

موضوع پروژه:

# اینورتر و طراحی مدار آن

فرستنده: علی سهرابی

برای خرید فایل **word** این پروژه [اینجا کلیک](#) کنید.

(شماره پروژه = 188)

شماره جهت ارسال پیام :

09355405986

## فهرست مطالب

6	فصل ۱ - اینورتر
6	6-1-1 مقدمه
7	7-2-1 کاربرد اینورترها در صنعت
7	7-3-1 دسته بندی اینورترها از لحاظ کارکرد
8	8-4-1 اصول کار مدارات اینورتری
10	10-5-1 پارامترهای کارآیی اینورتر
11	11-1-5-1 ضریب هارمونیک برای هارمونیک n ام
11	11-2-5-1 اعوجاج هارمونیک کل THD
11	11-3-5-1 ضریب اعوجاج THD.DF
12	12-4-5-1 هارمونیک پایین ترین مرتبه LOT
12	12-6-1 اصول کار اینورترهای پل تکفاز
13	13-7-1 اصول کار اینورترهای سه فاز
15	15-1-7-1 هدایت 180 درجه ای
17	17-2-7-1 هدایت 120 درجه
18	18-8-1 روش‌های کنترل ولتاژ اینورترهای تکفاز و سه فاز
18	18-9-1 روش‌های مدولاسیون پیشرفته
19	19-10-1 اینورتر پل تکفاز
27	27-11-1 اینورتر پل سه فاز
32	32-12-1 قدرت برگشتی اینورتر
34	34-13-1 کم کردن هارمونیک در اینورتر
37	37-14-1 اینورترهای تریستوری با کموتاسیون اجباری
37	37-15-1 اصول کار اینورترهای منبع جریانی
38	38-16-1 کاربردهای اینورترهای با تغذیه جریان
39	39-17-1 عملکرد کلی اینورترهای منبع جریان
40	40-17-1-1 حالت عملکرد اینورتر
43	43-18-1 نکاتی که در طراحی مدار اینورتر باید مد نظر باشد
44	44-19-1 مواردی که در ترانسفورماتور باید رعایت شود

44	- اسنابرها	20-1
46	- اسنابرها مربوط به IGBT ها	1-20-1
47	- بازیافت انرژی از اسنابرها	2-20-1
49	- روشهای PWM برای اینورتر ولتاژ	21-1
49	- روش های کنترل ولتاژ	1-21-1
51	- روش های کنترل جریان	2-21-1
<b>53</b>	<b>- عملکرد آی سی Hcpl-316j</b>	<b>فصل 2</b>
53	- تشریح اطلاعات آی سی Hcpl-316j	1-2
54	- خرابی مدار نمونه رانشگر سویچ IGBT را محافظت می کند	2-2
55	- شرح عملیات در طول حالت خرابی	3-2
55	- کنترل خارجی	4-2
56	- شرح مرور محصول	5-2
59	- نکته ها	6-2
63	- درخواست نمونه یا عملکرد نمونه	7-2
63	- معرفی شناسائی و محافظت خرابی	1-7-2
64	- اطلاعات درخواسته	8-2
65	- مدار درخواست پیشنهادی	1-8-2
66	- توصیف عملکرد زمانی	9-2
66	- عملکرد زمان	1-9-2
67	- وضعیت غیر صحیح	2-9-2
67	- بازنشانی	3-9-2
68	- تخلیه سوئیچ IGBT آهسته در طول حالت خرابی	10-2
69	- زمان خالی شناسائی خرابی *	11-2
70	- حبس ولتاژ	12-2
70	- نمودار مدار عملکردی	13-2
71	- IC ورودی	1-13-2
71	- IC خروجی	2-13-2
72	- SHUT DOWN موضعی، راه اندازی موضعی	14-2
73	- SHUT DOWN کلی، راه اندازی کلی	15-2



## فصل 1- اینورتر

### 1-1- مقدمه

مبدل های جریان مستقیم به متناوب با نام اینورتر شناخته می شوند. وظیفه یک اینورتر تبدیل یک ولتاژ ورودی مستقیم به یک جریان ولتاژ خروجی متناوب و مقارن با دامنه و فرکانس مورد نظر است. ولتاژ خروجی می تواند در فرکانس ثابت یا متغیر، مقداری ثابت یا متغیر داشته باشد. ولتاژ خروجی را می توان با تغییر ولتاژ ورودی مستقیم و ثابت نگاه داشتن بهره اینورتر به دست آورد. از طرفی، اگر ولتاژ ورودی مستقیم ثابت بوده و قابل کنترل نباشد، می توان با تغییر بهره اینورتر، یک ولتاژ متغیر را در خروجی به دست آورد. که این عمل معمولاً به وسیله کنترل مدولاسیون پهنه‌ای (PWM) در داخل اینورتر صورت می گیرد. بهره اینورتر را می توان برابر با نسبت ولتاژ متناوب خروجی به ولتاژ مستقیم ورودی تعریف کرد.

شکل موج های ولتاژ خروجی در اینورترهای ایده آل باید سینوسی باشد، با این حال در اینورترهای علمی این شکل موج ها غیر سینوسی بوده و دارای یک سری هارمونیک های مشخص می باشد.

در کاربردهای توان متوسط و توان پایین، ولتاژهای مربعی و یا تقریباً مربعی 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، می توان با استفاده از روش های کلیدزنی، هارمونیکهای ولتاژ خروجی را به نحو چشمگیری کاهش داد.

## 2-1- کاربرد اینورترها در صنعت

اینورترها به طور گسترده‌ای در صنعت به کار می‌روند (مثل گرداننده‌های موتورهای as با دور متغیر، 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 (1) 120 ولت در فرکانس 60 هرتز (2) 220 ولت در فرکانس 50 هرتز و (3) 115 ولت در فرکانس 400 هرتز است. در سیستم‌های سه فاز توان بالا، خروجی‌های معمول عبارتند از 220 / 380 ولت در فرکانس 50 هرتز، (2) 208 / 120 ولت در فرکانس 60 هرتز (3) 200 / 115 ولت در فرکانس 400 هرتز.

## 3-1- دسته بندی اینورترها از لحاظ کارکرد

اینورترها را می‌توان به دو دسته کلی تقسیم کرد:

- اینورترهای تکفاز

- اینورترهای سه فاز

هر دسته می‌تواند بسته به نوع کاربرد از عناصر روشن کننده و خاموش کننده کنترل شده (مثل BJT‌ها، MOSFET‌ها، IGBT‌ها، MCT‌ها، SIT‌ها و GTO‌ها) و یا تریستورهای با کمotaسیون اجباری استفاده کند.

این اینورترها معمولاً از سیگنال‌های کنترل PWM برای تولید ولتاژ خروجی متناوب استفاده می‌کنند. 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  $ds$  متغیر نامیده می شود.

## ۱-۴-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 تنها یی برای مدت  $T_0/2$  روشن شود.  $V_s/2$  در دو سر بار 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 جریان های 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 برابر  $V_s/2$  است. این اینورتر به نام اینورتر پل نیمه خوانده می شود. مقدار مؤثر ولتاژ را می توان از رابطه زیر به دست آورد.

$$V_0 = \left( \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} \frac{V_s^2}{4} dt \right)^{1/2} = \frac{V_s}{2} \quad (1-1)$$

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

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

که در آن  $\omega = 2\pi f_0$  فرکانس خروجی بر حسب  $red/s$  است. به ازای  $n=1$  رابطه (۱

مقدار مؤثر مؤلفه اصلی را به صورت زیر به دست می دهد.

$$V_i = \frac{2V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.45V_s \quad (3-1)$$

## اینورتر و طراحی مدار آن

در یک بار سلفی، جریان بار نمی‌تواند 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 که در  $t=T_0$  خاموش

می‌شود، جریان بار از طریق  $D_1$ ، بار و نیمه بالایی منبع مستقیم جاری می‌شود. هنگامی که

$D_2$  یا  $D_1$  هدایت می‌کنند، انرژی دوباره به منبع جریان مستقیم برگردانده می‌شود و این

دیودها به نام دیود فیدبک خوانده می‌شوند.

شکل (1-1 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 می‌کند. بسته به ضریب توان بار، مدت هدایت ترانزیستور از ۹۰ تا ۱۸۰ درجه تغییر

خواهد کرد. می‌توان به جای ترانزیستور از GTO ها و یا ترانزیستورهای دارای کموتاسیون

اجباری استفاده کرد.

اگر زمان خاموش شدن تریستور  $T_q$  باشد باید در فاصله از مدار خارج شدن تریستور اول

و آتش شدن تریستور بعدی زمان حداقل  $T_q$  وجود داشته باشد در غیر این صورت بین دو

تریستور اتصال کوتاه رخ خواهد داد. بنابراین حداکثر زمان هدایت برای یک تریستور برابر

$T_0 - T_q/2$  است. در عمل حتی تریستورها 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 بار  $I_a$  را می‌توان به صورت زیر به دست

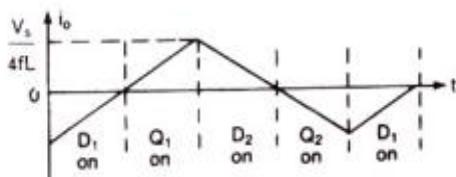
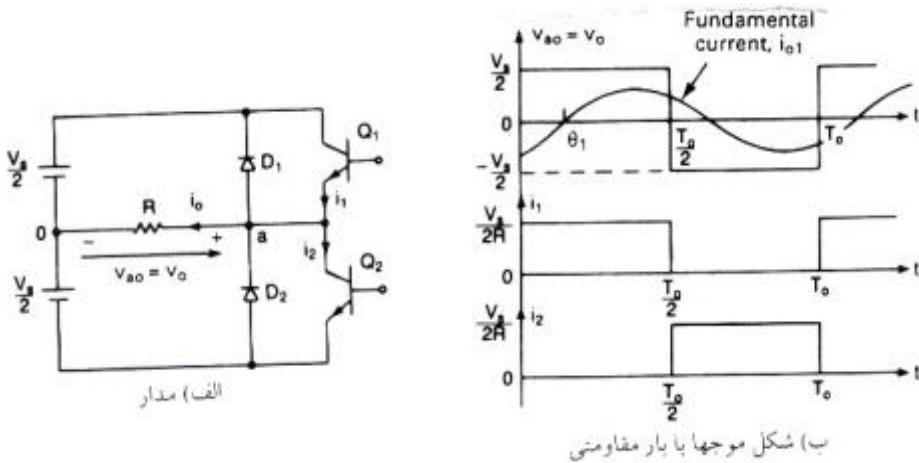
آورد.

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

## اینورتر و طراحی مدار آن

که در آن  $P_{ol} = V_1 I_{01} \cos \theta_1 = I_{01}^2 R = \frac{2VS}{\sqrt{2}\pi\sqrt{R^2(WL)^2}}$  است. اگر  $\theta_1 = \tan^{-1}(n\omega L/R)$  باشد، توان اساسی خروجی (به ازای  $n=1$ ) به صورت زیر خواهد بود.

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



شکل ۱-۱: اینورتر نیمه پل تکفاز

نکته: در اکثر کاربردها (مثل گرداننده‌های موتورهای الکتریکی) توان خروجی ناشی از جریان اساسی، توان سودمند به حساب می‌آید و توان مربوط به جریان‌های هارمونیک به صورت گرما هدر رفته و دمای بار را افزایش می‌دهد.

### ۵-۱-۵- پارامترهای کارآیی اینورتر

خروجی اینورترهای عملی دارای هارمونیک می‌باشد و کیفیت یک اینورتر معمولاً توسط پارامترهای کارآیی زیر ارزیابی می‌شود.

### ۱-۵-۱- ضریب هارمونیک برای هارمونیک $n$ ام

ضریب هارمونیک (برای هارمونیک  $n$  ام) مقیاسی برای نشان دادن تأثیر هر یک از هارمونیک‌ها می‌باشد و به صورت زیر تعریف می‌شود.

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

که در آن  $V_1$  مقدار مؤثر مؤلفه اساسی و  $V_n$  مقدار مؤثر مؤلفه هارمونیک  $n$  ام است.

### ۲-۵-۱- اعوجاج هارمونیک کل THD

این پارامتر در حقیقت مقیاسی برای اندازه گیری تشابه بین یک شکل موج و مؤلفه اساسی آن می‌باشد و به صورت زیر مشخص می‌شود.

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

### ۳-۵-۱- ضریب اعوجاج THD.DF

مجموع هارمونیک‌ها را نشان می‌دهد ولی سطح هر یک از مؤلفه‌های هارمونیک را بطور جداگانه مشخص نمی‌کند. اگر در خروجی اینورترها یک فیلتر قرار داده شود هارمونیک‌های مراتب بالاتر به نحو مؤثرتری تضعیف می‌شوند. بنابراین 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 می‌ماند مشخص می‌کند. بنابراین DF معیاری مؤثر بودن کاهش هارمونیک‌های ناخواسته است، بی‌آنکه لازم باشد مقادیر فیلتر با درجه دو را مشخص کنیم و به این صورت تعریف می‌شود.

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

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

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

#### 4-5-1-هارمونیک پایین ترین مرتبه LOT

هارمونیک پایین ترین مرتبه هارمونیکی است که در نزدیک ترین فرکانس را به مؤلفه اساسی دارا بوده و دامنه آن بیش از ۳٪ دامنه مؤلفه اساسی باشد.

#### 6-1-اصول کار اینورترهای پل تکفاز

در شکل (2-1 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 (2-1 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 (2-1) را به صورت یک سری فوریه بسط داد و ولتاژ خروجی لحظه ای را به شکل زیر به دست 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 (11-1) مقدار موثر مؤلفه اساسی را به صورت زیر به دست می دهد.

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

با استفاده از رابطه (1-4)، جریان لحظه‌ای بار  $\text{a}$ ، برای یک بار  $\text{RL}$  برابر می‌شود 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  $\text{D}_1$  و  $\text{D}_2$  هدایت می

کنند، انرژی دوباره به منبع جریان مستقیم برگردانده می‌شود. این دیودها به نام دیودهای

فیدبک خوانده می‌شود. شکل (1-1 ج) شکل موج‌های جریان را برای یک بار سلفی نشان

می‌دهد.

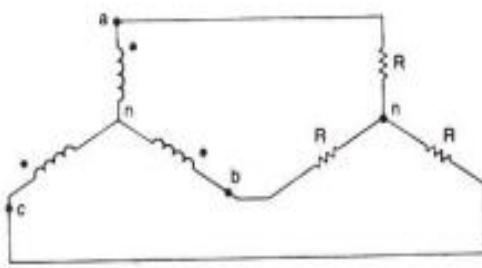
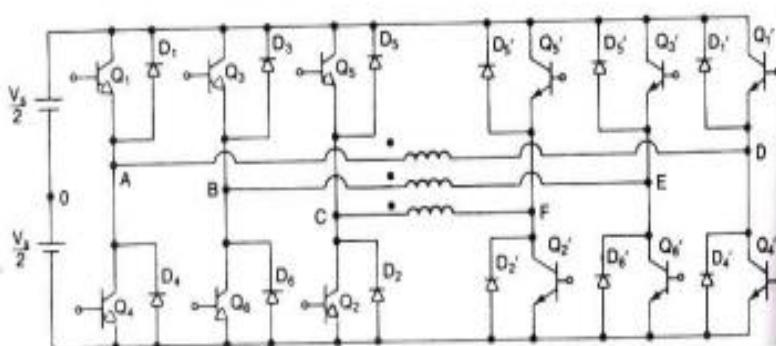
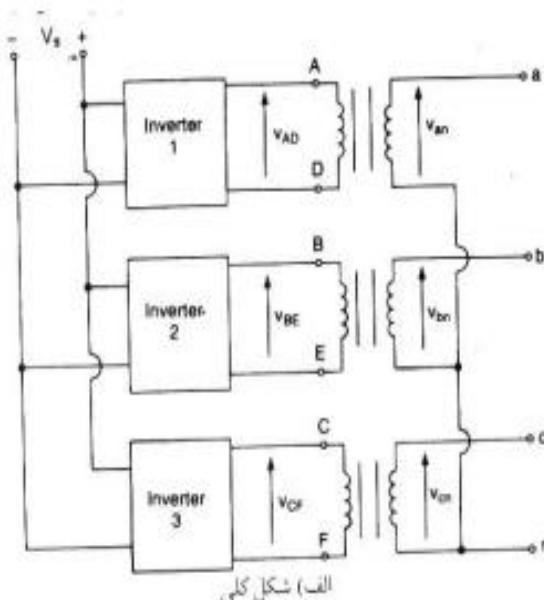
نکته: پیک ولتاژ سد کننده معکوس و کیفیت ولتاژ خروجی اینورترهای تمام پل و نیمه پل مشابه هم است. اما توان خروجی در اینورترهای تمام پل چهار برابر و مؤلفه اساسی ولتاژ خروجی دو برابر مقدار آن در اینورترهای نیمه پل می‌باشد.

## 1-7- اصول کار اینورترهای سه فاز

اینورترهای سه فاز معمولاً در کاربردهای توان بالا بکار می‌روند. سه اینورتر تکفار نیمه پل و یا تمام پل را می‌توان همانطور که در شکل (1-3 الف) نشان داده شده بطور موازی به هم متصل کرد تا یک اینورتر سه فاز تشکیل شود. برای به دست آوردن ولتاژهای سه فاز بالанс (اصلی)، می‌بایست سیگنالهای آتش اینورترهای تکفار را نسبت به هم  $120^\circ$  درجه تأخیر داده و یا جلو انداخت. سیم پیچ‌های اولیه ترانسفورماتورها باید از هم ایزوله باشند ولی سیم پیچ‌های ثانویه را می‌توان به صورت ستاره و یا مثلث متصل کرد. معمولاً برای حذف هارمونیکهای مضرب سه ( $n=3,6,9,\dots$ ) که در ولتاژ خروجی ظاهر می‌شوند، ثانویه

## اینورتر و طراحی مدار آن

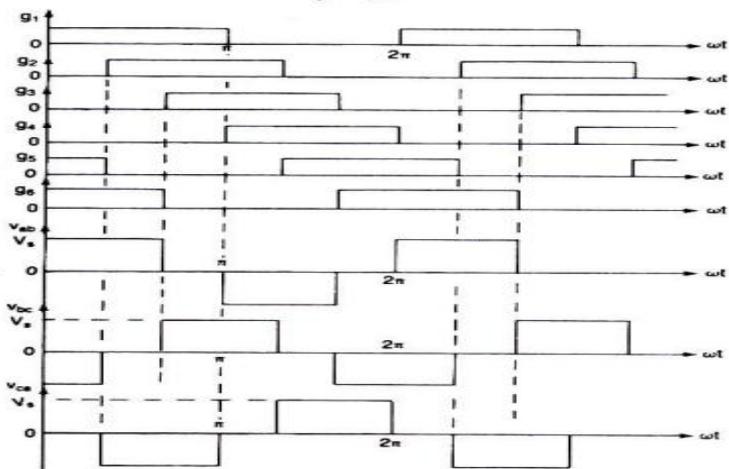
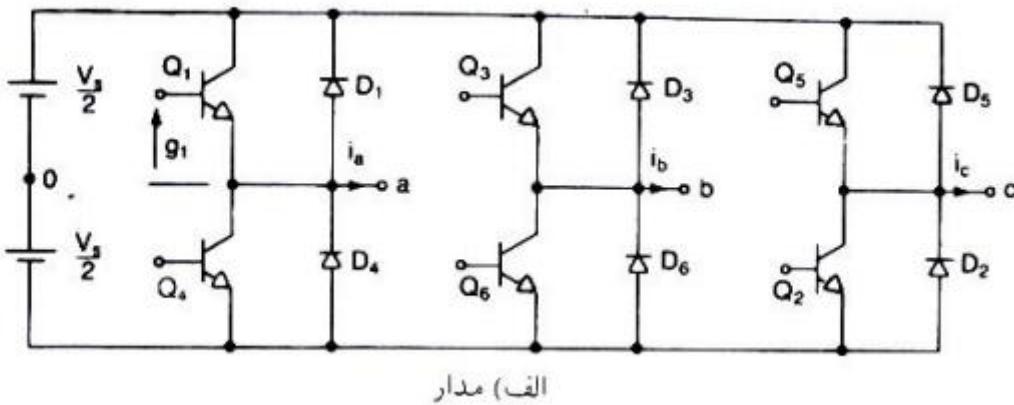
ترانسفورماتور را به صورت ۷ متصل می کنند. آرایش مداری در شکل (۳-۱ ب) نشان داده شده است. برای این آرایش به سه ترانسفورماتور تکفاز، ۱۲ ترانزیستور و ۱۲ دیود مورد نیاز می باشد. اگر دامنه و فاز ولتاژهای خروجی اینورترهای تکفاز کاملاً بالанс نباشد ولتاژ خروجی سه فاز هم بالанс نخواهد بود.



شکل (۲-۱)

## اینورتر و طراحی مدار آن

موج سه فاز را می توان همانطور که در شکل (4-1 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 درجه و هدایت 120 درجه (الباقی متن قابل مشاهده می شود).



شکل (3-1): اینورتر پل سه فاز

### 1-7-1- هدایت 180 درجه ای

هر ترانزیستور برای 180 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.

## اینورتر و طراحی مدار آن

در هر سیکل شش حالت کاری وجود دارد و زمان هر حالت 60 درجه است. ترانزیستورها به ترتیب روشن شدنشان شماره گذاری شده اند (برای مثال 123، 234، 345، 456، 561 و 612) سیگنال های آتش که در شکل (4-1 ب) نشان داده شده اند برای بدست آوردن ولتاژ سه فاز بالанс نسبت به یکدیگر 60 درجه جایه جا شده اند. باز ممکن است به صورت ستاره و یا مثلث وصل شده باشد، برای باری که به صورت مثلث وصل شده باشد جریانهای فاز را میتوان مستقیماً از ولتاژهای خط به خط به دست آورد. با مشخص شدن جریان های فاز، میتوان جریانهای خط را تعیین کرد.

اگر بار به صورت ستاره  $\text{Y}$  وصل شده باشد، برای پیدا کردن جریان های خط (یا فاز) باید ولتاژهای خط به صفر را به دست 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 تأخیر پیدا می کند. هنگامی که ترانزیستور  $Q_4$  در شکل (4-1) خاموش است، تنها مسیر، برای عبور جریان منفی خط  $a$  از طریق دیود  $D_1$  است. بنابراین 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  $t=t_1 < t < t_2$ ، ترانزیستور  $Q_1$  هدایت نمی کند. بطور مشابه ترانزیستور  $Q_4$  تنها در لحظه 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 تأخیر 30 درجه است. جریان خط  $a$  برای یک بار  $RL$  برابر خواهد بود با:

## اینورتر و طراحی مدار آن

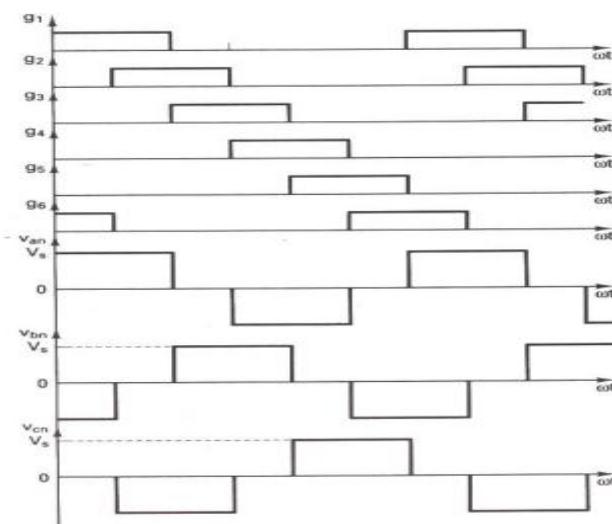
$$i_a = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left[ \frac{4V_s}{\sqrt{3}n\pi\sqrt{R^2+(n\omega L)^2}} \cos \frac{n\pi}{6} \right] \sin(n\omega t - \theta_n) \quad (14-1)$$

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

### 120-دراجه هدايت 2-7-1

در اين نوع کنترل هر ترانزیستور 120 درجه هدايت می کند. در هر لحظه فقط دو ترانزیستور روشن هستند، سیگنال های آتش در شکل (1-5) نشان داده شده اند. به ترتیب هدايت ترانزیستورها 61، 56، 45، 34، 21، 12، 61 و 56 است.

ولتاژ خط **a** به **b** برابر  $v_{ab} = \sqrt{3} v_{an}$  با 30 درجه تقدم فاز است. بین خاموش شدن  $Q_4$  تا روشن شدن  $Q_1$  تأخیر وجود دارد. بنابراین 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 درجه هدايت می کند تحت شرایط یکسان بار ترانزیستورها به هدايت 180 درجه مدت کمتری بکار گرفته می شوند.



شکل (1-4): سیگنالهای آتش برای هدايت 120 درجه

## 8-1- روشهای کنترل ولتاژ اینورترهای تکفاز و سه فاز

در بسیاری از کاربردهای صنعتی اغلب لازم است که ولتاژ اینورترها برای غلبه بر تغییرات ولتاژ **dc** ورودی، برای تنظیم ولتاژ اینورترها و برای برآورده کردن احتیاجات دائمی کنترل ولتاژ / فرکانس، کنترل شود. روش های مختلفی برای تغییر دادن بهره اینورتر وجود دارد. مؤثرترین روش برای کنترل بهره (ولتاژ خروجی) بکارگیری کنترل مدولاسیون پهنهای پالس (**PWM**) در داخل اینورترها است. روشهای رایج عبارتند از

- مدولاسیون پهنهای پالس منفرد
- مدولاسیون پهنهای پالس چندگانه
- مدولاسیون پهنهای پالس سینوسی
- مدولاسیون پهنهای پالس سینوسی بهبود یافته
- کنترل جابجایی فاز

یک اینورتر سه فاز را می توان به صورت سه اینورتر تکفاز که خروجی هر یک به اندازه 120 درجه شیفت داده شده است در نظر گرفت.

## 9-1- روشهای مدولاسیون پیشرفته

روش **SPWM** که بیشترین کاربرد را دارد دارای یک سری ایراد است. (از جمله ولتاژ خروجی اصلی کم) روشهای دیگری که کارآیی بهتری را ارائه می کنند عبارتند از:

- مدولاسیون ذوزنقه ای

## اینورتر و طراحی مدار آن

- مدولاسیون پلکانی
- مدولاسیون پله ای
- مدولاسیون تزریق هارمونیک
- مدولاسیون دلتا

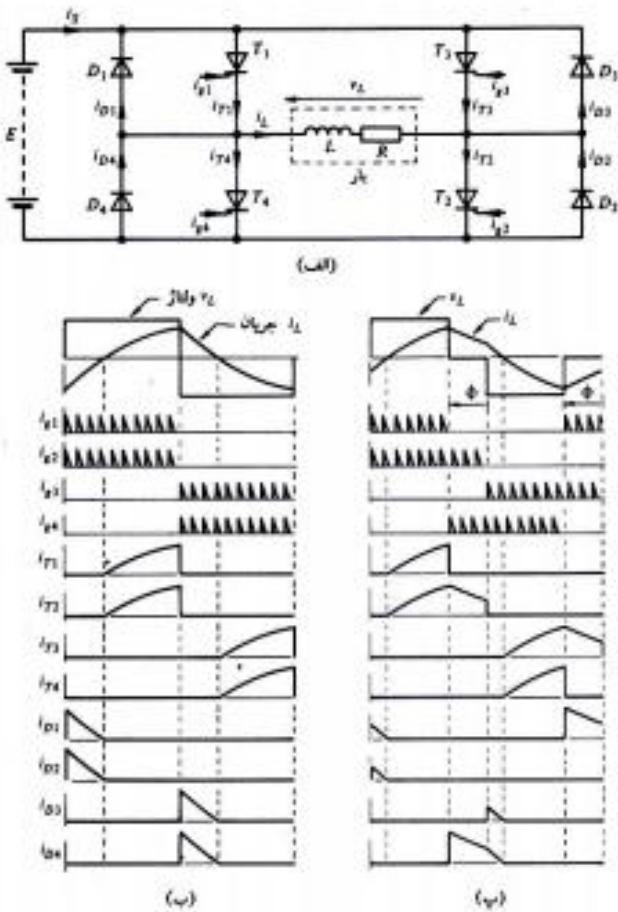
### 10-1- اینورتر پل تکفاز

مدار اصلی اینورتر پل تکفاز بدون عناصر کمotaسیون کننده در شکل (1-6 الف) نشان داده شده است. با توجه به شکل (1-6) 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 بلا فاصله معکوس نمی شود.

بنابراین وقتی که کمotaسیون کامل می گردد هدایت تریستور  $T_4$  قطع می گردد و جریان بار به دیود  $D_4$  منتقل می گردد. پریود کمotaسیون نسبت به پریود فرکانس بار اینورتر خیلی کوتاه می باشد.

## اینورتر و طراحی مدار آن



شکل (1-5): مدار اصلی اینورتر پل تکفاز (الف) مدار ب) موج خروجی مربعی شکل پ ) خروجی شبه مربعی

اگر بار در شکل (1-6 ب) مقاومتی خالص باشد آتش کردن متناوب تریستورهای  $T_1T_2$  و  $T_3T_4$

منبع  $\text{dc}$  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 تأخیر می یابد، اگر چه ولتاژ هنوز به صورت موج مربعی

می باشد.

تولید ولتاژ بار به صورت موج مربعی با یک سلفی در شکل موج های شکل (1-6 ب)

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

ثبت مشخص می شود که جریان بار مثبت بوده و بطور نمایی افزایش می یابد.

## اینورتر و طراحی مدار آن

به هر حال وقتی که تریستور  $T_3$  و  $T_4$  برای خاموش کردن تریستورهای  $T_1$  و  $T_2$  آتش می‌شوند ولتاژ بار معکوس می‌شود ولی این بار بدون تغییر می‌ماند. تنها مسیر برای جریان بار از طریق دیودهای  $D_3$  و  $D_4$  می‌باشد که منبع  $dc$  را به بار متصل می‌نماید و ولتاژ معکوس شده و تا زمانی که جریان به صفر برسد انرژی ذخیره شده دوباره به منبع برگردانده می‌شود.

وقتی که جریان بار قطع می‌شود تریستورهای  $T_3$  و  $T_4$  می‌توانند هدایت کنند. حال جریان بار به صورت نمایی افزایش می‌یابد. چون در لحظه‌ای که جریان بار صفر می‌شود تریستورها نیاز به آتش مجدد دارند. یک رشته از پالسهای آتش برای گیتها نیاز می‌باشد چرا که امکان صفر شدن جریان در هر زمانی از نیم سیکل وجود دارد.

کنترل ولتاژ را می‌توان با ایجاد پریودهای صفر در موج مربعی از یک منبع  $DC$  با سطح ولتاژ ثابت بدست آورد. شکل موج حاصل به صورت موج شبه مربعی می‌باشد که در شکل 6-1 (پ) نشان داده شده است. موج شبه مربعی را می‌توان با جلو بردن زاویه آتش جفت تریستورهای مکمل  $T_1T_4$  نسبت به تریستورهای  $T_2T_3$  تولید نمود. در شکل 6-1 (پ) 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 می‌شود.

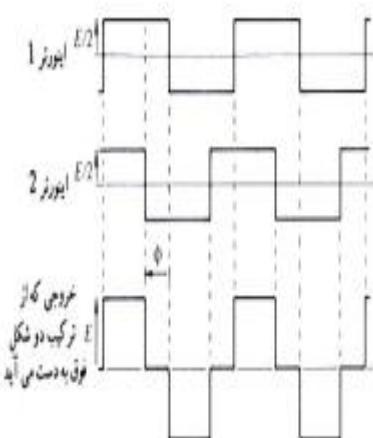
در شکل موج ولتاژ بار شکل 6-1 (پ) لحظه‌ای را در نظر بگیرید که تریستور  $T_4$  برای خاموش کردن تریستور  $T_1$  آتش شده است. جریان بار به دیود  $D_4$  منتقل مس شود اما چون تریستور  $T_2$  هنوز روشن است جریان بار در مسیر  $D_4$  و  $T_2$  جاری می‌شود. بار به طور مؤثر اتصال کوتاه می‌گردد و ولتاژ بار صفر می‌شود. حال وقتی که تریستور  $T_3$  برای خاموش

## اینورتر و طراحی مدار آن

کردن  $T_2$  آتش شود، تنها مسیر جریان بار از طریق دیود  $D_3$  می باشد و منبع  $dc$  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 (7-1) نشان داده شده است. روش دیگر تولید موج شبه مربعی با پهنانی قابل کنترل ترکیب (جمع) خروجی های مربعی شکل دو اینورتر که نسبت به هم شیفت داده شده اند می باشد. با شیفت دادن اینورتر 2 به اندازه  $\phi$  نسبت به اینورتر 1 شکل موجی ترکیبی در خروجی دارای پریودهای صفری با طول  $\phi$  می باشد. سطح ولتاژ موج شبه مربعی با پهنانی ثابت را می توان به وسیله کاهش ولتاژ منبع  $dc$  کنترل نمود.

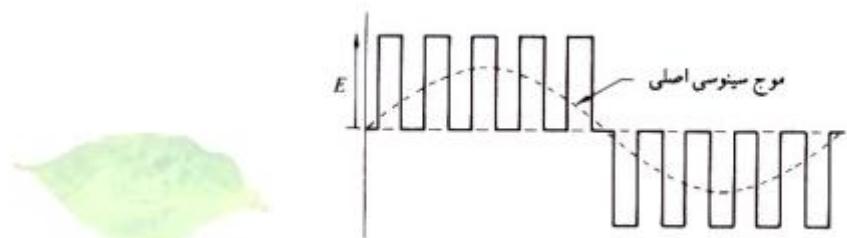
همان گونه که در شکل (8-1) نشان داده شده است روش دیگر کنترل ولتاژ شکاف دار کردن شکل موج مربعی می باشد. تریستورهای مدار اینورتر به طور متناوب روشن و خاموش می شوند تا پریودهای صفر با طول یکسان ایجاد شود. منبع  $dc$  با سطح ولتاژ ثابت  $E$  می باشد.



شکل (6-1): ترکیب خروجی دو اینورتر با اختلاف فاز و تولید موج شبه مربعی

## اینورتر و طراحی مدار آن

یک راه بهبود یافته شکل موج شکاف دار مانند شکل (1-9) 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 پهنانی پالس نامیده می شود و می توان مشاهده نمود که در سطح هر پالس تقریباً مانند سطح زیر شکل موج سینوسی بین نقاط وسطی مجاور در پریود های خاموشی وسیله است. هارمونیک های مرتبه پایین در شکل موج مدوله شده پهنانی پالسی بسیار کمتر از شکل موجهای دیگر است.



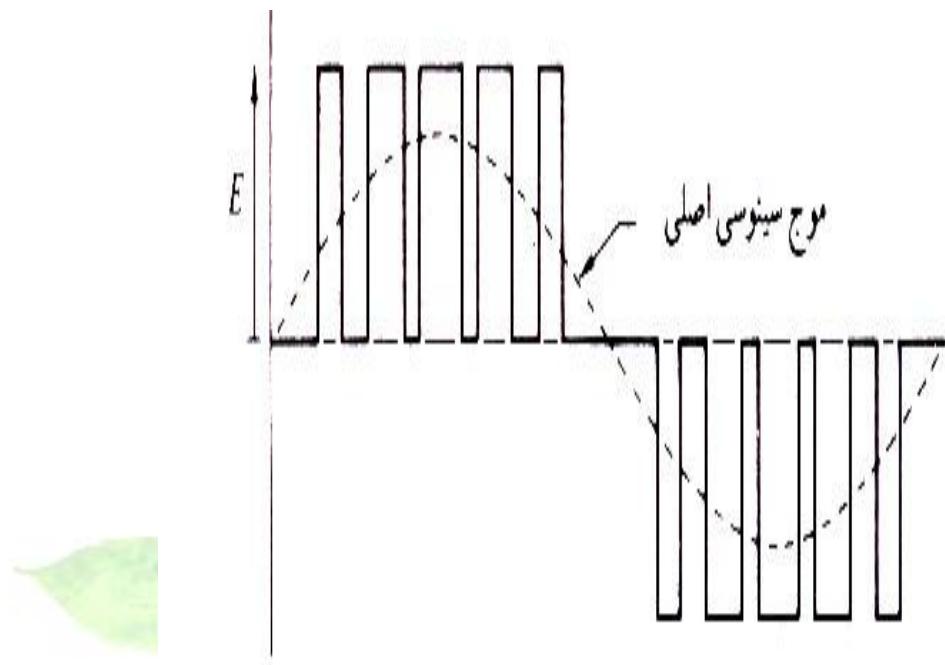
شکل (1-7): اینورتر با کنترل جهت تولید شکل موجهای شکاف دار

برای تعیین لحظات آتش مورد نیاز جهت ساخت صحیح موج مدوله شده پهنانی پالسی یکی از روش های مورد استفاده تولید یک موج سینوسی مرجع با فرکانس مطلوب در مدار کنترل و سپس مقایسه این موج مثلثی مانند شکل (1-10) می باشد. محل تقاطع دو موج لحظات آتش را تعیین می کند.

شکل (10-1) الف مقدار ماکزیمم خروجی را نشان می دهد و با کاهش دامنه موج سینوسی مرجع به نصف مقدار آن مانند شکل (10-1 ب) دامنه خروجی نصف می شود. شکل (10-1) پ نشان می دهد که چگونه با کاهش فرکانس موج سینوسی مرجع تعداد پالسها موجود در هر نیم سیکل افزایش می یابد. تعداد پالس های زیاد در یک خروجی منجر به افزایش بیشتر تعداد هارمونیکهای مرتبه بالا می شود اما این هارمونیکها بسیار ساده

## اینورتر و طراحی مدار آن

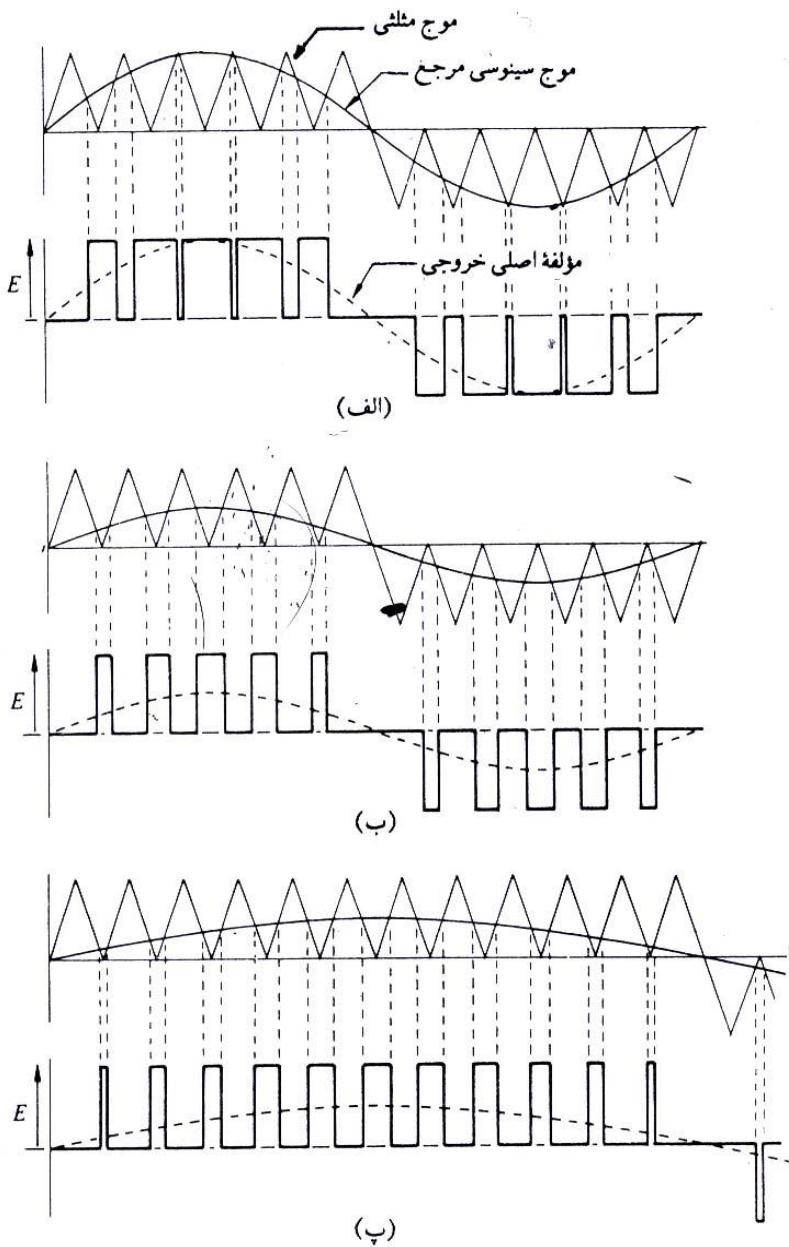
تر از هارمونیک های مرتبه پایین فیلتر می شوند. یک بار سلفی هارمونیک های شکل موج جریان را شدیدا تحت تأثیر قرار می دهد.



شکل (1-8): اینورتر کنترل شده تولید شکل موج مدوله شده پهنهای پالسی

با روشی متفاوت با روش کنترل مدولاسیون پهنهای پالس که در بالا شرح داده شده است می توان اینورتر (شکل 1-6) 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 های مدوله شده با مدولاسیون پهنهای پالس نشان داده شده در شکل 11-1) 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 اینجا موج مثلثی مانند شکل (1-10) دارای مقدار  $dc$  نمی باشد.

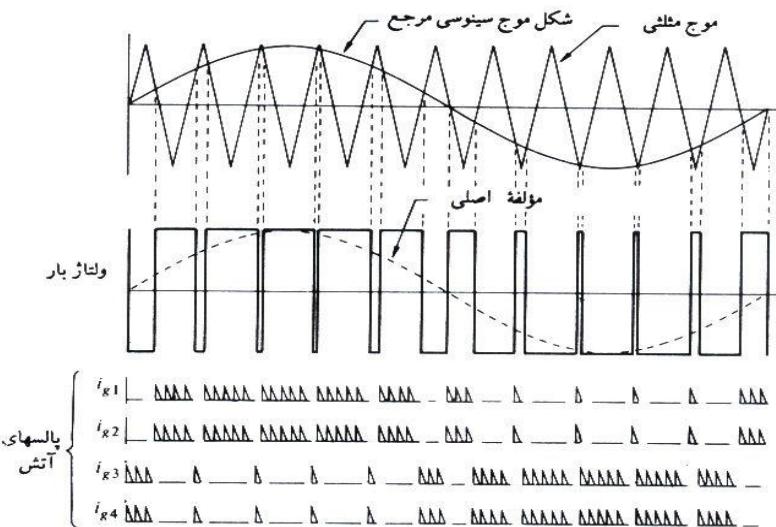


شکل (1-9): تعیین لحظات آتش برای موج مدوله شده با مدولاسیون پهنهای پالس (الف) در ماکریم ولتاژ

خروجی ب) نصف ماکریم پ) نصف ولتاژ و نصف فرکانس

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

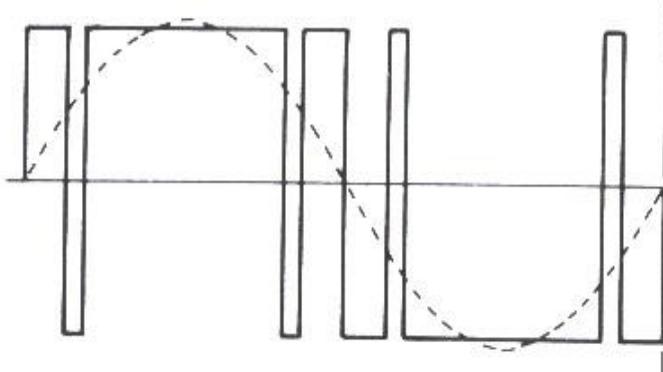
## اینورتر و طراحی مدار آن



شکل (10-1): مدولاسیون پهنهای پالس با تناوب منبع

روشی که مانع کمotaسیون های بیش از حد در سیکل خروجی شده ولی باعث کاهش هارمونیکهای مرتبه پائین می شود در شکل (1-12) نشان داده شده است. با معکوس کردن ولتاژ خروجی برای فاصله زمانی کوتاه در هر نیم سیکل و در زوایای خاص خذف دو هارمونیک مانند هارمونیک سوم و پنجم ممکن می باشد. با یک منبع  $dc$  ثابت با ترکیب دو شکل موج مانند شکل (12-1) با اختلاف فاز و با اصول نشان داده شده در شکل (11-1)

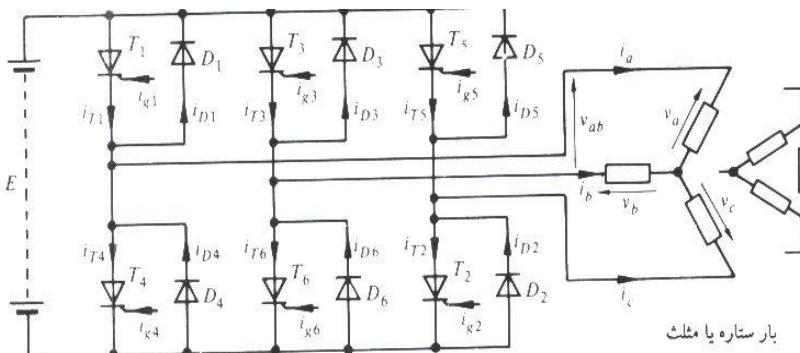
می باشد.



شکل (11-1): کاهش هارمونیک مرتبه پایین

## 11-1- اینورتر پل سه فاز

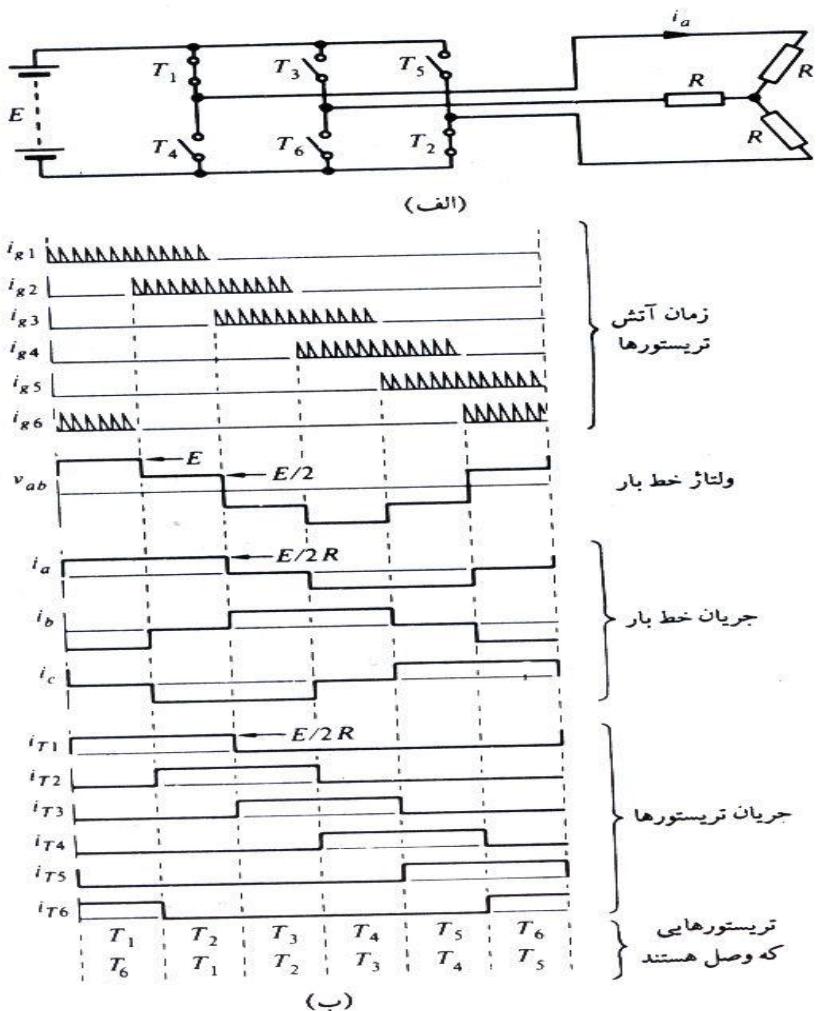
مدار اصلی اینورتر پل سه فاز در شکل (1-13) نشان داده شده است. مانند مدار یکسو کننده پل سه فاز اینورتر را می توان به گونه ای کنترل نمود که به مدت 120 درجه سانتی گراد از سیکل خروجی هدایت نماید. شکل موجهای مربوط به مدار مرجع شکل (1-13) با بار مقاومتی خالص در شکل (1-14) نشان داده شده است. در اینجا فرض شده است که در انتهای پریود 120 درجه سانتی گراد مدار کموتاسیون برای خاموش کردن تریستور مناسب شروع به کار می نماید.



شکل (1-12): مدار اصلی اینورتر سه فاز

شکل موج های شکل (1-14 ب) نشان می دهد که جریان های 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 (1-14 الف) تریستورها را به عنوان کلید در نظر می گیریم. منبع **dc** 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 (1-14 الف) برای مدتی بیش از 120 درجه بسته بمانند.

## اینورتر و طراحی مدار آن

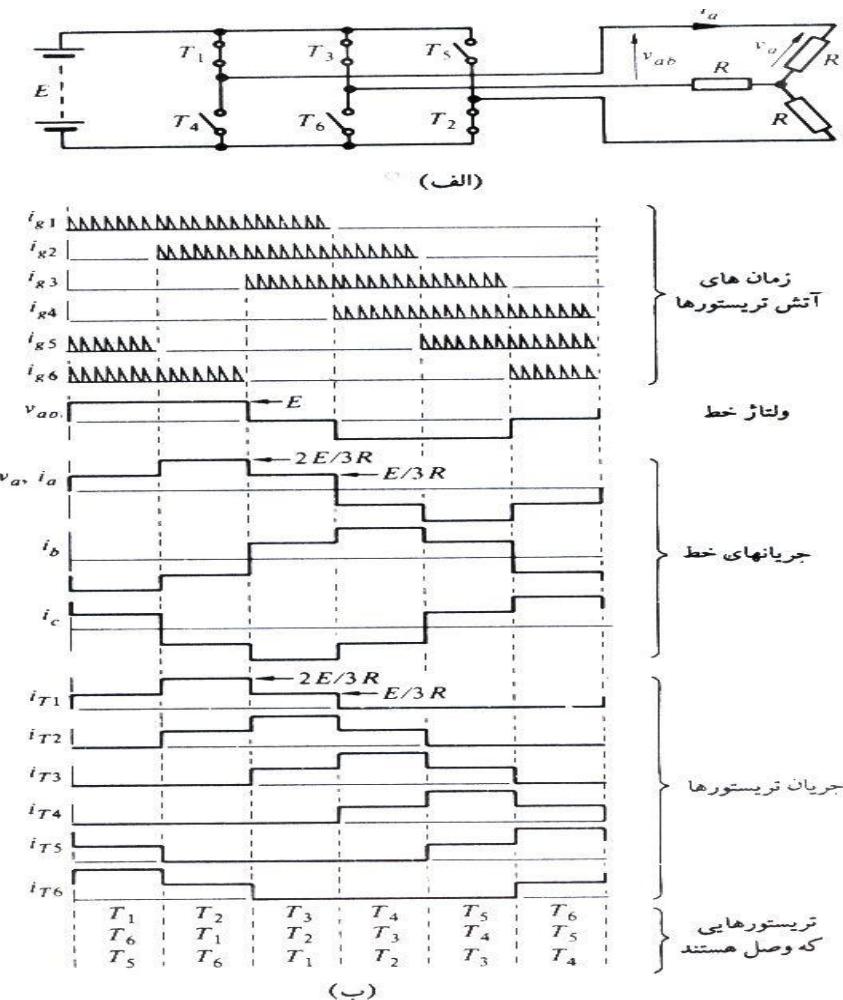


شکل (1-13): اینورتر پل سه فاز با بار مقاومتی و زاویه آتش 120 درجه (الف) نمایش ترتیب کلیدزنی، تریستورهای  $T_1$  و  $T_2$  روش هستند (ب) شکل موجها

معمولًاً اینورتر به گونه ای کار می کند که هر تریستور بتواند بیش از 180 درجه هدایت کند. در این حالت منبع **dc** توسط یک تریستور در یک طرف و دو تریستور در دو طرف به بار متصل می شود.

شکل موج های شکل (1-15) هدایت 120 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 180 درجه هدایت می کند.

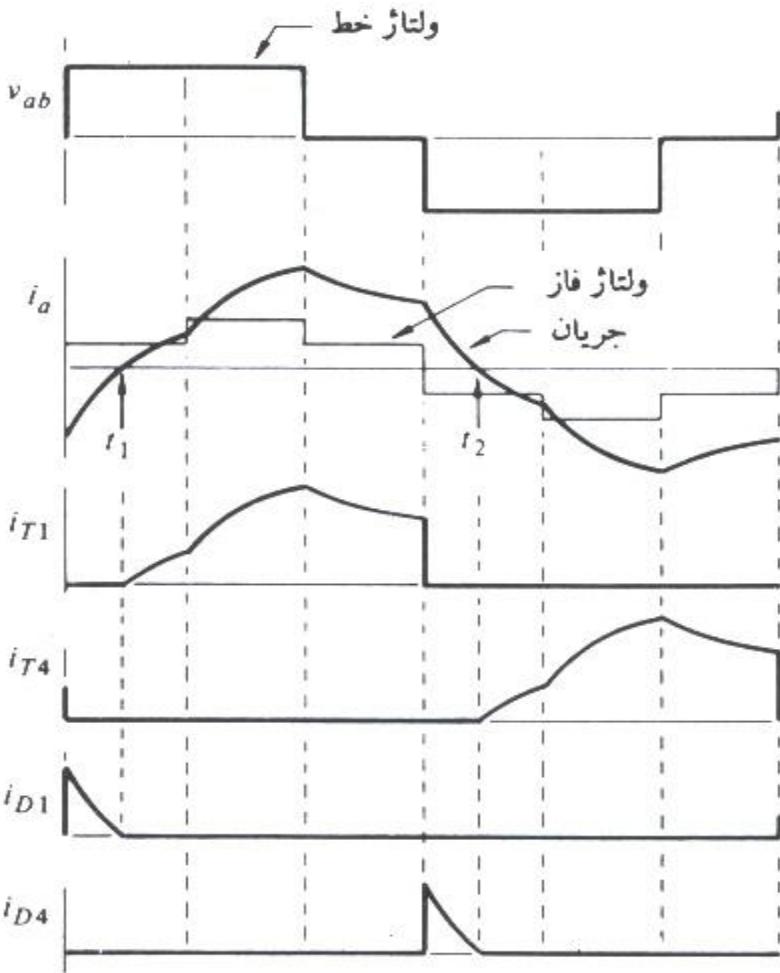
## اینورتر و طراحی مدار آن



شکل (14-1): اینورتر پل سه فاز با زاویه آتش 180 درجه و بار مقاومتی (الف) نمایش ترکیب کلیدزنی، تریستورهای  $T_1$  و  $T_2$  و  $T_3$  روشن می باشد (ب) شکل موجها

اگر باری که توسط اینورتر تغذیه می شود سلفی باشد همان گونه که در شکل (16-1) نشان داده شده است جریان در هر شاخه از بار نسبت به ولتاژ تأخیر 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 13-1 را نگاه کنید) بنابراین این فاز بار به سر مثبت منبع dc متصل شده است اما تا لحظه  $t_1$  که جریان بار معکوس می شود تریستور  $T_1$  نمی تواند هدایت را بر عهده بگیرد. بحث مشابهی در مورد نیم سیکل معکوس در لحظه  $t_2$  به کار می رود.

## اینورتر و طراحی مدار آن



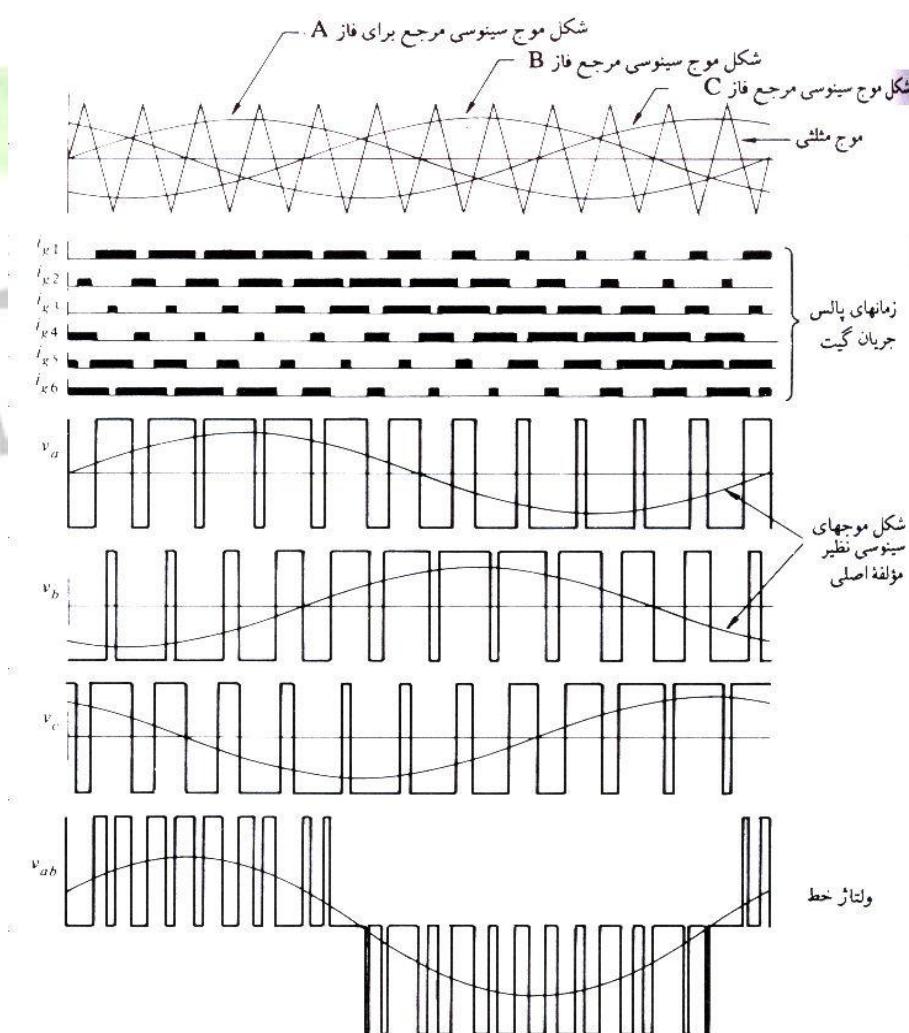
شکل (1-15): شکل موجها برای آتش 180 درجه و بار سلفی

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

روش مدولاسیون پهنهای پالس را می توان همان گونه که در شکل (1-18) نشان داده شده است به کاربرد (برای مدار مرجع شکل 1-13) به گونه ای که برای تعیین لحظات آتش هر تریستور 3 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.

## اینورتر و طراحی مدار آن

با روش کنترلی مانند شکل (18-1) همواره یکی از عناصر در هر شاخه هدایت می‌کند و خط بار را به یکی از سرهای مثبت یا منفی منبع  $dc$  متصل می‌نماید. برای مثال شاخه فاز A در شکل (13-1) با المان‌های شماره 1 و 4 را در نظر بگیرید. اگر  $i_a$  مثبت باشد تریستور  $T_1$  هدایت می‌کند و وقتی که تریستور  $T_4$  آتش شود،  $T_1$  خاموش شده و جریان بار به دیود  $D_4$  منتقل می‌شود. اگر  $i_a$  منفی شود دیود  $D_1$  مشغول هدایت بوده و وقتی که تریستور  $T_4$  آتش می‌شود بلافاصله هدایت جریان بار را به عهده می‌گیرد و در چنین وضعیتی نیازی به خاموش کردن تریستور  $T_1$  نمی‌باشد چرا که در هر حال  $T_1$  خاموش بوده است.



شکل (16-1): شکل موجهای مدوله شده پالس برای اینورتر پل سه فاز

## اینورتر و طراحی مدار آن

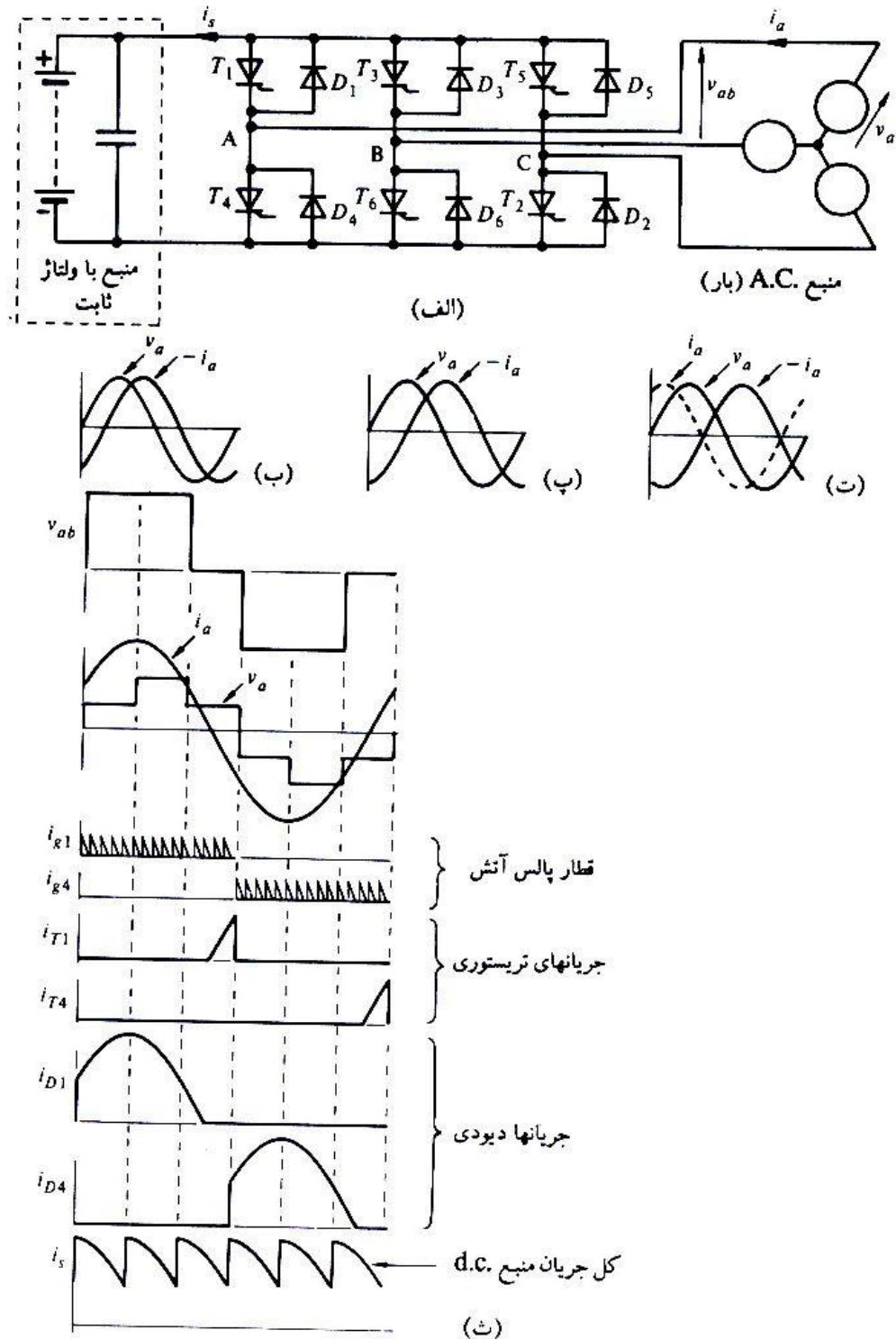
با توجه به شکل (18-1) وقتی که جریان از شاخه ها عبور می کند باید پالس های آتش به صورت پیوسته به گیت تریستورها اعمال گردد بنابراین وقتی که در بار سلفی جریان معکوس می شود تریستور می تواند هدایت جریان بار را به عهده گیرد. اگر جریان لحظه ای بار و ولتاژ آن عکس هم باشد دیود موازی با تریستوری که پالس های آتش را دریافت می کند، روشن است. بنابراین در پریود نشان داده شده وقتی که مثلاً  $T_1$  وجود دارد یکی از المانهای  $T_1$  یا  $D_1$  روشن می باشد.

### 12-1- 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 (19-10 الف) 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 ریپلهای زیادی می باشد ولی در اینجا ریپلهای 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 ژنرانوری با ضریب قدرت پیش فاز می باشد. شکل ب تا ت (19-1) مراحل جریان بار تا بیش از 90 درجه تأخیر فاز که جریان برای حالت ژنراتوری می تواند معکوس شود را نشان می دهد.

## قدرت برگشته اینورتر



شکل (۱۷-۱): نمایش قدرت برگشته از اینورتر سه فاز (الف) مدار مرجع ب) قدرت در یک بار a.c. با ضریب قدرت از فاز پ) جریان بار a.c. با عقب افتادگی ۹۰ درجه و ضریب قدرت صفر (ت) جریان بار با عقب افتادگی بیش از ۹۰ درجه یعنی ژنراتوری با ضریب قدرت پیش فاز ث) شکل موجهها با فرض جریان سینوسی

## اینورتر و طراحی مدار آن

شکل موج های (19-1) 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 پریود طولانی نسبت به تریستورها هدایت می کنند و بنابراین قدرت به عنصر  $d.c$  داده می شود.

برای سهولت شکل موجهای شکل (19-1) نمایش قدرت برگشتی از اینورتر سه فاز، مدار جریان، قدرت در یک بار  $a.c$  با ضریب قدرت پس فاز، جریان بار  $a.c$  با عقب افتادگی  $90^\circ$  درجه و ضریب قدرت صفر، جریان بار با عقب افتادگی بیش از  $90^\circ$  درجه یعنی ژنراتوری با ضریب قدرت پیش فاز و شکل موجهای فرض جریان سینوسی  $a.c$  به صورت موج سینوسی نشان داده شده است. اما در عمل دارای مولفه های هارمونیکی می باشد.

### 13-1 - کم کردن هارمونیک در اینورتر

رابطه (15-1) نشان می دهد که هارمونیک  $n$  ام را با انتخاب مناسب زاویه جابجایی  $\beta$  به شرطی که:

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

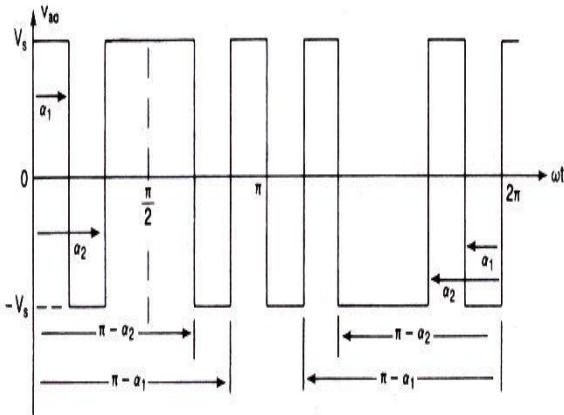
$$\beta = \frac{360^\circ}{n} \quad (16-1)$$

باشد می توان برطرف 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 متقاضی قرار گرفته باشند می توان یک جفت هارمونیک ناخواسته را در خروجی اینورتر تکفار از بین برد. این روش در شکل (20-1) نشان داده شده است. که در آن:

$$(17-1)$$

$$B_n = \frac{4V_s}{\pi} \left[ \int_0^{a1} \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{a1}^{a2} \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{a2}^{\pi/2} \sin n\omega t d(\omega t) \right]$$

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



شکل (18-1): ولتاژ خروجی با دو شکاف دو قطبی در هر نیم موج

رابطه (17-1) را می توان برای  $m$  شکاف ولتاژی در هر ربع موج تعمیم داد:

(18-1)

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

اگر  $B_3 = B_5 = 0$  باشد هارمونیکهای سوم و پنجم حذف می شوند رابطه (17-1) معادلاتی

را که باید حل شوند بدست می دهد.

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

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

این معادلات را با فرض اولیه  $\alpha_1 = 0$  و تکرار محاسبات برای  $\alpha_1$  و  $\alpha_2$  می توان به دو روش

تکرار حل کرد. نتیجه عبارت است از  $\alpha_1 = 23/62^\circ$  و  $\alpha_2 = 33/3^\circ$  اگر از شکافهای ولتاژی یک

قطبی شکل (21-1) استفاده شود ضریب  $B_n$  از رابطه زیر داده می شود.

$$\begin{aligned} B_n &= \frac{4V_s}{\pi} \left[ \int_0^{\alpha_1} \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\alpha_1}^{\pi/2} \sin n\omega t d(\omega t) \right] \\ &= \frac{4V_s}{\pi} \frac{1 - \cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2}{n} \end{aligned}$$

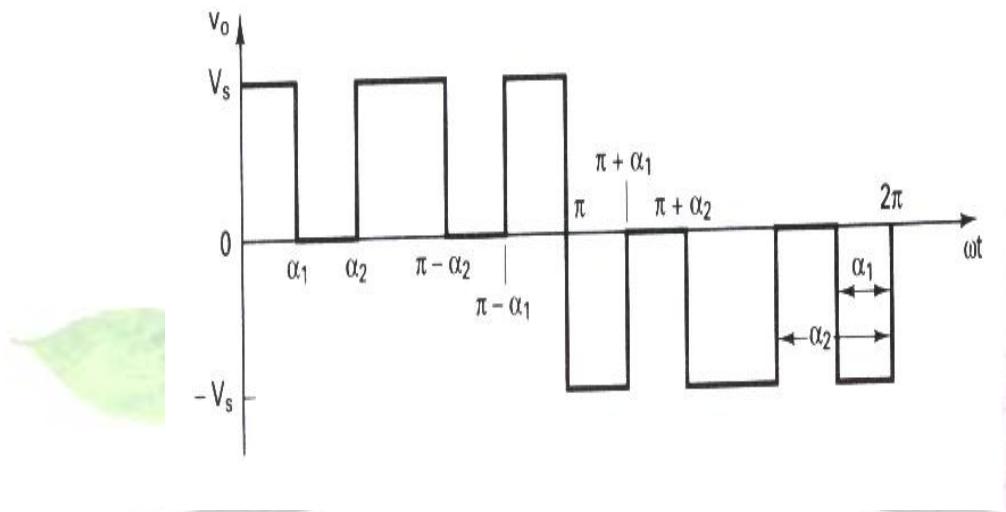
## اینورتر و طراحی مدار آن

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

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

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

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



شکل (19-1): ولتاژ خارجی یک قطبی با دو شکاف در هر نیم سیکل

روش‌های حذف هارمونیک که تنها برای ولتاژ خروجی ثابت مناسب می‌باشند مرتبه

هارمونیکها را افزایش و اندازه فیلتر خروجی را کاهش می‌دهند. این مزیت را باید با توجه به

افزایش تلفات کلید زنی قطعات قدرت و همچنین تلفات آهنی (یا مغناطیسی) ترانسفورماتور

که به خاطر افزایش فرکانس‌های هارمونیک است سنجید.

نکته: همیشه لازم نیست که هارمونیک سوم (و مضارب آن) را که عموماً در اتصال سه فاز

وجود ندارند حذف کرد. بنابراین در اینورترهای سه فاز ترجیح داده می‌شود که هارمونیک

های پنجم، هفتم و یازدهم ولتاژهای خروجی را برطرف سازیم. بطوریکه پایین ترین مرتبه

هارمونیک مرتبه سیزدهم خواهد بود.

## 14-1- اینورترهای تریستوری با کمotaسیون اجباری

گرچه ترانزیستورها یا قطعات توان دیگر را می‌توان به عنوان المانهای کلید زنی برای اینورترها بکار برد اکثر این قطعات در کاربردهای با توان متوسط و پایین مورد استفاده قرار می‌گیرند. ترانزیستورها **IGBT** ها و **GTO** ها می‌روند تا از تریستورها با صرفه‌تر شوند و از آنها پیشی بگیرند. برای کاربردهای ولتاژ و جریان بالا لازم است که تعدادی از این قطعات را به طور سری و یا موازی با هم ترکیب کرد که این موضوع باعث پیچیده‌تر شدن مدار می‌شود.

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 مدار های کمotaسیون اضافی نیاز دارند. در اوایل پیدایش الکترونیک قدرت مدارهای کمotaسیون تریستور زیادی برای اینورترها تهیه شد. دو نوع مدار کمotaسیون که اغلب در کاربردهای مربوط به اینورترها استفاده می‌شوند عبارتند از:

- اینورترهای با کمotaسیون اضافی

- اینورترهای با کمotaسیون مکمل

## 15-1- اصول کار اینورترهای منبع جریانی

در بخش‌های قبل اینورتر توسط یک منبع ولتاژ تغذیه می‌شدند و جریان بار مجبور به نوسان از یک مقدار مثبت به یک مقدار منفی و برعکس می‌شد. برای اینکه اینورتر از عهده تغذیه بارهای سلفی برآید کلیدهای قدرت با دیودهای هرزگرد مورد نیاز است. اما در اینورتر

## اینورتر و طراحی مدار آن

منبع جریانی (CSI) ورودی بصورت یک منبع جریان عمل می کند. جریان خروجی مستقل از بار اینورتر 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 آلترا ناتور و یا از یک باتری از طریق چاپر به دست آورد. با یک منبع جریان محکم مقدار بار روی موجهای جریان خروجی تأثیر نخواهد داشت. (یعنی موج های جریان دوگان موج های ولتاژ حاصل از اینورتر با تغذیه ولتاژ می باشند.)

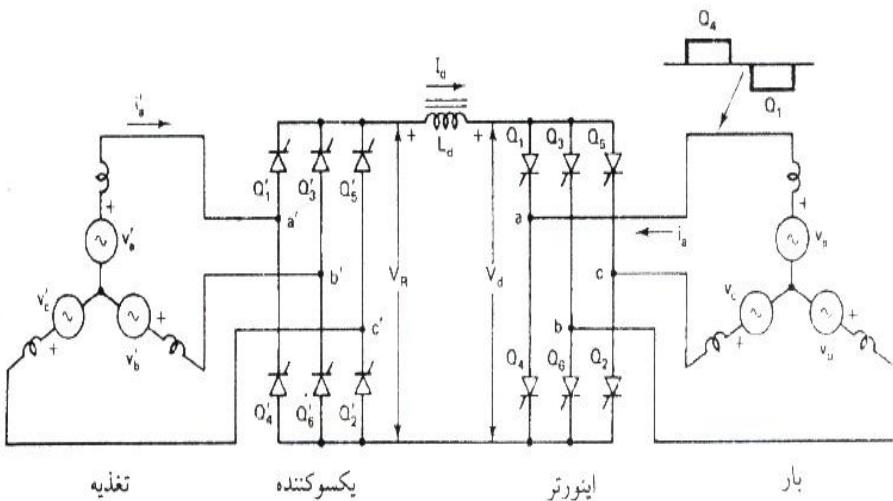
نیمه هادی های قدرت استفاده شده در اینورتر با تغذیه جریان می باشد توپولوژی تحمل ولتاژ معکوس را داشته باشند، بنابراین افزارهایی نظیر **GTO**، ترانزیستور و **MOS** قدرت برای این منظور مناسب نیستند.

### 16-1- کاربردهای اینورترهای با تغذیه جریان

- کنترل سرعت ماشین های **ac**
- راه اندازی موتور سنکرون در توربین گاز، پمپ آب و نظایر آن
- کوره های القایی
- تولید توان راکتیو **VAR** پس فاز

## 17-1 - عملکرد کلی اینورترهای منبع جریان

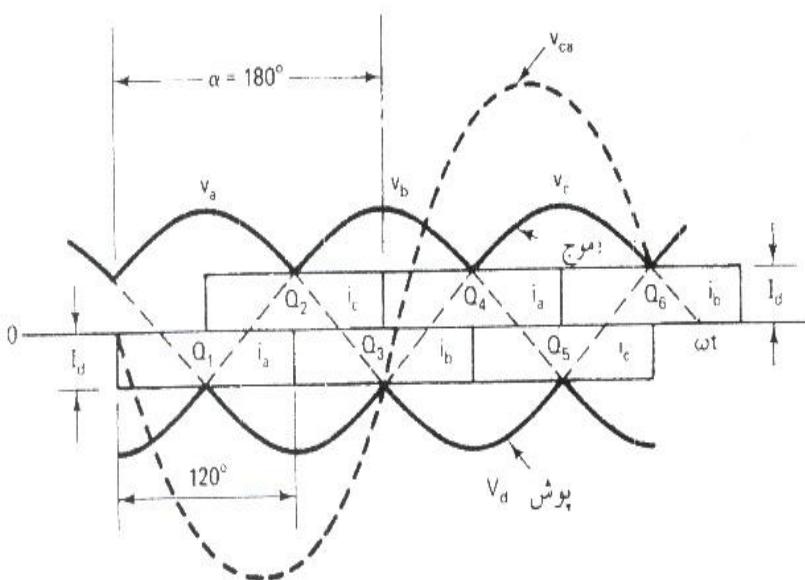
در شکل (22-1) حالت کلی مدار قدرت برای اینورتر با تغذیه جریان که به وسیله یکسو کننده با کنترل فاز تغذیه می‌گردد نشان داده شده است. ولتاژ متغیر لینک  $V_R$  به وسیله کنترل فاز تولید گشته است و به سری اندوکتانس  $L$  به منبع جریان  $I$  تبدیل می‌شود. گرچه برای یک منبع جریان ایده آل  $L$  بی نهایت مطلوب است ولی مقدار آن به وسیله قیدهای مربوط به اندازه و هزینه در یک حد منطقی محدود می‌گردد.



شکل (20-1): مدار کلی قدرت اینورتر با تغذیه جریان

با صرف نظر از مدار کمotaسیون ظاهر اینورتر با یکسو کننده یکی می‌باشد. همان گونه که در شکل دیده می‌شود بار اینورتر یک ماشین القایی یا سنکرون است که می‌توان 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  $dc$   $I$  توسط تریستورهای اینورتر به گونه‌ای به بار منتقل می‌شود که موجهای جریان خط 6 پالسی، سه فاز و متقارن باشند (شکل 1-23).

در هر لحظه یکی از تریستورهای بالایی و یکی از تریستورهای پائینی برای ۱۲۰ درجه هدایت می‌کنند. جریان لینک  $dc$  را عاری از هر گونه هارمونیک در نظر گرفته ( $L_d \rightarrow \infty$ ) و از اثر کمتواسین چشم پوشی می‌کنیم. موج‌های شکل (21-1) برای بیشینه توان بر گردانندگی ( $\alpha = 180^\circ$ ) رسم شده‌اند. در این حالت مولفه اصلی جریان فاز نسبت به ولتاژ فاز ۱۸۰ درجه اختلاف فاز دارد. ولتاژ ورودی اینورتر  $v_d$  را می‌توان به وسیله دامنه بین  $v_d$  پوش‌های ولتاژ دو فاز ساخت. اگر مقاومت اندوکتانس ناچیز باشد. ولتاژ  $v_R$  مساوی  $v_d$  خواهد بود. برای کاربردهای محرکه‌های سرعت متغیر اینورتر می‌تواند در فرکانس متغیر با یک جریان  $I_d$  قابل (الباقی متن قابل مشاهده نمی‌باشد)



شکل (21-1): موج‌های جریان و ولتاژ ایده‌آل

### 1-17-1-حالت عملکرد اینورتر

زاویه آتش اینورتر می‌تواند در بازه صفر تا ۳۶۰ درجه نسبت به موج نیروی ضد محرکه تغییر کرده و حالت‌های زیر را که در شکل (24-1) شرح داده شده به دست دهد.

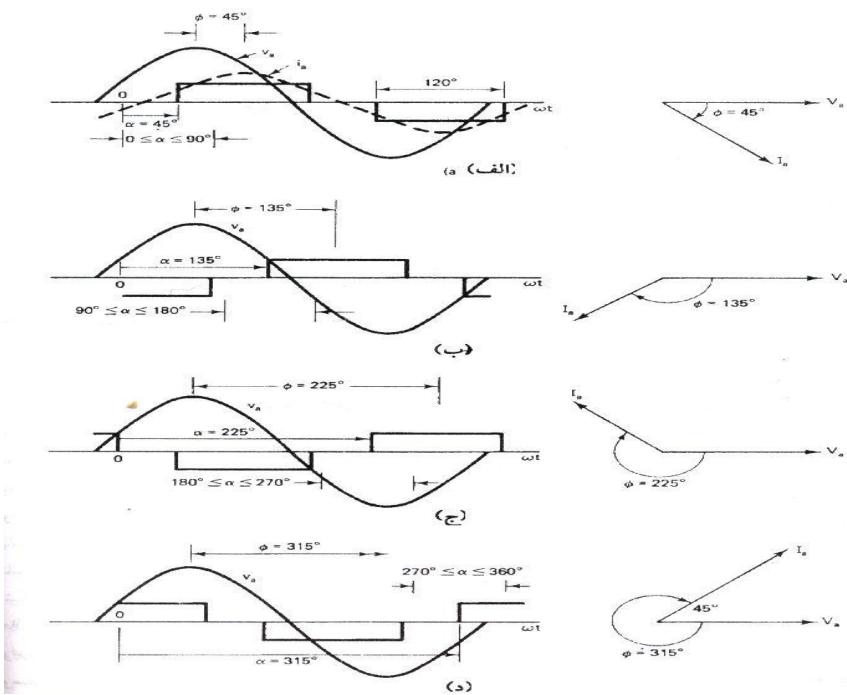
## اینورتر و طراحی مدار آن

حالت اول: یکسو کننده با کمotaسیون بار،  $90^\circ \leq \alpha \leq 0^\circ$  این حالت با حالت عملکرد یکسو کنندگی با کمotaسیون خط مرتبط است. به جز آن که در اینجا کمotaسیون به جای خط توسط بار انجام می‌گیرد. شکل (1-24 الف) موج‌های جریان و ولتاژ فاز را برای  $\alpha = 45^\circ$ ،  $\alpha' = 135^\circ$  بوده و  $V_R$  منفی هستند.

به گونه‌ای 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 می‌توان به وسیله عملکرد فوق تحریک ماشین سنکرون فراهم نمود. بنابراین این حالت را می‌توان به منزله عملکرد موتور سنکرون در حالت ترمز مولیدی در نظر گرفت. (شکل 1-25)

حالت دوم: اینورتر با کمotaسیون بار  $180^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$  این حالت در شکل (1-24 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 می‌دهد. 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. بنابراین این حالت را می‌توان به منزله عملکرد موتوری یک ماشین سنکرون در نظر گرفت

## اینورتر و طراحی مدار آن



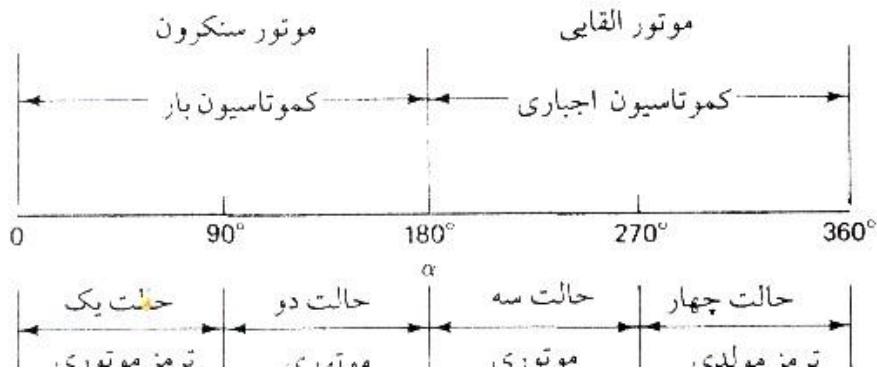
شکل (1-22) حالت های عملکرد با بار دارای نیروی ضد محركه (الف)  $90^\circ \leq \alpha \leq 0^\circ$  یکسو کننده با کمotaسیون بار (ب)  $180^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$  اینورتر با کمotaسیون بار (ج) اینورتر با کمotaسیون اجباری (د)  $270^\circ \leq \alpha \leq 360^\circ$  یکسو کننده با کمotaسیون اجباری

حالت سوم: اینورتر با کمotaسیون اجباری  $270^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$  با تاخیر دادن زاویه آتش اینورتر به وراء  $180^\circ$  درجه، مزیت کمotaسیون 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. بنابراین برای داشتن یک عملکرد موفق در این بازه ناچار از استفاده از بعضی انواع کمotaسیون اجباری هستیم. دیاگرام فازوری در زاویه فاز مثلاً  $\phi = 225^\circ$  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. بنابراین حالت مربوط به عملکرد موتور القایی است.

حالت چهارم: یکسو کننده با کمotaسیون اجباری  $360^\circ \leq \alpha \leq 270^\circ$  در این حالت همچون حالت سوم، اینورتر نیاز به کمotaسیون اجباری دارد. دیاگرام فازوری نشان از عملکرد یکسو

## اینورتر و طراحی مدار آن

کندگی با تقاضای توان راکتیو پس فاز از طرف بار دارد. پس این حالت را می‌توان به عنوان عملکرد موتور القایی در شرایط ترمز مولدی در نظر گرفت. (شکل 1-25)



شکل (1-23): حالت های عملکرد ماشین ac

### 18-1 - 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 به دست آوردن عبارتی برای جریان لحظه‌ای بار، ترسیم شکل موجهای جریان برای تمامی عناصر می‌باشد. با دانستن شکل موج جریان روش‌های محاسبه مقادیر نامی قطعات توان و وسایل کمotaسیون مشابه قسمت‌های است. تعیین مقادیر نامی ولتاژها مستلزم بدست آوردن ولتاژهای معکوس هر عنصر است.

برای کاهش هارمونیک‌های خروجی استفاده از فیلترهای خروجی ضروری است. شکل (1-25) فیلترهای خروجی را که غالباً بکار می‌روند نشان نی دهد. فیلتر LC بسیار ساده است اما توان راکتیو زیادی جذب می‌کند. فیلتر LC تنظیم شده مشابه شکل (1-25 ب) می‌تواند یک فرکانس را حذف کند.

## اینورتر و طراحی مدار آن

یک فیلتر CLC با طراحی مناسب شبیه آنچه که در شکل (1-25) نشان داده شده است برای کاهش هارمونیکها در یک پهنهای باند وسیع مناسب تر است و توان راکتیو کمتری جذب می کند.

### 19-1 - مواردی که در ترانسفورماتور باید رعایت شود

سلف ها در مدارهای کمotaسیون تریستور و فیلترهای ورودی و خروجی به کار می روند. تلفات مغناطیسی به فرکانس بستگی دارد و برای کاهش تلفات هسته این سلف ها 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.

### 20-1 - 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

## اینورتر و طراحی مدار آن

القاگرهای پراکنده مدار قدرت شود. در لحظه روشن شدن به علت وجود همزمان جریان به ولتاژ بالا، نقطه کار کلید میتواند از منطقه عملکرد امن (SOA) خارج شود. بنابراین همزمان از مدارهای کمک کلیدزنی که استنابر نامیده می‌شود، اغلب همراه کلیدهای قدرت نیم رسانا استفاده می‌شود.

این مدارها از اضافه ولتاژ و اضافه جریان گذرا جلوگیری می‌کنند، سرعت تغییرات ولتاژ و جریان را کاهش می‌دهند، اتلاف‌های کلیدزنی را کاهش می‌دهند، و تضمین می‌کنند که کلیدها در خارج از ناحیه SOA کار نمی‌کنند.

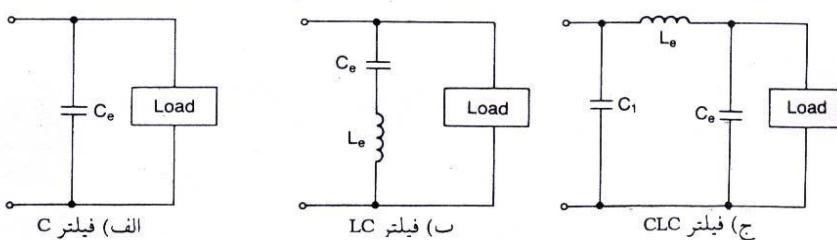
استنابرها همچنین کمک می‌کنند که توزیع ولتاژهای دو سر کلیدهایی که به صورت متوالی به هم وصل شده‌اند، یا تغذیه جریانهای کلیدهایی که به صورت موازی به هم وصل شده‌اند، یکنواخت باقی می‌ماند که در نتیجه مقدار مؤثر ولتاژ نامی با جریان افزایش می‌یابد و عملکرد و شکل بندی مدار استنابر به نوع کلید و توپولوژی مبدل بستگی دارد. به علت غیر خطی بودن خصوصیات ادوات نیم رسانا و پیچیدگی نسبی طرحهای مربوطه، تحلیل مدارهای استنابر بسیار مشکل است.

استفاده از استنابر به طور ذاتی اجباری نیست، چرا که معمولاً می‌توان 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 اتلافهای است. از طرف دیگر، استفاده از استنابر نیز باعث افزایش هزینه، وزن، و ابعاد مبدل الکترونیک قدرت می‌شود و آنها نیز بدون اتلاف نیستند.

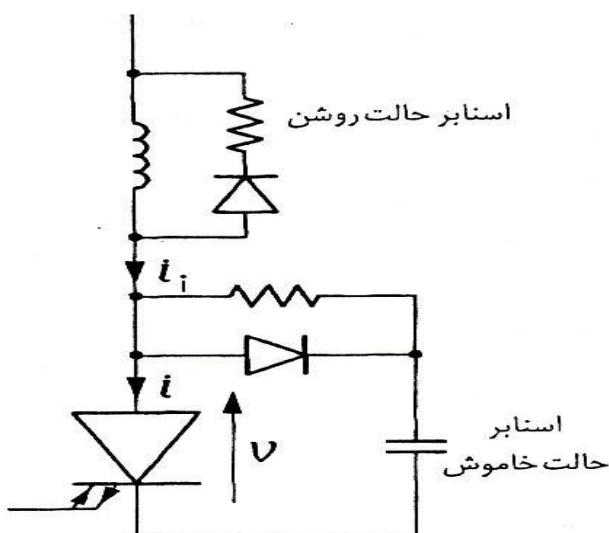
بنابراین، انتخاب بهینه اسنابرها برای هر کاربرد معین به هوش و تجربه طراح بستگی دارد. لزوم استفاده از اسنابرها برای هر کلید در مبدل‌های تشديدي از بين رفته است. در اين مبدل‌ها با استفاده از يك مدار تشدييد شرایط کليزنی مطمئن و کم اتلاف برای تمام کلیدهای مبدل ايجاد می شود.

### 1-20-1-اسنابرهاي مربوط به IGBT ها

همان گونه که در شکل های (25-1) و (26-1) نشان داده شد، استفاده از اسنابرهاي حالت خاموش به مقدار زياطي از تنش ولتاژ روی IGBT می کاهد و موجب بهبود مسیر کليزنی می شود. در عمل، اسنابرهاي شبие آنچه برای GOT داشتيم به کار می رود.



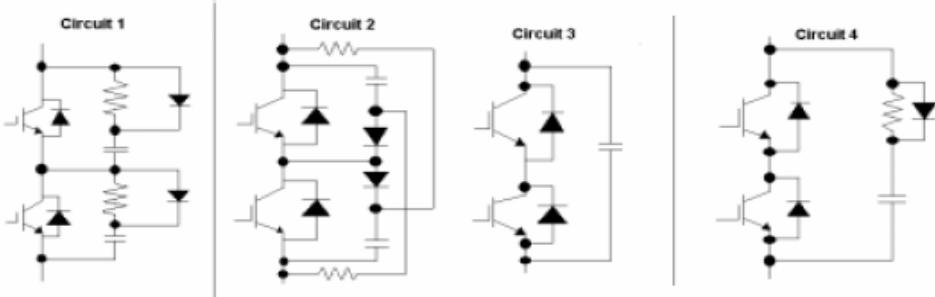
شکل (24-1): فیلترهای خروجی



شکل (25-1): GTO با استنابرهاي حالت های روشن و خاموش

## اینورتر و طراحی مدار آن

اسنابر حالت روش القایی کاهش ولتاژ کلکتور – امیتر  $V_{CE}$  تا سطح ولتاژ اشباع قبل از رسیدن جریان کلکتور به مقدار نهایی خود در حالت روشن تضمین می‌کند (شکل 1-27). راه حل دیگری را که ترکیبی از اسنابر حالت روشن و خاموش است نشان می‌دهد. در هنگام روشن شدن القاگر متوالی باعث کند شدن سرعت افزایش جریان کلکتور،  $\alpha$ ، می‌شود. به طور همزمان، بار خازن از طریق مقاومت، القاگر، و ترانزیستور تخلیه می‌شود. در هنگام خاموش شدن، جریان ورودی،  $I_{in}$ ، از ترانزیستور به کنار گذر خازن – دیود منتقل می‌شود. وقتی خازن کاملاً از بار پر شد، باقیمانده انرژی الکترومغناطیسی القاگر در مقاومت تلف می‌شود. باید متذکر شد که هنگام انتخاب اسنابر باید تمام توپولوژی مبدل را مدنظر داشته باشید، چرا که اجزای دیگر مدارهای قدرت در عملکرد صحیح اسنابر می‌توانند نقش داشته باشند.



شکل (26-1)

### 1-20-2-بازیافت انرژی از اسنابرها

اسنابرهای حالت روشن و خاموش IGBT‌ها که در بخش قبل بررسی شد مسیر کلیدزنی را بهبود می‌بخشد و اتلافهای کلیدزنی را کاهش می‌دهند. ولی، انرژی ای که به طور موقت در اجزاء خازنی و القایی ذخیره شده، در مقاومت‌ها تلف می‌شود و بنابراین به هدر می‌رود.

## اینورتر و طراحی مدار آن

در مبدل‌های با توان و فرکانس بالا، مقدار انرژی هدر رفته در اسنابرها قابل ملاحظه است و موجب فشار آمدن به دستگاه خنک کننده و نیز کاهش بازده مبدل‌ها می‌شود. بنابراین، روش‌هایی به منظور بازیافت انرژی از اسنابرها و منتقل کردن آن به بار یا منبع تغذیه طراحی شده‌اند.

سیستمهای بازیافت انرژی می‌توانند فعال یا غیرفعال باشند. سیستم بازیافت فعال در واقع یک مبدل الکترونیک قدرت کمکی است. یک طرح نمونه برای بازیافت انرژی از خازن اسنابر در شکل (1-28) نشان داده شده است. به منظور کنترل ولتاژ خروجی  $V_o$ ، که ولتاژ دو سر یک بار جزء القایی است. ترانزیستور  $T$  به صورت PWM قطع و وصل می‌شود.

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 می‌شود.

مدار بازیافت انرژی از دیودهای  $D1$  و  $D2$ ، القاگر  $L$ ، و خازن  $C$  تشکیل می‌شود. در هنگام خاموش شدن، خازن اسنابر تا ولتاژ ورودی  $V_i$  (تغذیه) شارژ می‌شود. وقتی که ترانزیستور  $C_{sn}-L$ - $D$  روشن می‌شود، بار ذخیره شده در خازن به وسیله تشدید الکتریکی در مدار دیود  $D1-C-T$  به خازن  $C$  منتقل می‌شود. در خاموش شدن بعدی خازن  $C_{sn}$  دوباره شارژ می‌شود در حالی که بار خازن  $C$  از طریق دیود  $D2$  در بار تخلیه می‌شود. از آنجا که از مقاومت استفاده نشده است، بیشتر اسنابر توسط بار بازیافت و مصرف می‌شود.

در مبدل‌های توان بالای متشكل از GTO، از برشگرهای کمکی افزاینده ولتاژ، جهت انتقال انرژی از اسنابرها به منبع تغذیه استفاده می‌شود. برشگر افزاینده، یک مبدل dc به

PWM است که ولتاژ پالسی خروجی آن دارای دامنه قابل تنظیم و همواره بزرگتر از ولتاژ ورودی است.

## 21-1 - روش‌های PWM برای اینورتر ولتاژ

روش‌های مدوله سازی پهنانی پالس در اینورترهای ولتاژ برای کنترل ولتاژ یا جریان خروجی به کار می‌روند. در اینورترهای با ولتاژ کنترل شده، متغیرهای کنترل شده، فرکانس و دامنه مؤلفه اصلی ولتاژ خروجی هستند. بر عکس، در اینورترهای با جریان کنترل شده، جریان خروجی در یک حلقه بسته (پس خورد) کنترل می‌شود.

### 21-1-1 - روش‌های کنترل ولتاژ

روش‌های متعددی برای کنترل PWM اینورترهای ولتاژ با ولتاژ کنترل شده از سال‌ها قبل مطرح شده‌اند و بررسی دقیق آنها کار واقعاً مشکلی خواهد بود. بنابراین، در اینجا تنها تعدادی از متداول‌ترین روش‌ها را برای اینورترهای سه فاز شرح می‌دهیم. بیشتر این روش‌ها را می‌توان به سادگی برای اینورترهای تکفاز به کار برد. مشخصات مطلوب روش PWM

به صورت زیر هستند:

(1) 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 می‌شود.

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

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

## اینورتر و طراحی مدار آن

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

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

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

۳) داشتن دامنه های کم در هماهنگ 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 است. معمولاً مصالحه مناسبی بین موارد (۳) و (۴) که متناقض یکدیگرند، لازم است. همان طور که قبلًا 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 بر عکس روش های **PWM** مورد استفاده در صنعت به ترتیب زیر است:

- روش های **PWM** با استفاده از مقایسه با موج کامل
- روش های **PWM** با تابع مدوله کننده
- روش **PWM** با استفاده از بردار فضایی ولتاژ

## اینورتر و طراحی مدار آن

- روش **PWM** برنامه ریزی شده

### 2-21-1-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 عملی را با جریان های 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 پهنهای پالس به گونه ای مدوله می شوند که جریان های خروجی از شکل موج های 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:

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

(2) 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.

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

## اینورتر و طراحی مدار آن

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

۵) 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 روش ها، 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 سیستم های 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:

- کنترل پسماندی جریان

- کنترل جریان مبتنی بر مقایسه باتابع تبدیل شیب

- کنترل پیش بین جریان

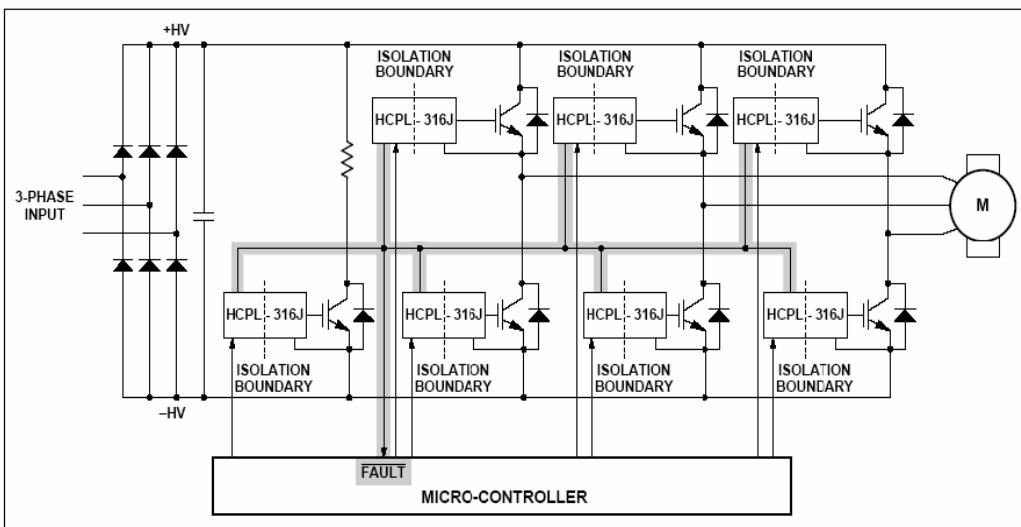
- کنترل خط جریان

## فصل 2 - عملکرد آی سی Hcpl-316j

### 2-1- تشریح اطلاعات آی سی Hcpl-316j

- مونتاژ
- انتقال محرک به IGBT ها و جریان کلکتور 150 آمپر و ولتاژ کلکتور امیتر 1200 ولت
- ایزوله کردن نوری در اهمیت فیدبک FAULT
- پکیج SO-16
- حداکثر سرعت سوئچینگ 500ns
- رنج عملکرد  $V_{cc}$  از 15 تا 30 ولت
- رنج دمای عملکردی از  $-40^{\circ}\text{C}$  تا  $+100^{\circ}\text{C}$  سانتیگراد
- راهنمای نرم IGBT

Fault Protected IGBT Gate Drive

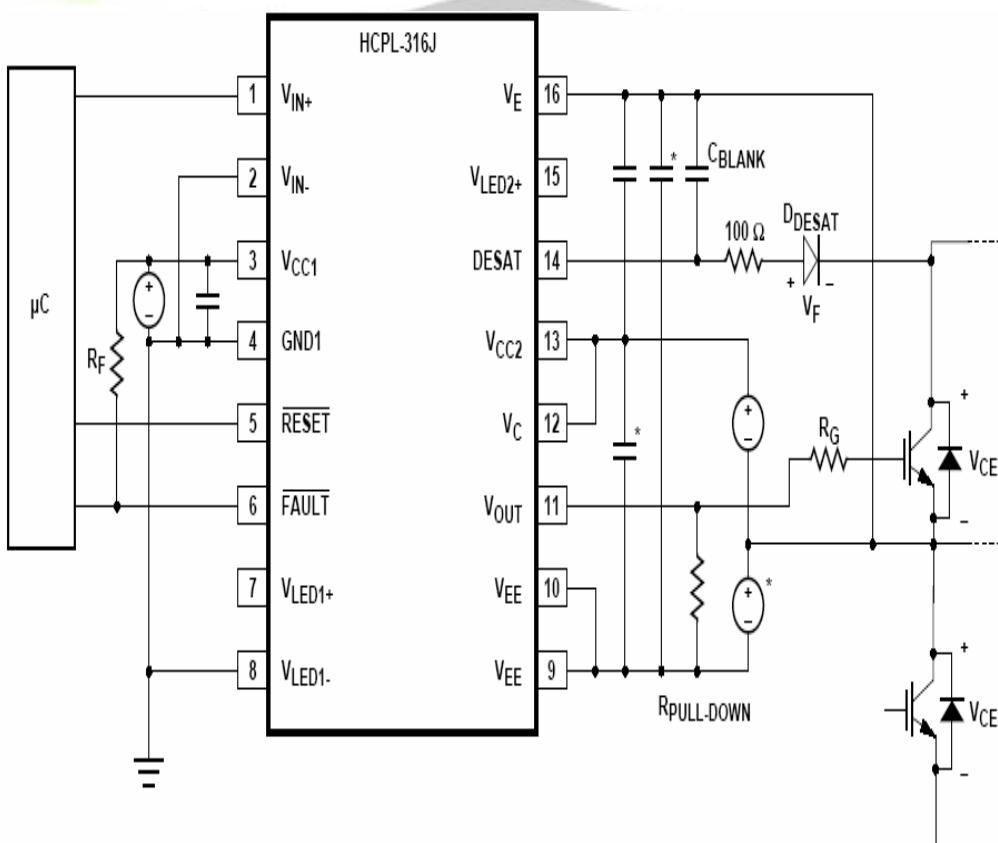


شکل (1-2)

یک اپتوكوپلر راه انداز 2 آمپر با مدار مجتمع ( $V_{CE}$ ) را آشکار و حالت **Fault** به صورت پیوسته فیدبک IGBT را برای محافظت  $V_{CE}$  بسازد و یک ابزار راحت مادی که اینمی طول کلمات مورد قبول بوده و نیازمند تنظیم است.

## 2-2- خرابی مدار نمونه رانشگر سویچ IGBT را محافظت می کند

یک HCPL-316J یک رانشگر سویچ هوشمندانه آسان مصرف است که محافظت خرابی های پیکرخوازی کاربر شناسایی  $V_{ce}$  یکپارچه حبس زیر ولتاژ (UVLO) خاموش شدن IGBT سبک و بازخورد خرابی مجزا حداکثر انعطاف پذیری و محافظت مدار طرح را مهیا می کند.



(2-2)

### 3-2-شرح عملیات در طول حالت خرابی

- پایانه DESAT ولتاژ  $V_{ce}$  IGBT را از طریق DESAT کنترل می کند.
- وقتی که ولتاژ در پایانه DESAT از هفت ولت فراتر می رود ولتاژ سویچ IGBT ( $V_{out}$ ) به آرامی پایین تر می آید.
- خروجی خرابی رو به پایین می گراید که از یک ریز کنترل کننده خرابی خبر می دهد.
- ریز کنترل کننده از جریان مناسب استفاده می کند.

(1-2) جدول

$V_{IN+}$	$V_{IN-}$	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

### 4-2-کنترل خارجی

خروجی ها از HCPL-316J به وسیله  $V_{in+}$ , UVLO و یک حالت IGBT.DESAT شناسائی شده کنترل می شوند.

همانطوری که در جدول نشان داده شده **HCPL-316J** می تواند به عنوان بکارگیری  $V_{in+}$  یا خروجی  $-V_{in}$  به ترتیب به طور معکوس کننده یا غیر معکوس کننده ترتیب داده شود وقتی که وضعیت معکوس کننده درخواست می شود  $V_{in+}$  باقیستی بالا نگه داشته شود و  $V_{in}$  تبدیل می شود. وقتی که یک وضعیت غیر معکوس کننده درخواست می شود،  $-V_{in}$  باقیستی پایین نگه داشته شود و  $V_{in+}$  تبدیل شود.

وقتی که **UVLO** فعال نیست  $(V_{out} - V_E) > V_{UVLO}$  رو به بالا می رود و حالت شناسائی و DESAT (پین 14) از IGBT منبع اصلی محافظه 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  $V_{UVLO} - 14/64V$  می شود. بنابراین شناسائی DESAT و حالتهای UVLO HCPL-316J تواماً کار می کند تا محافظه IGBT پایدار را تامین کند.

## 2-5- شرح مرور محصول

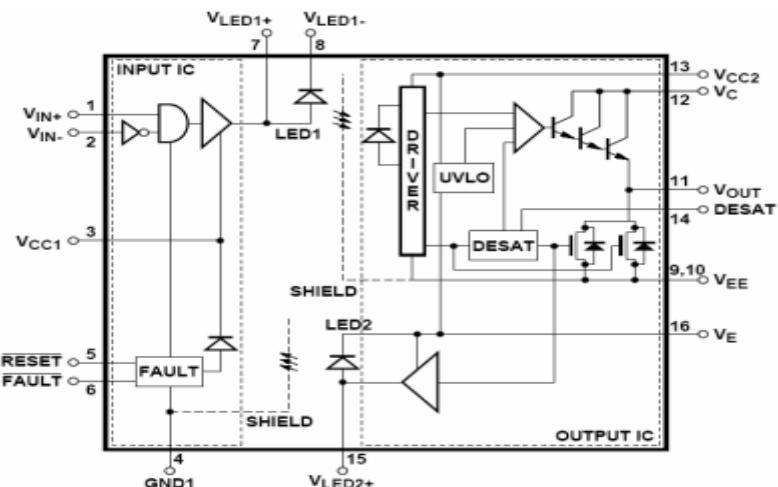
**HCPL-316J** یک طرح کنترل برق یکپارچه بالائی است که همه اجزای لازم برای یک مدار درایو سوئیچ IGBT مجزایی کامل همراه با بازخورد و محافظه خرابی داخل بسته SO-16 را یکپارچه می کند.

سطح 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 حدوداً 150 آمپر و 1200 ولت می راند را مجاز می داند.

## اینورتر و طراحی مدار آن

یک رابط نوری داخل با سرعت بالا تاخیرهای انتشار بین ریز کنترل کننده و IGBT را هنگام دانستن دو سیستم برای عمل کردن در ولتاژ حالت عادی خیلی بزرگ به حداقل می رساند.

فرقهایی که درایوهای موتور صنعتی و دیگر استعمال‌های برق متداول هستند یک IC خروجی محافظ موضعی را برای IGBT فراهم می‌کند تا از آسیب در طول جریانات باد جلوگیری می‌کند و یک رابط نوری ثانویه یک علامت بازخورد حالت خرابی کاملاً مجزا را برای ریز کنترل کننده مهیا می‌کند. یک ساخت در مدار محافظ ولتاژ ذخیره توقفگاه برق را کنترل می‌کند تا از IGBT که به وسیله ولتاژهای درایو سیویچ غیرمناسب به وجود می‌آید جلوگیری کند. این درایو سوییچ IGBT یکپارچگی طرح می‌شود تا عملکرد و اطمینان پذیری یک درایو موتور را بدون هزینه اندازه و پیچیدگی یک طرح مجزا اضافه کند.



شکل (3-2)

دو دیود دفع کننده نور و دو مدار یکپارچه در بسته SO-16 یکسان که مدار بندی کنترل ورودی را تهیه می‌کند جایگزین شد. توقفگاه برق خروجی و دو کanal نوری را فراهم می‌کند. IC بافر ورودی در یک فرایند دو قطبی طراحی می‌شود.

## اینورتر و طراحی مدار آن

هنگامی که **IC** شناسایی کننده خروجی طراحی می شود در یک ولتاژ بالا فرایند برق

**LED1** را تولید کرد. مسیر علامت نوری پیشین همانطوری که به وسیله **BICMOS/DMOS**

نشان داده می شود علامت کنترل سوئیچ را انتقال می دهد. مسیر چراغ نوری برگشت

همانطوری که توسط **LED2** نشان داده شده، چراغ بازخورد حالت خرابی را انتقال می دهد.

هر دوی کانالهای نوری کاملاً بوسیله **IC** ها به ترتیب خروجی ورودی کنترل می شوند که

مرز شفافیت جداسازی داخلی را برای ریز کننده ها می سازد. تحت عملیات عادی علامت

کنترل سوییچ ورودی به طور مستقیم سوییچ **IGBT** را در **IC** شناسایی کننده خروجی مجزا

کنترل می کند **LED2** باقی می ماند و یک بست خرابی در **IC** بافر ورودی غیرفعال می شود.

**IC** شناسایی کننده خروجی بلافارسله شروع به یک تسلسل **SHOT 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.

به طور همزمان این حالت خرابی به **IC** بافر ورودی از طریق **LED2** برگشت داده می شود

که بست خرابی ورودی کنترل سوئیچ را غیر فعال می کند و خروجی خرابی پایین فعال به

ریز کنترل کننده ها هشدار می دهد.

در طول روشن بودن برق خالت زیر حبس ولتاژ (**UVLO**) از کاربرد ولتاژ سوییچ غیر

مناسب برای **IGBT** به وسیله اعمال رفتار به خروجی پایین **HCPS316j** جلوگیری می کند.

وقتی که خروجی در حالت بالا است حالت شناسایی ( $V_{CE}$ ) از **DESAT** ( $V_{CE}$ ) شناسایی

**IGBT** را مهیا می کند. بنابراین **UVLO** و **DESAT** در رابطه با تهیه محافظ **IGBT** مداوم کار

می کند.

## 2-6- نکته ها

نکته اول: در رابطه با **UL1577** هر کدام از رابطه های دیداری برهان است که بوسیله درخواست یک ولتاژ آزمایش عایق بندی  $\text{vrms} \geq 4200$  برای یک ثانیه مورد آزمایش قرار گرفت. این آزمایش قبل از اینکه آزمایش ساخت 100٪ برای تخلیه نسبی (روش **b**) نشان داده شده در جدول مشخصات ویژه عایق بندی **VDE 0884** اگر اطلاق پذیر باشد اجرا می شود.

نکته دوم: ولتاژ مقاومت آنی ورودی و خروجی یک ولتاژ در 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.

نکته سوم: طرح یک طرح دو پایانه ای را مورد توجه قرار داد: پین های 8-1 با هم کوتاه شده و پین های 9-16 با هم کوتاه شده است.

نکته چهارم: برای انجام پراکندگی برق حداکثر مطلق پین های 4 و 9 و 10 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 دسترس بستگی به محیط کاربرد دارد.

## اینورتر و طراحی مدار آن

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.

نکته پنجم: پهنانی پالس ماکزیمم  $= 10\mu\text{s}$  و سیکل وظیفه حداکثر  $= 0/2$  درصد، این مقدار برای ترانزیستورهای جزئی برای طرحهای با حداقل  $2A=10$  بخش کاربردی برای جزئیات در اوج OII را ببینید، به طور خطی از  $3A$  در  $25^{\circ}\text{C}$  در  $+100^{\circ}\text{C}$  میزان می کرد. این جبران خسارت برای  $I_{OPEAK}$  به واسطه تغییرات در  $V_{OL}$  فوق حرارت افزایش یافت.

نکته ششم: این ذخیره انتخابی است که فقط وقتی که درایو سوییچ منفی اجرا می شود مورد نیاز است.

نکته هفتم: پهنانی پالس حداکثر  $= 50 \mu\text{s}$  و سیکل کارایی حداقل  $= 0.5\%$  است.

نکته هشتم: تخلیه سوییچ IGBT آهسته را در طول بخش حالت خرابی در نکته های کاربردهای در آخر این برگه اطلاعات برای جزئیات بیشتر ببینید.

نکته نهم: پانزده ولت ولتاژ ذخیره مثبت عمل کننده حداقل را پیشنهاد میکند  $\rightarrow (V_E V_{CC2})$  تا حاشیه کافی بیش از آستانه  $+V_{UVLO}$  حداقل از 13/5 ولت را تامین می کند. برای آزمایش ولتاژ خروجی سطح بالا  $V_{OII}$  به  $V_{CC}$  نزدیک خواهد شد. پهنانی پالس حداکثر  $1\text{ms}$  و سیکل کارائی حداکثر  $20\%$  می باشد.

نکته دهم: وقتی که  $V_{OUT} > V_{UVLO}$  مجاز دانسته می شود تا رو به بالا رود ( $V_E > V_{OUT}$ ) حالت شناسائی DESAT از HCPL-316J منبع اولیه از محافظ IGBT خواهد شد.

## اینورتر و طراحی مدار آن

UVLO نیاز می شود تا DESAT عملکردی را تامین کند. وقتی که  $V_{UVLO} + > 11.6$  باشد

عمل باقی خواهد ماند تا اینکه  $V_{UVLO} - > 12/4V$  شود. بنابراین شناسائی DESAT و

حالتهای HCPL-316j, UVLO IGBT مداوم کار می کند.

نکته یازدهم: بخش کنترل زمان خالی را که نکته های کاربردها در آخر این دیتا شیت

برای توضیح بیشتر ببینید.

نکته دوازدهم: این مسیر افزایش دهنده یا رو مثبت رونده از  $V_E - V_{CC2}$  است.

نکته سیزدهم: این کاهش دهنده  $V_{CC2} - V_E$  است.

نکته چهاردهم: این حالت بار سوئیچ یک IGBT 1200V 75Amp نزدیک است.

نکته پانزدهم: پرآکندگی پهنهای پالس PWD به عنوان برای هر واحد داده شده تعریف می

شود.

نکته شانزدهم: همانطوری که از × برای × اندازه گیری شد.

نکته هفدهم: فرق بین × بین هر دو بخش‌های × تحت حالتهای آزمایش یکسان است.

نکته هیجدهم: وابستگی ولتاژ ذخیره است.

نکته نوزدهم: این یک مقدار زمان از وقتی که آستانه × تجاوز می کند، است تا اینکه

خروجی خرابی رو به پایین است.

نکته بیستم: این مقدار زمان که آستانه × بایستی قبل از اینکه × شروع به رفتن پایین

کند فراتر رود و خروجی خرابی رو به پایین گراید.

## اینورتر و طراحی مدار آن

نکته بیست و یکم: این مقدار زمان است از وقتی که  $\times$  پایین است تا اینکه خروجی خرابی رو به بالا می‌رود. مشخصات حداقل  $\times$  پهنانی پالس چراغ خرابی حداقل تضمین شده است وقتی که  $\times$  برای اندازه گیری خودکار ترتیب داده می‌شود. بخش راه اندازی خودکار را در نکته‌های عملکردی در پایان این دیتاشیت برای جزئیات بیشتر ببینید.

نکته بیست و دوم: مصونیت ناپایدار حالت متداول در حالت بالا حداکثر تحمل پذیری  $\times$  از پالس حالت عادی یعنی  $\times$  است تا اطمینان دهد که خروجی در حالت بالا باقی خواهد ماند. یک مقاومت  $\times$  در حالت شناسائی خرابی نیاز می‌شود.

نکته بیست و سوم: مصونیت ناپایدار حالت متداول در حالت پایین تحمل پذیری حداکثر  $\times$  از پالس حالت عادی یعنی  $\times$  است تا اطمینان دهد که خروجی در یک حالت پایین باقی خواهد ماند.

نکته بیست و چهارم: در طول خرابی یا جریان تخلیه خازن خالی جریان  $\times$  نمی‌شود. نکته بیست و پنجم: برای چفت ولتاژ خروجی در  $\times$  یک مقاومت بین خروجی و  $\times$  پیشنهاد می‌شود تا یک جریان ثابت 650 را هنگامی که خروجی بالاست جایگزین کند. خروجی مقاومت در نکته‌های کاربردی در پایان این دیتاشیت ببینید اگر یک مقاومت خروجی استفاده نمی‌شود.

نکته بیست و ششم: در کاربردهای  $\times$  نخست (قبل از  $\times$ ) برق روشن و آخر بعد از  $\times$  برق خاموش خواهد شد. این مطلوب است برای تعیین کنترل سوئیچ IGBT در کاربردهای که  $\times$  نخست برق روشن می‌شود، مهم است تا اینکه اطمینان دهیم  $\times$  پایین باقی می‌ماند

## اینورتر و طراحی مدار آن

تا اینکه × به ولتاژ عملکردی خوبی می‌رسد (حداقل 4/5 ولت) تا از هر پایداری آن در خروجی را در طول بالا روشن یا پایین آمدن × اجتناب کند.

نکته بیست و هفتم: مقاومت خروجی پیشنهادی بین × هر یک از جریان خروجی را وقتی که × است موجب نمی‌شود.

### 7-2-درخواست نمونه یا عملکرد نمونه

#### 7-1-معرفی شناسائی و محافظت خرابی

مرحله برق یک معکوس کننده سه مرحله نمونه باری چندین نوع از نقص‌ها مناسب است که بیشتر آن بطور بالقوه برای IGBT‌های برق مخرب هستند. این نقص‌ها می‌توانند 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 نقص علامت به واسطه اشتباہات محاسبه یا پارازیت زیاد پر کردن وضعیتها که بوسیله بار موجب می‌شود و نقص جزئی در مدار بندی درایو سوئیچ تحت هر کدام از این وضعیتها خرابی به طور رایج در IGBT‌ها می‌تواند به سرعت افزایش یابد که سبب پراکندگی برق اضافی و همچنین شدت آن می‌شود IGBT‌ها آسیب می‌بینند.

وقتی که بار رایج به جریان اشباع طرح و کلکتور نزدیک می‌شود برای ولتاژ فرستنده که بیش از سطح ولتاژ اشباع بلند می‌شود پراکندگی برق اضافه شده شدید خیلی سریع از طریق برق بیش از حد گرم می‌شود و آن را از بین می‌برد. برای جلوگیری کردن از صدمه برای درایو محافظت خرابی بایستی انجام شود تا کاهش دهد یا فوق جریان‌ها را در طول یک

## اینورتر و طراحی مدار آن

خرابی خاموش کند. یک بسته بودن و شناسائی 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 ایجاد بالای طرحی محدود شده است. حالت های که این مدار بایستی داشته باشد سرعت بالا، هزینه پایین، تجزیه پایین، پراکندگی برق پایین و اندازه کوچک هستند.

### 2-8-اطلاعات درخواسته

×

این معیارها را بوسیله ترکیب یک درایو سرعت بالا، جریان خروجی بالا. انزوای نوری ولتاژ بالا بین خروجی و ورودی بسته بودن و شناسائی غیر اشباع IGBT موضعی و یک علامت بازخورد حالت خرابی منزوی نوری در یک بسته مسطح 16 پینی یکپارچه جبران می شود.

روش شناسائی 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 سوئیچ به آهستگی جریان IGBT مدار کوتاه بالا را کاهش می دهد تا از آسیب اسپایکهای ولتاژ جلوگیری کند. قبل از اینکه انرژی پراکنده شده بتواند به سطوح مخرب برسد IGBT خاموش می شود. در طول مدت حالت خاموش IGBT مدارات شناسائی خرابی به آسانی غیرفعال می شود تا از علائم خرابی نادرست جلوگیری کند.

طرح محافظت دیگر از اندازه گیری جریان IGBT برای جلوگیری غیر اشباع کی 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 یه 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 محافظت نیاز می شود تا IGBT را محافظت کند.

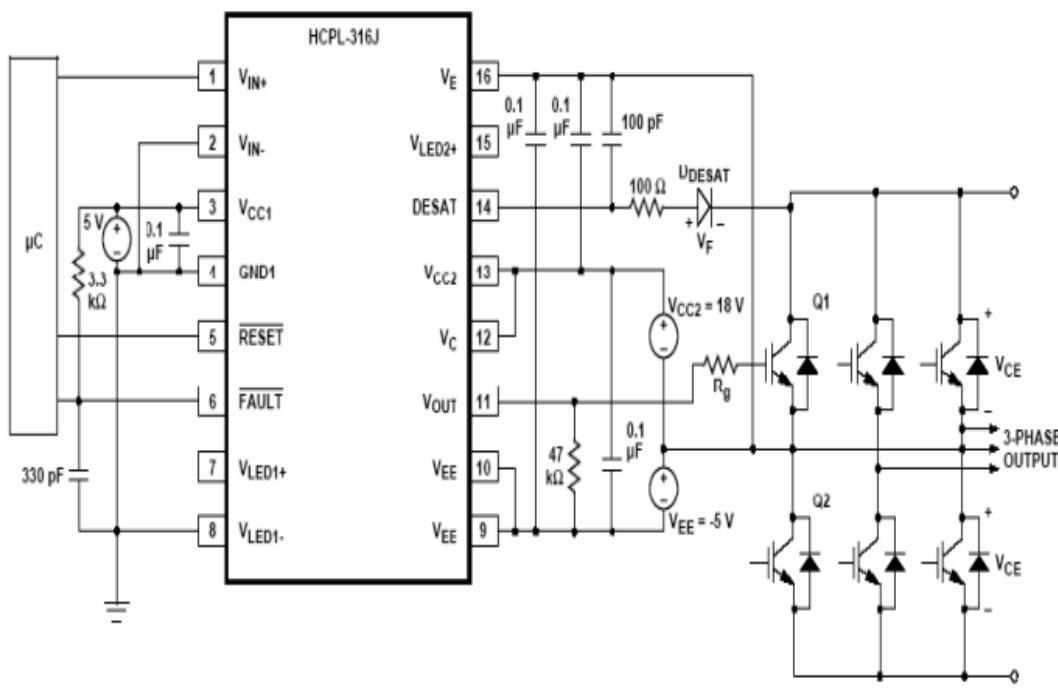
## 2-8-1- مدار درخواست پیشنهادی

HCPL-316J هر دوی خروجی های کنترل سوئیچ معکوس کننده و غیر معکوس کننده و

یک خروجی کلکتور باز مناسب برای درخواستهای 'OR' سیم کشی شده دارد. مولد کاربردی پیشنهادی که در شکل (2-4) نشان داده شده یک کاربرد اجرائی درایو سوئیچ HCPL-316J را مثل 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 (10Ω) به کار گرفته می شود تا جریان شارژ سوئیچ را محدود کند. خروجی خرابی کلکتور باز یک مقاومت بالای 3/3 Ω کنش پذیر و یک خازن فیلتردار BDPF 3 دارد.

یک مقاومت پایین **KA47** در  $V_{OUT}$  47 در یک ولتاژ خروجی سطح بالا قابل پیش بینی تری  $V_{IN}$  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.



## شكل (4-2): توصيف عملکرد زمانی

در (شکل 2-4) در زیر نمایش داده شده است، شکل موج ورودی خروجی تحت شرایط نرمال و تحت شرایط نا صحیح اشباع و رفتار نرمال reset شود.

-9- توصیف عملکرد زمانی

۱-۹-۲-عملکرد زمان

در طول عملکرد زمان ولتاژ  $V_{oat}$  آی سی **Hcpl-316j** با  $V_{in} +$  یا  $-V_{in}$  کنترل می شود و یا کنترل کننده **IGBT** به ایست ولتاژ و استه به **DESAT** خواهد بود. خروجی خطای

## اینورتر و طراحی مدار آن

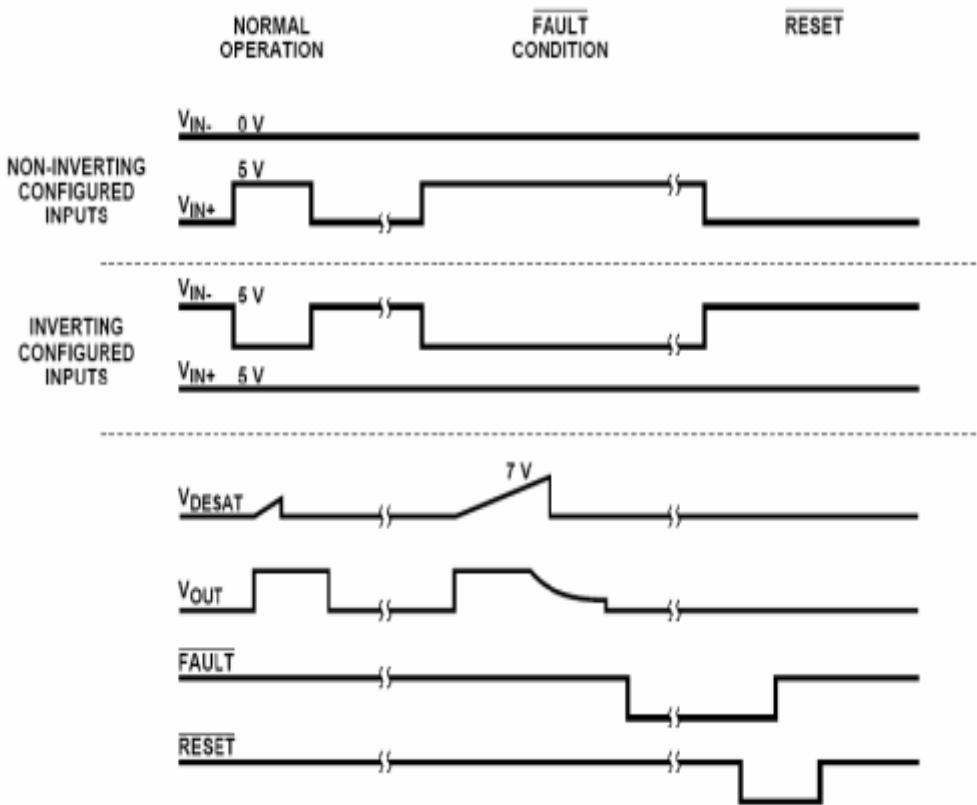
در وضعیت بالا (یک منطقی) تو همچنین پایه ورودی **Reset** نیز باید در وضعیت بالا (یک منطقی) نگاه داشته شود.

### 2-9-2-وضعیت غیر صحیح

وقتی که ولتاژ پایه **DESAT** از 7 ولت تجاوز می کند مادامی که **IGBT** در حالت **on** است **V<sub>ot</sub>** + تدریجی پایین آورده می شود به منظور تست حالت **IGBT** تا **Softly** را خاموش کرده و از نرخ زیاد ولتاژ القایی  $\delta i/dt$  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.

### 3-9-2-بازنشانی

خروجی **FAULT** پایین باقی می ماند تا **RESET** پایین آورده شود که (شکل 2-4) را ببینید مادامی که پایه **Reset** کم شود پایه های ورودی باید در یک حالتی برای سطح پایین خروجی باشد ( $V_{in} +$  پایین باشد یا  $-V_{in}$  بالا باشد) که ممکن است با نرم افزار کنترل شود *i.e.* در میکرو کنترلر).



شکل (5-2)

## 10-2- تخلیه سوئیچ IGBT آهسته در طول حالت خرابی

وقتی که یک خرابی غیر اشباع شناسائی 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 افتاد کند که در آن زمان طرح خرابی زرگ سوئیچ

بست می کند.

## 11-2 - زمان خالی شناسائی خرابی ×

مدار بندی شناسائی خرابی **DESAT** با استی برای یک دوره زمانی کوتاه بدنبال روشن بودن **IGBT** غیرفعال 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 ( $C_{BLANK}$ ) ولتاژ آستانه خرابی ( $V_{DESAT}$ ) و جریان شارژ  $I_{CHG}$  همانطوری که  $t_{BLANK} = C_{BLANK} \times V_{DESAT} / I_{CHG}$  است محاسبه می شود زمان خالی عددی با خازن  $100\text{pF} \times 7\text{v} / 250\mu\text{A} = 100\text{pF}$  پیشنهاد شده  $= 2/8\mu\text{sec}$  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 ان برای **HCPL-316J** به طول خواهد انجامید ارائه می دهد که به یک حالت خرابی × پاسخ دهد.

اگر **IGBT** روشن شود هنگامی که کلکتور و فرستنده برای ریلهای ذخیره کوتاه می شوند باز و 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 ریل های ذخیره بعد از این که **IGBT** از قبل روشن شود زمان پاسخ بسیار سریع تر به واسطه ظرفیت خازن موزی دیود خواهد شد. خازن پیشنهادی باید خالی کردن مناسب و زمان های پاسخ خراب را برای اکثر درخواست ها مهیا کند.

## 12-2 - حبس ولتاژ

حالت حبس زیر ولتاژ **HCPL-316J** طراحی می شود تا از کاربرد ولتاژ سوئیچ نامناسب

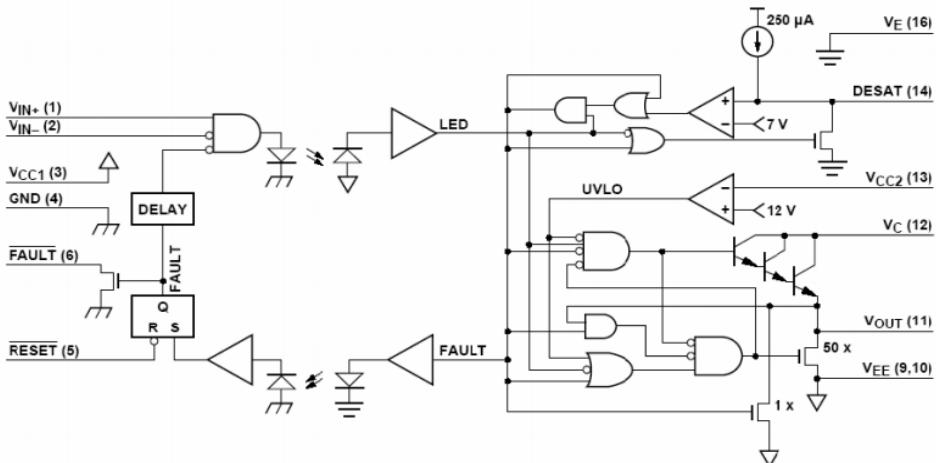
برای **IGBT** به وسیله خروجی **HCPL-316J** پایین جلوگیری کند. **IGBT** ها ولتاژهای سوئیچ 15 ولتی را نیاز دارد تا ولتاژ  $V_{CE} = 10N$  میزان شده آنها انجام شود. ولتاژهای نمونه زیر 13 ولت نوعاً به طور نمایش ولتاژ روشن آنها مخصوصاً در جریانهای بالاتر افزایش می یابد.

در بسیاری از ولتاژهای سوئیچ پایین (زیر 10 ولت)، **IGBT** ممکن است در یک ناحیه خطی عمل کند یعنی از حد گرم شود. عمل کند و 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 **UVLO** 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 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 شناسائی خرابی **UVLO** و **DESAT** با هم کار می کنند تا محافظ بی درز را بدون توجه به ولتاژ ذخیره ( $V_{CC2}$ ) مهیا کند.

## 13-2 - نمودار مدار عملکردی

عملکرد اصلی **HCPL-316J** بوسیله دیاگرام منطقی شکل (6-4) ارائه می شود که بطور کامل فعل و انفعال و تسلسل علائم داخلی و خارجی در **HCPL-316J** را شرح می دهد.



شکل (6-2)

### IC-13-2 ورودی

در حالت معمولی هیچ حالت خرابی خروجی شناسائی نشده است و حالت پایین بست خرابی به علائم ورودی اجزه 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 هر دو 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.

### IC-13-2 خروجی

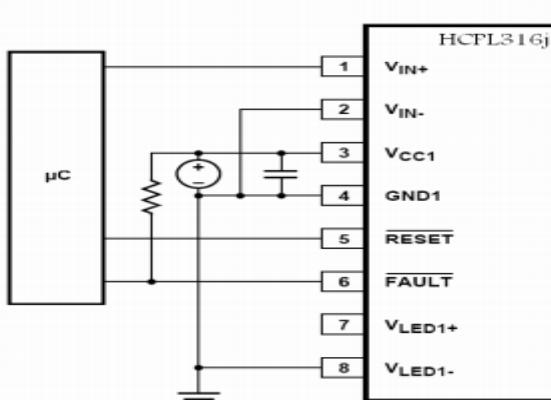
سه علامت داخلی حالت خارج درایور را کنترل می کند. حالت علامت UVLO و علائم خرابی. اگر هیچ خرابی در کلکتور IGBT شناسائی نشود و ولتاژ ذخیره بالاتر از مدخل UVLO شود علامت LED حالت خروجی درایور را کنترل خواهد کرد.

منطق درایور شامل یک هم چفتی می شود تا اینکه طرح های 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.

## -14-2 SHUT DOWN موضعی، راه اندازی موضعی

همانطوری که در شکل (2-7) نشان داده شده خروجی خرابی هر کدام از درایور سوئیچ **HCPL-316J** به طور جداگانه بر شمرده می شوند و خطوط راه اندازی خاص به طور مستقل پایین تصریح می شود تا کنترل کننده موتور را بعد از حالت خرابی راه اندازی کند.



(7-2)

## راه اندازی کلی، SHUT DOWN کلی - 15-2

همان طوری که در شکل (8-2) 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 درایوهای فوق العاده با

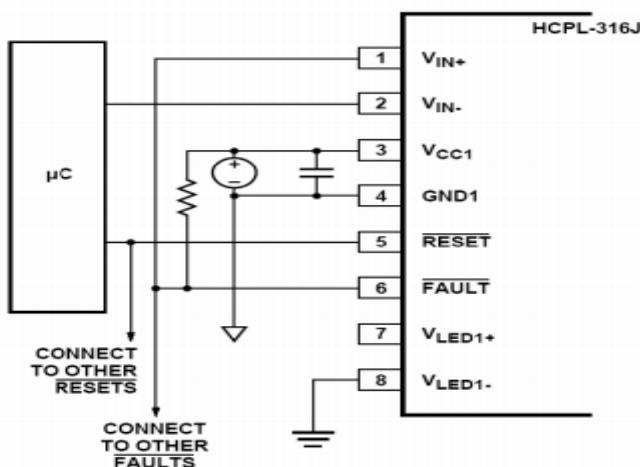
اطمینان بالا خروجی های خرابی کلکتور هر کدام از  $\times$  می تواند با هم در یک رابط خرابی

معمولی که یک رابط خرابی یکپارچه را برای همکنش گر کردن مستقیم برای میکروکنترلر

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 افکنندی بیشتر محافظت مهیا می کند.



شکل (8-2)

## راه اندازی خودکار - 16-2

همانطوری که در شکل (9-2) نشان داده شده، وقتی که خروجی  $V_{IN}$  معکوس کننده

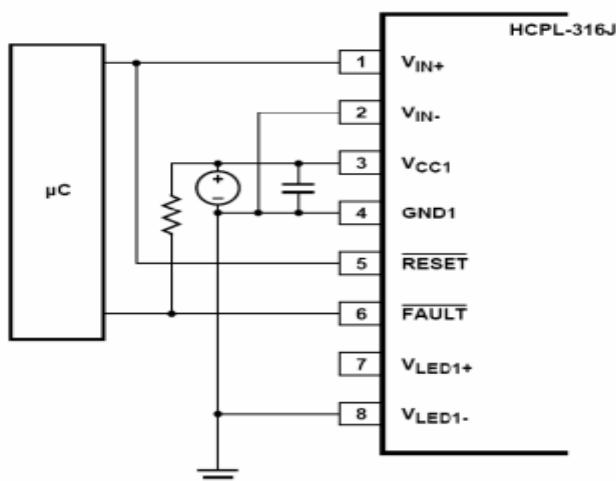
(به ترتیب غیر معکوس کننده) وصل می شود، HCPL-316J می تواند ترتیب داده شود تا به

## اینورتر و طراحی مدار آن

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 می‌شود تا خرابی 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 می‌ماند 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 می‌رود راه اندازی شود.

این ترتیب **IGBT** را در یک پایه حرفه‌ای حفظ می‌کند و به طور خودکار قبل از اینکه بعدی در چرخه قرار گیرد راه اندازی می‌شود. خروجی‌های خرابی می‌تواند 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 نمی‌شود. وقتی که **J316J** برای راه اندازی خودکار ترتیب داده می‌شود، پهنهای پالس چراغ خرابی حداقل تضمین شده  $3\mu s$  است.



شکل (9-2)

## مراجع

- (1) الکترونیک قدرت، تألیف: پروفسور محمد رشید، 1945
- (2) الکترونیک صنعتی، تألیف: پروفسور سیربل لندر، 1982
- (3) الکترونیک قدرت و کنترل ماشینهای الکتریکی AC، تألیف: بوس بیمال، 1978
- (4) الکترونیک قدرت، تألیف: آندره ترژینا ولوفسکی، 1998
- (5) اینترنت



برای خرید فایل **word** این پروژه اینجا کلیک کنید.

(شماره پروژه = 188)

شماره جهت ارسال پیام : 09354634650

09355405986