکرد آی سی Hcpl-316j

- 53 ۱-۲- تشریح اطلاعات Hcpl-316j
- 54 ۲-۲- خرابی مدار نمونه مدار سویچ IGBT را محافظت می کند
- 55 ۳-۲- شرح عملیات در طول حالت خرابی
- 55 ۴-۲- کنترل خارجی
- 56 ۵-۲- شرح مرور محصول
- 58 ۶-۲- نکته ها

61	۷-۲- در خواست نمونه یا عملکرد نمونه
61	۱-۷-۲- معرفی شناسایی و محافظ خرابی
62	۸-۲- اطلاعات درخواستها
63	۱-۸-۲- مدار درخواست پیشنهادی
64	۹-۲- توصیف عملکرد زمانی
65	۱-۹-۲- عملکرد زمان
65	۲-۹-۲- وضعیت غیر صحیح
65	۳-۹-۲- بازدارندگی
66	۱۰-۲- تخلیه سوئیچ IGBT آهسته در طول حالت خرابی
66	۱۱-۲- زمان آزمایشی آشکارسازی Desat اشتباه
68	۱۲-۲- نمودار مدار عملکردی
68	۱-۱۲-۲- IC ورودی
69	۲-۱۲-۲- IC خروجی
69	۱۳-۲- خاموش کردن موضعی، و بازشناسی موضعی
70	۱۴-۲- خاموش کردن
71	۱۵-۲- بازنشانی خودکار
72	۱۶-۲- بازنشانی پس از یک حالت اشتباه

### فصل ۳: طراحی یک مدار اینورتر

- 73 ۳-۱- بلوک دیاگرام مدار اینورتر
- 74 ۳-۲- شماتیک مدار اینورتر
- 75 ۳-۳- فیلم مدار چاپی
- 79 ۳-۴- تصویری از اینورتر مونتاژ شده
- 81 ۳-۵- برنامه راه اندازی AVR

۳-۶- اطلاعاتی در مورد میکروکنترلرهای AVR

### فصل ۴: برگه‌های اطلاعاتی

۴-۱- Hcpl-316j

۴-۲- Optic Copller

۴-۳- IGBT 6mbi15L-120

۴-۴- DC-DC Convertor

۴-۵- ADC 0820

۴-۶- Snubber Circuit

مراجع

# تقدیم به پدر و مادر

## ۱-۱ مقدمه

مبدل‌های جریان مستقیم به متناوب با نام اینورتر شناخته می‌شوند. وظیفه یک اینورتر تبدیل یک ولتاژ ورودی مستقیم به یک جریان ولتاژ خروجی متناوب و متقارن با دامنه و فرکانس مورد نظر است. ولتاژ خروجی می‌تواند در فرکانس ثابت یا متغیر، مقداری ثابت یا متغیر داشته باشد. ولتاژ خروجی را می‌توان با تغییر ولتاژ ورودی مستقیم و ثابت نگاه داشتن بهره اینورتر به دست آورد. از طرفی، اگر ولتاژ ورودی مستقیم ثابت بوده و قابل کنترل نباشد، می‌توان با تغییر بهره اینورتر، یک ولتاژ متغیر را در خروجی به دست آورد. که این عمل معمولاً به وسیله کنترل مدولاسیون پهنای (PWM) در داخل اینورتر صورت می‌گیرد. بهره اینورتر را می‌توان برابر با نسبت ولتاژ متناوب خروجی به ولتاژ مستقیم ورودی تعریف کرد.

شکل موجهای ولتاژ خروجی در اینورترهای ایده آل باید سینوسی باشد، با این حال در اینورترهای علمی این شکل موجها غیر سینوسی بوده و دارای یک سری هارمونیکهای مشخص می‌باشد. در کاربردهای توان متوسط و توان پایین، ولتاژهای مربعی و یا تقریباً مربعی ممکن است قابل قبول باشد ولی در کاربردهای توان بالا، به موجهای سینوسی با اعوجاج بسیار کم نیاز است. با در اختیار داشتن قطعات نیمه هادی قدرت سریع، می‌توان با استفاده از روش‌های کلیدزنی، هارمونیکهای ولتاژ خروجی را به نحو چشمگیری کاهش داد.

## ۱-۲ کاربرد اینورترها در صنعت:

اینورترها به طور گسترده ای در صنعت به کار می روند (مثل گرداننده های موتورهای as با دور متغییر، گرم کنندگی القایی، منابع تغذیه کمکی و منابع تغذیه بدون وقفه). ورودی اینورتر ممکن است یک باتری، سلول زغالی، سلول خورشیدی و یا هر منبع مستقیم دیگری باشد. خروجی اینورترهای تکفاز معمولاً برابر (۱) ۱۲۰ ولت در فرکانس ۶۰ هرتز (۲) ۲۲۰ ولت در فرکانس ۵۰ هرتز و (۳) ۱۱۵ ولت در فرکانس ۴۰۰ هرتز است. در سیستمهای سه فاز توان بالا، خروجیهای معمول عبارتند از ۳۸۰ / ۲۲۰ ولت در فرکانس ۵۰ هرتز، (۲) ۲۰۸ / ۱۲۰ ولت در فرکانس ۶۰ هرتز و (۳) ۲۰۰ / ۱۱۵ ولت در فرکانس ۴۰۰ هرتز).

## ۱-۳-دسته بندی اینورترها از لحاظ کارکرد

اینورترها را می توان به دو دسته کلی تقسیم کرد: (۱) اینورترهای تکفاز و (۲) اینورترهای سه فاز، هر دسته، می تواند بسته به نوع کاربرد از عناصر روشن کننده و خاموش کننده کنترل شده (مثل BJT ها، MOSFET ها، IGBT ها MCTها، SIT ها و GTO ها) و یا تریستورهای با کموتاسیون اجباری استفاده کند. این اینورترها معمولاً از سیگنالهای کنترل PWM برای تولید ولتاژ خروجی متناوب استفاده می کنند. اگر ولتاژ ورودی اینورتر ثابت باشد، اینورتر به نام اینورتر تغذیه شونده با ولتاژ و در صورتی که جریان ورودی ثابت نگه داشته شود به نام اینورتر تغذیه



شوند با جریان خوانده می شود و اگر ولتاژ ورودی قابل کنترل باشد، اینورتر با اتصال ds متغییر نامیده می شود.

#### (۴-۱) اصول کار مدارات اینورتری:

طرز کار اینورترهای تکفاز را می توان با کمک شکل ۱-۱ الف شرح داد. مدار اینورتر شامل دو چاپر است. وقتی فقط ترانزیستور  $Q_1$  برای مدت  $T_0/2$  روشن می شود، ولتاژ لحظه ای بار  $v_0$  برابر  $V_s/2$  می شود. اگر ترانزیستور  $Q_2$  به تنهایی برای مدت  $T_0/2$  روشن شود. در دو سر باز ظاهر می شود. مدار منطقی را باید طوری طراحی کرد که  $Q_1$  و  $Q_2$  با هم روشن نشوند. شکل ۱-۱ ب شکل موجهای ولتاژ خروجی و جریانهای ترانزیستور برای بار مقاومتی نشان می دهد. این اینورتر به یک منبع مستقیم سه سیمه احتیاج دارد و وقتی که ترانزیستور خاموش باشد، ولتاژ معکوس روی آن به جای آنکه  $V_s/2$  است. این اینورتر به نام اینورتر پل نیمه خوانده می شود. مقدار مؤثر ولتاژ را می توان از رابطه زیر به دست آورد.

$$V_o = \left( \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} \frac{V_s^2}{4} dt \right)^{1/2} = \frac{V_s}{2} \quad (۱-۱)$$

ولتاژ لحظه ای خروجی توسط سری فوریه به صورت زیر بیان می شود.

$$U_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \sin n\omega t \quad (۲-۱)$$

که در آن  $\omega = 2\pi f_0$  فرکانس ولتاژ خروجی بر حسب red/s است. به ازای  $n=1$  رابطه ۲-۱ مقدار مؤثر مؤلفه اصلی را به صورت زیر به دست می دهد.

$$V_1 = \frac{2V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0.45V_s \quad (۳-۱)$$

در یک بار سلفی، جریان بار نمی تواند با تغییر ولتاژ خروجی فوراً تغییر پیدا کند. اگر  $Q_1$  در زمان  $t = T_0/2$  خاموش شود، جریان بار تا زمانی که مقدار آن به صفر برسد، از طریق  $D_2$ ، بار و نیمه پایینی منبع ادامه خواهد داشت. به همین ترتیب وقتی  $Q_2$  در  $t = T_0$  خاموش می شود، جریان بار از طریق  $D_1$ ، بار و نیمه بالایی منبع مستقیم جاری می شود. هنگامی که  $D_1$  یا  $D_2$  هدایت می کنند، انرژی دوباره به منبع جریان مستقیم برگردانده می شود و این دیورها به نام دیود فیدبک خوانده می شوند. شکل ۱-۱ ج، جریان بار و فواصل هدایت قطعات را برای یک بار تماماً سلفی نشان می دهد. باید توجه داشت که برای بار تماماً سلفی، ترانزیستور تنها به مدت  $T_0/2$  (یا  $90^\circ$ ) هدایت می کند. بسته به ضریب توان بار، مدت هدایت ترانزیستور از  $90^\circ$  تا  $180^\circ$  درجه تغییر خواهد کرد.

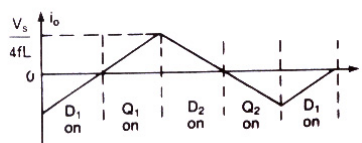
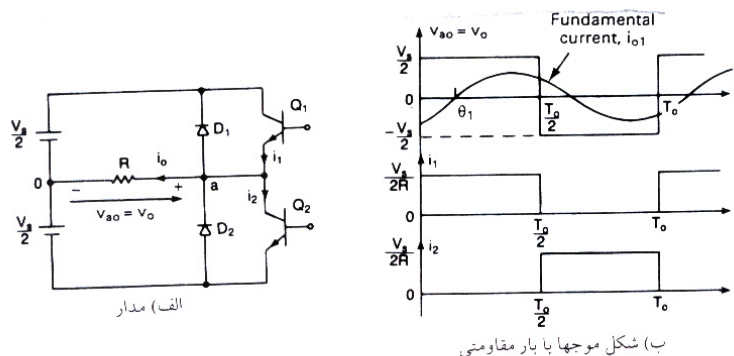
می توان به جای ترانزیستور از GTO ها و یا ترانزیستورهای دارای کموتاسیون اجباری استفاده کرد. اگر زمام خاموش شدن ترانزیستور  $T_q$  باشد باید در فاصله از مدار خارج شدن ترانزیستور اول و آتش شدن ترانزیستور بعدی زمان حداقل  $T_q$  وجود داشته باشد در غیر اینصورت بین دو ترانزیستور اتصال کوتاه رخ خواهد داد بنابراین حداکثر زمان هدایت برای یک ترانزیستور برابر  $T_0/2 - t_q$  است. در عمل حتی ترانزیستورها به زمان مشخصی برای روشن و خاموش شدن نیاز دارند. برای اینکه اینورتر بتواند درست عمل کند، در طراحی مدار منطقی مربوط به آن، باید این مسائل را در نظر گرفت.

برای یک بار RL جریان لحظه ای بار  $I_0$  را می توان به صورت زیر بدست آورد .

$$i_0 = \sum_{n=1,3,5}^x \frac{2V_s}{n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \sin(n\omega t - \theta_n) \quad (4-1)$$

که در آن  $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$  است. اگر  $I_{01}$  مقدار مؤثر جریان اساسی بار باشد، توان اساسی خروجی (به ازای  $n=1$ ) به صورت زیر خواهد بود.

$$P_{ol} = V_1 I_{01} \cos \theta_1 = I_{01}^2 R = \frac{2VS}{\sqrt{2\pi} \sqrt{R^2 (WL)^2}} \quad (5-1)$$



شکل ۱-۱ اینورتر نیمه پل تکفاز

**نکته:** در اکثر کاربردها (مثل گرداننده های موتورهای الکتریکی) توان خروجی ناشی از جریان اساسی، توان سودمند به حساب می آید و توان مربوط به جریانهای هارمونیک به صورت گرما هدر رفته و دمای بار را افزایش می دهد.

### ۵-۱ پارامترهای کارآیی اینورتر:

خروجی اینورترهای عملی دارای هارمونیک می باشد و کیفیت یک اینورتر معمولاً توسط پارامترهای کارآیی زیر ارزیابی می شود.

۱- ضریب هارمونیک برای هارمونیک  $n$  ام  $hf$ ، ضریب هارمونیک ( برای هارمونیک  $n$  ام ) مقیاسی برای نشان دادن تاثیر هر یک از هارمونیکها می باشد و به صورت زیر تعریف می شود .

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \quad (6-1)$$

که در آن  $V_1$  مقدار موثر مولفه اساسی و  $V_n$  مقدار موثر مولفه هارمونیک  $n$  ام است .

۲- اعوجاج هارمونیک کل **THD** . این پارامتر در حقیقت مقیاسی برای اندازه گیری تشابه بین یک شکل موج و مولفه اساسی آن می باشد و به صورت زیر مشخص می شود .

$$THD = \frac{1}{V_1} \left( \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2 \right)^{1/2} \quad (7-1)$$

۳- ضریب اعوجاج **THD.DF** مجموع هارمونیکها را نشان می دهد ولی سطح هر یک از مولفه های هارمونیک را بطور جداگانه مشخص نمی کند . اگر در خروجی اینورترها یک فیلتر قرار داده شود هارمونیکهای مراتب بالاتر به نحو موثرتری تضعیف می شوند . بنابر این آگاهی در مورد فرکانس و دامنه هر هارمونیک حائز اهمیت است . ضریب اعوجاج مقدار اعوجاج هارمونیکی را که پس از اعمال یک تضعیف درجه دو روی هارمونیکها ( یعنی تقسیم آنها بر  $n^2$  ) روی یک شکل موج مشخص باقی می ماند مشخص می کند . بنابر این DF معیاری موثر بودن کاهش هارمونیکهای ناخواسته است ، بی آنکه لازم باشد مقادیر فیلتر با درجه دو را مشخص کنیم و به این صورت تعریف می شود .

$$DF = \frac{1}{V_1} \left[ \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left( \frac{V_n}{V_1 n^2} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (8-1)$$

ضریب اعوجاج یک مولفه هارمونیک منفرد (یا  $n$  ام) به صورت زیر تعریف می شود .

$$DF_n = \frac{V_n}{V_1 n^2} \quad (9-1)$$

۴- هارمونیک پایین ترین مرتبه LOH. هارمونیک پایین ترین مرتبه هارمونیکی است که نزدیک ترین فرکانس را به مولفه اساسی دارا بوده و دامنه آن بیش از ۳٪ دامنه مولفه اساسی باشد .

### ۱-۶ اصول کار انیورترهای پل تکفاز

در شکل ۱-۲ الف یک اینورتر تکفاز ، که شامل چهار چاپر است نشان داده شده است . وقتی که ترانزیستورهای  $Q_1$  و  $Q_2$  بطور همزمان روشن می شوند ولتاژ ورودی  $V_s$  روی بار ظاهر می شود . اگر در همین زمان ترانزیستورهای  $Q_3$  و  $Q_4$  هم روشن شوند ولتاژ روی بار معکوس شده و برابر  $-V_s$  می شود .

شکل موجهای ولتاژ خروجی در شکل ۱-۲ ب نشان داده شده است .

مقدار موثر ولتاژ خروجی از رابطه زیر به دست می آید.

$$V_0 = \left( \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} V_s^2 dt \right)^{1/2} = V_s \quad (10-1)$$

می توان رابطه ۱-۲ را به صورت یک سری فوریه بسط داد و ولتاژ خروجی لحظه ای را به شکل زیر بدست آورد .

$$v_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin n\omega t \quad (11-1)$$

به ازای  $n=1$  رابطه (۱۱-۱) مقدار موثر مولفه اساسی را به صورت زیر بدست می دهد.

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0.90V_s \quad (12-1)$$

با استفاده از رابطه ۱-۴، جریان لحظه ای بار  $i_0$ ، برای یک بار RL برابر می شود با

$$i_0 = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \sin(n\omega t - \theta_n) \quad (13-1)$$

که در آن  $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$  است.

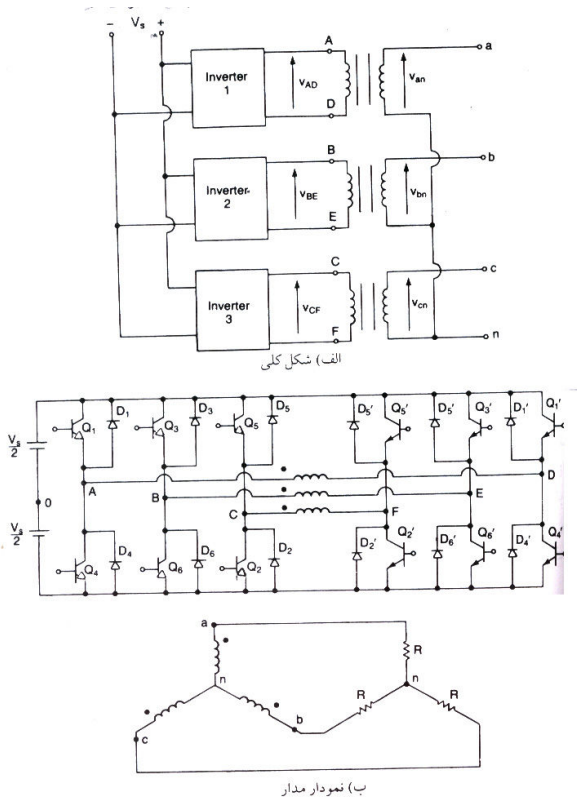
هنگامی که دیودهای  $D_1$  و  $D_2$  هدایت می کنند، انرژی دوباره به منبع جریان مستقیم برگردانده می شود. این دیودها به نام دیودهای فیدبک خوانده می شوند. شکل (1-1) ج شکل موجهای جریان را برای یک بار سلفی نشان می دهد.

نکته: پیک ولتاژ سد کننده معکوس و کیفیت ولتاژ خروجی اینورترهای تمام پل و نیمه پل مشابه هم است. اما توان خروجی در اینورترهای تمام پل چهار برابر و مؤلفه اساسی ولتاژ خروجی دو برابر مقدار آن در اینورترهای نیمه پل می باشد.

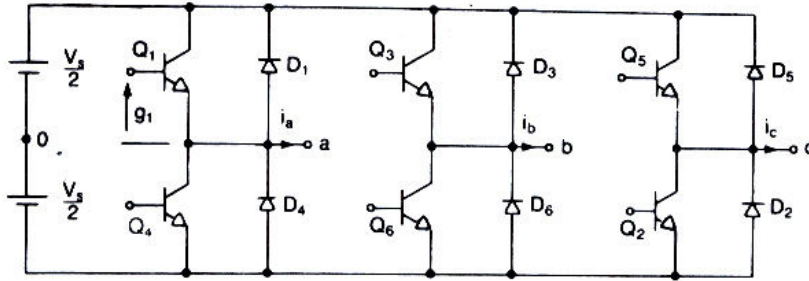
### (1-7) اصول کار اینورترهای سه فاز

اینورترهای سه فاز معمولاً در کاربردهای توان بالا بکار می روند . سه اینورتر تکفاز نیمه پل و یا تمام پل را می توان همانطور که در شکل 1-3 الف نشان داده شده بطور موازی به هم متصل کرد تا یک اینورتر سه فاز تشکیل شود . برای بدست آوردن ولتاژهای سه فاز بالانس (اصلی) ، می بایست سیگنالهای آتش اینورترهای تکفاز را نسبت به هم  $120^\circ$  درجه تاخیر داده و یا جلو انداخت . سیم پیچ های اولیه ترانسفورماتورها باید از هم ایزوله باشند ولی سیم پیچی های ثانویه را می توان به صورت ستاره و یا مثلث متصل کرد . معمولاً برای حذف هارمونیکهای مضرب سه ( $n=3,6,9,\dots$ ) که در ولتاژ خروجی ظاهر می شوند ، ثانویه ترانسفورماتور را به صورت Y متصل می کنند . آرایش مداری در شکل 1-3 ب نشان داده شده است . برای این آرایش به سه ترانسفورماتور تکفاز ، 12 ترانزیستور و 12 دیود مورد نیاز می باشد . اگر دامنه و فاز ولتاژهای

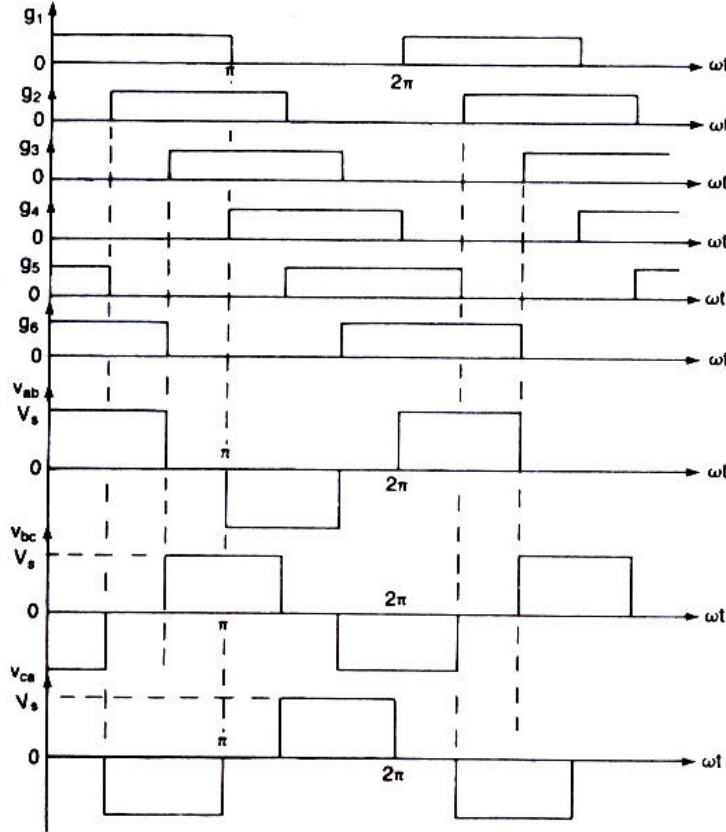
خروجی اینورترهای تکفاز کاملاً بالانس نباشد ولتاژ خروجی سه فاز هم بالانس نخواهد بود .



روچی سه فاز را می توان همانطور که در شکل ۱-۴ الف نشان داده شده از ترکیب شش ترانزیستور و شش دیود بدست آورد . دو نوع سیگنال کنترلی را می توان به ترانزیستورها اعمال کرد . هدایت  $180^\circ$  درجه و هدایت  $120^\circ$  درجه



الف) مدار



شکل ۱-۴- اینورتر پل سه فاز

### (۱-۷-۱) هدایت ۱۸۰ درجه

هر ترانزیستور برای ۱۸۰ درجه هدایت می کند . در هر لحظه سه ترانزیستور روشن می باشد . هنگامی که ترانزیستور  $Q_1$  روشن می شود ، ترمینال  $a$  به سر مثبت ولتاژ  $dc$  ورودی وصل می گردد. وقتی که ترانزیستور  $Q_4$  روشن می شود ، ترمینال  $a$  به سر



منفی منبع dc متصل می گردد . در هر سیکل شش حالت کاری وجود دارد و زمان هر حالت ۶۰ درجه است . ترانزیستورها به ترتیب روشن شدنشان شماره گذاری شده اند ( برای مثال ۱۲۳ ، ۳۴۵،۲۳۴ ، ۴۵۶ ، ۵۶۱ ، ۶۱۲ ) سیگنالهای آتش که در شکل ۱-۴ ب نشان داده شده اند برای بدست آوردن ولتاژ سه فاز بالانس نسبت به یکدیگر ۶۰ درجه جابجا شده اند .

بار ممکن است به صورت ستاره و یا مثلث وصل شده باشد برای باری که به صورت مثلث وصل شده باشد ، جریانهای فاز را میتوان مستقیما از ولتاژهای خط به خط بدست آورد . با مشخص شدن جریانهای فاز ، میتوان جریانهای خط را تعیین کرد . اگر بار به صورت ستاره Y وصل شده باشد ، برای پیدا کردن جریانهای خط ( یا فاز ) باید ولتاژهای خط به صفر را بدست آورد . در یک نیم سیکل سه حالت کاری وجود دارد.

اگر بارها مقاومتی باشد دیودهای دو سر ترانزیستورها کاری انجام نمی دهد. اگر بار سلفی باشد جریان در هر بازوی اینورتر نسبت به ولتاژ تاخیر پیدا می کند . هنگامی که ترانزیستور  $Q_4$  در شکل ۱-۴ خاموش است ، تنها مسیر ، برای عبور جریان منفی خط  $i_a$  از طریق دیود  $D_1$  است . بنابر این ترمینال a بار تا وقتی که جریان بار در لحظه  $t=t_1$  قطبیت خود را تغییر می دهد . از طریق  $D_1$  به منبع dc وصل می باشد . در طول دوره  $0 < t < t_1$  ، ترانزیستور  $Q_1$  هدایت نمی کند . بطور مشابه ترانزیستور  $Q_4$  تنها در لحظه  $t=t_2$  شروع به هدایت می کند . از آنجا که مدت هدایت ترانزیستورها و دیودها به ضریب توان بار بستگی دارد ترانزیستورها را باید بطور مداوم آتش کرد.

برای بار با اتصال ستاره ولتاژ فاز برابر  $v_{an} = v_{ab} / \sqrt{3}$  با یک تاخیر  $30^\circ$  درجه است .

جریان خط  $i_a$  برای یک بار RL برابر خواهد بود با

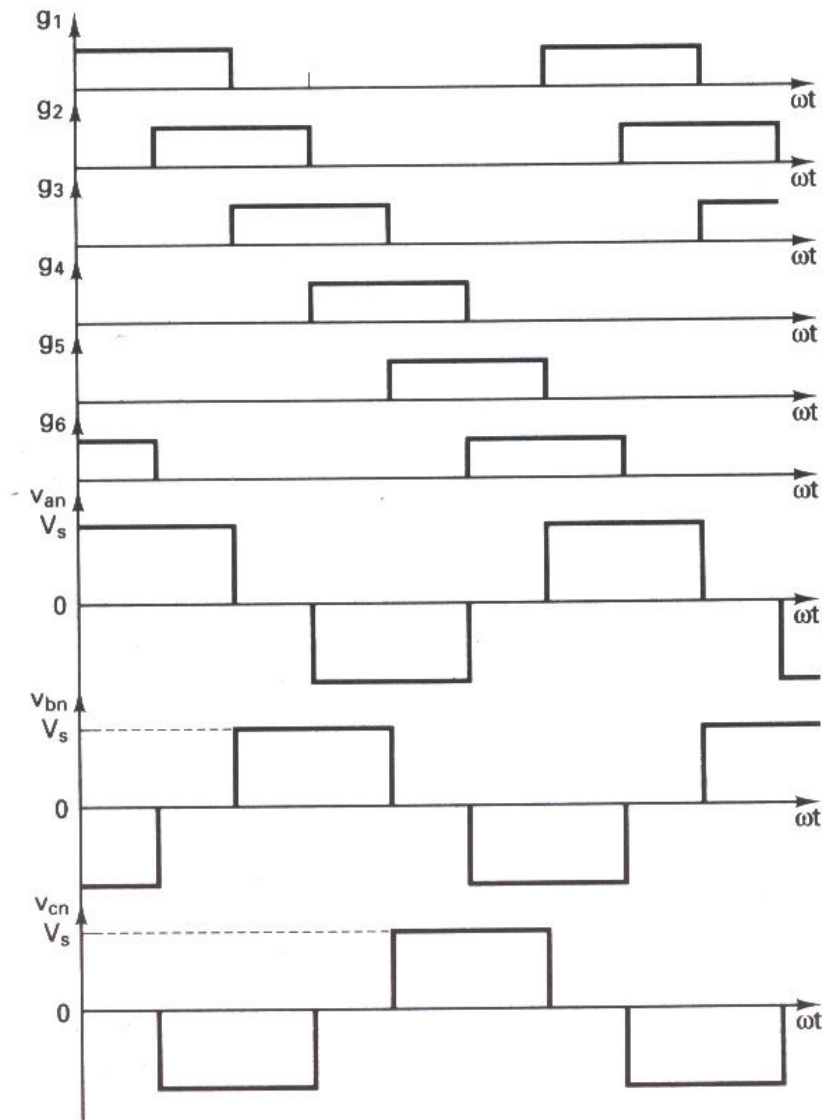
$$i_a = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left[ \frac{4V_s}{\sqrt{3}n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \cos \frac{n\pi}{6} \right] \sin(n\omega t - \theta_n) \quad (14-1)$$

که در آن  $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L / R)$  است .

### (۱-۷-۲) هدایت $120^\circ$ درجه

در این نوع کنترل هر ترانزیستور  $120^\circ$  درجه هدایت می کند. در هر لحظه فقط دو ترانزیستور روشن هستند سیگنال های آتش در شکل ۱-۵ نشان داده شده اند. به ترتیب هدایت ترانزیستورها  $61^\circ, 12^\circ, 21^\circ, 34^\circ, 45^\circ, 56^\circ, 61^\circ$  است.

ولتاژ خط a به b برابر  $v_{ab} = \sqrt{3}v_{an}$  با  $30^\circ$  درجه تقدم فاز است . بین خاموش شدن  $Q_1$  تا روشن شدن  $Q_4$ ،  $\pi/6$  تاخیر وجود دارد. بنابر این منبع dc از طریق ترانزیستور بالایی و پایینی اتصال کوتاه نمی شود . در هر لحظه دو ترمینال بار به منبع dc وصل بوده و ترمینال سوم باز می باشد . پتانسیل این ترمینال باز به مشخصات بار بستگی دارد و غیر قابل پیش بینی است . از آنجا که هر ترانزیستور برای  $120^\circ$  درجه هدایت می کند تحت شرایط یکسان بار ترانزیستورها نسبت به هدایت  $180^\circ$  درجه مدت کمتری بکار گرفته می شوند.



شکل ۱-۵- سیگنالهای آتش برای هدایت ۱۲۰ درجه

### ۸-۱ روشهای کنترل ولتاژ اینورترهای تکفاز و سه فاز

در بسیاری از کاربردهای صنعتی اغلب لازم است که ولتاژ خروجی اینورترها برای (۱) غلبه بر تغییرات ولتاژ dc ورودی، (۲) برای تنظیم ولتاژ اینورترها و (۳) برای برآورده کردن احتیاجات دائمی کنترل ولتاژ / فرکانس، کنترل شود. روشهای مختلفی برای

تغییر دادن بهره اینورتر وجود دارد. موثرترین روش برای کنترل بهره ( و ولتاژ خروجی ( بکارگیری کنترل مدولاسیون پهنای پالس (PWM) در داخل اینورترها است .  
روشهای رایج عبارتند از :

۱- مدولاسیون پهنای پالس منفرد

۲- مدولاسیون پهنای پالس چندگانه

۳- مدولاسیون پهنای پالس سینوسی

۴- مدولاسیون پهنای پالس سینوسی بهبود یافته

۵- کنترل جابجایی فاز

و یک اینورتر سه فاز را می توان به صورت سه اینورتر تک فاز که خروجی هر یک به اندازه ۱۲۰ درجه شیفت داده شده است در نظر گرفت.

### ۹-۱ روشهای مدولاسیون پیشرفته

روش SPWM که بیشترین کاربرد را دارد دارای یک ایرادهایی است ( از جمله ولتاژ خروجی اصلی کم ).

روشهای دیگری که کارآیی بهتری را ارائه می کنند عبارتند از :

۱- مدولاسیون ذوزنقه ای

۲- مدولاسیون پلکانی

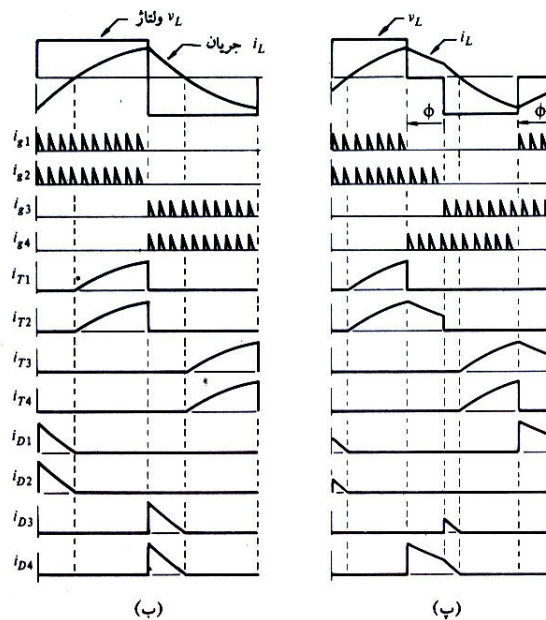
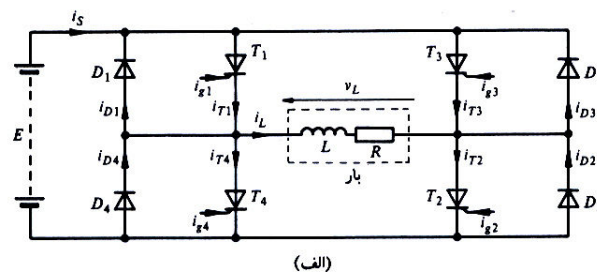
۳- مدولاسیون پله ای

۴- مدولاسیون تزریق هارمونیک

۵- مدولاسیون دلتا

## ۱-۱۰ اینورتر پل تکفاز

مدار اصلی اینورتر پل تکفاز بدون کموتاسیون کننده در شکل الف ۱-۶ نشان داده شده است. با توجه به شکل ۱-۶ دیده می شود که با آتش شدن تریستور مکمل  $T_4$  تریستور  $T_1$  خاموش می گردد. اگر همان گونه که نشان داده شده بار سلفی باشد جریان بار بلافاصله معکوس نمی شود. بنابراین وقتی که کموتاسیون کامل می گردد هدایت تریستور  $T_4$  قطع می گردد و جریان بار به دیود  $D_4$  منتقل می گردد. پریود کموتاسیون نسبت به پریود فرکانس بار اینورتر خیلی کوتاه می باشد.



شکل ۱-۶- مدار اصلی اینورتر پل تکفاز (الف) مدار (ب) موج خروجی مربعی (شکل پ) خروجی شبه مربعی

اگر بار در شکل ب ۱-۶ مقاومتی خالص باشد آتش کردن متناوب تریستورهای  $T_1T_2$  و  $T_3T_4$  منبع d.c را متناوباً در دو سر بار قرار می دهد و موج مربعی بدست می آید . به هر حال با یک بار سلفی شکل موج جریان تاخیر می یابد اگر چه ولتاژ هنوز به صورت موج مربعی می باشد.

تولید ولتاژ بار به صورت موج مربعی با یک بار سلفی در شکل موجهای شکل ب ۱-۶ نشان داده شده است . تریستور به وسیله یک رشته پالس پیوسته که طی  $180^\circ$  درجه از ولتاژ خروجی اینورتر به گیت اعمال می گردد آتش می شود . با توجه به انتهای نیم سیکل مثبت مشخص می شود که جریان بار مثبت بوده و به طور نمایی افزایش می یابد . به هر حال وقتی که تریستور و  $T_3$  و  $T_4$  برای خاموش کردن تریستورهای  $T_1$  و  $T_4$  آتش می شوند ولتاژ بار معکوس می شود ولی جراین بار بدون تغییر می ماند . تنها مسیر برای جریان بار از طریق دیودهای  $D_3$  و  $D_4$  می باشد که منبع d.c را به بار متصل می نماید و ولتاژ معکوس شده و تا زمانی که جریان به صفر برسد انرژی ذخیره شده دوباره به منبع برگردانده می شود . وقتی که جریان بار قطع می شود تریستورهای  $T_3$  و  $T_4$  می توانند هدایت کنند . حال جریان بار به صورت نمایی افزایش می یابد . چون در لحظه ای که جریان بار صفر می شود تریستورها نیاز به آتش مجدد دارند یک رشته از پالسهای آتش برای گیتها نیاز می باشد چرا که امکان صفر شدن جریان در هر زمانی از نیم سیکل وجود دارد.

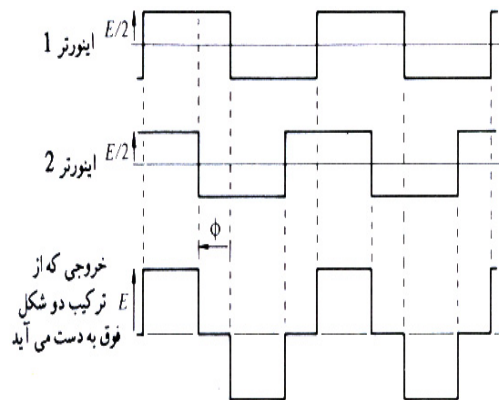
کنترل ولتاژ را می توان با ایجاد پریودهای صفر در موج مربعی از یک منبع DC با سطح ولتاژ ثابت به دست آورد . شکل موج حاصل به صورت موج شبه مربعی می باشد

که در شکل پ ۱-۶ نشان داده شده است . موج شبه مربعی را می توان با جلو بردن زاویه آتش جفت تریستورهای مکمل  $T_1T_4$  نسبت به تریستورهای  $T_2T_3$  تولید نمود . در شکل پ ۱-۶ این جلو افتادگی با زاویه  $\phi$  نشان داده شده است . یعنی رشته پالس آتش تریستور ( $T_1$  و  $T_4$ ) به اندازه  $\phi$  درجه قبل از رشته پالس مربوط به تریستور  $T_2$  (و  $T_3$ ) شروع می شود .

در شکل موج ولتاژ بار شکل پ ۱-۶ لحظه ای را در نظر بگیرید. که تریستور  $T_4$  برای خاموش کردن تریستور  $T_1$  آتش شده است . جریان بار به دیود  $D_4$  منتقل می شود اما چون تریستور  $T_2$  هنوز روشن است جریان بار در مسیر  $D_4$  و  $T_2$  جاری می شود . بار به طور موثر اتصال کوتاه می گردد و ولتاژ بار صفر می شود . حال وقتی که تریستور  $T_3$  برای خاموش کردن  $T_2$  آتش شود ، تنها مسیر جریان بار از طریق دیود  $D_3$  می باشد و منبع d.c در جهت منفی به بار متصل می شود و تریستورهای  $T_3$  و  $T_4$  بلافاصله بعد از صفر شدن جریان بار هدایت را به عهده می گیرند . در نتیجه شکل موجهای جریان تریستورها ( و دیودها ) یکسان نمی باشند .

همان گونه که در شکل ۱-۷ نشان داده شده است روش دیگر تولید موج شبه مربعی با پهنای قابل کنترل ترکیب (جمع) خروجیهای مربعی شکل دو اینورتر که نسبت به هم شیفت داده شده اند می باشد . با شیفت دادن اینورتر ۲ به اندازه  $\phi$  نسبت به اینورتر ۱ شکل موج ترکیبی در خروجی دارای پریودهای صفری با طول  $\phi$  می باشد . سطح ولتاژ موج شبه مربعی با پهنای ثابت را می توان به وسیله کاهش ولتاژ منبع d.c کنترل نمود .

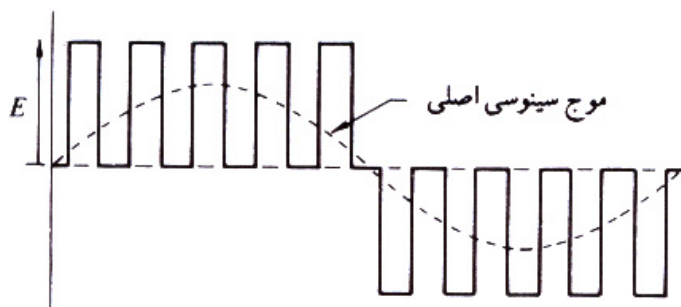
همان گونه که در شکل ۸-۱ نشان داده شده است روش دیگر کنترل ولتاژ شکاف دار کردن شکل موج مربعی می باشد . تریسستورهای مدار اینورتر به طور متناوب روشن و خاموش می شوند تا پریودهای صفر با طول یکسان ایجاد شود . منبع d.c با سطح ولتاژ ثابت  $E$  می باشد.



شکل ۷-۱- ترکیب خروجی دو اینورتر با اختلاف فاز و تولید موج شبه مربعی

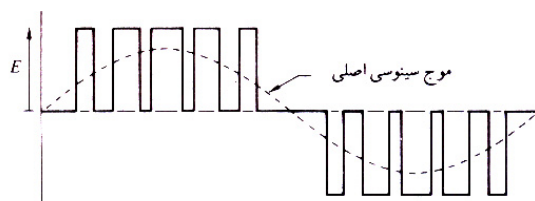
یک راه بهبود شکل موج شکاف دار مانند شکل ۹-۱ تغییر پریودهای روشن و خاموش بودن وسیله است به گونه ای که در نوک موج پریود روشن بودن طولانی تر باشد . این شکل کنترل مدولاسیون پهنای پالس نامیده میشود و می توان مشاهده نمود که سطح هر پالس تقریباً مانند سطح زیر شکل موج سینوسی بین نقاط وسطی مجاور در پریودهای خاموشی وسیله است . هارمونیکهای مرتبه پایین موجود در شکل موج مدوله شده پهنای پالسی بسیار کمتر از شکل موجهای دیگر است .





شکل ۱-۸- اینورتر با کنترل جهت تولید شکل موجهای شکاف دار

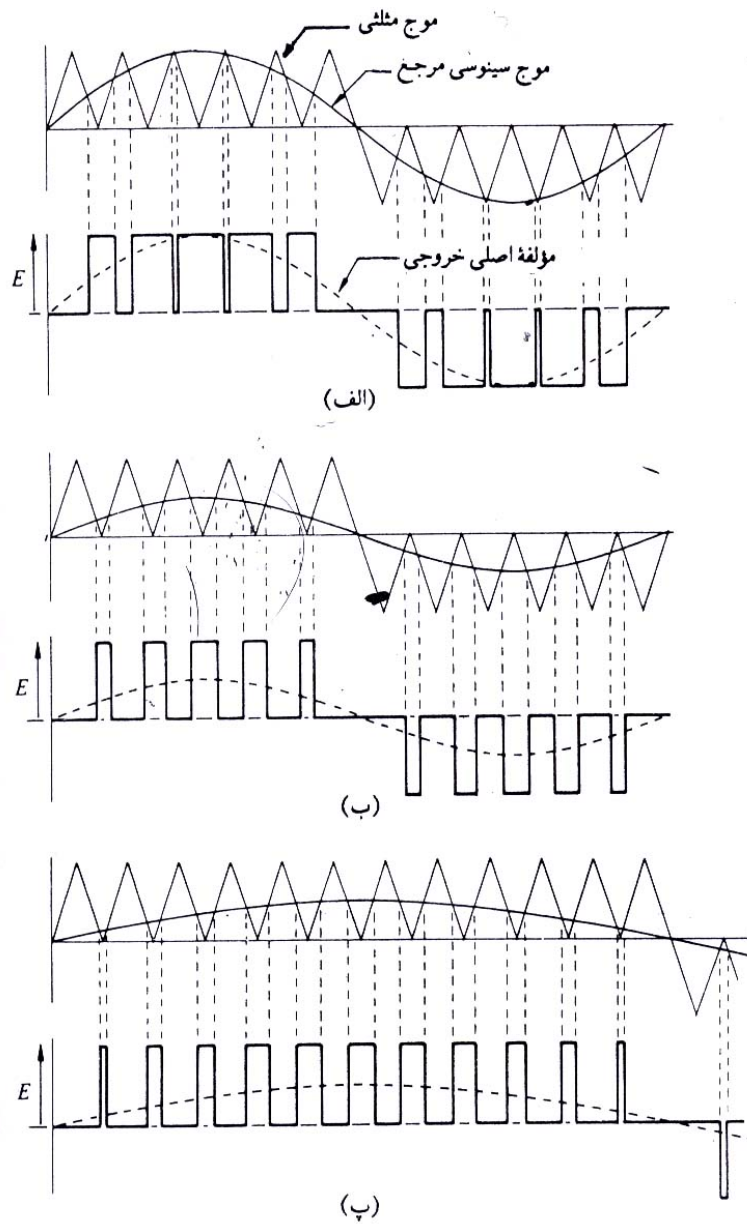
برای تعیین لحظات آتش مورد نیاز جهت ساخت صحیح موج مدوله شده پهناهای پالسی یکی از روشهای مورد استفاده تولید یک موج سینوسی مرجع با فرکانس مطلوب در مدار کنترل و سپس مقایسه این موج سینوسی با موج مثلی مانند شکل ۱-۱۰ می باشد. محل تقاطع دو موج لحظات آتش را تعیین می کند. شکل الف ۱-۱۰ مقدار ماکزیمم خروجی را نشان می دهد و با کاهش دامنه موج سینوسی مرجع به نصف مقدار آن مانند شکل ب ۱-۱۰ دامنه خروجی نصف می شود. شکل پ ۱-۱۰ نشان می دهد که چگونه با کاهش فرکانس موج سینوسی مرجع تعداد پالسهای موجود در هر نیم سیکل افزایش می یابد. تعداد پالس های زیاد در یک سیکل خروجی منجر به افزایش بیشتر تعداد هارمونیکهای مرتبه بالا می شود اما این هارمونیکها بسیار ساده تر از هارمونیکهای مرتبه پایین فیلتر می شوند. یک بار سلفی هارمونیکهای شکل موج



جریان را شدیداً

شکل ۱-۹- اینورتر کنترل شده جهت تولید شکل موج مدوله شده پهناهای پالسی

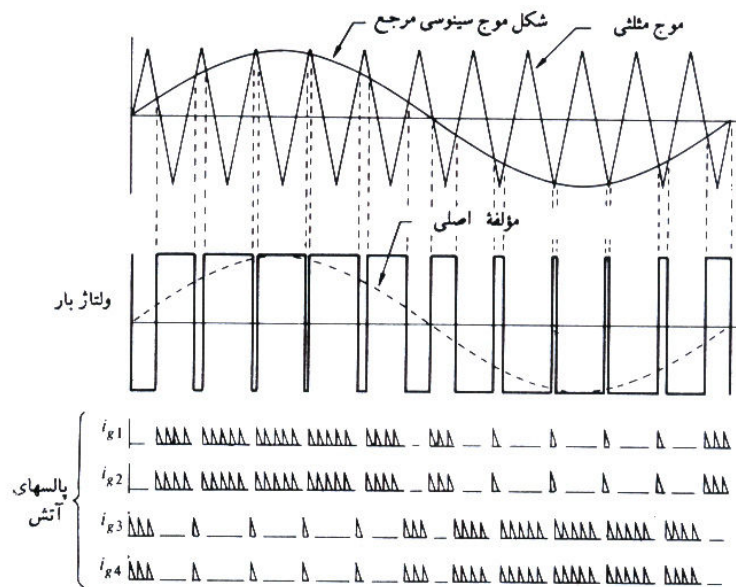
با روشی متفاوت با روش کنترل مدولاسیون پهنای پالس که در بالا شرح داده شده است می توان اینورتر ( شکل ۱-۶) را همواره با آتش کردن تریستورهای  $T_1$  و  $T_2$  به عنوان یک زوج و تریستورهای  $T_3$  و  $T_4$  به عنوان زوج دیگر منبع را به بار متصل نمود . به این ترتیب پریودهای صفر حذف می شود . از این طریق موج مدوله شده با مدولاسیون پهنای پالس نشان داده شده در شکل ۱-۱۱ که طی نیم سیکل خروجی دارای پریودهای معکوس کوچکی می باشد تولید شده است . برای تعیین لحظات آتش تریستورها موج مثلثی با فرکانس بالا توسط موج سینوسی مرجع مدوله شده است . در این جا موج مثلثی مانند شکل ۱-۱۰ دارای مقدار d.c نمی باشد.



شکل ۱-۱۰ تعیین لحظات آتش برای موج مدوله شده با مدولاسیون پهنای پالس (الف)

در ماکزیمم ولتاژ خروجی (ب) نصف ماکزیمم (پ) نصف ولتاژ و نصف فرکانس

تعداد زیاد کموتاسیون در هر سیکل در شکل موجهای شکاف دار و مدوله شده پهنای پالسی منجر به تلفات کموتاسیون بسیار زیاد در تریستورهای اینورتر می شود . در انتخاب بین اینورتر با موج شبه مربعی و مدوله شده پهنای پالسی باید قیمت مدار کنترل تلفات سوئیچ در یکی و هارمونیکهای مرتبه پائین بیشتر در دیگری را در نظر گرفت .

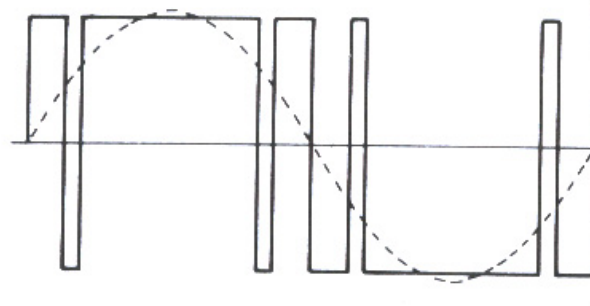


شکل ۱-۱۱- مدولاسیون پهنای پالس با تناوب منبع

روشی که مانع کموتاسیون های بیش از حد در سیکل خروجی شده ولی باعث کاهش هارمونیکهای مرتبه پائین می شود در شکل ۱-۱۲ نشان داده شده است . با معکوس کردن ولتاژ خروجی برای فاصله زمانی کوتاه در هر نیم سیکل و در زوایای خاص حذف دو هارمونیک مانند هارمونیک سوم و پنجم ممکن می باشد . با یک منبع d.c ثابت با

ترکیب دو شکل موج مانند شکل ۱۲-۱ با اختلاف فاز و با اصول نشان داده شده در

شکل ۱۱-۱



شکل ۱۲-۱- کاهش هارمونیک مرتبه پایین

### ۱۱-۱ اینورتر پل سه فاز

مدار اصلی اینورتر پل سه فاز در شکل ۱۳-۱ نشان داده شده است .

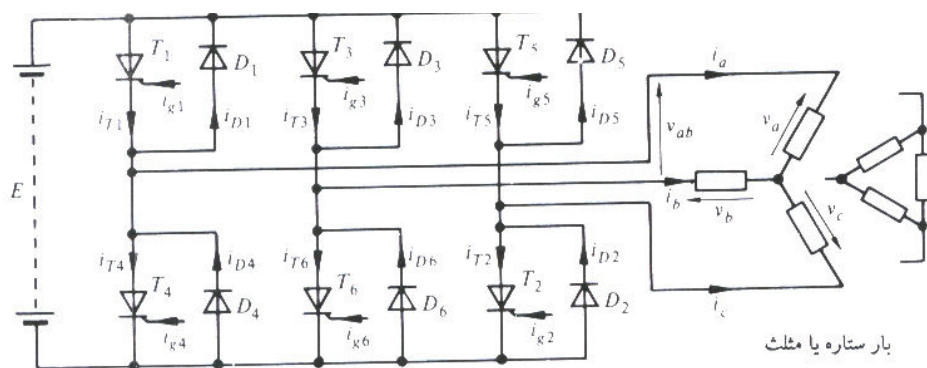
مانند مدار یکسو کننده پل سه فاز اینورتر را می توان به گونه ای کنترل نمود که به

مدت ۱۲۰ درجه سانتی گراد از سیکل خروجی هدایت نماید. شکل موجهای مربوط به

مدار مرجع شکل ۱۳-۱ با بار مقاومتی خالص در شکل ۱۴-۱ نشان داده شده است .

در اینجا فرض شده است که در انتهای پریود ۱۲۰ درجه سانتی گراد مدار کموتاسیون

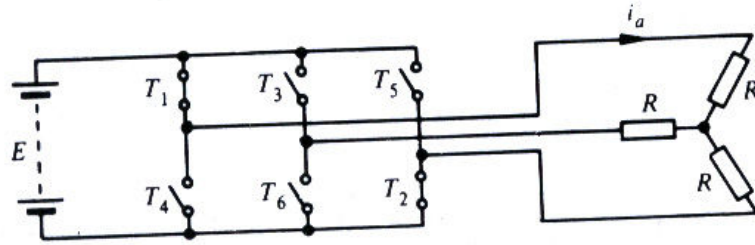
برای خاموش کردن تریستور مناسب شروع به کار می نماید.



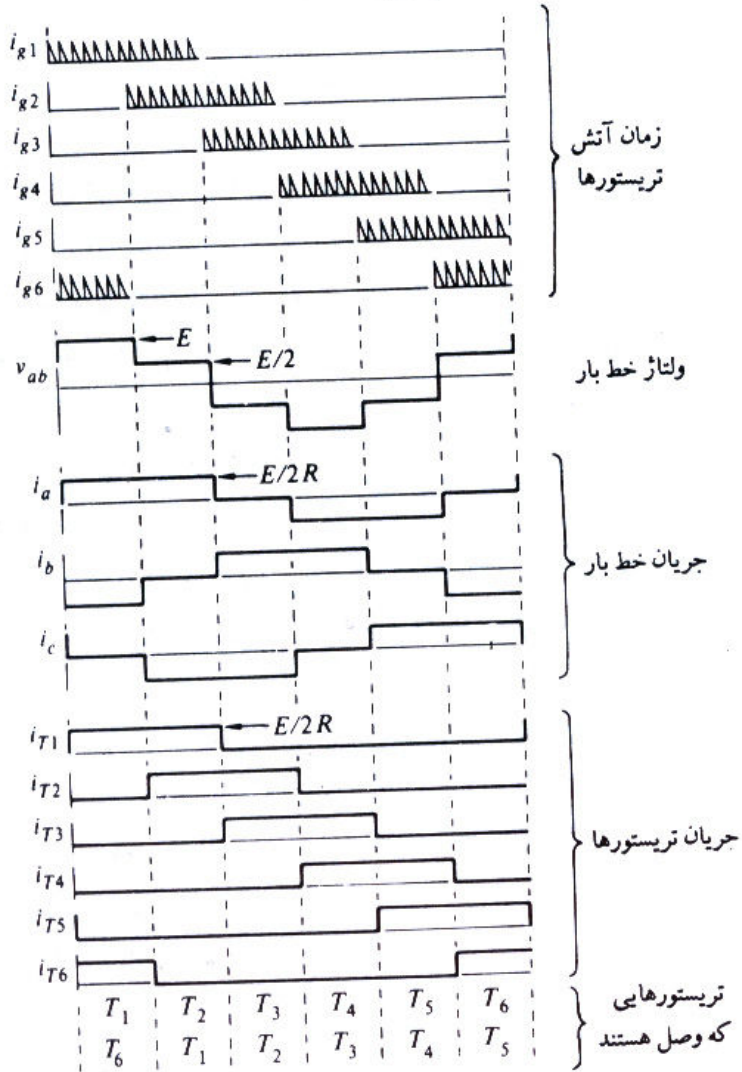
بار ستاره یا مثلث

### شکل ۱-۱۳- مدار اصلی اینورتر سه فاز

شکل موجهای شکل ب ۱-۱۴ نشان می دهد که جریانهای بار به صورت موج شبه مربعی می باشد و هر تریستور جریان بار را به مدت یک سوم سیکل هدایت می نماید . با توجه به شکل الف ۱-۱۴ تریستورها را به عنوان کلید در نظر می گیریم. منبع d.c در شش مرحله سوئیچ شده است تا خروجی سه فاز حاصل آید . فرکانسی که تریستورها سوئیچ می شود فرکانس بار را تعیین می کند . اگر بار مقداری سلفی باشد شکل موج پله ای ولتاژ خط تغییر خواهد یافت زیرا انتقال جریان بار به دیودها باعث می شود که کلیدها ( نشان داده شده در شکل الف ۱-۱۴) برای مدتی بیش از ۱۲۰ درجه بسته بمانند.



(الف)



(ب)

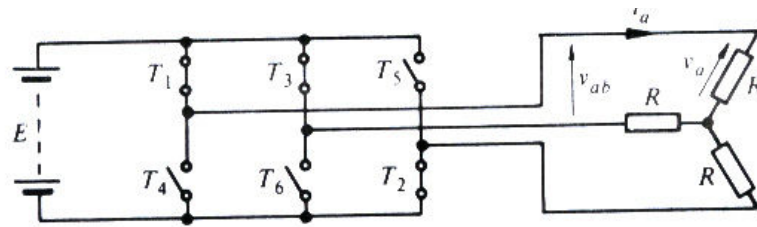
شکل ۱-۱۴- اینوتر پل سه فاز با بار مقاومتی و زاویه آتش  $120^\circ$  درجه آلف) نمایش

ترتیب کلیدزنی، تریستورهای  $T_1$  و  $T_2$  روشن هستند (ب) شکل موجها

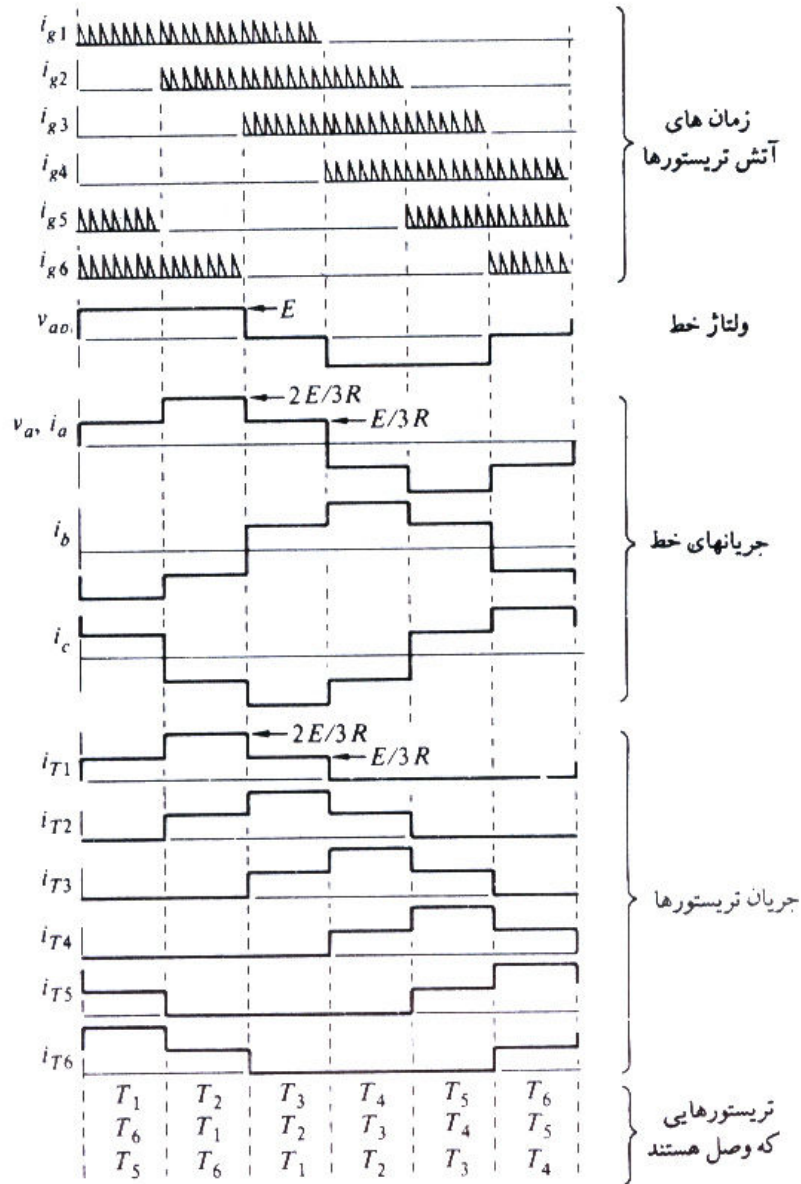
معمولا اینورتر به گونه ای کار می کند که هر تریستور بتواند بیش از ۱۸۰ درجه هدایت کند . در این حالت منبع d.c توسط یک تریستور در یک طرف و دو تریستور در دو طرف به بار متصل می شود .

شکل موجهای شکل ۱-۱۵ هدایت ۱۲۰ درجه را نشان می دهد . ولتاژ خط به صورت موج شبه مربعی می باشد . جریان بار پله ای می باشد و هر تریستور به مدت ۱۸۰ درجه هدایت می کند .





(الف)



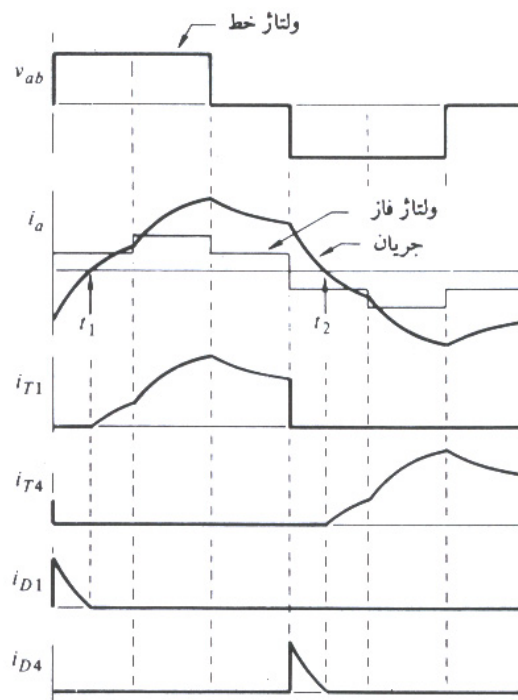
(ب)

شکل ۱-۱۵- اینورتر پل سه فاز با زاویه آتش  $180^\circ$  درجه و بار مقاومتی الف) نمایش

ترکیب کلیدزنی، ترستورهای  $T_1$  و  $T_2$  و  $T_3$  روشن می باشد ب) شکل موجهها

اگر باری که توسط اینورتر تغذیه می شود سلفی باشد همان گونه که در شکل ۱-۱۶ نشان داده شده است جریان در هر شاخه از بار نسبت به ولتاژ تاخیر فاز دارد. وقتی که تریستور  $T_1$  آتش می شود تریستور  $T_4$  خاموش می شود اما چون جریان بار نمی تواند معکوس گردد تنها مسیر این جریان از میان دیود  $D_1$  می باشد ( شکل ۱-۱۳ را نگاه کنید ) بنابر این فاز بار به سر مثبت منبع d.c متصل شده است اما تا لحظه  $t_1$  که جریان بار معکوس می شود تریستور  $T_1$  نمی تواند هدایت را به عهده بگیرد. بحث مشابهی در مورد نیم سیکل معکوس در لحظه  $t_2$  به کار می رود.

شکل ۱-۱۴ اینورتر پل سه فاز با بار مقاومتی و زاویه آتش  $120^\circ$  درجه الف ) نمایش ترتیب کلید زنی ، تریستورهای  $T_1$  و  $T_2$  روشن هستند ب ) شکل موجها

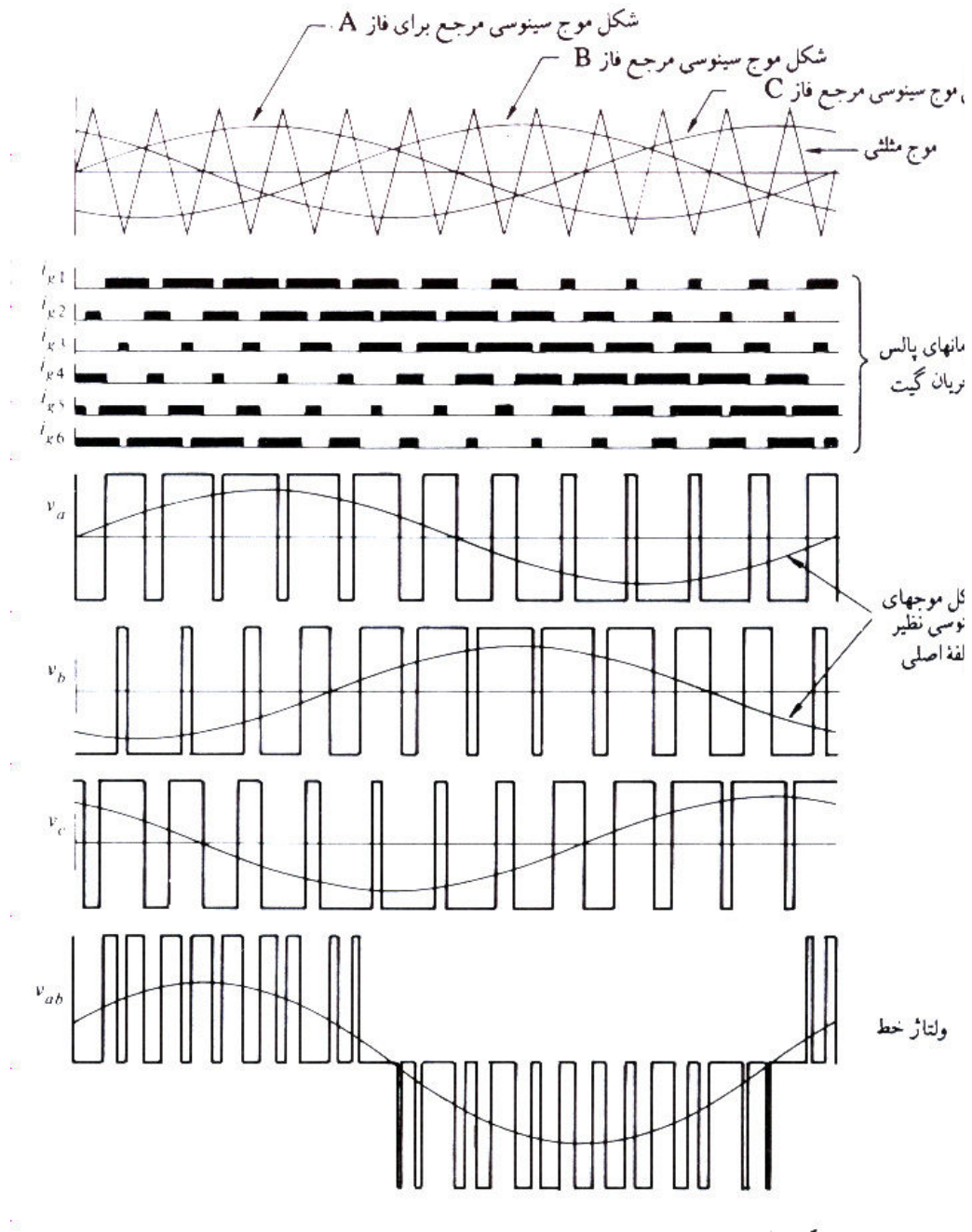


شکل ۱-۱۶ شکل موجها برای آتش  $180^\circ$  درجه و بار سلفی

کنترل ولتاژ اینورتر پل سه فاز را می توان با جمع نمودن خروجیهای دو اینورتر تکفازی که نسبت به هم تاخیر دارند انجام داد . برای دستیابی به خروجی سه فاز خروجیهای سه مدار از این نوع توسط ترانسفورمرها به هم متصل می نماییم.

روش مدولاسیون پهنای پالس را می توان همان گونه که در شکل ۱-۱۸ نشان داده شده است به کاربرد ( برای مدار مرجع شکل ۱-۱۳) به گونه ای که برای تعیین لحظات آتش هر تریستور ۳ موج سینوسی مرجع موج مثلثی فرکانس بالا را مدوله می کنند. توضیح شکل موجها مانند توضیحی که در مورد اینورترهای تکفاز داده شده می باشد.

با روش کنترلی مانند شکل ۱-۱۸ همواره یکی از عناصر در هر شاخه هدایت می کند. و خط بار را به یکی از سرهای مثبت یا منفی منبع d.c متصل می نماید. برای مثال شاخه فاز A در شکل ۱-۱۳ با المانهای شماره ۱ و ۴ را در نظر بگیرید. اگر  $i_a$  مثبت باشد تریستور  $T_1$  هدایت می کند و وقتی که تریستور  $T_4$  آتش شود ، ،  $T_1$  خاموش شده و جریان بار به دیود  $D_4$  منتقل می شود . اگر  $i_a$  منفی شود دیود  $D_1$  مشغول هدایت بوده و وقتی که تریستور  $T_4$  آتش می شود بلافاصله هدایت جریان بار را به عهده می گیرد و در چنین وضعیتی نیازی به خاموش کردن تریستور  $T_1$  نمی باشد چرا که در هر حال  $T_1$  خاموش بوده است .



شکل ۱-۱۸- شکل موجهای مدوله شده پالس برای اینورتر پل سه فاز

با توجه به شکل ۱-۱۸ وقتی که جریان از شاخه ها عبور می کند باید پالسهای آتش به صورت پیوسته به گیت ترستورها اعمال گردد بنابر این وقتی که در بار سلفی جریان

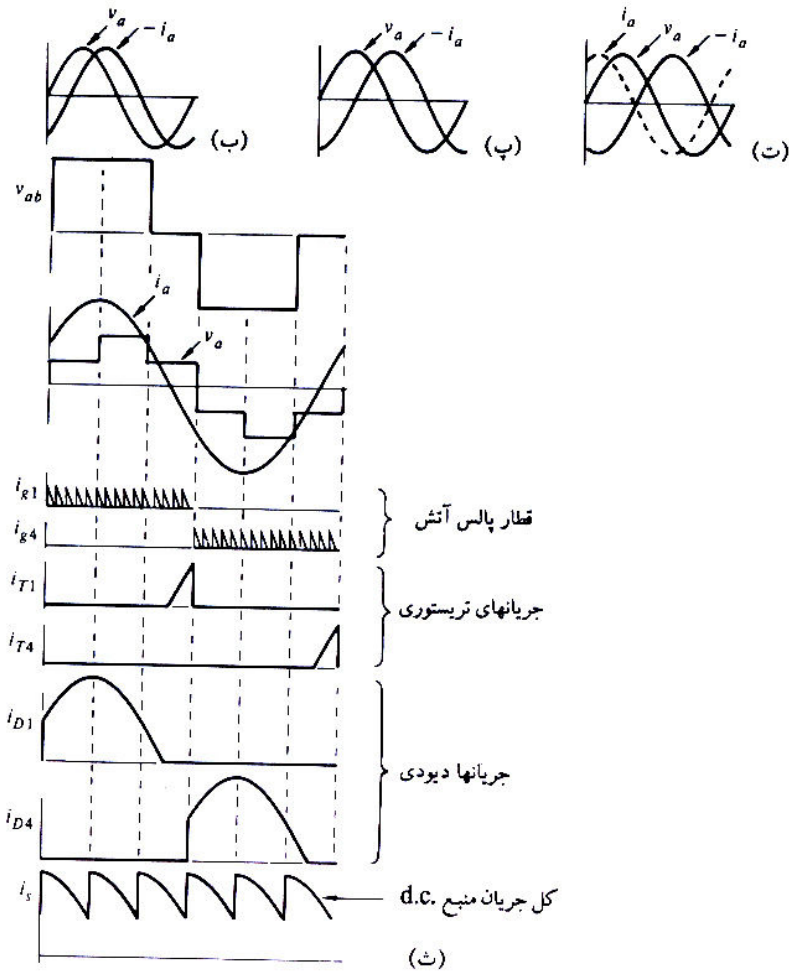
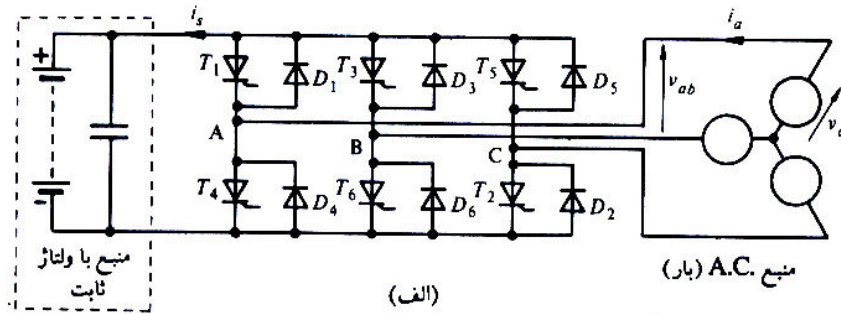
معکوس می شود تریستور می تواند هدایت جریان بار را به عهده گیرد . اگر جریان لحظه ای بار و ولتاژ آن عکس هم باشند دیود موازی با تریستوری که پالسهای آتش را دریافت می کند ، روشن است . بنابر این در پریود نشان داده شده وقتی که مثلا  $i_{g1}$  وجود دارد یکی از المانهای  $T_1$  یا  $D_1$  روشن می باشد.

### ۱۲-۱ قدرت برگشتی اینورتر

برای معکوس نمودن جهت قدرت در یک اینورتر می توان طرف a.c اینورتر را به عنوان مولد در نظر گرفت که یک بار d.c را توسط یکسو کننده تغذیه می نماید . اگر تریستورها حذف شوند اینورتر به صورت یک یکسو کننده ساده در می آید که با محدودیتهای مربوط به طرز کار مدار یکسو کننده ای تفاوت دارد. با توجه به شکل الف ۱۰-۱۹ مشاهده می شود که ولتاژ d.c مقدار ثابتی می باشد و خازن تاکید بیشتری بر ثابت بودن ولتاژ می نماید. در مدارهای یکسو کننده ولتاژ d.c بار شامل رپلهای زیادی می باشد ولی در اینجا رپلهها در شکل موجهای جریان وجود دارند.

در عمل یک بار a.c که بتواند مانند ژنراتور باشد یک موتور القایی است که با یک گشتاور مکانیکی به سرعتی بیش از سرعت سنکرون شتاب می گیرد. جریان چنین ژنراتوری با ضریب قدرت پیش فاز می باشد . شکل ب تا ۱-۱۹ مراحل جریان بار تا بیش از ۹۰ درجه تاخیر فاز که جریان برای حالت ژنراتوری می تواند معکوس شود را نشان می دهد.

قدرت برگشتی اینورتر



شکل ۱-۱۹ نمایش قدرت برگشتی از اینورتر سه فاز الف) مدار مرجع ب) قدرت در یک بار a.c. با ضریب قدرتس از فاز پ) جریان بار a.c. با عقب افتادگی 90 درجه و

ضریب قدرت صفر ت) جریان بار با عقب افتادگی بیش از 90 درجه یعنی ژنراتوری با ضریب قدرت پیش فاز ث) شکل موجها با فرض جریان سینوسی

شکل موجهای ث ۱-۱۹ نشان می دهد که تریستورها بایستی به گونه ای آتش شوند که جریان بار در هر فاز به طور پیوسته نگه داشته شود و در این حالت دیودها برای پیروید طولانی تری نسبت به تریستورها هدایت می کنند و بنابر این قدرت به عنصر d.C داده می شود . برای سهولت شکل موجهای شکل ۱-۱۹ نمایش قدرت برگشتی از اینورتر سه فاز الف ) مدار جریان ب ) قدرت در یک بار a.C با ضریب قدرت پس فاز پ ) جریان بار a.C با عقب افتادگی  $90^\circ$  درجه و ضریب قدرت صفر ت ) جریان بار با عقب افتادگی بیش از  $90^\circ$  درجه یعنی ژنراتوری با ضریب قدرت پیش فاز ث ) شکل موجها با فرض جریان سینوسی a.C به صورت موج سینوسی نشان داده شده است اما در عمل دارای مولفه های هارمونیک می باشند . وقتی که المان a.C بدون هیچ گونه تغییری در ترتیب یا مدت زمان  $180^\circ$  درجه ای رشته پالسهای آتش با ژنراتور تعویض گردد جهت قدرت اینورتر به طور اتوماتیک معکوس می شود .

### ۱-۱۳ کم کردن هارمونیک در اینورتر:

رابطه ۱-۱۵ نشان می دهد که هارمونیک n ام را با انتخاب مناسب زاویه جابجایی  $\beta$  به شرطی که

$$\sin \frac{n\beta}{2} = 0 \quad (15-1)$$

$$\beta = \frac{360^\circ}{n} \quad \text{یا (16-1)}$$

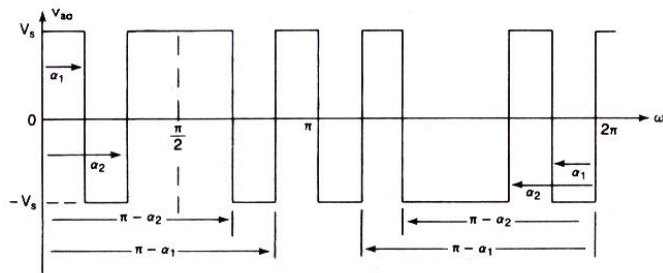
باشد می توان بر طرف کرد و اگر  $\beta = 360/3 = 120^\circ$  باشد هارمونیک سوم از بین خواهد رفت . با اضافه کردن یک جفت شکاف ولتاژی دو قطبی که بطور متقارن قرار گرفته باشند می توان یک جفت هارمونیک ناخواسته را در خروجی اینورتر تکفاز از بین برد . این روش در شکل ۲۰-۱ نشان داده شده است .

که در آن

(۱۷-۱)

$$B_n = \frac{4V_s}{\pi} \left[ \int_0^{\alpha_1} \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\alpha_1}^{\pi/2} \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{\pi-\alpha_2} \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\pi-\alpha_2}^{\pi} \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\pi}^{\pi+\alpha_1} \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\pi+\alpha_1}^{3\pi/2} \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{3\pi/2}^{2\pi-\alpha_2} \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{2\pi-\alpha_2}^{2\pi} \sin n\omega t d(\omega t) \right]$$

$$= \frac{4V_s}{\pi} \frac{1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2}{n}$$



شکل ۲۰-۱ ولتاژ خروجی با دو شکاف دو قطبی در هر نیم موج

رابطه ۱۷-۱ را می توان برای  $m$  شکاف ولتاژی در هر ربع موج تعمیم داد:

$$B_n = \frac{4V_s}{n\pi} (1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2 - 2\cos n\alpha_3 + 2\cos n\alpha_4 \dots) \quad (18-1)$$

اگر  $B_3 = B_5 = 0$  باشد هارمونیکهای سوم و پنجم حذف می شوند رابطه ۱۷-۱ معادلاتی را که باید حل شوند بدست می دهد.



$$1 - 2\cos 3\alpha_1 + 2\cos 3\alpha_2 = 0 \quad \text{یا} \quad \alpha_2 = \frac{1}{3} \cos^{-1}(\cos 3\alpha_1 - 0.5)$$

$$1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 = 0 \quad \text{یا} \quad \alpha_1 = \frac{1}{3} \cos^{-1}(\cos 5\alpha_2 - 0.5)$$

این معادلات را با فرض اولیه  $a_1=0$  و تکرار محاسبات برای  $a_1$  و  $a_2$  می توان به روش تکرار حل کرد .

نتیجه عبارت است از  $a_1=23/62^\circ$  و  $a_2=33/3^\circ$

اگر از شکافهای ولتاژی یک قطبی مطابق شکل ۲۱-۱ استفاده شود ضریب  $B_n$  از رابطه زیر داده می شود .

$$B_n = \frac{4V_s}{\pi} \left[ \int_0^{\alpha_1} \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\alpha_1}^{\pi/2} \sin n\omega t d(\omega t) \right] \quad (49-10)$$

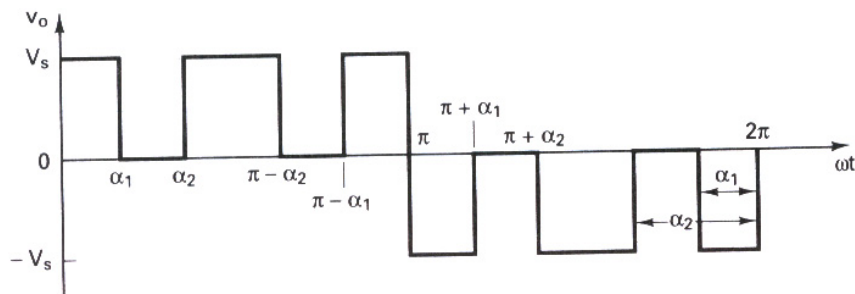
$$= \frac{4V_s}{\pi} \frac{1 - \cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2}{n}$$

در صورتی که دو شرط زیر برقرار باشد هارمونیکهای سوم و پنجم حذف می شوند .

$$1 - \cos 3\alpha_1 + \cos 3\alpha_2 = 0$$

$$1 - \cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 = 0$$

از حل این معادلات به روش تکرار  $a_1=17/83^\circ$  و  $a_2=37/97^\circ$  بدست می آید.



شکل ۲۱-۱- ولتاژ خارجی یک قطبی با دو شکاف در هر نیم سیکل

روشهای حذف هارمونیک که تنها برای ولتاژ خروجی ثابت مناسب می باشند مرتبه هارمونیکها را افزایش و اندازه فیلتر خروجی را کاهش می دهند . این مزیت را باید با توجه به افزایش تلفات کلید زنی قطعات قدرت و همچنین تلفات آهنی ( یا مغناطیسی ) ترانسفورماتور که به خاطر افزایش فرانسهای هارمونیک است سنجید.

**نکته :** همیشه لازم نیست که هارمونیک سوم ( و مضارب آن ) را که عموماً در اتصال سه فاز وجود ندارند حذف کرد . بنابر این در اینورترهای سه فاز ترجیح داده می شود که هارمونیکهای پنجم ، هفتم و یازدهم ولتاژهای خروجی را برطرف سازیم . بطوریکه پایین ترین مرتبه هارمونیک مرتبه سیزدهم خواهد بود .

#### ۱-۱۴ اینورترهای تریستوری با کموتاسیون اجباری

گر چه ترانزیستورها یا قطعات توان دیگر را می توان به عنوان المانهای کلید زنی برای اینورترها بکار برد اکثر این قطعات در کاربردهای با توان متوسط و پایین مورد استفاده قرار می گیرند. ترانزیستورها GTO ها و IBGT ها می روند تا از تریستورها با صرفه تر شوند و از آنها پیشی بگیرند. برای کاربردهای ولتاژ و جریان بالا لازم است که تعدادی از این قطعات را بطور سری و یا موازی با هم ترکیب کرد که این موضوع باعث پیچیده تر شدن مدار می شود . تریستورهای کلید زنی سریع که دارای قدرت تحمل ولتاژها و جریانهای بالا هستند . برای کاربردهای توان بالا مناسب تر هستند . با این وجود تریستورها برای خاموش شدن به مدارهای کموتاسیون اضافی نیاز دارند . در

اوایل پیدایش الکترونیک قدرت مدارهای کموتاسیون تریستور زیادی برای اینورترها تهیه شد. دو نوع مدار کموتاسیون که اغلب در کاربردهای مربوط به اینورترها استفاده می شوند عبارتند از :

۱- اینورترهای با کموتاسیون اضافی

۲- اینورترهای با کموتاسیون مکمل

### ۱-۱۵ اصول کار اینورترهای منبع جریانی

در بخشهای قبل اینورترها توسط یک منبع ولتاژ تغذیه می شدند و جریان بار مجبور به نوسان از یک مقدار مثبت به یک مقدار منفی و بر عکس می شد. برای اینکه اینوتر از عهده تغذیه بارهای سلفی برآید کلیدهای قدرت با دیودهای هرزگرد مورد نیاز است. اما در اینوترتر منبع جریانی (CSI) ورودی به صورت یک منبع جریان عمل می کند. جریان خروجی مستقل از بار اینوترتر بطور ثابت حفظ می شود و ولتاژ خروجی وادار به تغییر می گردد.

یک منبع ولتاژ متغیر را می توان به وسیله اتصال سری یک اندوکتانس و کنترل کردن ولتاژ درون یک حلقه کنترل جریان تبدیل به یک منبع جریان متغیر کرد. منبع ولتاژ dc متغیر را می توان از یک شبکه تغذیه عمومی از یکسو کردن خروجی یک آلترناتور و یا از یک باتری از طریق چاپر به دست آورد. با یک منبع جریان محکم مقدار بار روی موج های جریان خروجی تاثیر نخواهد داشت. ( یعنی موج های جریان دوگان موج های ولتاژ حاصل از اینوترتر با تغذیه ولتاژ می باشند. ) نیمه هادی های قدرت استفاده شده در اینوترتر با تغذیه جریان می بایست توانایی تحمل ولتاژ معکوس را داشته باشند

بنابر این افزارهایی نظیر GTO ، ترانزیستور و MOS قدرت برای این منظور مناسب نیستند.

۱-۱۶ از کاربرد اینورترهای با تغذیه جریان به موارد زیر می توان اشاره کرد:

(۱) کنترل سرعت ماشین های ac

(۲) راه اندازی موتور سنکرون در توربین گاز ، پمپ آب و نظایر آن

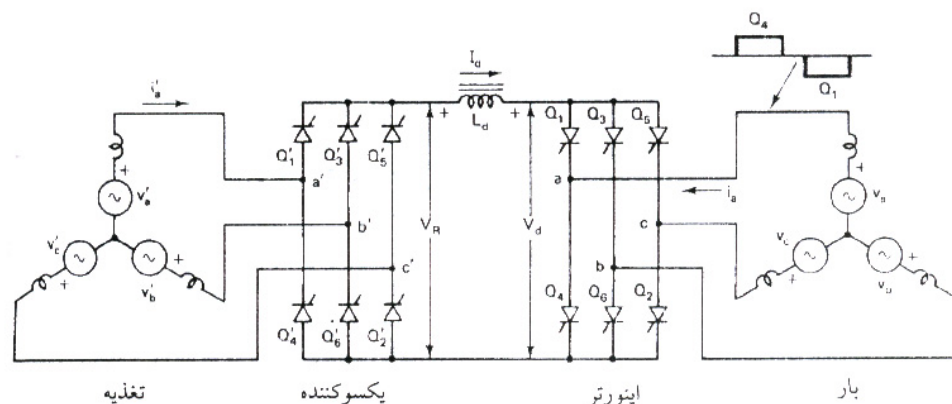
(۳) کوره های القایی

(۴) تولید توان راکتیو VAR پس فاز

۱-۱۷ عملکرد کلی اینورترهای منبع جریان

در شکل ۱-۲۲ حالت کلی مدار قدرت برای اینورتر با تغذیه جریان که به وسیله یکسو کننده با کنترل فاز تغذیه می گردد نشان داده شده است . ولتاژ متغیر لینک  $V_R$  ، dc به وسیله کنترل فاز تولید گشته و به وسیله اتصال سری اندوکتانس  $L_d$  به منبع جریان  $I_d$  تبدیل می شود.

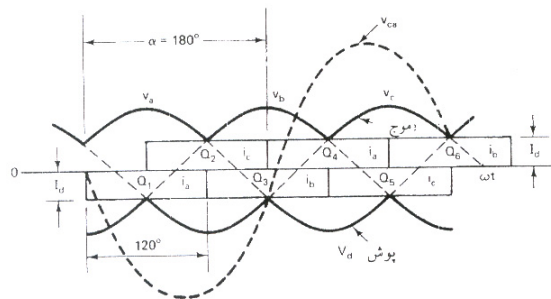
گر چه برای یک منبع جریان ایده آل  $L_d$  بی نهایت مطلوب است ولی مقدار آن به وسیله قیدهای مربوط به اندازه و هزینه در یک حد منطقی محدود می گردد.



### شکل ۱-۲۲- مدار کلی قدرت اینورتر با تغذیه جریان

با صرف نظر از مدار کموتاسیون ظاهر اینورتر با یکسو کننده یکی می باشد. همان گونه که در شکل دیده می شود بار اینورتر یک ماشین القایی یا سنکرون است که می توان آن را به طور تقریبی با یک نیروی ضد محرکه و یک اندوکتانس پراکندگی معادل سری نشان داد. بنابراین مدار قدرت حول لینک dc متقارن خواهد بود. جریان  $I_d$  dc توسط تریستورهای اینورتر به گونه ای به بار منتقل می شود که موج های جریان خط ۶ پالسی، سه فاز و متقارن باشند (شکل ۱-۲۳). در هر لحظه یکی از تریستورهای بالایی و یکی از تریستورهای پائینی برای  $120^\circ$  درجه هدایت می کنند. جریان لینک dc را عاری از هر گونه هارمونیک در نظر گرفته ( $L_d \rightarrow \infty$ ) و از اثر کموتاسیون چشم پوشی می کنیم. موج های شکل ۱-۲۳ برای بیشینه توان بر گرداندگی ( $\alpha = 180^\circ$ ) رسم شده اند. در این حالت مولفه اصلی جریان فاز نسبت به ولتاژ فاز  $180^\circ$  درجه اختلاف فاز دارد. ولتاژ ورودی اینورتر  $V_d$  را می توان به وسیله دامنه بین پوش های ولتاژ دو فاز ساخت. اگر مقاومت اندوکتانس ناچیز باشد ولتاژ dc،  $V_R$  مساوی  $V_d$  خواهد بود. برای کاربردهای محرکه های سرعت متغیر اینورتر می تواند در فرکانس متغیر با یک

جریان  $I_d$  قابل



شکل ۱-۲۳- موج های جریان و ولتاژ ایده آل

### حالت عملکرد اینورتر

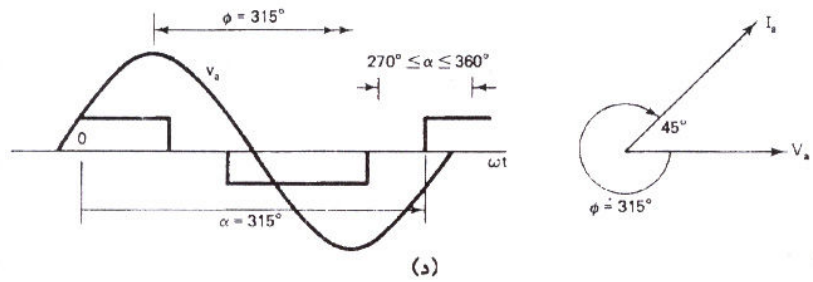
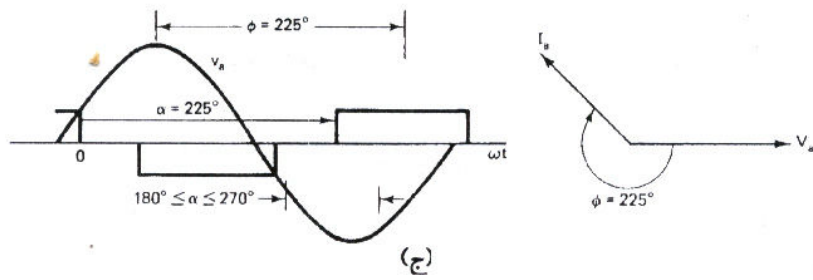
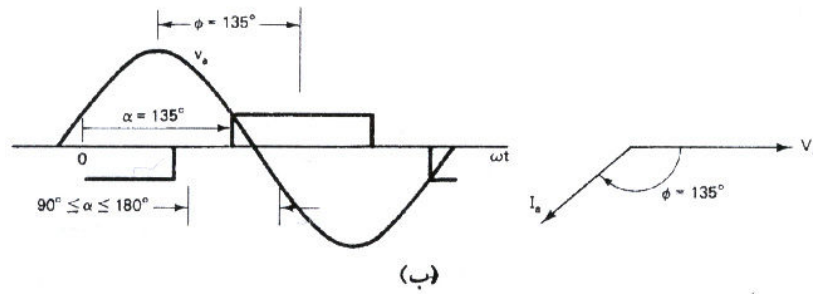
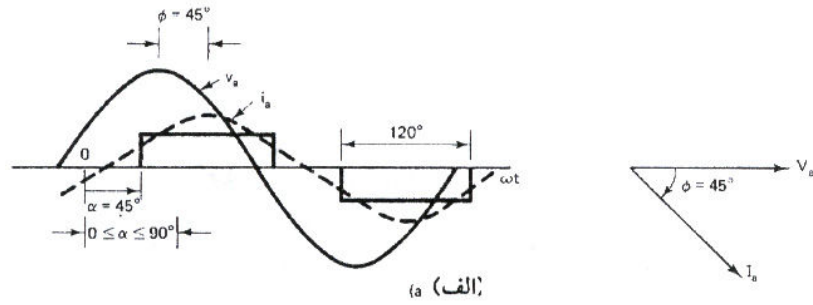
زاویه آتش اینورتر می تواند در بازه صفر تا  $360^\circ$  درجه نسبت به موج نیروی ضد محرکه تغییر کرده و حالت های زیر را که در شکل ۱-۲۴ شرح داده شده به دست دهد.

حالت ۱ : یکسو کننده با کموتاسیون بار ،  $0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$  این حالت با حالت عملکرد یکسو کنندگی با کموتاسیون خط مرتبط است . به جز آن که در اینجا کموتاسیون به جای خط توسط بار انجام می گیرد. شکل ۱-۲۴ ( الف ) موج های جریان و ولتاژ فاز را برای  $\alpha = 45^\circ$  ,  $\alpha' = 135^\circ$  بوده و  $V_d$  و  $V_R$  منفی هستند . به گونه ای که توان حقیقی در جهت معکوس جاری خواهد شد . بار توان راکتیو VAR پس فاز مورد نیاز اینورتر را تغذیه خواهد کرد ( یعنی تغذیه توان راکتیو پیش فاز از اینورتر به بار ) . چنین شرایطی را می توان به وسیله عملکرد فوق تحریک ماشین سنکرون فراهم نمود . بنابر این این حالت را می توان به منزله عملکرد موتور سنکرون در حالت ترمز مولدی در نظر گرفت ( شکل ۱-۲۵ )

حالت ۲ : اینورتر با کموتاسیون بار  $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$  این حالت در شکل ۱-۲۴ ( ب ) برای یک زاویه نوعی  $\alpha = 135^\circ$  بیان شده است . تریستور خارج شونده  $Q_2$  به دلیل منفی بودن  $V_{ca}$  در این بازه توسط بار تغییر وضعیت می دهد. جریان توان راکتیو به سوی بار و ولتاژ dc مثبت بوده و بار همچون حالت پیشین نیاز به کار در ضریب قدرت پیش فاز

دارد . بنابر این حالت را می توان به منزله عملکرد موتور یک ماشین سنکرون که

در حالت فست تحویل کار می کند ، نشان داده شد .

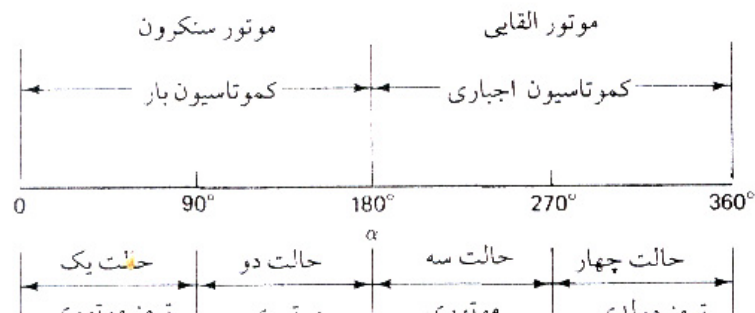


شکل ۱-۲۴- حالت های عملکرد با بار دارای نیروی ضد محرکه (الف)  $0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$   
 یکسو کننده با کموتاسیون بار(ب)  $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$  اینورتر با کموتاسیون بار (ج)  
 اینورتر با کموتاسیون اجباری (د)  $270^\circ \leq \alpha \leq 360^\circ$  یکسو کننده با کموتاسیون اجباری

حالت ۳ : اینورتر با کموتاسیون اجباری  $180^\circ \leq \alpha \leq 270^\circ$  با تاخیر دادن زاویه آتش اینورتر به ورا ۱۸۰ درجه ، مزیت کموتاسیون بار را از دست خواهیم داد چون در این حالت به دو سر تریستور خارج شونده  $Q_2$  ، ولتاژ  $V_{ca}$  مثبت اعمال می گردد . بنابر این برای داشتن یک عملکرد موفق در این بازه ناچار از استفاده از بعضی انواع کموتاسیون اجباری هستیم. دیاگرام فازوری در زاویه فاز مثلا  $\phi = 225^\circ$  نشانگر از جریان توان حقیقی به سمت بار را است که این حاکی از عملکرد موتوری بار و مصرف توان راکتیو پس فاز توسط آن می باشد . بنابر این حالت مربوط به عملکرد موتور القایی است .

حالت ۴ : یکسو کننده با کموتاسیون اجباری  $270^\circ \leq \alpha \leq 360^\circ$  در این حالت همچون حالت ۳ ، اینورتر نیاز به کموتاسیون اجباری دارد . دیاگرام فازوری نشان از عملکرد یکسو کنندگی با تقاضای توان راکتیو پس فاز از طرف بار دارد . پس این حالت را می توان به عنوان عملکرد موتور القایی در شرایط ترمز مولدی در نظر گرفت ( شکل ۱-۲۵)

(۲۵)





## شکل ۱-۲۵- حالت های عملکرد ماشین ac

### ۱۸-۱ نکاتی که در طراحی مدار اینورتر باید مد نظر باشد

تعیین ولتاژها و جریانهای نامی قطعات توان در مدارهای اینورتر به نوع اینورتر بار و روشهای بکار رفته برای کنترل ولتاژ و جریان بستگی دارد. طراحی مستلزم (۱) بدست آوردن عبارتی برای جریان لحظه ای بار و (۲) ترسیم شکل موجهای جریان برای تمامی عناصر می باشد. با دانستن شکل موج جریان روشهای محاسبه مقادیر نامی قطعات توان و وسایل کموتاسیون مشابه قسمتهای ۷-۴ و ۹-۸ است. تعیین مقادیر نامی ولتاژها مستلزم بدست آوردن ولتاژهای معکوس هر عنصر است.

برای کاهش هارمونیکهای خروجی استفاده از فیلترهای خروجی ضروری است. شکل ۱-۲۵ فیلترهای خروجی را که غالبا بکار می روند نشان می دهد. فیلتر C بسیار ساده است اما توان راکتیو زیادی جذب می کند. فیلتر LC تنظیم شده مشابه شکل ۱-۲۵ ب می تواند یک فرکانس را حذف کند. یک فیلتر CLC با طراحی مناسب شبیه آنچه که در شکل ۱-۲۵ ج نشان داده شده است برای کاهش هارمونیکها در یک پهنای باند وسیع مناسب تر است و توان راکتیو کمتری جذب می کند.

## ۱-۱۹ مواردی که در مورد ترانسفورماتور باید رعایت شود

سلف ها در مدارهای کموتاسیون تریستور و فیلترهای ورودی و خروجی بکار می روند . تلفات مغناطیسی به فرکانس بستگی دارد و برای کاهش تلفات هسته این سلفها را باید با هسته های مغناطیسی دارای گذردهی بسیار بالا طراحی کرد . خروجی اینورترها عموماً توسط یک ترانسفورماتور خروجی از بار ایزوله می شود . ولتاژ خروجی اینورتر عموماً دارای هارمونیک می باشد و این امر تلفات ترانسفورماتور را افزایش می دهد. یک ترانسفورماتور که برای کار در ولتاژهای سینوسی خالص طراحی شده است هنگامی که در خروجی اینورترها بکار گرفته می شود دستخوش تلفات بیشتری شده و تحمل توان آن کمتر از مقادیر نامی مربوط به آن خواهد بود . اگر ولتاژ خروجی دارای مولفه dc باشد ممکن است هسته ترانسفورماتور اشباع شود.

## (۱-۱۹) اسنابرها

از بین حالات مختلف عملکرد ادوات نیم رسانا، کلیدزنی سخت ترین وضعیت است و موجب می شود که کلیدهای مبدل‌های الکترونیک قدرت در معرض تنشهای مختلفی قرار می گیرند. برای مثال، اگر هیچ گونه معیاری در نظر گرفته نشده باشد، تغییر سریع جریان در لحظه خاموش شدن می تواند موجب ایجاد اضافه ولتاژهای بالقوه مخرب ناشی از القاگرهای پراکنده مدار قدرت شود. در لحظه روشن شدن به علت وجود همزمان جریان به ولتاژ بالا، نقطه کار کلید می تواند از منطقه عملکرد امن (SOA) خارج شود. بنابراین همزمان از مدارهای کمک- کلیدزنی که اسنابر نامیده می شود،

اغلب همراه کلیدهای قدرت نیم رسانا استفاده می شود. این مدارها از اضافه ولتاژ و اضافه جریان گذرا جلوگیری می کنند، سرعت تغییرات ولتاژ و جریان را کاهش می دهند، اتلافهای کلیدزنی را کاهش می دهند، و تضمین می کنند که کلیدها در خارج از ناحیه SOA کار نمی کنند. اسنابرها همچنین کمک می کنند که توزیع ولتاژهای دو سر کلیدهایی که به صورت متوالی به هم وصل شده اند، یا تغذیه جریانهای کلیدهایی که به صورت موازی به هم وصل شده اند، یکنواخت باقی بماند، که در نتیجه مقدار مؤثر ولتاژ نامی یا جریان افزایش می یابد. عملکرد و شکل بندی مدار اسنابر به نوع کلید و توپولوژی مبدل بستگی دارد.

به علت غیر خطی بودن خصوصیات ادوات نیم رسانا و پیچیدگی نسبی طرحهای مربوطه، تحلیل مدارهای اسنابر بسیار مشکل است.

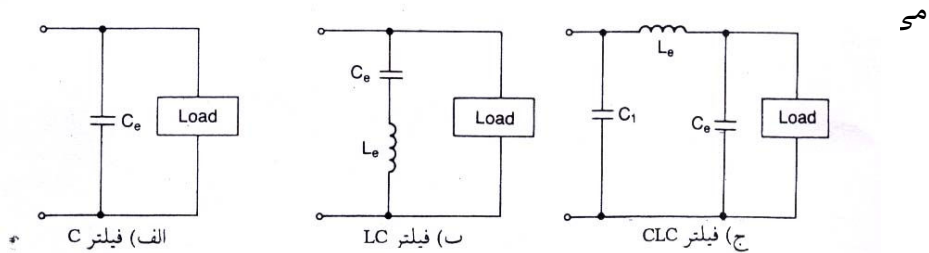
استفاده از اسنابر به طور ذاتی اجباری نیست، چرا که معمولاً می توان کلیدهای قدرت با چنان مقادیر نامی بالا انتخاب کرد که جریان و ولتاژهای گذری بزرگ دیگر خطرناک نباشند.

ولی، همیشه در ازای انتخاب ادوات نیم رسانای بزرگتر هزینه بالاتری باید پرداخت، که قسمتی از این هزینه اضافی ناشی از افزایش وزن، حجم، و اتلافهاست. از طرف دیگر، استفاده از اسنابر نیز باعث افزایش هزینه، وزن، و ابعاد مبدل الکترونیک قدرت می شود و آنها نیز بدون اتلاف نیستند. بنابراین، انتخاب بهینه اسنابرها برای هر کاربرد معین به هوش و تجربه طراح بستگی دارد.

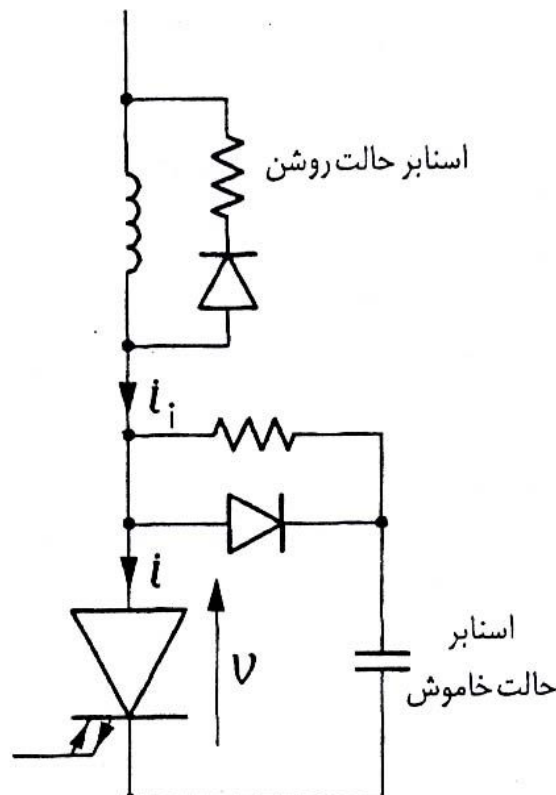
لزوم استفاده از اسنابرها برای هر کلید در مبدل‌های تشدید از بین رفته است. در این مبدلها با استفاده از یک مدار تشدید شرایط کلیدزنی مطمئن و کم اتلاف برای تمام کلیدهای مبدل ایجاد می شود.

### ۱-۱۹-۱ اسنابرهای مربوط به IGBT ها

همان گونه که در شکل های ۱-۲۵ و ۱-۲۶ نشان داده شد، استفاده از اسنابرهای حالت خاموش به مقدار زیادی از تنش ولتاژ روی IGBT می کاهد و موجب بهبود مسیر کلیدزنی می شود. در عمل، اسنابرهایی شبیه آنچه برای GTO داشتیم به کار



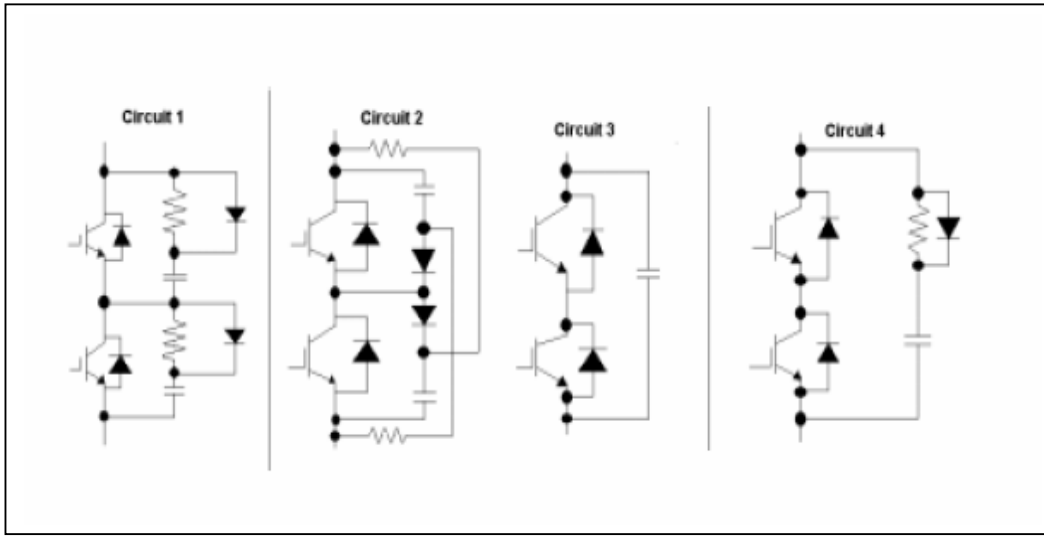
شکل ۱-۲۵- فیلترهای خروجی



### شکل ۱-۲۶- GTO با اسناب‌های حالت‌های روشن و خاموش

اسناب حالت روش القایی کاهش ولتاژ کلکتور - امیتر  $V_{ce}$  تا سطح ولتاژ اسباع قبل از رسیدن جریان کلکتور به مقدار نهایی خود در حالت روشن تضمین می کند شکل ۱-۲۷ راه حل دیگری را که ترکیبی از اسناب حالت های روشن و خاموش است نشان می دهد. در هنگام روشن شدن القاگر متوالی باعث کند شدن سرعت افزایش جریان کلکتور،  $i_c$  می شود. به طور همزمان، بار خازن از طریق مقاومت، القاگر، و ترانزیستور تخلیه می شود. در هنگام خاموش شدن، جریان ورودی،  $i_i$ ، از ترانزیستور به کنار گذر خازن- دیود منتقل می شود. وقتی خازن کاملاً از بار پر شد، باقیمانده انرژی الکترومغناطیسی القاگر در مقاومت تلف می شود.

باید متذکر شد که هنگام انتخاب اسناب باید تمام توپولوژی مبدل را مدنظر داشته باشید، چرا که اجزاء دیگر مدار قدرت در عملکرد صحیح اسناب می توانند نقش داشته باشند.



شکل ۱-۲۷

## ۱-۱۹-۲ باز یافت انرژی از اسنابرها

اسنابره‌های حالت روشن و خاموش IGBT ها که در بخش قبل بررسی شد مسیر کلیدزنی را بهبود می بخشد و اتلافهای کلیدزنی را کاهش می دهند. ولی، انرژی ای که به طور موقت در اجزاء خازنی و القایی ذخیره شده، در مقاومتها تلف می شود و بنابراین به هدر می رود. در مبدلهای با توان و فرکانس بالا، مقدار انرژی هدر رفته در اسنابرها قابل ملاحظه است و موجب فشار آمدن به دستگاه های خنک کننده، و نیز کاهش بازده مبدل ها می شود. بنابراین، روشهایی به منظور باز یافت انرژی از اسنابرها و منتقل کردن آن به بار یا منبع تغذیه طراحی شده اند.

سیستمهای باز یافت انرژی می توانند فعال یا غیر فعال باشند. سیستم باز یافت فعال در واقع یک مبدل الکترونیک قدرت کمکی است. یک طرح نمونه برای باز یافت انرژی از خازن اسنابر در شکل ۱-۲۸ نشان داده شده است. به منظور کنترل ولتاژ خروجی،  $v_o$ ، که ولتاژ دو سر یک بار با جزء القایی است، ترانزیستور T به صورت PWM قطع و وصل می شود. بنابراین برای ایجاد مسیری برای جریان بار در هنگام خاموش بودن ترانزیستور به یک دیود آزاد چرخ،  $D_{fw}$ ، نیاز است. اسنابر ساده خازنی حالت خاموش از دیود  $D_{sn}$  و خازن  $C_{sn}$  تشکیل می شود. مدار باز یافت انرژی از دیودهای D1 و D2، القاگر L، و خازن C تشکیل می شود. در هنگام خاموش شدن، خازن اسنابر تا ولتاژ ورودی  $V_i$  (تغذیه) شارژ می شود. وقتی که ترانزیستور روشن می شود، بار ذخیره شده در خازن به وسیله تشدید الکتریکی در مدار دیود  $C-T-D1-L-C_{sn}$  به خازن C منتقل می شود در خاموش شدن بعدی خازن  $C_{sn}$  دوباره شارژ می شود در حالی که

بار خازن C از طریق دیود D2 در بار تخلیه می شود. از آنجا که از مقاومت استفاده نشده است، بیشتر خازن اسنابر توسط بار بازیافت و مصرف می شود. در مبدل های توان- بالای متشکل از GTO، از برشگرهای کمکی افزاینده ولتاژ، جهت انتقال انرژی از اسنابرها به منبع تغذیه استفاده می شود. برشگر افزاینده، یک مبدل dc به PWM ds است که ولتاژ پالسی خروجی آن دارای دامنه قابل تنظیم و همواره بزرگتر از ولتاژ ورودی است.

### ۱-۲۰ روشهای PWM برای اینورتر ولتاژ

روش های مدوله سازی پهنای پالس در اینورترهای ولتاژ برای کنترل ولتاژ یا جریان خروجی به کار می روند. در اینورترهای با ولتاژ کنترل شده، متغیرهای کنترل شده، فرکانس و دامنه مؤلفه اصلی ولتاژ خروجی هستند. برعکس، در اینورترهای با جریان کنترل شده، جریان خروجی در یک حلقه بسته (پس خورد) کنترل می شود.

### ۱-۲۰-۱ روش های کنترل ولتاژ

روشهای متعددی برای کنترل PWM اینورترهای ولتاژ با ولتاژ کنترل شده از سالها قبل مطرح شده اند و بررسی دقیق آنها کار واقعاً مشکلی خواهد بود. بنابراین، در اینجا تنها تعدادی از متداول ترین روشها را برای اینورترهای سه فاز شرح می دهیم. بیشتر این روشها را می توان به سادگی برای اینورترهای تکفاز به کار برد.

مشخصات مطلوب روش PWM به صورت زیرند:



(۱) بهره برداری خوب از منبع تغذیه ds، یعنی دستیابی به مقدار تا حد ممکن زیاد بهره ولتاژ،  $K_V$ ، که در اینجا به صورت زیر تعریف می شود.

$$K_V = \frac{V_{LL,1,p}(\max)}{V_i} \quad 19-1$$

که در آن  $V_{LL,1,p}(\max)$  ماکزیمم مقدار اوج مؤلفه اصلی ولتاژ خروجی خط به خط است که به کمک روش مورد نظر امکان دارد.

(۲) خطی بودن کنترل ولتاژ به طوری که بتوان داشت.

$$V_{LL,1,p}(M) = MV_{LL,1,p}(\max) \quad 20-1$$

که در آن M بیانگر نسبت کنترل دامنه است. طبق معمول، نسبت کنترل دامنه به صورت نسبت ولتاژ خروجی واقعی (مقدار مؤثر یا اوج ولتاژ خط به خط یا خط به نول) به ماکزیمم مقدار قابل دسترس این ولتاژ تعریف می شود.

(۳) داشتن دامنه های کم د رهماهنگ های مرتبه- پائین ولتاژ خروجی به منظور به مقدار مینیمم رساندن محتوای هماهنگی جریان خروجی.

(۴) اتلافهای کلیدزنی کم در کلیدهای اینورتر.

(۵) ایجاد زمان کافی برای عملکرد مناسب کلیدهای اینورتر و سیستم کنترل.

معمولاً مصالحه مناسبی بین موارد (۳) و (۴) که متناقض یکدیگرند، لازم است. همان طور که قبلاً نشان داده شده است، کیفیت جریان خروجی با افزایش تعداد کلیدزنی در هر سیکل ولتاژ خروجی بهبود می یابد. از طرف دیگر، هر کلیدزنی با مقداری اتلاف انرژی در کلید همراه است. در نتیجه، کیفیت عملکرد اینورتر PWM می تواند با

هزینه بازده توان افزایش یابد و برعکس روش های PWM مورد استفاده در صنعت به ترتیب زیر است:

۱- روش های PWM با استفاده از مقایسه با موج حامل

۲- روش های PWM با تابع مدوله کننده.

۳- روش PWM با استفاده از بردار فضایی ولتاژ.

۴- روش PWM برنامه ریزی شده

۱-۲۰-۲ روش های کنترل جریان

روش های PWM توصیف شده ولتاژهای خروجی اینورترهای ولتاژ را به صورت حلقه- باز، یا پیش خورد، کنترل می کنند. در صورتی که لازم باشد جریانهای خروجی، که علاوه بر ولتاژهای خروجی به بار نیز بستگی دارند، کنترل شوند، یک مسیر پس خورد از طریق حسگرهای جریان باید ایجاد شود. سیستم کنترل جریان های علمی را با جریانهای مبنا مقایسه، و متغیرهای کلیدزنی مناسب،  $a$ ،  $b$ ، و  $c$  را برای فازهای مختلف اینورتر تولید می کند. در نتیجه، متغیرهای کلیدزنی و ولتاژهای خروجی با پهنای پالس به گونه ای مدوله می شوند که جریان های خروجی از شکل موجهای مبنا پیروی کنند.

کنترل جریان با کیفیت بالا کار دشواری است زیرا در بیشتر موارد علمی، بار اینورتر نامعلوم و متغیر است. روش کنترل جریان موفق باید موارد زیر را برآورده کند:

(۱) استفاده خوب از منبع تغذیه  $dc$ ، که در اینجا به معنی فراهم کردن جریان های در حد امکان زیاد برای یک بار معین است.

(۲) کوچک بودن خطاهای دینامیکی و استاتیکی کنترل جریان، به این معنی که اختلاف میان جریان های خروجی عملی و مبنا در حالت پایا و تحت شرایط گذار کوچک باشد.

(۳) کم بودن اتلافهای کلیدزنی در اینورتر، شرطی که می تواند به عنوان کلیدزنی در حد امکان کم در کلیدهای اینورتر تعبیر شود.

(۴) در اختیار گذاشتن زمان کافی برای عملکرد مناسب کلیدهای اینورتر و سیستم کنترل.

دیده می شود که در موارد (۱)، (۳) و (۴) با موارد مربوط به روش های PWM با کنترل ولتاژ کاملاً مطابقت می کند. همانند آن روشها، روشهای کنترل جریان بسیاری در متون فنی پیشنهاد شده است.

مفاهیم ارائه شده گسترده خیلی ساده تا بسیار مشکل را در بر می گیرند، که در موارد بسیار مشکل سیستمهای هوشمند ماشینی مانند شبکه های عصبی و کنترل کننده های منطق فازی را شامل می شوند. در حالی که در این بخش تنها چهار روش قدیمی کنترل جریان در اینورترهای سه فاز را نام می بریم.

۱- کنترل پسماندی جریان

۲- کنترل جریان مبتنی بر مقایسه با تابع تبدیل شیب

۳- کنترل پیش بین جریان.

۴- کنترل خط جریان

## (۱-۲) تشریح اطلاعات JHcpl-316

مونتاز

- انتقال محرک به IGBTها و جریان کلکتور 150 آمپر و ولتاژ کلکتور امتیر 1200 ولت

- ایزوله کردن نوری در اهمیت فیدیک FAULT

- پکیج SO-16

- حداکثر سرعت سویچینگ 500ns

- رنج عملکرد  $V_{CC}$  از ۱۵ تا ۳۰ ولت

- رنج دمای عملکردی از  $-40^{\circ}$  تا  $+100^{\circ}$  سانتیگراد

- راهنما از نرم IBBT

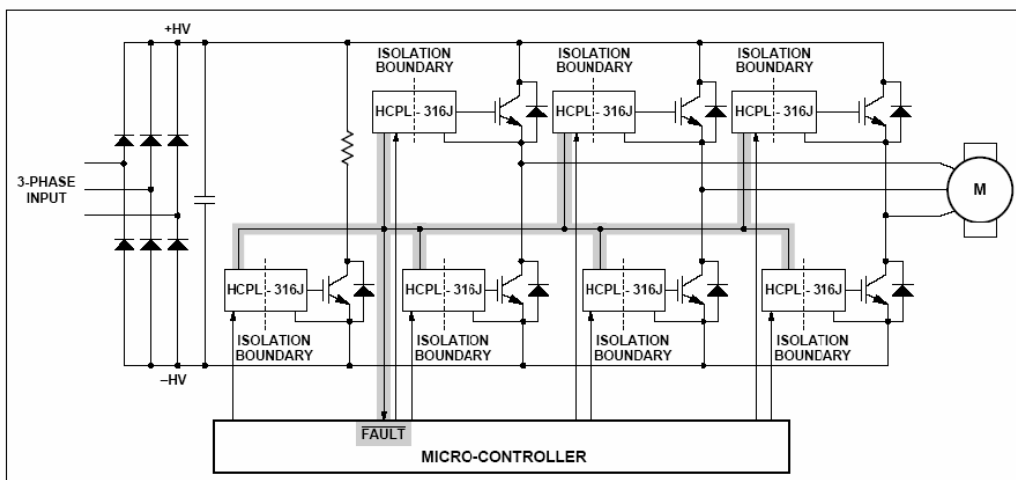
جای شکل

Hewlett-Packards یک اپتوکوپلو راه انداز 2 آمپر با مدار مجتمع ( $V_{CE}$ ) را اشکار و حالت

Fault به صورت پیوسته فیدیک IGBT را برای محافظت  $V_{CE}$  بسازد و یک ابزار راحت مادی که

ایمنی طول کلمات مورد قبول بوده و نیازمند تنظیم است.

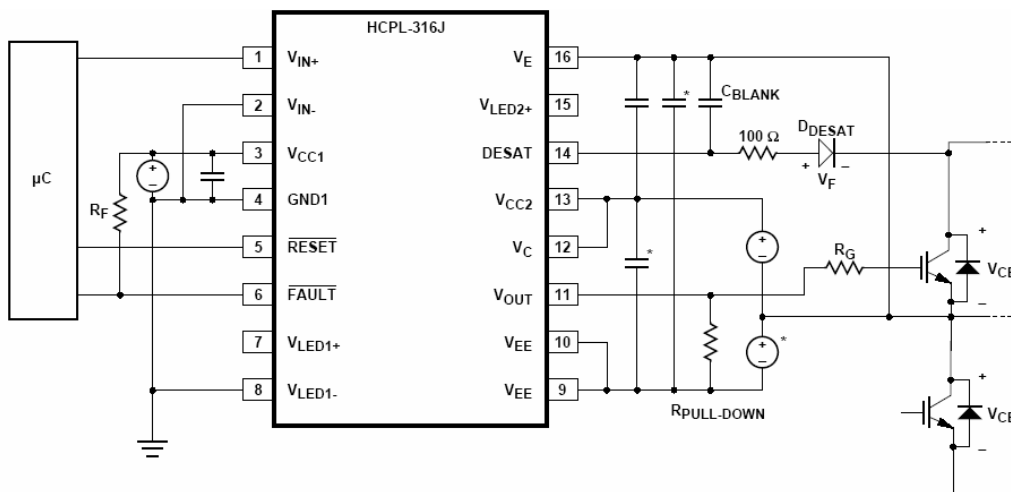
### Fault Protected IGBT Gate Drive



شکل (۱-۲)

(۲-۲) خرابی مدار نمونه رانشگر سویچ IGBT را محافظت می کند

یک HCPL-316J یک رانشگر سویچ هوشمندانه آسان مصرف است که محافظ خرابی  $V_{ce}$ -IGBT را فشرده مقرون به صرفه و از نظر اجرائی آسان می کند حالت‌های مثل ورودی های پیکرسازی کاربر شناسائی  $V_{ce}$  یکپارچه حبس زیر ولتاژ (UVLO) خاموش شدن IGBT سبک و بازخورد خرابی مجزا حداکثر انعطاف پذیری و محافظ مدار طرح را مهیا می کند .



شکل (۲-۲)

(۲-۳) شرح عملیات در طول حالت خرابی

۱- پایانه DESAT ولتاژ  $V_{ce}$  IGBT را از طریق DESAT کنترل می کند

۲- وقتی که ولتاژ در پایانه DESAT از  $V_{out}$  ولت فراتر می رود ولتاژ سویچ IGBT ( $V_{out}$ ) به آرامی پایین تر می آید

۳- خروجی خرابی رو به پایین می گراید که از یک ریزکنترل کننده خرابی خبر می دهد

۴- ریز کنترل کننده از جریان مناسب استفاده می کند .

$V_{IN+}$	$V_{IN-}$	UVLO ( $V_{CC2} - V_E$ )	Desat Condition Detected on Pin 14	Pin 6 (FAULT) Output	$V_{OUT}$
X	X	Active	X	X	Low
X	X	X	Yes	Low	Low
Low	X	X	X	X	Low
X	High	X	X	X	Low
High	Low	Not Active	No	High	High

(۲-۴) کنترل خارجی

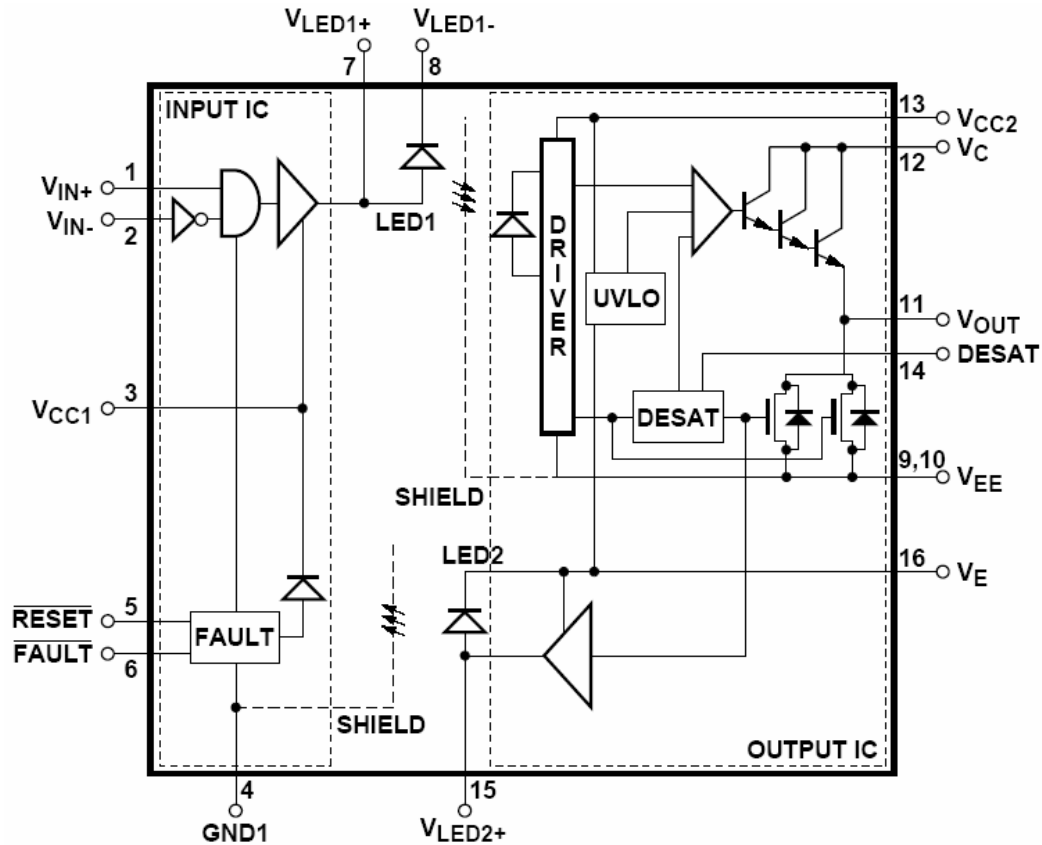
خروجی ها (خرابی و  $V_{out}$ ) از HCPL-316J به وسیله ترکیب UVLO,  $V_{in+}$  و یک حالت IGBT.DESAT شناسائی شده کنترل می شوند. همانطوری که در جدول بالا نشان داده شده HCPL-316J می تواند به عنوان بکا رگیری  $V_{in+}$  یا خروجی های  $V_{in-}$  به ترتیب به طور معکوس کننده یا غیر معکوس کننده ترتیب داده شود وقتی که وضعیت معکوس کننده درخواست می شود  $V_{in+}$  بایستی بالا نگه داشته شود و  $V_{in-}$  تبدیل می شود وقتی که یک وضعیت غیر معکوس کننده درخواست میشود,  $V_{in-}$  بایستی پایین نگه داشته شود و  $V_{in+}$  تبدیل شود وقتی که UVLO فعال نیست ( $V_{CC2} - V_E$ )  $V_{out}$  رو به بالا می رود و حالت شناسائی و DESAT (پین ۱۴) از IGBT منبع اصلی محافظ IGBT خواهد شد UVLO نیاز می شود تا DESAT که اصلی است را تامین کند. وقتی که  $V_{UVLO} > 11/6V$  فعال نیست DESAT

کارکردی باقی خواهد ماند تا اینکه  $V_{UVLO} \rightarrow 12/4V$  می شود بنابراین شناسائی DESAT و حالت‌های HCPL-316J UVLO تواما کار می کند تا محافظ IGBT پایدار را تامین کند .

( ۲ - ۵ ) شرح مرور محصول

HCPL-316J یک طرح کنترل برق یکپارچه بالائی است که همه اجزای لازم برای یک مدار درایو سویچ IGBT مجزایی کامل همراه با بازخورد و محافظ خرابی داخل بسته SO-16 را یکپارچه می کند سطوح منطق ورودی TTL به هم کنشگر مستقیم همراه یک ریز کنترل کننده و یک حالت خروجی برق مجزای نوری که IGBT ها را با درجه بندی های حدودا ۱۵۰ آمپر و ۱۲۰۰ ولت می راند را مجاز می داند یک رابط نوری داخل با سرعت بالا تاخیرهای انتشار بین ریز کنترل کننده و IGBT را هنگام مجاز دانستن دو سیستم برای عمل کردن در ولتاژ حالت عادی خیلی بزرگ به حداقل می رساند .

فرقه‌های که درایو های موتور صنعتی و دیگر استعمال های برق متداول هستند یک IC خروجی محافظ موضعی را برای IGBT فراهم می کند تا از آسیب در طول جریانات باد جلوگیری می کند و یک رابط نوری ثانویه یک علامت بازخورد حالت خرابی کاملا مجزا را برای ریز کنترل کننده مهیا می کند یک ساخت در مدار محافظ ولتاژ ذخیره توقفگاه برق را کنترل می کند تا از IGBT که به وسیله ولتاژهای درایو سویچ غیر مناسب به وجود می آید جلوگیری کند این درایور سویچ IGBT یکپارچه گی طرح می شود تا عملکرد و اطمینان پذیری یک درایو موتور را بدون هزینه اندازه و پیچیدگی یک طرح مجزا اضافه کند .



شکل (۲-۳)

دو دیود دفع کننده نور و دو مدار یکپارچه در بسته SO-16 یکسان که مدار بندی کنترل ورودی را تهیه می کند جایگزین شد توقفگاه برق خروجی و دو کانال نوری هم را فراهم می کند IC بوفر ورودی در یک فرایند دو قطبی طراحی می شود هنگامی که IC شناسایی کننده خروجی طراحی می شود در یک ولتاژ بالا فرایند برق BICMOS/DMOS را تولید کرد . مسیر علامت نوری پیشین همانطوری که به وسیله LED1 نشان داده می شود علامت کنترل سویچ را انتقال می دهد مسیر چراغ نوری برگشت همانطوری که توسط LED2 نشان داده شده چراغ باز خورد حالت خرابی را انتقال می دهد هر دوی کانالهای نوری کاملا بوسیله ICها به ترتیب خروجی ورودی کنترل می شوند که مرز شفافیت جداسازی داخلی را برای ریز کننده ها می سازد .

تحت عملیات عادی علامت کنترل سویچ ورودی به طور مستقیم سویچ IGBT را در IC شناسایی کننده خروجی مجزا کنترل می کند LED2 باقی می ماند و یک بست خرابی در IC بافر



ورودی غیر فعال می شود. IC شناسائی کننده خروجی بلا فاصله شروع به یک تسلسل SHUT DOWN سبک می کند که IGBT متداول به صفر را در یک روش کنترل شونده کاهش می دهد تا از آسیب IGBT بالنده ناشی از ولتاژهای بالای القائی جلوگیری کند. بطور همزمان این حالت خرابی به IC بافر ورودی از طریق LED2 برگشت داده میشود که بست خرابی ورودی کنترل سویچ غیر فعال می کند و خروجی خرابی پایین فعال به ریز کنترل کننده ها هشدار می دهد .

در طول روشن بودن برق حالت زیر حبس ولتاژ ( UVLO ) از کاربرد ولتاژ سویچ غیر مناسب برای IGBT به وسیله اعمال رفتار به خروجی پایین HCPS316 جلوگیری می کند وقتی که خروجی در حالت بالا است حالت شناسائی  $DESAT(V_{CE})$  از HCPL-316J شناسائی IGBT را مهیا می کند . بنابراین UVLO و DESAT در رابطه با تهیه محافظ IGBT مداوم کار می کند .

( ۲ - ۶ ) نکته ها

۱ - در رابطه با UL1577 هر کدام از رابطه های دیداری برهان است که بوسیله درخواست یک ولتاژ آزمایش عایق بندی  $\geq 4200 \text{ vrms}$  برای ۱ ثانیه مورد آزمایش قرار گرفت این آزمایش قبل از اینکه آزمایش ساخت ۱۰۰٪ برای تخلیه نسبی ( روش b ) نشان داده شده در جدول مشخصات ویژه عایق بندی VDE 0884 اگر اطلاق پذیر باشد اجرا می شود .

۲ - ولتاژ مقاومت آنی ورودی و خروجی یک ولتاژ دی الکتریک است که نباید به عنوان یک میزان ولتاژ مداوم خروجی و ورودی تفسیر شود برای اینکه میزان ولتاژ مداوم به مشخصات سلامت سطح ابزاریتان یا جدول مشخصات ویژه عایق بندی VDE 0884 اشاره دارد .

۳ - طرح یک طرح دوپایانه ای را مورد توجه قرار داد : پینهای ۸ - ۱ با هم کوتاه شده و پین های ۹ - ۱۶ با هم کوتاه شده

۴ - برای انجام پراکندگی برق حداکثر مطلق بین های ۴ و ۹ و ۱۰ مورد نیاز اتصالات طرح زمین مشخص شده و ممکن است به باد کاستی نیاز داشته باشد به بخش مدل گرمائی در نکته های عملکردی در پایان این برگه اطلاعات برای جزئیات که چگونگی تخمین زدن حرارت اتصال و پراکندگی برق را نشان می دهد را ببینید . در بسیاری موارد ، حرارت اتصال IC خروجی حداکثر مطلق عامل محدود کننده است . پراکندگی برق واقعی قابل دسترسی بستگی به محیط کاربرد دارد . بخش طرح PCB پیشنهادی در نکته های درخواستی برای توجه طرح را ببینید . خروجی IC از پراکندگی برق به طور خطی در  $10 \text{ mw} / ^\circ\text{C}$  بالای 90 درجه است .

پراکندگی برق IC ورودی نیازی به دی ریتینگ ندارد .

۵ - پهنای پالس ماکزیمم =  $10 \mu\text{s}$

سیلک وظیفه حداکثر =  $2 / 0$  درصد این مقدار برای تلرانسهای جزئی برای طرحهایی با 10 حداقل =  $2\text{A}$  بخش کاربردی برای جزئیات در اوج OII را ببیند به طور خطی از  $3\text{A}$  در  $+25$  °C تا  $2.5\text{A}$  در  $+100$  °C میزان می کرد . این جبران خسارت برای  $I_{OPEAK}$  به واسطه تغییرات در  $V_{OL}$  فوق حرارت افزایش یافت .

۶ - این ذخیره انتخابی است که فقط وقتی که درایو سویچ منفی اجرا می شود مورد نیاز است .

۷ - پهنای پالس حداکثر =  $50 \mu\text{s}$

سیکل کارایی حداقل =  $0.5\%$

۸ - تخلیه سوئیچ IGBT آهسته را در طول بخش حالت خرابی در نکته های کاربردهای در آخر این برگه اطلاعات برای جزئیات بیشتر ببینید .

۹ - ۱۵ ولت ولتاژ ذخیره مثبت عمل کننده حداقل را پیشنهاد می کند  $(V_{CC2} - V_E)$  تا حاشیه کافی بیش از آستانه  $V_{UVLO} +$  حداکثر از  $5 / 13$  ولت را تامین می کند . برای آزمایش ولتاژ خروجی سطح بالا  $V_{OH}$  به  $V_{CC}$  نزدیک خواهد شد .

پهنای پالس حداکثر  $1 \text{ms}$

سیکل کارائی حداکثر ۲۰٪

۱۱ - وقتی که  $V_{OUT}$  HCPL-316J مجاز دانسته می شود تا رو به بالا رود ( $V_{CC2} - V_E > V_{UVLO}$ ) حالت شناسائی DESAT از HCPL-316J منبع اولیه از محافظ IGBT خواهد شد .  
UVLO نیاز می شود تا DESAT عملکردی را تامین کند . وقتی که  $V_{UVLO} + > 11.6$  باشد DESAT عمل باقی خواهد ماند تا اینکه  $V_{UVLO} - > 12/4V$  شود. بنابراین شناسائی DESAT و حالت‌های UVLO, HCPL-316J در رابطه با تامین محافظ IGBT مداوم کار می کند .

۱۲ - بخش کنترل زمان خالی را نکته های کاربردها در آخر این دیتاشیت برای توضیح بیشتر ببینید

۱۳ - این مسیر افزایش دهنده یا رو مثبت رونده از  $V_{CC2} - V_E$  است

۱۴ - این کاهش دهنده  $V_{CC2} - V_E$  است

۱۵ - این حالت بار بر بار سوئیچ یک 75Amp IGBT 1200V نزدیک است

۱۶ - پراکندگی پهنای پالس PWD به عنوان برای هر واحد داده شده تعریف می شود .

۱۷ - همانطوری که از  $\times$  برای  $\times$  اندازه گیری شد .

۱۸ - فرق بین  $\times$  بین هر دو بخشهای  $\times$  تحت حالت‌های آزمایش یکسان است .

۱۹ - وابستگی ولتاژ ذخیره

۲۰ - این یک مقدار زمان از وقتی که آستانه  $\times$  تجاوز می کند , است تا اینکه خروجی خرابی رو به پایین است .

۲۱ - این مقدار زمان است که آستانه  $\times$  بایستی قبل از اینکه  $\times$  شروع به رفتن پایین کند فراتر رود و خروجی خرابی رو. به پایین گراید

۲۲ - این مقدار زمان است از وقتی که  $\times$  پایین است تا اینکه خروجی خرابی رو به بالا می رود . مشخصات حداقل  $\times$  پهنای پالس چراغ خرابی حداقل تضمین شده است وقتی که  $\times$  برای راه اندازی

خودکار ترتیب داده می شود بخش راه اندازی خودکار را در نکته های عملکردی در پایان این دیتاسیت برای جزئیات بیشتر ببینید .

۲۳ - مصونیت نا پایدار حالت متداول در حالت بالا حداکثر تحمل پذیری × از پالس حالت عادی یعنی × است تا اطمینان دهد ککه خروجی در حالت بالا باقی خواهد ماند یک مقاومت × در حالت شناسائی خرابی نیاز می شود .

۲۴ - مصونیت ناپایدار حالت متداول در حالت پایین تحمل پذیری حداکثر × از پالس حالت عادی یعنی × است تا اطمینان دهد که خروجی در یک حالت پایین باقی خواهد ماند.

۲۵ - در طول خرابی یا جریان تخلیه خازن خالی جریان × شامل نمی شود .

۲۶ - برای چفت ولتاژ خروجی در × یک مقاومت بین خروجی و × پیشنهاد میشود تا یک جریان ثابت ۶۵۰ را هنگامی که خروجی بالاست جایگزین کند . خروجی مقاومت در نکته های کاربردی در پایان این دیتاسیت ببینید اگر یک مقاومت خروجی استفاده نمی شود .

۲۷ - مقاومت خروجی پیشنهادی بین × هر یک از جریان خروجی را وقتی که × است موجب نمی شود

۲۸ - در کاربردهای × نخست ( قبل از × ) برق روشن و آخر بعد از × برق خاموش خواهد شد این مطلوب است برای تعیین کنترل سوئیچ IGBT در کاربردهای که × نخست برق روشن می شود , مهم است تا اینکه اطمینان دهیم × پایین باقی می ماند تا اینکه × به ولتاژ عملکردی خوبی می رسد ( حداقل ۴ / ۵ ولت ) تا از هر پایداری آن در خروجی را در طول بالا روشن یا پایین آمدن × اجتناب کند

۲-۷ درخواست نمونه یا عملکرد نمونه

( ۲-۷-۱ ) معرفی شناسائی و محافظ خرابی

مرحله برق یک معکوس کننده سه مرحله نمونه باری چندین نوع از نقص ها مناسب است که بیشتر آن بطور بالقوه برای IGBT های برق مخرب هستند این نقوص می تواند در چهار طبقه

بندی گروه بندی شود مرحله بندی یا مدارهای کوتاه ذخیره ریلی که با واسطه عدم ارتباط کاربر یا عدم سیم کشی درست کنترل نقوص علامت به واسطه اشتباهات محاسبه یا پارازیت زیاد پر کردن وضعیتهای که بوسیله بار موجب می شود و نقوص جزئی در مدار بندی درایو سویچ تحت هر کدام از این وضعیتهای خرابی به طور رایج در IGBT ها می تواند به سرعت افزایش یابد که سبب پراکندگی برق اضافی و همچنین شدت آن می شود IGBT ها آسیب می بینند وقتی که بار رایج به جریان اشباع طرح و کلکتور نزدیک می شود برای ولتاژ فرستنده که بیش از سطح ولتاژ اشباع بلند می شود پراکندگی برق اضافه شده شدید خیلی سریع از طریق برق بیش از حد گرم می شود و آن را از بین می برد باری جلوگیری کردن از صدمه برای درایو محافظ خرابی بایستی انجام شود تا کاهش دهد یا فوق جریانها را در طول یک خرابی خاموش کند . یک بسته بودن و شناسایی خرابی موضعی سریع تهیه کننده مدار یک راه حل منطقی است اما تعداد اجزائی مورد نیاز فضای برد استفاده شده هزینه و پیچیدگی تا حالا استفاده اش را برای اجرای بالای طرحی محدود شده است . حالتی که این مدار بایستی داشته باشد سرعت بالا، هزینه پایین ، تجزیه پایین ، پراکندگی برق پایین . و اندازه کوچک هستند .

( ۲ - ۸ ) اطلاعات درخواستها

× این معیارها را بوسیله ترکیب یک درایو سرعت بالا ، جریان خروجی بالا . انزوای نوری ولتاژ بالا بین خروجی و ورودی بسته بودن و شناسایی غیر اشباع IGBT موضعی و یک علامت بازخورد حالت خرابی منزوی نوری در یک بسته مسطح ۱۶ پینی یکپارچه جبران می شود .

روش شناسایی خرابی که در HCPL-316J اقتباس می شود کنترل ولتاژ کلکتور اشباع IGBT است و موجب یک تسلسل بسته شدن خرابی موضعی می شود اگر ولتاژ کلکتور بیش از یک آستانه از پیش تعیین شده باشد . یک طرح تخلیه سویچ به آهستگی جریان IGBT مدار کوتاه بالا را کاهش می دهد تا از آسیب اسپایکهای ولتاژ جلوگیری کند . قبل از این که انرژی پراکنده شده

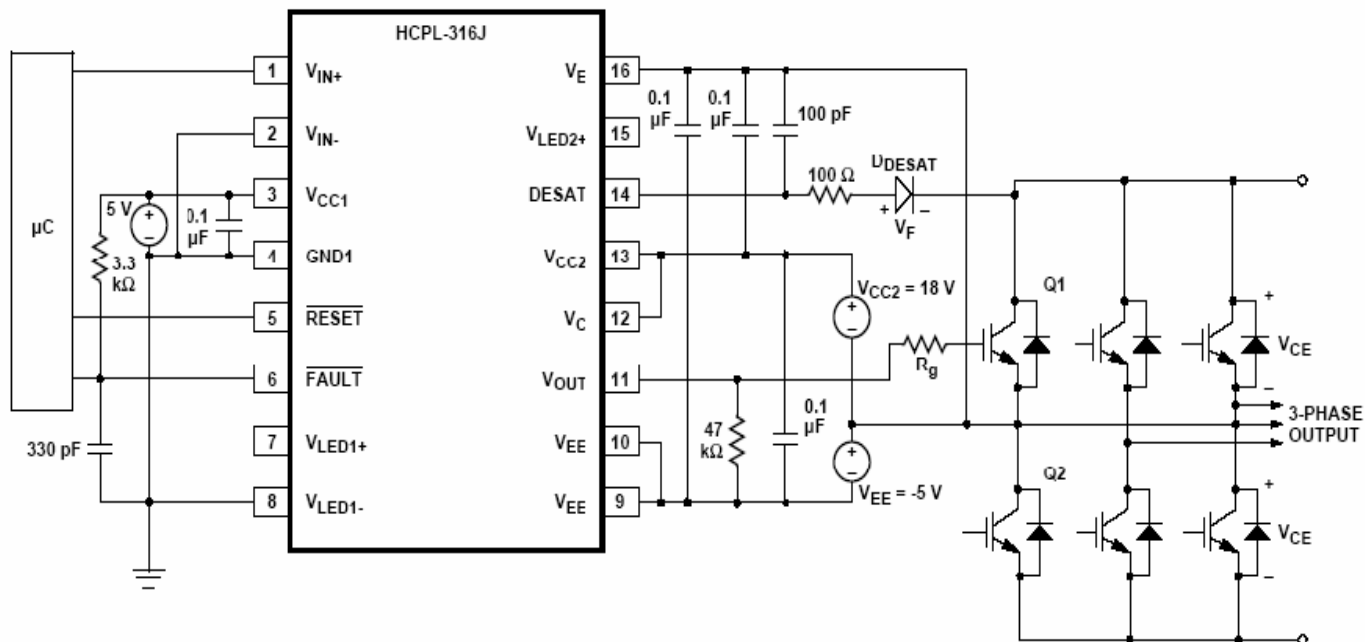
بتواند به سطوح مخرب برسد IGBT خاموش می شود . در طول مدت حالت خاموش IGBT مدارات شناسائی خرابی به آسانی غیر فعال می شود تا از علائم خرابی نادرست جلوگیری کند . طرح محافظ دیگر از اندازه گیری جریان IGBT برای جلوگیری غیر اشباع گی موثر است اگر قابلیت مدار کوتاه طرح قدرت شناخته می شود اما این روش شکست خواهد خورد اگر ولتاژ درایو سوئیچ بطور کافی برای فقط روشن شدن قسمتی از IGBT کاهش یابد بوسیله اندازه گیری مستقیم ولتاژ کلکتور HCPL-316J پراکندگی برق را در IGBT حتی با ولتاژ درایو سوئیچ نامناسب محدود کند مزیت پیچیده تر دیگر روش شناسائی غیر اشباع روشی است که پراکندگی برق در IGBT کنترل می شود هنگامی که روش منطقی جریان یک آستانه جریان از پیش تنظیم شده را اطمینان می دهد تا حد سالم از عملکرد را پیش بینی کند بنابراین یک آستانه فوق جریان زیاد محافظ نیاز می شود تا IGBT را محافظت کند .

( ۲ - ۸ - ۱ ) مدار درخواست پیشنهادی

HCPL-316J هر دوی خروجی های کنترل سوئیچ معکوس کننده و غیر معکوس کننده و یک خروجی خرابی کلکتور باز مناسب برای درخواستهای 'OR' سیم کشی شده دارد مولد کاربردی پیشنهادی که در شکل (۲-۴) نشان داده شده یک کاربرد اجرائی درایو سوئیچ HCPL-316J را مثال می زند .

چهار خازن کنار گذر ذخیره مدارهای ناپایدار بزرگ لازم را در طول یک انتقال باز و بسته کردن تهیه می کند . به خاطر طبیعت ناپایدار جریانات شارژ کننده , یک جریان پایین 5 MA از ذخیره برق کافی می باشد دیود DESAT و خازن 100 pF اجزائی خارجی لازم برای مدارات شناسائی خرابی هستند مقاومت سوئیچ ( $10\Omega$ ) به کارگرفته می شود تا جریان شارژ سوئیچ را محدود کند . خروجی خرابی کلکتور باز یک مقاومت بالای  $3/3 \Omega$  کنش پذیر و یک خازن فیلتر دار 3 BDPF دارد . یک مقاومت پایین 47 KA در  $V_{OUT}$  در یک ولتاژ خروجی سطح بالا قابل پیش بینی تری  $V_{OH}$  را مهیا می سازد در این کاربرد, درایو سوئیچ IGBT خاموش خواهد شد وقتی که

یک خرابی شناسائی می شود و باز و بسته کردن تا اینکه ریز کنترل کننده یک علامت راه اندازی را درخواست می کند دنبال نخواهد کرد .



### ۹-۲- توصیف عملکرد زمانی

در (شکل ۲-۴) در زیر نمایش داده شده است شکل موج ورودی خروجی تحت شرایط نرمال و تحت شرایط ناصحیح اشباع و رفتار نرمال reset

### ۹-۲-۱- عملکرد زمان

در طول عملکرد زمان ولتاژ  $V_{oat}$  سی  $V_{in+}$  یا  $V_{in-}$  کنترل می شود و با کنترل کننده IGBT به ایست ولتاژ وابسته به DESAT خواهد بود. خروجی خطای FAULT در وضعیت بالا (یک منطقی) او همچنین پایه ورودی Reset نیز باید در وضعیت بالا (یک منطقی) نگاه داشته شود.

۲-۹-۲- وضعیت غیر صحیح:

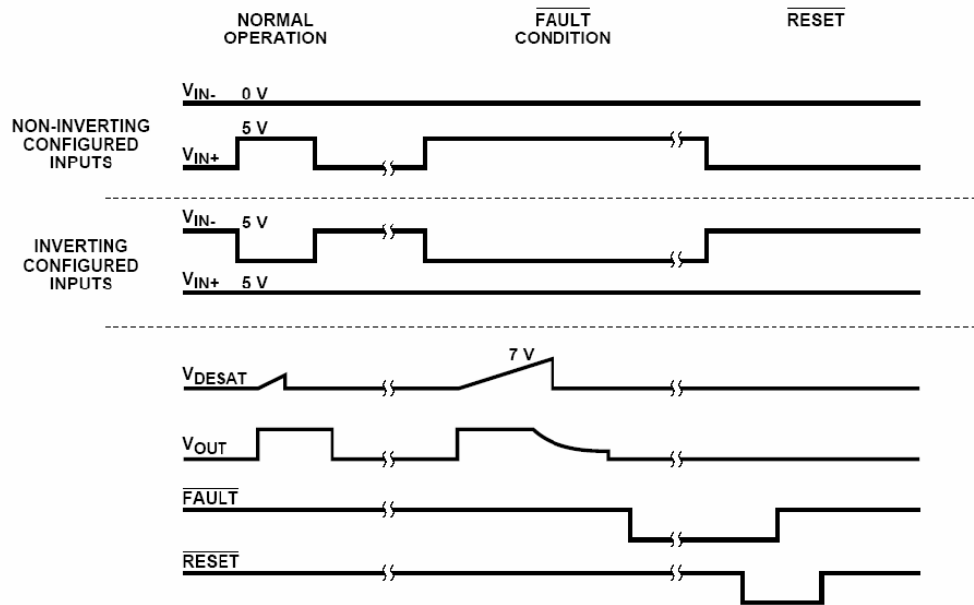
وقتی که ولتاژ پایه DESAT از ۷ ولت تجاوز می کند مادامی که IGBT در حالت on است  $V_{ot+}$  تدریجی پایین آورده می شود به منظور تست حالت Softly تا IGBT را خاموش کرده و از نرخ زیاد ولتاژ القایی  $\frac{di}{dt}$  جلوگیری می کنیم.

بنابراین در یک کانال فیدبک داخلی فعال شده است که موجب می شود خروجی FAULT برای منظور و مفهوم میکرو کنترل از حالت FAULT پایین آورده شود.

۲-۹-۳- باز نشانی:

خروجی FAULT پایین باقی می ماند تا RESET پایین آورده شود شده که (شکل ۲-۴) را ببینید مادامی که پایه Reset کم شود پایه های ورودی باید در یک حالتی برای سطح پایین خروجی باشد (Vint پایین باشد یا Vin- بالا باشد) که ممکن است با نرم افزار کنترل شود (i.e) در میکروکنترلر).





شکل ۲-۴

## ۲-۱۰ تخلیه سوئیچ IGBT آهسته در طول حالت خرابی

وقتی که یک خرابی غیر اشباع شناسایی می شود یک حالت خرابی ضعیف در مرحله درایو خروجی HCPL-316J روشن خواهد شد تا به آرامی IGBT را خاموش کند. این طرح به آرامی سوئیچ IGBT را تخلیه می کند تا از تغییرات سریع در جریان زنجیره ای که می توانست سبب آسیب اسپایلهای ولتاژ به واسطه اتصال سیم و سرب شود جلوگیری کند در طول خاموش شدن آرام. طرح خرابی خروجی بزرگ خاموش باقی می ماند تا اینکه ولتاژ خروجی به زیر  $V_{ee} +$  دو ولتی افت کند که در آن زمان طرح خرابی زرگ سوئیچ  $V_{ee} +$  بست می کند.

## ۲-۱۱ زمان خالی شناسایی خرابی ×

مدار بندی شناسایی خرابی DESAT بایستس برای یک دوره زمانی کوتاه بدنبال روشن بودن IGBT غیر فعال باقی بماند تا به ولتاژ کلکتور اجازه دهد به زیر آستانه DESAT افت کند این دوره زمانی زمان خالی DESAT نامیده می شود. که بوسیله جریان شارژ DESAT داخلی، آستانه ولتاژ DESAT و خازن DESAT خارجی کنترل می شود. زمان خالی عددی در مورد

ظرفیت خازن بیرون ( $C_{BLANK}$ ) ولتر آستانه خرابی ( $V_{DESAT}$ ) و جریان شارژ  $I_{CHG}$  DESAT همانطوری که  $t_{BLANK} = C_{BLANK} \times V_{DESAT} / I_{CHG}$  است محاسبه می شود زمان خالی عددی با خازن  $100 \text{ pF}$  پیشنهاد شده  $100 \text{ pF} \times 7 \text{ V} / 250 \mu\text{A} = 2.8 \mu\text{sec}$  است مقدار خازن می تواند به طور جزئی میزان شود تا زمان خالی را تنظیم کنند اگر چه یک مقدار کوچکتر از  $100 \text{ pF}$  پیشنهاد نمی شود این زمان خالی عددی همچنین بلندترین زمان را که آن برای HCPL-316J به طول خواهد انجامید ارائه میدهد که به یک حالت خرابی  $\times$  پاسخ دهد. اگر IGBT روشن شود هنگامی که کلکتور و فرستنده برای ریلهای ذخیره کوتاه می شوند بازو بسته کردن در یک زمان کوتاه تسلسل بسته شدن سبک بعد از تقریباً  $3 \mu\text{sec}$  شروع خواهد شد. اگر کلکتور و فرستنده IGBT کوتاه شوند برای ریلهای ذخیره بعد از این که IGBT از قبل روشن شود زمان پاسخ بسیار سریع تر به واسطه ظرفیت خازن موازی دیود  $\ast$  خواهد شد. خازن  $\ast$  پیشنهادی باید خالی کردن مناسب و زمانهای پاسخ خراب را برای اکثر درخواستها مهیا کند.

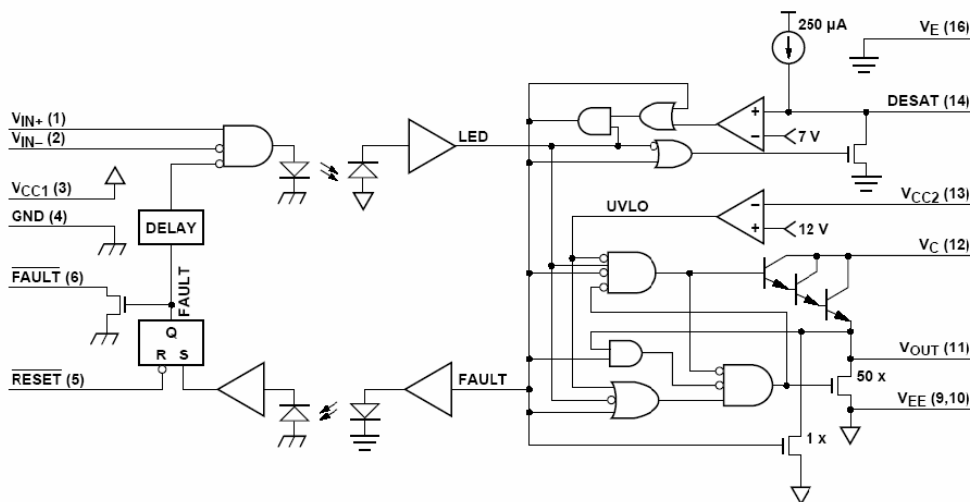
#### حبس ولتاژ

حالت حبس زیر ولتاژ HCPL-316J طراحی می شود تا از کاربرد ولتاژ سوئیچ نامناسب برای IGBT به وسیله خروجی HCPL-316J پایین جلوگیری کند. IGBT ها ولتاژهای سوئیچ  $15 \text{ V}$  را نیاز دارد تا ولتاژ  $V_{CE} = 10 \text{ N}$  میزان شده آنها انجام شود. د ولتاژهای نمونه زیر  $13 \text{ V}$  ولتاژهای سوئیچ پایین (زیر  $10 \text{ V}$ )، IGBT ممکن است در یک ناحیه خطی عمل کند بیش از حد گرم شود. عمل کندو سریعاً بیش از حد گرم شود. عملکرد UVLO سبب می شود که خروجی هر وقت که ذخیره عمل نامناسب ( $V_{CC2}$ ) عمل می شود چفت شود. وقتی که ( $V_{CC2}$ ) بیش از  $V_{UVLO} +$  (آستانه UVLO مثبت) است، چفت UVLO رها می شود تا به خروجی طرح اجازه دهد تا در پاسخ ه علائم ورودی روشن شود. همانطوری که ( $V_{CC2}$ ) از OV (در بعضی سطح ها زیر  $V_{UVLO} +$ ) افزایش می یابد، نخست مدارات محافظ DESAT فعال می شود. همانطوری که

( $V_{CC2}$ ) بیشتر اضافه می شود (بیش از  $V_{UVLO} +$  چفت  $UVLO$  رها می شود. قبل از اینکه زمان بست  $UVLO$  آزاد شود، محافظ  $DESAT$  از قبل فعال است. بنابراین، حالت‌های شناسایی خرابی  $DESAT$  و  $UVLO$  با هم کار می کنند تا محافظ بی درز را بدون توجه به ولتاژ ذخیره ( $V_{CC2}$ ) مهیا کند.

۲ - ۱۲ نمودار مدار عملکردی

عملکرد اصلی  $HCPL-316J$  بوسیله دیا گرام منطقی شکل ۶۴ ارائه میشود که بطور کامل فعل و انفعال و تسلسل علائم داخلی و خارجی در  $HCPL-316J$  را شرح می دهد .



شکل (۶-۲)

۲ - ۱۲ - ۱ ورودی IC

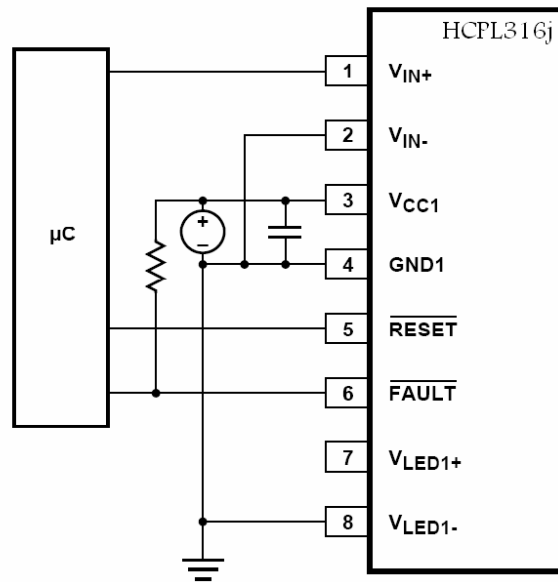
در حالت معمولی هیچ حالت خرابی خروجی شناسائی نشده است و حالت پایین بست خرابی به علائم ورودی اجازه می دهد تا علامت LED را کنترل کند . خروجی خرابی در حالت جمع کننده باز است و حالت پین راه اندازی کنترل سوئیچ IGBT را ترجیح نمی دهد . وقتی که یک خرابی شناسائی می شود خروجی خرابی و ورودی علامت هردو چفت می شود . خروجی خرابی به یک حالت پایین فعال تبدیل می شود و علامت LED از خروجی پایین فراتر می رود . حالت چفت شده ادامه می یابد تا اینکه پین راه اندازی ( RESET ) به پایین رانده شود .

## ۲-۱۲-۲ IC خروجی

سه علامت داخلی حالت خارج درایور را کنترل می کند حالت علامت LED, UVLO و علامت خرابی. اگر هیچ خرابی در کلکتور IGBT شناسائی نشود و ولتاژ ذخیره بالاتر از مدخل UVLO شود علامت LED حالت خروجی درایور را کنترل خواهد کرد منطق درایور شامل یک هم چفتی میشود تا اینکه طرحهای بالا پایین راندن را بر توقفگاه خروجی تامین کند که هرگز در یک زمان نیستند اگر یک حالت زیر ولتاژ شناسائی شود خروجی به طور فعال بوسیله طرح 50X DMOS بدون توجه به حالت LED پایین می آید اگر یک خرابی اشباع IGBT شناسائی شود هنگامی که علامت × روشن باشد علامت خرابی در حالت بالا بست خواهد شد دارلینکتون سه گانه و طرح 50X DMOS غیر فعال می شوند و یک طرح پایین ران 1X DMOS کوچکتر فعال می شود که سوئیچ IGBT را محکم می گیرد تا بدرستی به 50X DMOS تبدیل شود علامت خرابی در حالت بالا چفت شده باقی می ماند تا اینکه چراغ خاموش می شود.

## ۲-۱۳ SHUT DOWN موضعی, راه اندازی موضعی

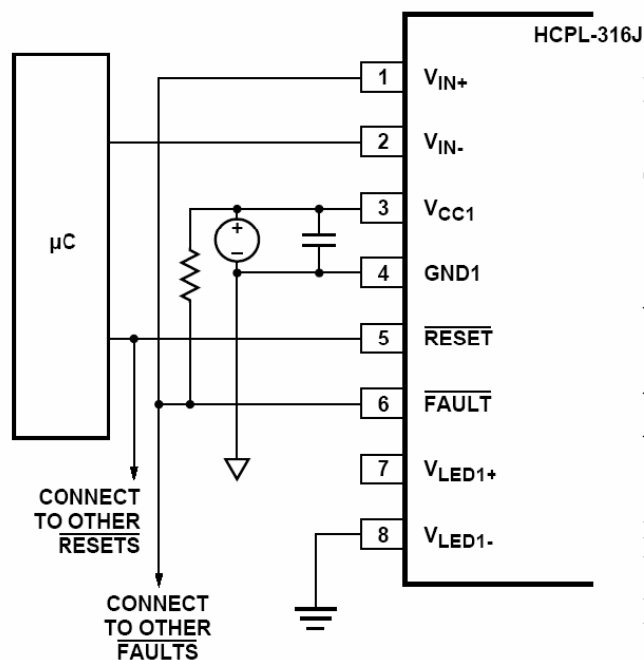
همانطوری که در شکل ۷۰ نشان داده شده خرزوجی خرابی هرکدام از درایور سوئیچ HCPL-316J بطور جداگانه بر شمرده میشوند و خطوط راه اندازی خاص به طور مستقل پایین تصریح میشود تا کنترل کننده موتور را بعد از حالت خرابی راه اندازی کند.



شکل (۷-۲)

#### ۲-۱۴ SHUT DOWN کلی , راه اندازی کلی

همانطوریکه در شکل ۷۱ نشان داده شده وقتی که برای عملکرد وارونه کننده ترتیب داده شده همانطوریکه در شکل ۷۱ نشان داده شده وقتی که برای عملکرد وارونه کننده ترتیب داده شده HCPL-316J می تواند بطور خاص قرار داده شود تا بطور خودکار در صورت یک حالت خرابی بوسیله پیوند دادن خروجی خرابی به  $\times$  بسته شود درایو های فوق العاده با اطمینان بالا خروجی های خرابی کلکتور هر کدام از  $\times$  میتواند با هم در یک رابط خرابی معمولی که یک رابط خرابی یکپارچه را برای همکنش گر کردن مستقیم برای میکرو کنترلر ها سیم کشی شود وقتی که هر یک از شش درایور سوئیچ یک خرابی را شناسائی می کند علامت خروجی خرابی همه شش درایور سوئیچ HCPL-316J را به طور همزمان از کار خواهد انداخت و بدین طریق در برابر نقوص فرو افکندی بیشتر محافظ مهیا می کند .



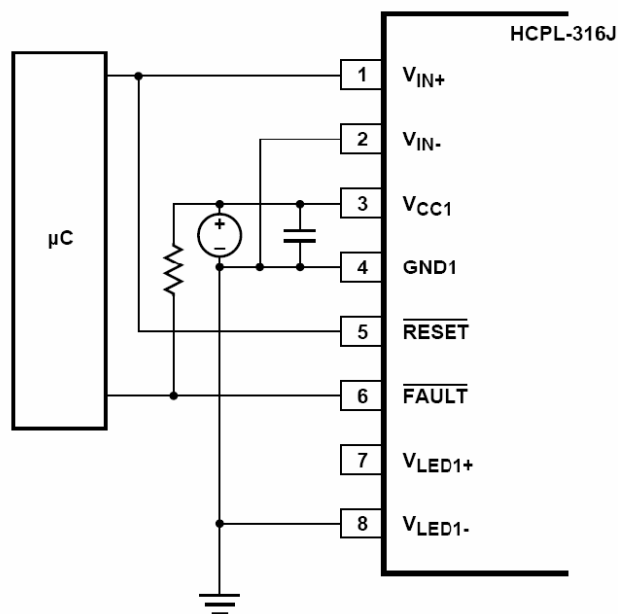
شکل (۸-۲)

۲- ۱۵ راه اندازی خودکار

همانطوری که در شکل ۷۲ نشان داده شده، وقتی که خروجی  $V_{IN-}$  معکوس کننده به زمین ( ترتیب غیر معکوس کننده) وصل می شود، HCPL-316J می تواند ترتیب داده شود تا به طور خودکار به وسیله اتصال RESET به  $V_{IN+}$  راه اندازی شود. در این مورد، چراغ کنترل سوئیچ برای خروجی غیر معکوس کننده و خروجی راه اندازی عملی می شود تا خرابی هر سیکل باز و بسته شدن را راه اندازی کند.

در طول عملکرد عادی IGBT، ادعای خروجی راه اندازی پایین هیچ تاثیری ندارد. به دنبال یک حالت خرابی، درایور سوئیچ در حالت خرابی جفت شده باقی می ماند تا اینکه چراغ کنترل سوئیچ به حالت پایین سوئیچ یک چراغ PWM مداوم است، بست خرابی همیشه به وسیله مرتبه بعدی که علامت ورودی رو به بالا می رود راه اندازی شود. این ترتیب IGBT را در یک پایه حرفه ای حفظ می کند و به طور خودکار قبل از اینکه بعدی در چرخه قرار گیرد راه اندازی می شود. خروجی های خرابی می تواند با هم سیم کشی شود تا ریز کنترل کننده را آماده باش دهد، اما این

چراغ برای کنترل مقاصدی در این ( راه اندازی خودکار) به کار گرفته نمی شود. وقتی که HCPL-316J برای راه اندازی خودکار ترتیب داده می شود، پهنای پالس چراغ خرابی حداقل تضمین شده  $3\mu\text{s}$  است.



شکل (۲-۹)

۲ - ۱۶ راه اندازی دنباله حالت خرابی

برای ادامه دادن به عملکرد باز و بسته شدن عادی بدنبال یک حالت خرابی ( خروجی خرابی پایین ) ، بین راه اندازی بایستی اول پایین اعلام شود برای رها شدن از بست خرابی داخلی و راه اندازی خروجی خرابی بالا پیش از ادعای بین راه اندازی بین ورودی ( $V_{IN}$ ) علائم بازبسته شدن بایستی برای یک خروجی  $V_{OL}$  حالت پایین ترتیب داده شود این می تواند بطور مستقیم بوسیله ریز کنترل کننده یا بوسیله سیم کشی محکم حفظ شود تا علامت راه اندازی با علامت ورودی مناسب هماهنگ شود .

شکل 73a نشان می دهد که چطور راه اندازی به علامت  $V_{IN} +$  برای راه اندازی خودکار در ترتیب ورودی غیر معکوس کننده اتصال می یابد شکل 73b نشان می دهد چگونه علائم RESET یا

$V_{IN} +$  ترتیب داده می شود برای اینکه یک علامت RESET از ریز کنترل کننده سبب ورودی می شود تادر حالت خروجی خاموش باشد همانند شکل 73c و 73d که نشان می دهد RESET خودکار و RESET ریز کنترل کننده برای ترتیب ورودی معکوس کنند ثه ترتیب سالمی باشد .



## مراجع

- ۱- الکترونیک قدرت تألیف: پروفیسور محمد.هرشید، ۱۹۴۵
- ۲- الکترونیک صنعتی تألیف: پروفیسور سیربل لندر، ۱۹۸۲
- ۳- الکترونیک قدرت و کنترل ماشینهای الکتریکی AC تألیف بوس بیمال، ۱۹۷۸
- ۴- الکترونیک قدرت، تألیف آندره ترژینا ولوفسکی، ۱۹۹۸
- ۵- لینترنت