



دانشگاه آزاد اسلامی  
واحدتهران جنوب

عنوان پروژه:

# بررسی آثار کنترل دور موتورهای بزرگ نیروگاهی

استاد:

جناب آقای مهندس سرپاک

تهیه کننده:

مهدی سلیمیان

۸۱۱۲۵۱۱۰۲۱

زمستان ۱۳۸۵

## با سمه تعالی

- ✓ فصل اول : روشهای کنترل سرعت و گشتاور موتورهای القایی
- ✓ فصل دوم : روشهای PWM در کنترل دور موتور آسنکرون
- ✓ فصل سوم : مشخصات کلی و بلوک دیاگرام سیستم
- ✓ فصل چهارم: نحوه کنترل
- ✓ فصل پنجم : نرم افزار سیستم

## فصل اول :

# روشهای کنترل سرعت و گشتاور موتورهای القایی

(۱-۱) روشهای کنترل سرعت و گشتاور موتورهای القایی سه فاز :

سرعت و گشتاور موتورهای القایی به یکی از روشهای زیر قابل تغییر است :

- ۱- کنترل ولتاژ استاتور
- ۲- کنترل ولتاژ رتور
- ۳- کنترل فرکانس
- ۴- کنترل ولتاژ استاتور و فرکانس
- ۵- کنترل جریان استاتور
- ۶- کنترل ولتاژ ، جریان و فرکانس

۱- کنترل ولتاژ استاتور :

۲- معادله (۱-۱) نشان می دهد که گشتاور ، متناسب با مجذور ولتاژ استاتور است و کاهش ولتاژ استاتور کاهش سرعت را در پی دارد . اگر ولتاژ ترمینال به  $bV_s$  برسد ، معادله

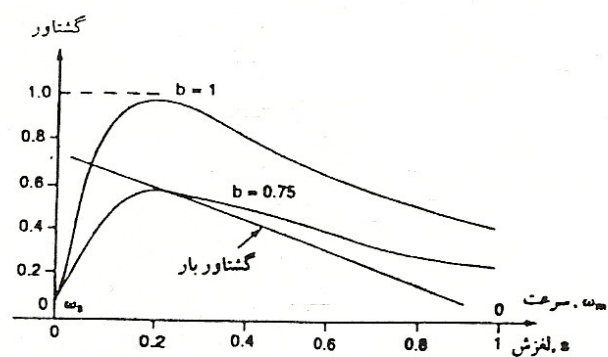
(۲-۱) گشتاور تولیدی را بصورت زیر می دهد . که در آن  $b < 1$

$$T_d = \frac{3R_r V_s^2}{S \omega_s \left[ \left( R_s + \frac{R_r}{S} \right) + (X_s + X_r) \right]^2} \quad (1-1)$$

$$T_d = \frac{3R_r (bV_s)^2}{S \omega_s \left[ \left( R_s + \frac{R_r}{S} \right) + (X_s + X_r) \right]^2} \quad (1-2)$$

شکل (۱-۱) مشخصات گشتاور – سرعت را برای مقادیر مختلف  $b$  نشان می دهد . نقاط تلاقی باخط بار پایدار را نشان می دهد . در هر مدار مغناطیسی ، ولتاژ القاء شده متناسب باشار و فرکانس است و مقدار مؤثر شار فاصله هوایی بصورت زیر بیان می شود :

$$V_a = b \cdot V_s = K_m \omega \Phi \quad \Phi = \frac{V_a}{K_m \cdot \omega} = \frac{b \cdot V_s}{K_m \cdot \omega} \quad (1-3)$$



شکل (۱-۱)

که  $K_m$  یک ثابت است و به تعداد حلقه های سیم پیچ استاتور بستگی دارد. با کاهش ولتاژ استاتور، شار فاصله هوایی و گشتاور نیز کاهش می یابند. در ولتاژ پایین تر، جریان در لغزش  $S_a=1/3$  حداکثر می شود. محدوده کنترل سرعت، به لغزش حداکثر گشتاور  $S_m$  بستگی دارد. برای موتور با لغزش پایین، محدوده تغییرات سرعت بسیار کم است. این نوع کنترل ولتاژ برای بارهایی با گشتاور ثابت مناسب نبوده و معمولاً برای کاربردهایی که گشتاور راه اندازی پایین و محدوده باریکی برای سرعت در لغزش های نسبتاً پایین لازم دارند استفاده می شوند. ولتاژ استاتور می تواند توسط (۱) کنترل کننده ولتاژ  $AC$  سه فاز (۲) اینورترهای با منبع ولتاژ  $dc$  متغییر سه فاز و (۳) اینورترهای  $PWM$  سه فاز تغییر کند. با وجود این بعلت محدوده سرعت کم، از کنترل کننده های ولتاژ  $AC$  برای کنترل ولتاژ  $AC$  برای کنترل ولتاژ استفاده می شود. کنترل کننده های ولتاژ  $AC$  بسیار ساده اند. با وجود این، هارمونیهای زیاد، و ضریب قدرت ورودی آنها کم است، آنها اساساً در کار بردهای با قدرت کم مثل دمنده ها، پنکه ها و پمپ گریز از مرکز، که گشتاور راه اندازی کمی نیاز دارند استفاده می شوند. آنها برای موتورهای القایی با قدرت راه اندازی زیاد نیز بکار می روند تا جریان یورشی را کاهش دهند.

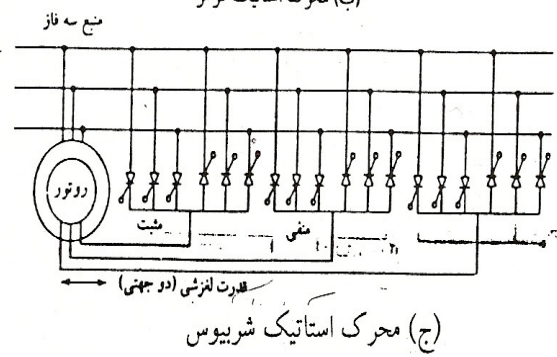
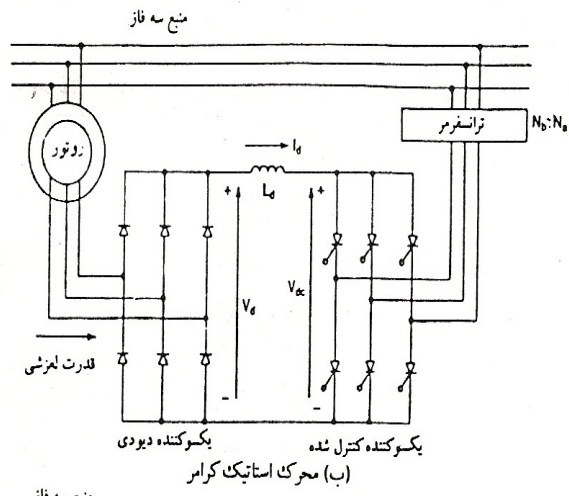
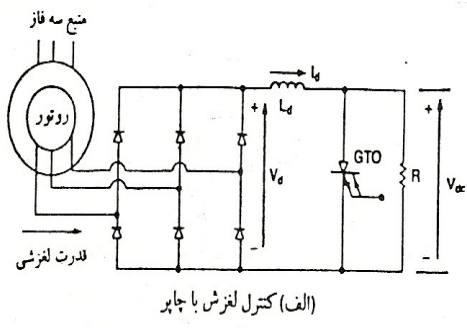
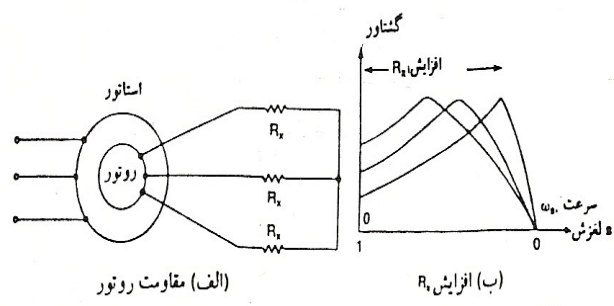
## ۲- کنترل ولتاژ رتور :

در موتورهای بارتور سیم پیچی شده، مقاومت سه فاز خروجی به رینگ های موتور مانند شکل (۱-۲ الف) متصل می شود. گشتاور تولیدی با تغییر مقاومت  $R_x$  تغییر می کند. اگر  $R_x$  به سیم پیچی استاتور ارجاع شود و به  $R_r$  اضافه گردد. از رابطه (۱-۱) برای تعیین گشتاور تولیدی می توان استفاده کرد. مشخصات گشتاور - سرعت برای مقادیر مختلف مقاومت رتور در شکل (۱-۲ ب) نشان داده شده است. این روش باعث افزایش گشتاور راه اندازی و کاهش

جریان راه اندازی می شود . باوجود این ، روش مذکور ناکافی است ، و اگر مقاومت‌های مدار رتور برابر نباشد ، ولتاژها و جریانهای غیر متقارن خواهد شد . مقاومت‌های سه فاز را می توان با یکسو کننده های دیودی سه فاز و یک چاپر مانند شکل (۱-۳ الف) تعویض کرد که در آن GTO بعنوان کلید چاپر کار می کند . سلف  $L_d$  مانند منبع جریان  $I_d$  عمل کرده و چاپر مقاومت مؤثر را تغییر می دهد و مقدار آن از معادله (۱-۴) زیر بدست می آید :

$$R_e = R(1-K) \quad (1-4)$$

که  $K$  سیکل کار چاپر است . سرعت با تغییر سیکل کار کنترل می شود . با جایگزین کردن یک کنورتر تمام موج سه فاز مانند شکل (۱-۳ ب) به جای چاپر و مقاومت  $R$  می توان قدرت لغزشی در مدار رتور را به منبع بازگرداند . کنورتر در وضعیت معکوس در محدوده زاویه تاخیر  $\frac{\pi}{2} \leq a \leq \pi$  کار می کند که باعث برگشت انرژی به منبع می شود . تغییر زاویه باعث عبور توان و کنترل سرعت می شود . این نوع محرک به محرک استاتیک کرامر موسوم است . با جایگزین کردن کنورتر دوتایی سه فاز بجای یکسو کننده ها پل مانند شکل (۱-۳ ج) قدرت لغزشی در هر دو جهت عبور کرده است و این محرک بکار می روند . در این مصارف محدوده کنترل سرعت کم مورد نیاز است . از آنجا که موتور مستقیماً به منبع متصل است ، ضریب قدرت این محرکها عموماً بالا است .



شکلهای (۱-۲) و (۱-۳)

### ۳- کنترل فرکانس :

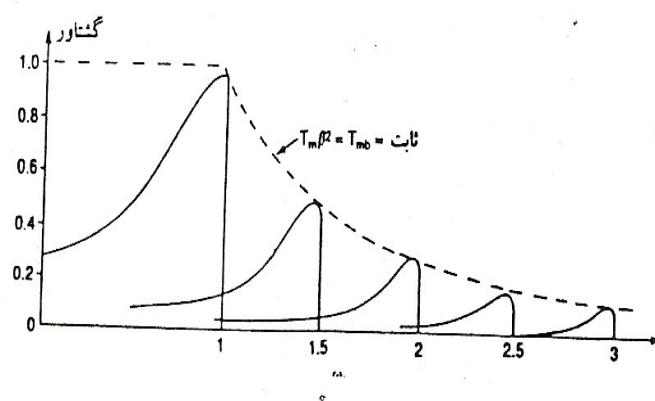
گشتاور و سرعت موتورهای القایی با تغییر فرکانس منبع قابل کنترل است . از معادله (۱-۳) دیده می شود که در هر ولتاژ و فرکانس نامی ، شار مقدار نامی خود را دارد . اگر ولتاژ در مقدار نامی خود ثابت باشد و فرکانس از مقدار نامی کمتر شود، شار نیز افزایش خواهد یافت . این پدیده سبب اشباع شار فاصله هوایی شده و لذا پارامترهای موتور برای تعیین گشتاور - سرعت نمی تواند مناسب باشد . در فرکانس کم ، را کتانس کاهش یافته و باعث بالا رفتن جریان می شود . این نوع کنترل فرکانس معمولاً در عمل استفاده نمی شود . اگر فرکانس بیشتر از مقدار نامی شود ، شار و گشتاور هر دو کاهش می یابند . اگر سرعت سنکرون که متناظر با فرکانس نامی است را سرعت مبنا ( $\omega_b$ )، سرعت سنکرون در فرکانس دیگر برابر است با :

$$\omega_s = B \cdot \omega_b$$

(۱-۵)

$$S = \frac{B \cdot \omega_b - \omega}{B \cdot \omega_b}$$

$$T_d = \frac{3R_r V_r^2}{SB \omega_b [(R_s + R_r/S) + (B X_s + B X_r)]} \quad (1-6)$$



شکل (۲-۴)

### ۴- کنترل ولتاژ و فرکانس :



اگر نسبت ولتاژ به فرکانس ثابت باشد ، شار ثابت خواهد بود . حداکثر گشتاور که مستقل از فرکانس است تقریباً ثابت است . در فرکانس پایین ، بعلافت ولتاژ امپدانس استاتور ، شار فاصله هوایی کاهش یافته و لذا برای حفظ گشتاور ولتاژ باید زیاد باشد . این نوع کنترل به کنترل ولت بر هرتز موسوم است (V/F)

$$\omega_s = B \cdot \omega_b$$

$$\frac{v_a}{\omega_s} = d$$

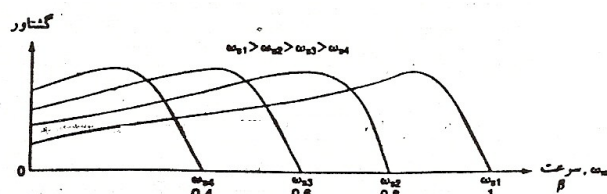
( ۱-۷ )

$$T_d = \frac{3R_r d^2 \omega_b (B\omega_b - \omega_m)}{\omega_b^2 (R_s + R_r)^2 + [(B\omega_b - \omega_m)(X_s + X_r)]^2}$$

لغزش در حداکثر گشتاور برابر است با :

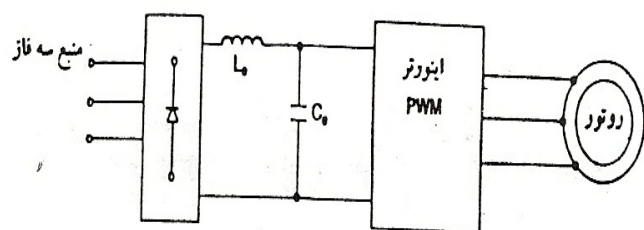
$$S_M = \frac{R_r}{[R_s^2 + B^2 (X_s + X_r)^2]^{\frac{1}{2}}} \quad (1-8)$$

مشخصات گشتاور - سرعت در شکل (۱-۵) دیده می شود . با کاهش فرکانس ، B کم شده و لغزش حداکثر گشتاور زیاد می شود . برای یک گشتاور معلوم ، سرعت با تغییر فرکانس می تواند کنترل شود . بنابراین با تغییر ولتاژ و فرکانس می توان گشتاور و سرعت را کنترل کرد . معمولاً گشتاور ثابت است و سرعت تغییر می کند . ولتاژ با فرکانس متغیر را می توان از یک اینورتر یا سیلکو کنورتر سه فاز بدست آورد . سیلکو کنورترها در قدرتهای خیلی زیاد ( مثل لوکوموتیو و سیمان مخلوط کن ) بکار می رود و فرکانس مورد نیاز یک دوم یا یک سوم فرکانس منبع است .

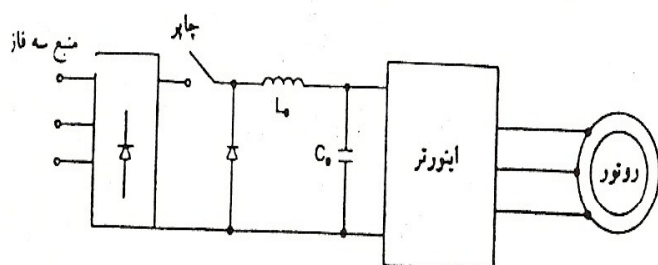


شکل (۱-۵) مشخصات گشتاور - سرعت برای کنترل ولت بر هرتز

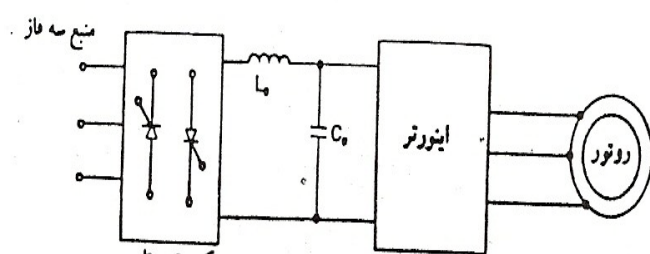
مداری که ولتاژ متغیر و فرکانس متغیر بدهد در شکل (۱-۶) دیده می شود. در شکل (۱-۶ الف) ولتاژ dc ثابت بوده و اینورتر به روش PWM ولتاژ و فرکانس خروجی را تغییر می دهد. بعلت وجود یکسو کننده های دیودی عمل احیایی ممکن نیست و اینورتر باعث تولید هارمونیکهایی در منبع ac می شود. در شکل (۱-۶ ب) یک چابز، ولتاژ dc توسط کنورتر دوتایی تغییر کرده و فرکانس توسط اینورتر کنترل می شود. در این مدار، احیاء ممکن است، با وجود این ضریب قدرت ورودی کنورتر مخصوصا در زاویه تاخیر بالا، خواهد بود.



(الف) محرک اینورتری با dc و PWM ثابت



(ب) اینورتر و dc متغیر



(ج) dc متغیر از اینورتر و کنورتر دوتایی

شکل (۱-۶) محرک موتورهای القایی با منبع ولتاژ

۵- کنترل جریان :

گشتاور موتورهای القایی با تغییر جریان رتور قابل کنترل است. در اینجا جریان ورودی، که امکان دسترسی به آن وجود دارد بجای جریان رتور تغییر می کند. برای جریان ورودی ثابت، جریان رتور به مقادیر نسبی امپیرانس مغناطیسی و امپدانسهای مدار رتور بستگی دارد.

(۱-۹)

$$I_r = \frac{jX_m I_i}{(R_s + R_r/S) + j(X_m + X_s + X_r)} = I_r \angle \theta$$

گشتاور تولیدی (۱-۱۰)

$$T_d = \frac{3R_r (X_m I_i)^2}{S \omega_s [(R_s + \frac{R_r}{S})^2 + (X_m + X_s + X_r)^2]}$$

گشتاور راه اندازی در  $S=1$  برابر است با:

$$T_s = \frac{3R_r (X_m I_i)^2}{\omega_s [(R_s + R_r)^2 + (X_m + X_s + X_r)^2]} \quad (1-11)$$

لغزش برای حداکثر گشتاور برابر است با:

$$S_m = \pm \frac{R_r}{[(R_s^2 + (X_m + X_s + X_r)^2]} \quad (1-12)$$

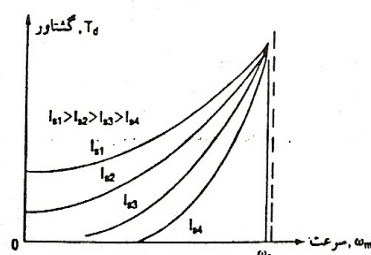
جریان استاتور که از  $R_s$  و  $X_s$  می گذرد در مقدار  $|i|$  ثابت خواهد بود. با صفر گرفتن  $R_s$  و  $X_s$  معادله بالا به صورت فوق در می آید:

$$S_m = \pm \frac{R_r}{(X_m + X_r)} \quad (1-13)$$

در  $S=S_m$  حداکثر گشتاور برابر است با:

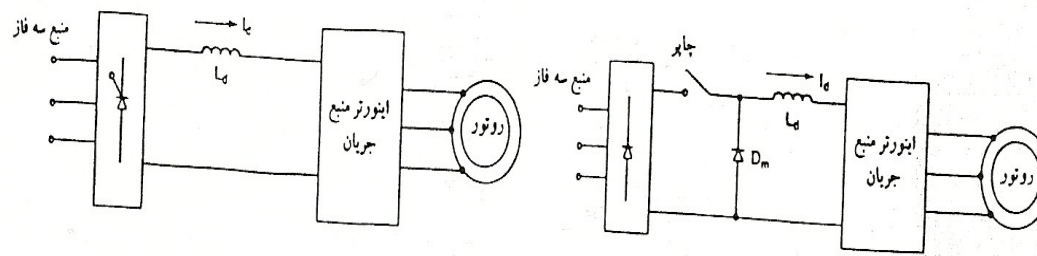
$$T_m = \frac{3L_m^2}{2(L_m + L_r)} I_i^2 \quad (1-14)$$

از معادله فوق دیده می شود حداکثر گشتاور به مجذور جریان بستگی دارد و تقریباً مستقل از فرکانس است . مشخصات گشتاور - سرعت در شکل (۶-۱) نشان داده شده است . از آنجا که  $x_m$  در مقابل  $x_s$  و  $x_r$  بزرگ است ، گشتاور راه اندازی پایین خواهد بود . با افزایش سرعت یا کاهش لغزش ، ولتاژ استاتور و در نتیجه گشتاور افزایش می یابد گشتاور را می توان با جریان استاتور و لغزش کنترل کرد . برای ثابت ماندن شار فاصله هوایی و برای جلوگیری از اشباع در اثر ولتاژ زیاد معمولاً موتور در ناحیه شیب منفی مشخصه گشتاور - سرعت مربوط به کنترل ولتاژ کار می کند . ناحیه شیب منفی مشخصه گشتاور - سرعت ناپایدار بوده و موتور باید بصورت کنترل مدار بسته کار کند . در لغزش پایین ، ترمینال بالا رفته و شار به حالت اشباع می رسد .



#### (۷-۱) مشخصات گشتاور - سرعت برای کنترل جریان

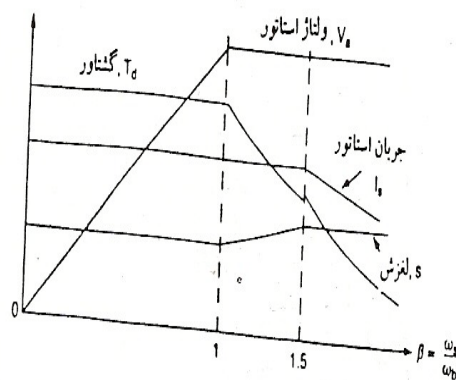
بعلت اشباع - پیک گشتاور کمتر از مقداری است که در شکل (۷-۱) نشان داده شده است . جریان ثابت را می توان از یک اینورتر سه فاز منبع جریان تهیه کرد . مزیت اینورتر منبع جریان این است که خطای جریان را کنترل کرده و حساسیت جریان به تغییرات پارامترهای موتور کمتر است . با وجود این ، باعث تولید هارمونیها و ضربه های گشتاور می شود . دوشکل ممکن از محرک های اینورتر منبع جریان در شکل (۸-۱) نشان داده شده است . در شکل (۸-الف) سلف مانند منبع جریان عمل کرده و یکسو کننده کنترل شده ، منبع جریان را کنترل می کند . ضریب قدرت ورودی این مدار خیلی پایین است . در شکل (۸-ب) یک چایر منبع را کنترل کرده و ضریب قدرت ورودی بالاتر است .



(الف) منبع جریان کنترل شده توسط یکسوساز  
(ب) منبع جریان با تغذیه چاپری  
شکل (۸-۱) محرک موتوری با سلف منبع جریان

#### ۶- کنترل ولتاژ ، جریان و فرکانس :

مشخصات گشتاور - سرعت موتورهای القایی به نوع کنترل بستگی دارد . برای اینکه مشخصه گشتاور سرعت شکل (۹-۱) را بدست آوریم ، ممکن است لازم باشد ولتاژ ، فرکانس و جریان را در سه ناحیه تغییر دهیم . در ناحیه اول سرعت توسط کنترل ولتاژ و یا ( جریان ) در گشتاور ثابت می تواند تغییر کند . در ناحیه دوم موتور در جریان ثابت کار کرده و لغزش تغییر می کند و در ناحیه سوم ، سرعت توسط فرکانس در یک جریان کاهش یافته کنترل می شود .



شکل (۹-۱) متغیرهای کنترل در مقابل فرکانس

## فصل دوم

روشهای PWM در کنترل

دور موتور آسنکرون

### (۲-۱) روش های PWM در کنترل دور موتور آسنکرون :

هدف روش PWM ( pulse width modulation ) مدولاسیون عرض پالس ( تغییر نسبت دامنه هارمونی اصلی ولتاژ AC خروجی اینورتر به ولتاژ DC ورودی است ، اگر ولتاژ سیستم توسط اینورتر ایجاد شود ، دونکته اساسی باید مورد توجه قرار گیرد .

(۱) هارمونیهای زوج وجود نداشته باشند .

(۲) سیستم سه فاز باید متعادل باشد .

باقرینه بودن نیم سیکل مثبت و نیم سیکل منفی نسبت به محور زمان شرط اول برقرار می شود و برای متعادل بودن سیستم سه فاز ، باید هارمونیهای هر سه فاز یکسان باشند و در نتیجه ولتاژ خط فقط شامل هارمونیهای فرد خواهد بود ، که دامنه آنها  $\sqrt{3}$  برابر دامنه هورمونی هر فاز می باشد و در ضمن ولتاژ خط هارمونیهای مضارب ۳ را نیز شامل نمی شود .

یک فاکتور مهم در مدولاسیون PWM اندیس مدولاسیون می باشد که بصورت زیر تعریف می شود

(۲-۱)

$$M = \frac{\text{دامنه هارمونی اصلی موج مدوله شده}}{\text{دامنه هارمونی اصلی موج مدوله شده}}$$

نصف دامنه ولتاژ DC ورودی

در اکثر روشهای PWM ، نحوه عمل بدین صورت است که ولتاژ برق شهر یکسو شده و به یک اینورتر داده می شود ، سپس با معکوس کردن ولتاژ DC نسبت به محور زمان بطور متوالی ، پالسهایی با عرضهای مختلف ساخته می شود ، بطوریکه نیم پریود مثبت و منفی هر سیکل متقارن باشد . مسئله اساسی در اینجا محاسبه عرض پالسها است به گونه ای که هارمونیهای مزاحم را بتوان حذف نمود .

روشهای متعددی برای تولید موج PWM وجود دارند که مهمترین آنها عبارتند از :

(۱) روش PWM سینوسی یا PWM یا sinusoidal PWM

(۲) روش PWM با نمونه برداری یکنواخت یا uniform sampling

(۳) روشهای optimum PWM که شامل روشهایی نظیر حذف هارمونی ، بهینه سازی بازده ، می نیمی سازی تلفات ، می نیمم سازی ضربان گشتاو , optimal PWM ، HVSO,suboptimal و غیره می گردد .

در ذیل مشخصات و خصوصیات بعضی از روشهای فوق بررسی می شود .

#### ۱- روش PWM سینوسی ( sinusoidal PWM ) :

این روش به نامهای SPWM یا Natural Sampling نیز خوانده می شود . اساس کار آن بر این پایه استوار است که ، نقاط شروع و خاتمه هر پالس از تقاطع یک موج سینوسی مرجع با فرکانس  $f$  و دامنه  $M$  با یک موج کریر مثلثی با دامنه ۱ و فرکانس  $F_p$  بدست می آیند . که در اینجا  $M$  همان اندیس مدولاسیون می باشد و نسبت فرکانسی نیز از رابطه  $P = F_p / F$  بدست می آید . در شکل (۲-۱) یک نمونه از مدولاسیون PWM نشان داده شده است .

الف ) برای مقادیر کوچک  $P$  نکات زیر باید مورد توجه قرار گیرد :

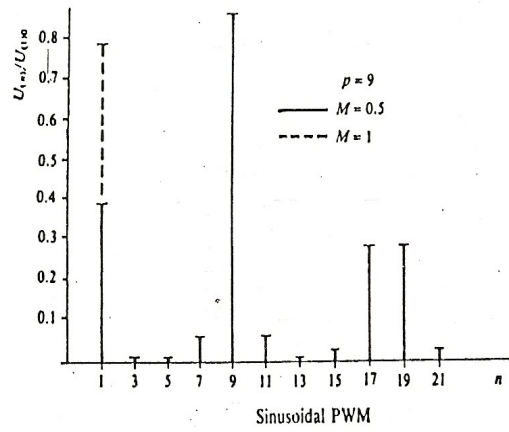
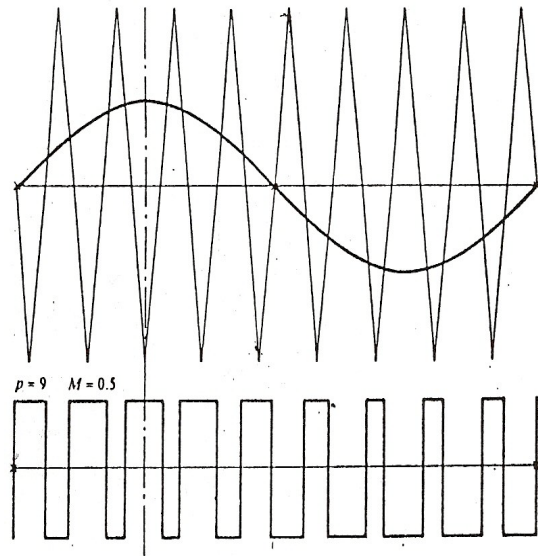
(۱) باید یک عدد صحیح باشد ، تا شکل موج در هر پریود بصورت یکسان تکرار شود و از ناپیوستگی جلوگیری شود ( مدولاسیون سنکرون ) .

(۲)  $P$  باید یک عدد فرد باشد تا نیم سیکل مثبت و منفی یکسان ایجاد شود . به این ترتیب ولتاژ خروجی شامل هارمونیهای زوج نمی باشد .

(۳) در این روش هارمونی  $P$  ام و مضارب آن ، هارمونیهای غالب هستند و تقویت می شوند .

(۴) چون در سیستم سه فاز هارمونیهای مضارب ۳ ولتاژ خط ظاهر نمی شوند ،  $P$  را مضربی از ۳ انتخاب می کنند ، تا هارمونیهای مضارب  $P$  که بزرگ هستند ، حذف شوند . بدین ترتیب هارمونیهای زوج و هارمونیهای مضارب  $P$  حذف می شوند و تنها هارمونیهای فرد باندهای جانبی  $P$  یعنی  $P \pm 2$  باقی خواهند ماند . بعنوان مثال در شکل (۲-۱) که  $P=9$  است ، هارمونیهای ۷ و ۱۱ و همچنین ۱۷ و ۱۹ قابل توجه اند .





شکل (۱-۲)

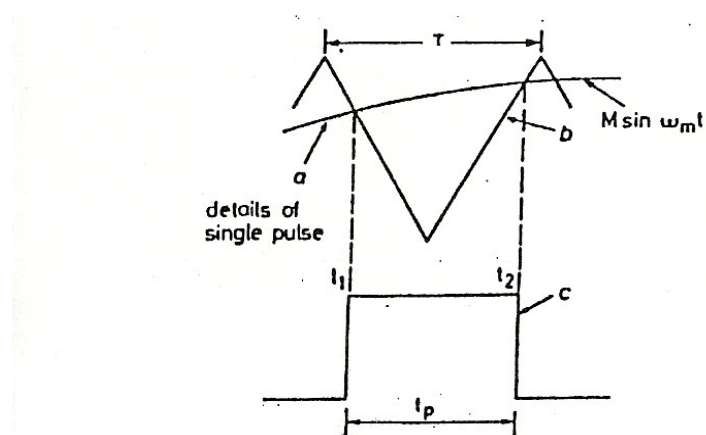
ب) برای مقادیر بزرگ  $P$  شرایط فوق کاهش می یابد و  $P$  می تواند هنگامیکه فرکانس خروجی کم می شود ، بطور پیوسته افزایش یابد ، در عمل این بدین معنی است که یک موج مثلثی با شکل ثابت با یک موج سینوسی با دامنه و فرکانس متغیر مقایسه می شود . در این حالت ارتباط فازی بین موج مرجع و موج مثلثی ثابت نیست و لذا شکل موج پالسهای بدست آمده از یک سیکل تا سیکل بعدی بصورت مشابه تکرار نمی شود این امر باعث ایجاد هارمونیهای فرعی و مولفه DC می شود ، که این مدولاسیون آسنکرون می نامند . هارمونیهای فرعی باعث ایجاد ضربان در گشتاور و سرعت در فرکانسهای پایین می شوند و بهمین خاطر به آنها فرکانسهای ضربان ( Beat Frequency ) می گویند .

وقتی  $p$  بزرگ باشد مولفه DC و هارمونیهای فرعی قابل صرفنظر کردن هستند بنابراین مقادیر بزرگ  $P$  می توان از مدولاسیون آسنکرون استفاده کرد و برای مقادیر کوچک  $P$  از مدولاسیون سنکرون استفاده نمود .

در این حالت محاسبه هارمونیها بسیار مشکل است و عرض پالسها باید توسط کامپیوتر و با استفاده از روشهای آنالیز عددی بدست آید . با توجه به شکل (۲-۲) عرض پالس را از رابطه زیر می توان بدست آورد .

$$T_p = \frac{T}{2} \left[ 1 + \frac{M}{2} (\sin \omega t_2 + \sin \omega t_1) \right] \quad (2-2)$$

می توان نشان داد که حل چنین معادله ای تنها بر حسب یک سری توابع بسل امکان پذیر می باشد .



شکل (۲-۲)

پس از محاسبه زوایای پالسها ( $a_k$ ) می توان دامنه هارمونیها را بر حسب سری فوریه شکل موج از رابطه زیر بدست آورد .

$$U(n) = \frac{4}{n\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^n (-1)^k \cos n a_k \right] \quad (2-3)$$

اگر  $M < 1$  و  $P$  یک عدد فرد بزرگتر از ۵ باشد ، نتایج زیر حاصل می شود :

(۱) هارمونیهای زوج و هارمونیهای فرد با  $N < P-2$  حذف می شوند .

(۲) هارمونیهای از درجه  $P$  و مضارب  $P$  و باندهای جانبی آنها تقویت می شوند .

برای  $M > 1$  بعضی از پالسهای با افزایش  $M$  حذف می شوند و دامنه هارمونی اصلی  $U(1)$ ، دیگر بطور خطی با  $M$  تغییر نمی کند. اگر  $M$  خیلی بزرگ شود، ولتاژهای فازی بصورت مربعی در آمده و ولتاژ بصورت ۶ پله ای در خواهد آمد. بعبارت دیگر  $M=1$  مرز SPWM است و چون در  $M=1$  دامنه مولفه اصلی تنها  $87/5\%$  دامنه ماکزیمم است، گذر از  $M=1$  اجتناب ناپذیر است و در این حالت Over modulation رخ می دهد.

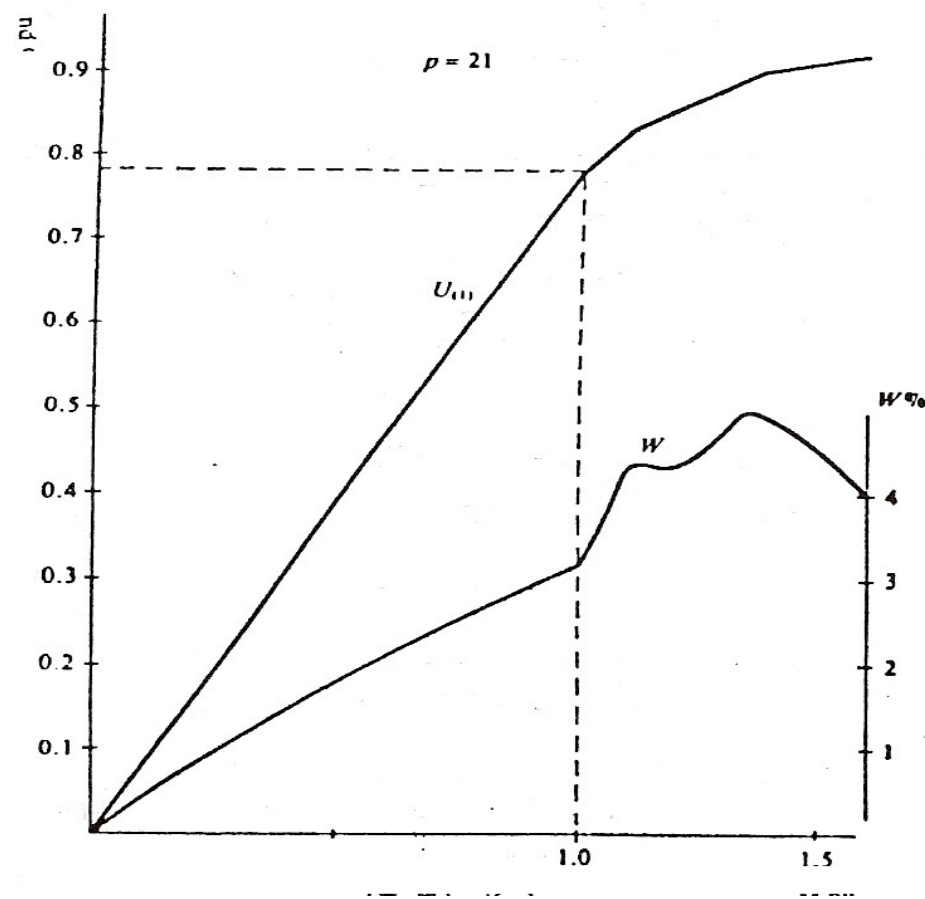
در شکل (۲-۳) منحنی  $U(1)$  برحسب  $M$  برای  $P=21$  نشان داده شده است.

برای محاسبه کیفیت ولتاژ خروجی یک تعریف جدید بنام  $W(q)$  و یا (weighed relative harmonic content) معرفی می شود که عبارتست از نسبت وزنی هارمونیکها نسبت به هارمونی اصلی و توسط رابطه زیر بیان می گردد.

$$W(q) = \frac{1}{U(1)} \sum_{n=2}^q \frac{1}{n} U(n) \quad (2-4)$$

بعنوان مثال برای ولتاژ خط به  $P=21$  که در شکل نشان داده شده است،  $W$  بصورت زیر است:

$$W = W(25) = \frac{\frac{U(5)}{5} + \frac{U(7)}{7} + \frac{U(11)}{11} + \dots + \frac{U(25)}{25}}{U(1)} \quad (2-5)$$



شکل (۲-۳)

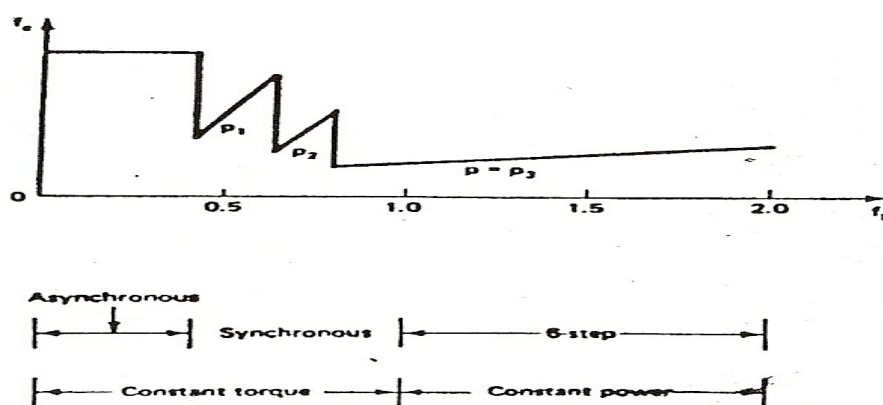
W در موتور آسنکرون بیانگر جریان نسبی هارمونیها و همچنین پاسخ گشتاور و نرمی کار موتور می باشد .

همانطور که در شکل (۲-۳) نشان داده است ، رابطه بین هارمونی اصلی و m در رنج محدودی خطی باقی می ماند . برای افزایش رنج خطی ، هارمونی سوم به موج سینوسی اضافه می شود . در این صورت موج مرجع دارای سطح فوقانی پهن خواهد بود و قله آن صاف می شود . بدین صورت موج PWM حاصله در نقاط پیک موج مرجع دارای عرض پالسهای منفی کوچک خواهد بود و مولفه اصلی بزرگتری بدست آمد . مناسب ترین مقدار برای دامنه هارمونی سوم ۱/۶ دامنه موج سینوسی است . ضمناً بدلیل حذف هارمونی سوم در ولتاژ خط ، اعوجاجی پیش نمی آید و بدین ترتیب رنج عمل SPWM را تا ۱۵/۵% می توان افزایش داد .

حال می توان عملکرد یک موتور القایی را که با اینورتر PWM سینوسی تغذیه می شود ، با استفاده از شکل (۲-۴) توضیح داد . که در آن فرکانس کریپر و f فرکانس موج خروجی اینورتر می باشد .

مطابق شکل در دوره‌های پایین که فرکانس مولفه اصلی کوچک است ، از مدولاسیون آسنکرون استفاده می‌شود و فرکانس کریر در این ناحیه تا حد ممکن بزرگ و در عین حال ثابت نگه داشته می‌شود . با افزایش اندیس مدولاسیون و فرکانس موج مرجع ( $f$ ) دور موتور افزایش می‌یابد ، در این حالت باید  $P$  را کم کرد ولی  $P$  باید آنقدر بزرگ باشد که بتوان در موتور ایجاد جریان تقریباً سینوسی کرد .

در یک فرکانس مناسب ، عملکرد موتور به ناحیه مدولاسیون سنکرون وارد می‌شود . در این حالت فرکانس کریر کاهش یافته ، تا نسبت فرکانسی به  $P=P_1$  برسد ، حالا  $F_p$  با  $f$  توسط یک نسبت ثابت  $P_1$  تغییر می‌کند .  $F_p$  آنقدر زیاد می‌شود تا به محدودیت عرض پالس برسیم و سپس  $F_p$  کاهش داده می‌شود تا  $P=P_2$  شود ( $P_2 < P_1$ ) و با این نسبت می‌توان به نزدیکی انتهای مرز سینوسی رسید و این بار نسبت فرکانسی به  $P_3$  تقلیل داده می‌شود و از این ناحیه به بعد اینورتر بصورت ۶ پله ای عمل می‌کند . بدلیل ایجاد گشتاور سرعت بصورت ضربان دار استفاده از اینورتر در این ناحیه سبب کاهش عمر موتور می‌گردد .



شکل (۲-۴)

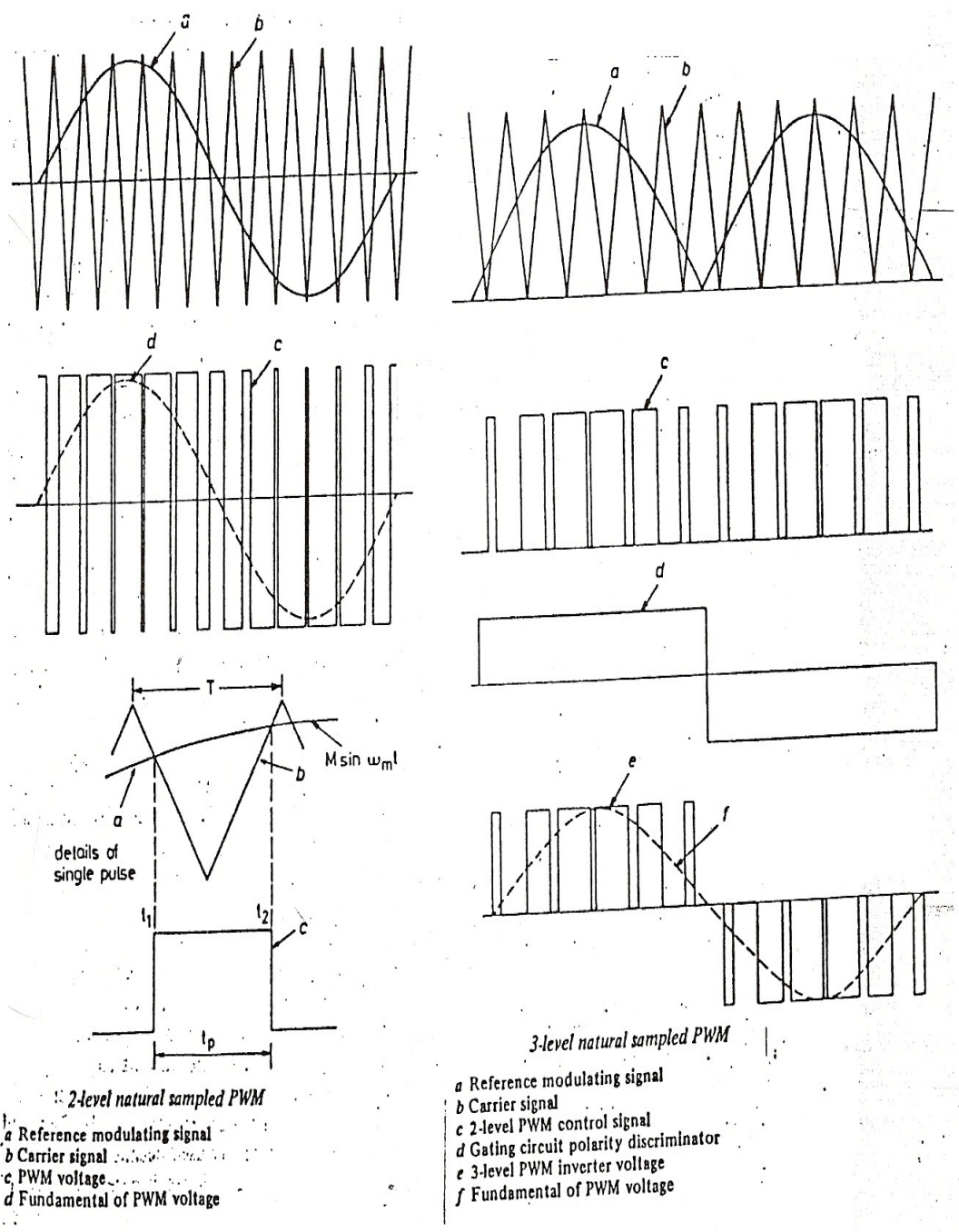
روش SPWM خود نیز به دو نوع دو سطحی (2-level) و سه سطحی (3-level) تقسیم می‌شود . همانطور که در شکل (۲-۵) نشان داده شده است ، در روش دو سطحی ، سطوح ولتاژ +۱ و -۱ هستند ولی در روش سه سطحی سطوح ولتاژ عبارتند از +۱ و ۰ و -۱ . شکل موج سه سطحی می‌تواند از ترکیب دو شکل موج دو سطحی شیفیت داده شده مطابق شکل و یا بصورت مستقیم بدست آید .

۲- روش PWM با نمونه برداری یکنواخت ( uniform sampling PWM ) :

در این روش که بنام (Regular sampling PWM) نیز خوانده می شود ، ابتدا از موج سینوسی در فواصل زمانی یکنواخت نمونه برداری شده و سپس شکل موج نمونه برداری شده با موج کریر مقایسه می شود و از تقاطع آنها زوایای سوئیچ بدست می آیند . این روش نیز به دو نوع دو سطحی و سه سطحی همانطور که در شکل (۶-۲) نشان داده شده است ، قابل تقسیم است . همچنین موج PWM ، می تواند بصورت متقارن (symmetric) و یا غیر متقارن (Asymmetric) باشد .

در این روش همانطور که در شکل (۶-۲) نشان داده شده است ، دامنه سیگنال مرجع در زمان نمونه برداری T1 بوسیله یک مدار Sample and HOLD ذخیره شده و در فاصله زمانی بین T1 و T2 در سطح ثابتی نگه داشته می شود . بدین ترتیب عمل نمونه برداری در فواصل زمانی منظم و یکسان از موج سینوسی صورت می گیرد و بهمین علت عنوان Regular و یا Uniform به این روش اطلاق می شود .

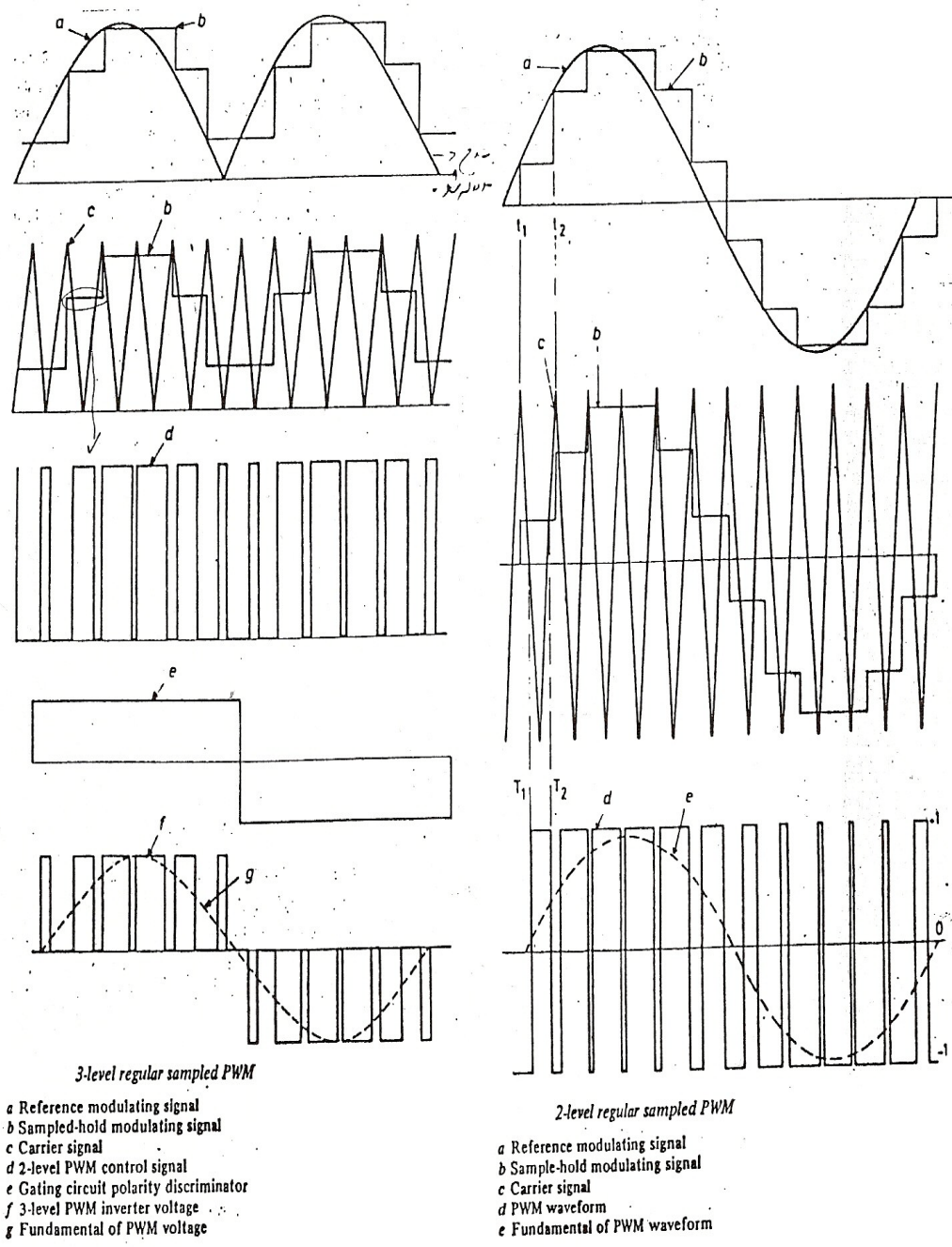
سپس از تقاطع موج نمونه برداری شده با موج مثلثی ، زمانهای سوئیچ T1 و T2 و در نتیجه عرض پالسها بدست می آید .



2-level natural sampled PWM  
 a Reference modulating signal  
 b Carrier signal  
 c PWM voltage  
 d Fundamental of PWM voltage

3-level natural sampled PWM  
 a Reference modulating signal  
 b Carrier signal  
 c 2-level PWM control signal  
 d Gating circuit polarity discriminator  
 e 3-level PWM inverter voltage  
 f Fundamental of PWM voltage

شکل (۲-۵)



شکل (۲-۶)



یک نتیجه این روش این است که موج مدوله شده در هر نمونه برداری یک دامنه ثابت دارد و در نتیجه پهنای پالسها متناسب با دامنه موج مدوله شده در فواصل نمونه برداری، یکنواخت خواهد بود.

این روش را از نقطه نظر دیگری نیز می توان مورد بررسی قرار داد. بدین صورت که آن را ترکیبی از دو نوع مدولاسیون تصور کنیم. ابتدا عمل تبدیل موج سینوسی به یک موج (Pulse Amplitude Modulation یا PAM) و سپس تبدیل موج PAM به یک موج PWM.

در این روش بعکس روش SPWM که محاسبه زوایان سوئیچ به حل معادله های غیر خطی پیچیده منجر می شد، می توان عرض پالسها را توسط یک معادله مثلثاتی ساده بشکل زیر بدست آورد.

$$t_p = \frac{T}{2} [1 + M(\sin \omega t_1)] \quad (2-6)$$

و یا بصورت کلی برای پالس K ام داریم که:

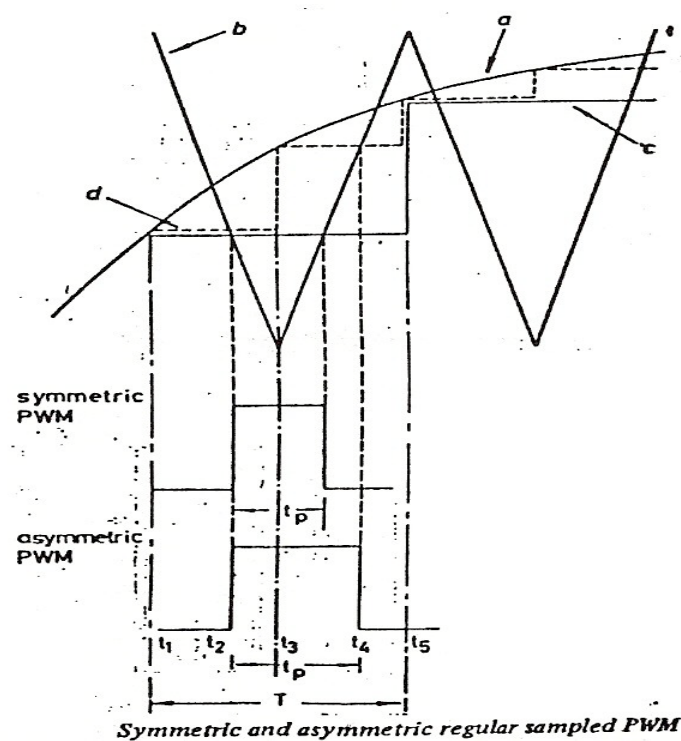
$$t_k = \frac{T}{2} [1 + M(\sin \omega t_k)] \quad (2-7)$$

که T در معادلات فوق پریود موج کریر است.

برتری این روش در سادگی معادله فوق است، که باعث می شود، که امکان محاسبه عرض پالسها بصورت REAL TIME توسط یک سیستم میکروپروسسوری امکان پذیر باشد.

روش Regular Sampling خود به دو نوع متقارن و غیر متقارن تقسیم می شود. همانطور که در شکل (2-7) نشان داده شده است، اگر هر دولبه پالس توسط یک مقدار موج نمونه برداری شده، مدوله شود آن را متقارن یا symmetric و اگر هر لبه پالس توسط یک مقدار متفاوت از موج نمونه برداری شده، مدوله شود آنرا غیر متقارن یا Asymmetric می نامند. در این حالت لبه ابتدا و انتهای هر پالس توسط دو نمونه متفاوت از موج مدوله شده در زمانهای T1 و T3 معین می شود. بنابراین پهنای پالس در حالت غیر متقارن توسط معادله زیر قابل بیان است:

$$t_p = \frac{T}{2} \left[ 1 + \frac{M}{2} (\sin \omega t_1 + \sin \omega t_3) \right] \quad (2-8)$$



شکل (۲-۷)

این مسئله قابل توجه است که بعلت اینکه روش متقارن اطلاعات بیشتری را از موج مدوله شده شامل می شود ، طیف هارمونی آن به روش متقارن ارجحیت دارد . البته محاسبات لازم برای تولید موج غیر متقارن PWM نیز دوبرابر حالت متقارن خواهد بود . بنابراین اگر محاسبات توسط یک سیستم میکروپروسسوری صورت می گیرد ، در حالت غیر متقارن زمان بیشتری صرف انجام محاسبات شده و بنابراین ماکزیمم فرکانس خروجی اینورتر کاهش می یابد . همچنین در مقایسه با روش Natural Sampling ، هنگامیکه از روش regular Sampling در هر یک از حالت های متقارن و یا غیر متقارن استفاده می شود ، فقط لازم است مقدار کمی از Sample های سیگنال مدوله شده ، مطابق با تعداد پالس های موج PWM و در ROM ذخیره شود . برتری روش regular Sampling به روش Optimised PWM در رابطه خطی بین دامنه ها رمونی اصلی موج PWM و اندیس مدولاسیون M می باشد . این باعث می شود که از پیچیدگی نرم افزار بکار رفته در میکروپروسسور تا حد زیادی کاسته شود .

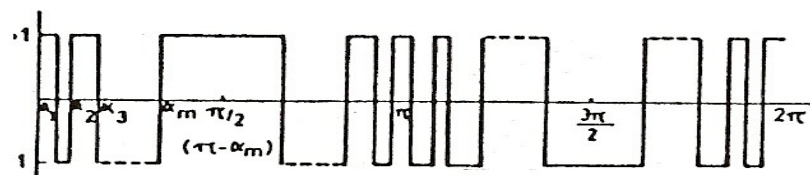
در این روش در هر یک از حالت های متقارن و یا غیر متقارن می توان از روش دو سطحی و یا سه سطحی استفاده نمود .

### 3- روش حذف هارمونیکها (Selectiv harmonic elimination) :

در این روش حذف چند هارمونی مرتبه پایین از طیف PWM است تا بتوان آنرا با دقت بیشتری به یک موج سینوسی تقریب زد .

برای توضیح بیشتر فرم کلی یک موج PWM متقارن با تقارن فرد در نیم پریود و تقارن زوج در  $1/4$  پریود در نظر گرفته می شود (۲-۸) در این شکل (&) فرد نشاندهنده نقاط گذرا از مثبت به منفی و (&) زوج نشانگر نقاط گذرا از منفی به مثبت هستند . بدلیل وجود تقارن در  $1/4$  پریود فقط هارمونیهای فرد وجود دارند و از رابطه زیر بدست می آید .

$$A_n = \frac{4}{n\pi} \left[ 1 + 2 \sum (-1)^k \text{Cos} m\alpha_k \right] B_n = 0 \quad (2-9)$$



Generalised quarter-wave symmetric PWM waveform

شکل (۲-۸)

معادله بالا چنانکه مشخص است ، دارای  $m$  متغیر است و برای تعیین آنها می توان (  $m-1$  ) هارمونی را صفر کرد و یک معادله را نیز برای کنترل هارمونی اصلی در نظر گرفت . این دستگاه  $m$  معادله غیر خطی را می توان با استفاده از روشهای محاسبات عددی نظیر تندترین کاهش و یا نیوتن رافسون حل کرد . فرم نیوتن رافسون دستگاه معادلات از رابطه زیر بدست می آید :

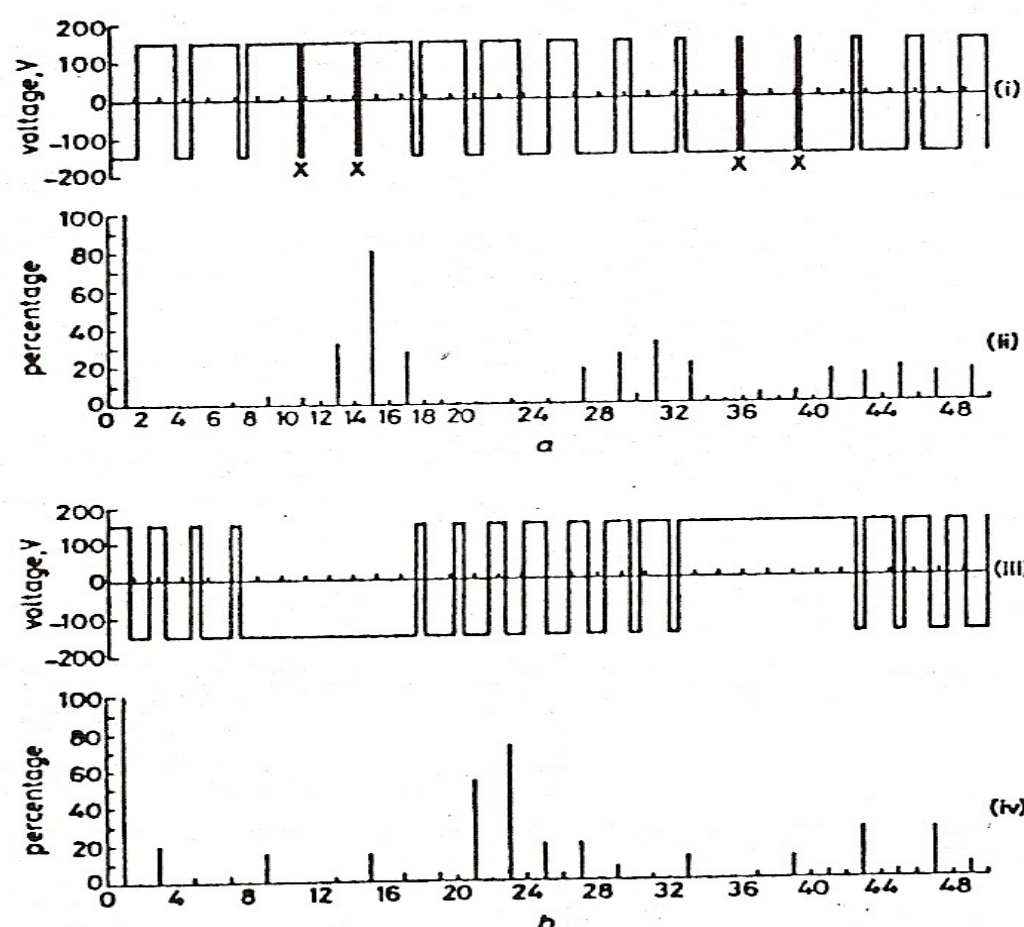
$$[a]_{p+1} = [a]_p - \left[ \frac{\partial A}{\partial \alpha} \right]_p^{-1} \cdot [A]_p \quad (2-10)$$

با جایگذاری رابطه (۲-۹) در (۲-۱۰) رابطه (۲-۱۱) بدست می آید .

با استفاده از یک کامپیوتر می توان رابطه (۲-۱۱) را برای حذف اولین  $n$  هارمونیک بکار بست . این روش جوابهایی با دقت خوب و همگرایی قابل قبول بدست می دهد ، روش حذف هارمونیها دو برتری مهم نسبت به روشهای Natural Sampling و regula Sampling دارد :

الف) برای یک فرکانس مشخص دامنه اولین هارمونی حذف نشده در این روش تقریباً نصف دامنه هارمونی در روشهای natural و regula است. بنابراین طیف هارمونیها در روش حذف هارمونی از دو روش یاد شده بهتر است.

ب) با توجه به مسئله محدودیت پهنای پالس در روش حذف هارمونی می توان دامنه مولفه اصلی بزرگتری را بدست آورد. در شکل (۲-۹) شکل موج PWM تولید شده با روش حذف هارمونی برای  $m=7$  و دامنه مولفه اصلی ۰،۹، روش natural با اندیس مدولاسیون ۰،۹ و نسبت فرکانسی ۱۵ که معادل ۷ زاویه در ربع سیکل موج PWM است، رسم شده اند و پالسهایی که با علامت ضربدر مشخص شده اند، در روش natural دارای پهنای پالسی کمتر از 150us هستند و باید حذف شوند در حالیکه در روش حذف هارمونی (شکل b) کمترین پهنای پالس 207us است.



شکل (۲-۹)

**:(Minimization of total harmonic distortion)**

در این روش سعی می شود تا مقدار موثر کل هارمونیکهای جریان (جریان موثر هارمونیک) نسبت به مولفه اصلی جریان (THD) مینیم شود. THD به صورت زیر تعریف می شود:

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=5}^{\infty} I_n^2}{I_1^2}}$$

$$I_n = \frac{A_n}{Z(n\omega_0)} \quad (2-12)$$

$$A_n = \frac{4}{n\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^N \cos nq_k \right]$$

N تعداد زوایا در ۱/۴ پریود است.

منظور از  $z(n\omega_0)$  امپدانس ورودی در هر فاز موتور و به ازاء هارمونی n ام ولتاژ فازی موج PWM است. برای ساده شدن محاسبات و برای جلوگیری از وابسته شدن محاسبات به پارامترهای موتور مدار معادل فازی بصورت سلفی خالص (سلف مربوط به اندوکتانس ناشی موتور) در نظر گرفته می شود، در اینصورت:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} \left[ \frac{A_n}{n} \right]^2}}{A_1} I_n = \frac{A_n}{nl\omega_0} \quad (2-13)$$

با استفاده از روش تندترین کاهش (steepest descent) می توان  $a_i$  را طوری تعیین کرد که THD می نیم شود. بدلیل پیچیدگی این روش سعی می شود تا از روشهای ساده تر

تقریبی برای می نیم سازی THD استفاده شود . این روشها که در ادامه مورد بررسی قرار می گیرند ، عبارتند از :

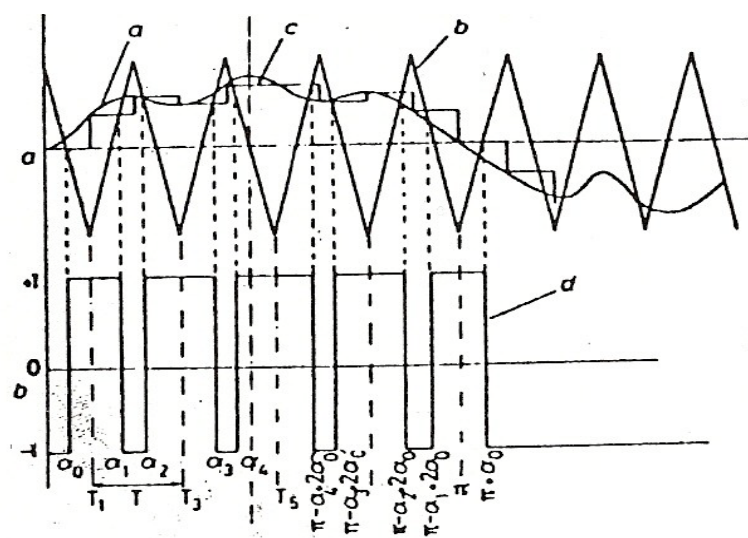
الف ( suboptimal PWM )

ب ( HVSO )

**۵- روش suboptimal PWM :**

همانطور که گفته شد ، دلیل استفاده از روشهای تقریبی این است که بتوان موج PWM را بصورت ساده و موثر توسط میکروپروسسور تولید کرد و ضمناً مشخصات مطلوب روش دقیق مینیم سازی THD را حفظ کرد . با این روشها حتی با استفاده از یک پروسوسور ۱۶ بیتی محاسبات را بصورت online انجام داد . برای تولید موج PWM بصورتی که THD مینیمم شود ؛ می توان از روش regular Sampling استفاده کرد . در این صورت چون بین دامنه مولفه اصلی موج PWM و اندیس مدولاسیون ( M ) یک رابطه خطی برقرار است ، تا حد زیادی از پیچیدگی نرم افزار مربوطه کاسته می شود .

برای مینیم سازی THD با استفاده از Asymmetric regular Sampling باید شکل موج مدوله شده بگونه ای تعیین شود ، که بتوان زوایای حاصل از تقاطع موج نمونه برداری شده و موج مثلثی را بقسمی بدست آورد که THD مینیمم شود . طبیعی است که موج مدوله شده ، دیگر سینوسی نخواهد بود . شکل (۲-۱۰) مدولاسیون suboptimal را نشان می دهد .



شکل (۲-۱۰)

موج نمونه برداری شده از سیگنال مدوله شده  $g(t)$  نامیده می شود. (منحنی c از شکل (۲-۱۰) همانطور که قبلاً نشان داده شد، در مدولاسیون نامتقارن (ASYMETRIC) حداقل فرکانس نمونه برداری از سیگنال مدوله شده باید دو برابر فرکانس موج مثلثی باشد که برای سادگی



$$a_i = T_i + (-1)^{i+1} \cdot \frac{T}{4} g(Ti) \quad (2-16)$$

برای بدست آوردن رابطه هارمونیها با تابع

$$A_n = \frac{4}{n\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{K=1}^N (-1)^k \cos na_k \right] \quad (2-17)$$

g(Ti) از رابطه زیر استفاده می شود .

اگر فرکانس موج مثلثی Fp برابر فرکانس موج سینوسی باشد ، تعداد زوایا در ۱/۴ پریود موج مرجع سینوسی برابر خواهد بود با : N=Fr/2 البته اگر ۲ Fr/ زوج نباشد ، موج PWM به اندازه T/4 انتقال می یابد و با کم کردن اولین زاویه ، N مساوی Fr/2 خواهد شد . بنابراین اگر همیشه n برابر Fr/2 در نظر گرفته شود ، از این بابت مشکلی وجود نخواهد داشت . حال باید تابع g بگونه ای تعیین شود که شرایطی نزدیک به شرایط Minimized THD بدست آید . در واقع مینیم سازی THD نتایج خوب و قابل قبولی برای مینیم سازی برخی مشخصات نامطلوب ناشی از هارمونیهای ارائه می دهد ، مانند مینیم سازی تلفات ، مینیم سازی پیک جریان و مینیم سازی ریپل گشتاور سرعت . با استفاده از یک کامپیوتر باید g(Ti) را طوری بدست آورد که THD مینیم شود . مقادیر محاسبه شده توسط کامپیوتر برای Fr=9,15 در جدولهای (۲-۱) و (۲-۲) آمده است.

Values of g(ωt) at the sampling points, frequency ratio 9

V <sub>fund</sub>	g(20)	g(40)	g(60)	g(80)	THD (×10 <sup>-2</sup> )
0.3	0.181	0.274	0.268	0.207	7.95
0.5	0.297	0.459	0.460	0.335	6.62
0.7	0.402	0.653	0.670	0.445	5.44
0.9	0.457	0.901	0.914	0.516	4.52
1.0	0.45	1.0	1.0	0.618	4.19

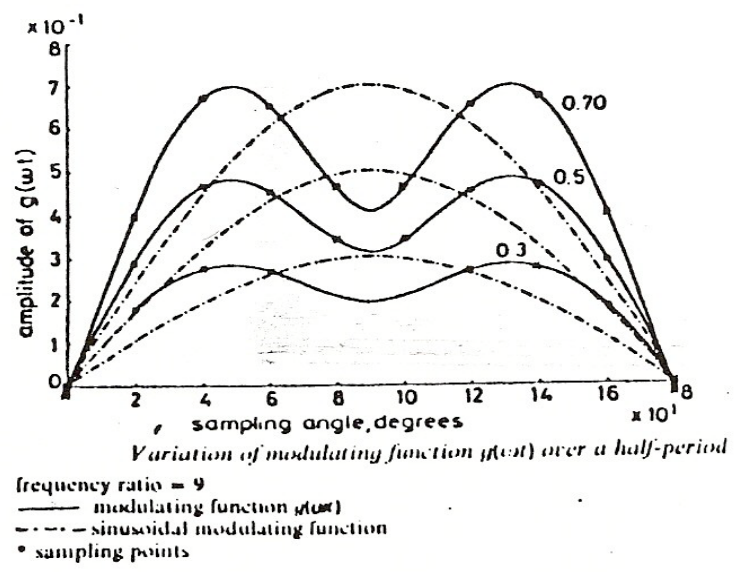
Values of g(ωt) at the sampling points, frequency ratio 15

V <sub>fund</sub>	g(12)	g(24)	g(36)	g(48)	g(60)	g(72)	g(84)	THD (×10 <sup>-2</sup> )
0.3	0.094	0.215	0.2639	0.254	0.2636	0.2433	0.215	4.75
0.5	0.124	0.392	0.463	0.395	0.441	0.4137	0.351	3.95
0.7	0.085	0.631	0.720	0.472	0.607	0.606	0.478	3.22
0.9	0.017	0.926	1.0	0.518	0.759	0.794	0.624	2.58
1.0	0.013	1.0	1.0	0.683	0.875	0.818	0.727	2.36

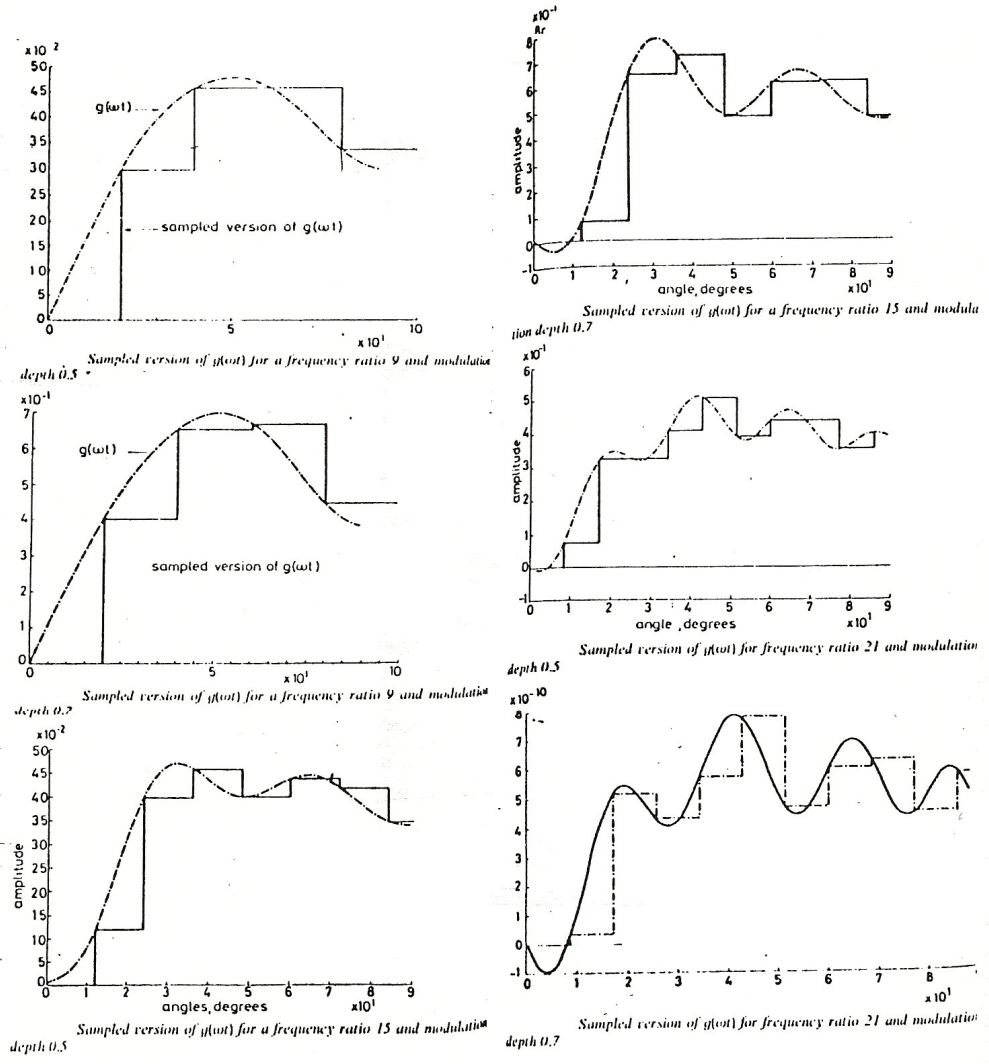
جدولهای (۲-۱) و (۲-۲)



شکل (۲-۱۲) تغییرات  $g(W)$  را برای  $Fr=9$  نشان می دهد و در شکل (۲-۱۳) منحنی  $g(W)$  برای چند دامنه مختلف مولفه اصلی برای  $Fr=9, 21, 15$  رسم شده است.



شکل (۲-۱۲)



شکل (۲-۱۳)

در شکل‌های (۲-۱۴)، (۲-۱۵)، (۲-۱۶) طیف هارمونیکها که با استفاده از FFT روی  $g(t)$  ها بدست آمده اند، نشان داده شده است. چنانچه مشخص است دامنه هارمونی سوم نسبت به دامنه مولفه اصلی تقریباً ثابت است. پس می توان بصورت تقریبی تابع  $g(t)$  را مرکب از یک مولفه سینوسی و هارمونی سوم آن را در نظر گرفت.

$$g(t) = M[\sin(\omega t) + R\sin(3\omega t)] \quad (2-18)$$

البته با افزایش  $M$ ، سایر هارمونیکهای افزایش می یابند. پس زوایا را باید از رابطه اصلاح شده زیر محاسبه کرد:

$$a_i = T_i + (-1)^{i+1} \cdot \frac{T}{4} M [\sin(T_i) + R \sin(3T_i)] \quad (2-19)$$

در این رابطه R مجهول است. برای بدست آوردن R باید مجدداً THD را برحسب a های جدید بدست می آوریم و R را با شرایط مینیمم شدن THD محاسبه کنیم. جدول (2-3) نتایج محاسبات را در Fr های مختلف (مضارب فرد 3) نشان می دهد. (R=1/R)

**Result of adding third harmonic to fundamental modulating wave**

**Table 3: Data for frequency ratio of 9**

V	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
M	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
R'	3.96	3.97	3.97	3.95	3.95	3.94	3.93	3.92	3.91
THD ( $\times 10^{-2}$ )	8.65	7.96	7.92	6.65	6.04	5.50	5.02	4.64	4.38

**Table 4: Data for frequency ratio of 15**

V	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
M	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
R'	3.96	4.01	3.99	4	4	4	4	3.99	3.99
THD ( $\times 10^{-2}$ )	5.17	4.75	4.35	3.96	3.60	3.28	2.99	2.77	2.62

**Table 5: Data for frequency ratio of 21**

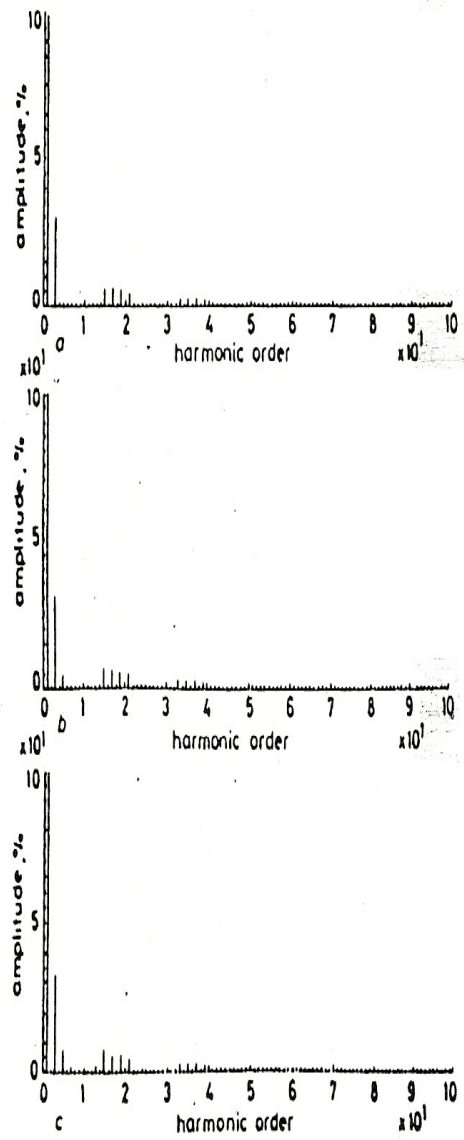
V	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
M	0.3	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
R'	3.83	3.98	4.02	4	4	4	4	4	4
THD ( $\times 10^{-2}$ )	3.68	3.39	3.10	2.83	2.57	2.33	2.13	1.97	1.86

**Table 6: Data for frequency ratio of 27**

V	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
M	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
R'	3.84	3.87	4	4.03	3.99	4	4.02	4	3.99
THD ( $\times 10^{-2}$ )	2.84	2.63	2.40	2.19	1.99	1.81	1.66	1.53	1.45

$\times 10^4$

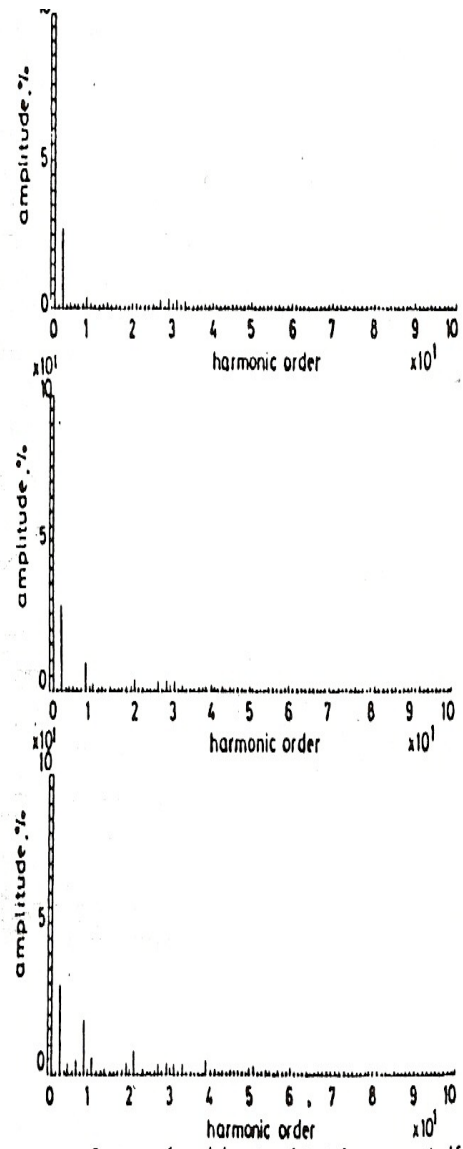
جدول (2-3)



Spectrum of sampled version of  $g(t)$ , frequency ratio 9

a.  $M = 0.3$   
 b.  $M = 0.5$   
 c.  $M = 0.7$

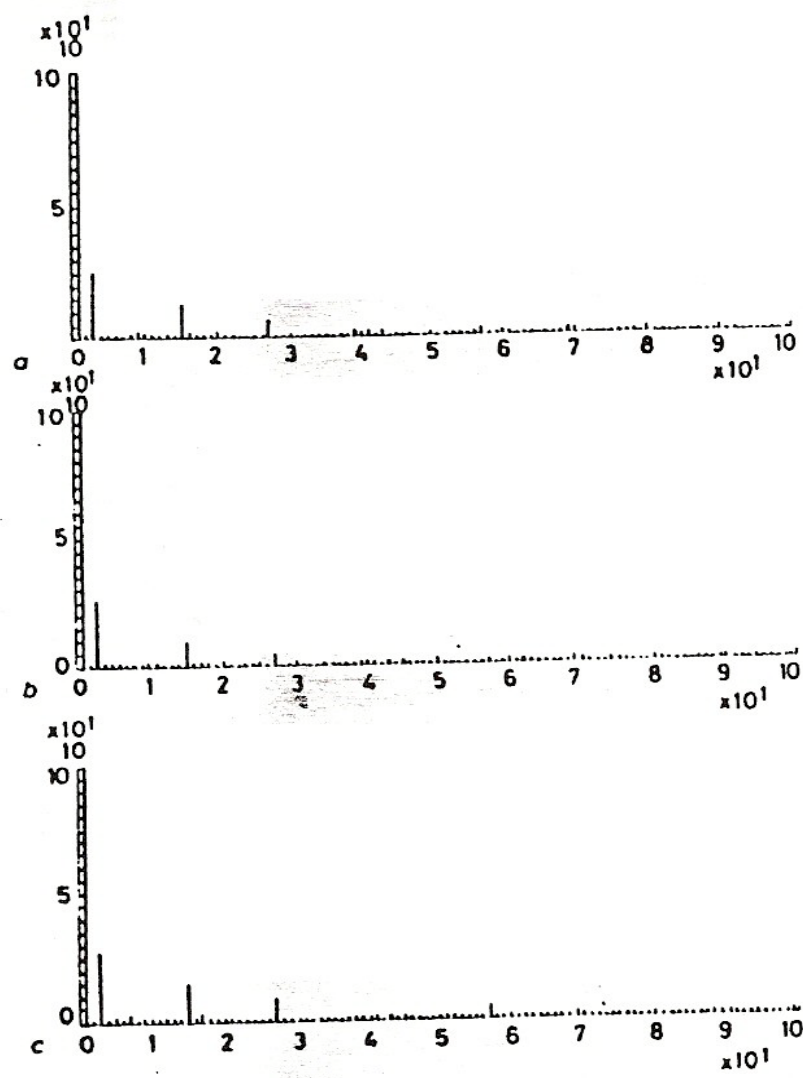
شکل (۲-۱۵)



Spectrum of sampled version of  $g(t)$ , frequency ratio 15

a.  $M = 0.3$   
 b.  $M = 0.5$   
 c.  $M = 0.7$

شکل (۲-۱۴)



شکل (۲-۱۶)

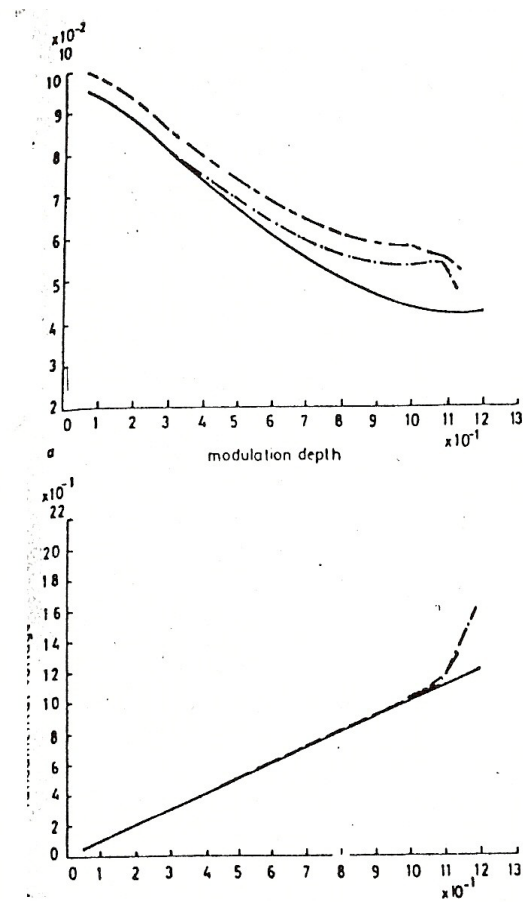
همچنانکه این جدولها نشان می دهند ، مقدار  $R$  بسیار نزدیک به ۴ است ، که برابر ۴ در نظر گرفته می شود .

$$g(t) = M[\sin(Ti) + \frac{1}{4}\sin(3Ti)] \quad (۲-۲۰)$$

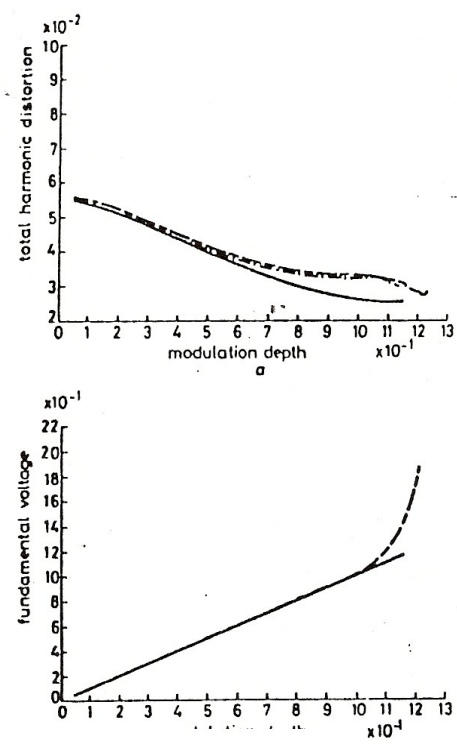
$$a_i = T_i + (-1)^{i+1} \cdot \frac{T}{4} \cdot M[\sin(T_i) + \frac{1}{4}\sin(3T_i)]$$

$$T_i = \frac{i}{2f_c}, T = \frac{2\pi}{F_R}$$

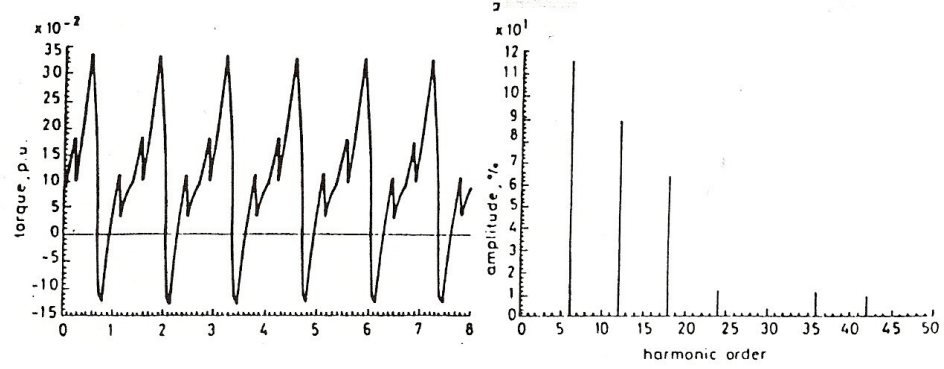
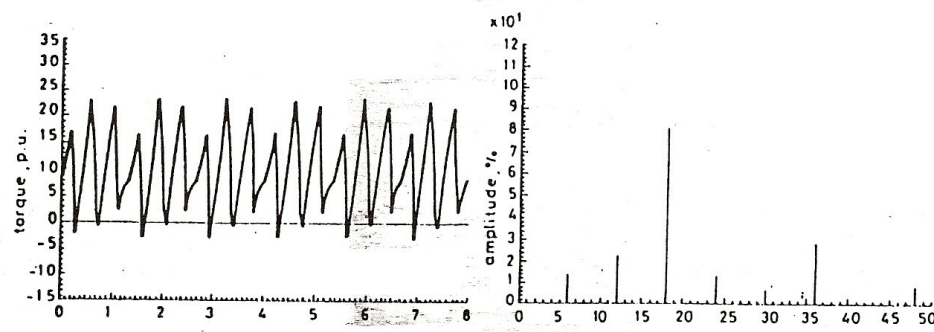
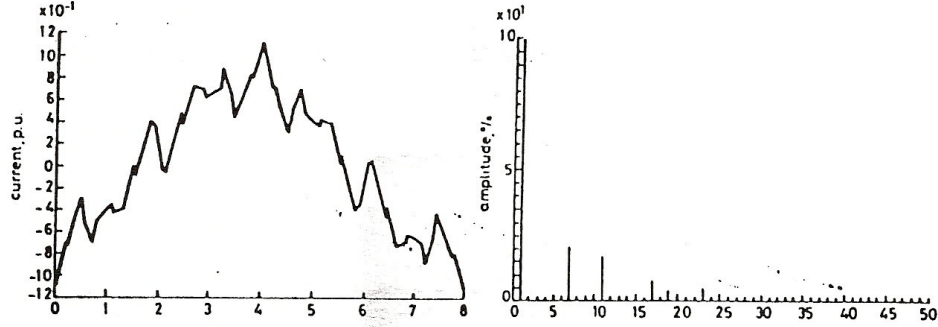
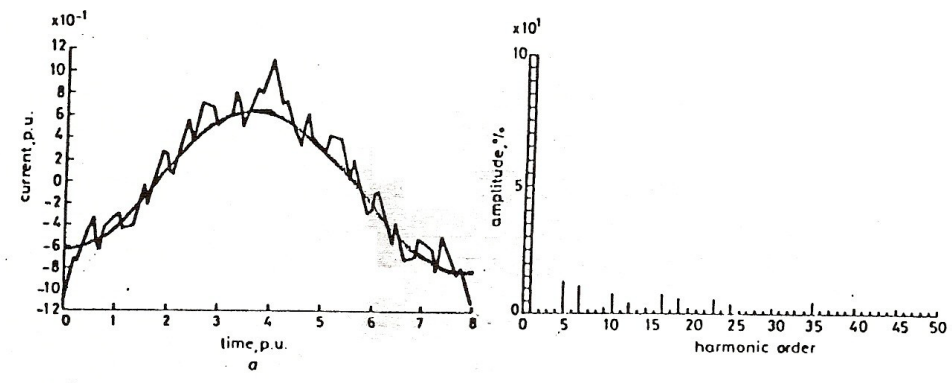
از معادله  $g(t)$ ، می توان نتیجه گرفت که  $g(t)$  مستقل از نسبت فرکانسی است و با اندیس مدولاسیون ( $M$ ) رابطه خطی دارد.



شکل (۲-۱۷)



شکل (۲-۱۸)



شکلهای (۲-۱۹) و (۲-۲۰)

۶- مقایسه روش suboptimal با روشهای Regular sampling ، حذف هارمونی و

مینیم سازی دقیق THD :

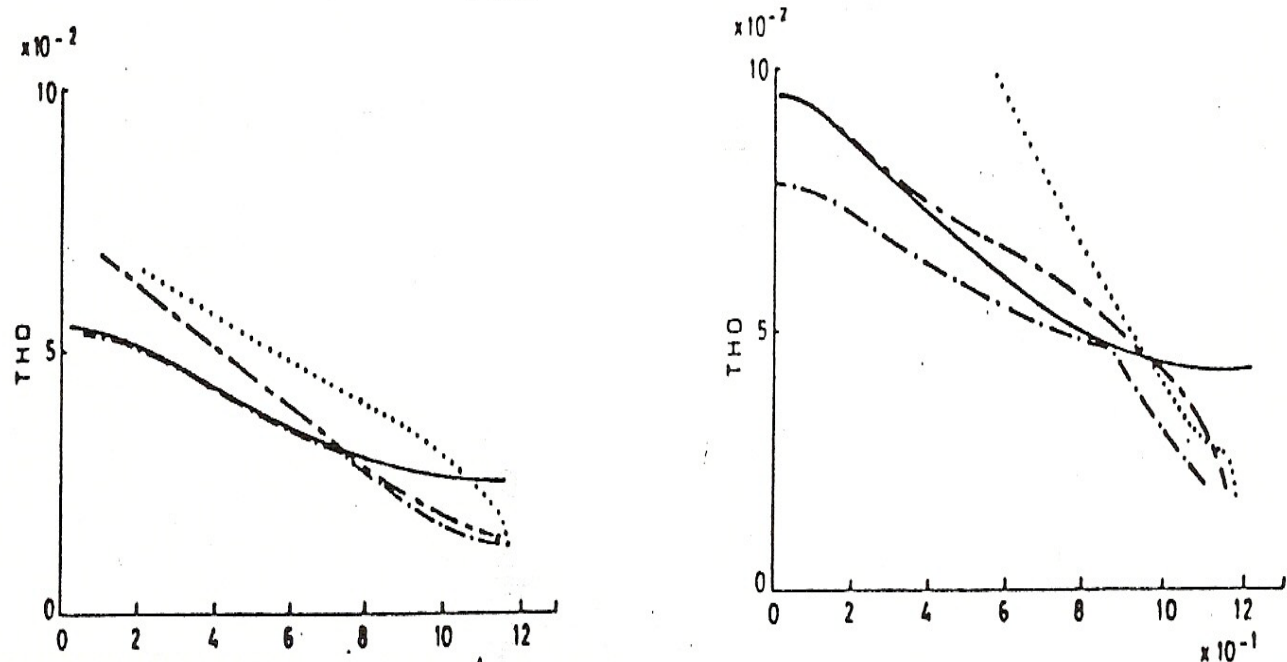
در شکل‌های (۲-۱۷) و (۲-۱۸) دوروش suboptimal و Regular sampling با هم مقایسه شده اند و برتری روش suboptimal بخصوص در دامنه های بالا ( اندیس مدولاسیون بزرگ کاملاً مشخص است ، حتی می توان برای  $m > 1$  هم از روش suboptimal استفاده نمود . این درحالی است که برای  $m > 1$  در روش Regular پدیده over Modulation رخ می دهد . از لحاظ تئوری رنج و ولتاژ خروجی در روش suboptimal ، ۲۰٪ بیشتر از روش Regular می باشد .

البته در عمل بدلیل محدودیت پهنای پالس چه در suboptimal و چه در Regular نمی توان به  $m = 1$  دست یافت . در شکل (۲-۱۹) شکل موج جریان و طیف هارمونی های آن و در شکل (۲-۲۰) شکل موج گشتاور و طیف هارمونیکی آن برای دو روش فوق با نسبت فرکانسی و اندیس مدولاسیون واحد نشان داده شده است . شکل (۲-۲۰) نشان می دهد که توزیع هارمونیهای جریان در روش suboptimal یکنواخت تر است و هارمونی غالب وجود ندارد .

همانطور که شکل‌های (۲-۱۹) و (۲-۲۰) نشان می دهند ، در روش Regular هارمونیهای بزرگ هفتم و یازدهم جریان باعث بزرگ شدن هارمونیهای ۶ و ۱۲ گشتاور می شوند . اما در روش suboptimal هارمونیهای جریان بطور یکنواخت تضعیف شده اند و اولین هارمونی قابل توجه گشتاور هم ، هارمونی هجدهم است .

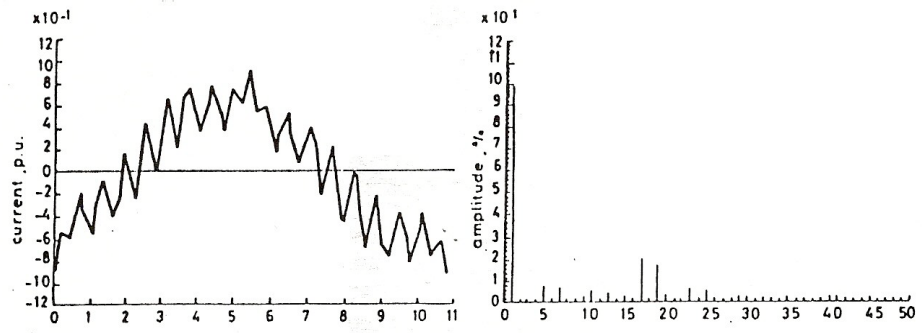
شکل (۲-۲۰) ، THD چند روش مختلف PWM بهینه را با هم مقایسه می کند . چنانچه مشخص است روش suboptimal در دامنه های پایین و میانی بر حذف هارمونی برتری دارد و فقط در دامنه های بالا روش حذف هارمونی از suboptimal بهتر است . البته برای دامنه های بالا محدودیت عرض پالس پیش می آید و هیچکدام از این دو روش نمی تواند جوابگو باشد . چنانچه مشخص است روش suboptimal در  $Fr$  های بزرگ و برای دامنه های کم و میانی تقریباً معادل روش می نیم سازی دقیق THD است .



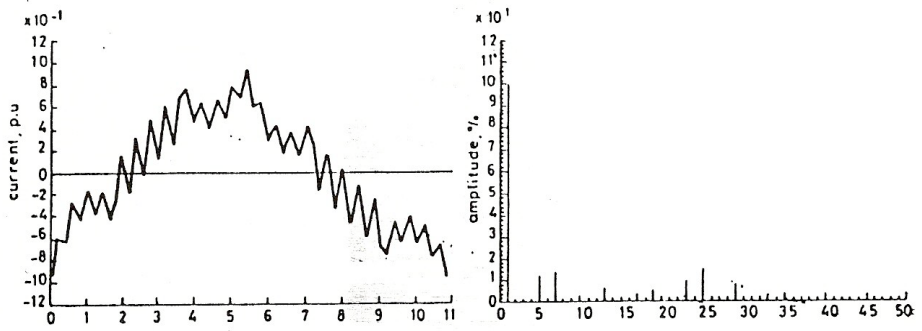


شکل (۲-۲۱)

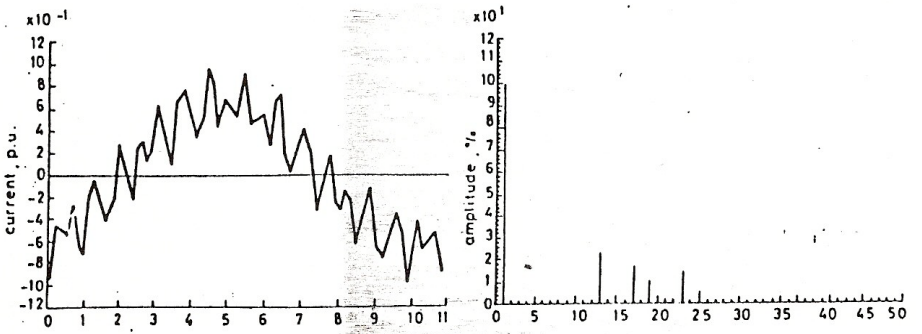
شکل‌های (۲-۲۲) و (۲-۲۴) منحنی مربوط به شکل موجهای جریان و طیف هارمونیها را برای سه روش حذف هارمونی، **suboptimal** و مینیمم سازی دقیق THD نشان می دهند. همانطور که مشاهده می شود شکل موج جریان در دو روش **suboptimal** و مینیمم سازی دقیق THD خیلی شبیه بهم است و حتی هارمونیهای پنجم و هفتم در روش **suboptimal** کوچکتر هستند. شکل‌های (۲-۲۳) و (۲-۲۵) منحنی گشتاور سه روش یاد شده و طیف هارمونیهای آن را نشان می دهند و چنانچه مشخص است، در روش **suboptimal** و با شرایط داده شده، هارمونیهای کمتر از هارمونی هجدهم تقریباً حذف شده اند.



a



b

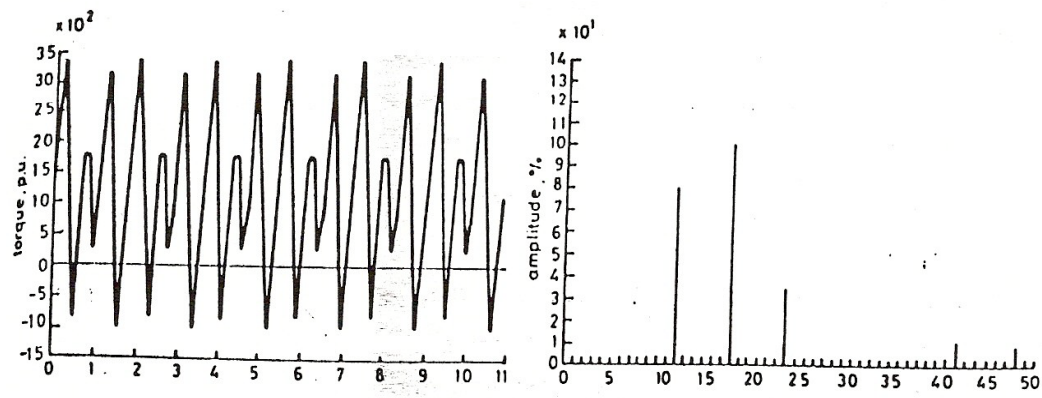
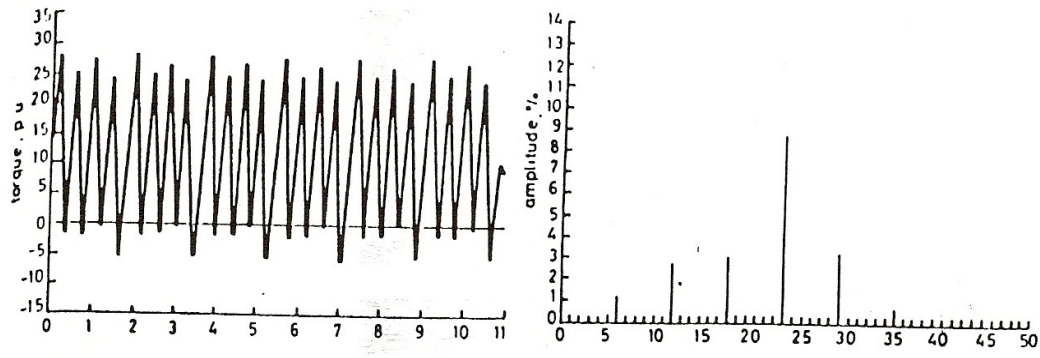
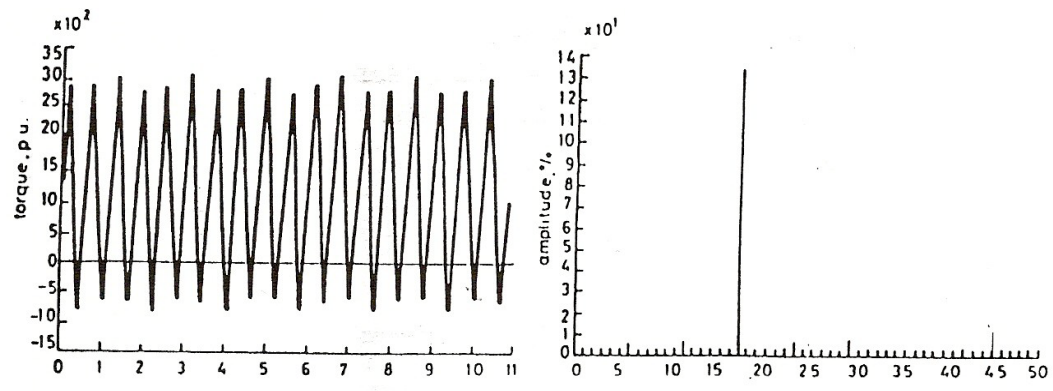


c

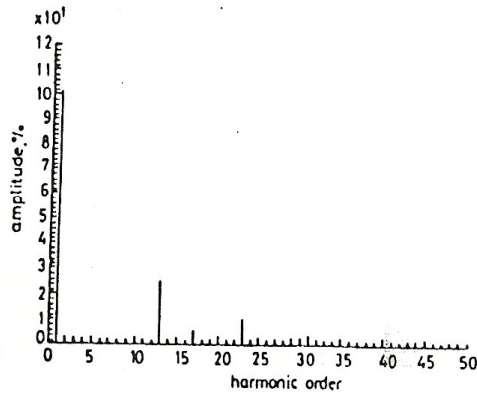
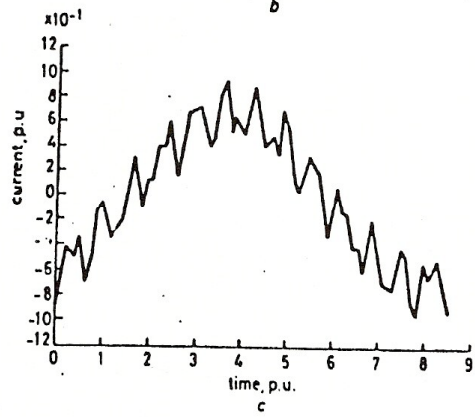
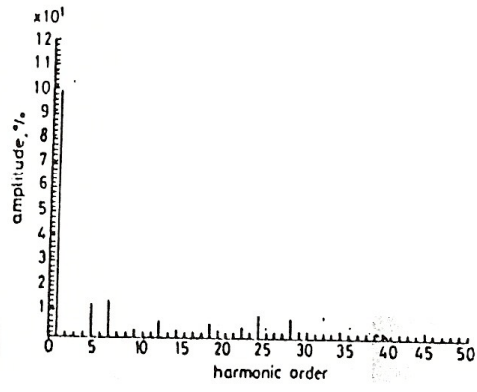
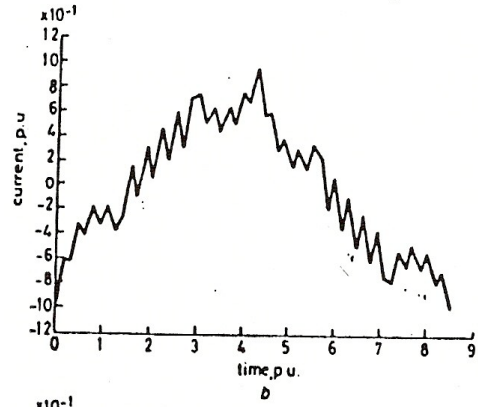
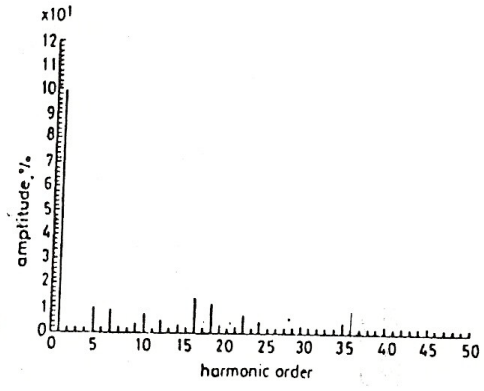
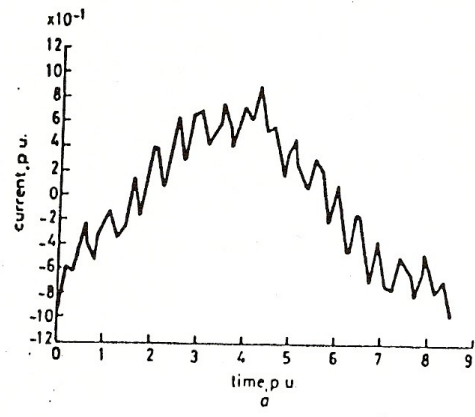
Current waveform and spectra

a Suboptimal PWM  
 b Optimised PWM  
 c Harmonic elimination PWM (5th, 7th and 11th harmonics eliminated, second solution)  
 frequency ratio = 9; modulation depth = 0.62; frequency = 29 Hz; slip = 0.018

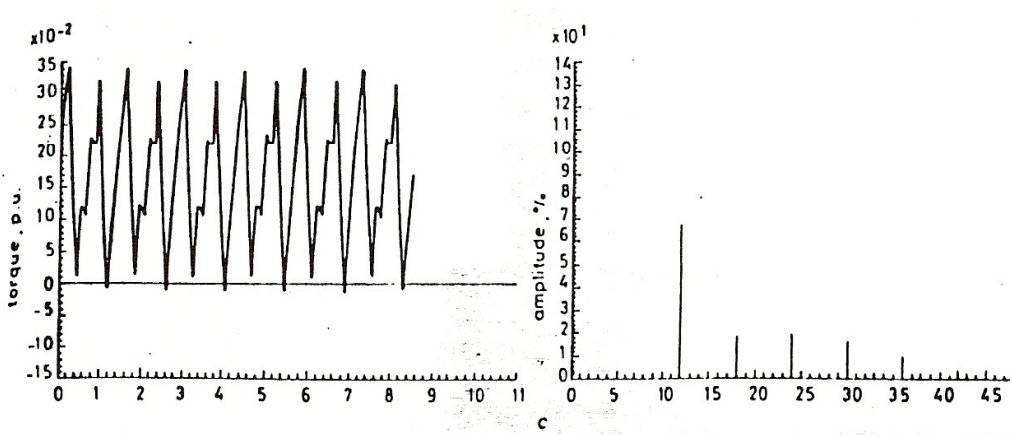
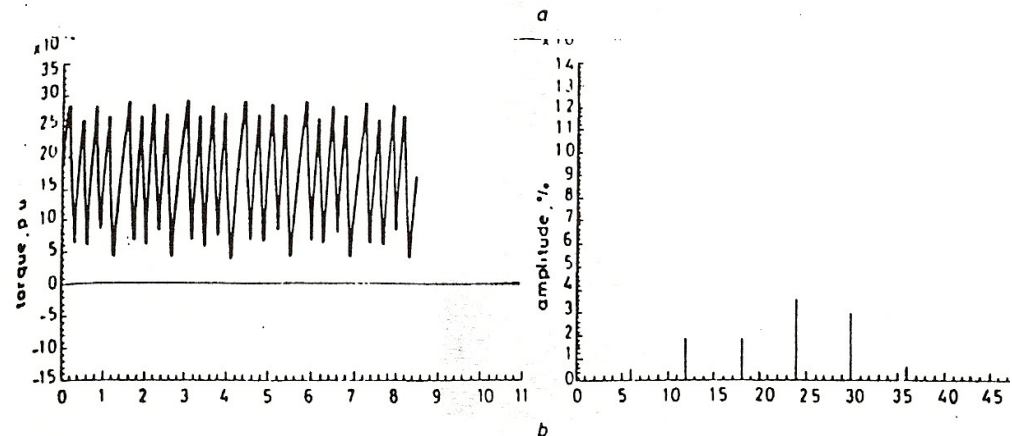
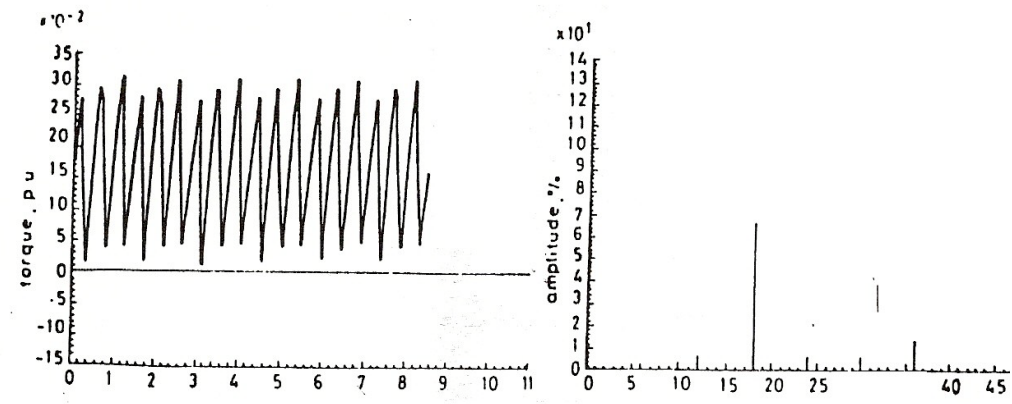
شکل (۲-۲۲)



شكل (٢-٢٣)



شکل (۲-۲۴)



شكل (٢-٢٥)

همانطور که در روش حذف هارمونی گفته شد ، برای حذف (N-1) هارمونی باید یکدستگاه N معادله غیر خطی را حل کرد که حل این دستگاه شدیدا وابسته به مقادیر اولیه است ، و اگر مقادیر اولیه نامناسب باشند ، ممکن است روند محاسبات بعد از چندین بار عمل بازگشتی به شکست بیانجامد . علاوه بر این دستگاه می تواند چند دسته جواب داشته باشد که THD هر کدام با دیگری متفاوت باشد . بعنوان مثال برای حذف هارمونیهای ۷و ۱۱ ، (N=4) دوجواب می توان یافت یکی با بکار بردن مقادیر اولیه بین ۶۰ و ۶۰ و دومی با قرار دادن دو زاویه بین ۶۰ و ۶۰ و دو زاویه بین ۶۰ و ۹۰ . و چنانچه شکل (۲-۲۱) نشان می دهند ، این دو جواب خصوصا در دامنه های پایین اختلاف زیادی باهم دارند . ضمنا روش suboptimal در دامنه های پایین و میانی بر هر دو جواب برتری دارد و البته در ولتاژ های بالا بدلیل مسئله محدودیت پهنای پالس روش حذف هارمونی با (N=4) قابل استفاده نیست و باید N را کم کرد . ( محدودیت عرض پالس 150 us )

همانطور که در شکل های (۲-۲۲) و (۲-۲۴) مشاهده می شود بزرگترین هارمونی جریان در روش suboptimal هارمونی هفدهم است در حالیکه در روش حذف هارمونی ، هارمونی سیزدهم بزرگترین هارمونی است و ۲۵% دامنه مولفه اصلی می رسد . ذکر این نکته ضروری است که هر چه هارمونی غالب از مرتبه بالاتری باشد ، موتور آن را بیشتر تضعیف می کند و لذا suboptimal بر حذف هارمونی برتری دارد . البته این نتایج چندان هم دور از انتظار نیستند چرا که روشهای suboptimal و مینیمم سازی دقیق THD انرژی کل هارمونیها را مینیمم می کنند و آنرا در تمام هارمونیهای موجود توزیع می کنند ، در حالیکه در روش حذف هارمونی ، چند هارمونی اولیه بطور کامل حذف می شوند و انرژی هارمونیها در هارمونیهای مرتبه پایین باقیمانده متمرکز می شود .

#### ۷- روش HVSO ( High voltage suboptimal ) :

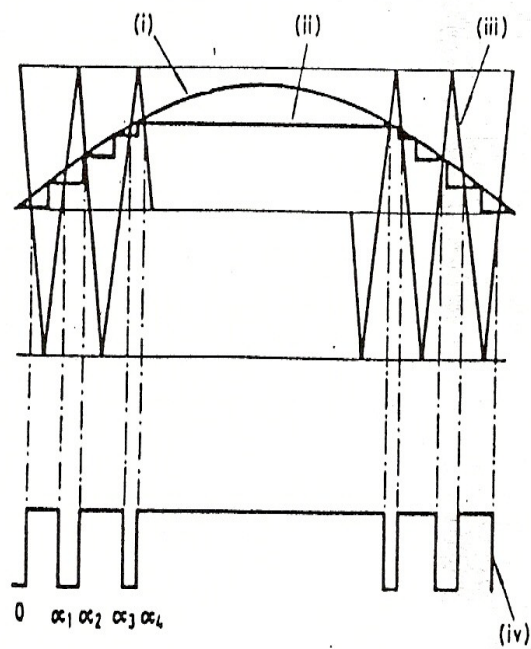
با افزایش بیش از حد اندیس مدولاسیون در روشهای SPWM و Regular و suboptimal پدیده overmodulation رخ می دهد و پالسهای که در حوالی  $n/2$  ایجاد می شدند حذف ، و سایر پالسها بتدریج بطرف ۰ و  $\pi$  منتقل می شوند . البته با در نظر گرفتن محدودیت پهنای پالس (150 us) در اینورترهای تریستوری این پدیده خیلی زودتر رخ می دهد .

روش HVSO چنانکه از نامش پیداست ، برای دامنه های بالا مولفه اصلی مناسب است . در این روش برای جلوگیری از حذف پالسها ،  $Fr$  افزایش داده می شود تا پالسها بطرف لبه های ( $0$  و  $\pi$ ) منتقل شوند و از حذف آنها جلوگیری شود . بعبارت دیگر فرآیند مدولاسیون در روش HVSO شامل یک مدولاسیون اولیه سیگنال کریر است که در طی آن با افزایش دامنه مولفه اصلی ، فرکانس کریر هم افزایش می یابد و بعد مدولاسیون اصلی انجام می شود . در این روش ( $N$ ) تعداد پالسها در  $1/4$  پریود مستقل از نسبت فرکانسی ( $Fr$ ) می باشد. مطابق شکل (۲-۲۶) به سیگنال کریر اجازه داده می شود که تنها به تعداد  $N$  پالس موج PWM با سیگنال مدوله شده تقاطع داشته باشد و سایر پالسها حذف می شوند . و سعی می شود تا جائیکه ممکن است تعداد آنها  $N$  تا باقی بماند . باید  $Fr$  طوری تعیین شود که با دامنه مولفه اصلی مورد نظر و  $N$  داده شده THD را مینیمم کند ، پس باید  $Fr$  را تابعی بفرم زیر در نظر گرفت .

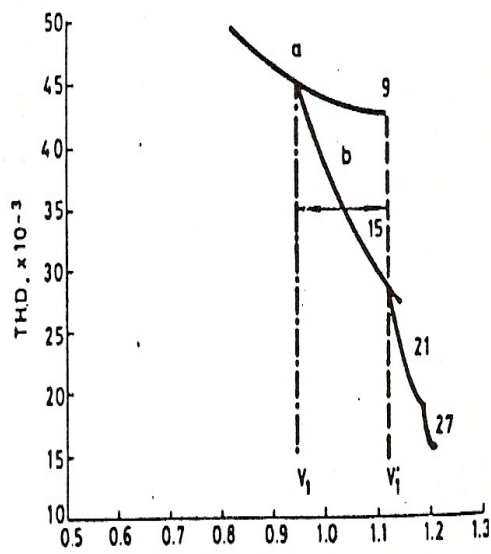
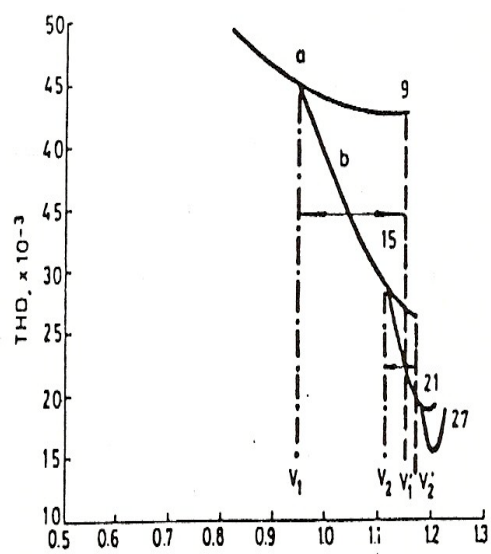
$$F_R = f(N, V, THD) \quad (2-21)$$

که در آن  $N$  تعداد پالسها و  $V$  دامنه ولتاژ مولفه اصلی مورد نظر است و روابط بین  $Fr, N, N_1, THD$  همانهایی هستند که در روش suboptimal ارائه شد و فقط  $N$  مستقل از  $Fr$  است . حال با استفاده از یک کامپیوتر می توان  $Fr$  را برای  $N$  های مختلف و دامنه های متفاوت ولتاژ مولفه اصلی بدست آورد . نتایج محاسبات نشان می دهد که بهترین مقادیر  $Fr$  همان مضارب فرد ۳ هستند .

در شکل (۲-۲۷) منحنی تغییرات THD برای دامنه های متفاوت رسم شده است و چنانکه مشخص است در هر ناحیه با  $Fr$  داده شده ، THD کمترین مقدار را داراست. در شکل (۲-۲۷ a) محدودیت پهنای پالس  $50\mu s$  و در شکل (۲-۲۷- b) ،  $100\mu s$  در نظر گرفته شده است .



شکل (۲-۲۸)



شکل (۲-۲۷)

و  $V_3, V_2, V_1$  نقاطی هستند که در آنها  $Fr$  عوض می شوند تا  $THD$  همچنان مینیمم باشد . و نقاط  $V_2$  و  $V_1$  نقاطی هستند که در آنها محدودیت عرض پالس روی می دهد . همانطور که مشخص است تعویض  $Fr$  زودتر از رسیدن به محدودیت عرض پالس  $100\mu s$  یا  $50\mu s$  انجام می شود . ولی اگر محدودیت  $150\mu s$  در نظر گرفته شود ، قبل از تعویض  $Fr$  این محدودیت رخ می دهد . و بنابراین باید زودتر از موعد  $Fr$  افزایش یابد که این امر سبب افزایش  $THD$  می شود . ضمناً باید توجه داشت که اگر دامنه ولتاژ مولفه اصلی خیلی افزایش یابد که این امر سبب افزایش  $THD$  می شود . ضمناً باید توجه داشت که اگر دامنه ولتاژ مولفه اصلی خیلی



افزایش یابد ، دیگر حتی افزایش  $Fr$  هم نمی تواند جلوی محدودیت عرض پالس را بگیرد و بناچار باید  $N$  را کاهش داد . ذکر این نکته ضروری است که ماکزیم دامنه قابل حصول در هر یک از روشهایی که توضیح داده شد برابر  $4/\pi$  و یا  $1/2\sqrt{3}$  است که مربوط به موج مربعی متقارن می باشد . از آنچه تا کنون گفته شد می توان نتیجه گرفت که HVSO حالتی کلی تر از suboptimal است ، که در آن دو پارامتر  $FR$  و  $N$  تقریباً از هم مستقل هستند .

اگر  $N = [Fr/2]$  قرار داده شود ، HVSO ، همان suboptimal خواهد شد . تنها فرق میان HVSO و suboptimal این است که در HVSO حتماً باید  $N$  زوج باشد ولی در suboptimal می تواند فرد یا زوج باشد .

تعویض مشخصات موج PWM برای پوشاندن تمام رنج ، gear changing نامیده می شود و در تمام روشهای PWM امریست اجتناب ناپذیر ، اما در HVSO بدلیل مستقل بودن  $N$  از  $Fr$  ، قدرت مانور ، خیلی بیشتر از روشهای دیگر است . در این روش ، برخلاف سایر روشهای وقتی محدودیت پهنای پالس رخ می دهد ،  $Fr$  افزایش می یابد . افزایش  $Fr$  یک خاصیت مهم دیگر نیز دارد و آن شیفت دادن هارمونیها بسمت مرتبه های بالاتر است در حالیکه در SPWM و regular با افزایش دامنه مولف اصلی ، دامنه هارمونیهای مرتبه پایین هم افزایش می یابد و این یکی از ویژگی های مهم HVSO است و سبب کاهش هارمونیهای جریان تا حد قابل ملاحظه ای می شود . شکلهای (۲-۲۹) و (۲-۲۸) اثر افزایش  $Fr$  را روی هارمونیها نشان می دهند .

شکلهای (۲-۳۰) و (۲-۳۱) با استفاده از نتایج عملی دو روش HVSO و regularasymetric را باهم مقایسه می کند . در هر دو روش  $V1=1$  است . همانطور که مشاهده می شود در تمام این شکل موجها ، موج جریان در روش HVSO صافتر از regular است . در شکل (۲-۳۲) هم نتایج عملی HVSO برای دو فرکانس مختلف ارائه شده است .

روش HVSO در دامنه های بالا بسیار خوب عمل می کند ولی برای دامنه های پایین مناسب نیست و برای استفاده از آن در دامنه های پایین باید  $N$  را افزایش داد . روش suboptimal هم چنانکه قبلاً گفته شد ، برای دامنه های پایین و میانی مناسب است و در دامنه های بالا خوب عمل نمی کند . پس بهتر است از تلفیق ایندو روش برای پوشاندن کل رنج ولتاژ مولفه اصلی استفاده شود . این روش جدید که چیزی جز دو روش HVSO برای دامنه های بالا ، suboptimal برای دامنه های میانی و پایین نیست Hybrid PWM نامیده می شود . شکل (۲-۳۳) تغییرات THD برای روش Hybrid PWM را نشان می دهد . در شکل (a) (۲-۳۳)

منحنی ها با (N=4) رسم شده اند و در این شکل ، برای روش Hybrid PWM تا دامنه ۱/۰۳ از suboptimal و برای دامنه های بالاتر از HVSO استفاده شده است .  
 در شکل (b ۲-۳۳) تا دامنه ۱/۰۳ از suboptimal با N=7 استفاده شده ولی چون در HVSO حتما باید N زوج باشد برای دامنه های بالاتر از ۱/۰۳ از HVSO با N=6 استفاده شده است . شکل های (۲-۳۴) و (۲-۳۵) نتایج عملی بدست آمده را نشان می دهد :  
 بدلیل سادگی محاسبات و مشخصات بسیار خوب Hybrid PWM بهتر است از این روش استفاده شود . نحوه محاسبه زوایا بقرار زیر است :  
 دامنه ولتاژ مولفه اصلی را می توان با تقریب بسیار خوب از رابطه زیر محاسبه کرد :

$$V_1 = \frac{4M}{F_R} \left[ \sum_{k=1}^N \sin^2\left(\frac{kn}{F_R}\right) + \frac{1}{4} \sum_{k=1}^N \sin\left(\frac{k\pi}{F_R}\right) * \sin\left(\frac{3k\pi}{F_R}\right) \right] + \frac{4}{\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos\left(\frac{kn}{F_R}\right) \right]$$

برای یک N مشخص رابطه بالا را می توان بصورت  $A1=Am+b$  در نظر گرفت که در آن a و b ثابتند . پس برای N معلوم ، اندیس مدولاسیون با دامنه مولفه اصلی رابطه خطی دارد . برای محاسبه زوایا ، M از رابطه بالا برحسب دامنه مولفه اصلی بدست می آید .

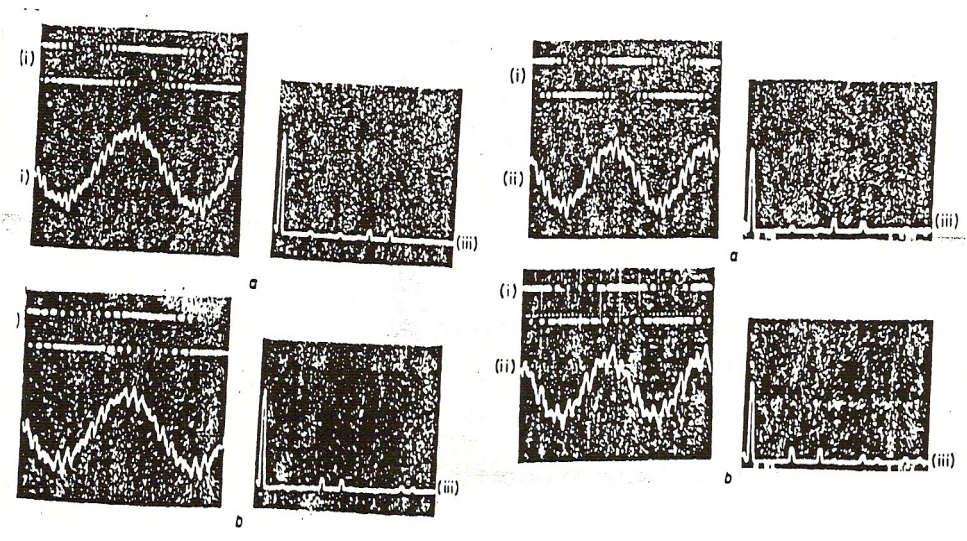
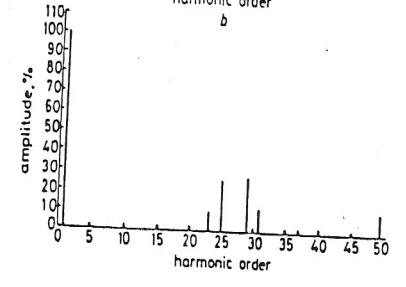
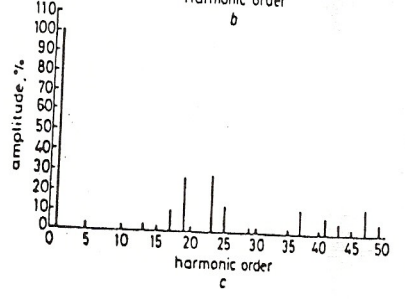
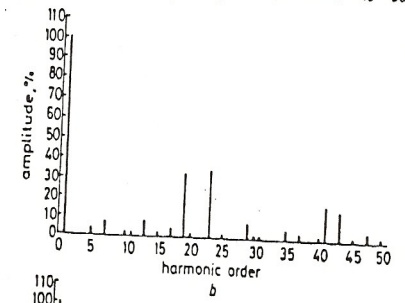
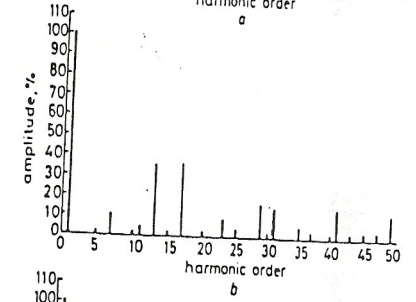
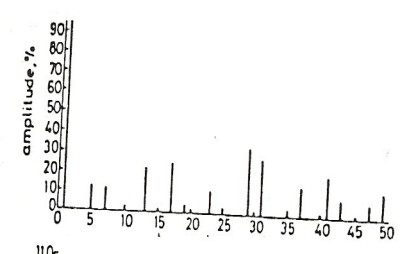
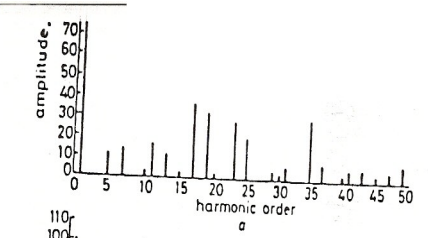
$$M = \frac{V_1 - b}{a} = \frac{v_1 - \frac{4}{\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos\left(\frac{k\pi}{F_R}\right) \right]}{\frac{4}{F_R} \left[ \sum_{k=1}^N \sin^2\left(\frac{k\pi}{F_R}\right) + \frac{1}{4} \sum_{k=1}^N \sin\left(\frac{k\pi}{F_R}\right) * \sin\left(\frac{3k\pi}{F_R}\right) \right]} \quad (۲-۲۲)$$

$$a_k = T_K + (-1)^{K+1} * \frac{T_C}{4} M \left[ \sin(T_k) + \frac{1}{4} \sin(3T_k) \right] \quad (۲-۲۳)$$

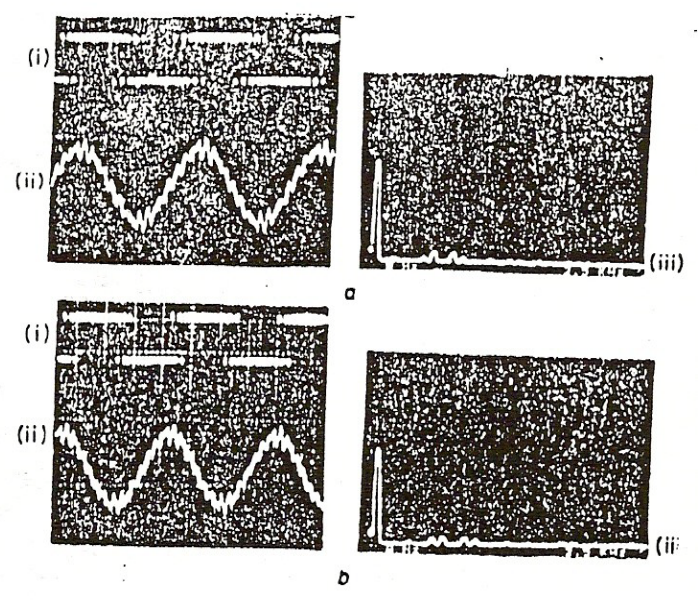
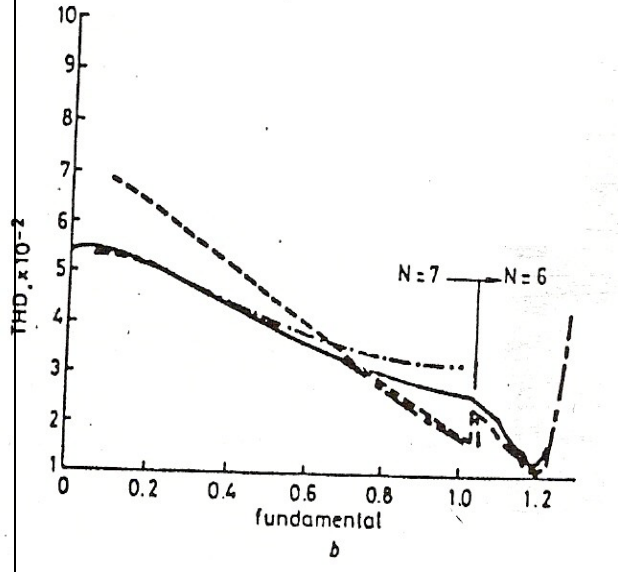
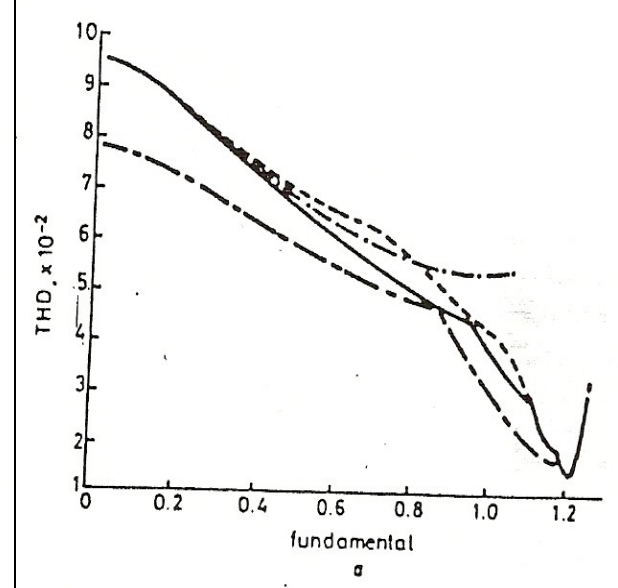
$$K = 1, 2, 3, \dots, N, T_C = \frac{2\pi}{F_R}, T_K = \frac{K\pi}{F_R}$$

برای هر دامنه مولفه اصلی M از رابطه (۲-۲۲) محاسبه شده و در رابطه (۲-۲۳) قرار داده می شود تا a ها محاسبه شوند . همانطور که قبلا گفته شد ، برای suboptimal

$$N = \left\lceil \frac{F_R}{2} \right\rceil \quad \text{و یا} \quad Fr = 2N + 1 \quad \text{است و در HVSO ، N و Fr مستقل از یکدیگرند .}$$

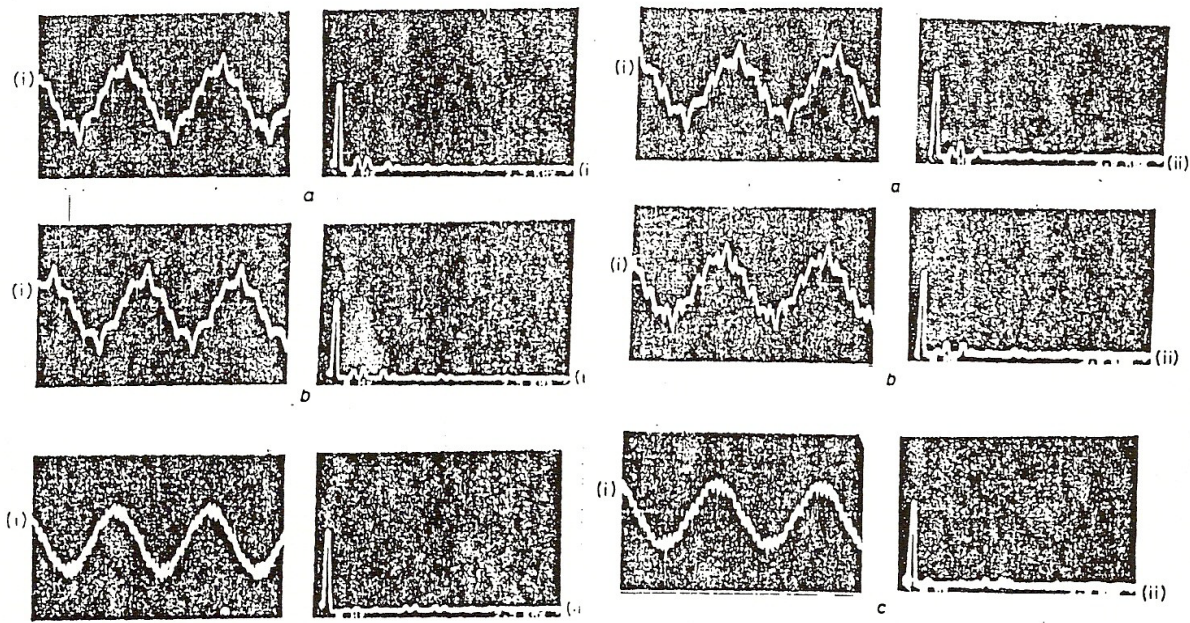


شکلهای (۲-۲۸)، (۲-۲۹)، (۲-۳۰) و (۲-۳۱)



شکل (۲-۳۳)

شکل (۲-۳۲)



شکل (۲-۳۴)

شکل (۲-۳۵)

## (۲-۲) انتخاب جداول :

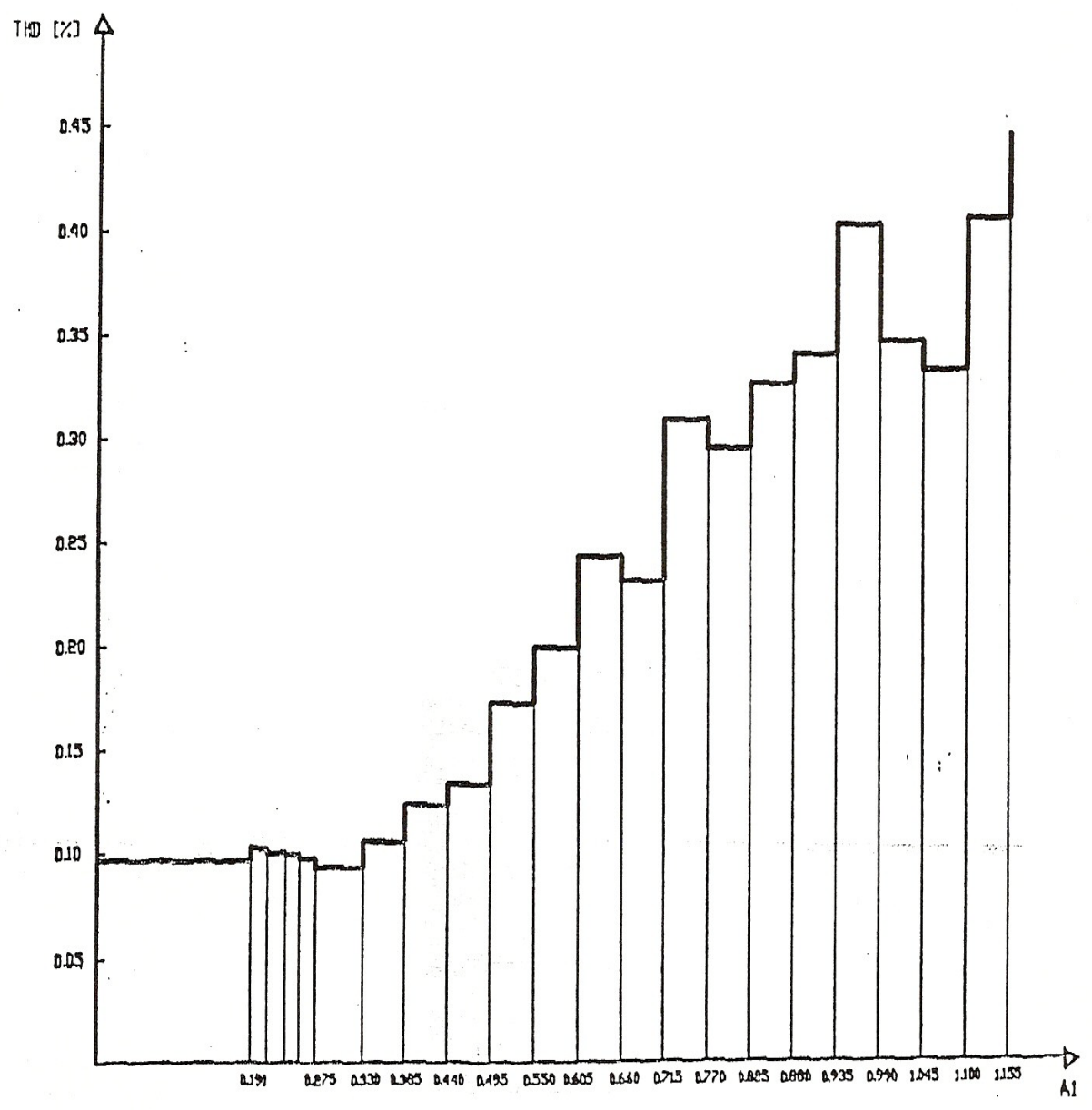
از آنجاییکه در این پروژه محدوده تغییرات دور موتور از صفر تا ۲۰۰ درصد دور نامی می باشد ، برای انجام عمل Gear changing این بازه به ۲۲ ناحیه تقسیم شده است و دامنه ها هارمونیک اصلی از مقدار ۰/۱۹۱ تا ۱/۱۵۵ تغییر می کند . نواحی بصورت مساوی تقسیم شده و از هر ناحیه تا ناحیه بعدی ، دامنه هارمونیک اصلی بمقدار ۰/۰۵ افزایش می یابد . برای انتخاب بهترین شکل موجهای PWM در نواحی مختلف ، قابل قبول ترین ترکیب N و Fr را برای دامنه های مختلف ، همراه با مقدار THD و مینیمم عرض پالس ، محاسبه کردیم و سپس بهترین ترکیب ها ، با توجه به حداقل بودن مقدار THD و همچنین محدودیت عرض پالس موجود ( 250 us ) انتخاب شدند ، که لیست آن در جدول (۲-۴) آمده است . همانطور که مشاهده می شود ، تا دامنه ۰/۸ از روش suboptimal و در دامنه های بالاتر از روش HVSO استفاده شده است و برای فرکانسهای بالاتر از ۵۰ هرتز نیز از شکل موج با دامنه ۱/۱۵۵ استفاده شده است .

منحنی THD بر حسب دامنه هارمونیک اصلی و همچنین هارمونیک اصلی بر حسب فرکانس در شکل (۲-۳۶) و (۲-۳۷) نشان داده شده است .

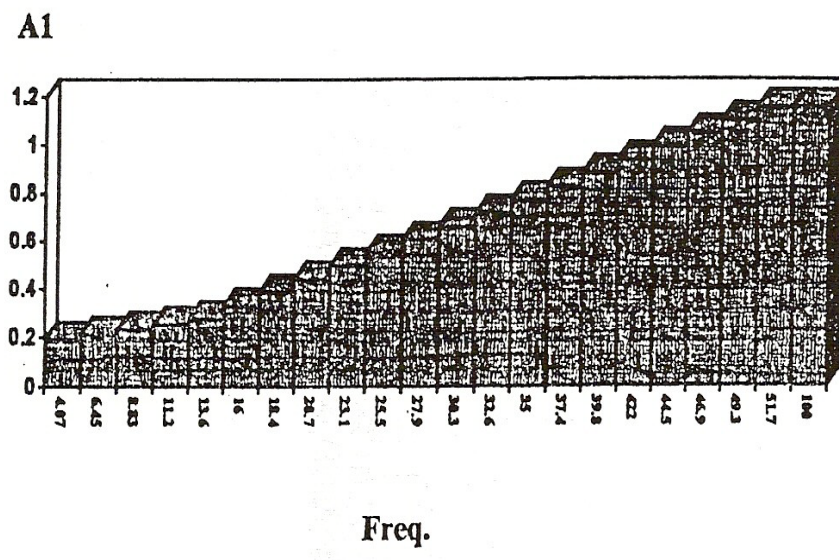
این برنامه همچنین قادر است که عرض پالسهای PWM در نواحی مختلف را محاسبه کرده و در یک فایل باینری ذخیره کند . این جداول که در Eprom سیستم قرار می گیرند ، شامل عرض پالسها و سایر اطلاعاتی هستند که مورد نیاز نرم افزار سیستم می باشند .

نحوه عمل بدین صورت است که هر پریود موج PWM به ۳۰۷۲۰ قسمت تقسیم شده و مقدار عرض پالسها بر اساس این تقسیم بندی در جداول مربوطه قرار می گیرند . جداول مربوطه از نظر رنج سرعت دارای overlap می باشند . اگر این مسئله رعایت نشود ، در زمانی که دور در مرز بین دو جدول کنترل می شود ، عمل تغییر جدول به سرعت صورت می گیرد که باعث در هم ریختن شکل موج جریان موتور و کاستن از کارایی سیستم می شود .

از آنجا که عرض پالسها بصورت اعداد صحیح و گرد شده می باشند ، دامنه هارمونیک اصلی بدست آمده در بعضی موارد با مقدار واقعی خود اندکی تفاوت دارند . این مقادیر جهت مقایسه با دامنه هارمونیک اصلی واقعی در جدول (۲-۴) آمده اند .



شکل (۲-۳۶)



شکل (۲-۳۷)



a1	freq. [Hz]	Technic	N	Fr	MinPW [ $\mu$ s]	THD [%]	a1 (real)
0.191	4.07	Suboptimal	40	81	High	0.96	0.191
0.212	6.45	Suboptimal	37	75	837.53	1.02	0.212
0.233	8.83	Suboptimal	37	75	597.03	1.00	0.233
0.254	11.2	Suboptimal	37	75	461.55	0.99	0.253
0.275	13.6	Suboptimal	37	75	371.14	0.97	0.275
0.330	16.0	Suboptimal	37	75	295.45	0.93	0.330
0.385	18.4	Suboptimal	31	63	283.73	1.05	0.385
0.440	20.7	Suboptimal	25	51	287.26	1.23	0.440
0.495	23.1	Suboptimal	22	45	270.35	1.33	0.494
0.550	25.5	Suboptimal	16	33	303.83	1.72	0.550
0.605	27.9	Suboptimal	13	27	307.07	1.99	0.605
0.660	30.3	Suboptimal	10	21	328.09	2.43	0.660
0.715	32.6	Suboptimal	10	21	269.25	2.31	0.715
0.770	35.0	Suboptimal	7	15	323.45	3.08	0.769
0.825	37.4	Suboptimal	7	15	260.21	2.94	0.824
0.880	39.8	HVSO	8	27	297.00	3.25	0.880
0.935	42.2	HVSO	6	21	310.34	3.39	0.935
0.990	44.5	HVSO	4	15	362.44	4.01	0.989
1.045	46.9	HVSO	4	15	259.43	3.45	1.043
1.100	49.3	HVSO	4	21	277.27	3.31	1.099
1.155	51.7	HVSO	4	33	283.39	4.04	1.155
1.155	100	HVSO	2	15	247.40	4.44	1.154

جدول (٢-٤)

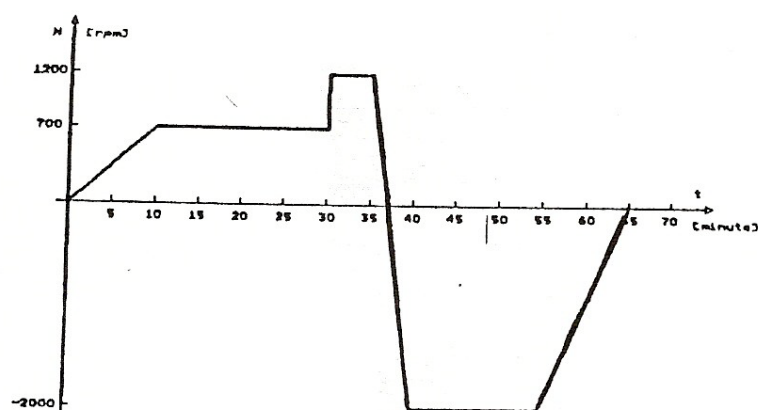
## فصل سوم :

### مشخصات کلی و بلوک

### دیاگرام سیستم

### (۳-۱) مشخصات کلی سیستم :

در این بخش به بررسی مشخصات دستگاه کنترلر دور موتور سه فاز ، که در واقع یک اینورتر و ولتاژ متغیر و فرکانس متغیر قابل برنامه ریزی می باشد ، می پردازیم .  
کنترل سرعت در هر دو جهت و تا دو برابر سرعت نامی انجام می گیرد . بعنوان مثال می توان دستگاه را طبق منحنی شکل (۳-۱) برنامه ریزی نمود .



شکل (۳-۱)

Step	$N_{rpm}$	$t_{min.}$	توضیحات
1	700	10	سرعت موتور در عرض ۱۰ دقیقه بطور یکنواخت افزایش یافته و از حالت سکون به $700rpm$ می رسد
2	700	20	سرعت موتور بمدت ۲۰ دقیقه روی $700$ ثابت باقی می ماند
3	1200	0	سرعت موتور از $700rpm$ با ماکزیمم شتاب به $1200rpm$ می رسد
4	1200	5	سرعت موتور بمدت ۵ دقیقه روی $1200rpm$ ثابت باقی می ماند
5	-2000	5	سرعت موتور در عرض ۵ دقیقه از $1200rpm$ به $2000rpm$ در جهت معکوس می رسد (ابتدا بطور یکنواخت کاهش پیدا می کند تا صفر شود سپس جهت برعکس شده و با همان شتاب افزایش پیدا می کند)
6	-2000	15	سرعت موتور بمدت ۱۵ دقیقه روی $2000rpm$ و در همان جهت معکوس ثابت باقی می ماند
7	0	10	سرعت موتور در عرض ۱۰ دقیقه بطور یکنواخت کاهش می یابد تا متوقف شود
End			

- کلید start جهت اجرای برنامه
- کلید stop جهت توقف اجرای برنامه

#### میکروپروسسور z80 :

**دور سنج :** از نوع نوری می باشد که در هر ۰/۲ ثانیه یکبار سرعت موتور را با دقت یک دور در دقیقه اندازه گیری می کند .

#### گشتاور راه اندازی : خیلی زیاد ( به اندازه گشتاور نامی )

با استفاده از این دستگاه موتور همواره می تواند با گشتاور ماکزیمم خود کار کند ، بنابراین گشتاور راه اندازی موتور بطور قابل ملاحظه ای افزایش می یابد و این در حالی است که جریان راه اندازی نیز بطور چشمگیری کاهش می یابد .

چراغ اخطار **over load** نشان می دهد با اینکه موتور با ماکزیمم گشتاور خود کار می کند ، اما سرعت موتور به مقدار مورد نظر نرسیده است .

تغذیه مورد نیاز از طریق یک منبع DC تامین می شود و سپس توسط یک اینورتر سه فاز بصورت PWM در می آید و به موتور اعمال می گردد و در نتیجه برای توانهای پائین مانند این پروژّه ولتاژ DC بر راحتی می تواند از یک منبع تکفاز تامین گردد ، یعنی با بکار گرفتن این دستگاه می توان حتی در جایی که تغذیه سه فاز وجود ندارد ، از موتور سه فاز استفاده کرد .

با اینکه توان مورد نیاز این پروژه کنترل موتورهای القایی تا 1,2KW می باشد ولی سخت افزار استفاده شده بگونه ایست که بدون نیاز به تغییرات اصولی می توان تا توانهای بسیار زیاد از آن استفاده کرد . فقط کافی است که المانهای مدار قدرت را متناسب مورد نیاز تغییر داد بدیهی است که وقتی از چنین توانهای بالایی صحبت می شود ، سوئیچهای مدار قدرت الزاما ( ترجیحا ) بایستی از نوع تریستوری باشند .

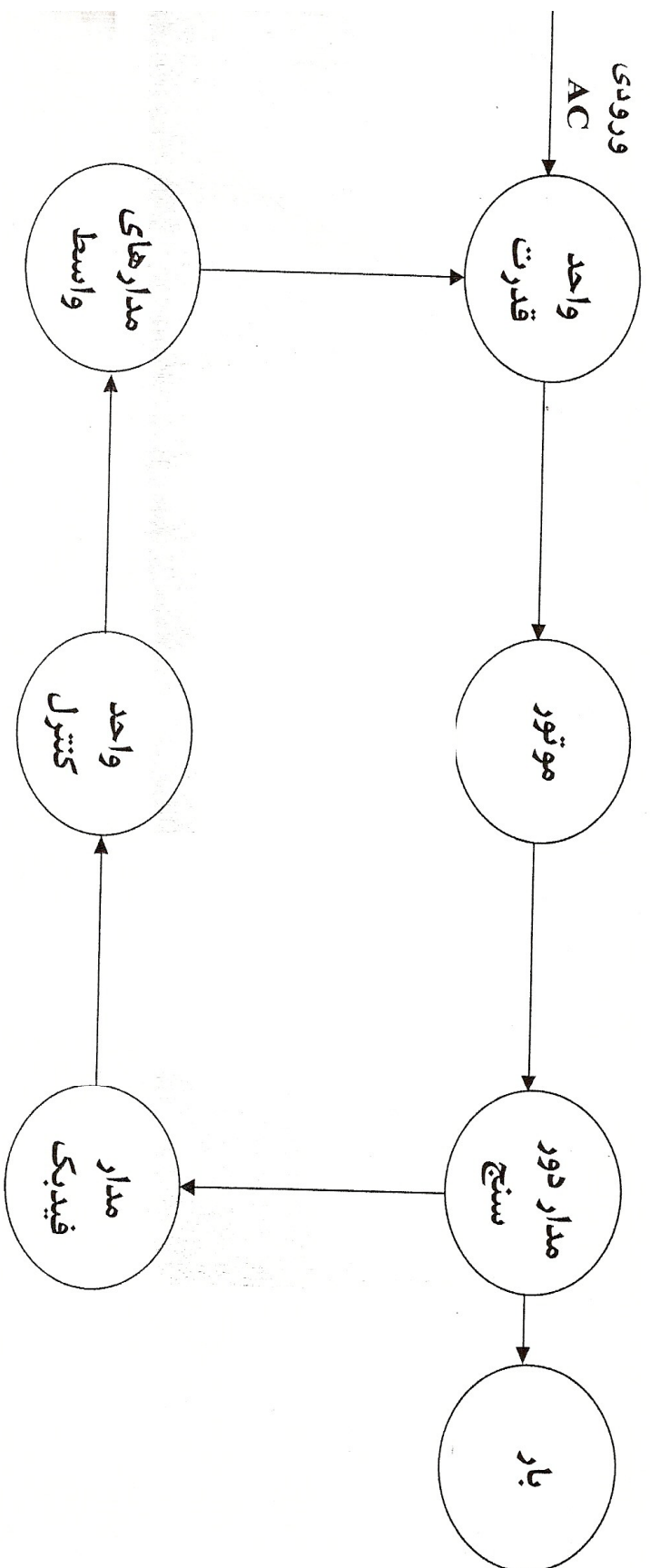
### (۳-۲) بلوک دیاگرام :

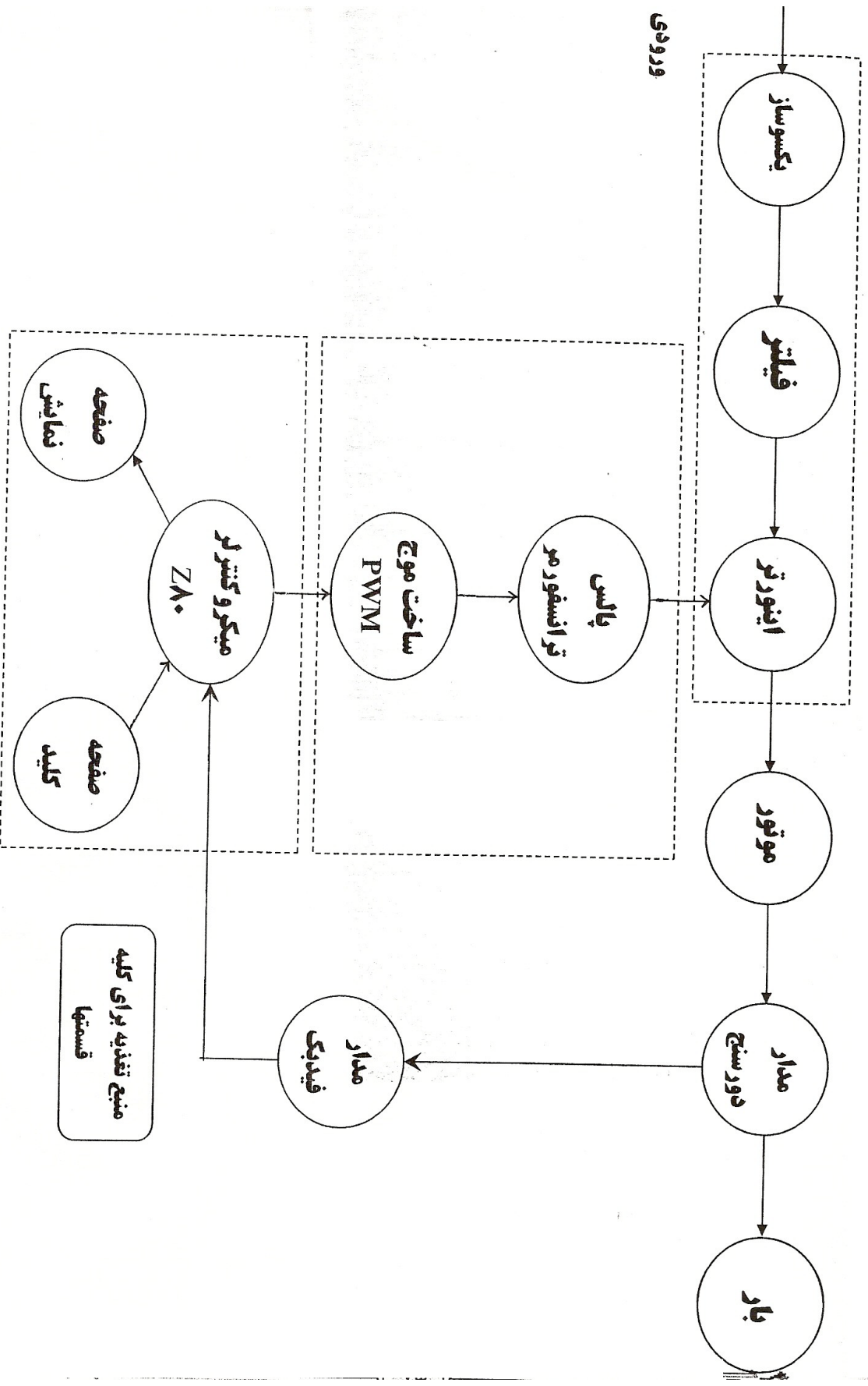
بلوک دیاگرام سیستم در شکل (۳-۲) آورده شده است . تغذیه ورودی وارد یک یکسوساز ساده دیودی شده و توسط یک خازن صاف می گردد . ولتاژ DC خروجی وارد اینورتر قدرت سه فاز که شامل ۶ تریستور می باشد ، می گردد . ( البته ۶ تریستور دیگر نیز جهت کموتاسیون وجود دارند که به آنها تریستور کمکی گفته می شود ) و خروجی اینورتر به موتور متصل می گردد .

سیگنالهای PWM جهت هر سه فاز توسط بخش کنترل تهیه می شود و به مدار واسط قدرت داده می شود و در آنجا سیگنالهای مورد نیاز جهت گیت تریستورهای کمکی و اصلی با timing های مورد نیاز ایجاد می گردد .

می دانیم که اینورترهای تریستور را نمی توان در فرکانسهای بالا بکار برد به همین جهت یک مینیمم عرض پالسی وجود دارد که کمتر از آن را نمی توان توسط اینورتر ایجاد کرد به همین جهت یک مدار محافظ در اینترفیس قدرت تعبیه شده است که مینیمم عرض پالسها را به 250us محدود می کند و همچنین اگر یکی از فازهای قطع شود ، بلافاصله تشخیص داده شده و تغذیه موتور را قطع می کند . این قسمت از مدار می تواند حذف شود زیرا فقط برای اطمینان و محافظت اینورتر که معمولا گران قیمت می باشد ، استفاده گردیده است .

بخش کنترل در واقع مغز دستگاه می باشد و وظیفه اصلی آن تولید شکل موجهای PWM مناسب جهت کنترل دور موتور طبق برنامه ، می باشد . وظیفه دیگر این بخش دریافت برنامه ، از طریق صفحه کلید می باشد . همچنین توسط یک نمایشگر دور موتور و جهت گردش آن و نیز شماره مرحله ای که در حال اجراست و دیگر علائم اخطار دهنده ، نشان داده می شود . این بخش همچنین توسط یک مدار فید بک دور واقعی موتور را دریافت کرده و تصمیمات لازم را اتخاذ می کند . جهت جلوگیری از انتشار نویز روی سیستم تغذیه و زمین بخش کنترل کلا از دیگر بخشها جدا شده و کلیه ارتباطات با اینترفیس های قدرت و مدار دور سنج بصورت نوری (اپتوکوپلر ) می باشد همچنین اینترفیس قدرت نیز از مدار اینورتر ایزوله بوده و ارتباطات توسط اپتوکوپلر انجام می شود . به این ترتیب تمام بردهای الکترونیکی سیستم از بخش قدرت ایزوله هستند و امکان انتشار نویز از این طریق ، از میان می رود .







## فصل چہارم :

### نحوہ کنٹرل

- بخش کنترل این پروژه از یک سیستم میکروپروسسوری که بر پایه میکروپروسسور Z80 طراحی شده است ، تشکیل شده است و مطابق شکل (۳-۱) از طریق بردهای واسط به بخش قدرت و توسط کی برد و صفحه نمایش با استفاده کننده در ارتباط است . سیستم کنترل بصورت یک سیستم مدار بسته (closed loop control) عمل می نماید و فیدبک آن از طریق دور سنجی که به موتور متصل است ، تامین می شود .

نحوه عمل سیستم بدین شکل است که در ابتدا رژیم کاری موتور توسط استفاده کننده بصورت یک منحنی سرعت - زمان از طریق صفحه کلید وارد می شود و پس از فرمان start سیستم به گونه ای کنترل می شود ، که سرعت موتور از منحنی وارد شده تبعیت کند . و در هر لحظه در مدت کار موتور ، سرعت و مرحله کاری ( یا step ) بر روی صفحه نمایش نشان داده می شود . بدین ترتیب سرعت موتور و همچنین تغییرات سرعت بر حسب زمان یعنی شتاب موتور ، توسط این سیستم کنترل می شوند .

#### (۴-۱) نحوه کنترل :

روش کنترل دور موتور در این سیستم ، همانگونه که قبلا توضیح داده شد ، براساس روش کنترل فرکانس و با استفاده از مدولاسیون عرض پالس ( PWM ) استوار است و قادر است دور موتور را در محدوده ۵% تا ۲۰۰% دور نامی کنترل نماید .

وظیفه اصلی سیستم میکروپروسسوری ، ایجاد سه موج PWM در خروجی با اختلاف فاز ۱۲۰ درجه می باشد که جهت درایو مدارهای واسط بخش قدرت مورد استفاده قرار می گیرند . فرکانس این موجهای PWM با توجه به برنامه وارد شده توسط استفاده کننده و همچنین با در نظر گرفتن فیدبکی که توسط دورسنج به بخش کنترل وارد می شود ، تغییر خواهد کرد .

## (۴-۲) سخت افزار سیستم :

همانطور که قبلا توضیح داده شد ، این سیستم بر مبنای میکروپروسور Z80 که یک cpu هشت بیتی می باشد ، بنا شده است . همانطور که ملاحظه می شود این مجموعه را می توان به چهار قسمت کلی تقسیم کرد که عبارتند از :

۱- بخش پردازشگر ( CPU Module )

۲- بخش تایمرها و ساخت موج ( Timer and PWM output )

۳- بخش فیدبک که به دور سنج متصل است ( Feedback )

۴- بخش صفحه کلید و نمایشگر ( Keyboard and Display )

در ابتدا جزئیات اجزاء سیستم و مشخصات قطعات بکار گرفته شده و سپس عملکرد کلی و نحوه ارتباط قسمتهای مختلف سیستم شرح داده می شود .

۱- بخش پردازشگر :

CPU این سیستم میکروپروسوری از نوع Z80 A می باشد که با فرکانس clock برابر 4/1914304 MHZ کار می کند . این فرکانس از طریق یک اسیلاتور کریستالی که با استفاده از سه عدد گیت NOT بشماره 74LS04 ساخته شده است به CPU متصل است و همچنین خروجی اسیلاتور پس از بافرشدن از طریق U6 جهت فرکانس clock سایر قسمتهای سیستم استفاده شده است . در ضمن فرکانس خروجی اسیلاتور توسط IC۷۴۷۴ نصف شده است که از آن جهت clock مورد نیاز IC ۸۲۷۹ استفاده شده است . پایه Reset پروسور به یک مدار Power on Reset متصل است و از کلید فشاری S18 نیز جهت Reset دستی سیستم استفاده می شود . همچنین از دو عدد گیت LS14 که ۷۴ NOT schmit trigger هستند ، جهت تبدیل ولتاژ خازن که یک ولتاژ نمایی است به ولتاژ پله ای استفاده شده است .

سیگنالهای Reset و Reset نیز پس از بافر شدن از طریق u6 جهت Reset کردن چیپ های مختلف بکار رفته در سیستم ، استفاده شده اند .

پایه های BUSRQ, WAIT, NMI, پروسور Z80 نیز که مورد استفاده قرار نگرفته اند ، توسط یک مقاومت 10K ، pull up شده اند . bus های سیستم شامل ۱۶ خط Address bus ، ۸ خط DATA BUS و ۶ خط Control bus می باشد . علاوه بر اینها خطوط Interrupt, Reset, clock نیز به سایر قسمت های سیستم متصل هستند ، که کلیه این خطوط توسط IC های BUS Driver بافر شده و به دیگر قسمت ها وصل شده اند . جهت بافر کردن خطوط Control bus, Address bus که خطوط یک طرفه هستند از IC 74LS244 که در شکل توسط U2, U3, U6, مشخص هستند ، استفاده شده است پایه enable این IC زمین شده است بطوریکه خروجی آنها دایما در حالت فعال است در مورد DATA BUS از IC 74LS245 استفاده شده است که یک بافر دوطرفه می باشد . پایه enable این IC نیز زمین شده است و پایه DIR آن نیز به سیگنال WR از پروسور متصل است ، بطوریکه در حالت عادی جهت بافر بطرف CPU بوده و در هنگام عمل نوشتن با فعال شدن سیگنال WR جهت آن از CPU به طرف خارج تغییر می یابد .

از نظر حافظه سیستم شامل یک EPROM بطرفیت 8K byte بشماره ۲۷۶۴ و یک حافظه RAM Static بطرفیت 8K byte بشماره ۶۲۶۴ می باشد .

Memory Map سیستم بدین شکل است که EPROM در آدرس H-1FFFH ... - و RAM در H-1FFFH ۲۰۰۰ قرار گرفته اند . از خط آدرس ۱۳ ( AB13 ) جهت تمایز این دو حافظه استفاده شده است ، بطوریکه AB13 به پایه CE از ۲۷۶۴ متصل شده است و چونکه در آدرسهای کوچکتر از H ۲۰۰۰ ، AB13 برابر صفر است . EPROM انتخاب می شود و همچنین AB13 به پایه CS2 از ۶۲۶۴ متصل شده است و پایه CS1 این IC نیز زمین شده بنابراین در آدرسهای بزرگتر از H ۲۰۰۰ ، RAM آدرس دهی می شود ، برای پایه های

WE و OE این دو IC نیز از دو سیگنال MEMR, MEMW استفاده شده است و که این سیگنالها در پرسور Z80 وجود ندارند و در اینجا از طریق OR کردن سیگنالهای MREQ با RD سیگنال MEMR و MREQ با WR سیگنال MEMW ساخته شده اند و برای انجام این کار از دو گیت 74LS32 استفاده شده است .

در I/O map سیستم از آدرسهای ۶۰ H – ۰۰ H استفاده شده است برای دیکود کردن آدرسها از یک دیکودر آدرس بشماره 74ls138 استفاده شده است خطوط IORQ و M1 نیز به پایه های enable این IC متصل شده اند که بدین ترتیب آدرس دهی I/O از حافظه جدا می شود و خط AB3 به پایه enable این IC یعنی G2B متصل است و بدین آدرسهای I/O قابل آدرس دهی بشکل OXXXOXXX خواهند بود. از خطوط AB1, AB0 جهت متمایز ساختن آدرسهای چیپ های بکار رفته در سیستم ، استفاده شده است . جدول (۴-۱) آدرسهای مختلف I/O را نشان می دهد .

Address	IC
00H-03H	8255
10H-13H	8254
20H-23H	Z80-CTC1
30H-33H	Z80-CTC1
40H-43H	8279
50 H	S.E. (LSB)
60 H	S.E. (MSB)

## جدول (۴-۱)

(۲) بخش ساخت موج PWM :

قطعات استفاده شده در این بخش بقرار زیرند :

IC8255 که اصطلاحاً PPI (Programmable Peripheral Interface) خوانده می شود

، شامل سه عدد پورت پارالل ۸ بیتی می باشد که پورتهای A,B,C خوانده می شوند . این IC

قابل برنامه ریزی می تواند در سه مد عملیاتی مختلف کار کند که عبارتند از :

مد صفر : بدون Handshake ( ساده )

مد یک : با Hand shake

مد دو : دوطرفه (Bidirectional)

در مد صفر از سه پورت این IC می توان بطور کاملاً مجزا در حالت ورودی و یا خروجی

استفاده کرد و در مدهایی که از Hand shake استفاده می کنند ، از پورت C بصورت

خطوط Hand shake برای پورتهای B,A استفاده می شود .

این چیپ شامل چهار آدرس مجزا باشد که شامل : پورت A ، پورت B ، پورت C و بخش

کنترل می شوند که توسط پایه های A, A1 که در اینجا به خطوط آدرس AB,AB1 متصل

شده اند ، این چهار آدرس از هم جدا می شوند . در این پروژه از پورتهای این IC در حالت

بدون Hand shake و هر سه پورت در مد خروجی استفاده شده است .

IC دیگر استفاده شده ، ۷۴۹۷ می باشد که از خانواده TTL می باشد و یک Bit Rate Multiplier ، ۶ بیتی می باشد ، از این IC در این پروژه بعنوان یک تقسیم کننده فرکانسی برای ساختن فرکانسهای متغیر استفاده شده است .

نحوه عمل این IC به این صورت است که فرکانس ورودی (Fin) به پایه CLK آن متصل می شود که در اینجا  $FIN=4/19430MHZ$  است ( ماکزیمم مقدار مجاز برای Fin در این IC برابر 32MHZ می باشد ) سپس Input rate به پایه ( B0 – B5 ) متصل می شود و فرکانس خروجی که از پایه y و یا z می تواند دریافت شود از رابطه (۴-۱) قابل محاسبه خواهد بود .

(۴-۱)

$$f_{out} = \frac{M \cdot f_{in}}{64}$$

$$M = B_5 \cdot 2^5 + B_4 \cdot 2^4 + B_3 \cdot 2^3 + B_2 \cdot 2^2 + B_1 \cdot 2^1 + B_0 \cdot 2^0$$

در اینجا Fin بصورت توانی از ۲ یعنی 2MHZ در نظر گرفته شده تا در Fout عدد صحیح حاصل شود . در اینجا بعلت اینکه ورودی هر IC ، ۶ بیتی است و ۱۶ بیت مورد نیاز است ، از سه تا از این IC ها بصورت cascade استفاده شده است . بطوریکه خروجی Enable هر IC به ورودی های Unity/cascade , IC, strobe بعدی متصل شده است . و توسط یک گیت NAND سه ورودی ( 74LS10 ) خروجی های Y این سه IC باهم NAND شده اند . از ۱۸ ورودی این مجموعه دو ورودی زمین شده و ۱۶ ورودی دیگر به پورتهای A و B از ۸۲۵۵ متصل شده اند . نکته قابل توجه در اینجا این است که دو بیت کم ارزش در ورودی زمین شده اند و بدین ترتیب رابطه (۴-۱) بصورت زیر تبدیل می شود که در آن M یک عدد ۱۶ بیتی است که توسط CPU مشخص می شود .

$$f_{out} = \frac{(M \cdot 2^2) f_{in}}{2^{18}} = \frac{M \cdot f_{in}}{2^{16}}$$

(۴-۲)

$$f_{in} = 2^{22} \text{MHZ} \Rightarrow f_{out} = \frac{M \cdot 2^{22}}{2^{16}} \Rightarrow f_{out} = 64M$$

IC دیگر بکار رفته عبارتست از ۸۲۵۴ که اصطلاحاً (ProgrammableIntervalTimer) PIT خوانده می شود ، این IC شامل سه عدد کانتر ۱۶ بیتی می باشد که در این پروژه از آنها جهت ساخت عرض پالسهای مختلف سه موج PWM برای فازهای T,S,R استفاده شده است . هر یک از کانترهای این IC دارای یک آدرس مجزا می باشند و بخش کنترل آن هم یک آدرس دارد که جمعاً تشکیل چهار آدرس را می دهند که توسط پایه های A1,A0 که به خطوط Address bus AB1 , AB0 متصل هستند از هم متمایز می شوند . از بخش کنترل این IC جهت تعیین مد عملیاتی هر یک از کانترها و یا صدور دستورهای Read Back و یا Counter latch استفاده می شود . فرکانسهای ورودی این سه کانتر بصورت مجزا می باشند و از طریق پایه های CLK2,CLK1,CLK0 تامین می شوند که در اینجا هر سه پایه به هم متصل شده و از طریق خروجی گیت 74LS10 ، به فرکانس ساخته شده توسط IC های ۷۴۹۴ متصل شده اند . ( ماکزیمم فرکانس مجاز برای IC که از نوع ۸۲۵۴-۲ می باشد برای 10MHZ است و برای ۸۲۵۴ معمولی برابر 5MHZ می باشد ) . همچنین پایه های G2,G1,G0 ورودی های Gate برای سه کانتر می باشند که در این پروژه مورد استفاده قرار نگرفته اند و همگی از طریق یک مقاومت 10K ، Pull up گشته اند . از نظر ساختار داخلی هر یک از کانترهای این IC می تواند بصورت ۸ بیتی و یا ۱۶ بیتی مورد استفاده قرار گیرند و هر یک از کانترها قابل برنامه ریزی در ۶ مد مختلف تایمر و یا کانتر می باشند . برای



تعیین عملیاتی هر کانتر کلمه کنترل مربوطه ، به آدرس کنترل این چیپ فرستاده می شود کلیه اطلاعات و شکل‌های لازم در مورد این چیپ در بخش ضmann آمده است .

در بخش ضmann ، نحوه تایمینگ ها برای ۶ مد مختلف نمایش داده شده است . در این پروژه هر سه کانتر بگونه ای برنامه ریزی شده اند که مد برابر  $2 \text{ (Rate Generator) Read/write}$  بصورت ۱۶ بیتی و شمارش بصورت باینری است .

این مد شبیه به یک شمارنده تقسیم بر  $N$  عمل می کند . در ابتدا خروجی کانتر مقدار  $high$  دارد و کلمه کنترل برای آن کانتر فرستاده می شود . در این سیستم چون از کانترها بصورت ۱۶ بیتی استفاده شده است ، باید ابتدا  $LSB$  و سپس  $Initial\ count, MSB$  فرستاده شوند . یک پالس ساعت بعد از فرستادن  $Initial\ count$  کانتر با آن  $load$  می شود و با هر پالس ساعت محتوای کانتر یک واحد کاهش می یابد. از صفر شدن کانتر ، خروجی آن به مدت یک پالس ساعت  $low$  می شود و  $Initial\ count$  مجددا در کانتر  $load$  شده و این سیکل تکرار می شوند . اگر  $Initial\ count$  دیگری فرستاده شود ، بعد از صفر شدن کانتر ، مقدار آن در کانتر  $load$  می شود . برای اینکه شروع عمل کانتر را بصورت نرم افزاری بتوان سنکرون کرد ، باید ابتدا کلمه کنترل و سپس  $Initial\ count$  فرستاده شوند . بدین ترتیب در مد ۲ اگر  $Initial\ count$  برابر  $N$  باشد ، به ازای هر  $N$  پالس ساعت در خروجی یک پالس خواهیم داشت . برای تغییر فرکانس کار موتور ، فرکانس خروجی مجموعه ۷۴۹۴ که همان  $clock$  ورودی ۸۲۵۴ است را تغییر داده و بدین ترتیب عرض پالسها تغییر خواهند کرد و بدین ترتیب فرکانس موج  $PWM$  اعمال شده به موتور و در نتیجه سرعت موتور تغییر خواهد کرد .

$IC$  دیگری که در بخش ساخت موج  $PWM$  استفاده شده است  $Z80-CTC$  می باشد (  $U11$  ) که یک کانتر چهار کاناله قابل برنامه ریزی از خانواده  $Zilog$  می باشد . این چیپ نیز شامل چهار آدرس مختلف برای چهار کانال آن می باشد . از هر کانال می توان در مد کانتر و یا تایمر استفاده نمود . آدرس کانالهای مختلف توسط پایه های  $CS0, CS1$  که به خطوط

Address bus از AB1,AB0 متصل هستند ، مشخص می شوند . پایه های CLK که نقش clock ورودی برای چهار کانال را داراست نیز به clock اصلی سیستم ( 4 MHz ) متصل شده است .

امادر این پروژه از این IC صرفا بعنوان یک اینتراپت کنترلر استفاده شده است تا بتوان اینتراپت های حاصل از IC های خانواده Intel را به شبکه Daisy chain خانواده Z80 متصل نمود . نحوه کار با این IC بدین شکل است که در ابتدا کلمه کنترل برای کانالهای مختلف فرستاده می شود . در این سیستم هر چهار کانال بصورت کانتر با لبه پایین رونده عمل می کنند و اینتراپت آنها enable است . سپس Time constant برابریک برای هر چهار کانال فرستاده می شود . بدین ترتیب با هر پالس که پایه CLK/TRG هر یک از کانالهای اعمال می شود ، مقدار کانتر یک واحد کاهش یافته و صفر می شود و یک اینتراپت از طریق پایه INT این IC به CPU اعمال می شود .

کانالهای ۰، ۱، ۲ این IC به پایه های out2,out1,out0 از ۸۲۵۴ وصل شده اند بدین ترتیب پس از اینکه مقدار هر کانتر ۸۲۵۴ صفر شود ، یک پالس در پایه out آن ایجاد می شود و یک اینتراپت از طریق CTC به CPU داده می شود . کانال ۳ این IC نیز به پایه IRQ ۸۲۷۹ وصل شده است و بدین ترتیب با فشار هر کلید یک اینتراپت به CPU داده می شود .

نحوه عملکرد کلی بخش ساخت موج PWM بشرح زیر است :

خروجی این بخش که به واحد اینترفیس فرستاده می شود یک شکل موج PWM با فرکانس متغیر است .

برای تغییر فرکانس CPU ، بر اساس برنامه وارد شده توسط استفاده کننده و همچنین با توجه به سرعت فعلی موتور که توسط shaft Encoder مشخص می شود ، فرکانس لازم را محاسبه کرده و آنرا به پورتهای A و B از ۸۲۵۵ ، out می کند ، بدین ترتیب فرکانس خروجی مجموعه IC های ۷۴۹۷ و در نتیجه clock ورودی ۸۲۵۴ تغییر می کند . عرض

پالسهای موجود در موج PWM نیز بصورت جداولی در EPROM قرار دارد توسط CPU خوانده شده و به سه کانتر ۸۲۵۴ فرستاده می شوند. بدین ترتیب با تغییر فرکانس ورودی ۸۲۵۴ clock، عرض پالسها و در نتیجه فرکانس موج PWM قابل تغییر خواهد بود. پس از صفر شدن هر کانتر ۸۲۵۴ یک اینتراپت از طریق CTC(u11) به CPU اعمال شده و عرض پالس بعدی در این کانتر قرار می گیرد. سطح هر پالس نیز (یک یا صفر بودن آن) توسط CPU به پورت C از ۸۲۵۵، بیتهای PC2, PC1, PC0 فرستاده می شود که به ورودی سه D Flip flop بشماره 74LS74 متصل هستند. پایه clock این D-FF ها به خروجی کانتر ۸۲۵۴ متصل است و بدین ترتیب با هر بار صفر شدن کانترهای ۸۲۵۴ یک پالس به پایه CLK D-FF اعمال شده و سطح پالس بعدی در خروجی D-FF ظاهر می شود، که توسط یک بافر ۷۴۰۷ به واحد اینترفیس متصل می شود. این بافر جهت ایجاد جریان لازم برای اپتوکوپلرهای ورودی واحد اینترفیس است.

نکته قابل توجه در اینجا این است که برای اینکه وقفه و اختلالی پس از صفر شدن عدد موجود در کانتر ۸۲۵۴ تا فرستاده شدن عرض پالس بعدی توسط CPU به این کانتر روی ندهد، عرض پالس بعدی همیشه یک مرحله جلوتر به ۸۲۵۴ فرستاده می شود و به محض صفر شدن عرض پالس فعلی در کانتر قرار گرفته و اینتراپت تولید شده باعث فرستاده شدن پالس بعدی به ۸۲۵۴ و همچنین سطح پالس بعدی به پورت C از ۸۲۵۵ فرستاده می شود بدین ترتیب با اینتراپت بعدی عرض پالس و سطح پالس صحیح ایجاد خواهند شد.

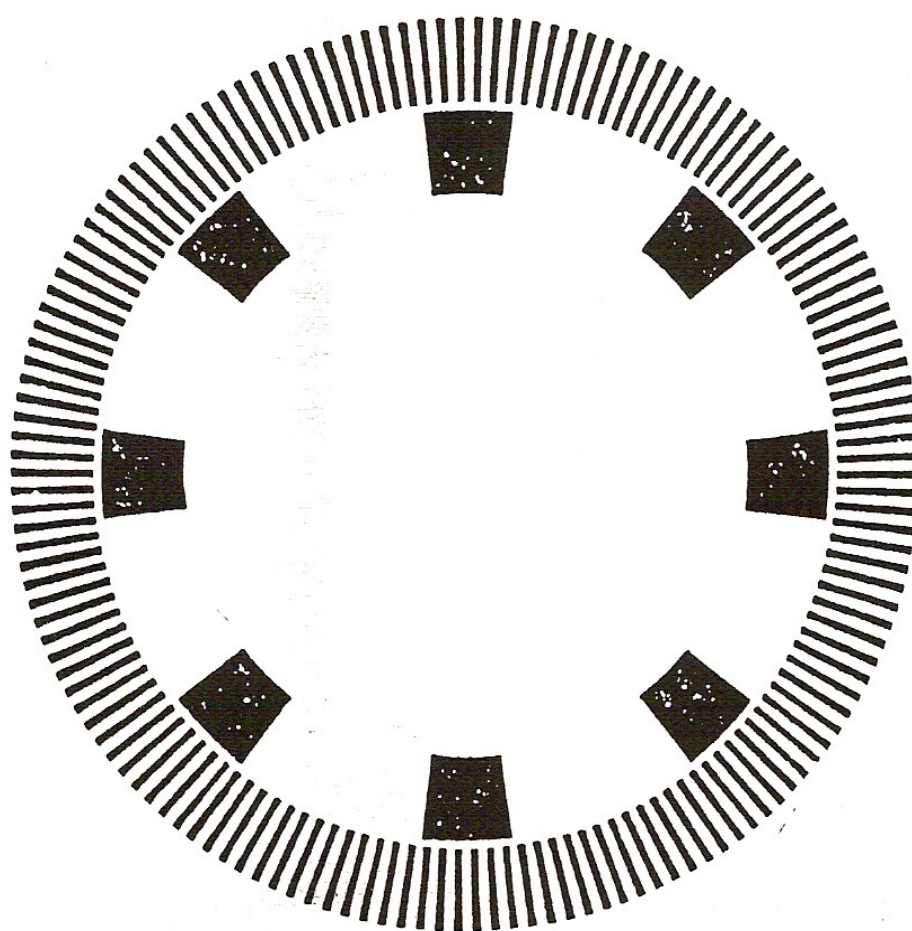
از بیت PC3 پورت C8255 نیز جهت Reset کردن D-FF ها استفاده شده است. بدین ترتیب در ابتدای کار و یا در مواقع ایجاد خطر با صفر کردن این بیت هر سه موج PWM صفر شده و با توجه به قسمتی که در مدار اینترفیس تعبیه شده است اینورتر خاموش می شود.

(۳) مدار دور سنج :

در این پروژه از یک Shaft Encoder بعنوان دور سنج استفاده شده است . نحوه عمل بدین صورت است که یک صفحه دایره ای شکل که روی آن خطوط سیاه و سفید رسم شده است ، روی محور موتور نصب شده است . این صفحه در شکل (۲-۳) نشان داده است . همانطور که مشاهده می شود ۱۵۰ خط نازک در محیط پیرامونی آن و ۸ خط عریض تر در قسمت درونی آن کشیده شده است . اساس کار این دور سنج بصورت نوری می باشد . از خطوط نازک برای تعیین سرعت و از خطوط کلفت جهت تعیین جهت چرخش موتور استفاده شده است . جنس صفحه از نوع فیلم عکاسی و شفاف می باشد . یک اپتو کوپلر مادون قرمز در جلوی خطوط نازک قرار گرفته ، بطوریکه هر خط سیاه که جلوی فرستنده آن قرار می گیرد ، باعث قطع شدن اشعه نور و ایجاد پالس در خروجی می شود . خروجی اپتو کوپلر به مدار واسطی که در شکل (۳-۴) نشان داده شده است ، متصل می گردد. این خط پس از بافر شدن به یک opto isolator ، جهت جدا سازی تغذیه ها متصل می گردد و سپس به ورودی دو عدد مونوفلاپ شماره 74ls221 اعمال می گردد . ورودی یک مونوفلاپ با لبه پایین رونده و دیگری با لبه بالا رونده تحریک می شوند و عرض پالس هر یک حدود 200us می باشد . این مجموعه عمل دو برابر کردن فرکانس خروجی shaft Encoder را باعث می شوند . خروجی این بخش ( SE ) به واحد فید بک برد میکروپروسور اعمال می شود .

دو اپتوکوپلر دیگر نیز در کنار هم و در جلوی خطوط عریض تر قرار گرفته اند ، که از آنها جهت تشخیص جهت حرکت موتور استفاده می شود . خروجی این دو اپتوکوپلر نیز به مدار واسط شکل می آید که با OPT2 و OPT3 مشخص است U2B,2A تشکیل یک RSFLIP FLOP را می دهند که اگر هر دو ورودی یک باشند ، در حالت ذخیره و اگر هر دو یک باشند در حالت غیر مجاز قرار می گیرند . U1D,U1C,U2D,U2C نیز تشکیل یک خط تاخیر را می دهند ، که به ورودی Clock یک D Flip flop متصل است .

عرض هر خط کلفت نیز بگونه ای است که می تواند جلوی هر دو اپتوکوپلر را بگیرد . حال اگر موتور در جهت راستگرد بچرخد ، ابتدا opt3 یک شده و سپس opt2,opt3 هر دو حالت یک قرار می گیرند ، در نتیجه خروجی RS-FF در حالت ۱ قرار گرفته و خروجی D-FF پس از زدن CLOCK یک شده باعث می شود ، خروجی DIR که به برد میکروپروسسور می رود ، صفرشود و اگر موتور در جهت چپگرد بچرخد ، خروجی DIR یک شده و جهت منفی را نمایش می دهد .



شکل (۲-۴)

#### ۴- بخش فیدبک برد میکروپروسور :

اصول کار این بخش بدین صورت است که خروجی مدار واسط shaft Encocler که به صورت قطار پالس می باشد به ورودی یک کانتر به شماره 74LS393 اعمال شده و از خروجی آن نمونه برداری شده و سپس کانتر مجددا صفر شده و این عمل تکرار می شود . زمان نمونه برداری ۰/۲ ثانیه می باشد که با توجه به تعداد پالسهای ورودی در هر دور گردش که ۳۰۰ عدد می باشد ، عدد نمونه برداری شده ، دقیقا همان دور موتور برحسب rpm خواهد بود .

چون دور موتور به صورت ۱۶ بیتی خواهد بود از چهار عدد کانتر 74LS393 بصورت cascade استفاده شده است . زمان نمونه برداری توسط یک z80-CTC ( IC شماره U22 ) ساخته می شود .

کانال صفر این IC در حالت تایمر و کانالهای ۱ و ۲ در مد کانتر برنامه ریزی شده اند و از کانال ۳ در این سیستم استفاده نشده است . کانالهای ۰، ۱، ۲، با هم سری شده اند و در خروجی کانال ۱، یک سری پالس با پریود ۰/۲ ثانیه ایجاد می شود . زمان تناوب کانتر ۲ نیز یک ثانیه می باشد ، که برای دیگر timing های برنامه توسط CPU مورد استفاده قرار می گیرد .

برای ارتباط خروجی کانتر ۷۴۳۹۳ با Data Bus از دو عدد بافر 74LS374 استفاده شده است . این IC یک بافر ۸ بیتی است که خروجی آن بصورت Tri- state بوده و در ورودی نیز یک latch دارد . پایه CLK این IC به پایه ZC/TO کانال ۱ از CTC2 متصل شده است و بدین ترتیب هر ۰/۲ ثانیه یک پالس می خورد . با لبه بالا رونده این پالس عدد موجود در

خروجی کانترهای ۷۴۳۹۳ در آن latch می شود و با لبه پائین رونده آن کانتر های 74393 ، Reset می شوند و شمارش را از سر می گیرند . چون پایه CLR کانتر ۷۴۳۹۳ با سطح پالس عمل می کند ، از یک مونوفلاپ به شماره 74LS123 جهت ساختن پالس Clear برای 74393 استفاده شده است ، که عرض پالس خروجی آن حدود ۲۵۰ نانو ثانیه می باشد . در اینجا ، ۷۴۱۲۳ با لبه پائین رونده پالس ورودی تحریک می شود .

پایه های OC از دو IC ، ۷۴۳۷۴ نیز به دو خروجی دیکودر آدرس ۷۴۱۳۸ متصل شده اند . بدین ترتیب هر وقت یکی از این دو IC آدرس دهی شوند ، محتوای بافر آنها روی Data Bus قرار گرفته و توسط CPU خوانده می شود . U16 بعنوان LSB و U17 بعنوان MSB از دور موتور می باشند . بیت هفتم MSB به خروجی یک بافر Tri- starte به شماره 74LS125 متصل است که به سیگنال DIR از shaft Encoder متصل است بدین ترتیب بیت هفتم از MBS دور موتور ، نمایگر جهت چرخش موتور خواهد بود .

#### **(۵) بخش صفحه کلید و نمایشگر :**

در این بخش از یک Keyboard & Display Contoroller از خانواده Intel به نام ۸۲۷۹ استفاده شده است . توضیحات کامل راجع به این IC در بخش ضمایم آمده است . صفحه کلید این سیستم شامل ۱۷ کلید است که در شکل (۴-۴) نشان داده شده اند .

Prg	End	Stop	Start
8	9	-	CLR
4	5	6	7
0	1	2	3

**Enter**

شکل (۴-۴)

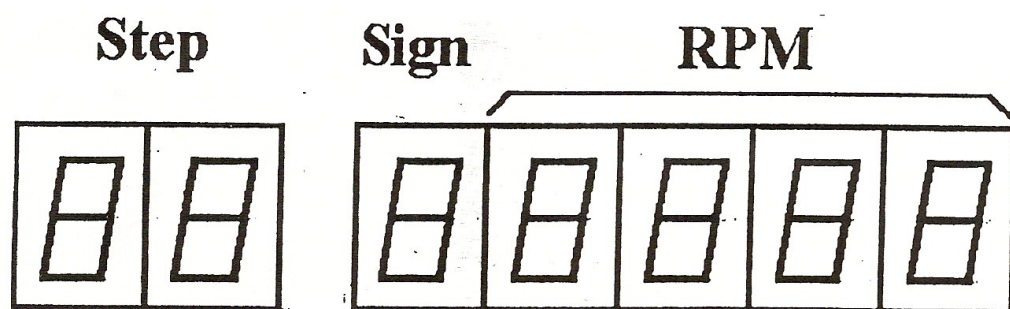
وظایف هر کلید بشرح زیر می باشد :

- کلیدهای ۰ تا ۹ و علامت (-) جهت تایپ اعداد و کلید Enter جهت وارد کردن عدد تایپ شده بکار می روند .
- کلید CLR جهت پاک کردن آخرین عدد وارد شده ، قبل از زدن کلید Enter است.
- کلید Prg شروع عمل برنامه ریزی و کلید end پایان آنرا مشخص می سازند.
- کلید start شروع کار موتور و کلید Stop توقف موتور را باعث می شوند .



صفحه نمایش نیز شامل ۷ عدد seven segment می باشد که در شکل (۳-۵) نشان

داده شده است .



شکل (۴-۵)

منظور از step مرحله کاری موتور است که می تواند از صفر تا ۹۹ باشد . sign علامت دور است و جهت چرخش را مشخص می کند و RPM بیانگر دور موتور در دقیقه می باشد که عدد یک چهار رقمی است seven segment ها از نوع آند مشترک می باشد و از یک Led نیز جهت نمایش سیگنال overload استفاده شده است . که در صورتی که گشتاور بیش از حد به موتور وارد شود و یا اینکه سیستم نتواند شتاب مورد نظر استفاده را ایجاد کند ، روشن خواهد شد .

نحوه برنامه ریزی این IC در این سیستم بدین صورت است که مد صفحه کلید در حالت  
Encoded ، Key lockout ۲- scan key board و صفحه نمایش در مد bit  
Left – Display – ۸-۸ character Entery است .

این چیپ شامل دو آدرس مربوط به بخش DATA و بخش Control می باشد که توسط  
پایه A0 که به خط AB0 از Address BUS متصل است ، مشخص می شوند . پایه  
CLK این IC به Clock 2MHZ سیستم وصل شده است و پایه IRQ به پایه  
CLK/TRG از u11 متصل است ، تا اینترایت آنرا به CPU منتقل کند .

از خطوط scan line یعنی SL0- SL3 جهت عمل scan کردن صفحه کلید و همچنین  
multiplex صفحه نمایش استفاده می شود . این خطوط توسط یک decoder آدرس به  
شماره ۷۴۴۵ به ۱۰ خط تبدیل می شود که از ۸ عدد آن جهت صفحه نمایش و از ۵ عدد آن  
جهت ماتریس صفحه کلیدها استفاده شده است . خطوط برگشت صفحه کلید به پایه های  
Return از ۸۲۷۹ وصل شده اند ( RL0-RL7 ) .

فشار هر کلید باعث می شود که کد کلید مربوط در RAM این IC ، که بصورت FIFO  
می باشد نوشته شده و یک اینترایت نیز در پایه IRQ تولید شود و در روتین سرویس  
اینترایت با خواندن از بخش DATA این چیپ توسط CPU ، کد کلید فشار داده شده بدست  
می آید .

برای تامین جریان آند seven segment ها از ۸ عدد ترانزیستور pnp استفاده شده  
است که بیس آنها از طریق یک مقاومت به خروجیهای دیکو در ۷۴۴۵ متصل است و  
مرتبا توسط ۸۲۷۹، scan می شوند .

در خروجیهای OA0-OB3 نیز عدد مورد نظر برای نمایش در هر لحظه قرار داده می  
شود که مطابق با عددی است که در Display Ram این IC نوشته شده است .

Display Ram این IC ، ۱۶ بتی است که می تواند تا ۱۶ segment را پشتیبانی کند ولی در پروژه از مد ۸ بایتی آن استفاده شده است .

از یک سری بافرهای ۷۴۰۷ نیز برای تامین جریان کاتد segment ها استفاده شده است . لازم به توضیح است که این IC از نوع Open Collector می باشد . فرکانس مالتی پلکس کردن segment ها در این سیستم حدود 200Hz می باشد .

#### (۴-۲) اینترپت های موجود در سیستم :

در این سیستم از مد ۲ اینترپت Z80 که قویترین مداینترپت آن می باشد ، استفاده شده است . جمعا ۵ اینترپت در سیستم وجود دارد که از طریق IC های U22, U1 که هر دو Z80-CTC می باشند ، به CPU اعمال می شوند . برای تعیین اولویت اینترپت ها از خاصیت Daisy chain که در IC های خانواده zilog وجود دارد ، استفاده شده است . به این ترتیب که پایه IEI از Z80-CTC1 (U11) VCC متصل شده است و پایه IEI از (U22) VCC Z80-CTC2 متصل شده است . در CTC1 بیشترین اولویت با کانال ۰ و کمترین اولویت با کانال ۳ است . در CTC2 فقط کانال ۲ اینترپت می دهد . بنابراین اولویت اینترپت بشکل زیر خواهد بود .

۱- اینترپت عرض پالس فاز R

۲- اینترپت عرض پالس فاز S

۳- اینترپت عرض پالس فاز T

۴- اینترپت Key board

۵- اینترپت Timer

از نظر نرم افزاری نیز بدین گونه عمل شده است ، که اگر سیستم در حال اجرای روتین اینترپت عرض پالس هر یک از سه فاز S,R و یا T باشد ، اینترپت های دیگر تا پایان اجرای

آن روتین بی تاثیر هستند ولی روتین اینتراپت کی برد و تایمر می تواند توسط اینتراپت های با  
اولویت بالاتر قطع شود و عمل Nesting Interrupt یا اینتراپت های تو در تو صورت  
گیرد .

## فصل پنجم :

### نرم افزار سیستم

## (۵-۱) نرم افزار سیستم :

نرم افزار سیستم شامل یک برنامه به زبان اسمبلی Z80 می باشد که از روتین های متعددی تشکیل شده است . که لیست کامل آن در ضمیمه آمده است . در ادامه عملکرد روتین های مختلف برنامه بررسی می شود .

در ابتدای برنامه تعدادی متغیر و Flag تعریف شده است ، تا به برنامه خاصیت پارامتری داده و بدین ترتیب برای تغییرات آتی در سخت افزار یا نرم افزار سیستم لازم نباشد که کل برنامه تغییر یابد . این متغیرها شامل آدرسهای I/O ، متغیر های مورد استفاده در قسمت های مختلف برنامه ، کلمات کنترلی که به دفعات در برنامه استفاده شده اند ، Flag ها ، در آدرس جداول و متغیرهای اشاره گر به آنها هستند .

شکل Memory Map سیستم به این صورت است که از آدرس 000H, FFFH ، به متن برنامه اختصاص داده شده است و از آدرس H ۱۰۰۰ تا FFFH ۱ جدول عرض پالسهای PWM قرار دارد و متغیرهای مورد استفاده برنامه از آدرس H ۲۰۰۰ به بعد قرار دارند .

DispBUF که بافر صفحه نمایش است در آدرس H ۲۱۰۰ قرار دارد و شامل ۵ بایت می باشد . بافر صفحه کلید ( Key BUF ) در آدرس H ۲۵۰۰ قرار دارد . PrgData محلی است که کلیدهای وارد شده پس از تبدیل شدن به اعداد باینری در آنجا قرار می گیرند و در آدرس H ۳۰۰۰ قرار گرفته است . در آدرس H ۳۵۰۰ نیز step Tabale قرار گرفته است که این جدول شامل اطلاعات پردازش شده نهایی وارد شده توسط کاربر است که جهت تعیین روند

کاری موتور در **step** های مختلف برنامه مورد استفاده قرار می گیرد . آدرس دهی بعضی جداول توسط **pointer** صورت گرفته و در بعضی از جداول از روش **base+ offset** استفاده شده است .

جدول بردار اینترایت در آدرس **A00H** قرار دارد که شامل ۲۵۶ بایت می باشد و **stack** آدرس **F00H** شروع می شود .

در ابتدای برنامه چند ماکرو نیز جهت ساده تر شدن کار برنامه نویسی و خواناتر شدن برنامه تعریف شده اند که شامل **POP – ALL,PUSH ALL** و **s ۲** می باشند .

ماکروی **s ۲** جهت انجام مکمل دو ۱۶ بیتی یک جفت رجیستر تهیه شده است . جهت نمایش اعداد بر صفحه **seven Segmant** ها از یک **LOOK up Table** بنام **SSLKT** استفاده شده است که در ابتدای برنامه قرار گرفته است . در این قسمت عملکرد روتین های مختلف سیستم مورد بررسی قرار می گیرد .

#### **(۵-۲) روتین Initialize :**

در این روتین مقدار دهی اولیه **SP** ، تعیین مد اینترایت ، **interrupt vector table** و پروگرام کردن **IC** های مختلف استفاده شده ، مقدار دهی اولیه متغیرها و **Flag** ها انجام می گیرد و پس از انجام این اعمال ، یک پرش به حلقه اصلی برنامه صورت می گیرد .

### (۵-۳) روتین اینترپیت KBD :

در این روتین ابتدا که کلید زده شده تشخیص داده می شود و سپس اعمال مربوط به آن کلید انجام می شود . در هنگام کار موتور فقط کلید Stop چک می شود و بقیه کلیدها بی تاثیر هستند . نحوه عمل برنامه ریزی سیستم نیز بدین شکل است که ابتدا باید کلید Prg به معنی شروع عمل برنامه ریزی فشرده شود . سپس دورنهایی در هر step کار موتور و زمان رسیدن به این دور برای step های مختلف وارد می شوند . دور نهایی برای Step برابر دور اولیه برای step بعدی خواهد بود و دور اولیه در ابتدای کار برابر صفر است . ماکزیمم تعداد step ها برابر ۹۹ است و دورهای منفی نیز مجاز هستند . حداکثر دور مجاز برای موتور مورد استفاده که ۴ قطبی می باشد ، برابر ۳۰۰۰ rpm و حداقل دور برابر ۳۰ rpm می باشد . زمان وارد شده بر حسب دقیقه می باشد و از ۱ تا ۹۹۹ دقیقه می تواند تغییر کند . پس از وارد کردن هر عدد باید کلید Enter فشار داده می شود . در صورتیکه کلید وارد شده اشتباه باشد ، قبل از زدن Enter می توان توسط CLR آنرا پاک کرده و مجددا وارد نمود . در پایان عمل برنامه ریزی کلید End زده می شود که باعث می شود محتویات keybuf توسط روتین Keyconv بصورت باینری S ۲ در آمده و در جدول prgData ذخیره می شود ، سپس از روی prgData توسط روتین stepCalc ، جدول Step ها ساخته می شود . نحوه عمل روتین step Calc بدین شکل است که شماره Step را بصورت BCD در بایت اول مربوط به هر step در step Table ذخیره می کند . سپس زمان وارد شده را که بر حسب دقیقه است به



ثانیه تبدیل می کند . سپس تفاوت دور نهایی هر **step** از دور ابتدای آن محاسبه شده که بیانگر تغییرات دور در هر **step** می باشد . از تقسیم این عدد بر زمان بر حسب ثانیه میزان تغییر دور در هر ثانیه بدست می آید . روتین اینتراپت **Timer** نیز از این اطلاعات استفاده کرده و در هر ثانیه که یکبار تایمر به **CPU** اینتراپت می دهد مقدار دور هدف به اندازه **N** افزایش می یابد . عمل تقسیم توسط روتین **DIV** صورت می گیرد ، که در آن یک تقسیم ۳۲ بیتی به ۱۶ بیتی انجام می شود و در حقیقت **N** به صورت اعشاری می باشد ( دو بایت رقم اعشار و دو بایت رقم صحیح ) تا بدین ترتیب اگر **N** کوچکتر از یک شد ، مشکلی پیش نیاید . دور نهایی که در پایان **STEP** با ید موتور به آن برسد هم در جدول **step Table** ذخیره می شود .

کلیدهای دیگر بکار رفته **start** و **stop** می باشند که توسط کلید **start** کار موتور آغاز می شود و با فشار دادن کلید **stop** ، دور هدف برابر صفر گردید ، و اینتراپت تایمر که باعث افزایش **N** در دور موتور می گردید ، **Disable** شده و دور موتور با ماکزیمم شتاب مجاز به صفر می رسد .

پس از پایان رژیم کاری موتور می توان توسط کلید **start** مجدداً آنرا براه انداخت و یا توسط کلید **prg** برنامه جدیدی را وارد کرد .

#### (۵-۴) روتین اینتراپت **Timer** :

این روتین توسط اینتراپت تایمر فقط در مواقعی که موتور در حال کار می باشد ، **enable** است و در حالت **stop** این اینتراپت **Disable** است . پس از شروع کار موتور در هر **step**

، هر یک ثانیه یکبار ، دور موتور به اندازه N که در step Table موجود است ، توسط این روتین اضافه می شود . زمان هر step بر حسب ثانیه و یا به عبارتی تعداد دفعاتی که دور هدف به اندازه N تغییر می کند در متغیری بنام pelleh ذخیره می شوند و پس از هر بار اجرا شدن این روتین ، متغیر pelleh یک واحد کاهش می یابد . وقتی این متغیر صفر شد ، step بعدی آغاز می گردد و مقدار جدید step روی صفحه نمایش نشان داده شده و اشاره گر step Table نیز یک ردیف افزایش می یابد و این عمل تکرار می شود . با رسیدن به انتهای step Table ، دور هدف برابر صفر قرار داده شده و اینترپت تایمر Disable می گردد تا دور به صفر برسد و موتور از حرکت بایستد .

#### **(۵-۵) روتین Main :**

این روتین حلقه اصلی برنامه رانشکیل می دهد . اگر سیستم در حالت توقف باشد ، فقط دور موتور خوانده و نمایش داده می شود و در صورتیکه سیستم در حالت کار باشد ، عملیات زیر توسط این روتین انجام می شود .

در روتین Calc- NS ، ابتدا دور واقعی ( Nr ) که از دورسنج خوانده می شود با دور هدف ( Nt ) که توسط روتین تایمر مشخص شده مقایسه شده و خطای سرعت ( Err ) محاسبه می شود . سپس فرکانس سنکرون کار موتور ( Ns بر حسب rmp ) بگونه ای تنظیم می گردد که موتور در حداقل زمان ممکن به دور هدف برسد . ماکزیمم تغییرات در سرعت و یا به عبارتی ماکزیمم شتاب موتور را حداکثر لغزش مجاز موتور مشخص می کند و اگر لغزش از این عدد

بزرگتر شود ، موتور وارد حالت Break – Down می شود . در این برنامه مقدار معادل لغزش ماکزیمم و مینیمم برحسب rpm با متغیرهای smin- smax مشخص می شوند که مقدار آنها بترتیب ۹۰ و ۹۰- دور در دقیقه می باشد ، بدین ترتیب تفاوت دور واقعی از دور سنکرون می تواند در محدوده ۹۰ + دور باشد . در صورتیکه قدر مطلق مقدار خطای Err بزرگتر از ۹۰ باشد ، سیگنال اضافه بار ( Overload ) روشن می شود .

شرح عملیات روتین check- Margin ؛ از آنجائیکه نسبت V/F در موتورهای آسنکرون باید ثابت باشد ، با تغییر فرکانس باید دامنه مولفه اصلی ولتاژ موتور بگونه ای تغییر کند که این نسبت ثابت بماند و عمل تغییر دامنه اصلی توسط تغییر در شکل موج PWM انجام می شود . بدین ترتیب با تغییر جدول عرض پالسهای PWM فعلی در PW-Table می توان مقدار V/F را تنظیم نمود . برای انجام این کار محدوده سرعت موتور یعنی از ۳۰۰۰- تا ۳۰۰۰ دور بر دقیقه به ۴۴ قسمت تقسیم شده است و متناظر با آنها ۴۴ جدول عرض پالس های PWM با دامنه های متفاوت موجود می باشد . آدرس این جدولهای عرض پالس در جدول دیگری بنام VF-Table وجود دارد .

در این جدول برای محدوده سرعت مختلف که با دور حداقل و حداکثر معین شده اند ، آدرس جدول پالسهای PWM مربوطه مشخص می شود . از آنجائیکه در سرعت های مثبت و منفی قرینه ، دامنه ها یکسان است و عمل تغییر جهت گردش موتور با تغییر جای دو فاز صورت می

گیرد ، عملا ۲۲ جدول عرض پالس PWM موجود می باشد ، که آدرس آنها بصورت متقارن در جدول VF-Table وجود دارد .

وظیفه روتین check-marging این است که چک کند که آیا دور سنکرون فعلی در محدوده جدول VF فعلی هست و یا نه و یک flag بنام chPWT-FLG را بگونه ای Set کند که نشان دهد که آیا به تغییر جدول نیازی هست یا خیر . در صورتیکه Ns در محدوده جدول فعلی نباشد، آنرا برابر مرز بالا و یا پایین جدول فعلی قرار می دهد . این عمل بدین خاطر است که اگر Ns از داخل جدول فعلی خارج شود ، امکان این است که عرض پالسها بیش از حد کوچک و یا بزرگ شوند و در کار مدار قدرت اختلال پیش آید .

وظیفه روتین check – Nmin این است که معین کند که آیا Ns از حداقل دور مجاز برای موتور یعنی Nmin کمتر هست یا نه و در صورتیکه کمتر باشد Ns برابر صفر قرار دهد . این امر به این خاطر است که در فرکانسهای خیلی پایین عرض پالسهای PWM بسیار بزرگ شده و مدار قدرت تحمل آنها را نخواهد کرد . مقدار Nmin در این پروژه برابر ۳۰ rpm در نظر گرفته شده است . همیشه در این روتین Ns فعلی به پورتهای B و A از ۸۲۵۵، out می شود . سپس روتین check-chPWT ، صدا زده می شود . در آن flag مربوط به تغییر جدول عرض پالسها چک می شود و در صورت نیاز جدول مربوطه توسط روتین chPWT عوض خواهد شد .

اگر کارموتور به پایان برسد و یا کلید stop زده شود ، یک flag بنام Endwork-FLG set می شود و دیگر عملیات فوق انجام نخواهد شد و هنگامی که دور واقعی نیز صفر شد سیستم به حالت stop می رود .

#### (۵-۶) روتین اینترپیت عرض پالس فازهای مختلف : PW-T . PW-RPW-S :

این روتین ها در اثر اینترپیتها ی کانالهای ۰ و ۱ و ۲ از CTC1 که به فازهای T,S,R تعلق دارند ، اجرا می گردند . ابتدا پس از اینکه مقدار عرض پالس در داخل یک کانتر ۸۲۵۴ قرار گرفت در اثر هر پالس Clock این IC یک واحد کاهش می یابد تا به صفر برسد ، سپس عرض پالس بعدی در داخل کانتر load می شود و از طریق CTC1 یک اینترپیت به CPU داده می شود و در روتین اینترپیت مربوطه عرض پالس بعدی به کانتر فرستاده می شود تا پس از صفر شدن عرض پالس فعلی در درون آن قرار گیرد و همینطور سطح پالس بعدی نیز به پورت C از ۸۲۵۵ فرستاده می شود . در هر بار صفر شدن کانترهای ۸۲۵۴ یک CLOCK نیز به D-FF خروجی مربوط زده می شود ، که باعث می شود عرض پالس بعدی را در خروجی داشته باشیم . شکل موجهای فازهای مختلف ۱۲۰ با هم اختلاف فاز دارند و هر فاز یک شمارنده جهت معین کردن عرض پالس فعلی خود دارد که پس از هر بار فرستادن عرض پالس به ۸۲۵۴ این شمارنده یک واحد تغییر کرده و به عرض پالس بعدی اشاره می کند . برای انجام عملیات این روتین های اینترپیت که بالاترین اولویت را دارند از سری دوم رجیسترهای Z80 استفاده شده است . این عمل بخاطر جلوگیری از pop, push های مکرر در زمان

محدودی است که برای اجرای این روتین ها وجود دارد . با توجه به اینکه در این پروژه کوچکترین عرض پالس ۲۰۰ میکرو ثانیه است برای اینکه تعویقی در کار پیش نیاید ، زمان اجرای این سه روتین اینتراپت جمعا نباید از ۲۰۰ میکروثانیه بیشتر شود .

البته روتین فاز R با دو فاز دیگر کمی متفاوت است ، در این روتین علاوه بر عمل فوق ، چک می شود که اگر تغییر جدول عرض پالسها نیاز است ، جدول را عوض کند . جدول جدید توسط ChPWT-FLG تشخیص داده می شود . اگر این flag صفر باشد نشان دهنده عدم نیاز به تغییر جدول و اگر یک باشد ، بیانگر تغییر به جدول بعدی یا قبلی است . لازم به ذکر است که برای جلوگیری از پیک های جریانی که در مدار قدرت ایجاد خواهد شد ، تغییر جدول تنها در انتهای سیکل شکل موج سینوسی انجام می گیرد . برای اطمینان از اینکه به هنگام تغییر جدول در هیچیک از فازها عرض پالس کوچکتر از ۲۰۰ US ایجاد نمی شود ، در هنگام تغییر جدول سه عرض پالس ۲۰۰ US همان سطح پالس قبلی به هر سه فاز فرستاده می شود . سپس عرض پالس اول و سطح پالسهای مربوطه از روی جدول فرستاده می شوند . شکل جدول PW-Table بصورت زیر است . لازم به ذکر است که عرض پالسها بطور معکوس در جدول قرار گرفته اند یعنی آخرین عرض پالس در جدول ، اولین عرض پالسی که فرستاده می شود ، این امر به علت تسریع بخشیدن به اجرای روتین اینتراپت بوده است .

#### (۵-۷) روتین تغییر جدول عرض پالس CHPWT :

عمل این روتین دقیقاً همان عمل جدول عرض پالس است که در روتین اینتراپت فاز R توضیح داده شد . این روتین در ابتدای کار و یا از داخل روتین Check-chPWT در حالتیکه Ns برابر صفر باشد اجرا می شوند ( لازم به ذکر است در حالتیکه Ns صفر باشد Clock ، ۸۲۵۴ صفر شده و اینتراپت فاز R اجرا نمی گردد و تغییر جدول باید توسط روتین chPWT انجام شود ) .

#### (۵-۸) روتین Initialize ابتدای کار ( Start-Init ) :

این روتین بعد از فشردن کلید Start اجرا می شود و متغیرها و اشاره گر جدول را برای شروع به کار مقدار دهی می کند، بگونه ای که روتین های اینتراپت تایمر و تغییر عرض پالس فازهای مختلف بتواند بدرستی عمل کنند .