فصل اول

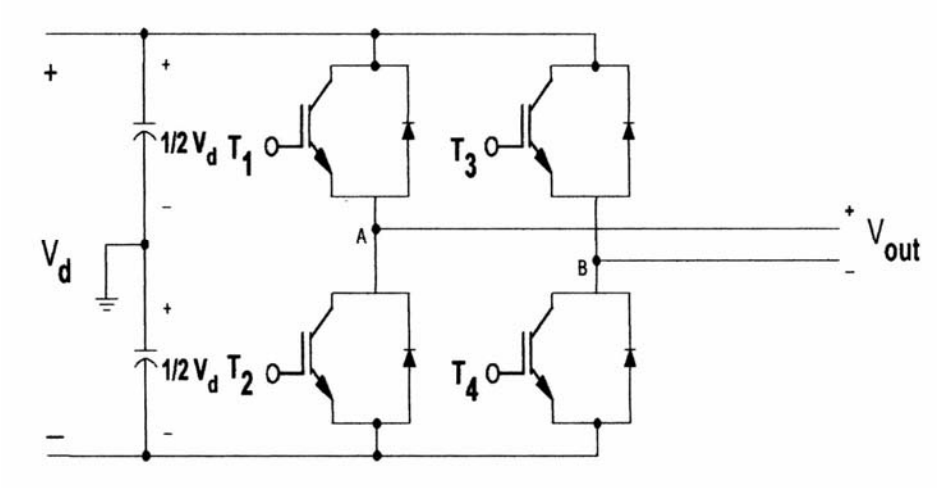
الکترونیک قدرت

مبدل DC به AC تک فاز:

در کاربردی که ذکر شد در واقع یک منبع تولید کننده سیگنال AC با ولتاژ و فرکانس مختلف نیاز می باشد. یک مبدل توان DC به AC مد سوئیچینگ (اینورتر) در این نوع کاربردها استفاده می گردد که ورودی آن سیگنال DC و خروجی آن یک سیگنال AC می باشد. اگر ورودی این اینورتر یک منبع ولتاژ DC باشد به آن اینورتر منبع ولتاژ (VSI)گویند و اگر ورودی آن منبع جریان DC باشد به آن اینورتر منبع جریان (CSI) می گویند. که CSI برای توانهای بسیار بالا کاربرد دارد. در اینجا اینورتر مورد نظر، از نوع VSI می باشد.

VSI در واقع به دو نوع اینورتر تکفاز و اینورتر سه فاز تقسیم می گردد. که اینورتر تکفاز مـــی بایست بار AC تکفاز با یک کیفیت توان بالا و هارمونیک پایین را تأمین نماید.

در شکل ۱-۱ توپولوژی کلی یک اینورتر آورده شده است:

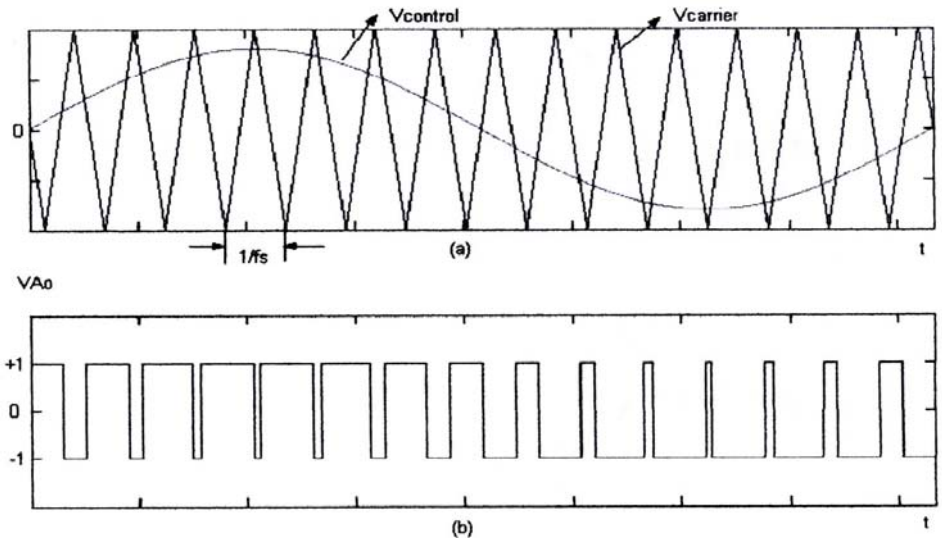


(شکل ۱-۱)

همان طور که در شکل ۱-۱ نشان داده شده است، اینورتر دارای دو پایه (B, A) می باشد که به بار تکفاز خروجی متصل گشته و آنرا تأمین می کند. دو خازن با مقدار یکسان به صورت سری دو سر ولتاژ DC ورودی قرار گرفته است که نقطه اشتراک آنها به زمین متصل می باشد. که این اتصال باعث می گردد که ولتاژ دو خازن دقیقاً $\frac{4}{5}$ گردد. یک الگوریتم سوئیچینگ شخصی را می توان به چهار ماژول سوئیچ T1 ، T2، T3 و T4 جهت کنترل اینورتر برای ایجاد یک سیگنال سینوسی با فرکانس و دامنه مورد نظر اعمال نمود. در میان اشکال مختلف سوئیچینگ عملی، روش PWM (Pulse With Modulation) . بطور کلاسیک و وسیعتر بکار می رود که در این مورد در بخشهای بعد توضیح داده خواهد شد.

مدولاسیون پهنای پالس (PWM) :

تکنیک مدولاسیون پهنای باند (PWM)، یک روش موثر برای کنترل فرکانس و دامنه ولتاژ خروجی منحنی باشد. شکلهای کنترلی PWM مختلف که در اینجا بررسی می گردد اصولاً به دو دسته تقسیم می گردد، یکی PWM بر اساس حامل می باشد و دیگری PWM فضای برداری می باشد که PWM فضای برداری برای سه فاز مورد استفاده است که مورد بحث این پروژه نیست. در اینجا PWM بر اساس حامل برای دستگاههای تکفاز مورد بررسی قرار می گیرد. شکل ۲-۱ یک شمای کلی از مدولاسیون PWM می باشد:



(شکل ۲-۱)

جهت تولید یک ولتاژ سینوسی در فرکانس مشخص مثلاً f_1 ، یک سیگنال کنترل سینوسی $V_{control}$ در فرکانس مورد نظر (f_1) با یک موج مثلثی ($V_{carrier}$) مقایسه می گردد شکل ۲-۱. در هر نقطه مشترک، یک گذر در شکل موج PWM با توجه به شکل ۲-۱ ظاهر می گردد. وقتی $V_{contro1}$ بزرگتر از $V_{carrier}$ باشد خروجی PWM مثبت می شود و و قتی کوچکتر از $V_{carrier}$ باشد شکل موج PWM منفی خواهد شد. فرکانس ولتاژ حامل ($V_{carrier}$) در واقع فرکانس سوئیچ (f_s) اینورتر را بیان می کند. (f_s)، اندیس مدولاسیون را برای این سیستم داریم:

$$p\frac{3}{4} = \frac{y_{frqwuro}}{y_{wı}}$$

که در این رابطه $V_{contro1}$ در ماکزیمم دامنه سیگنال کنترلی قرار می گیرد، در حالیکه V_{tri}مقدار ماکزیمم سیگنال و مثلثی (حامل) می باشد. همچنین نرخ مدولاسیون فرکانسی بصورت زیر تعریف می گردد:

m_f در واقع نرخ بین فرکانس حامل و سوئیچینگ می باشد؛ جزء اصلی ولتاژ خروجی (V_{out}) نیم پل، دارای مشخصه معادله زیر و منطقه مدولاسیون خطی می باشد.

$$V_{out}=m_i.V_d \qquad m_i\leq 1.0$$

این معادله نشان می دهد که نتیجه مورد نظر که دامنه می باشد بطور خطی با اندیس مدولاسیون نسبت مستقیم دارد. مقدار m_i از صفر تا ۱ را می توان بعنوان محدودهٔ کنترل خطی سیگنال حامل سینوسی PWM در خروجی تعریف کرد.

اشکال مختلف روش سوئیچینگ PWM :

تا به حال با مفاهیم مبدل توان DC به AC و مدولاسیون PWM آشنا شدیم. در کاربردهای تکفاز آنچه بطور خاص مورد نظر می باشد ولتاژ خروجی است که به بار منتقل می شود. همانطور که قبلا دیده شد، ولتاژ خروجی، اختلاف بین دو پایه A و B از پل ترانزیستوری می باشد. نکته دیگری که مد نظر است مقدار THD (Total Harmonic Disturtion) می باشد که باید تا حدامکان مقدار کمی داشته باشد.

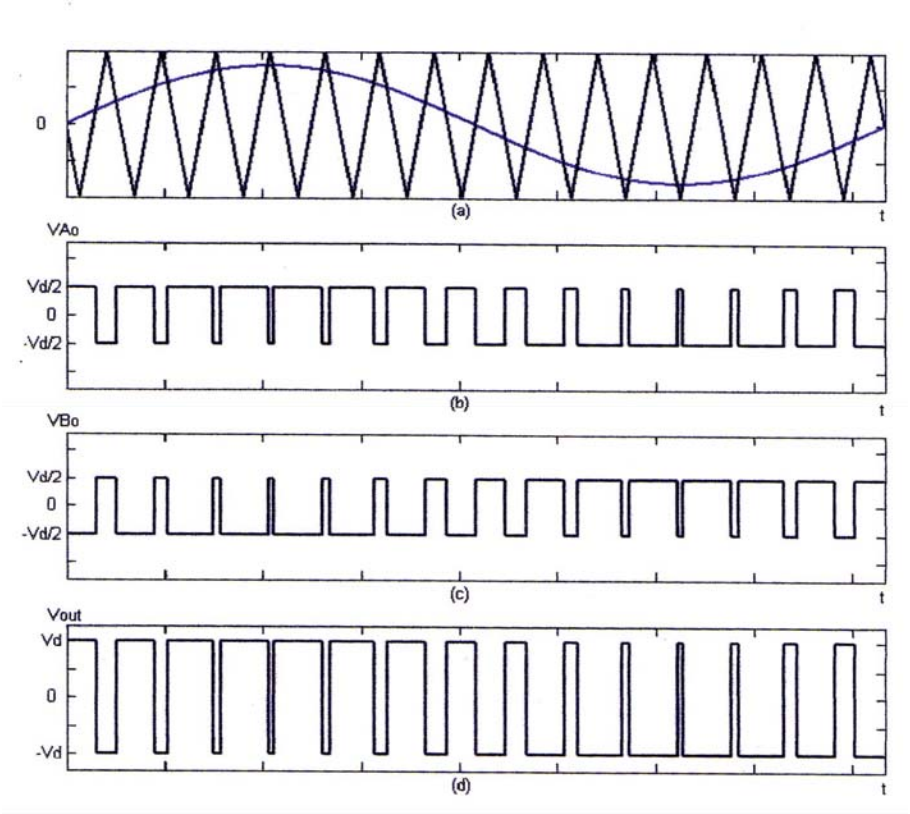
مدولاسیون PWm دو قطبی :

سوئیچینگ PWM دو قطبی در واقع یک شمای سوئیچینگ کلاسیک می باشد که برای اینورتر تکفاز بکار می رود. جفت ترانزیستور (T_4, T_1) و (T_3, T_2) در شکل ۱-۱ روی لنگه های مختلف پل بطور همزمان روشن و خاموش می گردند. ولتاژ خروجی در این حالت بصورت دو قطبی (مثبت و منفی) می گردد چون هیچ حالت صفری در آن وجود ندارد.شکل موج خروجی

برابر ولتاژ نقطه V_{AO} در شکل ۱-۱ می باشد با این تفاوت که دامنه آن دو برابر می باشد. اصول یک PWM دو قطبی را می توان در معادله زیر خلاصه کرد:

$V_{out} = V_d$ when $V_{control} > V_{carrier}$

$V_{out} == V_d$ when $V_{control} < V_{carrier}$

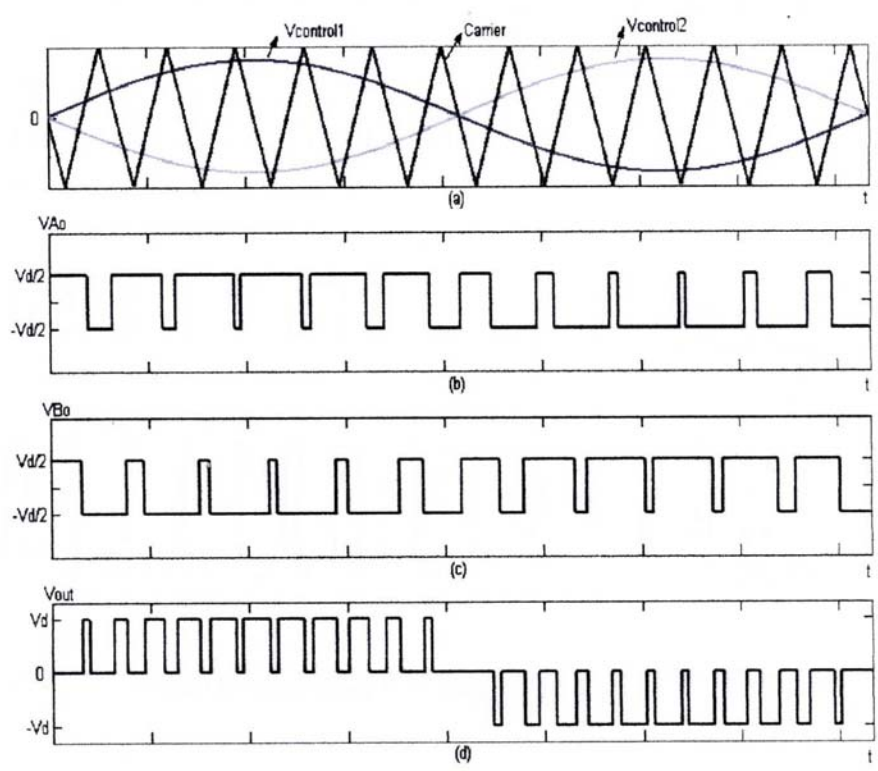


(شکل ۳-۱)

شکل ۳-۱ یک شرحی از مدولاسیون PWM دو قطبی را با پارامترهای $m_f=15$ و $m_i=0.8$ بصورت گرافیکی بیان می کند. از روی شکل می توان فهمید که V_{BO} دقیقاً معکوس V_{AO} در هر زمان می باشد، بنابراین هیچ حالت صفری در خروجی ندارد، $V_{out}=V_{AO}-V_{BO}$ که باعث تولید ولتاژ دو قطبی در خروجی گردیده است. در شمای مدولاسیون PWM دو قطبی، اگر نرخ مدولاسیون فرکانس را عدد فرد انتخاب کنیم، ولتاژ خروجی V_{out} نسبت به مبدأ یک شکل موج متقارن و دو نیم موج می گردد که در این حالت هارمونیکهای زوج در خروجی حذف می گردد.

مدولاسیون PWM تک قطبی :

در این مدولاسیون جفت سوئیچهای (T_4, T_1) و (T_3, T_2) در اینورتر H-Bridge (نیم پل)، بطور همزمان همانطور که در دو قطبی دیده شد عمل نمی کند. در واقع لنگه A و B در شکل ۱-۱ بطور مجزا و غیر وابسته با قیاس دو سیگنال $V_{control1}$ و $V_{control2}$ با سیگنالهای حاصل مشابه آنها عمل می کند. شکل ٤-۱ این شمای سوئیچینگ تک قطبی را به همراه خروجی $m_i=0.8$ و $m_f=12$ نشان می دهد:



(شکل ٤-١)

الگوریتم سوئیچینگ PWM تک قطبی، در معادله زیر نشان داده شده است:

$V_{out} = V_d$ when T_1, T_4 is ON

$V_{out} = -V_d$ when T_2, T_3 is ON

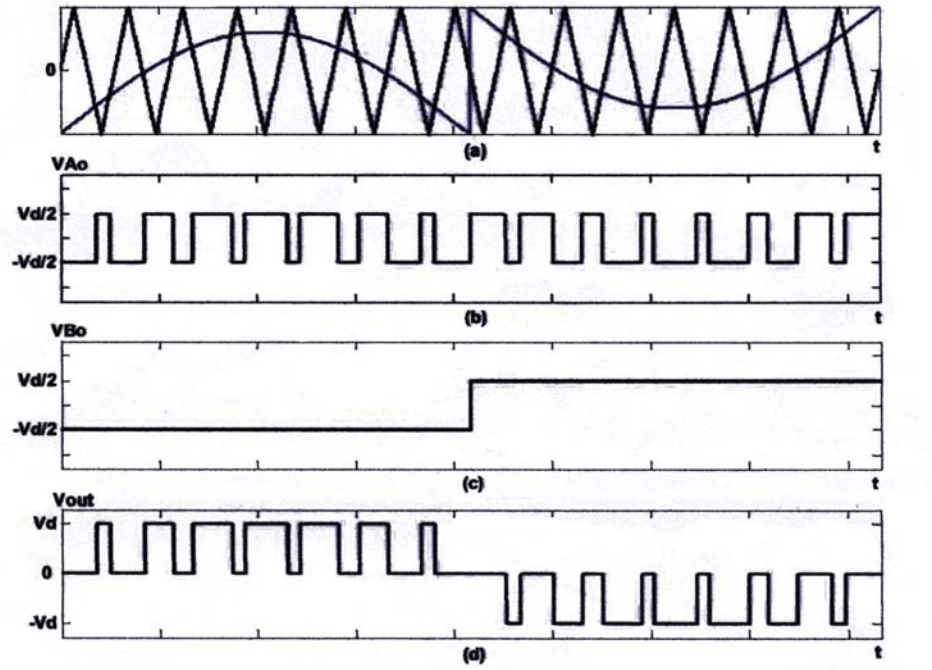
$V_{out} = 0$ when T_1, T_3 or T_3, T_4 is ON

از شکل ۱-۳ و معادله بالا مشخص می گردد که ولتاژ خروجی بین 0 تا V_d+ یا 0 تا V_d- در هر نیم پریود اصلی تغییر می کند. بنابراین شمای PWM بنام PWM تک قطبی شناخته می گردد. تغییر ولتاژ در هر سوئیچینگ در قیاس با حالت قبل که مقدار $2V_d$ را داشت در این حالت (تک قطبی) تغییر ولتاژ V_d می باشد. همچنین در این نوع PWM امکان انتخاب مقدار

نرخ مدولاسیون فرکانس(m_f) بعنوان یک عدد زوج برای حذف اجزای هارمونیکها در فرکانس سوئیچینگ (f_s) وجود دارد.

شمای PWM تک قطبی بهبود یافته :

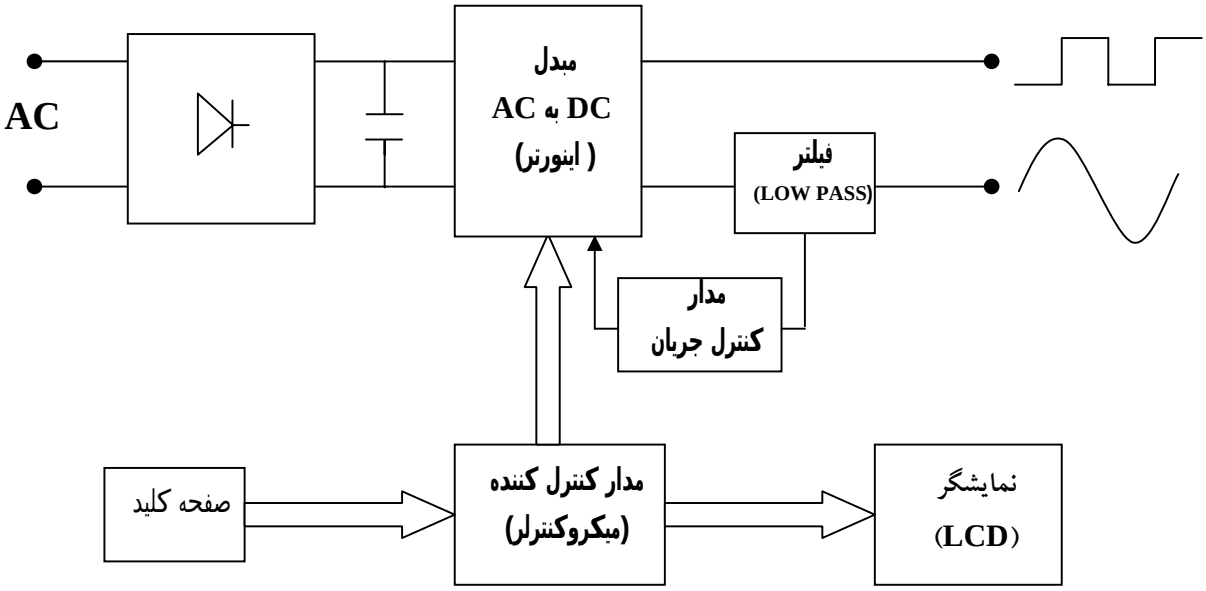
این نوع PWM با دو حالت قبل تفاوت دارد. در این مورد، هر دو لنگه های نیم پل اینورتر تک فاز در فرکانسهای مختلف سوئیچ می کند. بطور مثال لنگه A در فرکانس پایه f_1 سوئیچ می کند در حالی که لنگه B در فرکانس حامل f_2 سوئیچ می کند که مقدار آن خیلی بزرگتر از f_1 می باشد. این نمای سوئیچینگ PWM یک سرعت سوئیچینگ، متعادل بین دو لنگه های اینورتر ایجاد می کند. همچنین یک ولتاژ خروجی تک قطبی که مقدارش بین 0 و V_d+ و بین 0 و V_dـ می باشد ایجاد می گردد. شکل ۵-۱ یک شرحی از این نوع مدولاسیون با m_i=0.8 و m_f=15 آورده شده است:



(شکل ۵-۱)

برای بدست آوردن تقارن نیم موج و فرد در ولتاژ خروجی جهت حذف هارمونیکهای زوج، نرخ مدولاسیون فرکانس نباید بعنوان مضرب فردی انتخاب گردد. این نوع مدولاسیون دارای مزایای کاهش مزاحمتهای مغناطیسی الکتریکی فرکانس بالا (EMI) می باشد. همانطور که در شکل ۵-۱ دیده می شود، بر عکس دو نوع مدولاسیون دیگر، سیگنال مدولاسیون ($V_{control}$) در این الگوریتم یک سیگنال ناپیوسته می باشد که در واقع اسپکتروم فوریه متفاوتی را ایجاد می کند.

بلوک دیاگرام کلی مدار پروژه :



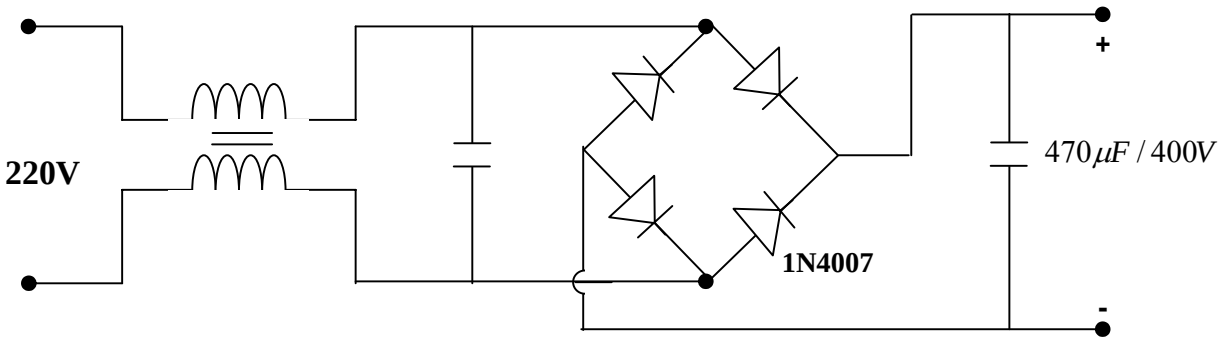
(شکل ٦-١)

همانطور که در شکل ٦-١ مشاهده می شود، سیگنال AC برق شهر وارد یک یکسوساز تمام موج شده و بعد از یکسو شدن توسط خازن صاف می گردد. سپس سیگنال DC وارد مبدل DC به AC تمام پل (Full Bridge) شده و در آنجا به یک سیگنال AC مربعی تبدیل می گردد، ورودی این بلوک از یک مدار کنترلی (میکروکنترلر) می آید و فرمانهای آن توسط میکروکنترلر سری 8051 تولید می گردد، صفحه کلید جهت وارد کردن مقدار فرکانس به ورودی میکروکنترلر بکار می رود، همچنین نمایشگر LCD برای نمایش عدد وارد شده استفاده می شود. در خروجی اینورتر دو سیگنال مربعی و سینوسی تولید می گردد، که خروجی مربعی

بعد از یک فیلتر LC پایین گذر به یک سیگنال تقریبا سینوسی تبدیل می گردد، در این بخش بلوک دیاگرام آورده شده را بطور دقیق تری بررسی می کنیم:

یکسو ساز تمام موج :

این مدار یک یکسو ساز تمام موج که توانایی تحمل ولتاژ معکوس تا ٤٠٠ ولتاژ را دارد استنفاده شده است، مقدار خازن الکترولیت بکار رفته در خروجی آن، باید به اندازه ای باشد که برای جریان مورد نیاز دارای کمترین ریپل ممکن باشد، باید توجه داشت که چون این مدار بصورت سوئیچینگ می باشد بر روی خطوط برق نویزی اندازد که برای جلوگیری از آن در ورودی یکسوساز یک فیلتر خط که بصورت زیر منی باشد قرار داده می شود که در اینحالت از عبور پالسهای فرکانس بالا به خطوط انتقال جلوگیری می کند.



(شکل ۷-۱)

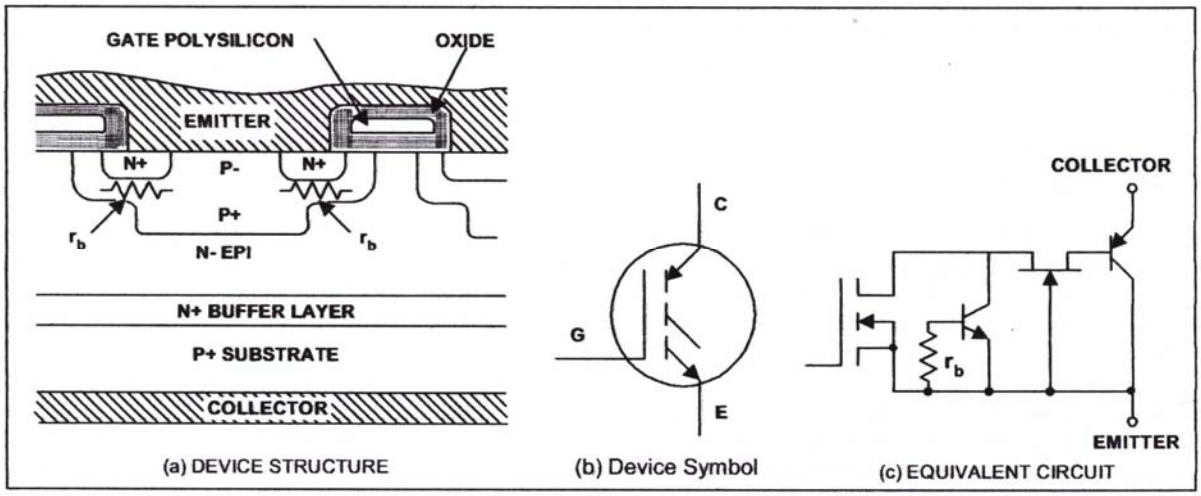
مبدل DC به AC :

همانطور که گفته شد مبدلهای مختلفی برای تبدیل سیگنال DC به AC وجود دارد که در اینجا از مدار تمام پل استفاده کرده ایم. در این مدار که از قطعات IGBT به عنوان عنصر قابل سوئیچ استفاده شده است نیاز به درایور برای کنترل گیتهای IGBT مورد نیاز می باشد. که در این پروژه از ۲ آی سی درایور نیم پل IR2113 جهت کنترل هر لنگه از پل بهره برده شده است. که شرح کامل آن در ادامه امده است.

IGBT :

IGBT جز قطعات حامل اقلیت می باشد که دارای مشخصه هدایتی خیلی زیادی است با توجه به اینکه مشخصات ماسفت قدرت را نیز که شامل سهولت در راه اندازی، قابلیت جریان بالا و دارای سطح عملکرد مطمئن می باشد داراست .

معمولاًIGBT دارای سرعت کمتری از ماسفت می باشد اما در تکنولوژی ساخت جدید این قطعه، مشخصات سوئیچیگ IGBT به حد ماسفت قدرت رسیده است بدون اینکه مشخصه هدایت بالای آن که جهت تشابه خروجی آن به ترانزیستور BJT می باشد تغییر نماید.



(شکل ۷-۱)

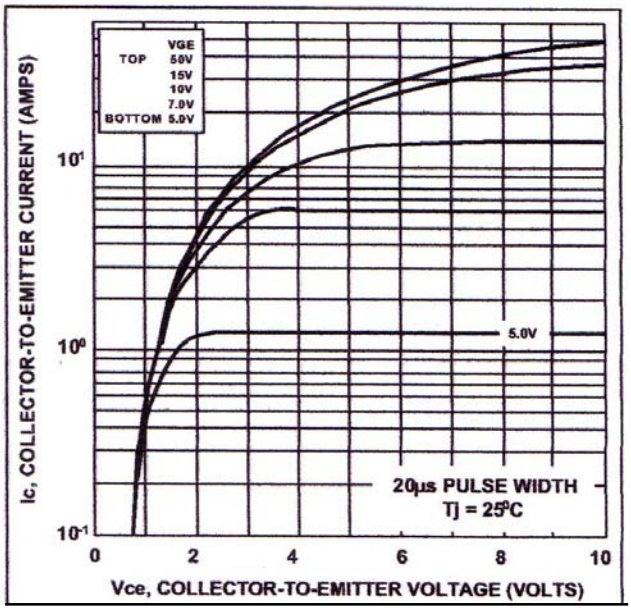
ساختار سیلیکون و مدار معادل:

بغیر از بدنه S^+ ،ساختار داخلی IGBT به ماسفت شباهت زیادی دارد. هر دو قطعه یک ساختار گیت پلی سیلیکن مشابه و چاله های P به همراه اتصالات سورس Q^+ دارند در هر دو قطعه نیمه هادی نوع N زیر چاله های P از نظر ضخامت و مقاومت بگونه ای تزریق می گردند که بتوانند نرخ ولتاژ قطعه را نگهدارند و تحمل نمایند. به هر حال با وجود خیلی از تشابهات موجود عملکرد فیزیکی IGBT و ترانزیستور BJT ، شباهت آن نسبت به ماسفت بیشتر است. این مشخصه به علت بدنه S^+ می باشد که مسئول تزریق حامل اقلیت به ناحیه N می باشد و در نتیجه مدولاسیون هدایتی را ایجاد می کند ماسفت قدرت که از مدولاسیون هدایت بهره ای نمی برد در ناحیه N تلفات زیادی دارد.

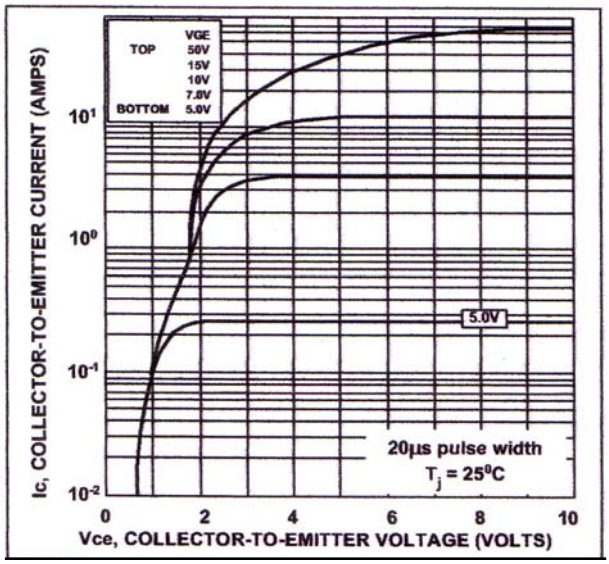
مشخصات هدایت :

همانطور که در مدار معادل مشاهده می شود افت ولتاژ دو سر IGBT مجموع دو قطعه یعنی یک افت ولتاژ دیود در عرض اتصال PN و افت ولتاژ در عرض ماسفت راه انداز می باشد. بنابراین بر خلاف ماسفت قدرت، افت ولتاژ حالت روشن در دو سر یک IGBT کمتر از ولتاژ آستانه دیود می باشد. افت ولتاژ دو سر ماسفت راه انداز از طرف دیگر مشابه مشخصه ماسفت های ولتاژ پایین می باشد که حساس به ولتاژ راه انداز گیت است.

همانطور که درشکل ۸-۱ و ۹-۱ دیده می شود برای جریانهای نزدیک جریان ماکزیمم یک افزایش در ولتاژ گیت باعث کاهش در ولتاژ کلکتور و امیتر می گردد.



(شکل ۸-۱)



(شکل ۹-۱)

چون در محدوده کار، گین PNP با افزایش جریان افزایش می یابد ولتاژ گیت نیز باعث افزایش ولتاژ و در نتیجه افزایش جریان داخل کانال میگردد بنابراین سبب کاهش افت ولتاژ در ترانزیستور PNP می گردد که در واقع با یک ترانزیستور ماسفت قدرت که حساس به ولتاژ گیت نیست کاملا متفاوت است.

دو راه حل برای کاهش افت ولتاژ توسط طراح سیستم وجود دارد:

الف) کاهش مقاومت ماسفت در هنگام روشن شدن که با افزایش چگالی سلولی این قطعه قابل دسترسی است.

ب) افزایش گین PNP

مشخصات سوئیچنگ:

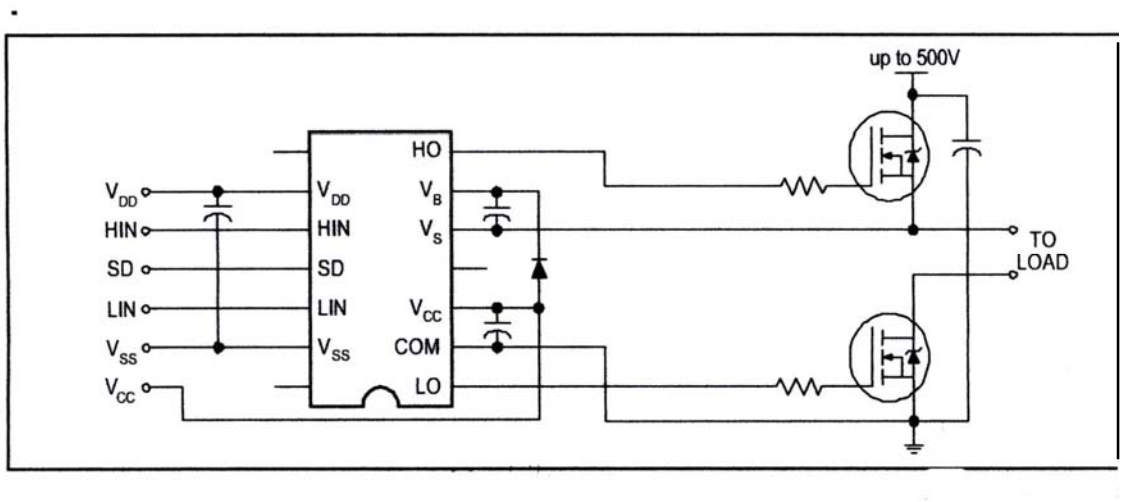
بزرگترین محدودیت در سرعت خاموش کردن یک IGBT در واقع زمان ماندگاری حاملهای اقلیت در کانال N می باشد . بطور مثال در بیسPNP چون این بیس قابل دسترسی نمی باشد مدار راه انداز خارجی نمی تواند زمان سوئیچ را بهبود بخشد باید بخاطر داشت که چون PNP بصورت دارلینگون بسته شده است هیچ زمان ذخیره ای ندارد و زمان خاموش شدن خیلی سریعتر از یک PNP اشباع رفته می باشد. با وجود این ممکن است این زمان کم سوئیچینگ نیز برای فرکانسهای بالا کافی نباشد.

نکته: در کل IGBT قطعه ای است که مزایای گیت ایزوله و عدم نیاز به جریان برای راه اندازی را از ترانزیستور ماسفت و قابلیت جریان دهی بالا و افت ولتاژ کم را از ترانزیستور BJT به ارث برده است که این مزایا ما را تشویق به استفاده از این قطعه مفید و جدید کرد.

راه انداز یا درایور IGBT :

همانطور که در قسمت قبل گفته شد بدلیل وجود خازن در گیت ترانزیستور IGBT به یک درایور برای روشن و خاموش کردن ترانزیستور مورد نیاز می باشد که در اینجا از IR2113 استفاده شده است. این قطعه که یک درایور IGBT و ماسفت قدرت با سرعت و ولتاژ بالا می باشد دارای دو کانال خروجی با مراجع بخش بالا و پایین مجزایی می باشند به این معنا که چون در یک نیم پل دو ترانزیستور بصورت سری با یکدیگر قرار گرفته اند، برای روشن کردن ترانزیستور پایینی که امیتر آن به زمین متصل است کافیست با اعمال یک ولتاژ ۱۰ تا ۱۵ ولت به

گیت ترانزیستور نسبت به زمین آن را روشن نمود. اما ترانزیستور بالایی که امیتر آن به کلکتور ترانزیستور پایینی متصل است برای روشن شدن نیاز است که گیت آن از امیتر ۱۰ تا ۱۵ ولت بزرگتر باشد که در اینجا امیتر دیگر نمی تواند به زمین متصل گردد لذا مرجع این ترانزیستور نسبت به ترانزیستور پایینی مجزاست. در واقع درایور این قابلیت را ایجاد می کند که مرجع طبقه بالایی بتواند تا ولتاژ تغذیه پل بدون صدمه رسیدن به آن افزایش یابد. ورودی این درایور در واقع می تواند مستقیم به یک مدار لاجیک با منطق ۱ و ۰ با تکنولوژی TTL یا CMOS متصل گردد و با صفر و ۱ کردن ورودی می تواند خروجی ها را سوئیچ نماید. در داخل این آی سی مدارات مختلفی برای انجام این عمل تعبیه شده است. در زیر شکل این درایور آورده شده است:



(شکل ۱۰-۱)

شرح آی سی IR2113 :

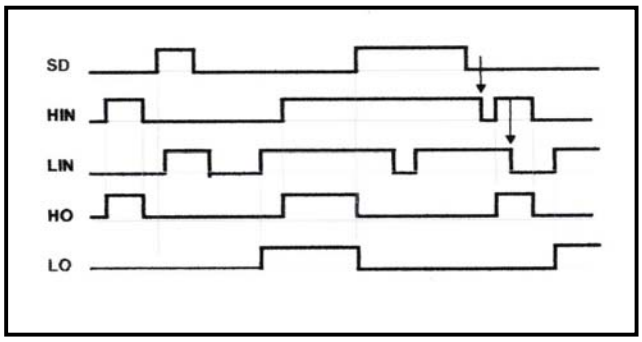
بلوک دیاگرام این قطعه در شکل ۱۱-۱ نشان داده شده است، این قطعه دارای دو مرجع زمین برای بخش پایین پل و یک مرجع برای مدارات گیت شناور است که در اینجا ترانزیستور بالایی پل می باشد. نحوه سوئیچ کردن خروجی درایور برای هر دو بخش بالا و پایین تقریباً یکسان می باشد.

این قطعه دارای دو تغذیه مجزا می باشد که یک تغذیه مربوط به بخش ورودی که به مدارات دیجیتال و منطقی متصل می گردد که می تواند از ۵ تا ۱۵ ولت باشد، (V_{SS}, V_{DD})، تغذیه دیگر مربوط به خروجی درایو است که برای روشن کردن گیت ترانزیستور IGBT بکار می رود که مقدارش 15V می باشد. (V_S , V_B)، (Com, V_{CC})، که هر کدام مربوط به راه اندازی یک ترانزیستور می باشند.

پایه های ورودی کنترلی این قطعه عبارتند از H_{IN} و L_{IN} و SD که برای کنترل روشن و خاموش کردن ترانزیستور بکار می روند، ورودی این پایه ها می تواند از V_{SS} تا V_{DD} تغییر کند. پایه H_{IN} برای کنترل ترانزیستور شناور در خروجی درایور بکار می رود، L_{IN} پایه کنترلی برای ترانزیستور با مرجع زمین استفاده می شود در واقع اگر منطق ۱ به هر کدام از این پایه ها اعمال شود خروجی درایور ولتاژی حدود ۱۵-۱۲ ولت به گیت ترانزیستور منتقل کرده و آنرا روشن می کند.

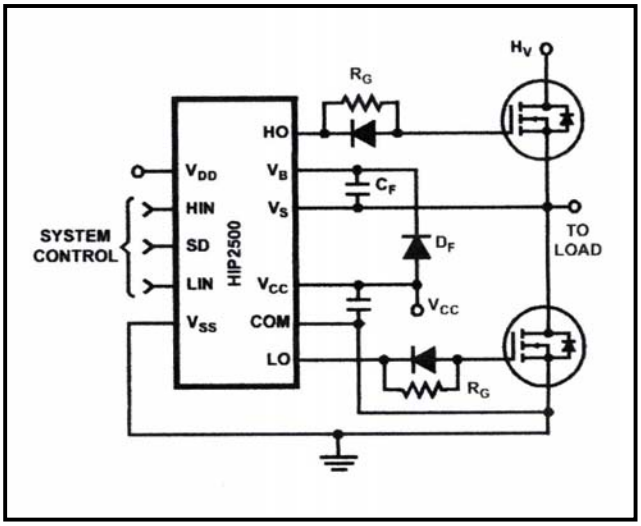
پایه SD در واقع Shut down می باشد که اگر این پایه از نظر منطقی ۱ گردد درایور غیر فعال می گردد یا به عبارتی خروجی آن صفر می شود و ترانزیستورهای خروجی از حالت هدایت خارج می گردند. باید توجه داشت اگر IC به حالت Shut down رود برای اینکه از این حالت خارج گردد و درایور بتواند به کار خود ادامه دهد باید حتماً در یک لحظه پایه های H_{IN} یا L_{IN} صفر گردند تا مدار داخلی آن را ری ست کنند تا مدار داخلی بتواند وظیفه فرمان به خروجی را صادر نماید. در غیر این صورت حتی اگر SD صفر شود و پایه های H_{IN} و L_{IN} مقدار ۱ منطقی داشته باشند خروجی آنها صفر خواهد ماند و ترانزیستورها خاموش می مانند.

در دیاگرام زمانی زیر این موضوع به وضوح دیده می شود:



(شکل ۱۱-۱)

مدار ساده ای که به صورت نیم پل برای این IC بسته می شود در زیر آورده شده است:



(شکل ۱۲-۱)

همانطور که در شکل ۱۲-۱ مشاهده می شود بخش پایینی درایور یعنی خروجی LO توسط یک دیود و مقاومت موازی شده که دیود برای تسریع در خاموش شدن ترانزیستور و مقاومت برای محدود کردن جریان اولیه گیت بکار رفته ، به گیت ترانزیستور وارد می گردند. یک خازن دو سر تغذیه V_{cc} و Com قرار گرفته است که مقدار قابل محاسبه می باشد. در بخش بالایی درایور علاوه بر دیود و مقاومتی که برای روشن و خاموش کردن ترانزیستور بکار رفته اند از یک خازن C_D و دیود D_F نیز استفاده شده است. این دو قطعه به پایه V_B متصل شده اند. باید توجه داشت که چون مدار درایو بخش بالای درایور دارای مرجع زمین نمی باشد و V_S مـــی تواند هر ولتاژی را به خود بگیرد لذا لازم است که V_B که به عنوان ولتاژ تغذیه برای راه اندازی گیت ترانزیستور بکار می رود همواره یک ولتاژ حدود ۱۲ تا ۱۵ ولت داشته باشد که در تمام شرایط اختلاف V_D و V_S از این مقدار کمتر نگردد تا مدار درایو بخش بالایی بتواند کار خود را درست انجام دهد. برای انجام این کار می توان از یک تغذیه مجزا استفاده نمود و با

اتصال آن به پایه های V_B و V_S این مشکل را مرتفع کرد. اما این روش نیاز به یک تغذیه اضافه دارد که برای جلوگیری از این هزینه یک مدار Boot Strap با خازن و دیود سریع C_F و D_F ساخته شده است که با اتصال به پایه هایی که در شکل آورده شده است می توان تغذیه اضافی را حذف نمود. در واقع در حالتی که ترانزیستور پایین روشن می باشد خازن C_F از طریق دیود D_F و تغذیه V_{CC} شارژ شده و سپس در حالتی که گیت ترانزیستور بالا قرار است روشن گردد مقدار انرژی را از ولتاژ شارژ شده در C_F تهیه می کند. مقدار C_F با توجه به فرکانس کار جریان مورد نیاز در خروجی و ولتاژ V_{CC} تغییر می کند که با محاسبه دقیق این مقدار می توان یک راه انداز گیت ترانزیستور خوب طراحی نمود. باید توجه داشت که داخل این آی سی از مدارات حفاظتی مختلفی استفاده شده است که یکی از مهمترین آنها Undervoltage , Loclcout می باشد که این مدار برای جلوگیری از صدمه رسیدن به آی سی در صورتی که ولتاژ دو سر C_F هنگام راه اندازی گیت از مقدار ۱۰ ولت کاهش یافت جلوگیری نماید. در واقع اگV ولتاژ C_F در آن هنگام از این مقدار کمتر گردد خروجی درایو غیر فعال می گردد تا اینکه مجدداً ری ست گشته و ولتاژ C_F افزایش یابد.برای اینکه چنین مشکلی در هنگام کار درایور پیش نیاید باید مقدار Cو C_F بطور دقیق محاسبه گردد، که شرح طراحی آن در ادامه آورده شده است.

ملاحظات طراحی بخش درایور IR2113 :

طراحی تغذیه درایو و ترانزیستورها :

طراحی تغذیه این IC مشکل نیست، اولین چیزی که باید در نظر گرفت مقدار تغذیه مورد نیاز برای گیتهای سوئیچهای قدرت می باشد. برای اکثر ماسفت و IGBT نکته ای که حائز اهمیت است آنست که ولتاژ بالاتر از حدود ۸ تا ۹ ولت می تواند گیت ترانزیستور را تحریک کند که باید توجه داشت از over charging یا ازدیاد ولتاژ ورودی گیت برای شارژ بیش از حد آن جلوگیری کرد، زیرا هم تلفات افزایش یافته و هم خاموش شدن ترانزیستور با تاخیر صورت می گیرد. پس ولتاژ القا شده و زمان اعمال آن، از اهمیت بالایی برخوردار است.

نکته: در طراحی باید سه بخش زیر لحاظ شود :

۱. طراحی تغذیه با یاس
۲. تاخیر در انتشار
۳. تلفات توان و طراحی بخش انتقال حرارت (heatsink).

طراحی بایاس تغذیه :

طراحی تغذیه بایاس آی سی ولتاژ بالا (HVIC)، در عمل زیاد مشکل نیست. اول از همه ولتاژ گیت مورد نظر برای سوئیچ قدرت باید مشخش شود. برای بیشتر، ماسفت و IGBT این نکته وجود دارد که با افزایش ولتاژ گیت سورس افت ولتاژ مستقیم سوئیچ کاهش پیدا نمی کند معمولاً این سوئیچ در ۸ تا ۹ ولت اتفاق می افتد. باید از شارژ زیاد گیت ترانزیستور قدرت

جلوگیری کرد زیرا شارژ بیش از حد زمان خاموش شدن آنرا افزایش می دهد. همچنین چون شارژ بیشتری انتقال می یابد بنابراین تلفات ایجاد شده در آی سی و قطعات سوئیچ افزایش می یابد. در نهایت با افزایش زمان مورد نیاز برای خاموش شدن قطعه، ماسفت قدرت، احتمال روشن ماندن آن هنگام روشن کردن قطعه دیگر می گردد. پس در کل نتیجه می گیریم باید از شارژ اضافه گیت خودداری نمود.

موارد قابل توجه برای کاهش ولتاژ (Under voltage) :

طراح باید به این نکته توجه داشته بH‌شد که چه مقدار ولتاژ تغذیه بایاس می تواند قبل از افزایش افت ولتاژ مستقیم سوئیچ بطور ناگهانی کاهش پیدا کند. معمولاً این ولتاژ، ۸ ولت یا کمتر می باشد. در آی سی های درایور معمولاً از ۷/۷ تا ۹ ولت کمتر مدار حفاظت Under voltage عمل می کند. برای ری ست کردن این مدار لازم است که ولتاژ تغذیه حداقل ۰/۲۵ ولت از سطح حفاظت شده افزایش یافته و یکی از ورودیهای H_{IN} یا L_{IN} برای روشن شدن قطعه قدرت مجدد فعال گردد.

طراحی مدار بایاس قسمت پایین:

طراحی این بخش ساده است اما باید از نظر نویز پاک و دارای مقاومت و اندوکتانس کمی بین تغذیه V_{CC} و سورس وجود داشته باشد. همچنین نقطه اتصال ترمینال Com و سورس باید کوتاهترین مسیر با امپدانس کم باشد. معمولاً یک خازن با مقاومت نشتی کم و در حد چند میکرو فاراد که بین V_{CC} و Com قرار می گیرد و کفایت می کند. در هر شرایطی این خازن

باید شارژ کافی برای انتقال انرژی به خازن بوت استرپ وقتی ترمینال V_S به Com وصل می شود را پیدا کند. این وقتی عملی می گردد که سوئیچ پایینی روشن و بالایی خاموش باشد. نکته دیگری که باید به خاطر سپرد آنست که ولتاژ باقی مانده روی خازن بای پس، از انتقال ولتاژ به خازن بوت استرپ نباید باعث کاهش ولتاژ به کمتر از سطح حفاظتی Under voltage برسد. این مقدار حدود 9.09V می باشد. البته برای رسیدن به این، کافیست خازن بای پس را ۱۰ برابر خازن بوت استرپ قرار داد.

طراحی مدار بوت استرپ :

بایاس بالا توسط خازن بوت استرپ که در سیکلهای پشت سر هم refresh می گردد تامین می گردد. یک سیکل refresh زمانی است که سوئیچ پایین روشن بوده و هدایت می کند و یا دیود بدنه روشن باشد. مقدار خازن بوت استرپ باید با دقت محاسبه گردد. بطور مثال خازن باید خیلی بزرگ باشد که نیاز به زمان روشن زیاد داشته باشد. همچنین نباید آنقدر کم باشد که ولتاژ به زیر ولتاژ حفاظت Under voltage بیاید و مدار trip عمل نماید.

اگر رابطه زیر را در نظر بگیریم می توان شارژ مورد نیاز برای refresh کردن خازن با یاس را محاسبه کرد :

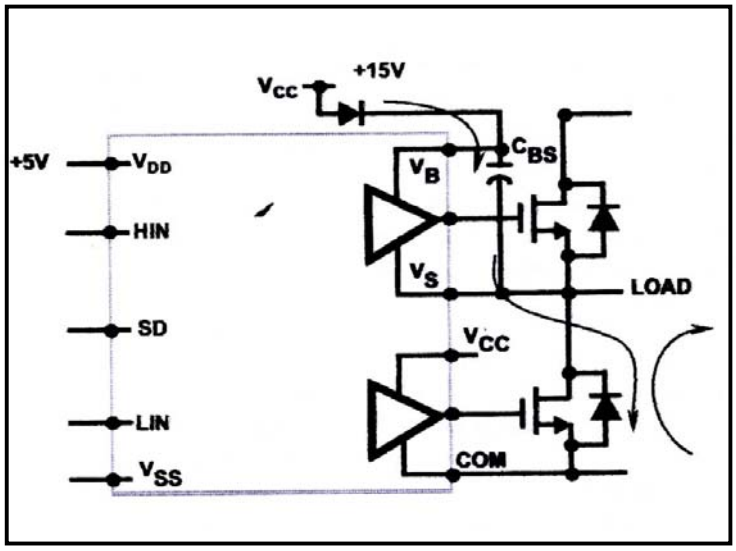
$$T_J = (Y_{EV4} - Y_{EV5}).F_{EV}$$

V_{BS1} : ولتاژ CBS دقیقا بعد از refresh شدن

V_{BS2} : ولتاژ CBS دقیقا قبل از refresh شدن

C_{BS} : خازن بوت استرپ

Q_G : شارژ انتقال یافته به گیت روشن



(شکل ۱۳-۱)

شکل ۱۳-۱ عملکرد مدار بوت استرپ را نشان می دهد. این شکل سرهای جریان refresh را برای شارژ خازن بوت استرپ که برای راه اندازی سوئیچ بالا آماده می گردد را نشان می دهد. همانطور که قبلاً گفته شد هر گاه سوئیچ پایین دیود بدنه یا دیود Flyback هدایت کند نقطه V_S که بار به آن متصل است به پتانسیل com متصل می گردد. ولتاژ V_{CC} باعث ایجاد جریان در دیود بوت استرپ شده، خازن بوت استرپ و سوئیچ پایینی مطابق شکل می گردد.

برای شارژ سریع خازن بوت استرپ، بدون ringing و overshoot زیاد، مسیر refresh بوت استرپ باید کوتاه و ضخیم باشد. در اینجا نیاز به خازن با نشتی کم دکوپلینگ بین V_{CC} و Com می باشد. خازن بوت استرپ و دیود باید همچنین در نزدیک آی سی درایور قرار گیرند تا حلقه ای کوتاه ایجاد نمایند و باعث کاهش امپدانس حلقه گردند.

برای اطمینان از شارژ کافی خازن بوت استرپ، معمولاً باید سوئیچ باید بطور متناوب روشن گردد تا از refresh کافی خازن بوت استرپ اطمینان حاصل گردد. عدم استفاده از دیود بدنه یا هرز گرد پایین برای تهیه عمل refreshing بدون روشن کردن فیزیکی سوئیچ پایینی ممکن است تحت شرایط مختلف خللی در refresh خازن بوت استرپ ایجاد گردد. این وقتی اتفاق می افتد که جریان بار یا صفر باشد و یا توسط دیود هرز گرد به سمت باس ولتاژ بالا در حال حرکت باشد. این شرایط بیشتر در راه اندازی موتور اتفاق می افتد.

پس حتماً باید سوئیچ پایین در هر سیکل روشن شده و خازن را شارژ کند.

بطور تجربی می توان مقدار خازن بوت استرپ را از نوع سرامیک در محدودهٔ 0.9 تا 0.15 میکروفاراد برای اکثر ماسفتهای کوچک و متوسط استفاده نمود.

خازنهای SMD که دارای پایه نیستند دارای اندوکتانس سری کمتر و زمان شارژ سریعتر می باشند. دیود بوت استرپ باید یک نوع ولتاژ بالای سیگنال کوچک باشد که قادر به مسدود کردن ولتاژ باس DC به اضافه V_{CC} گردد. شارژ دیود باید خیلی سریع صورت گیرد و در آن زمان خازن بوت استرپ را دشارژ نکند، جریان نشتی معمولاً در نظر گرفته نمی شود، زیرا جریان و شارژ دیود از نشتی خازن خیلی بیشتر می باشد. یک دیود سیگنال ۱۰۰۰ ولت مثل 1N5622 به دیود ولتاژ پایین تر ترجیح داده می شود زیرا خازن اتصال و زمان شارژ آن کوچکتر است. همچنین یک دیود ولتاژ بالاتر دارای جریان بایاس معکوس کمتری می باشد. از دیودهای 1N4000 باید اجتناب کرد.

مقدار خازن مورد نیاز برای مدار بوت استرپ، بستگی به ولتاژ V_{CC}، فرکانس سوئیچ، مقدار جریان مورد نیاز برای تغذیه بخش بالایی IR2113 و مقدار خازن گیت یا شارژ گیت مورد نظر برای شارژ کردن گیت بطور کامل دارد. مقدار شارژ مورد نیاز برای گیت در مشخصات ترانزیستور آورده شده است.

همانطور که قبلا گفته شد، بخش مدار بوت استرپ باید تا حد امکان کوچک بوده تا سلفهای سری مدار بوت استرپ به کمترین مقدار برسد. اندوکتانس زیاد با شارژ سریع خازن بوت استرپ در طول خاموش بودن بخش بالایی راه انداز IR2113 مخالفت می کند.

یک مثال واقعی : یک مقدار دقیق تر برای محاسبه خازن بوت استرپ نسبت به آنچه در معادله ۱ بیان شد، با در نظر گرفتن جریان تغذیه بایاس بخش بالایی به IR2113 و اثرات نشتی و بهبود (recoverry) دیود بوت استرپ صورت می گیرد. واضح است که فرکانس PWM روی مقدار خازن بوت استرپ نیز تاثیر می گذارد. بنابراین، در محاسبه خازن بهتر است فرکانس PWM را نیز در نظر گرفت مقدار خازن را می توان از معادله زیرمحاسبه کرد:

$$F_{EV} = \frac{T_J + T_{uu} + \left(\frac{I_{GU} + I_{TEV}}{I_{SZP}}\right)}{Y_{EV4} - Y_{EV5}}$$

I_{DR} : جریان نشتی معکوس دیود بوت استرپ

I_{QBS} : جریان تغذیه بخش بالایی

Q_{rr} : شارژ دیود بوت استرپ

Q_G : شارژ روشن شدن گیت

F_{PWM} : فرکانس کار PWM

V_{BS1} : ولتاژ CBS دقیقاً بعد از عمل refresh

V_{BS2} : ولتاژ CBS دقیقاً قبل از عمل refresh

C_{BS} : خازن بوت استرپ

به عنوان مثال فرض می کنیم از دیود IR450 با تغذیه ۱۵ ولت و افت ۰/۵ ولت در یک سیکل PWM (V_{BS1}-V_{BS2}) با شارژ معکوس دیود ۱۶ نانو کولنی جریان نشتی ۲ میکرو آمپر برای دیود بوت استرپ با ماکزیمم جریان بایاس 400 میکرو آمپر (I_{QBS}) استفاده شده است، شارژ گیت Q_G برابر ۱۲۰ نانو کولن که در اطلاعاات کارخانه ای IR450 وجود دارد. فرکانس مورد نظر برابر 330 نانو فاراد سرامیک قابل استفاده است.

طول زمان refresh مورد نیاز برای شارژ خازن بوت استرپ نیز نیاز به محاسبه دارد. شارژ خازن از طریق مدار بسته، خازن بوت استرپ، دیود بوت استرپ، مقاومت برد مدار سرگردان (که باید کمترین مقدار گردد) و مقاومت سوئیچ قدرت(R_{DSCON}) صورت می گیرد. مقاومت R_{DSON} ترانزیستور IR450 در جریان ۱۰ آمپر برابر 10.3 هم می باشد، به این مقدار مقاومت r_D دیود بوت استرپ که ماکزیمم ۱/۱ در جریان ۱ آمپر است افزوده می شود. که 0.1 اهم نیز مقاومت خطوط ارتباطی در نظر گرفته شده که مجموعاً 1.5 اهم می گردد. ثابت زمانی شارژ خازن بوت استرپ برابر حاصلضرب 0.33 میکرو فاراد در 1.5 اهم می باشد که برابر 0.5

میکرو ثانیه می گردد. بعد از ۳ ثانیه ثابت زمانی به اندازه 95% تغذیه V_{CC} شارژ شده است. بطور مثال اگر بخواهیم ۳ ثابت زمانی را برای روشن کردن IR450 با ولتاژ 15 ولت در نظر بگیریم نیاز به تغذیه 15.8 ولت ممی باشیم. (15V=15.8×95%) .

برد مدار چاپی مورد نیاز برای راه اندازی ماسفت:

هر چند مسائل مختلفی در طراحی مدار بخش راه انداز ماسفت طرح گردید اما مداری که از نظر تکنیک بستن ضعیف باشد مسائل مختلفی را ایجاد می کند. اگر در طراحی این مشکلات ایجاد شود جدول زیر راهگشاست:

مشکل	تاثیر
طول مسیر مدار بوت استرپ زیاد است	اندوکتانس می تواند باعث نوسان ولتاژ روی خازن گردد و سرعت refresh را کاهش داده و یا باعث یک ولتاژ بیشتر روی تغذیه بایاس بوت استرپ گردد.
مسیر طولانی بین سوئیچهای قدرت بالا و پایین	باعث نوسان روی سیم فاز (V_S) گردیده که منجر به کاهش ولتاژ V_S از Com شده و باعث صدمه رسیدن به آی سی IR2113 می گردد.
شناور بودن V_{SS} نسبت به Com که باید این دو به یکدیگر متصل شوند	باعث ناپدید شدن پالسهای راه انداز شده و یا جریان زیادی بین Com و V_{SS} ایجاد کند.

راهنمای کمک سریع :

برای کمک در حل مشکلات ایجاد شده در استفاده از راه اندازهای ماسفت از جدول زیر میتوان بهره برد:.

مشکل	تاثیرات
پایین بودن مقدار V_{DD} و V_{BS}	باعث ایجاد عکس العمل آی سی و مسدود کردن مسیر تحریک گیت راه اندازی می گردد.
بالا بودن V_{DD} و V_{BS}	باعث تلفات توان تغذیه بایاس ناشی از شارژ بیش از حد گیت سوئیچهای خارجی و افزایش دما می گردد.
کوچک بودن C_F	شارژ ناکافی برای راه اندازی عناصر قدرت باعث مسدود شدن تحریک گیت داخلی می گردد.
بزرگ بودن خیلی زیاد C_F	در سیکل refresh به اندازه کافی شارژ نمی گردد، که در این حالت یا C_F باید کاهش یابد و یا زمان refresh افزایش یابد.
بزرگی مقاومت گیت (R_{Gate})	ثابت زمانی $R_{Gate} \times C_F$ خیلی زیاد باعث تلفات بیش از حد سوئیچینگ عناصر قدرت می گردد. همچنین، R_G بزرگ ممکن است باعث تاخیر در خاموش شدن گیت ترانزیستور گشته و با روشن شدن ترانزیستور دیگر، دو ترانزیستور همزمان روشن بمانند که با افزودن یک دیود موازی و معکوس اصلاح می گردد.
زمان مرده کوتاه	باعث از بین رفتن آی سی و قطعات قدرت خارجی می گردد.

فصل دوم

میکرو کنترلر 8051

مقدمه :

امروزه کمتر پروژه علمی و صنعتی را می توان یافت که در آن از میکروکنترلر ها استفاده نشده باشد. در این میان ، بخش عمده ای از پروژه سیگنال ژنراتور مربعی – سینوسی نیز توسط میکرو کنترلر انجام می گردد به طوری که اپراتور توسط کی بورد ، فرکانس مورد نظر را به میکرو کنترلر فرمان می دهد و در خروجی سیگنال مورد نظر حاصل می گردد و از آنجایی که میکرو کنترلر 89C52 نقش اساسی را در این پروژه داراست و میکرو کنترلر فوق از خانواده 8051 است لذا ضرورت دیدیم تا این فصل را به طور کلی به میکرو کنترلر 8051 و جزئیات مربوط به آن بپردازیم .

تفاوت بین یک میکروپروسسور و یک میکروکنترلر :

منظور از یک میکروپروسسور (ریز پردازنده) میکروپروسسورهایی از خانواده X86 اینتل مثل 8086، 80286، 80386 و یا خانواده هایی از این قبیل است. این میکروپروسسورها فاقد RAM ، ROM و پورت هایI/O در درون خود تراشه هستند به این دلیل به آنها "میکروپروسسورهای همه منظوره" می گویند. لذا طراحی که از این میکروپروسسورها استفاده می کند باید در خارج از آن RAM، ROM پورت های I/O و تایمرها استفاده کند تا سیستمی قابل کار ساخته شود گرچه افزایش RAM، ROM و پورت های I/O موجب حجیم شدن و گرانتر شدن سیستم ها می گردد ولی به قابلیت انعطاف آن می افزاید از جمله آنکه طراح میتواند روی مقدار RAM، ROM پورت های I/O بر حسب نوع کاربرد تصمیم گیری و

اعمال نظر کند. این توانمندی در میکروکنترلر امکان پذیر نیست. یک میکروکنترلر دارای یک CPU به همراه مقدار ثابتی از RAM، ROM پورت های I/O و تایمر در درون خود میباشد. به بیان دیگر RAM، ROM پورت های I/O و تایمر همگی در یک تراشه جای دارند لذا طراح نمی تواند یک حافظه I/O یا تایمری را بدون گسترش لازم آن از بیرون اضافه کند.

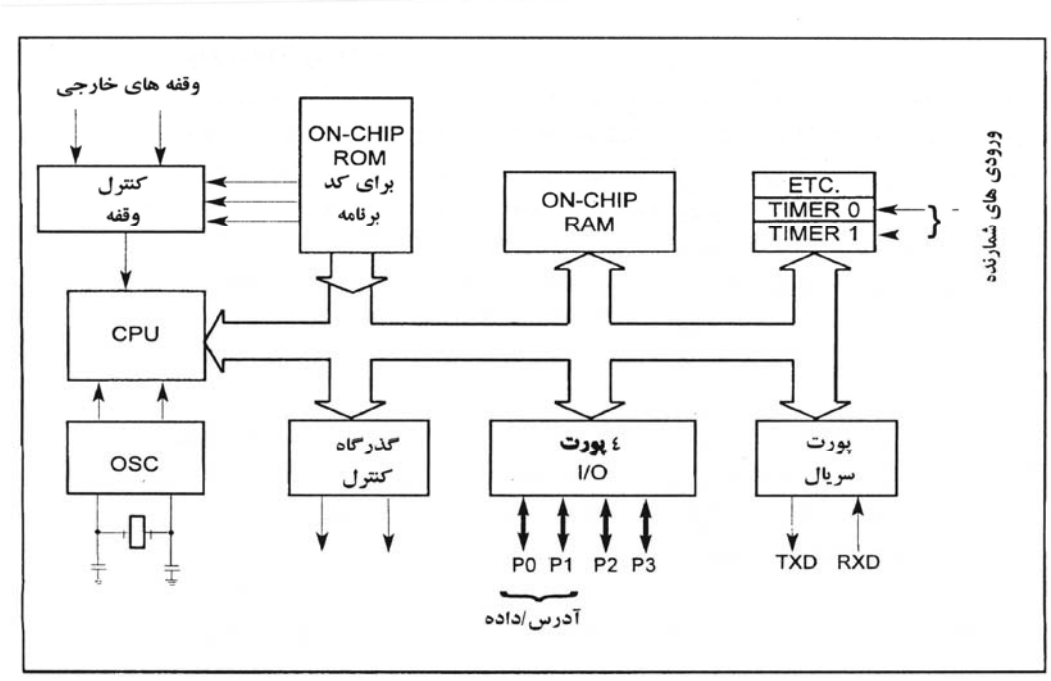
میکروپروسسورها و میکروکنترلرها بطور گسترده ای در تولید سیستمهای تک منظوره نظیر چاپگر، صفحه کلید، مودم، ماوس و غیره بکار می روند که این محصولات تک منظوره فقط و فقط برای انجام یک کار استفاده می شوند.

گرچه میکروکنترلرها انتخاب ارجحی برای بسیاری از سیستمهای تک منظوره اند اما مواردی وجود دارد که در آن استفاده از میکروکنترلر مناسب نیست لذا بحث انتخاب میکروکنترلر پیش می آید.

در انتخاب یک میکروکنترلر قبل از هر چیز باید نیازهای سیستم دقیقاً مشخص و هزینه آن هم مقرون به صرفه باشد و نوع میکروکنترلر به لحاظ 8، 16 یا ۳۲ بیتی و آنکه کدامیک قادر است نیازهای کار را بطور موثر برآورده سازد نیز تعیین و مشخص شود و پس از آن باید فاکتورهای زیر را نیز در نظر گرفت از قبیل : سرعت میکروکنترلر، مقدار RAM و ROM آن، تعداد پایه های I/O و تایمر در تراشه، توان مصرفی، قابلیت انعطاف بدان معنی که چگونه به ویرایش بعدی از نظر کارایی و توان مصرفی تبدیل می شود، قیمت هر عدد، در دسترس بودن آن به تعداد لازم.

میکروکنترلر 8051

شرکت Intel در سال ۱۹۸۱ این میکروکنترلر را معرفی کرد. این میکرو دارای ۱۲۸ بایت RAM، 4کیلوبایت ROM، دو تایمر، یک پورت سریال و چهار پورت موازی (هر یک 8 بیت) است که همگی در یک تراشه تعبیه شده اند. 8051 یک تراشه 8 بیت است یعنی CPU هر بار می تواند فقط روی 8 بیت داده کار کند، داده های بزرگتر از 8 بیت باید به قطعات 8 بیت بشکنند و سپس بوسیله CPU پردازش شوند میکروکنترلر 8051 کلاً دارای چهار پورت I/O با عرض 8 بیت است.



(شکل ۱-۲)

گرچه این میکروپروسسور می تواند حداکثر 64K حافظه ROM درتراشه داشته باشد بسیاری از سازندگان فقط 4کیلو بایت را در تراشه کار گذاشته اند.

8052 عضو دیگر از خانوده 8051 است این کنترلر همه امکانات 8051 بعلاوه 128 بایت RAM و یک تایمر اضافی دارد.

به بیان دیگر 8052 دارای 256 بایت RAM و سه تایمر است. این کنترلر بجای 4K، 8K حافظه ROM را در تراشه داراست.

نکته مهم : میکروکنترلر بکار رفته در پروژه از نوع 8052 می باشد.

8031 نیز عضو دیگر این خانواده است که دارای ROM نمی باشد و برای استفاده از آن باید یک ROM خارجی به آن اضافه کرد.

جدول زیر میکرو کنترلرهای مختلف را با هم مقایسه می کند:

Feature	8051	8052	8031
ROM	4K	8K	0K
RAM	128	256	128
Timer	2	3	2
I/O pins	32	32	32
Serial port	1	1	1
Interrupt sources	6	8	6

(جدول ۱-۲)

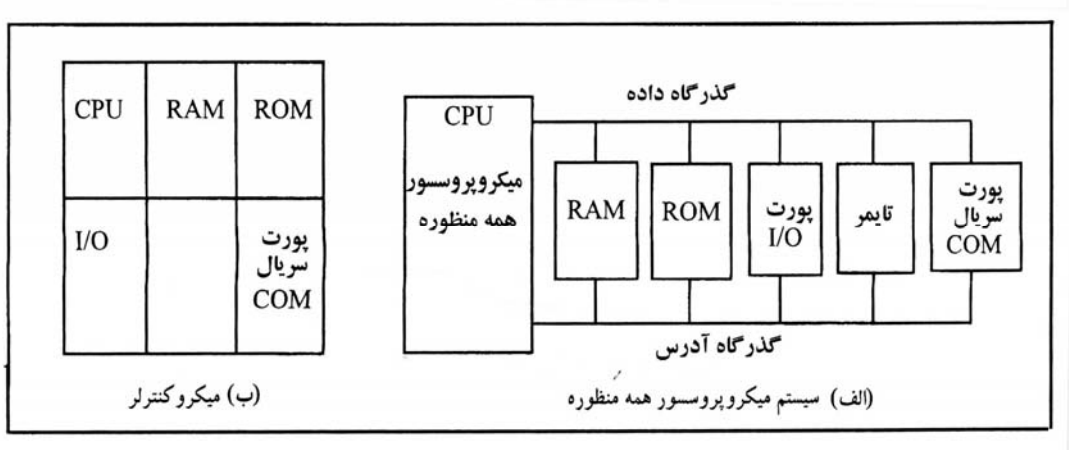
ROM متصل به 8031 می تواند تا 64کیلوبایت باشد و حاوی برنامه ای است که باید برداشته شده و اجرا شود. در روند افزایش ROM خارجی به 8031 دو پورت از دست می رود و تنها

دو پورت برای کاربر باقی می ماند. برای حل این مشکل می توان دو I/O خارجی به 8031 اضافه کرد.

گرچه 8051 رایج ترین عضو خانواده 8051است ولی این میکروکنترلر دارای انواع مختلفی است که به لحاظ سرعت، حافظه و قابلیتهای مختلف با یکدیگر متفاوتند که توسط سازندگان مختلفی چون Intel، Atmel، Dallas و غیره ساخته شده اند.

تخصیص فضای حافظه RAM در 8051:

همانطور که گفته شد در 8051، 128 بایت RAM وجود دارد. (بعضی از اعضای این خانواده مثل 8052 دارای 256 بایت RAM هستند) به 128 بایت RAM در 8051 آدرس های 00 تا 7F اختصاص یافته است که در شکل ۳-۲ ملاحظه میشود. این 128 بایت به سه گروه مختلف تقسیم شده اند.



(شکل ۲-۲)

32 بایت از مکان 00 تا 1F برای بانک ثبات و پشته کنار گذاشته شده است که خود به ٤ بانک تقسیم شده اند.

جمعاً 16 بایت از 20H تا 2F H برای حافظه نوشتن/ خواندن آدرس پذیر بیتی کنار گذاشته شده اند.

جمعاً 80 بایت از مکانهای 30H تا 7F H برای خواندن یا نوشتن یا آنچه عموماً ذخیره موقت گفته می شود بکار می رود.

سؤال : اگر مکانهای 00-1F از RAM برای چهار بانک ثبات کنار گذاشته شود کدام بانک ثبات R_0 ـ R_7 را هنگام روشن شدن 8051 دستیابی خواهیم کرد؟

جواب: پاسخ بانک 0 است که شامل مکانهای 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6 و 7 از RAM است که به نامهای R_0، R_1، R_2، R_3، R_4، R_5، R_6 و R_7 در برنامه نویسی 8051 خوانده می شود. گرچه بطور پیش فرض بانک صفرانتخاب می شود ولی با استفاده از ثبات کلمه وضعیت PSW دیگر بانکها را می توان انتخاب کرد. بیتهای D_4، D_3 از PSW (PSW.4 , PSW.3) برای انتخاب بانک ثبات مورد نظر بکار می روند.

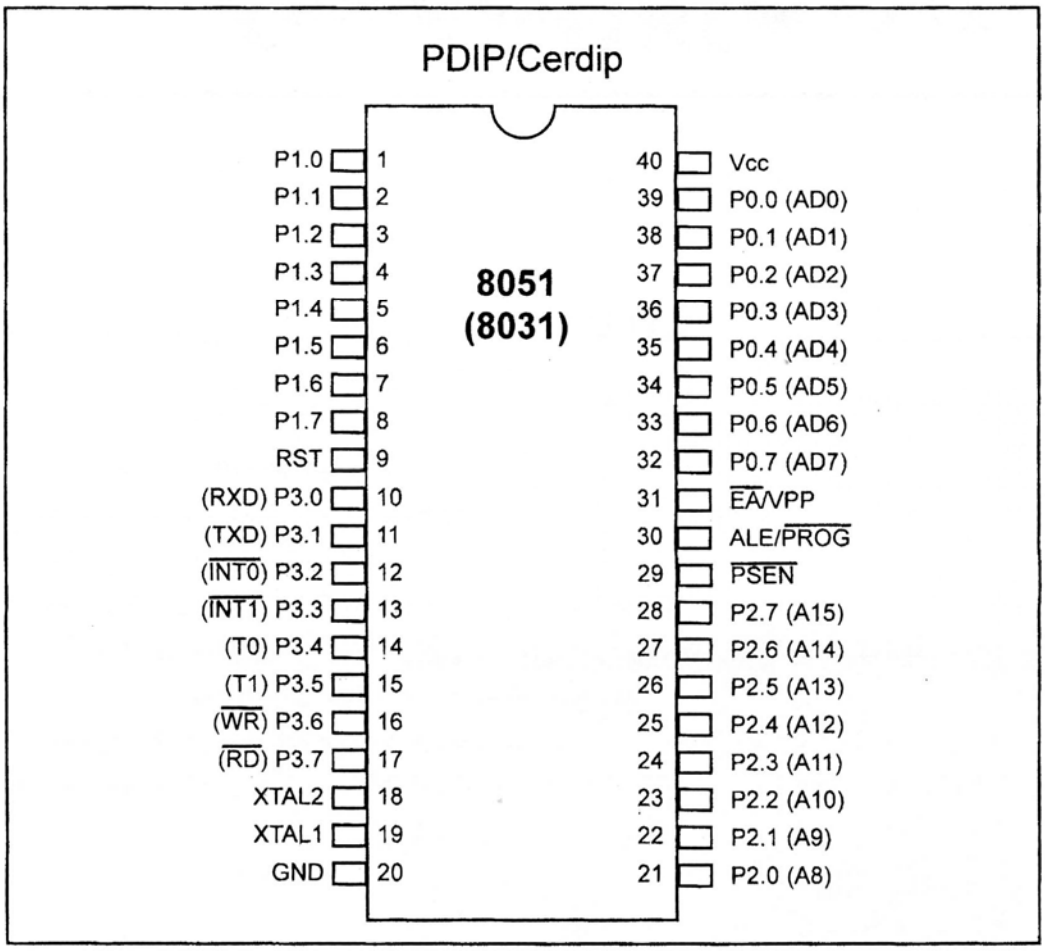
	PSW.4	PSW.3
Bank0	0	0
Bank1	0	1
Bank2	1	0
Bank3	1	1

(جدول ۲-۲)

توصیف پایه های 8051

گرچه اعضای خانواده 8051 (مثل 89C51 و DS5000) در بسته های متفاوتی مثل DIP، QFP، LCC عرضه شده اند همه آنها برای انواع توابع مانند I/O، RD، WR، آدرس، داده و وقفه تدارک دیده شده اند. باید متذکر شد که بعضی از کمپانی ها نوع 20 پایه 8051 را با کاهش پورتهای I/O در رابطه با کاربردهای کم تقاضا تولید کرده اند، با این وجود عمده تولید کنندگان از تراشه های DIP با 40 پایه استفاده می کنند.

همانطور که در شکل زیر ملاحظه میگردد از 40 پایه جمعاً 32 پایه برای چهار پورت P_0، P_1، P_2 و P_3 کنار گذاشته شده اند بقیه پایه ها به Vcc، GND، XTAL1، XTAL2، RST، $\overline{EA}$ و $\overline{PSEN}$ اختصاص یافته اند. Vcc و GND به ترتیب پایه های 40 و 20 تراشه بوده و منبع تغذیه و زمین آنرا فراهم می نمایند.

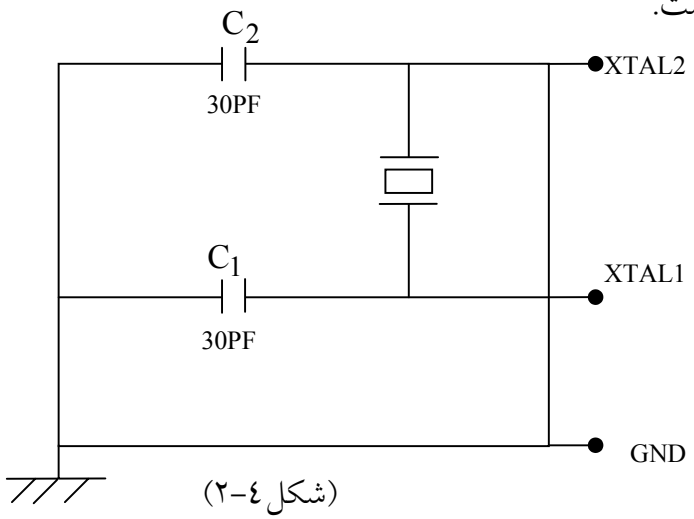


(شکل ۳-۲)

XTAL1 و XTAL2 :

از آنجا که 8051 دارای یک اسیلاتور (نوسان ساز) درون تراشه ای است پس برای راندن آن به یک ساعت کریستال نیاز است و اغلب یک اسیلاتور کریستال کوارتز به ورودیهای XTAL1 (پایه ۱۹) و XTAL2 (پایه ۱۸) وصل است. مطابق شکل۶-۲، اسیلاتور کریستال کوارتز متصل به XTAL1 و XTAL2 به دو خازن 30PF وصل است که یک طرف این خازنها به زمین متصل است.

در خانواده 8051 سرعتهای مختلف وجود دارد که هدف از سرعت حداکثر، فرکانس متصل به XTAL است.



(شکل ٤-٢)

: RST

پایه 4، پایه Reset (بازنشانی) است. بعد از اعمال یک پالس بالا این پایه به میکروکنترلر باز نشانده شده و همه فعالیتها را رها می کند که این عمل سبب از دست رفتن همه مقادیر در ثبات می شود.

ثبات	مقدار باز نشان
PC	0000
ACC	0000
B	0000
PSW	0000
SP	0007
DPTR	0000

(جدول ٣-٢)

$\overline{EA}$: بمعنی " دستیابی بیرونی" است و پایه شماره 31 در بسته DIP می باشد. در اعضای خانواده 8051 که دارای ROM در تراشه هستند این پایه به Vcc وصل می شود و در صورتی که مانند 8031 دارای ROM در داخل نباشند آنرا باید به GND وصل نمود یعنی به بیان دیگر نمی توان آنرا آزاد رها کرد.

$\overline{PSEN}$: این یک پایه خروجی است. $\overline{PSEN}$ بمعنی "فعال کردن برنامه ذخیره" است. در یک سیستم مبتنی بر 8031 که در آن ROM بیرونی که برنامه را نگه می دارد این پایه متصل به پایه OE از ROM است.

پایه های پورت I/O و عملکرد آنها :

چهار پورت P_0، P_1، P_2، P_3 هر کدام۸ پایه را بکار میبرند تا پورتها را 8 بیتی سازند همه پورتها پس از RESET بصورت خروجی در می آیند و آماده استفاده به عنوان خروجی هستند. برای استفاده از هر کدام از این پورتها بعنوان ورودی باید آنها را برنامه ریزی کرد.

پورت 0 :

پورت صفر جمعاً 8 پایه (32-39) را اشغال می کند. و می توان از آن بعنوان ورودی یا خروجی استفاده کرد. برای استفاده از پایه های پورت صفر بعنوان ورودی یا خروجی هر پایه باید از بیرون به یک مقاومت بالاکش ۱۰ کیلو اهم وصل شود دلیل آن اینست که پورت 0 بر خلاف P_1، P_2، P_3 یک درین باز است. پورت صفر بصورت AD_0-AD_7 نشان داده می شود به این معنی که قابل استفاده بعنوان ورودی و خروجی است.

پورت ۱:

پورت 1 جمعاً 8 پایه را اشغال می کند و می توان از آن بعنوان ورودی یا خروجی استفاده کرد. بر خلاف پورت 0 این پورت نیازی به مقاومت بالاکش ندارد.

پورت 2:

پورت 2 جمعاً 8 پایه (از پایه ۲۱ تا ۲۸) را اشغال کرده است و می توان از آن بعنوان ورودی یا خروجی استفاده کرد همچون P_1، P_2 نیز به مقاومت های بالاکش نیازی ندارد زیرا دارای مقاومت های بالاکش درونی اند. در سیستم های مبتنی بر 8051، 89C51، DS5000، P_2 بعنوان یک I/O ساده بکار رفته است ولی در سیستم های مبتنی بر 8031 پورت 2 بهمراه پورت صفر بکار می رود تا آدرسهای 16 بیتی را برای حافظه بیرونی فراهم سازند.

پورت 3:

پورت 3 هم 8 پایه از پایه 10 الی 17 را اشغال می کند که می توان آنرا بعنوان ورودی یا خروجی بکار برد. P_3 ،همچون P_1، P_2 نیازی به مقاومت بالاکش ندارد. پورت 3 دارای توانمندیهای اضافی دیگریست که در تهیه بعضی از سیگنالهای مهم خارجی مانند وقفه ها بکار می رود. در جدول زیر این توانمندی اضافی P_3 آمده است.

پایه $P_{3.0}$ و $P_{3.1}$ برای تبادل سیگنال اطلاعات ارسالی و دریافتی بصورت سریال بکار می رود.

P_3 Bit	Function	Pin
$P_{3.0}$	RxD	10
$P_{3.1}$	TxD	11
$P_{3.2}$	**INT0**	12
$P_{3.3}$	INT1	13
$P_{3.4}$	T0	14
$P_{3.5}$	T1	15
$P_{3.6}$	WR	16
$P_{3.7}$	RD	17

(جدول ٤-٢)

$P_{3.2}$ و $P_{3.3}$ برای وقفه های خارجی کنار گذاشته شده اند.

$P_{3.4}$ و $P_{3.5}$ هم برای تایمرهای 0 و 1 در نظر گرفته شده اند که ١٦ بیتی می باشند و از آنجا که میکروکنترلر 8051، 8 بیتی است لذا هر کدام از تایمرهای فوق دارای 8 بیت بالا (TH1,TH0) و 8 بیت پایین (TL1, TL0) می باشند و بسته به مد انتخابی تایمر می توانند ١٣ بیتی (مد 0) ١٦ بیتی (مد 1) و 8 بیتی (مد 2) باشند.

$P_{3.6}$ و $P_{3.7}$ برای سیگنالهای $\overline{RD}$ و$\overline{WR}$ از حافظه خارجی در سیستمهای مبتنی بر 8031 کنار گذاشته شده اند.

نکته مهم : از آنجا که فصل سوم این نوشتار به تشریح تکمیلی مدار پروژه می پردازد، کاربرد میکروکنترلر 89C52 و برنامه مربوطه ، در آن فصل عنوان خواهد شد.

فصل سوم

تشریح تکمیلی مدار پروژه

همانطور که در فصل اول بلوک دیاگرام کلی مدار توضیح داده شد در این فصل به طور دقیقتر به هر کدام از مدارات بکار رفته در هر بلوک می پردازیم که در صفحه بعد شماتیک آن آمده است:

پل دیود و خازن صافی کننده ورودی:

ورروردی این مدار که از یک منبع ولتاژ متفاوت با ولتاژ تا ٤٠٠ ولت می باشد توسط یک پل دیودی بصورت تمام موج یکسو شده و توسط یک خازن صافی الکترولیت ریپل های خروجی آن گرفته شده و به یک ولتاژ DC تبدیل می گردد. جریان تحملی پل دیود ٨ آمپر و ولتاژ معکوسش ٨٠٠ ولت می باشد. خازن الکترولیت بکار رفته نیز ٤٧ میکروفاراد٤٠٠ ولت می باشد.

راه انداز پل سوئیچهای قدرت :

همانطور که گفته شد عناصر قدرت که ورودی گیت دارند (MOSFET و IGBT) بخاطر وجود خازن ورودی گیت، نیاز به جریان سینک (دشارژ خازن) و سورس (شارژ خازن) لحظه ای بالایی دارند که برای این کار راه اندازهایی طراحی گردیده است که وظیفه راه اندازی سوئیچهای قدرت با ورودی گیت را بعهده دارند که از جمله آنها IR2113 می باشد که در این پروژه بعنوان راه انداز نیم پل استفاده شده است . همانطور که در پروژه تعریف شده است برای تولید سیگنال مربعی با دامنه $\pm V_{DC}$ نیاز به یک طبقه پل ماسفتی داریم که در این پروژه از IGBT با جریان تحملی ١٠ آمپر و ولتاژ شکست ٦٠٠ ولت استفاده شده است.

چون قطعه IR2113 یک راه انداز نیم پل می باشد مجبوریم از دو آی سی بصورت مجزا استفاده کنیم که هر کدام از آنها یک لنگه پل را راه اندازی کنند با توجه به شکل، در قسمت پل مشاهده می شود که عناصر IGBT به صورت دو به دو با یکدیگر سری شده اند در واقع کلکتور IGBT پایین به امیترIGBT بالایی متصل شده است کلکتور IGBT بالایی به ولتاژ ورودی یکسو شده یعنی 400V+ متصل شده است و امیتر IGBT پایینی بعد از اتصال به یکدیگر به یک مقاومت ۱ اهم برای نمونه برداری از جریان خروجی متصل شده است این مقاومت در واقع برای نمونه گیری از جریان خروجی و انتقال آن به یک مدار مقایسه کننده جهت جلوگیری از افزایش ناگهانی جریان و در نتیجه جلوگیری تا حد امکان از سوختن ترانزیستورهای IGBT گردد در مدار مقایسه کننده که از یک آی سی LM393 استفاده شده است ولتاژ مرجع که در پایه ۲ قرار گرفته از یک آی سی تولید کننده ولتاژ مرجع یعنی LM385 استفاده شده است که با اتصال به پتانسیومتر ۱۰ کیلو اهم امکان کنترل جریان مدار در محدوده مورد نظرمان می گردد بطور مثال اگر ولتاژ خروجی پتانسیومتر ۱ ولت باشد در صورتیکه از پل جریان بیش از ۱ آمپر عبور کند ولتاژی بزرگتر از ۱ ولت سر پایه ۳ مقایسه کننده می افتد که باعث می گردد خروجی مقایسه کننده ۵ ولت گردد این ولتاژ که بعنوان یک سیگنال برای کنترل جریان خروجی یا به عبارتی قطع مدار راه انداز ماسفتها بکار می رود توسط یک مقاومت ۳/۳ کیلو اهم باید pull up گردد تا ولتاژ ۵ ولت را هنگام اشباع مثبت تولید نماید.

در مدار پل مشاهده می شود که به گیت قطعات سوئیچ قدرت IGBT ، یک مقاومت و دیود به صورت معکوس با یکدیگر موازی گردیده اند که از یک طرف به گیت ترانزیستورها و از طرف دیگر به پایه های خروجی آی سی IR2113 متصل شده اند. مقاومت بکار رفته نیز برای جلوگیری از جریان شارژ بیش از حد خازن گیت ترانزیستور IGBT می باشد.

همانطور که می دانیم لحظه اول اعمال پالس به ورودی گیت ترانزیستور، چون یک خازن وجود دارد جریان زیادی از گیت ترانزیستور می گذرد، خازن ترانزیستور سریع شارژ شده و IGBT روشن می گردد که این مقاومت بعنوان یک محدودکننده جریان استفاده می گردد. علاوه بر آن هر چه مقاومت گیت بیشتر باشد زمان بیشتری صرف شارژ گیت می گردد بعد از آن زمان که ولتاژ خازن گیت به ولتاژ آستانه رسید گیت روشن می گردد.

در مداراتی که بصورت نیم پل یا تمام پل بسته می شوند این مقاومتها بعنوان محدود کننده جریان و نیز تاخیر دهنده در روشن شدن IGBT می باشد حسن این عمل آنست که مدت زمانی برای خاموش شدن ترانزیستورها ایجاد شود. و در واقع می توان گفت بعد از خاموش شدن IGBT یک لنگه، IGBT لنگه دیگر شروع به روشن شدن می کند.

اگر یک دیود بصورت معکوس با این مقاومت موازی گردد در واقع در سیکل مثبت مقاومت با خروجی راه انداز سری شده و بعد از یک زمانی که بستگی به مقدار ثابت زمانی $R.C_g$ دارد ترانزیستور روشن می گردد. اگر همزمان با فرمان روشن شدن ترانزیستوری، فرمان خاموش ترانزیستوردیگر که بصورت سری با ترانزیستور قبلی قرار گرفته صادر شود ابتدا ترانزیستور دوم

خاموش شده و سپس ترانزیستور اول روشن می گردد که این تاخیر زمانی در روشن شدن ترانزیستور از همزمان روشن شدن دو ترانزیستور در یک لنگه پل تا حدود زیادی جلوگیری می کند راه دیگر آن، قرار دادن یک خازن در ورودی گیت ترانزیستورها می باشد دیود معکوس که با مقاومت موازی شده است برای خاموش کردن سریع ترانزیستور ها بکار می رود. به این ترتیب که وقتی فرمان خاموش شدن یا صفر شدن پایه خروجی راه انداز ترانزیستور صادر می شود دیود معکوس مقاومت را بای پس (BYpass) کرده و ولتاژ شارژ خارن گیت را سریع دشارژ می کند و ترانزیستور سریع خاموش می گردد. در واقع این دیود کمکی دیگر برای جلوگیری از همزمان روشن شدن دو ترانزیستور در یک لنگه پل می باشد. قسمت دیگر مدار راه انداز ترانزیستورهای گیت دار می باشد که در واقع دارای ۲ ورودی و خروجی می باشد. دو ورودی آن در حقیقت قابلیت پذیرش ۰ و ۱ منطقی با سطح ولتاژ TTL و CMOS را دارند. که می تواند ورودی ۱ منطقی آن از ۵ تا ۱۵ ولت متغیر باشد. ورودیهای این آی سی LINوHIN می باشند. که به ترتیب برای کنترل ترانزیستور پایین و بالای یک لنگه از پل استفاده می شوند خروجـی آی سی LO وHO می باشد که در حقیقت ولتاژ وجریان لازم را برای روشن شدن ترانزیستورها تامین می کنند که به ترتیب ولتاژ خروجی ترانزیستور پایین و ترانزیستور بالای یک لنگه از پل می باشند .

خازنهای بکار رفته در این آی سی وظایف مختلف دارند . خازن استفاده شده بین V_{CC}وGND برای تامین ولتاژ مورد نیاز برای آی سی و شارژ به موقع خازن بوت استرت

بخش بالایی آی سی راه انداز می باشد . خازن بوت استرپ در واقع به همراه دیود بوت استرپ برای تامین جریان و ولتاژ مورد نیاز جهت روشن شدن گیت ترانزیستور طبقه بالای پل استفاده می گردد که مقدار آن با توجه به V_{CC}،فرکانس کار، مقاومت R_{DS}و مقاومت سیم قابل محاسبه می باشد.

یک ورودی دیگر که بنام SD(Shut Down) می باشد برای غیر فعال کردن خروجی های آی سی می باشد که این پایه برای جلوگیری از صدمه رسیدن به پل استفاده می گردد در این مدار خروجی مقایسه کننده LM393 به این پایه آمده است که به محض ۱ شدن منطقی آن خروجی آی سی که به گیت ترانزیستورها متصل شده است غیر فعال گشته و ترانزیستورها خاموش می گردند.

میکروکنترلر 89C52 :

بخش دیگر مدار، کنترل کننده پالسها می باشد که از یک میکروکنترلر 89C52 استفاده شده است این میکروکنترلر که قبلا توضیح آن آورده شده است دارای کریستال 11.059MHZ بوده و از پایه های ورودی / خروجی آن که مربوط به پورت ۲ می باشد بعنوان پایه های کنترلی برای راه اندازی ترانزیستورها استفاده شده اند در واقع با نوشتن برنامه ای در داخل این قطعه می توان پالسهای کنترلی را با توجه به فرکانس مورد نیاز تولید نمود. علاوه بر آن کلید فشاری برای انتقال فرمانهای مورد نیاز از اپراتور به آی سی میکروکنترلر مورد استفاده قرار گرفته است .

کلید های بکار رفته عبارتند از : Down/Stop,UP/Start ,Mode

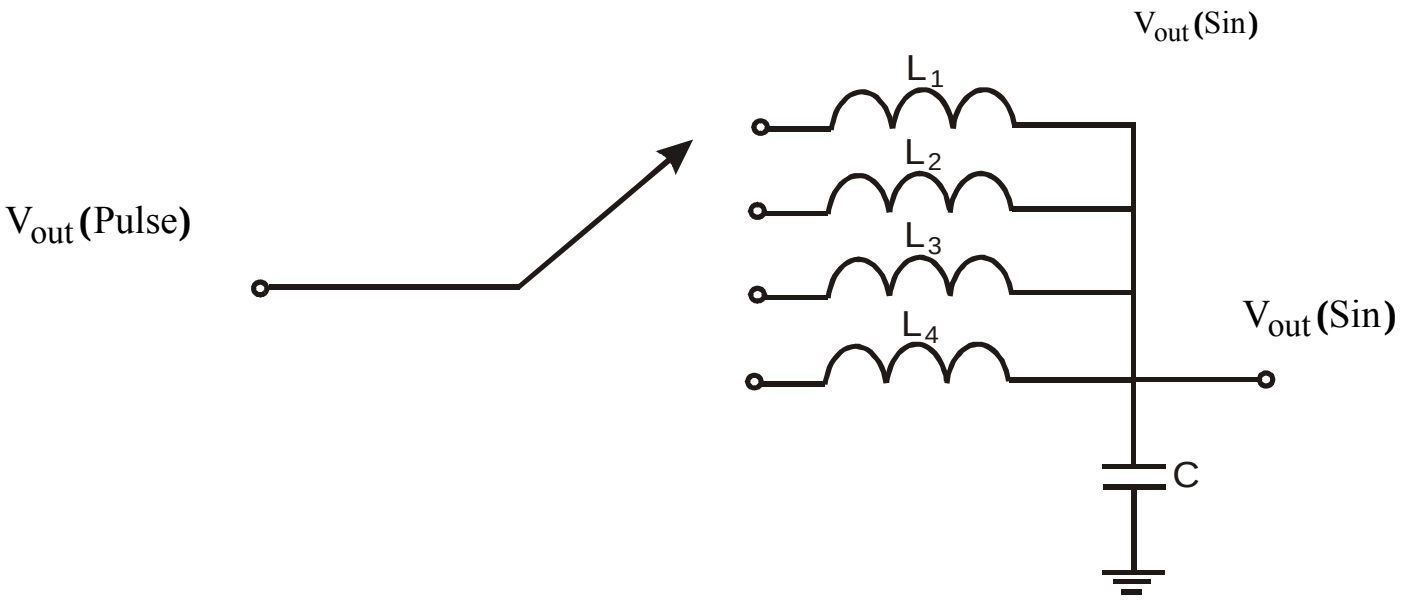
قطعه دیگری که در این برد بکار رفته یک LCD کاراکتری ۱۶*۲ می باشد که ۲ سطر از ۱۶ کاراکتر را می تواند نمایش دهد که پایه های داده آن به پورت صفر میکروکنترلر متصل شده است و پایه های کنترلی آن یعنی EN,WR,RS به پورت ۱ متصل گردیده است.

آی سی Max232 برای ارتباط با کامپیوتر جهت پروگرم کردن آی سی میکروکنترلر از طریق کامپیوتر استفاده شده است که ورودی این آی سی از خروجی RXD وTXD میکروکنترلر آمده است و خروجی آن بعد از تغییر سطح ولتاژ به پورت سریال کامپیوتر متصل شده و ارتباط را با پروتکل RS232 برقرار می کند . خروجی پل ترانزیستوری که نقاط تقاطع دو ترانزیستور در هر لنگه می باشد به خروجی انتقال یافته است . چون در این پروژه هدف، ساخت یک شکل موج سینوسی و مربعی می باشد لذا برای تبدیل شکل موج مربعی به سینوسی باید از یک فیلتر پایین گذر استفاده نمود. با توجه به اینکه این مدار قادر به تولید سیگنال بافرکانس 1HZ تا 2KHZ می باشد . لذا برای تبدیل این سیگنال مربعی به سینوسی نمی توان یک فیلتر ثابتی را اتخاذ نمود. زیرا اگر به فرض بخواهیم فرکانس ۵۰ هرتز سینوسی تولید کنیم باید تمامی فرکانس های شکل موج مربعی را که شامل فرکانس های با فرکانس اصلی یعنی ۵۰ هرتز، ۱۰۰ هرتز و ۱۵۰ هرتز و ... می باشد را به غیر از ۵۰ هرتز حذف نمود که برای این کار باید از فیلتر پایین گذر با فرکانس قطع حدود ۷۰ هرتز استفاده نمود که فرکانس ۱۰۰ هرتز به بالا را حذف کرده و فقط ۵۰ هرتز را عبور دهد . چون محدوده تغییرات فرکانس ما وسیع است اگر بخواهیم تا ۱ کیلو هرتز سینوسی تولید کنیم مجبوریم یک فیلتر با فرکانس قطع حدود

1KHZ در مدار قرار دهیم که بتوانیم تا ۱ کیلو هرتز را از آن عبور دهیم اما با این کار هارمونیکهای فرکانسهای پایین تر حذف نشده و فرکانس های زیر ۵۰۰ هرتز دیگر سینوسی نمی شوند بطور مثال فرکانس ٤۰۰ هرتز یک هارمونیک در ۸۰۰ هرتز دارد پس، از فیلتر با فرکانس قطع ۱ کیلو هرتز عبور کرده و شکل موج غیر سینوسی می گردد.

در فرکانسهای پایین تر، این هارمونیکها بیشتر شده و سینوسی کلاً منتفی می گردد . برای داشتن یک چنین سیگنال ژنراتوری با خروجی سینوسی نیاز به ساخت یک فیلتر قابل تغییر می باشد یعنی برای محدوده فرکانس های گوناگون یک فیلتر با فرکانس قطع مختلف قرار بگیرد که برای اینکار می توان از محدوده فرکانس های گوناگون یک فیلتر با فرکانس قطع مختلف قرار بگیرد که برای اینکار می توان از مجموعه ای فیلتر که توسط مجموعه ای از رله در مدار قرار می گیرند استفاده نمود .

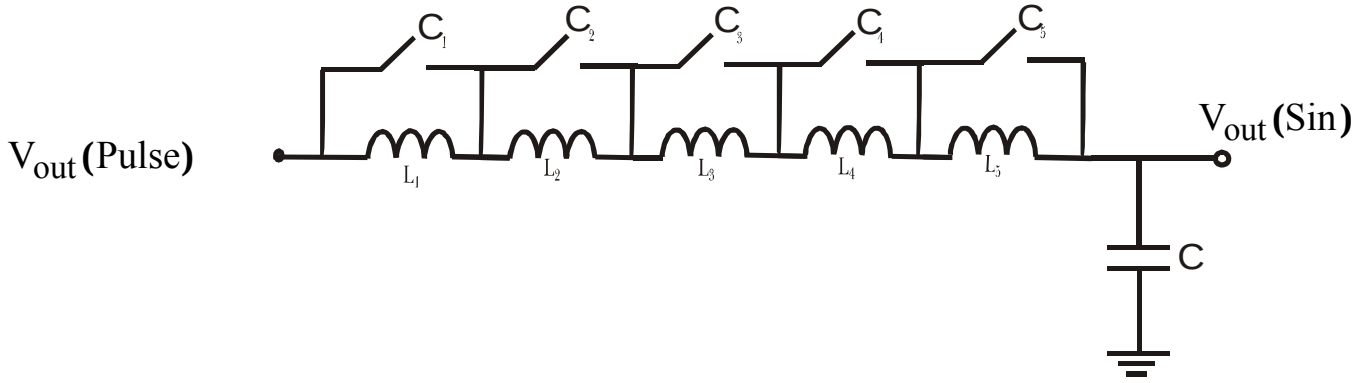
شکل زیر تقریباً بیانگر این مدار می باشد:



که فرکانس قطع از رابطه زیر بدست می آید:

$$f_c = \frac{4}{5\pi\sqrt{L_n C}}$$

و یا می توان با محاسبه دقیق سلفها از مدار زیر استفاده نمود که در این حالت تعداد سلف و تعداد کنتاکت رله ها کمتر می گردد.



در واقع کنتاکتهای رله بالا 5^8 حالت فیلتر با فرکانس قطع مختلف تولید می کنند.

اپتوکوپلر و نقش آن در مدار:

اپتوکوپلر 6N137 که یک ایزولاتور نوری فرکانس بالا می باشد برای ایزوله کردن قسمت قدرت مدار یعنی بخش خروجی کنترل کننده IGBT و همچنین مدار IGBT از قسمت زمان یعنی میکروکنترلر و قسمتهای لاجیک سیستم استفاده شده است .

همانطور که از شکل این قطعه مشخص است ورودی آن یک LED می باشد که با عبور جریان حدود ۱۰ میلی آمپر روشن شده و ترانزیستور خروجی فعال شده و به اشباع می رود خروجی این ترانزیستور به گیت NAND رفته و توسط پایه کنترلی 7 که پایه دیگر از گیت NAND است وضعیت خروجی اپتوکوپلر مشخص می گردد . پس، اگر این پایه را به V_{cc} وصل کنیم به محض اینکه ورودی اپتوکوپلر فعال می گردد خروجی ۱ می گردد که این خروجی به پایه SD کنترل کننده IR2113 وصل می گردد و خروجی کنترلر غیر فعال می گردد . خروجی مقایسه کننده در واقع به پایه کاتد LED متصل شده که وقتی پایه ۳ از ۲ در مقایسه کننده بیشتر شود خروجی اش V_{cc} شده و ولتاژ خروجی اپتوکوپلر زیاد شده و SD فعال و کنترلر غیر فعال می گردد.

عملکرد مدار :

مدار نیاز به یک تغذیه ۵ ولت و ۱۵ ولت مستقیم و ۲۲۰ ولت متناوب دارد. البته برای آنکه ولتاژ متغیری را در خروجی داشته باشیم می توانیم از یک منبع ولتاژ DC استفاده کرده و ولتاژ را به دلخواه تغییر دهیم البته می توانیم ولتاژ برق شهر را به یک ترانس متغیر دهیم و ولتاژ مورد نظر را در خروجی داشته باشیم .وقتی که مدار به تغذیه متصل می شود میکروکنترلر ری ست شده و برنامه داخل آن اجرا می گردد در ابتدا روی صفحه نمایش عبارت وارد کردن فرکانس ظاهر می گردد در این حالت با فشردن کلیدهای Ddown وUP می توان فرکانس مورد نظر را وارد نمود بعد از وارد کردن این فرکانس، با فشردن کلید Mode به حالت آماده برای تولید سیگنال خروجی با فرکانس مشخص شده وارد شد در این حالت با فشردن کلید Start خروجی میکروکنترلر پالسهای کنترلی مربوط به راه انداز ترانزیستورها تولید می کند و پل شروع به کار می کند و در خروجی این پل سیگنالهای مربعی و سینوسی تولید می گردد با فشردن کلید Stop می توان مجدد خروجی را صفر کرد و غیر فعال نمود. کلید های بکار رفته در این پروژه توسط دیود با یکدیگر AND گردیده اند و نتیجه آن به پایه میکروکنترلر رفته است. بعد از هر اینتراپ ، روتین مربوط به صفحه کلید اجرا می گردد و توابع مرتبط انجام مـی شود.

کاربردهای پروژه:

مداراتی که بعنوان اینورتر در صنعت بکار می روند در واقع از یک ولتاژ مستقیم یک ولتاژ سینوسی با فرکانس متغیر یا ثابت تولید می کنند در اینورترهایی که فرکانس ثابت تولید می شود در ups و مدارات تامین برق متناوب در شهر با فرکانس ۵۰ هرتز و یا کاربردهای هواپیمایی و کشتیرانی به مقدار ٤۰۰ هرتز استفاده می گردد در این سیستم ها نیاز است حتما فرکانس تولید شده دقیقاَ سینوسی بوده و از هارمونیکهای اضافی به دور باشد که در تولید این گونه فرکانسهای ثابت روشهای متنوع PWM بکار می رود.

در اینورترهای با فرکانسهای متغیر نمی توان سینوسی کامل تولید نمود بخاطر همین موارد استفاده آنها در کنترل موتورهای AC تکفاز سه فاز می باشد که به دلیل اینکه موتور خود بعنوان یک فیلتر پایین گذر عمل می کند با اعمال پالسهای PWM به آن، سیگنال تولید شده تقریباَبه سینوسی نزدیک می گردد . در پروژه مذکور نیز که یک سیگنال ژنراتور AC با دامنه بالا و فرکانس متغیر است می توان برای کنترل دور موتور های AC ، تولید Spark (جرقه) با فرکانس بالا جهت شکست عایق و لخت کردن لاک روی سیمهای لاکی و یا مواردی مشابه استفاده نمود.