

دانشگاه آزاد اسلامی

واحد تهران جنوب

دانشکده فنی - مهندسی

پایان نامه :

در رشته مهندسی برق (الکترونیک)

موضوع :

دی الکتریک سنج و هدایت سنج دیجیتال

استاد راهنما :

آقای مهندس نورعلیزاده

دانشجو :

رضا نژادجوادی پور

سال تحصیلی : نیمسال اول ۸۵ - ۱۳۸۴

بِسْمِ اللّٰهِ الرَّحْمٰنِ الرَّحِیْمِ

تقدیم به پدر عزیزم :

که تا آخرین لحظه عمر دلسوزانه مرا در رسیدن به مقصود یاری نمود .

تقدیم به مادر مهربانم :

که با زحمات شبانه روزی و گرمای محبتش همیشه چشم به آینده روشن فرزندش داشته است .

و تقدیم به همسر فویم :

که در تمام مراحل زندگی مشترکمان همواره پشتیبانی محکم و یاری مهربان و همراه بوده است .

با تشکر و سپاس :

از استاد گرانقدر جناب آقای مهندس نورعلیزاده که در پیمودن این راه به من کمک کرده و با راهنمایی های خویش مرا در جهت هر چه بهتر ساختن این پروژه یاری فرمودند .



بنام خدا

پروژه پیشنهادی برای دانشجویان مهندسی برق - تخصیص و تصویب پروژه

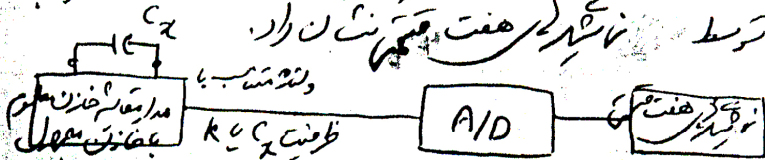
دری الکتریکی و هدایت ننج ریختنی

عنوان پروژه:

هدف: ساخت دستگاه اندازه گیری ضریب دری الکتریکی K و ضریب هدایت الکتریکی مواد مختلف

شرح پروژه و مشخصات کلی: این دستگاه برترانه رموار مختلف صنعتی کاربرد ارائه به نام
مسلک برار تعیین جنس مواد درجه خلوص آنرا توسط آزمایشگاه رسیدیم کاخانه قابلیت ساخت
مورد.

دستگاه را از دو قسمت با عملکرد متفاوت می باشد. قسمت اول وظیفه اندازه گیری ضریب دری الکتریکی
مواد را در رنج ۱-۸۰ و با دقت از ۱۰ فرامه دانت و برابر اندازه گیری ظرفیت خازنی کار
می کند. خازنی با صفت موازی با ابعاد معین ساخته می شود بطوریکه دری الکتریکی بین صفت
مهرگان از جنس ماده مورد نظر انتخاب گردد. ظرفیت خازن فوق متاسب با ضریب دری الکتریکی
تغییر فرامه گردد. بنابرین با مقیاس نیز متاسب در اندازه گیری ظرفیت خازن مهرگان ضریب دری الکتریکی
مراحل انجام پروژه: ۱- توسط دانشجو در هفته چهارم تست ن را در



تست دوم مدار با توجه به رابطه بین مقاومت یک جسم و ابعاد آن و نیز جنس ماده ۱ مقاومت مجهول
توضیحات (داده ها) پروژه: R_x باید در معین ولز جنس که مختلف را با مقاومت معلوم مقایسه
گردد و دستگاه با اندازه گیری مقاومت مجهول R_x مهرگان جنس ماده را تشخیص و میزان هدایت
الکتریکی آنرا به دست می آید. نکته مهم: بطوریکه فلز نقره را با بعد ۱۰۰ به عنوان بهترین هادس در نظر
گرفته ایم آن نمونه فرامه گردد. مس ۹۸، آلومینیوم ۴۱، آهن ۱۶، سرب ۱۰ و دارا است تمام اینها
مقاومت معلوم و مجهول در یک دانت متاسب و قسمت لری A/D و نا بگر فرامه گردد

فهرست مطالب

| <u>صفحه</u> | <u>عنوان</u> |
|-------------|---|
| ۶ | مقدمه |
| ۸ | فصل اول : ضرایب رسانایی و دی الکتریک |
| ۱۴ | فصل دوم : ساخت دی الکتریک سنج با استفاده |
| | از یک نوسان ساز موج مربعی |
| ۲۹ | فصل سوم : ساخت رسانایی سنج با استفاده از یک |
| | Milli Ohm Meter |
| ۳۹ | فصل چهارم : AVR و LCD |
| ۵۳ | فصل پنجم : شرح پروژه |

مقدمه

امروزه وسایل اندازه گیری متعددی در دنیا ساخته شده اند که هر یک به منظور خاصی بکار می روند . علت این تعدد ، وجود عناصر و نیز پارامترهای مختلف مانند ولتاژ ، جریان ، توان و غیره آن هم در رنج های گوناگون میباشد که باعث شده شرکت های مختلف سازنده وسایل اندازه گیری الکتریکی و الکترونیکی رقابت تنگاتنگی در جهت بهینه نمودن هر چه بیشتر این وسایل داشته باشند . نمونه بارز این رقابت را می توان دستگاه های اسیلوسکوپ نام برد که امروزه بسیار پیشرفته تر شده اند و حتی می توان با نصب یک کارت (بورد) ساده بر روی Slot کامپیوتر با هزینه بسیار کمتر یک اسیلوسکوپ پیشرفته داشت . همین طور می توان دستگاه های اندازه گیری را مثال زد که Probe این دستگاه که بصورت یک قلم بزرگ میباشد ، خودش یک سیستم اندازه گیری نیز می باشد تا هم سبکتر و هم راحت تر باشد .

اما در این میان هنوز هم پارامترهایی هستند که شاید تا به حال به آن ها زیاد توجه نشده باشد . علت این امر آن است که شاید تا بحال ضرورتی پیدا نشده تا اندازه گیری شوند یا شاید با یک فرمول ساده از مقادیر دیگر بدست آیند . یکی از این پارامترها دی الکتریک و دیگری رسانایی قطعات مختلف می باشد. البته جهت ساخت دستگاهی که بتواند این مقادیر را اندازه بگیرد ، باید توجه

داشت که این پارامترها با پارامترهایی نظیر مقاومت ، جریان ، ولتاژ ، ظرفیت خازن و غیره تفاوت عمده ای دارند و آن این است که در پارامترهای مذکور سه دیمانسیون طول ، عرض و ارتفاع نقشی ندارند و محدودیتی از این نظر وجود ندارد ، اما در مورد دی الکتریک و رسانایی (رسانایی ویژه) باید توجه داشت که اندازه جسم نیز باید مد نظر باشد .

حال فرض می کنیم کارخانه ای برای بهینه سازی تولید محصولات خود میخواهد این مقادیر را اندازه بگیرد تا با بررسی این خاصیت بتواند محصولات خود را با یک درجه خلوص بسازد (همان طور که می دانیم با تغییر درجه خلوص در یک ماده جامد ضریب دی - الکتریک آن فرق خواهد کرد) . بنابراین می دانیم که اندازه کلیه این محصولات تولید شده همگی به یک صورت بوده و با توجه به صفحات معینی که با فاصله به خصوصی از هم تعبیه شده اند این جسم را در بین آن دو صفحه قرار داده و به راحتی با فشردن یک دکمه ضریب دی الکتریک و یا رسانایی آن را اندازه می گیریم .

مسلماً ضریب دی الکتریک همان طور که از اسمش هم پیداست بیشتر برای عایق ها و رسانایی برای اجسام رسانا مانند فلزات مناسب می باشند . نکته حایز اهمیت این است که چطور سیستمی بسازیم تا هم بتواند دی الکتریک و هم بتواند رسانایی اجسام (با یک اندازه معین) را محاسبه کرده و به ما نشان دهد .

فصل اول : ضرایب (سانایی و دی الکتریک

همان طور که می دانیم در مدار های الکتریکی سه عنصر هستند که پایه (Base) کلیه مدارهای الکتریکی و نیز الکترونیکی را تشکیل می دهند . این عناصر عبارتند از مقاومت (R) ، خازن (C) و سلف (L) . هدف ذکر مطالبی است که در خصوص ساخت دستگاه اندازه گیری ضرایب دی الکتریک و سانایی حایز اهمیت هستند .

مقاومت (R) که اولین عنصر مهم در ساخت مدارات می باشد و جزء لاینفک هر مدار محسوب می شود به صورت فرمول زیر تعریف می شود :

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (\rho \text{ بر حسب اهم در متر } \Omega.m \text{ می باشد})$$

که با توجه به مطالبی که تا کنون آموختیم می دانیم ρ ضریب مقاومت ویژه بوده و فقط بستگی به جنس ماده مورد نظر دارد و نیز بر حسب این که چه ضریبی باشد میتواند معرفی کند که جسم رسانا ، نیمه رسانا و یا نارسانا (عایق) می باشد .

l طول جسم بوده و A سطح مقطع آن می باشد (البته باید توجه داشت این سطح مقطع به گونه ای فرض شده که در تمام طول ماده مقداری ثابت باشد ،

وگرنه باید مقادیر سطوح یکسان مختلف را با هم جمع کرده و یا انتگرال گرفت) .

حال اگر جنس ماده مورد نظر تغییر کند مسلماً مقدار ρ فرق خواهد کرد و این همان موردی است که برای سیستمی که در مقدمه توضیح داده شد مناسب می باشد ، یعنی با توجه به رابطه ساده زیر :

$$\sigma = \frac{1}{\rho} (\Omega \cdot \mathbf{m})^{-1}$$

می توانیم رسانایی ویژه جسم (σ) را بدست آوریم .

به جدول صفحه بعد مراجعه کنید.

جدول رسانندگی های اجسام مختلف بطور متوسط در فرکانس
پایین و درجه حرارت اتاق

| رسانندگی (σ) | ماده |
|-----------------------|-------------|
| 6.17×10^7 | نقره |
| 5.8×10^7 | مس |
| 4.1×10^7 | طلا |
| 3.54×10^7 | آلومینیوم |
| 1.57×10^7 | برنج |
| 10^7 | برنز |
| 10^7 | آهن |
| 10^{-3} | آب (مقطر) |
| 10^{-5} | خاک |
| 10^{-12} | شیشه |
| 2×10^{-13} | چینی |
| 10^{-15} | لاستیک |

عنصر بعدی خازن (C) می باشد که به صورت فرمول زیر تعریف شده است :

$$C = \epsilon \frac{A}{d}$$

البته همان طور که می دانیم خود ϵ با توجه به فرمول زیر بدست می آید :

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$$

در مورد خازن ، موارد تا حدودی مشابه مقاومت بوده و سطح مقطع و فاصله دو جوشن از هم در آن تاثیر دارند . هنگامی که فرض کنیم دو صفحه جوشن خازن به یک اندازه (یعنی A) بوده و به فاصله d از هم قرار گیرند به گونه ای که دو صفحه کاملا با هم موازی باشند ، میتوانیم با قرار دادن یک دی الکتریک در میان این دو صفحه مقدار C را تغییر دهیم . پس همان طور که ملاحظه میشود با استفاده از یک خازن سنج دقیق و داشتن اندازه های صفحات جوشن و فاصله آنها از یکدیگر مقدار ϵ را بدست آورده و در نهایت ϵ_r را با یک رابطه ساده از آن استخراج کنیم ، البته باید توجه داشت که این مقدار گاهی برای بعضی موارد در فرکانسها و درجه حرارتهای مختلف تغییر می کند .

به جدول صفحه بعد مراجعه کنید.

**جدول گذردهی های نسبی اجسام مختلف (ثابت دی الکتریک)
 بطور متوسط در فرکانس پایین و درجه حرارت اتاق :**

| ماده | نفوذ پذیری نسبی (ϵ_r) |
|-------------|----------------------------------|
| هوا | 1 |
| شیشه | 4 ~ 10 |
| روغن | 2.3 |
| کاغذ | 2 ~ 4 |
| چینی | 5.7 |
| لاستیک | 2.3 ~ 4 |
| خاک | 3 ~ 4 |
| تفلن | 2.1 |
| آب (مقطر) | 80 |

همان طور که قبلا هم ذکر شد دو پارامتر σ و ϵ_r که اهداف نهایی ما در این پروژه میباشد توسط فرمول های مربوطه بدست می آیند . اما در بدست آوردن این گونه مقادیر محدودیت هایی نیز می باشند که از مهمترین آنها حرارت ، فرکانس ، نویز و غیره بوده که به طور عمده ای بر روی این مقادیر تاثیر گذار هستند .

جدول دیگری از مقاومت و هدایت مخصوص اجسام
(دریافتی از اینترنت)

| هدایت مخصوص $(m.\Omega)^{-1}$ | مقاومت مخصوص $(m.\Omega)$ | جنس |
|-------------------------------|---------------------------|-----------|
| 61350000 | 0.0000000163 | نقره |
| 56000000 | 0.0000000178 | مس |
| 40800000 | 0.0000000245 | طلا |
| 35335000 | 0.0000000283 | آلومینیوم |
| 17540000 | 0.0000000570 | تنگستن |
| 15530000 | 0.0000000644 | روی |
| 12770000 | 0.0000000783 | برنج |
| 9690000 | 0.0000001032 | پلاتین |
| 8688000 | 0.0000001151 | آهن |
| 7267000 | 0.0000001376 | نیکل |
| 6854000 | 0.0000001459 | قلع |
| 6519000 | 0.0000001534 | فولاد |
| 4403300 | 0.0000002271 | سرب |
| 1029000 | 0.0000009718 | جیوه |
| 936300 | 0.0000001068 | نیکروم |
| 27800 | 0.000036 | کربن |

فصل دوم : ساخت دی الکتریک سنج با استفاده از یک نوسان ساز

موج مربعی

توضیحاتی در مورد مدار نوسان ساز موج مربعی :

علت استفاده از نوسان ساز موج مربعی این است که اطلاعات آنالوگ خازن را به اطلاعات دیجیتال تبدیل کنیم ؛ در واقع می توان گفت علت اصلی آن مناسب بودن این سیگنال جهت AVR (که بعداً در مورد آن مفصلاً توضیح داده خواهد شد) می باشد .

در این قسمت می خواهیم طرز ساخت یک مدار نوسان ساز موج مربعی را تشریح کنیم . میدانیم که در مدار های دیجیتال استفاده از یک نوسان ساز موج مربعی که بتواند در باند فرکانسی مورد نظر ما نوسان کند ، بسیار مفید می باشد . لذا در خصوص این سیستم (دی - الکتریک سنج دیجیتال) نیز که در نهایت می خواهد اطلاعات دیجیتال به ما بدهد ، تولید پالسهای مربعی بسیار مفید واقع خواهد شد ، بطوریکه با قرار دادن خازن مورد نظر در قسمت نوسان ساز و تغییر دی الکتریک موجود در بین صفحات آن می توانیم فرکانس نوسان موج مربعی را تغییر دهیم و این همان چیزی است که در بدست آوردن مقدار دی الکتریک به آن احتیاج داریم . البته ظاهراً با یک معادله ساده که در توضیحات قبل گفته شد میتوانیم از روی فرکانس و مقادیر معلوم دیگر ، اندازه

دی الکتریک را بدست آوریم ، اما باید توجه داشت که هر دستگاه اندازه گیری نیاز به کالیبره شدن دارد . لذا در این سیستم بایستی پس از دریافت اطلاعات سیگنال مورد نظر آن را کالیبره کنیم ، که یکی از ساده ترین راههای آن اندازه گیری دو جسم مختلف و یا یک جسم در اندازه های متفاوت می باشد که در نهایت اگر محدوده اندازه گیری ما کم باشد ، می توانیم آن را یک معادله خطی در نظر گرفته و دو عدد مجهول آن را با استفاده از یک دستگاه دو معادله دو مجهولی بدست آمده از دو جسم مذکور بدست آوریم .

در خصوص خازن داریم :

$$C = \epsilon \frac{A}{d}$$

(که مقادیر A و d و ϵ آن از روی جداول معلوم می باشند و می توانیم مقدار C را بدست آوریم)

و نیز با توجه با اینکه نوسان ساز مورد نظر ما RC می باشد که در زیر به طور کامل توضیح داده خواهد شد ، نسبت ظرفیت خازن به فرکانس بدست آمده بصورت زیر خواهد بود :

$$C \propto \frac{1}{f}$$

پس با حل دستگاه دو معادله دو مجهولی زیر جهت دو جسم مختلف ، مقادیر مجهول X و Y بدست می آیند :

$$\begin{cases} C = X \frac{1}{f} + Y \\ C' = X \frac{1}{f'} + Y \end{cases}$$

(که f و f' فرکانسهای بدست آمده در دو مرحله بوده و C و C' قبلاً از فرمول

مربوطه بدست آمده اند)

در نهایت با قرار دادن معادله اول این دستگاه در معادله خازن داریم :

$$\varepsilon \frac{A}{d} = X \frac{1}{f} + Y \Rightarrow \varepsilon_r = (X \frac{1}{f} + Y) \frac{d}{A \varepsilon_0} \quad (\text{کلیه مقادیر سمت راست معادله معلوم هستند})$$

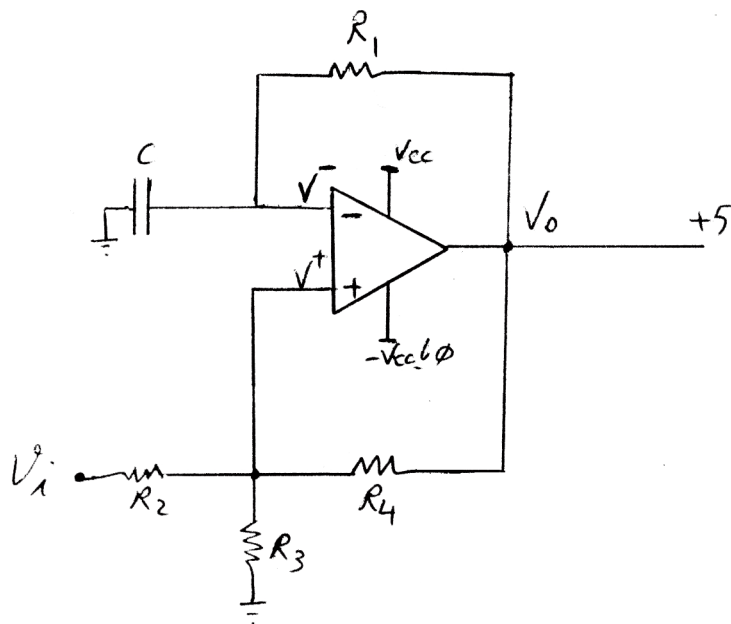
توجه : در صورتیکه بخواهیم از معادله دوم استفاده کنیم ، به جای مقدار f

و f' و مقادیر A و d از C' استفاده می کنیم .

شکل کلی مدار نوسان ساز موج مربعی مذکور به صورت زیر می باشد :

$$\text{فرض : } \left. \begin{matrix} V_i = V_{cc} = 5 \text{ v} \end{matrix} \right\}$$

(جهت فعال سازی Op - Amp)



(شکل ۱)

در این اسیلاتور که Op-Amp آن همانند یک مقایسه کننده عمل می کند، با توجه به شکل در حالت اول چون $V_o = 0$ ، لذا افت ولتاژی بر روی V^+ خواهیم داشت که با توجه به تخلیه بودن خازن در لحظه اول $V^- = 0$ و به همین دلیل چون فیدبک مثبت داریم و $V^+ > V^-$ لذا $V_o = V_{cc} = 5v$ و در نتیجه خروجی سیستم از 5v شروع خواهد شد. در مرحله بعد خازن با یک ثابت زمانی معین از صفر تا عددی زیر 5v شارژ خواهد شد. علت اینکه به 5v نمی رسد اینست که با توجه به $V_o = 5v$ ، مقاومت‌های موجود در سر V^+ افت ولتاژی برابر با $V^+ = V_{cc} * \frac{R}{R + \frac{R}{2}}$ یا $V^+ = V_{cc} * \frac{2}{3}$ ایجاد خواهند کرد در نتیجه V^- تا $\frac{2}{3}V_{cc}$ به دلیل اینکه $V^- < V^+$ شارژ خواهد شد و به محض اینکه این مقدار از $\frac{2}{3}V_{cc}$ بیشتر شد (که این اختلاف عددی بسیار کوچک می باشد) $V^- > V^+$ شده، لذا مجدداً $V_o = 0$ و افت ولتاژ بر روی V^+ به مقدار زیر تغییر خواهد کرد:

$$V^+ = V_{cc} * \frac{\frac{R}{2}}{R + \frac{R}{2}} = V_{cc} * \frac{1}{3}$$

در نتیجه خازن از طریق مقاومت فیدبک منفی در جهت مخالف جهت شارژ (به سمت V_o) تخلیه خواهد شد که این تخلیه خازن تا مقدار $\frac{1}{3}V_{cc}$ ادامه

می یابد و مجدداً بدلیل اینکه اندکی از $\frac{1}{3}V_{cc}$ کمتر شد چون $V^- < V^+$ دوباره

$V_0 = 5v$ و این کار مرتباً بین مقادیر $\frac{1}{3}V_{cc}$ و $\frac{2}{3}V_{cc}$ ادامه خواهد داشت .

فرمولهای شارژ و دشارژ خازن (به جز در لحظه شارژ اولیه) به صورت زیر

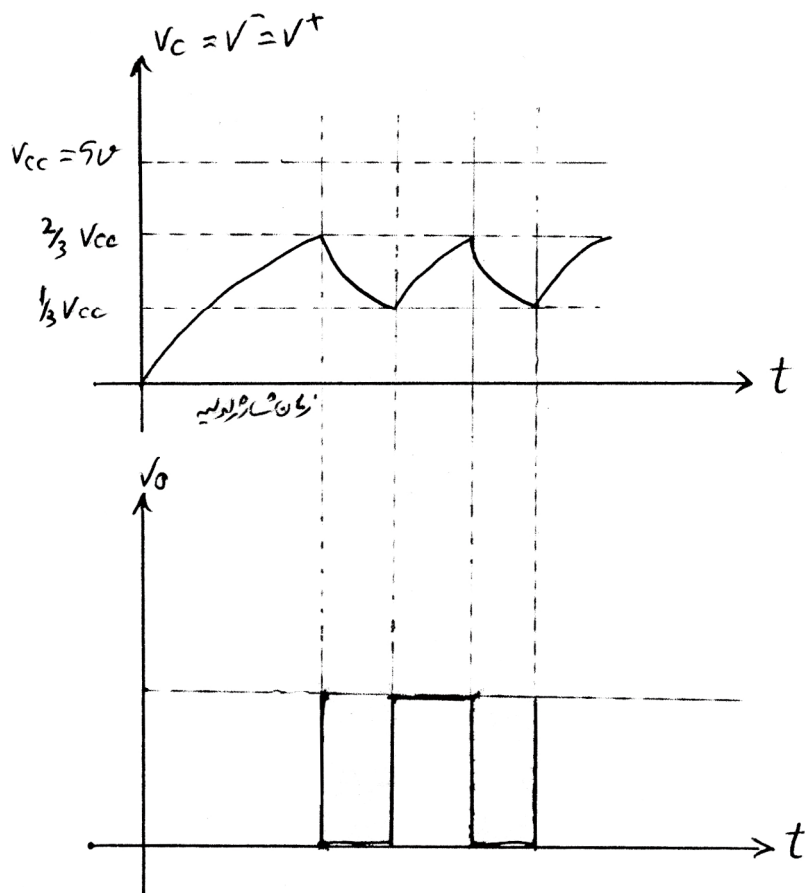
خواهند بود:

شارژ :
$$V_c(t) = (V_{cc} - \frac{1}{3}V_{cc})(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) + \frac{1}{3}V_{cc}$$

$$= \frac{2}{3}V_{cc}(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) + \frac{1}{3}V_{cc}$$

$$= V_{cc} - \frac{2}{3}V_{cc}e^{-\frac{t}{RC}} = V_{cc}(1 - \frac{2}{3}e^{-\frac{t}{RC}})$$

دشارژ :
$$V_c(t) = \frac{2}{3}V_{cc}e^{-\frac{t}{RC}}$$



که برای بدست آوردن فرکانس آن بایستی ابتدا پریود نوسان را محاسبه کرده
و بعد معکوس آن را که همان فرکانس می باشد طبق فرمول زیر بدست آوریم :

$$f = \frac{1}{T}$$

حال جهت بدست آوردن پریود نوسان ، همانطور که می دانیم ، طبق نمودار
شارژ و دشارژ خازن ، فاصله بین دو نوک قله نوسان می تواند یک پریود
نوسان باشد که با دقت بیشتر در می یابیم که این مدت زمان شامل یک زمان

شارژ و یک زمان دشارژ خازن در بین محدوده های $\frac{1}{3}V_{cc}$ و $\frac{2}{3}V_{cc}$ و بالعکس می باشد .

با توجه به فرمولهای بدست آمده فوق در لحظه شارژ مقدار نهایی $\frac{2}{3}V_{cc}$ میباشد و به محض اینکه به این مقدار برسیم ، نوسان ساز تغییر جهت داده و خازن را دشارژ می کند . به همین دلیل اگر مقدار نهایی $V_c(t)$ را همان $\frac{2}{3}V_{cc}$ در نظر بگیریم ، زمان شارژ شدن خازن تا این مقدار را براحتی طبق روابط زیر بدست می آوریم :

$$\begin{aligned}\frac{2}{3}V_{cc} &= V_{cc} - \frac{2}{3}V_{cc}e^{-\frac{t}{RC}} \\ \Rightarrow \frac{1}{3}V_{cc} &= \frac{2}{3}V_{cc}e^{-\frac{t}{RC}} \\ \Rightarrow e^{-\frac{t}{RC}} &= \frac{1}{2} \Rightarrow e^{\frac{t}{RC}} = 2 \\ \Rightarrow \frac{t}{RC} &= \ln 2 \Rightarrow t_1 = RC \ln 2\end{aligned}$$

که t_1 زمان شارژ خازن در این نوسان می باشد .

بطور مشابه جهت دشارژ خازن داریم (با توجه به اینکه خازن تا مقدار $\frac{1}{3}V_{cc}$ تخلیه می شود) :

$$\frac{1}{3}V_{cc} = \frac{2}{3}V_{cc}e^{-\frac{t}{RC}} \Rightarrow e^{-\frac{t}{RC}} = \frac{1}{2} \Rightarrow t_2 = RC \ln 2$$

همانطور که در شکل هم ملاحظه می شود مقادیر شارژ و دشارژ خازن با هم برابرند و به همین دلیل این سیگنال را موج مربعی می گویند (اگر با هم اختلاف داشتند آن را سیگنال پالس می نامیدیم).

لذا برای بدست آوردن پریود نوسان داریم :

$$T = t_1 + t_2 = 2RC \ln 2$$

و در نهایت فرکانس بصورت فرمول زیر خواهد بود :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2RC \ln 2}$$

$$V_c = \begin{cases} \frac{5}{3} + \frac{5}{3} = \frac{10}{3} \cong 3.33 \text{ v} & \text{max} \\ \frac{5}{3} \cong 1.66 \text{ v} & \text{min} \end{cases}$$

با توجه به مقدار R_1 سایر مقاومت ها را نیز تقریباً هم اندازه با آن انتخاب میکنیم تا جریان یکسانی در مدار برقرار شود . لذا خازن C تعیین کننده مقادیر کلیه مقاومتها می باشد .

هم اکنون باید ببینیم که خازن های اختیار شده چه مقادیری خواهند داشت . اگر مقدار خازن بسیار کم باشد بایستی مقاومت های بزرگ در نظر بگیریم . در این پروژه اگر سعی بر آن شود که خازن تا حد امکان بزرگ شود بایستی

طبق فرمول زیر صفحات بزرگ با فاصله بسیار کمی برای آن انتخاب کنیم .
 مثلاً اگر سطح مقطع هر دو جوشن 100 Cm^2 یا 10^{-2} Cm^2 باشد و
 دی الکتریک را هوا ($\epsilon = \epsilon_0$) فرض کنیم :

$$C = \epsilon_0 \frac{A}{d} \quad (\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12})$$

با یک فاصله 1 mm (یا 10^{-3} m) برای دو جوشن خواهیم داشت :

$$C = 8.854 \times 10^{-12} \times \frac{10^{-2}}{10^{-3}} = 88.54 \text{ pf}$$

پس دستگاه مورد نظر باید بتواند حداقل مقدار حدود 88.5 pf را بخواند . لذا
 برای تولید نوسان می توانیم حداقل مقدار بعد از هوا یعنی حدوداً :

$$2 \times 88.5 = 177 \text{ pf}$$

را انتخاب کنیم و مقادیر کمتر از آن را صفر بگیریم که نشان دهنده هوا
 میباشد .

با توجه به اینکه فرکانس مورد استفاده در IC مدار ما حداکثر 20 KHZ در

نظر گرفته می شود ، لذا برای محاسبه مقاومت R_1 داریم :

$$f = \frac{1}{2RC \ln 2} \rightarrow R = \frac{1}{2fC \ln 2}$$

$$R_1 = \frac{1}{2 \times 20 \times 10^3 \times 177 \times 10^{-12} \times \ln 2} \approx 203771 \Omega \quad \text{در شرایط Maximum :}$$

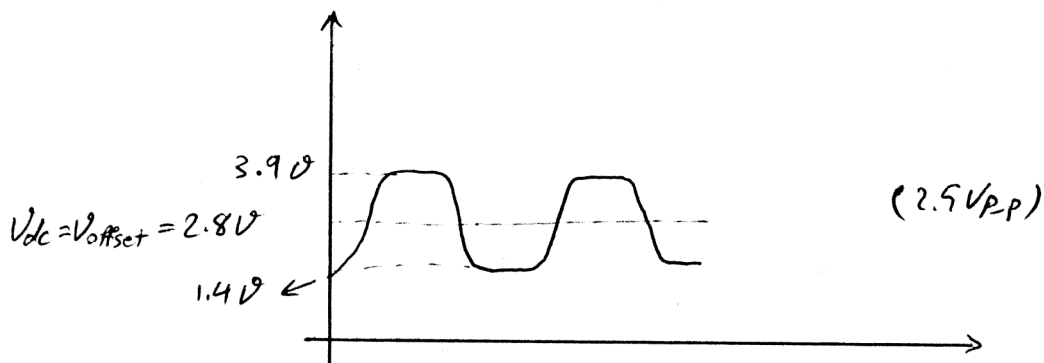
که مقاومت نسبتاً زیادی می باشد ، لذا اگر فاصله دو جوشن را به مقدار 0.1 mm کاهش دهیم ، آن گاه مقدار فوق برابر $20.38 \text{ K}\Omega$ خواهد شد که حداقل مقدار مقاومت را نشان می دهد ، لذا با استفاده از یک مقاومت $100 \text{ K}\Omega$ میتوانیم کلیه مقادیر لازم جهت بدست آوردن ضرایب دی الکتریک را بدست آوریم .

برای تبدیل فرکانس بدست آمده به ضریب دی الکتریک می توانیم از یک AVR استفاده کنیم و نتایج را به یک LCD تبدیل کنیم . اما نوسانات بدست آمده بایستی اصلاح شوند تا براحتی توسط AVR قابل محاسبه باشند .

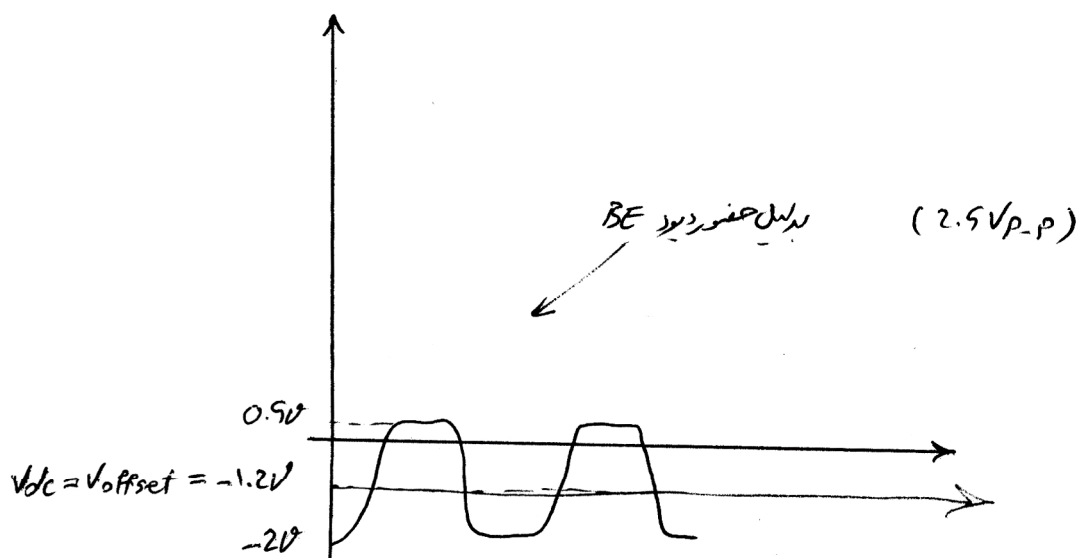
همانطور که می دانیم در استفاده از Op-Amp های موجود در بازار محدودیت هایی وجود دارد .

در خصوص تولید نوسان مذکور دو IC ی LM 324 و NL 5532 در اختیار می باشند . که آی سی NL 5532 دارای خصوصیات بهتری نسبت به LM 324 می باشد .

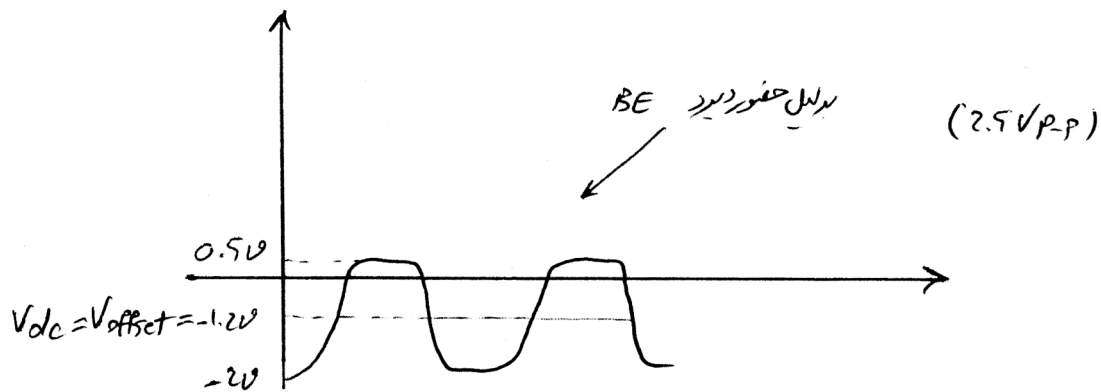
حال نمودار V_o در این Op-Amp بدلیل اینکه خروجی دارای دامنه کمتر از دامنه V_{cc} و GND که به ترتیب 5 v و 0 v هستند می باشد ، به صورت زیر خواهد بود :



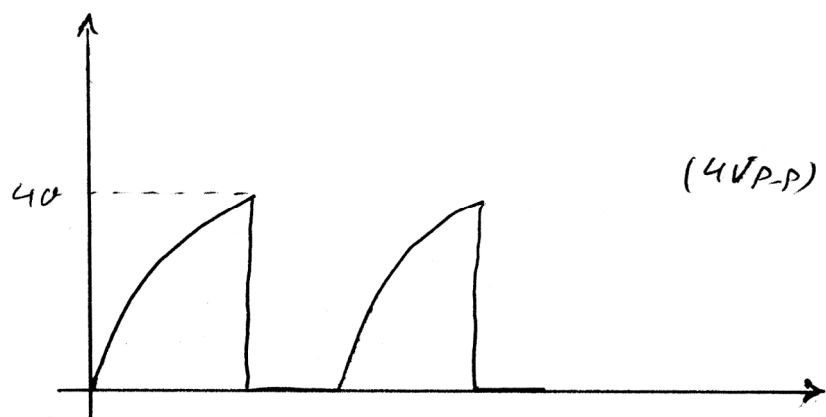
یعنی می توان آن را با دامنه $2.5V_{p-p}$ و ولتاژ $2.8V_{dc}$ در نظر گرفت . به دلیل اینکه AVR با 5 v فعال و با 0 v غیر فعال می شود ، توسط یک خازن (ترجیحا با مقدار بزرگ تا خودش باعث نوسان نشود) ابتدا ولتاژ آفست آن را حذف می کنیم ، لذا به صورت زیر خواهد شد :



البته با توجه به اینکه بعد از آن یک ترانزیستور NPN جهت سوئیچینگ قرار داده ایم، لذا کمی آفست منفی پیدا کرده که به صورت شکل زیر در می آید :



حال اگر از یک ترانزیستور با دامنه 5 V جهت سوئیچینگ استفاده کنیم ، یعنی با وصل کردن آن به صورت امیتر مشترک و استفاده از یک منبع 5 V (مانند V_{cc}) میتوانیم به سیگنال مورد نظر دست پیدا کنیم (قبل از ترانزیستور یک مقاومت 1 K قرار داده ایم که در نیم سیکل های منفی که ترانزیستور از خود جریانی عبور نمی دهد وجود نویز در سیگنال باعث فعال شدن آن نشود ، بدین صورت که این مقاومت با h_{ie} در ترانزیستور موازی شده و مقدار آن را کاهش می دهد و باعث می شود که نیم سیکل های منفی از طریق آن به زمین انتقال یابند ، همچنین برای **Pull up** ولتاژ جهت استفاده در میکروکنترلر وجود یک مقاومت در حدود 10 K کفایت و جریان مورد نظر می تواند AVR را فعال کند .



همان طور که ملاحظه می شود ، در نهایت به جای موج مربعی در خروجی ترانزیستور موج دندان اره ای بدست آمده که علت آن فرکانس بالای تولید شده در Op-Amp می باشد و ترانزیستور استفاده شده در این مدار (C945) قادر به عکس العمل سریع در برابر آن نمی باشد (Out of Frequency Range) و لبه بالا رونده آن را کمی با تاخیر به خروجی می دهد (به علت خازن های درونی ترانزیستور) ، که می توان با استفاده از یک ترانزیستور با قابلیت فرکانسهای بالاتر این مشکل را حل کرد . اما با توجه به اینکه فقط فرکانس این سیگنال مورد توجه می باشد ، هیچ مشکلی در محاسبات AVR ایجاد نخواهد شد .

حال سیگنال های دریافتی را که برای AVR مناسب می باشند به پایه مورد نظر جهت انجام محاسبات وصل می نماییم .

در AVR می بایست اعداد بدست آمده در مرحله کالیبراسیون را که قبلاً به آن اشاره شد در فرمول مربوطه گذاشته و آن را به خروجی یعنی LCD بدهیم تا ε_r را نمایش دهد .

این کار به صورت عملی انجام شده و در نهایت اعداد ذکر شده در برنامه C جهت AVR قرار داده شده اند (علت ذکر نکردن اعداد آن در این قسمت ، تغییر آنها به مرور زمان می باشد ، اما در انتهای پایان نامه و در برنامه نوشته شده به زبان C ذکر شده اند) .

فصل سوم : سافت رسانایی سنچ با استفاده از یک

Milli Ohm Meter

ساخت یک میلی اهم متر که بتواند مقادیر بسیار کم اهمی را به ما نشان دهد تا بوسیله آن بتوانیم مقادیر رسانایی آن ها بدست آوریم باید بر این اساس باشد که با استفاده از تغییرات بسیار کم افت ولتاژ بر روی جسم رسانای مورد نظر (یا همان $V = IR$) در یک فرکانس معین مثلا 1 Khz ، بتوانیم به مقدار اهمی و در نهایت رسانایی آن دست پیدا کنیم . چون این تغییرات ولتاژ به دلیل استفاده از مقاومت‌های بسیار کم یعنی در حدود میلی اهم و جریانی در حدود جریان یک باتری (25 mA) در حد μv خواهند شد (مثلا :

$$1m\Omega = \frac{25\mu v}{25mA}$$

،) لذا باید تغییرات ولتاژ را در حد μv بررسی کنیم . اما مشکل اصلی در این روش آن است که نویزهای زیادی به طور طبیعی در این حد وجود دارند که باعث می شوند به راحتی به این تغییرات دسترسی پیدا نکنیم .

در مرحله اول بایستی یک منبع جریان ثابت (مستقل) بسازیم تا بر روی هر مقاومتی که در جای Test قرار می دهیم یک افت ولتاژ به خصوص داشته باشد . این کار توسط یک ترانزیستور PNP که ولتاژ نوسانی $5V_{p-p}$ و 1 Khz ورودی را به پایه بیس آن داده و خروجی را از کلکتور آن می گیریم مقدور میباشد .

ابتدا ولتاژ های تولید شده توسط یک نوسان ساز موج مربعی (همانند دی الکتریک سنج) را که با دامنه $5V_{p-p}$ و با ν 2.5 آفست (یعنی نوسان ساز از صفر تا 5 ولت) می باشد توسط یک مقاومت 10 K (جهت کاهش جریان ورودی بیس) به بیس ترانزیستور وارد می کنیم .

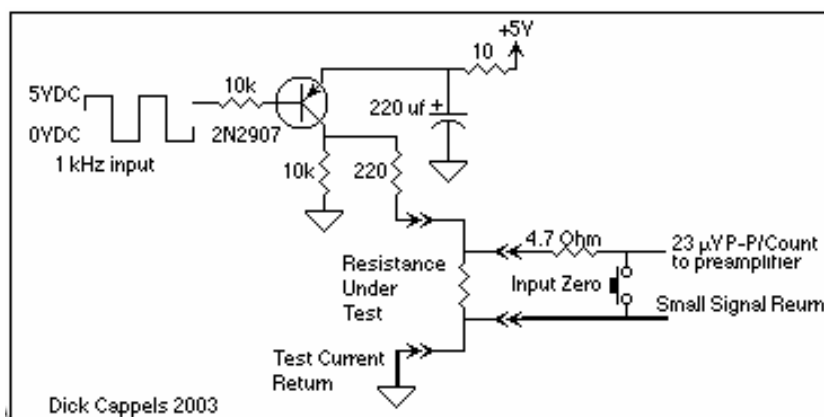
جهت DC Bias ترانزیستور هم یک ولتاژ $+5V$ به امیتر می دهیم (توسط یک مقاومت 10 اهمی) . این ترانزیستور به دلیل اینکه با ولتاژ های نوسانی $5V$ فعال می شود ، دائماً به حالت اشباع رفته و غیر فعال (قطع) می شود و کار سوئیچینگ انجام می دهد . لذا در حالت اشباع ولتاژی بین پایه های CE افت نخواهد کرد . اما از امیتر آن به یک مقاومت $220\ \Omega$ وصل کرده و سپس به مقاومت مورد test وصل می نماییم .

پس در این صورت برای یک مقاومت 100 میلی اهمی (یعنی حداکثر مقاومتی که R_{Test} می تواند داشته باشد) افت ولتاژ در حدود 2.3 mv خواهیم داشت که نسبت به افت مجموع دو مقاومت $10\ \Omega$ و $220\ \Omega$ مقدار بسیار ناچیزی بوده و در جریان I_C تاثیر چندانی نخواهد داشت . علت استفاده از فرکانس 1 Khz قابل استفاده و راحت بودن آن توسط OP – Amp ها و نیز عمل انتگرال گیری که در مراحل بعد توضیح داده خواهد شد ، می باشد . حال این مقدار ولتاژ که بر روی مقاومت می افتد دارای نویز های مختلفی می باشد که جهت حذف یک سری از آن ها (مخصوصاً زمانی که جای این مقاومت Test خالی

باشد که به طور تجربی مقاومتی در حدود $30 M\Omega \sim 20$ داشته و نویزهای بسیار زیادی را تولید خواهد کرد (یک مقاومت $10 K$ که دارای مقداری نسبتاً بزرگ در برابر R_{test} ولی نسبتاً کوچک در برابر **Open Circuit** میباشد ، قرار می دهیم تا تعداد زیادی از این نویزها را بر طرف کند .

استفاده از یک خازن $220 \mu f$ از این جهت در ورودی V_{cc} ترانزیستور اهمیت دارد که با مقدار بالایی که دارد همانند یک صافی عمل کرده و باز از هم از نویزهای احتمالی در ولتاژ بایاسینگ جلوگیری بعمل می آورد .

جهت اینکه بتوانیم مقاومت صفر (یعنی S/C) را اندازه گیری کنیم ، اگر یک سوئیچ **Push Button** قرار دهیم ، خود همین سوئیچ یک مقاومت کوچکی در حد میلی اهم خواهد شد و در نتیجه صفر کامل به دست نخواهد آمد لذا اگر یک مقاومت بسیار کوچک در حد 4.7Ω سر راه آن قرار دهیم (مطابق شکل) این مقاومت افت ولتاژ را به کمتر از 23 میلی ولت کاهش می دهد و لذا خروجی را صفر می کند ، البته باید توجه داشت که مقاومت **Test** بایستی وصل باشد تا ولتاژ افت برای اندازه گیری و صفر کردن ، یک مقدار شود (البته در ساخت این پروژه به دلیل عدم نیاز به **Zeroing** این قسمت از مدار حذف شده است) .



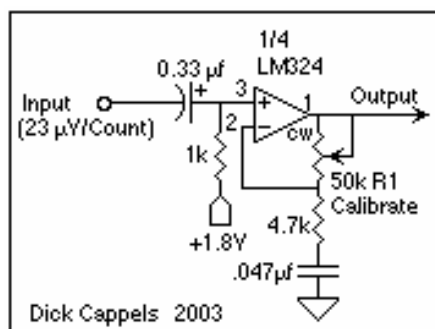
(شکل ۱)

توضیح PreAmplifier

قبل از اینکه سیگنال های دریافت شده به مدار اصلی انتقال یابند بایستی از یک تقویت کننده با فیلتر بالا گذر HFP (جهت حذف آفست) عبور کنند (U2A). این تقویت کننده که با یک خازن $0.33 \mu f$ ولتاژ آفست را حذف می کند (کوپلاژ) توسط مقاومت $1 K$ و خازن مذکور تشکیل یک فیلتر بالا گذر می دهد . همچنین مقاومت $4.7 K$ و خازن $0.047 \mu f$ نیز فیلتر دیگری تشکیل می دهند تا نویزهای موجود بر روی فرکانس $1 KHz$ را کاهش دهند . همان طور که ملاحظه می شود چون مقاومت $1 K$ به $1.8 v$ وصل شده در خروجی این تقویت کننده نوسانات بر روی ولتاژ آفست $1.8 v$ سوار خواهند

شد (ولتاژ 1.8 v توسط آمپ آمپ U2D که یک مقسم ولتاژ از $5\text{ v}+$ میباشد، به راحتی ساخته می شود) .

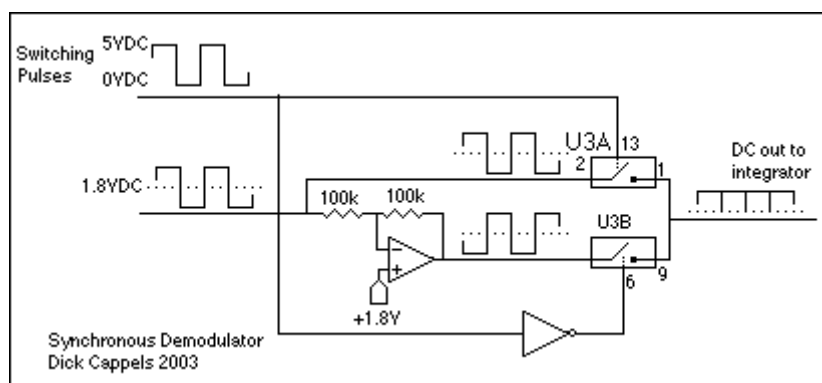
گین این تقویت کننده AC توسط پتانسیو متر تعبیه شده در خروجی آن قابل تغییر از ۱ الی ۱۰ برابر می باشد .



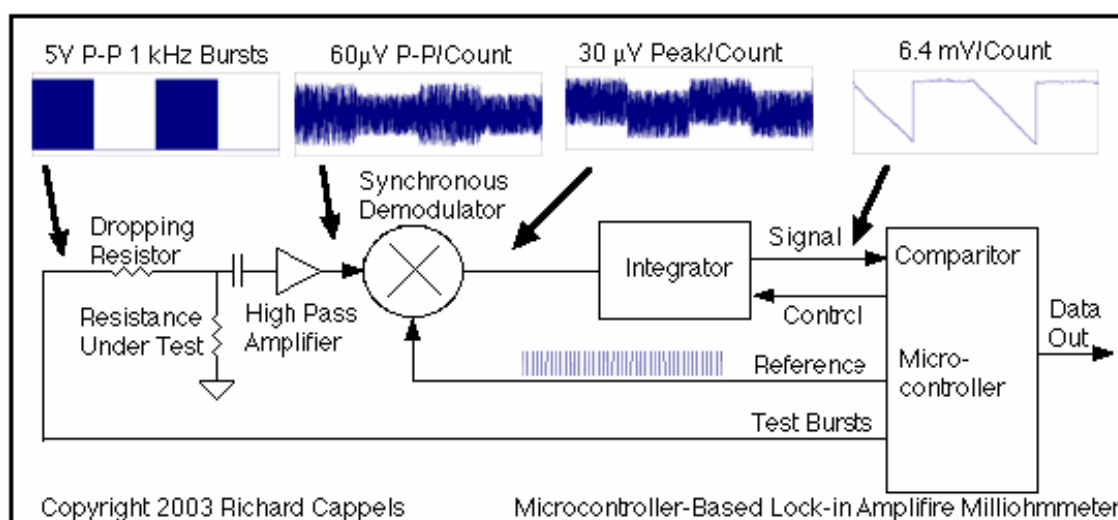
(شکل ۲)

حال سیگنال ما به صورت یک شکل موج مربعی که حول 1.8 vdc نوسان میکند ، در آمده است که با توجه به شکل ۳ که یک معکوس کننده با گین ۱ می باشد (به ولتاژ 1.8 v در پایه مثبت توجه شود) و توسط دو سوئیچ کنترل که از یک کنترل کننده مانند AVR خارج می شوند و با همان پالس 1 Khz و $5V_{p-p}$ فعال می شوند، شکل موج را یکسوسازی می کنیم ، بدین صورت که به دو سوئیچ U3A و U3B سیگنال Reference کنترلی را که برای یکی از آنها با گیت *Not* معکوس شده ، می فرستیم .

بایستی به گونه ای سوئیچ ها را تنظیم کنیم که در نیم سیکل های مثبت شکل موج اصلی حول 1.8 V و در نیم سیکل های منفی معکوس آن را بفرستد که نتیجه آن همانند یک یکسو کننده تمام موج خواهد شد (1.8 VDC).



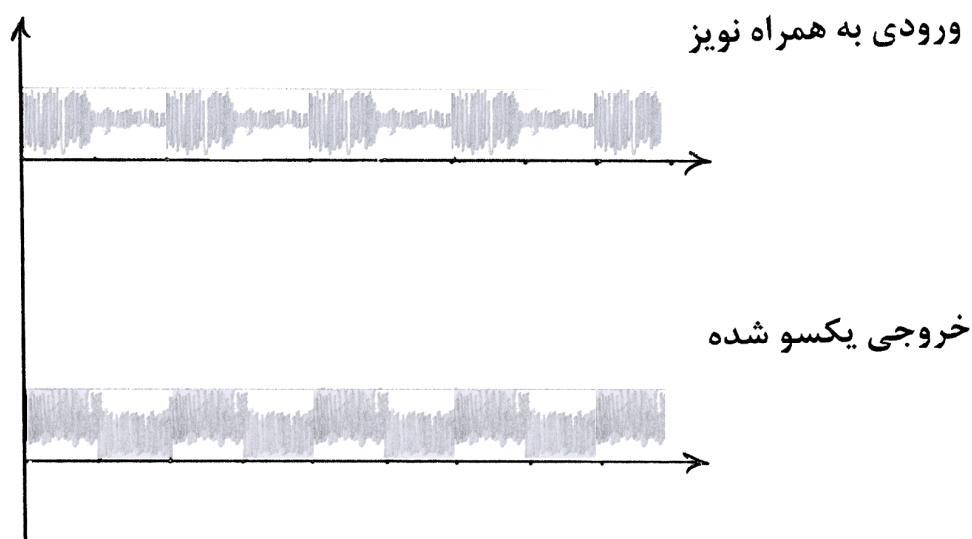
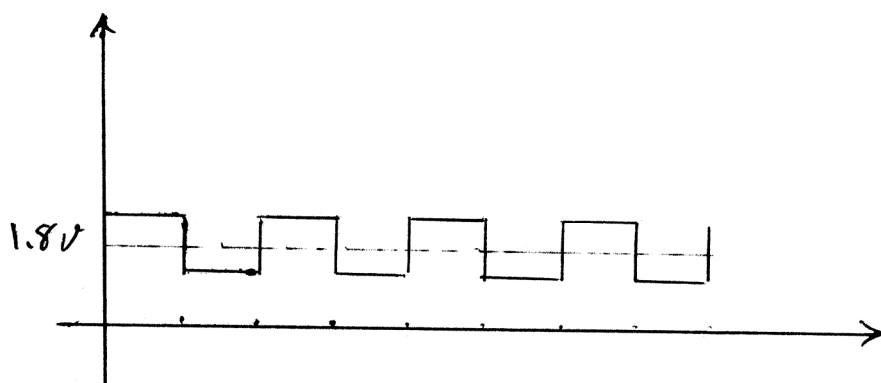
(شکل ۳)



(شکل ۴)

با توجه به شکل فوق خروجی ها به دلیل اینکه شکل موج اصلی یکسو شده در نیم سیکل های مثبت بالا تر و در نیم سیکل های منفی پایین تر قرار میگیرند و عملاً مقدار ولتاژ در آنها معلوم می شود . اما وجود نویز بسیار همچنان مانع به هدف رسیدن ما می باشد .

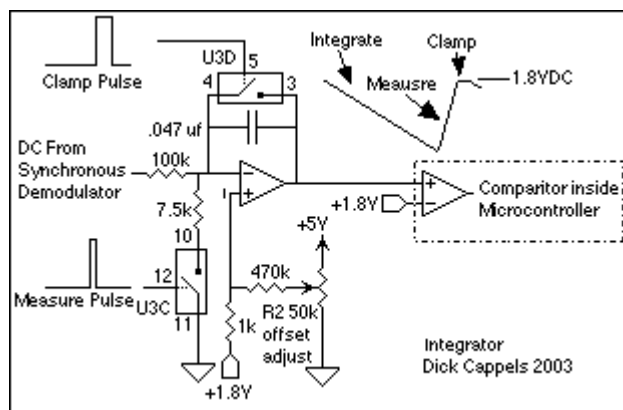
ورودی بدون نویز



حال اگر توسط یک انتگرال گیر که توسط دو سوئیچ کنترل می شود (طبق شکل ۵)، چون از سیگنال دریافتی انتگرال گرفته می شود ، می دانیم که اثرات نویزها به دلیل تغییرات سریع آنها نسبت به شارژ خازن (و نیز اینکه چون نویزها هر کدام دارای یک فرکانس به خصوصی می باشند و با جمع شدن آنها در انتگرال گیر ، نیم سیکل های مثبت و منفی یکدیگر را خنثی میکنند)، می توانیم شکل موجی را که شبیه دندان اره ای می باشد بدست آوریم که این شکل موج با تغییر مقاومت Test تغییر خواهد کرد .

نحوه کارکرد این انتگرال گیر بدین صورت می باشد که ابتدا خازن $0.047 \mu f$ را در یک پالس معین (در این پروژه همان پرئود 1 Khz) شارژ و سپس با وصل کردن سوئیچ U3C آن را دشارژ می کنیم ، که همانند شکل (۵) زمان دشارژ شدن خازن با توجه به اینکه در یک پرئود زمانی ۱ ثانیه ای و آن هم با توجه به ولتاژ ایجاد شده در PreAmp و در نهایت ولتاژ روی R_{Test} شارژ شده، زمان مناسبی جهت سنجش مقدار ولتاژ بر روی R_{Test} بدون توجه به نویزهای موجود در سیستم می باشد . نحوه اندازه گیری آن بسیار ساده بوده و بدین صورت می باشد که با استفاده از یک کانتر در AVR و یک مقایسه گر در آن به ازای یک زمان بسیار کوچک (واحد) این کانتر شماره انداخته و به محض اینکه مقایسه گر ما احساس کند که ولتاژ به حد $1.8 v$ رسیده کانتر از حرکت بایستد و عدد به دست آمده در کانتر میزان زمان دشارژ و در نهایت عددی با

یک نسبت خطی با ولتاژ مقاومت و در نهایت مقدار مقاومت و نیز هدایت الکتریکی را به دست می دهد که همانند دی الکتریک سنج با دوبار سنجش می توان اعداد مجهول این رابطه خطی را به دست آورده و هر بار نیز با یک Programming ساده AVR آن را کالیبره کنیم .



(شکل ۵)

مطالبی در خصوص سنجش (سانایی) :

چون مقدار مقاومت اجسام رسانا بسیار پایین می باشد ، لذا طبق مطالب گفته شده اگر قطر آنها را کم و طول آنها را زیاد در نظر بگیریم (مثلاً قطر $1\text{mm} \times 1\text{mm}$ و طول 1m) می توانیم مقادیر مقاومت آنها را بر حسب میلی اهم بدست آوریم که مسلماً با داشتن مقادیر A ، L و R طبق فرمول زیر ρ و در نهایت σ بدست می آید :

$$\sigma = \frac{1}{\rho} = \frac{L}{RA} \quad \text{یا} \quad \rho = \frac{RA}{L} \quad \text{یا} \quad R = \rho \frac{L}{A}$$

این سیگنال های خروجی نیز به AVR جهت انجام محاسبات داده شده و در نهایت می توانیم مقاومت را بر حسب میلی اهم و نیز هدایت الکتریکی جسم را نشان دهیم .

فصل چهارم : AVR و LCD

در دیاگرام شکل کلی دو مدار دی الکتریک سنج و هدایت سنج مشاهده میشود . در این دیاگرام یک مبدل برق 12 vdc به 5 vdc وجود دارد که ولتاژ V_{cc} را تولید می کند . همچنین نیز یک کریستال اسیلاتور به AVR متصل شده تا نوسانات لازم جهت استفاده در Clock این AVR را تولید نماید . با توجه به خروجی های AVR پایه های LCD را به پایه های مورد نظر آن وصل می نماییم . دو سوئیچ دیگر جهت تغییرات پارامترها به AVR متصل شده اند . همانطور که مشاهده می شود دو خروجی هدایت سنج و دی الکتریک سنج به AVR متصل شده اند .

در زیر به شرح مختصری از AVR و LCD (هر یک به طور جداگانه) میپردازیم :

تاریخچه AVR :

میکروپروسسورها که از حدود ۳۰ سال پیش با ساخت Z80 توسط زایلوگ و نیز 8085 و بعد از آن 80286 ، 80386 ، 80486 و Pentium توسط Intel و همینطور سری 68000 ساخت کمپانی Motorola پا به عرصه وجود نهادند ،

نقش بسزایی در مسائل حرفه ای و صنعتی داشته و روز به روز در حال پیشرفت می باشند . اما در این میان با توجه به این که میکروپروسورها نیاز به سخت افزارهای جانبی نظیر RAM و ROM ، پورت های مختلف ، اسیلاتور و سایر موارد دارند تا تبدیل به یک میکروکنترلر شوند ، لذا ساخت چیپ هایی که بتوانند موارد فوق را در یک IC گرد هم آورند ضروری به نظر می رسد . البته تفاوت بین میکروپروسور و میکروکنترلر به این امر منتهی نشده و عده ای میکروپروسور را به دلیل توانایی انجام محاسبات ریاضی و منطقی بالاتر جدا از میکروکنترلر معرفی می کنند و اهم وظایف میکروکنترلر را مسائل کنترلی می نامند تا مسائل محاسباتی .

لذا از همان آغاز تولید میکروپروسورها ، میکروکنترلرها نیز بوجود آمدند که می توان از آنها 8051 و سری MCS-51 ساخت Intel را نام برد که انقلاب بزرگی در صنعت کنترل بوجود آورد . بعد از آن شرکتهای بزرگی نظیر Philips ، Motorola ، Siemens و Hitachi نیز مدل های مختلف دیگری را ارائه کردند ، تا اینکه شرکتی به نام ATMEL (Advanced Technology Memory & Logic) میکرو چیپ PIC را به بازار عرضه کرد که قابلیت برنامه ریزی شدن توسط برنامه های HLL (High Level Languages) مانند Basic و C (علاوه بر اسمبلی) را داشتند و از کامپایلرهای خاص خود استفاده می کردند .

بعد از PIC شرکت ATMEL میکروکنترلر بهتری با نام AVR را به بازار عرضه کرد که شدیداً مورد استقبال قرار گرفت (با توجه به اینکه معنای خاصی از AVR در جایی درج نشده و با توجه به مدارک به دست رسیده از ATMEL و سایر منابع مختلف ، AVR را بیشتر Advanced Virtual RISC و کمتر Alf Vegard RISC تعریف میکنند که نام دوم آن براساس نام مخترعین آن یعنی Alf Egil Bogen و Vegard Wollan می باشد . علت ذکر کلمه Virtual قابلیت برنامه ریزی آن تحت Basic و C بر روی صفحه مانیتور مخصوصاً با وجود سیستم عامل معروف Windows و RISC در هر دو نام استفاده از معماری پیشرفته RISC (Reduced Instruction Set Computer) در طراحی این مایکرو چیپ می باشد که بعداً به شرح جزئیات آن خواهیم پرداخت .

مزیت AVR نسبت به PIC سرعت عملکرد بالاتر ، طراحی بسیار آسان کامپایلرهای آن و نیز تنوع آن نسبت به PIC می باشد. اما در خصوص نحوه عملکرد در محیط های صنعتی ، با توجه به محیط هایی که در آنها نویز (Noise) بیشتر می باشد ، عملکرد PIC نسبت به AVR بهتر می باشد .

به دلیل شباهت بسیار زیاد AVR و PIC از ذکر خصوصیات PIC خودداری کرده و به ذکر خصوصیات AVR می پردازیم :

خانواده AVR بسیار ارزان قیمت بوده و به عنوان مثال یکی از قدرتمندترین آنها را که ATmega16L می باشد (که در همین پروژه از آن استفاده شده) می توان با پرداخت کمتر از ۳ دلار (در حدود ۲۵۰۰۰ ریال) تهیه کرد . استفاده از حافظه Flash و EEPROM که حافظه هایی با قابلیت برنامه ریزی می باشند سرعت آن را بسیار بالا برده و این مزیت را دارد که برای یادگیری معماری آن نیازی به مطالعه مجدد نیست ، چرا که از همان معماری کامپیوتری گذشته که تا به حال در دروس دانشگاهی نظیر معماری کامپیوتر و اصول میکروپروسورها مطالعه کرده ایم ، پیروی می کند ، با این فرق که از یک میکروچیپ ۸ پین با حافظه برنامه ریزی 2K به یک میکروچیپ قدرتمند با ۴۰ پین و حافظه برنامه ریزی 8K تغییر یافته است .

کلیه AVR ها می توانند از داخل برنامه ریزی شوند و نیز می توان بوسیله فقط ۴ الی ۶ سیم آن را چندین بار به طور مجدد برنامه ریزی کرد ، آنهم به میزان کافی یعنی حدوداً ۱۰۰۰۰۰ دفعه !

خصوصیات بارز دیگری که AVR را از PIC متمایز می سازد این است که در Clock آن تقسیم بندی زمانی به هیچ عنوان صورت نمی گیرد و دلیل آن استفاده از معماری RISC (Reduced Instruction Set Computer) در این چیپ می باشد . اما در PIC وسایر میکروکنترلرها که از معماری CISC (Complex Instruction Set Computer) استفاده می کنند

تقسیم بندی زمانی وجود دارد ، بدین معنی که در معماری CISC به دلیل اینکه دستورات بسیار زیادی با توجه به پیشرفت روز افزون مدارهای مجتمع (یعنی حدود 100 و حتی گاهی تا 200 دستور العمل) بوجود آمده اند ، تلاش برای تبدیل توابع از نرم افزار به سخت افزار صورت گرفت که یک کامپیوتر با تعداد زیادی دستور را کامپیوتر با مجموعه دستورات پیچیده یا همان CISC نامیدند . اما در اوایل سال 1980 میلادی سازندگان بر آن شدند تا کامپیوتری با دستورات کمتر و ساختاری ساده تر طراحی کنند تا هم دستورات در CPU سریعتر اجرا شده و هم اینکه به استفاده مکرر از حافظه نیازی نباشد ، لذا کامپیوتری با مجموعه دستورات کاهش یافته یا همان RISC را مطرح کردند که شاید بطور ساده تر بتوان گفت بسیاری از دستورات موجود در ساختار CISC در RISC فاکتور گرفته شده و کلیه اعمال در داخل ثبات های CPU انجام می شوند و دستیابی به حافظه فقط منحصر شده است به Load (بارگیری) و Store (ذخیره سازی) ، اما در CISC گاهی عملوند های موجود در حافظه نیز دستکاری می شوند . با این توضیحات در معماری CISC گاهی Clock اسیلاتور به نسبت 4:1 و یا 12:1 تقسیم می شد یا به طور ساده تر سرعت آن 4 و یا 12 برابر کندتر می شد و عده زیادی از دستورات در چند کلاک سیکل اجرا می شدند ، اما در RISC قالب دستورات در یک کلاک سیکل انجام می پذیرند و معنای آن این است که

با همان فرکانس نوسان قبلی سرعت آن چهار تا دوازده برابر افزایش یافته است و نیز به بهبود توان مصرفی در میکروکنترلر کمک می کند و اصطلاحاً عملیات AVR را عملیات تک سیکل می گویند . مثلاً یک AVR با فرکانس 16MHz سرعتی تا 16MIPS (Million Instructions Per Second) خواهد داشت . ساختار حافظه در میکروکنترلر ATmega16L همانطور که قبلاً هم ذکر شد از Flash و EEPROM تشکیل شده که حافظه Flash آن 16k می باشد و دارای ۳۲ رجیستر ۸ بیتی بوده که ۶ رجیستر آن می توانند با هم دوبه دو ترکیب شده و حداکثر ۳ رجیستر ۱۶ بیتی تشکیل دهند . شرح کلی حافظه ها در ATmega16L به صورت زیر می باشد :

- 16k حافظه Flash داخلی قابل برنامه ریزی و تا 10,000 بار نوشتن و پاک کردن (Write / Erase)
- 1024 بایت حافظه SRAM (حافظه استاتیک)
- 512 بایت حافظه EEPROM داخلی قابل برنامه ریزی و تا 100,000 بار نوشتن و پاک کردن (Write / Erase)

دارای چهار نوع برنامه ریزی زیر از طریق ارتباط JTAG می باشد :

Flash – ۱

EEPROM – ۲

Fuse Bits – ۳

Lock Bits – ۴

ولتاژ عملیاتی آن از 2.7v تا 5.5v می باشد که بسیار مناسب به نظر می رسد .
فرکانس کاری آن از 0MHz تا 8MHz می باشد و جهت افزایش آن تا
16MHz می توان از یک اسیلاتور خارجی استفاده کرد که می تواند به
صورت RC و یا کریستالی باشد (در این پروژه از یک کریستال 16MHz
جهت تولید نوسان در این AVR استفاده شده است) . ATmega16L
دارای ۴۰ پایه بوده که ۳۲ خط I/O (Input / Output) داشته که آن را به
چهار پورت A , B, C , D (هر کدام ۸ خط) تقسیم کرده اند .

به دلیل استفاده از تکنولوژی CMOS توان مصرفی پایین و سرعت بالایی
دارد .

دارای ۸ کانال مبدل آنالوگ به دیجیتال (A/D) ۱۰ بیتی در درون خود میباشد و می تواند هم تبدیل A/D را انجام داده و هم مقایسه کند (مثلاً دو ولتاژ) .

AVR دارای خصوصیات مفید دیگری نیز می باشد که ذکر آنها در این مقوله نمی گنجد .

اما از نظر مقایسه AVR با یک میکروپروسسور مانند Z80 که آن را بیشتر از سایر میکروپروسسورها می شناسیم به موارد زیر می توان اشاره کرد :

- ۱- گنجانده شدن CPU ، RAM و ROM ، پورت های I/O و غیره در AVR که در Z80 موجود نمی باشد ، یا همان تفاوت میکروکنترلر با میکروپروسسور .
- ۲- استفاده از زبانهای HLL مانند Basic و C علاوه بر اسمبلی که در Z80 فقط از کد نویسی اسمبلی استفاده می شود .
- ۳- استفاده از معماری پیشرفته RISC که در Z80 موجود نمی باشد (عملیات تک سیکلی) .

۴- استفاده از حافظه های FlashROM و EEPROM (حافظه های کم مصرف غیر فرار) .

۵- دارای ۳۲ رجیستر همه منظوره (همگی مستقیماً به Logic ALU متصل هستند یا به عبارتی همگی می توانند نقش Accumulator داشته باشند)

در صورتیکه در Z80 فقط یک رجیستر AF دارای این خاصیت می باشد و نیز

رجیسترهای بسیار کمتری دارد : BC و B'C' و DE و D'E' و ...

۶- دارای حافظه ای به مراتب بالاتر از Z80 (16k)

۷- قیمت مناسب ، حجم کمتر نسبت به ظرفیت و قابلیت و سرعت آن

۸- توان مصرفی پایین به دلیل تکنولوژی CMOS و معماری RISC موجود

در آن

از شباهتهای بین این دو چیپ می توان ۸ بیتی بودن آنها را نام برد و اینکه

تعدادی از آنها می توانند دو به دو تشکیل رجیسترهای ۱۶ بیتی بدهند .

انواع AVR :

۱- Tiny AVR (که خود نیز بسیار قدرتمند بوده و در کنترل سیستم های

کوچک بکار میرود) .

۲- AT90S (یا همان AVR)

۳- MEGA AVR (که ATmega16L نوعی از آن می باشد و برای کنترل

سیستم های بزرگ صنعتی امروزه کاربرد فراوانی پیدا کرده است) .

برنامه ریزی AVR

جهت برنامه ریزی AVR ابتدا توسط نرم افزارهای ساده ای چون Basic و یا C دستورات لازم را وارد کرده و سپس توسط یک کامپایلر (Compiler) آن را به کدهای اسمبلی تبدیل و در نهایت توسط یک Programmer و برنامه مربوطه به AVR منتقل می کنیم .

از بین کامپایلر های مورد استفاده ، BASCOM یکی از قدرتمند ترین کامپایلر های AVR بوده که خود نیز دارای دستورانی به زبان Basic جهت برنامه ریزی AVR می باشد . جهت برنامه نویسی با زبان C (مورد استفاده در این پروژه) ابتدا برنامه را تحت کامپایلر IAR ، Import کرده و سپس با یک Programmer که یک سوکت جهت قرار دادن AVR داشته و به گذرگاه LPT و یا USB (Universal Serial Bus) وصل می شود، به وسیله یک نرم افزار ساده (Universal Programmer) اطلاعات موجود را به AVR منتقل می سازیم .

LCD

یکی از خصوصیت های خوب در AVR توانایی برنامه ریزی جهت دادن اطلاعات خروجی آن به LCD می باشد ، بدین ترتیب که فقط با بارگیری یک فایل کتابخانه ای در زبان برنامه نویسی مانند C خروجی یکی از Port ها در AVR جهت LCD می باشد (مثلاً Port B در این پروژه) .

LCD (Liquid Crystal Display) ها دارای مزایای بیشتری نسبت به Segment – 7 ها می باشند ، زیرا علاوه بر اینکه حروف و اعداد را به صورت زیبا تری (ماتریسی) نمایش می دهند ، شامل برخی کاراکتر های گرافیکی نیز می باشند، در صورتی که در نمایشگر های هفت قسمتی فقط اعداد و تعدادی از حروف را آن هم به طور نه چندان زیبایی می توان نمایش داد ، ولی استفاده از LCD در مدارات ساده توصیه نشده و معمولاً جهت CPU ها و میکروکنترلرها بکار می روند .

LCD ها دارای یک کنترلر درون خود هستند (معمولاً به صفحه نمایش چسبیده است) که اطلاعات دریافتی را به صفحه نمایش که عموماً چند سطر و ستون دارد انتقال می دهند ، بدین ترتیب که برای نمایش یک کاراکتر کد اسکی آن را طبق یک پروتکل ساده به کنترلر LCD انتقال می دهیم و بعد کنترلر آن را به صورت یک سیگنال الکتریکی مناسب به صفحه نمایش انتقال داده و حروف مورد نظر را نمایش می دهد ، همچنین دستوراتی نظیر پاک

کردن صفحه نمایش ، جابجایی مکان نما و خاموش و روشن کردن آن را نیز می توان به LCD منتقل کرد .

انواع معمول LCD ها از نظر سایز صفحه عبارتند از ۱۶ ، ۲۰ ، ۳۲ و ۴۰ کاراکتر در سطر و ۱ ، ۲ یا ۴ سطر .

همچنین بعضی از LCD ها دارای نور پشت صفحه یا همان Back Light نیز می باشند که با فعال سازی دو پین آخر آنها این کار صورت می پذیرد .

کاراکتر های LCD به صورت 7×5 Pixel می باشد .

تقریباً همه LCD ها دارای ۱۶ پایه هستند که ۸ پایه از آن ها مربوط به کنترل و تغذیه بوده و ۸ پایه دیگر به انتقال اطلاعات کاراکترها اختصاص دارند که در LCD مورد استفاده پایه های مربوطه به ترتیب عبارتند از :

۱- زمین (GND)

۲- ولتاژ تا 5v جهت کنترلر (Vcc)

۳- ولتاژ تنظیم درخشندگی (Vee یا Contrast)

۴- انتخابگر ثبات دستور / داده (RS)

۵- انتخابگر خواندن / نوشتن (R/W)

۶- فعال کننده (Enable)

۷ الی ۱۴- خط گذرگاه یا دستور

۱۵- ولتاژ 5v برای لامپ پشت صفحه (Back Light)

۱۶- زمین برای لامپ پشت صفحه (Back Light GND)

- ولتاژ تنظیم درخشندگی اگر صفر باشد کاراکترها بیشترین درخشندگی را داشته و اگر 5v باشد محو خواهند شد .
 - انتخابگر ثبات داده / دستور اگر صفر باشد کنترلر بایت موجود بر روی پین های ۷ تا ۱۴ را دستور و اگر ۱ باشد آنها را یک کاراکتر تلقی می کند (کد اسکی کاراکتر) .
 - انتخابگر خواندن / نوشتن اگر صفر باشد اطلاعات به LCD منتقل شده و اگر ۱ باشد از LCD عمل خواندن صورت می گیرد .
 - فعال کننده به ازای پالس های پایین رونده (تغییر از سطح ۱ به صفر) در Clock ارسالی ، دستور / داده را به LCD داده و یا از آن می خواند .
 - پایه ۷ کم ارزش ترین بیت (LSB) و پایه ۱۴ با ارزش ترین بیت (MSB) انتقال دستور / داده می باشند .
- در صورت تمایل با فعال سازی پایه های ۱۵ و ۱۶ طبق دستور می توان Back Light هم در LCD ایجاد کرد تا در تاریکی نیز قابل خواندن باشد .
- در LCD مورد استفاده در این پروژه (مدل GDM1602) چهار پایه ۷ ، ۸ ، ۹ و ۱۰ آزاد بوده و پایه های ۱۱ الی ۱۴ به پورت B در AVR متصل هستند که

علت آن این است که جهت انتقال ۴ بیتی اطلاعات (به گونه ای که نصف کاراکتر در یک پالس و نصف دیگر آن در پالس بعدی فرستاده شود) در راهنمای LCD ذکر شده که اطلاعات داده باید به ۴ پین با ارزش بالاتر (MSB) انتقال یابند .

همان طور که در برنامه نوشته شده به زبان C مشاهده می شود ، از کتابخانه LCD استفاده شده که خروجی برنامه را جهت LCD تنظیم و به LCD ارسال می دارد .

فصل پنجم : شرح پروژه

این پروژه جهت اندازه گیری دی الکتریک و هدایت اجسامی طراحی شده که دارای اندازه معینی بوده و می خواهیم جنس آن ها را بر اساس خاصیت دی الکتریکی و هدایت آنها تشخیص دهیم .

کاربرد این سیستم در صنعت بدین صورت می تواند باشد که درجه خلوص و جنس مواد را تعیین کند ، یعنی به گونه ای که با توجه به مقدار دی الکتریک و یا هدایت الکتریکی آن جسم درجه خلوص آن را بدست آوریم . به عنوان مثال در آزمایشگاه یک کارخانه ساخت شیشه که شیشه های خود را در قطرها (مثلاً ۱ ، ۲ و ۳ و ... میلی متری) و رنگ های مختلف (مثل سبز ، آبی ، مشکی و غیره) و با ناخالصی های مختلف (مثلاً شیشه های ساده و رفلکس) می سازد ، می خواهیم بدانیم که با توجه به قطر شیشه ، آیا همه شیشه های تولید شده در یک خط تولید دارای یک درجه خلوص هستند یا خیر . برای این کار ابتدا چند نمونه مختلف از شیشه های (یکسان) تولید شده در کارخانه را به عنوان نمونه (Sample) برداشته و برش های مختلف 10×10 از آن ها توسط الماس برش جدا کرده و در دستگاه دی الکتریک سنج قرار میدهیم . همان طور که در جدول ضرایب گذردهی (ϵ_r) در فصل ۱ گفته شد ، این مقدار برای شیشه می تواند از عدد ۴ الی ۱۰ متغیر باشد . لذا نمونه های

مختلف آماده شده را در آن قرار می دهیم و ضریب دی الکتریک (ϵ_r) هر کدام را اندازه گیری می کنیم. با توجه به مقادیر بدست آمده و بهره گیری از فرمول های آمار و احتمالات می توانیم تلورانس خلوص شیشه ها را به دست آوریم و با تغییر درجه حرارت، مواد اولیه و سایر مواردی که در تغییر خلوص شیشه در تولید نقش اساسی دارند درجه خلوص را به میزان دلخواه برسانیم. حال همین موارد را می توان جهت یک کارخانه تولید کاغذ بکار برد و با توجه به نوع کاغذی که تولید می شود، درجه خلوص آن را (با توجه به ضخامت کاغذ) به حد مطلوب رساند (همانطور که می دانیم کاغذ دارای گرماژ های مختلفی می باشد، مثلاً: GSM ... و 120، 100 و 80)، لذا اگر بخواهیم کاغذ های یک خط تولیدی 80 گرمی دقیقاً همگی 80 گرم باشند، بهره گیری از این سیستم می تواند بسیار مفید واقع شود.

از موارد کاربرد عملی دی الکتریک سنج که امروزه از آن به طور عمده استفاده می شود می توان سیستم اعلام میزان سوخت بعضی از هواپیما ها را نام برد، مثلاً در بالهای هواپیمای Airbus مدل A300 چندین خازن لوله ای شکل (استوانه ای) قرار دارند که با توجه به میزان سوختی که در بین صفحات آنها قرار گرفته و باعث تغییر ظرفیت آنها می شود به راحتی به مقدار (Quantity) دسترسی پیدا کرده و آن را بر روی Indicator های موجود در Cockpit خلبان نمایش می دهد.

در خصوص هدایت سنج نیز یکی از مهمترین کاربردها می‌تواند تعیین عیار طلاهای مختلف موجود در بازار باشد. بطور مثال در کشور خودمان علاوه بر سکه‌های طلای بانکی موجود که دارای عیار ۱۸ می‌باشند (750) سکه‌های غیر بانکی دیگری هم موجود هستند که تعداد آنها هم کم نمی‌باشد و حتی طلا فروشان حرفه‌ای هم گاهی اوقات قادر به تشخیص ناخالصی موجود در آنها نیستند و بایستی از روش‌های مختلفی درجه خلوص آنها را آن‌هم به طور تقریبی حدس زد. در حال حاضر روش‌های تشخیص عیار سنتی بوده و میزان خلوص طلا را نمی‌توان به درستی حدس زد، لذا اهمیت این سیستم در این حالت بسیار ضروری به چشم می‌خورد، آن‌هم به گونه‌ای که در حال حاضر طلا پر ارزش‌ترین فلز در دنیا محسوب می‌شود (البته مسلماً بایستی تغییراتی در سیستم این پروژه داده شود تا با ابعاد سکه طلا سازگاری داشته باشد). همین کار را می‌توان جهت تولید نقره و مس نیز بکار برد. مثلاً در یک کارخانه تولید سیم‌های مسی با ضخامت‌های مختلف می‌خواهیم میزان مقاومت و نیز هدایت سیم‌های تولیدی را بدست آوریم تا اطلاعات آنها را بر روی Cover سیم تولیدی ثبت کنیم. مسلماً این سیستم بطور مستقیم میتواند در این امر نقش اساسی داشته باشد.

اما در خصوص پروژه تعریف شده نکاتی به ذهن اینجانب رسید تا مدار را به نحو ساده‌تر و به روزتری طراحی کنم. یکی از این موارد تغییرات در نحوه

اندازه گیری می باشد . در این پروژه به جای مقایسه Sample با یک مقاومت یا خازن دیگر جهت بدست آمدن ولتاژ مناسب برای تبدیل به سیگنال دیجیتال از یک اسیلاتور در دی الکتریک سنج و یک میلی اهم متر در هدایت سنج استفاده شده است . تفاوت اسیلاتور در دی الکتریک سنج بدین صورت می باشد که به جای ولتاژ بدست آمده از مقایسه دو خازن یک موج مربعی توسط یک اسیلاتور که خازن مورد اندازه گیری (C_x) جزئی از آن را تشکیل می دهد خواهیم داشت که مزیت اول آن اینست که این سیگنال در ابتدا به صورت دیجیتال بوده (چرا که موج مربعی بوده و فقط تغییرات فرکانس در آن مهم می باشد) و دیگر نیازی به مبدل A / D نمی باشد ؛ مزیت دیگر آن اینست که در حالت نمونه برداری ولتاژ ممکن است افت پتانسیل در سیستم صورت بگیرد ، اما در این سیستم فرکانس در هر نقطه مدار ثابت است و تغییر نمی کند و نکته مهم بعدی اینکه این سیگنال جهت AVR مناسب بوده و بهره گیری از AVR به دلیل برنامه ریزی ساده آن توسط نرم افزار های Basic و C (همانطور که در فصل ۴ توضیح داده شد) بسیار مناسب بوده و امروزه بسیاری از سیستم ها را با بهره گیری از میکروکنترلر مدرن AVR میسازند . همین طور نیز می توان با تغییر ساده در برنامه ریزی AVR اطلاعات دیگری را نیز به خروجی سیستم اضافه نمود (همان طور که در شرح مدار گفته شد ، این سیستم قادر است علاوه بر دی الکتریک ، ظرفیت خازن و

فرکانس تولید شده و علاوه بر هدایت الکتریکی ، مقدار مقاومت و درصد هدایت نسبت به نقره را نیز نشان بدهد) که این کار به راحتی توسط نرم افزار صورت پذیرفته است ، اما در حالت قبلی بایستی در بعضی موارد مداری جداگانه برای آن در نظر گرفت .

در خصوص هدایت سنج نیز علاوه بر موارد تعریف شده فوق در مورد AVR استفاده شده در مدار ، مزیت Milli Ohm Meter به این خاطر می باشد که چون رسانایی اجسام رسانا بسیار زیاد و متقابلاً مقاومت آن ها بسیار کم میباشد ، ولتاژ تولیدی به دلیل افت بسیار کم روی این مقاومت دارای نویز بسیار زیادی بوده و لذا بهره گیری از یک سیستم دقیق ضروری به نظر میرسد. در این میلی اهم متر با توجه به اینکه روش بسیار جالبی جهت حذف نویز تولیدی معرفی شده (روش انتگرال گیری) مدار مناسبی بوده و اندازه ها را بسیار دقیق تر نشان می دهد .

در خصوص انتخاب اسیلاتور جهت دی الکتریک سنج مدارهای مختلفی مورد بررسی قرار گرفت که چند نمونه از آنها ذیلاً ذکر می شود ، اما هر کدام از آن ها دارای مشکلاتی بوده اند که به شرح هر یک می پردازیم :

۱- در مدار اول که توضیحات آن در پایان این فصل ذکر شده ، یک خازن سنج دیجیتال معرفی شده که قادر است مقادیر مختلف خازنها را (همان طور

که در صفحه سوم آن ذکر شده) اندازه گیری کند ، اما از دو جهت دارای ایراد می باشد : یکی اینکه برای مقادیر بسیار کم یعنی در حدود PF دقت کافی نداشته و نیز از همه مهم تر اینکه سیگنال مناسبی جهت وارد شدن به AVR نخواهد داشت .

۲- در مدار دوم یک خازن سنج در Range های مختلف ذکر شده که به دلیل انتخاب Range مشکلات زیادی ایجاد می کند و برای AVR مناسب نمی باشد .

۳- در مدار دیگری (که شکل آن موجود نیست) یک خازن سنج (ظرفیت سنج) جهت سنجش دی الکتریک های مایع (مانند همان سوخت هواپیما که قبلاً ذکر شد) معرفی شده که البته این مدار نیز مناسب می باشد اما جهت ارائه این پروژه ترجیح دادم از سیستمی استفاده کنم که برای دی الکتریک های جامد مناسب باشد ، چرا که کاربرد بیشتری نسبت به دی الکتریک های مایع خواهد داشت .

البته لازم به ذکر است که مدار های مناسب دیگری هم مسلماً وجود داشتند که ترجیحاً مدار مورد استفاده در این پروژه به دلیل ذکر توضیحات کافی برای اینجانب مناسب تر به نظر رسید .

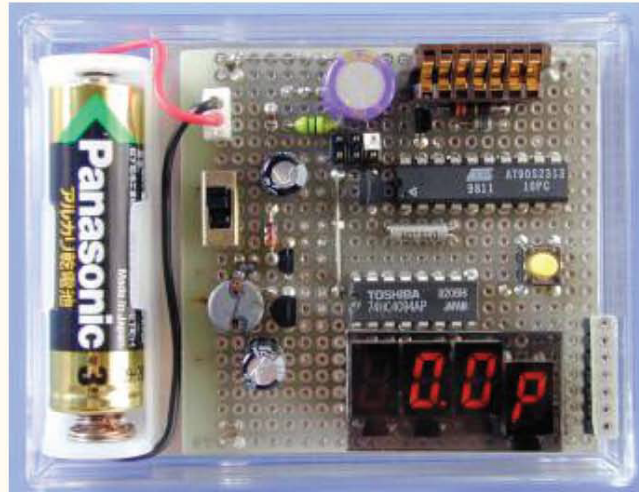
همین طور نیز در انتخاب هدایت سنج مدارهای مختلفی بررسی شدند که به شرح یکی از آنها و معایب آن می پردازم :

مدار سومی که در انتهای این فصل (دریافتی از طریق اینترنت) ذکر شده ، مدار یک اهم متر دقیق می باشد که جهت سنجش رسانایی مثلاً یک سیم پیچ استفاده می شود، اما دقت آن به اندازه ای نیست که بتواند برای سیم های کوتاه پاسخگو باشد .

مدار های **Milli Ohm Meter** زیادی در **Internet** و سایر منابع دیگر موجود بودند که مدار انتخاب شده جهت این پروژه از بروزترین آنها بوده و دارای شرح بسیار ساده و مناسبی می باشد و دارای **Schematic** های مختلفی بوده که به راحتی می توان از آن استفاده کرد .

Digital Capacitance Meter

March 26, 2003

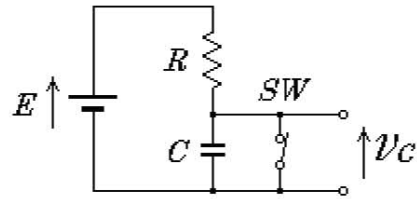


This is a simple capacitance meter which can measure capacitance value easy. There are some measurement methods for capacitance, at one time the capacitance was measured with a impedance bridge or a dip meter. Recently typical capacitance meters can measure capacitance and some additional characteristics from current vector by applying AC voltage to the Cx. Some simple capacitance meter use integration method that measuring transient response of the R-C network. There are some construction kits based on this method.

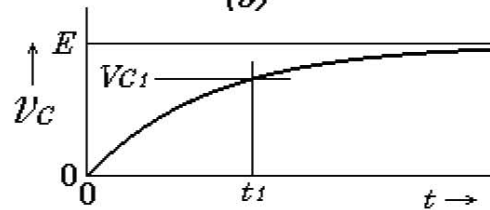
This project uses the integration method. There are some merits that the result can be got as digital data directly because it bases measurement of time, accurate analog circuit is not required and its calibration can be done easy by using a microcontroller. Therefore the integration method is suitable for hand built capacitance meter with high realizability.

Transient

Figure 1 (a)



(b)



The phenomenon appears until state of the circuit changes steady-state after state change, is called **Transient**. It is one of the fundamental operations of pulse circuit. When the switch in *Figure 1a* is opened, the capacitor C will be charged through the resistor R and voltage V_c will vary like shown in *Figure 1b*. To change state of the circuit, changing the value of EMF E instead can also be thought that equivalent. The relation between past time t and voltage V_c is expressed in following form.

$$V_c = E \left(1 - e^{-t \frac{1}{RC}} \right) \text{----- (1)}$$

Each units are: t seconds, R ohms, C farad and epsilon is a Napier's number (approx. 2.72). When V_c reaches V_{c1} , the time t_1 can be expressed in following form.

$$t_1 = -RC \cdot \ln \left(1 - \frac{V_{c1}}{E} \right) \text{---- (2)}$$

This means that the t_1 is proportional to C . Thus the capacitance can be calculated from charge time and any other fixed parameters.

Hardware

To measure a charge time, only a voltage comparator, a counter and some glue logics are needed. However, a microcontroller (AT90S2313) is used for this project to realize the system easy. In point of fact, I had thought that analog comparator in the AVR is not useful. But I found that the compare output can also be used as a capturing trigger of TC1. This is a nice feature for that use :-)
The integration circuit can be simplified like shown in the [circuit diagram](#). The threshold voltage is

generated by divider registers. It seems not stable to variation of supply voltage however the charge time is not affected by the supply voltage. You will be able to find that voltage terms can be erased when applying formula 2, V_{C1}/E term is determined by only divide ratio. This advantage is the essence found in the NE555 timer IC. Of course the supply voltage must be steady during integration.

According to the foundation, measure integration time with only one threshold voltage will do. However input voltage of near ground level is little difficult to use due to following reasons.

- **Voltage not drop to 0 volt.** Capacitor voltage will not be discharged to zero volt. It requires a time to discharge capacitor to sufficiently low voltage for measuring operation. It will expand measuring interval. Saturation voltage at discharge switch is also increased by this effect.
- **There is a time between start to charge and then start timer.** It will cause a measurement error. This can be ignored on the AVR because it requires only one clock cycle for that sequence. Any other microcontroller may require to consider this problem.
- **Leakage current on analog input.** According to AVR data sheet, the leakage current on analog input is increased near zero volt. This will cause a measurement error.

To avoid to use near zero volt, two threshold voltages $V_{C1}(0.17 V_{cc})$ and $V_{C2}(0.5 V_{cc})$ are used and measure $t_2 - t_1(0.5RC)$. This can avoid above problems and comparator delay/offset will also be canceled. As for the leakage current, circuit board should be kept clean to minimize surface leak.

The supply voltage is generated with a DC-DC converter powered from a 1.5V AA cell. The switching power supply is not suitable for measurement circuit but it seems not affected by ripple voltage because two ripple filters are applied. **I recommend to use a 9V 6LR61 battery and a 78L05 instead**, and do not omit BOD or you will be afflicted with EEPROM data corruption.

Calibration

When power is on first time, **full segment, "E4"** and ten several pF will be displayed. This value means stray capacitance on the circuit. **The stray capacitance can be canceled by SW1.** Two reference capacitors of 1nF and 100nF are needed to calibrate the capacitance meter. If you could not obtain the reference capacitors, accurate capacitors within $\pm 1\%$ can be used instead. This capacitance meter does not have any trimmer pot, it performs the calibration by reading the reference capacitor and saving gain adjustment value in full automatic operation.

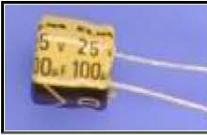







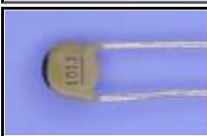


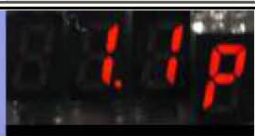
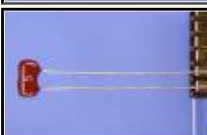



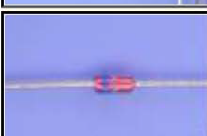
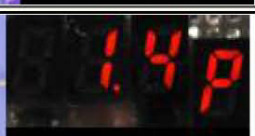
To calibrate low range: First, adjust zero with SW1. Next, tie pin #1 and #3 of connector P1, set a 1nF reference capacitor and push SW1.

To calibrate high range: Tie pin #4 and #6 of connector P1, set a 100nF reference capacitor and push SW1.

"E4" at power on means calibration value in the EEPROM has been broken. It will never be displayed if once calibration is performed. As for zero adjustment, it is not saved into the EEPROM, it will require each time power-on or any jig is attached.

Usage

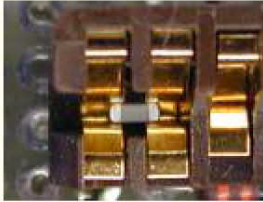
Samples

| | | |
|---|--|----------------------------------|
|  |  | 100µF Electrolytic |
|  |  | 470nF Multi-layered film |
|  |  | 16nF±1% Mica |
|  |  | 330pF±5% Polystyrene |
|  |  | 100pF±5% Disk ceramic |
|  |  | 1pF Disk ceramic |
|  |  | 5pF Mica Long leads... |
|  |  | 5pF Mica ...then cut reads |
|  |  | 1S1588 Reverse bias |

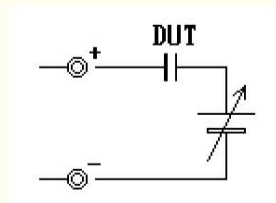
Measuring action is triggered in 500msec interval, only setting the Cx will do. Each action starts at

low range (3.3M ohms). If capacitor voltage V_c didn't reach $0.5 V_{cc}$ within 130msec ($>57nF$), discharge capacitor and restart at high range (3.3k ohms). If capacitor voltage didn't reach $0.5 V_{cc}$ within 1 sec ($>440\mu F$), the actions is aborted and "E2" will be displayed. Thus two measurement ranges are changed automatically. When a valid time is captured, the capacitance is calculated and displayed. The value is displayed in left stored, only left three digits are displayed into the LEDs. Thus one of the eight display ranges is selected automatically, any range selection is not required.

C_x will be charged up to 2.5 volts so that the C_x is required its working voltage of 2.5 volts at least. At small capacitance less than 100pF, last significant digit will be 0.1pF, any change of stray capacitance affects the accuracy.



I used a half cut burn-in socket. It can hold most leaded capacitor and chip capacitor (1608 size to 3216 size). Probing mechanism affects measuring accuracy, long wire should not be used to attach a C_x as possible. To increase stability, a metal case or metal shield like shown in top image is effective.

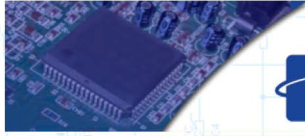


High dielectric constant type ceramic capacitors change its capacitance related to the bias voltage and temperature. When measure under any DC bias, refer left image.

Technical Data

- [Circuit Diagram](#)
- [Firmware](#)





\$49.99

**Checkout the
NEW!
ELECTRONICS
COMMUNITY**

<http://www.electronics-lab.com>

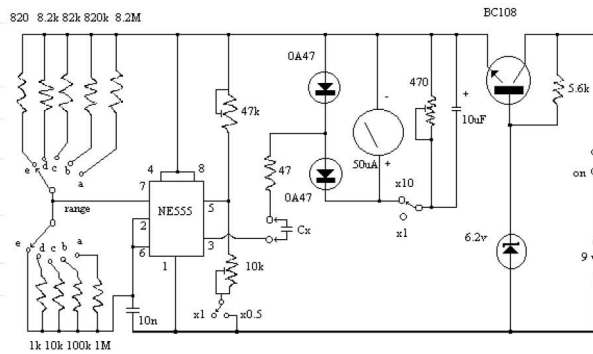
[Home](#) | [Projects](#) | [Action](#) | [Downloads](#) | [Articles](#) | [Links](#) | [Community](#) | [Contact](#)

Home → Projects → Test and measurement → Capacitance Meter

Capacitance Meter

source: Hawker, P Amateur Radio Techniques, Seventh Edition, RSGB, 1980

file:///D:/A1320/Projects/Main%20ProjectFrom%20Internet/New%20Folder/Capacitance%20Meter.htm (2 of 3)2008/05/23 10:38:38 ...



| Position | Range |
|----------|-----------|
| a | 1 μ f |
| b | 100 nf |
| c | 10 nf |
| d | 1 nf |
| e | 100 pf |

Use X10 switch to measure up to 10 μ f.
Use X0.5 switch for better readings on low values.

This project is more complex than the others described earlier. However, when finished, you will have an instrument capable of measuring all but the largest capacitors used in radio circuits. Unlike variable resistors, most variable capacitors are not marked with their values. As well, the markings of capacitors from salvaged equipment often rub off. By being able to measure these unmarked components, this project will prove useful to the constructor, vintage radio enthusiast or antenna experimenter.

The common 555 timer IC forms the heart of the circuit (Figure Three). Its function is to charge the unknown capacitor (Cx) to a fixed voltage. The capacitor is then discharged into the meter circuit. The meter measures the current being drawn through the 47 ohm resistor. The 555 repeats the process several times a second, so that the meter needle remains steady.

The deflection on the meter is directly proportional to the value of the unknown capacitor. This means that the scale is linear, like the voltage and current ranges on an analogue multimeter.

The meter has five ranges, from 100pF to 1 μ F, selected by a five position two pole switch. In addition, there is a x10 switch for measuring higher values and a divide-by-two facility to allow a better indication on the meter where the capacitor being measured is just above 100.

file:///D:/A1320/Projects/Main%20ProjectFrom%20Internet/New%20Folder/Capacitance%20Meter.htm (2 of 3)2008/05/23 10:38:38 ...

1000pF, 0.01, 0.1 or 1 uF.

Component values are critical. For best accuracy, it is desirable that the nine resistors wired to the Range switch have a 2% tolerance. If OA47 diodes are not available, try OA91 or OA95 germanium diodes instead. Construct the meter in a plastic box; one that is about the size of your multimeter but deeper is ideal. The meter movement should be as large as your budget allows; you will be using it to indicate exact values. A round 70mm-diameter movement salvaged from a piece of electronic equipment was used in the prototype. The meter you buy will have a scale of 0 to 50 microamps. This scale needs to be converted to read 0 to 100 (ie 20, 40, 60, 80, 100 instead of 10, 20, 30, 40, 50). Use of white correction fluid or small pieces of paper will help here.

The components can be mounted on a piece of matrix board or printed circuit board. Use a socket for the IC should replacement ever be needed. Keep wires short to minimise stray capacitance; stray capacitance reduces accuracy.

Calibrating the completed meter can be done in conjunction with a ready-built capacitance meter. Failing this, a selection of capacitors of known value, as measured on a laboratory meter, could be used. If neither of these options are available, simply buy several capacitors of the same value and use the one which is nearest the average as your standard reference. Use several standards to verify accuracy on all ranges.

To calibrate, disable both the x10 and divide-by-two functions (ie both switches open). Then connect one of your reference capacitors and switch to an appropriate range. Vary the setting of the 47k trimpot until the meter is reading the exact value of the capacitor. Then switch in the divide-by-two function. This should change the reading on the meter. Adjust the 10k trimpot so that the needle shows exactly twice the original reading. For example, if you used a 0.01 uF reference, and the meter read 10 on the 0.1 uF range, it should now read 20. Now switch out the divide-by-two function.

If you are not doing so already, change to a reference with a value equal to one of the ranges (eg 1000pF, 0.01uF, 0.1uF etc). Switch to the range equal to that value (ie the meter reads full-scale (100) when that capacitor is being measured. Switching in the x10 function should cause the meter indication to drop significantly. Adjust the 470 ohm trimpot so that the meter reads 10. Move down one range (eg from 0.01uF to 1000pF). The meter should read 100 again. If it does not, vary the 470 ohm trimpot until it does. That completes the calibration of the capacitance meter. Now try measuring other components to confirm that the measurements are reasonable.

With care, an accuracy of five percent or better should be possible on most ranges.

↪ Also check the conversation about this project at the community. Post you questions here.

Search Site | WWW Search | Upload Center | Support us | Advertising | FAQ | Profile | Books | Gadgets | Add your link here
Free Schematics Search Engine | Electronic Kits | Best Buy Mobile Phones | Pricemate

Electronics-lab.com © 2002-2004

Any logo, trademark and project represented here are property of their respective owner

[my milli-ohm meter](#)

By [dinges](#), Section [Controls](#)

Posted on Sat Dec 31st, 2005 at 12:57:45 PM MST

a homebuilt device for measuring very small resistance

G'day,

After an overwhelming number of requests (by Bruce downunder) I've decided to make plans & photos of the construction of my milli-ohm meter available.



I have built it about 2 months ago, and already have had much use from it, like measuring resistance of coils, high-current connections (cable clamps etc.), measuring contact resistance of switches and relays, etc.

The instrument is basically very simple: a current source, and a voltmeter (range 0-199.9mV). I've made mine luxurious, with inbuilt DVM-module, but there's no reason to only build the current-source part and use an external multimeter. You put a known current (say, 1ohm) through your unknown resistance; you measure the voltage it drops (say, .123 V), then you know the resistance via ohms law: .123ohm

The schematic:

Menu

- [create account](#)
- [How to use the board](#)
- [FAQs](#)
- [search the board](#)
- [Google search the board](#)
- [Old Otherpower Board](#)

Login

[Make a new account](#)

Username:

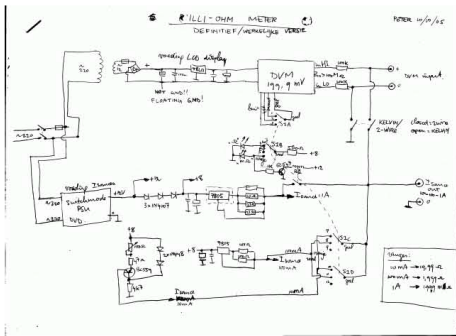
Password:

Total Views

97 Scoop users have viewed this posting.

Related Links

- [Also by dinges](#)



There are 3 current sources: one for 10mA (the 20ohm range), 100mA (2 ohm range), and a 1A source (for the 199.9milli-ohm range). They can be switched to the outputs via switch S1. This also controls the digital point for the DVM module, and lights the proper LED (either ohm or milli-ohm).

It uses the Kelvin measurement system; this means 4 wires: 2 for the 'excitation', the current source, and 2 for the DVM inputs. This way, transition resistances in the instrument itself and the connecting wires are not a problem. There's a switch to go to the 2-wire system, so you can use just 2 wires, but this introduces a measurement error of (in my case) 113milli-ohm. Not a problem in the 20 ohm range, but a big error in the 200milli-ohm one.

Below is a picture of the instrument in use, measuring one of the spare coils for my bicycle generator. It is switched in the 100mA-range (2.000 ohm); if I had used the 1A range, resolution would have been even greater (132.x milli-ohm).



The picture above shows the inside of the instrument. The PSU is on the extreme right, it was saved from a defect DVD; perfect for this application. Also saved (from an old modem) was the case. The things people throw away...

In the middle is the 1A current source; this caused most headaches, to realise, because of cooling and the big resistors. On the left is the main circuit board, containing all connections to the DVM module, front and various other parts of the instrument. There's an extra power supply for the DVM module, because it needs floating power (gnd of the module may not be connected to the ground of the rest of the instrument; only the more expensive DVM modules can do this).

That's it, basically nothing much to it, but a very handy instrument for measuring low resistances. In combination with my valve-voltmeter (1 micro volt resolution, 100uV full scale), I can measure down to 1 micro-ohm :-)

Of course, you could just build one of the current sources (say, 1A) and be done with it; I wanted a stand alone instrument, including various ranges and a DVM, that could be used without too much fussing and connecting various wires and power.

BTW, once you've got such a meter, you'll wonder how you ever managed to live without it :-)

Peter,
The Netherlands.

[my milli-ohm meter](#) | 11 comments (11 topical, 0 editorial)

Re: my milli-ohm meter (3.00 / 0) (#1)

by dinges ([pe1vcc at hotmail dot com](#)) on Sat Dec 31st, 2005 at 06:14:49 AM MST
([User Info](#))

Something apparently went wrong with the pictures; have done the same thing as usual, but they don't come out right, despite resizing and resampling. Have changed the pictures in my photo-uploads with smaller ones (with exact same name), but still isn't the way I want them.

At least it's now more or less bareable, but my apologies.

The hi-resolution schematic (100kB) can be found in my photo-uploads, near the bottom.

Peter,
The Netherlands.

Re: my milli-ohm meter (3.00 / 0) (#2)

by dinges ([pe1vcc at hotmail dot com](#)) on Sat Dec 31st, 2005 at 06:15:49 AM MST
([User Info](#))

Oops... Pictures come out ok now. Must press refresh...
Duh.

Peter,
The Netherlands.

[[Parent](#)]

Re: my milli-ohm meter (3.00 / 0) (#3)

by drdongle ([Dr.Dongle1@juno.com](#)) on Sat Dec 31st, 2005 at 07:44:46 AM MST
([User Info](#))

Very profesional looking unit!
Carpe Vigor, Dr.D

Re: my milli-ohm meter (3.00 / 0) (#4)

by Waterfront ([christiangirouardleclerc at hotmail.com](mailto:christiangirouardleclerc@hotmail.com)) on Sat Dec 31st, 2005 at 01:09:28 PM MST
([User Info](#))

Nice piece of homebrew equipment! DaveW designed a very cool coil winder, then you have this... I tell you, the way things keep going we'll have some nice plans for building just about any machine related to RE!!

Keep on designing!
Waterfront

Re: my milli-ohm meter (3.00 / 0) (#5)

by Opera House on Sat Dec 31st, 2005 at 03:51:25 PM MST
([User Info](#))

Nice build. It is good to remind everyone what a nice current source the 7805 can make. I own a nice high current sourcing milliohm meter and I find it one of the most usefull pieces of equipment in the shop. Mine has a calculating ohm meter and it will calculate the ohms with any current from less than 1/4 amp up to 100. I modified mine with some 300 ohm resistors from the source to sense terminals instead of using the switch. Sometimes getting the value to 10 milliohms is close enough when you don't want to fool around with four wires. Many might just consider building just the current source half of this since you probably own a digital meter with a good 200mv range.

Re: my milli-ohm meter (3.00 / 0) (#6)

by DaveW on Sat Dec 31st, 2005 at 06:20:03 PM MST
([User Info](#))

OK, Peter you've convinced me. I need to build one. I don't see any fans. Do you have any problems with temperature drift or do you just take a quick reading and unhook?
DaveW

Re: my milli-ohm meter (3.00 / 0) (#7)

by dinges ([pe1vcc at hotmail dot com](mailto:pe1vcc@hotmail.com)) on Sat Dec 31st, 2005 at 08:44:42 PM MST
([User Info](#))

No fans are needed: the 10mA (BC559) and 100mA(7805) obviously don't, while the 1A current source(7805) has such a large heat sink you hardly feel the temperature rise (a bit overdesigned, I'm afraid). The resistors (3) in the 1A current source do get warm, but not too hot to touch.

However, there's a little drift in the 7805 (or the resistors?) when using the 1A current source; it drifts from 1.00A to .99A, a 1% error (over a 5 minute period).

I can live with this, most of my other (commercial) instruments are worse than this :-). Besides, I don't mind if my screwdriver has a resistance of 18.8milli-ohm or 18.6-20.0 ; but if you've got the

knowledge, there would be no reason to design a better stabilized current source. But I think a 1% error is good enough for all practical purposes, short of a laboratory situation.

I still limit the use of the 1A source though; usually only use the 100mA, and when it gets critical or I need more accuracy, I switch to 1A. That's the reason the picture shows the 100mA mode, I had wanted to show the picture the 1A mode, with 199.9mV full scale display. But there's no real reason not to use the 1A mode continuously, the machine can handle 1A at 100% duty cycle.

Peter,
The Netherlands.

[[Parent](#)]

Re: my milli-ohm meter (3.00 / 0) (#8)
by dinges ([pe1vcc at hotmail dot com](#)) on Sat Dec 31st, 2005
at 08:46:54 PM MST
([User Info](#))

Besides, you could even compensate for any temp. drift, should it be an issue; just hook a 1A meter in series with the current source, and measure not only volts but also the current; if it's .99A, use Ohm's law $R=U/I$, with $I=.99A$ instead of 1.00A. But haven't felt the need for that yet.

Peter,
The Netherlands.

[[Parent](#)]

Re: my milli-ohm meter (3.00 / 0) (#9)
by ghurd on Sun Jan 1st, 2006 at 12:56:46 AM MST
([User Info](#))

Hey Peter,

Nice!

Just curious, but why do you want to know the resistance of 'high-current connections (cable clamps etc.), measuring contact resistance of switches and relays,etc.'?

I have only experienced appreciable thermal drift with RF circuits. But that was many moons ago, back when I could remember what RF was.
G-

Re: my milli-ohm meter (3.00 / 0) (#10)
by ghurd on Sun Jan 1st, 2006 at 01:12:55 AM MST
([User Info](#))

(PS- A razor blade popped the 6 coils off the VCR motor plate with no lost windings. Looks like a 8/6 dual rotor with 12.5mm round neos and 7cm magnet disks.
I always think big. ;)

[[Parent](#)]

Re: my milli-ohm meter (3.00 / 0) (#11)
by dinges ([pe1vcc at hotmail dot com](mailto:pe1vcc@hotmail.com)) on Sun Jan 1st, 2006 at 03:04:45 AM MST
([User Info](#))

to make sure they're clamped properly, not just look good. These things could overheat if transition current is too high?

Some time ago my father wanted to install heavy duty welding cable in his sailing boat for an anchor winch; didn't know which was better (thicker would be better of course, but there were other limitations as well). So, out came my (then new) trusty milli-ohm meter. A quick check gave us all the information we needed on the difference in resistance of several sizes of 10m of this cable (25mm² vs. 35mm²). Normally this kind of data should have been provided by the manufacturer of the winch (an Italian company), but they didn't. They also didn't feel it necessary to answer my requests on the subject.

Also, when installing new cable harnesses in my UPS, with external connectors for connecting to an outside battery bank, it was reassuring to know that the resistance of the wires, including the clamp connectors (AMP), was 5.1 m-ohm for one cable and 6.2m-ohm for the other one. Just an extra check to make sure no strange things have happened while manufacturing the new wire harness :-)

Peter,
The Netherlands.

[[Parent](#)]

[my milli-ohm meter](#) | 11 comments (11 topical, 0 editorial)

Display: Sort:



You must be a registered user to post here. It's easy and free, and the link is on the upper right side of your page.
All trademarks and copyrights on this page are owned by their respective companies. Postings are owned by the poster, but may be deleted or moved at the ADMIN's sole discretion. The Rest © 2003 Forcefield.

[You can Email the board ADMIN here.](#) PLEASE include the username you signed up with!

```

#define ENABLE_BIT_DEFINITIONS
#include<iom16.h>
//#include<LCD.h>

//Define lcd signals

#define LcdBus PORTB
#define LcdE  PORTA_Bit6
#define LcdRS PORTA_Bit7

//Define program constants
#define TOV TIFR_Bit2

#define CompOut ACSR_Bit5
#define Clamp  PORTA_Bit0
#define Measure PORTA_Bit1

#define SW1 PINC_Bit0
#define SW2 PINC_Bit1

#define P 3.14159
long n;
unsigned int i,k,d,l,a,r;
long double s,Rad,c,f,Er,Dis,A,L,R;

char SWRead()
{
char k;
while(SW1==1 && SW2==1);
delay(10);
if(SW1==0)k=1;
if(SW2==0)k=2;
while(SW1==0 || SW2==0);
delay(10);
return k;
}
//-----
int GetRes(void)
{
int t;
long double R,N;
Clamp=1;
delay(50);
Clamp=0;
PORTA_Bit1=0;
PORTD=0xf7;
i=0;
while(1)

```



```

    {
        PORTD=255-PORTD;
        dly(1000);
        if(i++==2000)break;
    }
    PORTD=0;
    t=0;
    Measure=1;
    while(CompOut==0)t++;
    Measure=0;
    N=(double)t;
    R=N*0.0428+3.389;
    return ((int)(R));
}
main()
{

DDRDR=0xff;
DDRA=0xff;
PORTC=0xff;
LCDInit();
cls();
Print("R/C ?");
if(SWRead()==1)
{
    d=100;
    do
    {
        cls();
        Print("Distance = ");
        PrNum(d);
        k=SWRead();
        if(k==1)d=d+100;
        if(d>4000)d=100;
    }while(k==1);
    //for set timer1 for external clock from T1
    TCCR1B=(1<<CS10)|(1<<CS11)|(1<<CS12);
    while(1)
    {
        TOV=0;
        TCNT1=0;
        n=0;
        for(i=0;i<100;i++)
        {
            delay(10);
            if(TOV==1)n++;
            TOV=1;
        }
    }
}

```

```

n=n*65536;
n=n+(long)TCNT1;
f=(long double)n;
cls();
if(f>100000)
    Print("Not connected!");
else
if(f<1000)
    Print("Short circuit!");
else
{
Print("F=");
PrNumD((double)n);
c=(1/f)*20914000-300.5;
Dis=(double)d;
Er=(c/88540)*d;
cls2();
Print("C=");
PrNum((int)c);
Print("pF Er=");
PrNum((int)Er);
}
}
else
{
do
{
cls();
Print("r(um) = ");
PrNum(a);
k=SWRead();
if(k==1)a=a+50;
if(a>2000)a=50;
}while(k==1);
l=5;
do
{
cls();
Print("Len(Cm) = ");
PrNum(l);
k=SWRead();
if(k==1)l=l+5;
if(a>300)l=5;
}while(k==1);
PORTD=0xf0;
while(1)
{

```

```

r=GetRes();
cls();
if(r>75)
    Print("Not connected!");
else
if(r<15)
    Print("Short circuit!");
else
{
Print("R=");
PrNum(r);
Print("mOhm %=");
A=(double)a;
L=(double)l;
R=(double)r;
s=(3.14159*R*A*A)/1000;
s=(L/s)*10000;
PrNumD(s*1.62074);
cls2();
Print("S=");
PrNumD(s);
Print("*10^6");
}
}
}
}

```


Dick Cappels' project pages <http://www.projects.cappels.org>

return to [HOME](#)

A Microcontroller Based Digital Lock-In Millihohmmeter

Described are the waveform capture method, example firmware and hardware designs. This material formed the basis of an article that was first published in the January, 2004 issue of Circuit Cellar magazine.

Download: assembler source [mlm031002A.asm](#)

A milliohmmeter is just the tool for checking trace resistance on a printed circuit board, tracking down shorted traces, and measuring the contact resistance of a switch or connector. Its the kind of tool that would come in real handy occasionally, but not often enough to justify shelling out hundreds of dollars. Wanting one anyway, I set out to make my own. It turned out to be not only an exciting project, but a true adventure of discovery as it provided a window into the workings of lock-in amplifiers. With a lock-in amplifier topology, a microcontroller and a little firmware makes the venerable (if somewhat noisy) LM324 bipolar op-amp provide high gain and at the same time reduces noise. Improve analog performance with a microcontroller? Now THIS is a fun project!

My main concern in the milliohmmeter design was how to get stable resistance readings with a suitably low test current. After all, I wanted to look at a few or few tens of milliohms, but I wanted to keep the test current low so as not to exceed the current ratings of some of the parts I want to test, and so I can run it all from a battery. For starters, 25 milliamps x 1 milliohm = 25 microvolts. This meant that I would have to be able to measure and display voltages in the range of tens of microvolts per count in a stable and repeatable manor. I also wanted the circuit to be forgiving of my hand wired breadboards, shown in photo 1. That is what lead me to the lock-in amplifier.

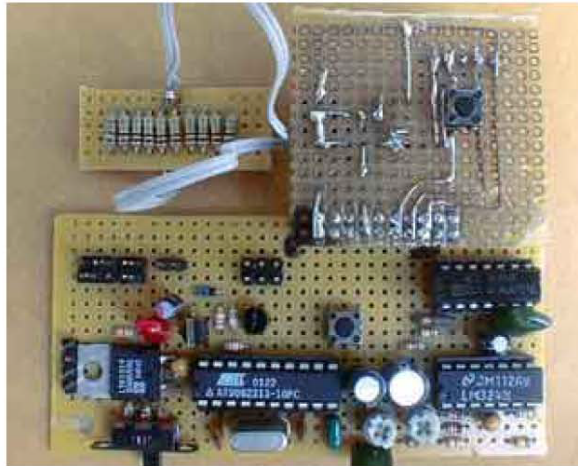


Photo1 Because it integrates the signal over 999 cycles, the lock-in amplifier is very forgiving of my layout and wiring. The microcontroller is at the opposite end of the board from the analog circuitry. An additional transistor inverter is an RS-232 receiver left over from an earlier project. The current switching PNP and input shorting pushbutton are on a small daughter board. Also shown is a 100 milliohm test resistance.

The Wonder Of Lock-In Amplification

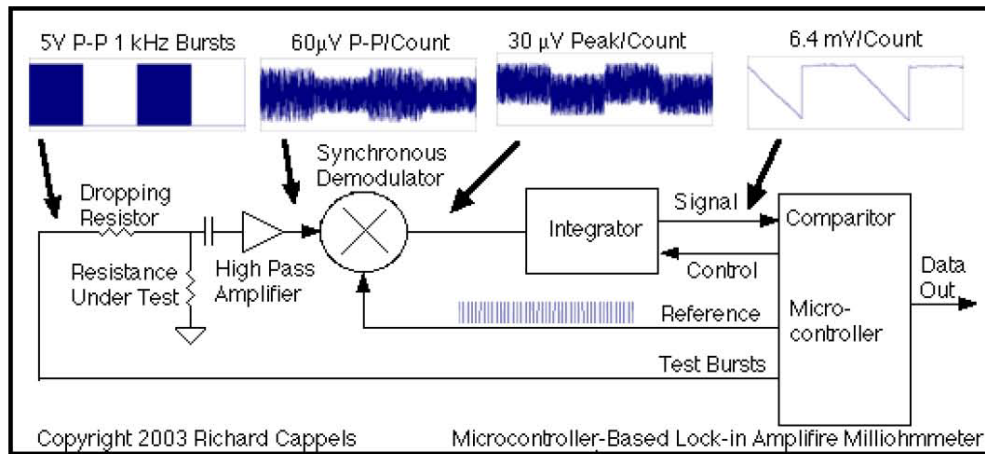


figure 1 The lock-in amplifier detects and integrates bursts of 1 kHz pulses that result from the IR drop across the

resistance under test. The result is 46 db of signal gain while vastly improving the signal-to-noise ratio. The preamplifier doubles as a high-pass filter to remove the DC component of the pulses and reduce flicker burst noise from the op-amp.

A lock-in amplifier provides gain for the signal at a specific frequency and phase, while reducing noise. Its almost like getting something for nothing, but that's not really the case. Since you have to effectively average many measurements to improve the signal to noise ratio, what you are really doing is trading way bandwidth and responsiveness to improve the signal to noise ratio.

In this circuit, shown in the block diagram in figure 1, a 1 kHz burst of 5 volt peak pulses is applied to a series dropping resistor to establish a pulsing current through the resistance under test. The IR drop across the resistor under test is a voltage proportional to the value of the resistance. After passing through a high pass filter to eliminate the DC component of the signal, it is rectified by a synchronous demodulator. For a period of time corresponding to the burst, the rectified signal is applied to an integrator, which charges up, and then at the end of the burst, the time it takes the integrator to discharge at a constant rate is measured to determine the size of the charge, and that is how the average amplitude of the signal applied to the integrator is determined. Since random noise is not synchronized with the switching in the synchronous demodulator, it is not rectified and it averages out to nearly zero. The longer the integration time, the less proportionate effect a given small pulse of noise has on the integrator's output, and the more gain the integrator has for the 1 kHz burst. Integration is the wonder of lock-in .amplification

Getting The Drop

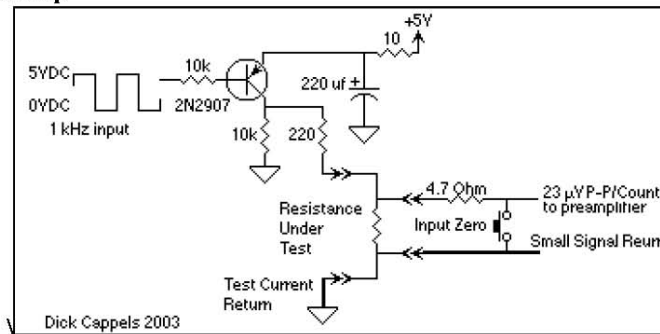


figure 2 The 1 KHz switching signal to the base of the 2N2907 causes 5 volts peak-to-peak to be applied to the 220 ohm resistor in series with the resistance under test, to cause 23 milliamps peak-to-peak to flow through it.

One critical part of measuring a very low resistance is developing an IR drop across the resistance, and measuring only that. Getting the IR drop itself was easy, a PNP switching transistor is driven into saturation with the 1 kHz burst, and the transistor's collector

delivers 5 volt peak-to-peak pulses to a 220 ohm resistor in series with the resistance under test (see figure 2). The voltage across the 220 ohm resistor is virtually constant as long as the transistor is always driven into saturation and the resistance under test is very low. A 100 milliohm resistance will have a voltage drop of only 2.3 millivolts maximum, so the error introduced by using a 220 ohm resistor instead of a constant current source is only $2.3 \text{ mv}/5\text{v} = 0.05\%$, so I think you will agree that this approach is sufficient for a 100 count meter.

While testing the circuit I was surprised that when leaving the input open circuited, the meter gave a very low resistance measurement. I spent a long time looking over the firmware, looking for math errors or register use conflicts, before I decided to take a look at the circuit with an oscilloscope. That's when I saw that when the meter's input terminals were unloaded, there was virtually no signal across the input terminals. Without the test resistance in series with the 220 Ohm resistor, there was no signal - the input just charged up to +5 volts and wiggled a little because of capacitive coupling between the transistor's base and collector. That's when I added the 10k resistor from the PNP's collector to ground. I should have taken my early mentor's advice, "Always look for the simplest explanation first."

To make sure that I am only measuring the resistance of the thing I am trying to measure and not the resistance of my test leads, I used a 4 wire measurement system. In this system, two wires are used to deliver the test current and two separate wires are used to measure the voltage drop. Simple enough, but how did I keep the test current ground return path separate from the voltage sense ground line? There in lies much of the art in circuit layout. Looking at figure 2, the terminal marked "Test Current Return" connects directly to the battery's negative connection to the circuit. The signal marked "Small Signal Return" connects to the rest of the analog circuits' grounds, and then joins up with the battery ground at the point in the circuit where the 1.8 volt reference voltage is generated. The overall grounding scheme can be seen in figure 3.

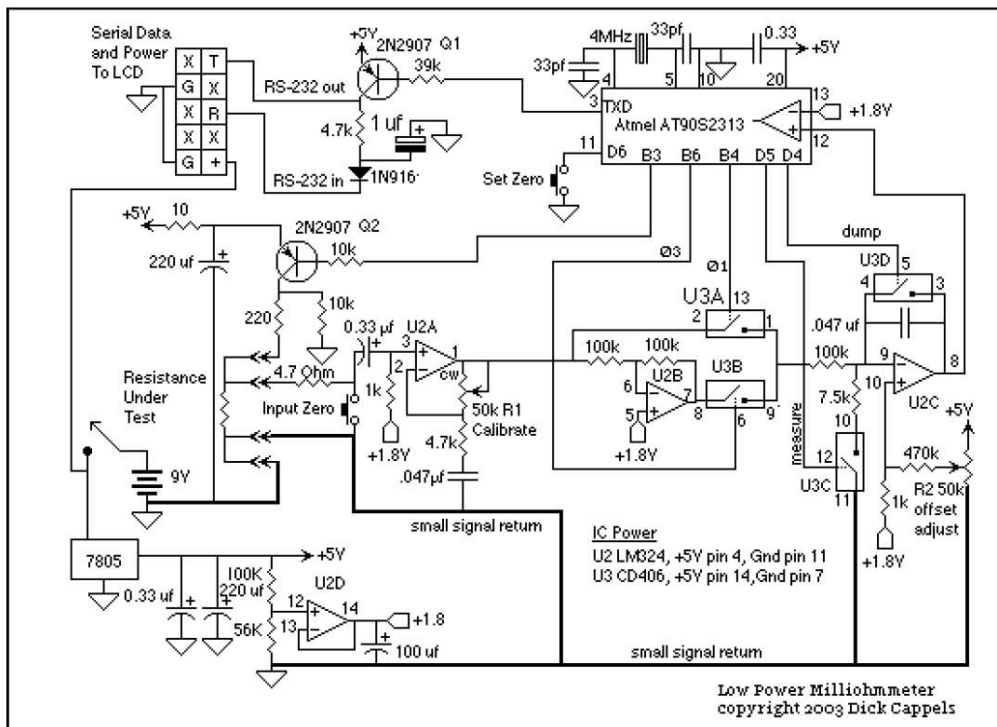


figure 3 Grounding is important to keeping offsets below the allotted maximum. Care needs to be taken to keep power supply currents from returning through the small signal grounds. If the RS-232 input is not connected, the 1N916 and 1 uf capacitor may be omitted and the lower end of the 4.7k resistor grounded.

The big trick here is to keep the various 1 kHz signals from the synchronous demodulator and say currents from the test current circuit out of the signal from the resistance under test. The circuit is somewhat forgiving in that the unintentional signals end up affecting the integrator's output as offset and gain errors. The gain error is easily taken care of in calibration. The offset error is automatically take out by the firmware in the microcontroller.

Another challenge was finding a convenient way of shorting the input signal to zero the meter. I wanted to get an effective short of 1 milliohm or less, but FET's were out of the question for this kind of resistance, and the mechanical pushbuttons I had were coming out between 10 and 30 milliohms after a few dozen operations (one of the nice things about having a milliohmeter is you can actually measure these parameters). I finally settled on the solution of putting a 4.7 ohm resistor in series with the signal path. If the test leads are connected to a low value resistor (less than a couple hundred milliohms), pressing the Zero Input button will attenuate the signal to well below 23 microvolts - less than one

count.

It is necessary to have a resistance under test connected to the test leads while zeroing so that the offset signals are the same for the case of zeroing the meter and taking actual measurements. Perhaps a much more careful layout plus some shielding would eliminate the need to do this.

The Preamp

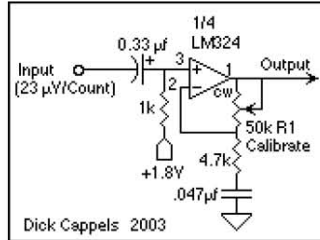


figure 4 The signal from the resistor under test is AC coupled to an amplifier biased to the 1.8 volt reference supply.

The first part circuit that the voltage across the resistance under test goes to is an AC amplifier with adjustable gain that doubles as a high-pass filter. The AC coupling on the input and feedback paths are required to eliminate the DC component of the signal from the resistance under test. The high pass filter is helpful in reducing noise pickup from power lines as well as rejecting some of the $1/f$ and shot noise in the op-amp itself. The input capacitor and 1 k bias resistor shown in figure 4 set the high pass corner frequency for the input at $1/(2 \text{ Pi R C}) = 480 \text{ Hz}$. A second high pass pole at about 720 Hz is set by the 4.7k resistor and .047 uf capacitor in the feedback loop. This means that the amplifier's frequency response is fairly flat for frequencies above 720 Hz, and for frequencies below 480 Hz, the amplifier's response is reduced by a factor of 1/4 each time the input frequency is cut in half, so at 60 Hz, where power line interference in North America is a concern, the amplifier's gain would be down to 1/64 of its response at 1 kHz. Since AC coupling was necessary, positioning the poles at these frequencies enhanced the noise performance of the circuit at no additional cost.

The circuit has a voltage gain of 1 for DC because there is no attenuation of the DC signal in the feedback path. When I first built this circuit, the 1k bias resistor was much larger, and I was disappointed when I realized that a large offset voltage on the output resulted from the op-amp's input bias current. I could have switched to a FET input amplifier, but at least half the fun in this project was to try and get impressive performance with a cheap bipolar op-amp, so I lowered the input resistor to 1k and the offset became small enough to compensate for with the offset pot. Since there is no DC gain in this stage, it was not important to try and match the input bias between the two inputs, so I didn't feel compelled to make the input resistance on the inverting input match the resistance on the noninverting input.

The AC gain is adjustable from about 1:1 to 1:10 allowed me to calibrate the milliohmmeter without worrying about the tolerance of any of the components in the circuit. Looking back, I could have made the adjustment range much smaller to make the adjustment less critical.

Synchronous Demodulators

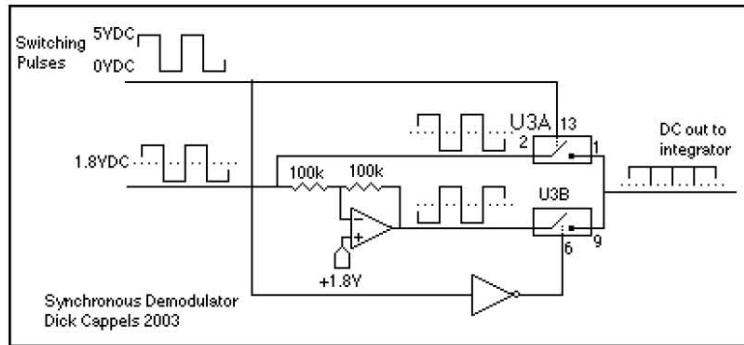


figure 5 The switching signal is synchronized with the incoming signal, resulting in full wave rectification of the incoming signal. Signals that are not at the switching frequency or odd harmonics of the switching frequency are not rectified.

I remember that when I was a kid, when I switched on dad's tube type car radio in the quiet of an early morning, I could hear a faint hum of a few hundred Hz from under the dashboard before sound started coming out of the speaker. It was the vibrator power supply, its oscillating electromechanical contacts performing the functions of power switch and synchronous demodulator. These days, synchronous demodulators based on FET switch, diode bridges and transconductance multipliers are used in everything from power supplies to Bluetooth receivers.

They all have the same basic function: to rectifying the incoming waveform by switching the waveform into a filter or integrator using a signal that is synchronized with the desired incoming signal. A communications application of a synchronous rectifier similar to the synchronous demodulator described here was discussed by Ed Nilsey [1] in his Above The Ground Plane Column in the October 2003 issue of Circuit Cellar. I've seen the terms "synchronous rectifier", "synchronous modulator" and "synchronous demodulator" tend to be used interchangeably to describe this type of circuit and its operation, with the usage seeming to depend on where and how the circuit is used.

In this project, I used an inverting amplifier and two sections of an CD4066 Quad Bilateral Switch (you can also use the 74HC4066) to make the synchronous demodulator. The block diagram of the demodulator is shown in figure 5. When the incoming waveform is positive, the incoming signal itself is connected to the circuit's output, and when the input signal swings negative, the inverted version of the input signal, which is positive, is

connected to the circuit's output, so the output signal is always positive. The output of the circuit drives an op-amp integrator.

Integrating and Measuring

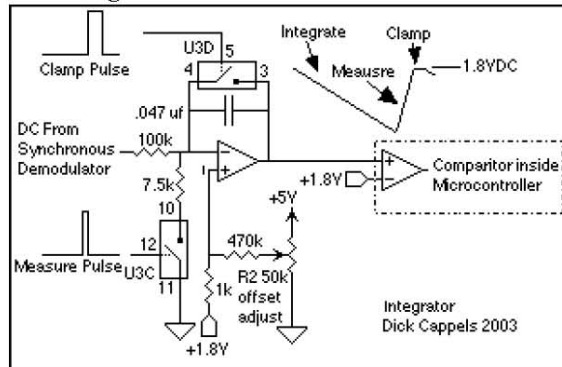


figure 6 The slope charging the integrator toward ground from the 1.8 volt reference is determined by the amplitude of the signal from the demodulator. The slope of the discharge back up to the 1.8 volt reference is constant.

The integrator shown in figure 6 is at the heart of the milliohmeter's operation. It is used to both integrate the signal from the detector to provide gain while reducing noise, and it is used to measure the level of the signal. The signal from the demodulator causes the charge in the .047 uF integration capacitor to build up, driving the output toward ground from its 1.8 volt reference. After the 999 cycle of the 1 kHz measure burst, the synchronous demodulator is turned off by stopping the switching pulses.

To read out the total charge in the integrator, FET switch U3C is turned on to discharge the integrator capacitor with a constant current of 1.8 volts/7.5k = 240 microamps, producing a linear positive-going ramp at 240 microamps/.047 uF = 5,100 volts per second on the output of the op-amp. While the output of the op-amp is ramping back toward the 1.8 volt reference, the microcontroller, an Atmel AT90S2313 sits in a loop incrementing a counter every 1.25 microseconds, until the comparator changes state, indicating that the ramp has reached the 1.8 volt reference. The A to D conversion sensitivity is 1.25 microseconds per count X 5100 volts per microsecond = 6.375 millivolts per count.

The gain of the integrator is equal to (0.999 seconds X peak input voltage/100k)/.047 microfarads = 212.5 volts out per volt in, or 46 db. The conversion factor for the entire process, integration and measurement, is 6.375 millivolts per count / 212.5 volts/volt = 30 microvolts peak per count. Since the signal is AC coupled and peak-to-peak = 2X peak, the sensitivity is 60 microvolts peak-to-peak input per count.

The input amplifier sees 23 microvolts peak-to-peak per count on its input (23 milliamps X 1 milliohm), so the input amplifier would need a gain of about 60 microvolts / 23 microvolts = 2.6X, but because the low frequency rolloff in the high pass filtering results in waveform distorting, the input amplifier needs a gain of about 4X. Thus, the preamp's

adjustable gain of 1:1 to 1:10.

When the integrator finishes ramping back to the 1.8 volt reference, FET switch U3C is turned off and FET switch U3D is switched on to short the integrator capacitor and clamp the op-amp's output to the 1.8 volt reference. If for some reason the circuit were to find itself with the op-amp output more positive than the 1.8 volt reference at the end of the integration period, the circuit would latch up. This reset pulse assures that the circuit would not be in that state for more than one cycle.

Milliohms to Digits

All the timing is performed with an Atmel AVR AT90S2313 microcontroller running at 4 Mhz. The presence of an analog comparator on the chip and fast program execution with low current requirements made this and similar ARV's ideal for this project. The on-chip UART, baud rate generator, interrupt timer, and EEPROM were also really nice to have. I believe this can be done with processors like the PIC, but I'm already familiar with AVR's and they well suited to this application.

The 1 kHz burst is generated by a 4 kHz interrupt that causes a 4 bit waveform image to be shifted out to the output pins 1/4 cycle at a time. I re-used code designed to produce quadrature signals for an earlier project. The firmware counts 999 cycles of the 1 kHz square waves to make a 999 millisecond burst.

It counts 999 1 kHz cycles per burst for the integration period, then allocates 250 microseconds for the measurement, using a timing loop of 1.25 microseconds long. The firmware allow a maximum of 190 counts (237.5 microseconds) so the measuring routine will fit within a 250 microsecond interrupt. After the measurement, it applies the clamp pulse for 750 microseconds before starting the next measurement cycles.

The firmware keeps track of odd and even measurement cycles. On odd measurement cycles, the test burst is not sent to the PNP transistor, though the demodulator operates and the integration and measurements take place. The measured value during the measurement cycle without the test burst, is very a very low count and is stored to be used as the measurement offset value.

On even measurement cycles, the burst is sent to the PNP transistor to put 5 volt peak-to-peak across the 220 ohm resistor and the resistance under test, while the resulting IR drop is integrated then measured. The measured offset value is subtracted from the measured resistance, then the value obtained with the input shorted is subtracted. The result is converted from binary to ASCII digits and sent via the on-chip UART to be displayed.

Since the maximum A/D count is 190 milliohms, the A/D dynamic range has to be shared by the zero input value, the A/D zero value, and the resistance under test. The A/D is adjusted with the 50k offset potentiometer in the integrator circuit, and I set it to about 10 counts so it can drift a little either way and not cause clipping of the measured signal. This is the offset that is automatically measured and removed in every pair of measurement cycles, so the drift of this parameter will not affect the displayed resistance unless the offset goes below zero ohms or causes the measurement to exceed the A/D converter's maximum count of 190.

The input zero value is the measurement taken by the A/D converter with the measurement leads connected to a low value resistor and the input zero button pressed. This value is stored in the on-chip EEPROM so it is retained when power is removed.

The output data display, illustrated in figure 7, is composed of two lines that can be displayed on an RS-232 ASCII terminal, or in my case, on a two line by 16 character LCD with RS-232 input.

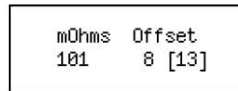


figure 7 The offsets are displayed to aid in zeroing the circuit.

The top line shows the labels for measured milliohms and the offsets. The lower line displays the resistance reading in milliohms, the A/D converter offset count, which is controlled by the offset pot and zeroed out one each pair of measurement cycles, and the input zero offset, in square brackets, which is stored in EEPROM.

Since it takes two measurement cycles to measure the offset then measure the resistance under test, and each measurement takes 1 second, I added an LED to indicate when an actual measurement is being taken. Its particularly useful while zeroing the input. Hold down the input shorting button, momentarily press the zero button, and wait for two full cycles of the LED before letting the input shorting button up.

I set this up so that the serial LCD gets its power and data from a single connector on the milliohmmeter board, and the whole thing runs on a single 9V battery. It can set in on the shelf most of the time, and its a snap to move to the bench and use whenever I need it. Its surprising how often I've used this little meter now that I have it. around.

[HOME](#)

Contents ©2003 Richard Cappels All Rights Reserved. <http://www.projects.cappels.org/>
Dick Cappels' web version first posted in January, 2003.

You can send email to me at [projects\(at\)cappels.org](mailto:projects(at)cappels.org). Replace "(at)" with "@" before mailing.

For commercial license, [click here](#).



Liability Disclaimer and intellectual property notice

(Summary: No warranties, use these pages at your own risk. You may use the information provided here for personal and educational purposes but you may not republish or use this information for any commercial purpose without explicit permission.) I neither express nor imply any warranty for the quality, fitness for any particular purpose or user, or freedom from patents or other restrictions on the rights of use of any software, firmware, hardware, design, service, information, or advice provided, mentioned, or made reference to in these pages. By utilizing or relying on software, firmware, hardware, design, service, information, or advice provided, mentioned, or made reference to in these pages, the user takes responsibility to assume all risk and associated with said activity and hold Richard Cappels harmless in the event of any loss or expense associated with said activity. The contents of this web site, unless otherwise noted, is copyrighted by Richard Cappels. Use of information presented on this site for personal, nonprofit educational and noncommercial use is encouraged, but unless explicitly stated with respect to particular material, the material itself may not be republished or used directly for commercial purposes. For the purposes of this notice, copying binary data resulting from program files, including assembly source code and object (hex) files into semiconductor memories for personal, nonprofit educational or other noncommercial use is not considered republishing. Entities desiring to use any material published in this pages for commercial purposes should contact the respective copyright holder(s).

NE5532, SA5532, SE5532, NE5532A, SE5532A

Internally Compensated Dual Low Noise Operational Amplifier

The 5532 is a dual high-performance low noise operational amplifier. Compared to most of the standard operational amplifiers, such as the 1458, it shows better noise performance, improved output drive capability and considerably higher small-signal and power bandwidths.

This makes the device especially suitable for application in high-quality and professional audio equipment, instrumentation and control circuits, and telephone channel amplifiers. The op amp is internally compensated for gains equal to one. If very low noise is of prime importance, it is recommended that the 5532A version be used because it has guaranteed noise voltage specifications.

Features

- Small-Signal Bandwidth: 10 MHz
- Output Drive Capability: $600 \Omega, 10 V_{RMS}$
- Input Noise Voltage: $5.0 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (Typical)
- DC Voltage Gain: 50000
- AC Voltage Gain: 2200 at 10 kHz
- Power Bandwidth: 140 kHz
- Slew Rate: $9.0 \text{ V}/\mu\text{s}$
- Large Supply Voltage Range: ± 3.0 to $\pm 20 \text{ V}$
- Compensated for Unity Gain



ON Semiconductor®

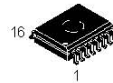
<http://onsemi.com>



SOIC-8
D SUFFIX
CASE 751



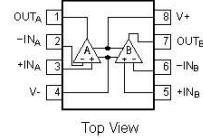
PDIP-8
N SUFFIX
CASE 626



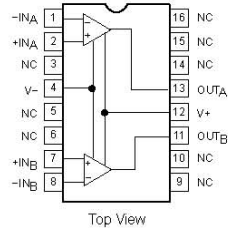
SOIC-16 WB
D SUFFIX
CASE 751G

PIN CONNECTIONS

N, D8 Packages



D Package*



*SOL and non-standard pinout.

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 6 of this data sheet.

DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 7 of this data sheet.

NE5532, SA5532, SE5532, NE5532A, SE5532A

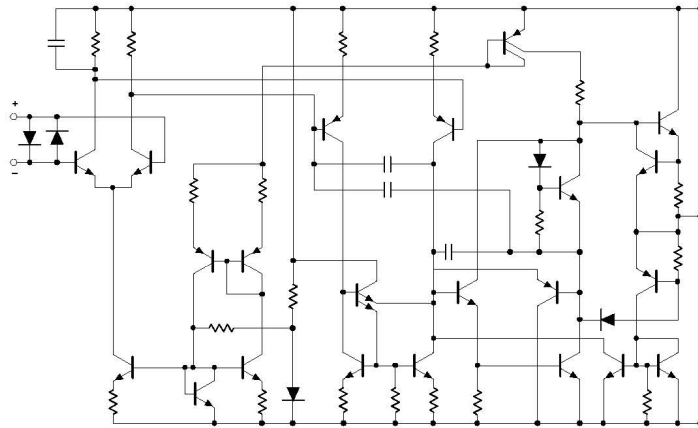


Figure 1. Equivalent Schematic (Each Amplifier)

MAXIMUM RATINGS

| Rating | Symbol | Value | Unit |
|---|-----------------|--------------------------------------|---------------|
| Supply Voltage | V_S | ± 22 | V |
| Input Voltage | V_{IN} | $\pm V_{SUPPLY}$ | V |
| Differential Input Voltage (Note 1) | V_{DIFF} | ± 0.5 | V |
| Operating Temperature Range NE5532/A SA5532 SE5532/A | T_{amb} | 0 to 70 -40 to +85 -55 to +125 | $^{\circ}C$ |
| Storage Temperature | T_{stg} | -65 to +150 | $^{\circ}C$ |
| Junction Temperature | T_J | 150 | $^{\circ}C$ |
| Maximum Power Dissipation, $T_{amb} = 25^{\circ}C$ (Still-Air) 8 D8 Package 8 N Package 16 D Package | P_D | 780 1200 1200 | mW |
| Thermal Resistance, Junction-to-Ambient 8 D8 Package 8 N Package 16 D Package | $R_{\theta JA}$ | 182 130 140 | $^{\circ}C/W$ |
| Lead Soldering Temperature (10 sec max) | T_{slid} | 230 | $^{\circ}C$ |

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

1. Diodes protect the inputs against overvoltage. Therefore, unless current-limiting resistors are used, large currents will flow if the differential input voltage exceeds 0.6 V. Maximum current should be limited to ± 10 mA.

NE5532, SA5532, SE5532, NE5532A, SE5532A

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$; $V_S = \pm 15\text{ V}$, unless otherwise noted.) (Notes 2, 3 and 4)

| Characteristic | Symbol | Test Conditions | SE5532/A | | | NE5532/A, SA5532 | | | Unit |
|------------------------------|--------------------------|---|----------|------------|------------|------------------|------------|------|--------------------------------|
| | | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| Offset Voltage | V_{OS} | - | - | 0.5 | 2.0 | - | 0.5 | 4.0 | mV |
| | - | Overtemperature | - | - | 3.0 | - | - | 5.0 | mV |
| | $\Delta V_{OS}/\Delta T$ | - | - | 5.0 | - | - | 5.0 | - | $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ |
| Offset Current | I_{OS} | - | - | - | 100 | - | 10 | 150 | nA |
| | - | Overtemperature | - | - | 200 | - | - | 200 | nA |
| | $\Delta I_{OS}/\Delta T$ | - | - | 200 | - | - | 200 | - | $\text{pA}/^{\circ}\text{C}$ |
| Input Current | I_B | - | - | 200 | 400 | - | 200 | 800 | nA |
| | - | Overtemperature | - | - | 700 | - | - | 1000 | nA |
| | $\Delta I_B/\Delta T$ | - | - | 5.0 | - | - | 5.0 | - | $\text{nA}/^{\circ}\text{C}$ |
| Supply Current | I_{CC} | - | - | 8.0 | 10.5 | - | 8.0 | 16 | mA |
| | - | Overtemperature | - | - | 13 | - | - | - | |
| Common-Mode Input Range | V_{CM} | - | ± 12 | ± 13 | - | ± 12 | ± 13 | - | V |
| Common-Mode Rejection Ratio | CMRR | - | 80 | 100 | - | 70 | 100 | - | dB |
| Power Supply Rejection Ratio | PSRR | - | - | 10 | 50 | - | 10 | 100 | $\mu\text{V}/\text{V}$ |
| Large-Signal Voltage Gain | A_{VOL} | $R_L \geq 2.0\text{ k}\Omega$; $V_O = \pm 10\text{ V}$ | 50 | 100 | - | 25 | 100 | - | V/mV |
| | | Overtemperature | 25 | - | - | 15 | - | - | |
| | | $R_L \geq 600\ \Omega$; $V_O = \pm 10\text{ V}$ | 40 | 50 | - | 15 | 50 | - | |
| | | Overtemperature | 20 | - | - | 10 | - | - | |
| Output Swing | V_{OUT} | $R_L \geq 600\ \Omega$ | ± 12 | ± 13 | - | ± 12 | ± 13 | - | V |
| | | Overtemperature | ± 10 | ± 12 | - | ± 10 | ± 12 | - | |
| | | $R_L \geq 600\ \Omega$; $V_S = \pm 18\text{ V}$ | ± 15 | ± 16 | - | ± 15 | ± 16 | - | |
| | | Overtemperature | ± 12 | ± 14 | - | ± 12 | ± 14 | - | |
| | | $R_L \geq 2.0\text{ k}\Omega$ | ± 13 | ± 13.5 | - | ± 13 | ± 13.5 | - | |
| Overtemperature | ± 12 | ± 12.5 | - | ± 10 | ± 12.5 | - | | | |
| Input Resistance | R_{IN} | - | 30 | 300 | - | 30 | 300 | - | $\text{k}\Omega$ |
| Output Short Circuit Current | I_{SC} | - | 10 | 38 | 60 | 10 | 38 | 60 | mA |

2. Diodes protect the inputs against overvoltage. Therefore, unless current-limiting resistors are used, large currents will flow if the differential input voltage exceeds 0.6 V. Maximum current should be limited to $\pm 10\text{ mA}$.
3. For operation at elevated temperature, derate packages based on the package thermal resistance.
4. Output may be shorted to ground at $V_S = \pm 15\text{ V}$, $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure dissipation rating is not exceeded.

NE5532, SA5532, SE5532, NE5532A, SE5532A

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$; $V_S = \pm 15\text{ V}$, unless otherwise noted.)

| Characteristic | Symbol | Test Conditions | NE/SE5532/A, SA5532 | | | Unit |
|------------------------|-----------|---|---------------------|-----|-----|------------------|
| | | | Min | Typ | Max | |
| Output Resistance | R_{OUT} | $A_V = 30\text{ dB}$ Closed-loop $f = 10\text{ kHz}$, $R_L = 600\ \Omega$ | – | 0.3 | – | Ω |
| Overshoot | – | Voltage-Follower $V_{IN} = 100\text{ mV}_{p-p}$ $C_L = 100\text{ pF}$; $R_L = 600\ \Omega$ | – | 10 | – | % |
| Gain | A_V | $f = 10\text{ kHz}$ | – | 2.2 | – | V/mV |
| Gain Bandwidth Product | GBW | $C_L = 100\text{ pF}$; $R_L = 600\ \Omega$ | – | 10 | – | MHz |
| Slew Rate | SR | – | – | 9.0 | – | V/ μs |
| Power Bandwidth | – | $V_{OUT} = \pm 10\text{ V}$ $V_{OUT} = \pm 14\text{ V}$; $R_L = 600\ \Omega$ $V_{CC} = \pm 18\text{ V}$ | – | 140 | – | kHz |

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$; $V_S = \pm 15\text{ V}$, unless otherwise noted.)

| Characteristic | Symbol | Test Conditions | NE/SE5532 | | | NE/SA/SE5532A | | | Unit |
|---------------------|-------------|---|-----------|-----|-----|---------------|-----|-----|------------------------|
| | | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| Input Noise Voltage | V_{NOISE} | $f_O = 30\text{ Hz}$ $f_O = 1.0\text{ kHz}$ | – | 8.0 | – | – | 8.0 | 12 | nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ |
| Input Noise Current | I_{NOISE} | $f_O = 30\text{ Hz}$ $f_O = 1.0\text{ kHz}$ | – | 2.7 | – | – | 2.7 | – | pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ |
| Channel Separation | – | $f = 1.0\text{ kHz}$; $R_S = 5.0\text{ k}\Omega$ | – | 110 | – | – | 110 | – | dB |

NE5532, SA5532, SE5532, NE5532A, SE5532A

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

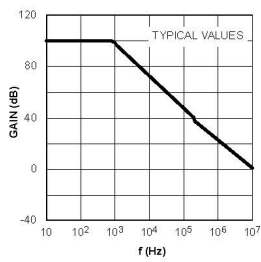


Figure 2. Open-Loop Frequency Response

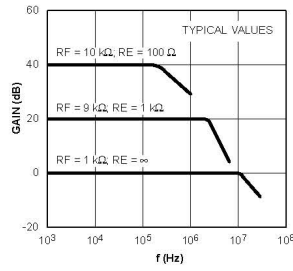


Figure 3. Closed-Loop Frequency Response

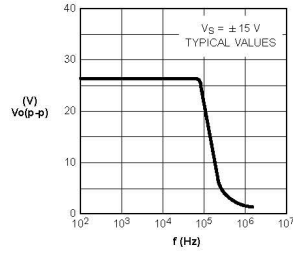


Figure 4. Large-Signal Frequency Response

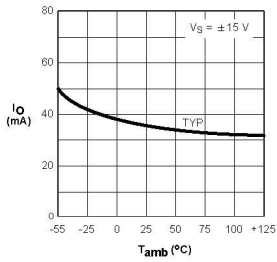


Figure 5. Output Short-Circuit Current

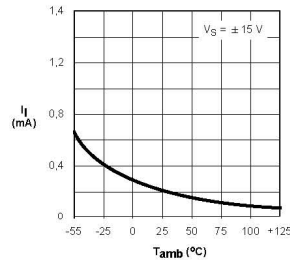


Figure 6. Input Bias Current

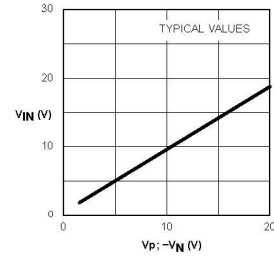


Figure 7. Input Common-Mode Voltage Range

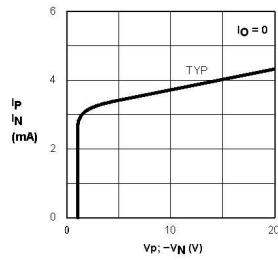


Figure 8. Supply Current

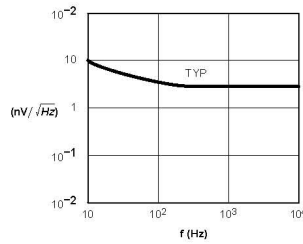
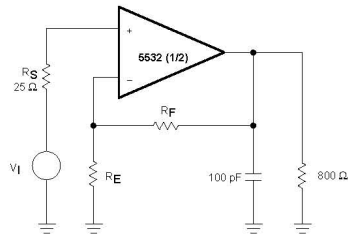
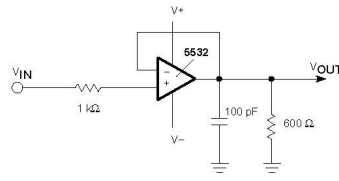


Figure 9. Input Noise Voltage Density

NE5532, SA5532, SE5532, NE5532A, SE5532A



Closed-Loop Frequency Response



Voltage-Follower

Figure 10. Test Circuits

ORDERING INFORMATION

| Device | Description | Temperature Range | Shipping† |
|-------------|--|-------------------|------------------|
| NE5532AD8 | 8-Pin Small Outline Package | 0 to 70°C | 98 Units/Rail |
| NE5532AD8R2 | 8-Pin Small Outline Package | 0 to 70°C | 2500 Tape & Reel |
| NE5532AN | 8-Pin Plastic Dual In-Line Package | 0 to 70°C | 50 Units/Rail |
| NE5532D | 16-Pin Plastic Small Outline Large (SOL) Package | 0 to 70°C | 47 Units/Rail |
| NE5532DR2 | 16-Pin Plastic Small Outline Large (SOL) Package | 0 to 70°C | 1000 Tape & Reel |
| NE5532D8 | 8-Pin Small Outline Package | 0 to 70°C | 98 Units/Rail |
| NE5532D8R2 | 8-Pin Small Outline Package | 0 to 70°C | 2500 Tape & Reel |
| NE5532N | 8-Pin Plastic Dual In-Line Package | 0 to 70°C | 50 Units/Rail |
| SA5532N | 8-Pin Plastic Dual In-Line Package | -40 to +85°C | 50 Units/Rail |
| SE5532AD8 | 8-Pin Small Outline Package | -55 to +125°C | 98 Units/Rail |
| SE5532AD8R2 | 8-Pin Small Outline Package | -55 to +125°C | 2500 Tape & Reel |
| SE5532N | 16-Pin Plastic Dual In-Line Package | -55 to +125°C | 50 Units/Rail |

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

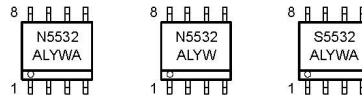
<http://onsemi.com>

6

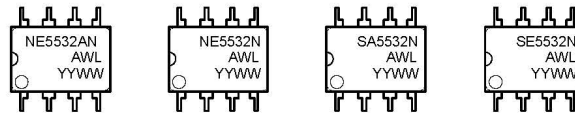
NE5532, SA5532, SE5532, NE5532A, SE5532A

MARKING DIAGRAMS

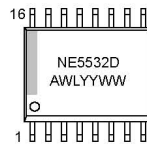
SOIC-8
D SUFFIX
CASE 751



PDIP-8
N SUFFIX
CASE 626



SOIC-16 WB
D SUFFIX
CASE 751G



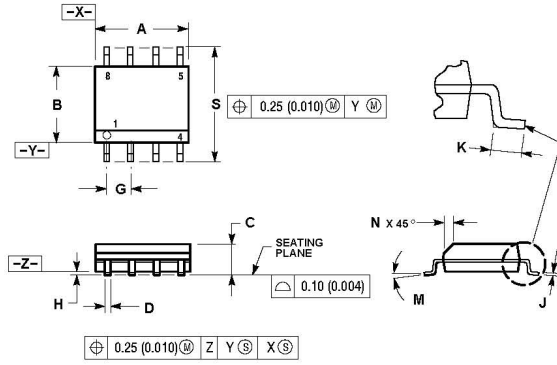
A = Assembly Location
WL, L = Wafer Lot
YY, Y = Year
WW, W = Work Week

<http://onsemi.com>

NE5532, SA5532, SE5532, NE5532A, SE5532A

PACKAGE DIMENSIONS

SOIC-8
D SUFFIX
CASE 751-07
ISSUE AB



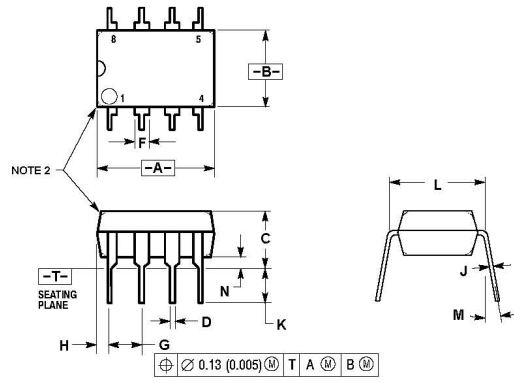
- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSION A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
 5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
 6. 751-01 THRU 751-06 ARE OBSOLETE. NEW STANDARD IS 751-07.

| DIM | MILLIMETERS | | INCHES | |
|-----|-------------|------------|------------|------------|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 4.80 | 5.00 | 0.189 | 0.197 |
| B | 3.80 | 4.00 | 0.150 | 0.157 |
| C | 1.35 | 1.75 | 0.053 | 0.069 |
| D | 0.33 | 0.51 | 0.013 | 0.020 |
| G | 1.27 BSC. | | 0.050 BSC | |
| H | 0.10 | 0.25 | 0.004 | 0.010 |
| J | 0.19 | 0.25 | 0.007 | 0.010 |
| K | 0.40 | 1.27 | 0.016 | 0.050 |
| M | 0 $^\circ$ | 8 $^\circ$ | 0 $^\circ$ | 8 $^\circ$ |
| N | 0.25 | 0.50 | 0.010 | 0.020 |
| S | 5.80 | 6.20 | 0.228 | 0.244 |

NE5532, SA5532, SE5532, NE5532A, SE5532A

PACKAGE DIMENSIONS

PDIP-8
N SUFFIX
CASE 626-05
ISSUE L



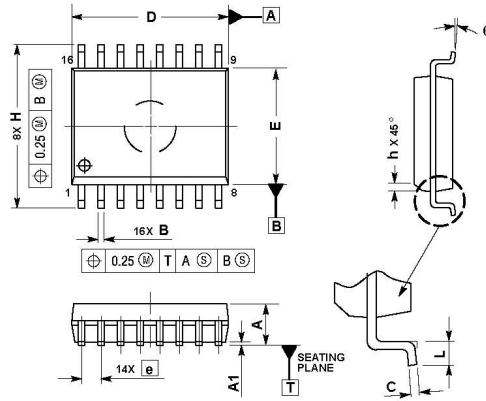
- NOTES:
1. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.
 2. PACKAGE CONTOUR OPTIONAL (ROUND OR SQUARE CORNERS).
 3. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.

| DIM | MILLIMETERS | | INCHES | |
|-----|-------------|-------|-----------|-------|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 9.40 | 10.16 | 0.370 | 0.400 |
| B | 6.10 | 6.60 | 0.240 | 0.260 |
| C | 3.94 | 4.45 | 0.155 | 0.175 |
| D | 0.38 | 0.51 | 0.015 | 0.020 |
| F | 1.02 | 1.78 | 0.040 | 0.070 |
| G | 2.54 BSC | | 0.100 BSC | |
| H | 0.76 | 1.27 | 0.030 | 0.050 |
| J | 0.20 | 0.30 | 0.008 | 0.012 |
| K | 2.92 | 3.43 | 0.115 | 0.135 |
| L | 7.62 BSC | | 0.300 BSC | |
| M | --- | 10° | --- | 10° |
| N | 0.76 | 1.01 | 0.030 | 0.040 |

NE5532, SA5532, SE5532, NE5532A, SE5532A

PACKAGE DIMENSIONS

SOIC-16 WB
D SUFFIX
CASE 751G-03
ISSUE C



- NOTES:
1. DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
 2. INTERPRET DIMENSIONS AND TOLERANCES PER ASME Y14.5M, 1994.
 3. DIMENSIONS D AND E DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 PER SIDE.
 5. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.13 TOTAL IN EXCESS OF THE B DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

| MILLIMETERS | | |
|-------------|----------|-------|
| DIM | MIN | MAX |
| A | 2.35 | 2.65 |
| A1 | 0.10 | 0.25 |
| B | 0.35 | 0.49 |
| C | 0.23 | 0.32 |
| D | 10.15 | 10.45 |
| E | 7.40 | 7.60 |
| e | 1.27 BSC | |
| H | 10.05 | 10.55 |
| h | 0.25 | 0.75 |
| L | 0.50 | 0.90 |
| q | 0° | 7° |

ON Semiconductor and are registered trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 61312, Phoenix, Arizona 85062-1312 USA
Phone: 480-829-7710 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 480-829-7709 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free
USA/Canada
Japan: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
2-9-1 Kamimeguro, Meguro-ku, Tokyo, Japan 153-0051
Phone: 81-3-6713-3850

ON Semiconductor Website: <http://www.onsemi.com>

Order Literature: <http://www.onsemi.com/litorder>

For additional information, please contact your local Sales Representative.

NE5532/D

LM124/LM224/LM324/LM2902 Low Power Quad Operational Amplifiers

General Description

The LM124 series consists of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, DC gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM124 series can be directly operated off of the standard +5V power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional $\pm 15V$ power supplies.

Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage
- The unity gain cross frequency is temperature compensated
- The input bias current is also temperature compensated

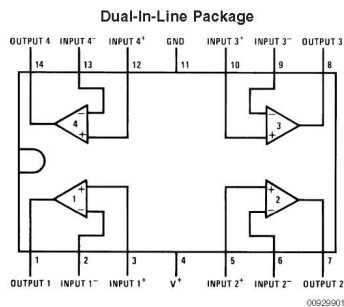
Advantages

- Eliminates need for dual supplies
- Four internally compensated op amps in a single package
- Allows directly sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

Features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large DC voltage gain 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range:
Single supply 3V to 32V
or dual supplies $\pm 1.5V$ to $\pm 16V$
- Very low supply current drain (700 μA)—essentially independent of supply voltage
- Low input biasing current 45 nA (temperature compensated)
- Low input offset voltage 2 mV and offset current: 5 nA
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing 0V to $V^+ - 1.5V$

Connection Diagrams



Top View

Order Number LM124J, LM124AJ, LM124J/883 (Note 2), LM124AJ/883 (Note 1), LM224J, LM224AJ, LM324J, LM324M, LM324MX, LM324AM, LM324AMX, LM2902M, LM2902MX, LM324N, LM324AN, LM324MT, LM324MTX or LM2902N LM124AJRQML and LM124AJRQMLV (Note 3)
See NS Package Number J14A, M14A or N14A

Application Hints (Continued)

The bias network of the LM124 establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from $3 V_{DC}$ to $30 V_{DC}$.

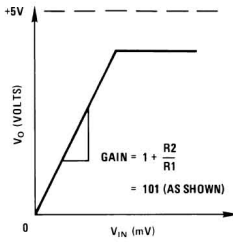
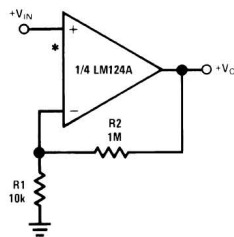
Output short circuits either to ground or to the positive power supply should be of short time duration. Units can be destroyed, not as a result of the short circuit current causing metal fusing, but rather due to the large increase in IC chip dissipation which will cause eventual failure due to excessive junction temperatures. Putting direct short-circuits on more than one amplifier at a time will increase the total IC power dissipation to destructive levels, if not properly protected with external dissipation limiting resistors in series with the output leads of the amplifiers. The larger value of

output source current which is available at 25°C provides a larger output current capability at elevated temperatures (see typical performance characteristics) than a standard IC op amp.

The circuits presented in the section on typical applications emphasize operation on only a single power supply voltage. If complementary power supplies are available, all of the standard op amp circuits can be used. In general, introducing a pseudo-ground (a bias voltage reference of $V^+/2$) will allow operation above and below this value in single power supply systems. Many application circuits are shown which take advantage of the wide input common-mode voltage range which includes ground. In most cases, input biasing is not required and input voltages which range to ground can easily be accommodated.

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$)

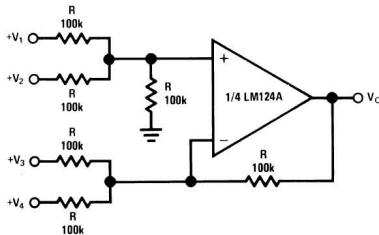
Non-Inverting DC Gain (0V Input = 0V Output)



*R1 not needed due to temperature independent I_{IN}

00929905

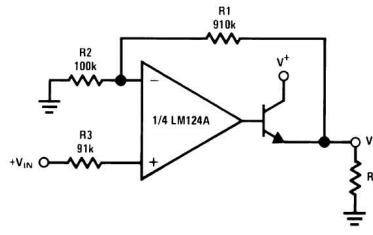
DC Summing Amplifier ($V_{IN'S} \geq 0 V_{DC}$ and $V_O \geq V_{DC}$)



Where: $V_O = V_1 + V_2 - V_3 - V_4$
 $(V_1 + V_2) \geq (V_3 + V_4)$ to keep $V_O > 0 V_{DC}$

00929906

Power Amplifier

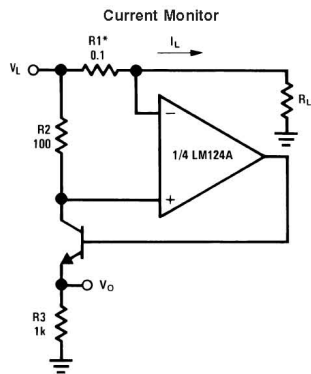


$V_O = 0 V_{DC}$ for $V_{IN} = 0 V_{DC}$
 $A_V = 10$

00929907

Typical Single-Supply Applications

($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)

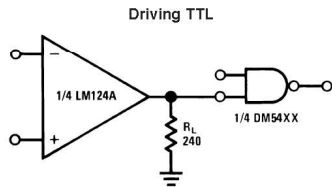


00929912

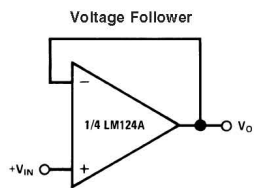
$$V_O = \frac{1V(I_L)}{1A}$$

$$V_L \leq V^+ - 2V$$

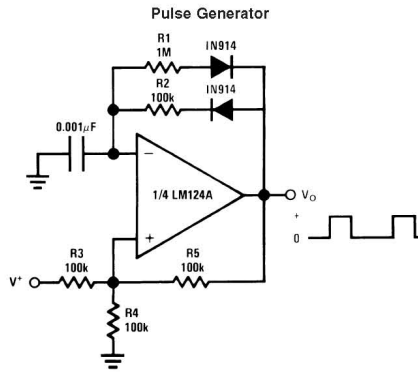
*(Increase R1 for I_L small)



00929913

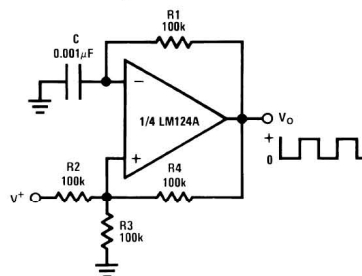


00929914



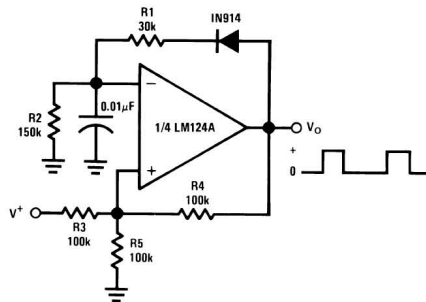
00929915

Squarewave Oscillator



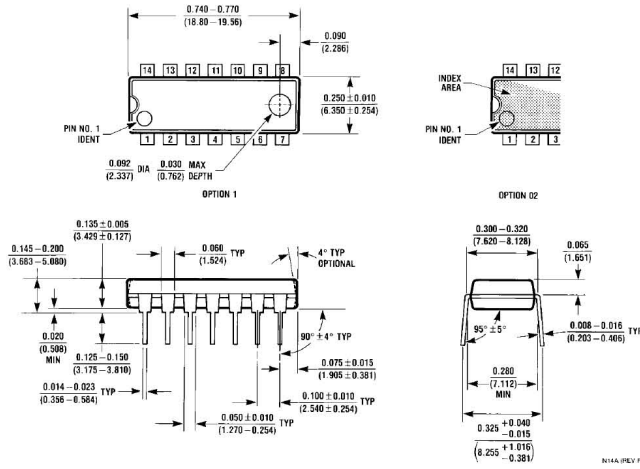
00929916

Pulse Generator

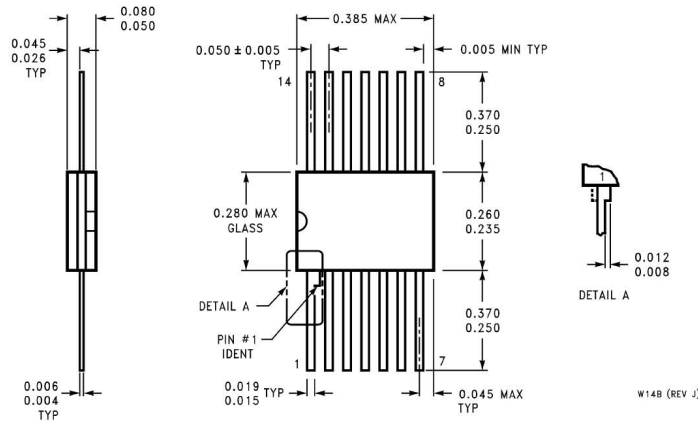


00929917

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)

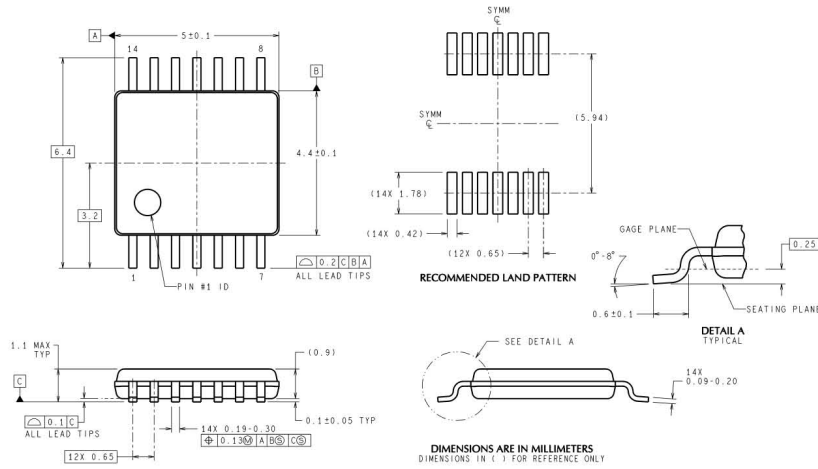


Molded Dual-In-Line Package (N)
 Order Number LM324N, LM324AN or LM2902N
 NS Package Number N14A



Ceramic Flatpak Package
 Order Number JL124ABDA, JL124ABZA, JL124ASDA, JL124BDA, JL124BZA,
 JL124SDA, LM124AW/883, LM124AWG/883, LM124W/883 or LM124WG/883
 NS Package Number W14B

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



MTC14 (Rev D)

14-Pin TSSOP
Order Number LM324MT or LM324MTX
NS Package Number MTC14

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

BANNED SUBSTANCE COMPLIANCE

National Semiconductor certifies that the products and packing materials meet the provisions of the Customer Products Stewardship Specification (CSP-9-111C2) and the Banned Substances and Materials of Interest Specification (CSP-9-111S2) and contain no "Banned Substances" as defined in CSP-9-111S2.

National Semiconductor
Americas Customer Support Center
 Email: new.feedback@nsc.com
 Tel: 1-800-272-9959
www.national.com

National Semiconductor
Europe Customer Support Center
 Fax: +49 (0) 180-530 85 86
 Email: europe.support@nsc.com
 Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
 English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
 Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor
Asia Pacific Customer Support Center
 Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor
Japan Customer Support Center
 Fax: 81-3-5639-7507
 Email: jp.feedback@nsc.com
 Tel: 81-3-5639-7560

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

Features

- High-performance, Low-power AVR[®] 8-bit Microcontroller
- Advanced RISC Architecture
 - 131 Powerful Instructions – Most Single-clock Cycle Execution
 - 32 x 8 General Purpose Working Registers
 - Fully Static Operation
 - Up to 16 MIPS Throughput at 16 MHz
 - On-chip 2-cycle Multiplier
- Nonvolatile Program and Data Memories
 - 16K Bytes of In-System Self-Programmable Flash
 - Endurance: 10,000 Write/Erase Cycles
 - Optional Boot Code Section with Independent Lock Bits
 - In-System Programming by On-chip Boot Program
 - True Read-While-Write Operation
 - 512 Bytes EEPROM
 - Endurance: 100,000 Write/Erase Cycles
 - 1K Byte Internal SRAM
 - Programming Lock for Software Security
- JTAG (IEEE std. 1149.1 Compliant) Interface
 - Boundary-scan Capabilities According to the JTAG Standard
 - Extensive On-chip Debug Support
 - Programming of Flash, EEPROM, Fuses, and Lock Bits through the JTAG Interface
- Peripheral Features
 - Two 8-bit Timer/Counters with Separate Prescalers and Compare Modes
 - One 16-bit Timer/Counter with Separate Prescaler, Compare Mode, and Capture Mode
 - Real Time Counter with Separate Oscillator
 - Four PWM Channels
 - 8-channel, 10-bit ADC
 - 8 Single-ended Channels
 - 7 Differential Channels in TQFP Package Only
 - 2 Differential Channels with Programmable Gain at 1x, 10x, or 200x
 - Byte-oriented Two-wire Serial Interface
 - Programmable Serial USART
 - Master/Slave SPI Serial Interface
 - Programmable Watchdog Timer with Separate On-chip Oscillator
 - On-chip Analog Comparator
- Special Microcontroller Features
 - Power-on Reset and Programmable Brown-out Detection
 - Internal Calibrated RC Oscillator
 - External and Internal Interrupt Sources
 - Six Sleep Modes: Idle, ADC Noise Reduction, Power-save, Power-down, Standby and Extended Standby
- I/O and Packages
 - 32 Programmable I/O Lines
 - 40-pin PDIP, 44-lead TQFP, and 44-pad MLF
- Operating Voltages
 - 2.7 - 5.5V for ATmega16L
 - 4.5 - 5.5V for ATmega16
- Speed Grades
 - 0 - 8 MHz for ATmega16L
 - 0 - 16 MHz for ATmega16



**8-bit AVR[®]
Microcontroller
with 16K Bytes
In-System
Programmable
Flash**

**ATmega16
ATmega16L**

Preliminary

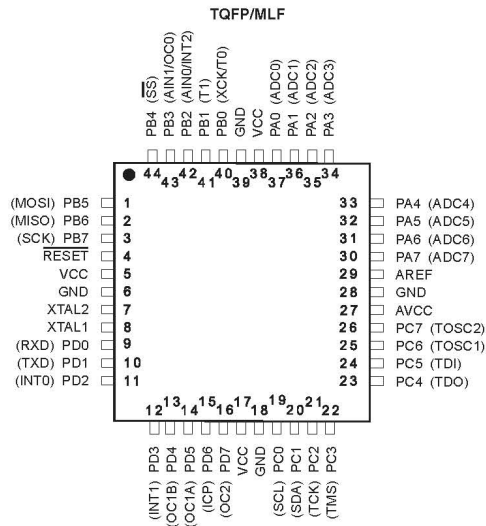
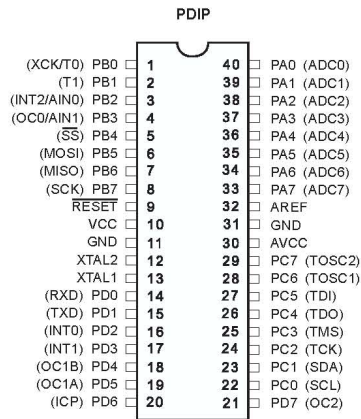
Rev. 2466E-AVR-10/02





Pin Configurations

Figure 1. Pinouts ATmega16



Disclaimer

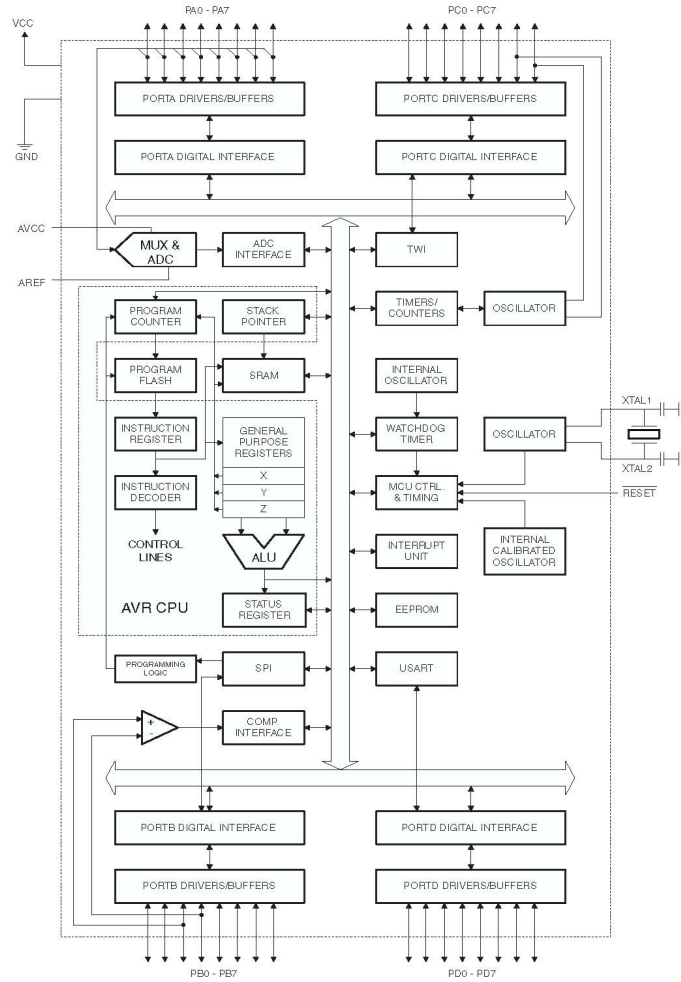
Typical values contained in this data sheet are based on simulations and characterization of other AVR microcontrollers manufactured on the same process technology. Min and Max values will be available after the device is characterized.

Overview

The ATmega16 is a low-power CMOS 8-bit microcontroller based on the AVR enhanced RISC architecture. By executing powerful instructions in a single clock cycle, the ATmega16 achieves throughputs approaching 1 MIPS per MHz allowing the system designer to optimize power consumption versus processing speed.

Block Diagram

Figure 2. Block Diagram





The AVR core combines a rich instruction set with 32 general purpose working registers. All the 32 registers are directly connected to the Arithmetic Logic Unit (ALU), allowing two independent registers to be accessed in one single instruction executed in one clock cycle. The resulting architecture is more code efficient while achieving throughputs up to ten times faster than conventional CISC microcontrollers.

The ATmega16 provides the following features: 16K bytes of In-System Programmable Flash Program memory with Read-While-Write capabilities, 512 bytes EEPROM, 1K byte SRAM, 32 general purpose I/O lines, 32 general purpose working registers, a JTAG interface for Boundary-scan, On-chip Debugging support and programming, three flexible Timer/Counters with compare modes, Internal and External Interrupts, a serial programmable USART, a byte oriented Two-wire Serial Interface, an 8-channel, 10-bit ADC with optional differential input stage with programmable gain (TQFP package only), a programmable Watchdog Timer with Internal Oscillator, an SPI serial port, and six software selectable power saving modes. The Idle mode stops the CPU while allowing the USART, Two-wire interface, A/D Converter, SRAM, Timer/Counters, SPI port, and interrupt system to continue functioning. The Power-down mode saves the register contents but freezes the Oscillator, disabling all other chip functions until the next External Interrupt or Hardware Reset. In Power-save mode, the Asynchronous Timer continues to run, allowing the user to maintain a timer base while the rest of the device is sleeping. The ADC Noise Reduction mode stops the CPU and all I/O modules except Asynchronous Timer and ADC, to minimize switching noise during ADC conversions. In Standby mode, the crystal/resonator Oscillator is running while the rest of the device is sleeping. This allows very fast start-up combined with low-power consumption. In Extended Standby mode, both the main Oscillator and the Asynchronous Timer continue to run.

The device is manufactured using Atmel's high density nonvolatile memory technology. The On-chip ISP Flash allows the program memory to be reprogrammed in-system through an SPI serial interface, by a conventional nonvolatile memory programmer, or by an On-chip Boot program running on the AVR core. The boot program can use any interface to download the application program in the Application Flash memory. Software in the Boot Flash section will continue to run while the Application Flash section is updated, providing true Read-While-Write operation. By combining an 8-bit RISC CPU with In-System Self-Programmable Flash on a monolithic chip, the Atmel ATmega16 is a powerful microcontroller that provides a highly-flexible and cost-effective solution to many embedded control applications.

The ATmega16 AVR is supported with a full suite of program and system development tools including: C compilers, macro assemblers, program debugger/simulators, in-circuit emulators, and evaluation kits.

Pin Descriptions

| | |
|--------------------------|--|
| VCC | Digital supply voltage. |
| GND | Ground. |
| Port A (PA7..PA0) | Port A serves as the analog inputs to the A/D Converter. Port A also serves as an 8-bit bi-directional I/O port, if the A/D Converter is not used. Port pins can provide internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port A output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. When pins PA0 to PA7 are used as inputs and are externally pulled low, they will source current if the internal pull-up resistors are activated. The Port A pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running. |

| | |
|----------------------------|---|
| Port B (PB7..PB0) | <p>Port B is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port B output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port B pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port B pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.</p> <p>Port B also serves the functions of various special features of the ATmega16 as listed on page 55.</p> |
| Port C (PC7..PC0) | <p>Port C is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port C output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port C pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port C pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running. If the JTAG interface is enabled, the pull-up resistors on pins PC5(TDI), PC3(TMS) and PC2(TCK) will be activated even if a reset occurs.</p> <p>Port C also serves the functions of the JTAG interface and other special features of the ATmega16 as listed on page 58.</p> |
| Port D (PD7..PD0) | <p>Port D is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port D output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port D pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port D pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.</p> <p>Port D also serves the functions of various special features of the ATmega16 as listed on page 60.</p> |
| RESET | <p>Reset Input. A low level on this pin for longer than the minimum pulse length will generate a reset, even if the clock is not running. The minimum pulse length is given in Table 15 on page 35. Shorter pulses are not guaranteed to generate a reset.</p> |
| XTAL1 | <p>Input to the inverting Oscillator amplifier and input to the internal clock operating circuit.</p> |
| XTAL2 | <p>Output from the inverting Oscillator amplifier.</p> |
| AVCC | <p>AVCC is the supply voltage pin for Port A and the A/D Converter. It should be externally connected to V_{CC}, even if the ADC is not used. If the ADC is used, it should be connected to V_{CC} through a low-pass filter.</p> |
| AREF | <p>AREF is the analog reference pin for the A/D Converter.</p> |
| About Code Examples | <p>This documentation contains simple code examples that briefly show how to use various parts of the device. These code examples assume that the part specific header file is included before compilation. Be aware that not all C Compiler vendors include bit definitions in the header files and interrupt handling in C is compiler dependent. Please confirm with the C Compiler documentation for more details.</p> |



16-bit Timer/Counter Register Description

Timer/Counter1 Control Register A – TCCR1A

| Bit | 7 | 6 | 5 | 4 | 3 | 2 | 1 | 0 | TCCR1A |
|---------------|--------|--------|--------|--------|-------|-------|-------|-------|--------|
| | COM1A1 | COM1A0 | COM1B1 | COM1B0 | FOC1A | FOC1B | WGM11 | WGM10 | |
| Read/Write | R/W | R/W | R/W | R/W | W | W | R/W | R/W | |
| Initial Value | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | |

- **Bit 7:6 – COM1A1:0: Compare Output Mode for Channel A**

- **Bit 5:4 – COM1B1:0: Compare Output Mode for Channel B**

The COM1A1:0 and COM1B1:0 control the Output Compare pins (OC1A and OC1B respectively) behavior. If one or both of the COM1A1:0 bits are written to one, the OC1A output overrides the normal port functionality of the I/O pin it is connected to. If one or both of the COM1B1:0 bit are written to one, the OC1B output overrides the normal port functionality of the I/O pin it is connected to. However, note that the *Data Direction Register* (DDR) bit corresponding to the OC1A or OC1B pin must be set in order to enable the output driver.

When the OC1A or OC1B is connected to the pin, the function of the COM1x1:0 bits is dependent of the WGM13:0 bits setting. Table 44 shows the COM1x1:0 bit functionality when the WGM13:0 bits are set to a normal or a CTC mode (non-PWM).

Table 44. Compare Output Mode, non-PWM

| COM1A1/COM1B1 | COM1A0/COM1B0 | Description |
|---------------|---------------|--|
| 0 | 0 | Normal port operation, OC1A/OC1B disconnected. |
| 0 | 1 | Toggle OC1A/OC1B on compare match |
| 1 | 0 | Clear OC1A/OC1B on compare match (Set output to low level) |
| 1 | 1 | Set OC1A/OC1B on compare match (Set output to high level) |

Table 45 shows the COM1x1:0 bit functionality when the WGM13:0 bits are set to the fast PWM mode.

Table 45. Compare Output Mode, Fast PWM⁽¹⁾

| COM1A1/COM1B1 | COM1A0/COM1B0 | Description |
|---------------|---------------|--|
| 0 | 0 | Normal port operation, OC1A/OC1B disconnected. |
| 0 | 1 | WGM13:0 = 15: Toggle OC1A on Compare Match, OC1B disconnected (normal port operation). For all other WGM13:0 settings, normal port operation, OCnA/OCnB disconnected. |
| 1 | 0 | Clear OC1A/OC1B on compare match, set OC1A/OC1B at TOP |
| 1 | 1 | Set OC1A/OC1B on compare match, clear OC1A/OC1B at TOP |

Note: 1. A special case occurs when OCR1A/OCR1B equals TOP and COM1A1/COM1B1 is set. In this case the compare match is ignored, but the set or clear is done at TOP. See "Fast PWM Mode" on page 96, for more details.

Table 46 shows the COM1x1:0 bit functionality when the WGM13:0 bits are set to the phase correct or the phase and frequency correct, PWM mode.

Table 46. Compare Output Mode, Phase Correct and Phase and Frequency Correct PWM⁽¹⁾

| COM1A1/COM1B1 | COM1A0/COM1B0 | Description |
|---------------|---------------|---|
| 0 | 0 | Normal port operation, OC1A/OC1B disconnected. |
| 0 | 1 | WGM13:0 = 9 or 14: Toggle OCnA on Compare Match, OCnB disconnected (normal port operation). For all other WGM13:0 settings, normal port operation, OC1A/OC1B disconnected. |
| 1 | 0 | Clear OC1A/OC1B on compare match when up-counting. Set OC1A/OC1B on compare match when downcounting. |
| 1 | 1 | Set OC1A/OC1B on compare match when up-counting. Clear OC1A/OC1B on compare match when downcounting. |

Note: 1. A special case occurs when OCR1A/OCR1B equals TOP and COM1A1/COM1B1 is set. See "Phase Correct PWM Mode" on page 98, for more details.

- **Bit 3 – FOC1A: Force Output Compare for Channel A**
- **Bit 2 – FOC1B: Force Output Compare for Channel B**

The FOC1A/FOC1B bits are only active when the WGM13:0 bits specifies a non-PWM mode. However, for ensuring compatibility with future devices, these bits must be set to zero when TCCR1A is written when operating in a PWM mode. When writing a logical one to the FOC1A/FOC1B bit, an immediate compare match is forced on the Waveform Generation unit. The OC1A/OC1B output is changed according to its COM1x1:0 bits setting. Note that the FOC1A/FOC1B bits are implemented as strobes. Therefore it is the value present in the COM1x1:0 bits that determine the effect of the forced compare.



A FOC1A/FOC1B strobe will not generate any interrupt nor will it clear the timer in Clear Timer on Compare match (CTC) mode using OCR1A as TOP.

The FOC1A/FOC1B bits are always read as zero.

• **Bit 1:0 – WGM11:0: Waveform Generation Mode**

Combined with the WGM13:2 bits found in the TCCR1B Register, these bits control the counting sequence of the counter, the source for maximum (TOP) counter value, and what type of waveform generation to be used, see Table 47. Modes of operation supported by the Timer/Counter unit are: Normal mode (counter), Clear Timer on Compare match (CTC) mode, and three types of Pulse Width Modulation (PWM) modes. (See “Modes of Operation” on page 94.)

Table 47. Waveform Generation Mode Bit Description⁽¹⁾

| Mode | WGM13 | WGM12 (CTC1) | WGM11 (PWM11) | WGM10 (PWM10) | Timer/Counter Mode of Operation | TOP | Update of OCR1X | TOV1 Flag Set on |
|------|-------|--------------|---------------|---------------|----------------------------------|--------|-----------------|------------------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | Normal | 0xFFFF | Immediate | MAX |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | PWM, Phase Correct, 8-bit | 0x00FF | TOP | BOTTOM |
| 2 | 0 | 0 | 1 | 0 | PWM, Phase Correct, 9-bit | 0x01FF | TOP | BOTTOM |
| 3 | 0 | 0 | 1 | 1 | PWM, Phase Correct, 10-bit | 0x03FF | TOP | BOTTOM |
| 4 | 0 | 1 | 0 | 0 | CTC | OCR1A | Immediate | MAX |
| 5 | 0 | 1 | 0 | 1 | Fast PWM, 8-bit | 0x00FF | TOP | TOP |
| 6 | 0 | 1 | 1 | 0 | Fast PWM, 9-bit | 0x01FF | TOP | TOP |
| 7 | 0 | 1 | 1 | 1 | Fast PWM, 10-bit | 0x03FF | TOP | TOP |
| 8 | 1 | 0 | 0 | 0 | PWM, Phase and Frequency Correct | ICR1 | BOTTOM | BOTTOM |
| 9 | 1 | 0 | 0 | 1 | PWM, Phase and Frequency Correct | OCR1A | BOTTOM | BOTTOM |
| 10 | 1 | 0 | 1 | 0 | PWM, Phase Correct | ICR1 | TOP | BOTTOM |
| 11 | 1 | 0 | 1 | 1 | PWM, Phase Correct | OCR1A | TOP | BOTTOM |
| 12 | 1 | 1 | 0 | 0 | CTC | ICR1 | Immediate | MAX |
| 13 | 1 | 1 | 0 | 1 | Reserved | – | – | – |
| 14 | 1 | 1 | 1 | 0 | Fast PWM | ICR1 | TOP | TOP |
| 15 | 1 | 1 | 1 | 1 | Fast PWM | OCR1A | TOP | TOP |

Note: 1. The CTC1 and PWM11:0 bit definition names are obsolete. Use the WGM12:0 definitions. However, the functionality and location of these bits are compatible with previous versions of the timer.

Timer/Counter1 Control Register B – TCCR1B

| | | | | | | | | | |
|---------------|-------|-------|---|-------|-------|------|------|------|--------|
| Bit | 7 | 6 | 5 | 4 | 3 | 2 | 1 | 0 | |
| | ICNC1 | ICES1 | – | WGM13 | WGM12 | CS12 | CS11 | CS10 | TCCR1B |
| Read/Write | R/W | R/W | R | R/W | R/W | R/W | R/W | R/W | |
| Initial Value | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | |

• **Bit 7 – ICNC1: Input Capture Noise Canceler**

Setting this bit (to one) activates the Input Capture Noise Canceler. When the Noise Canceler is activated, the input from the Input Capture Pin (ICP1) is filtered. The filter function requires four successive equal valued samples of the ICP1 pin for changing its output. The input capture is therefore delayed by four Oscillator cycles when the Noise Canceler is enabled.

• **Bit 6 – ICES1: Input Capture Edge Select**

This bit selects which edge on the Input Capture Pin (ICP1) that is used to trigger a capture event. When the ICES1 bit is written to zero, a falling (negative) edge is used as trigger, and when the ICES1 bit is written to one, a rising (positive) edge will trigger the capture.

When a capture is triggered according to the ICES1 setting, the counter value is copied into the Input Capture Register (ICR1). The event will also set the Input Capture Flag (ICF1), and this can be used to cause an Input Capture Interrupt, if this interrupt is enabled.

When the ICR1 is used as TOP value (see description of the WGM13:0 bits located in the TCCR1A and the TCCR1B Register), the ICP1 is disconnected and consequently the input capture function is disabled.

• **Bit 5 – Reserved Bit**

This bit is reserved for future use. For ensuring compatibility with future devices, this bit must be written to zero when TCCR1B is written.

• **Bit 4:3 – WGM13:2: Waveform Generation Mode**

See TCCR1A Register description.

• **Bit 2:0 – CS12:0: Clock Select**

The three Clock Select bits select the clock source to be used by the Timer/Counter, see Figure 49 and Figure 50.

Table 48. Clock Select Bit Description

| CS12 | CS11 | CS10 | Description |
|------|------|------|--|
| 0 | 0 | 0 | No clock source (Timer/Counter stopped). |
| 0 | 0 | 1 | $clk_{IC}/1$ (No prescaling) |
| 0 | 1 | 0 | $clk_{IC}/8$ (From prescaler) |
| 0 | 1 | 1 | $clk_{IC}/64$ (From prescaler) |
| 1 | 0 | 0 | $clk_{IC}/256$ (From prescaler) |

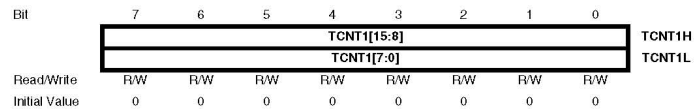


Table 48. Clock Select Bit Description (Continued)

| CS12 | CS11 | CS10 | Description |
|------|------|------|---|
| 1 | 0 | 1 | clk _{IO} /1024 (From prescaler) |
| 1 | 1 | 0 | External clock source on T1 pin. Clock on falling edge. |
| 1 | 1 | 1 | External clock source on T1 pin. Clock on rising edge. |

If external pin modes are used for the Timer/Counter1, transitions on the T1 pin will clock the counter even if the pin is configured as an output. This feature allows software control of the counting.

Timer/Counter1 – TCNT1H and TCNT1L

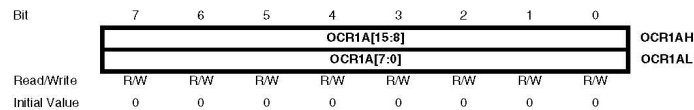


The two *Timer/Counter* I/O locations (TCNT1H and TCNT1L, combined TCNT1) give direct access, both for read and for write operations, to the Timer/Counter unit 16-bit counter. To ensure that both the high and low bytes are read and written simultaneously when the CPU accesses these registers, the access is performed using an 8-bit temporary high byte register (TEMP). This temporary register is shared by all the other 16-bit registers. See "Accessing 16-bit Registers" on page 86.

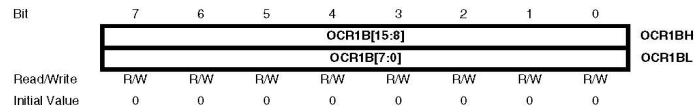
Modifying the counter (TCNT1) while the counter is running introduces a risk of missing a compare match between TCNT1 and one of the OCR1x Registers.

Writing to the TCNT1 Register blocks (removes) the compare match on the following timer clock for all compare units.

Output Compare Register 1 A – OCR1AH and OCR1AL



Output Compare Register 1 B – OCR1BH and OCR1BL



The Output Compare Registers contain a 16-bit value that is continuously compared with the counter value (TCNT1). A match can be used to generate an output compare interrupt, or to generate a waveform output on the OC1x pin.

The Output Compare Registers are 16-bit in size. To ensure that both the high and low bytes are written simultaneously when the CPU writes to these registers, the access is performed using an 8-bit temporary high byte register (TEMP). This temporary register is shared by all the other 16-bit registers. See "Accessing 16-bit Registers" on page 86.

Input Capture Register 1 – ICR1H and ICR1L

| | | | | | | | | | |
|---------------|------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-------|
| Bit | 7 | 6 | 5 | 4 | 3 | 2 | 1 | 0 | |
| | ICR1[15:8] | | | | | | | | ICR1H |
| | ICR1[7:0] | | | | | | | | ICR1L |
| Read/Write | R/W | R/W | R/W | R/W | R/W | R/W | R/W | R/W | |
| Initial Value | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | |

The Input Capture is updated with the counter (TCNT1) value each time an event occurs on the ICP1 pin (or optionally on the analog comparator output for Timer/Counter1). The Input Capture can be used for defining the counter TOP value.

The Input Capture register is 16-bit in size. To ensure that both the high and low bytes are read simultaneously when the CPU accesses these registers, the access is performed using an 8-bit temporary high byte register (TEMP). This temporary register is shared by all the other 16-bit registers. See "Accessing 16-bit Registers" on page 86.

Timer/Counter Interrupt Mask Register – TIMSK⁽¹⁾

| | | | | | | | | | |
|---------------|-------|-------|--------|--------|--------|-------|-------|-------|-------|
| Bit | 7 | 6 | 5 | 4 | 3 | 2 | 1 | 0 | |
| | OCIE2 | TOIE2 | TICIE1 | OCIE1A | OCIE1B | TOIE1 | OCIE0 | TOIE0 | TIMSK |
| Read/Write | R/W | R/W | R/W | R/W | R/W | R/W | R/W | R/W | |
| Initial Value | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | |

Note: 1. This register contains interrupt control bits for several Timer/Counters, but only Timer1 bits are described in this section. The remaining bits are described in their respective timer sections.

• **Bit 5 – TICIE1: Timer/Counter1, Input Capture Interrupt Enable**

When this bit is written to one, and the I-flag in the Status Register is set (interrupts globally enabled), the Timer/Counter1 Input Capture Interrupt is enabled. The corresponding Interrupt Vector (See "Interrupts" on page 42.) is executed when the ICF1 flag, located in TIFR, is set.

• **Bit 4 – OCIE1A: Timer/Counter1, Output Compare A Match Interrupt Enable**

When this bit is written to one, and the I-flag in the Status Register is set (interrupts globally enabled), the Timer/Counter1 Output Compare A match interrupt is enabled. The corresponding Interrupt Vector (See "Interrupts" on page 42.) is executed when the OCF1A flag, located in TIFR, is set.

• **Bit 3 – OCIE1B: Timer/Counter1, Output Compare B Match Interrupt Enable**

When this bit is written to one, and the I-flag in the Status Register is set (interrupts globally enabled), the Timer/Counter1 Output Compare B match interrupt is enabled. The corresponding Interrupt Vector (See "Interrupts" on page 42.) is executed when the OCF1B flag, located in TIFR, is set.

• **Bit 2 – TOIE1: Timer/Counter1, Overflow Interrupt Enable**

When this bit is written to one, and the I-flag in the Status Register is set (interrupts globally enabled), the Timer/Counter1 Overflow Interrupt is enabled. The corresponding Interrupt Vector (See "Interrupts" on page 42.) is executed when the TOV1 flag, located in TIFR, is set.



Timer/Counter Interrupt Flag Register – TIFR

| Bit | 7 | 6 | 5 | 4 | 3 | 2 | 1 | 0 | |
|---------------|------|------|------|-------|-------|------|------|------|------|
| | OCF2 | TOV2 | ICF1 | OCF1A | OCF1B | TOV1 | OCF0 | TOV0 | TIFR |
| Read/Write | R/W | R/W | R/W | R/W | R/W | R/W | R/W | R/W | |
| Initial Value | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | |

Note: This register contains flag bits for several Timer/Counters, but only Timer1 bits are described in this section. The remaining bits are described in their respective timer sections.

- **Bit 5 – ICF1: Timer/Counter1, Input Capture Flag**

This flag is set when a capture event occurs on the ICP1 pin. When the Input Capture Register (ICR1) is set by the WGM13:0 to be used as the TOP value, the ICF1 flag is set when the counter reaches the TOP value.

ICF1 is automatically cleared when the Input Capture Interrupt Vector is executed. Alternatively, ICF1 can be cleared by writing a logic one to its bit location.

- **Bit 4 – OCF1A: Timer/Counter1, Output Compare A Match Flag**

This flag is set in the timer clock cycle after the counter (TCNT1) value matches the Output Compare Register A (OCR1A).

Note that a Forced Output Compare (FOC1A) strobe will not set the OCF1A flag.

OCF1A is automatically cleared when the Output Compare Match A Interrupt Vector is executed. Alternatively, OCF1A can be cleared by writing a logic one to its bit location.

- **Bit 3 – OCF1B: Timer/Counter1, Output Compare B Match Flag**

This flag is set in the timer clock cycle after the counter (TCNT1) value matches the Output Compare Register B (OCR1B).

Note that a forced output compare (FOC1B) strobe will not set the OCF1B flag.

OCF1B is automatically cleared when the Output Compare Match B Interrupt Vector is executed. Alternatively, OCF1B can be cleared by writing a logic one to its bit location.

- **Bit 2 – TOV1: Timer/Counter1, Overflow Flag**

The setting of this flag is dependent of the WGM13:0 bits setting. In normal and CTC modes, the TOV1 flag is set when the timer overflows. Refer to Table 47 on page 106 for the TOV1 flag behavior when using another WGM13:0 bit setting.

TOV1 is automatically cleared when the Timer/Counter1 Overflow interrupt vector is executed. Alternatively, TOV1 can be cleared by writing a logic one to its bit location.

XIAMEN OCULAR OPTICS CO.,LTD

**SPECIFICATIONS OF
LCD MODULE**

PART NUMBER GDM1602B SERIES
DATE JULY 28, 1998

CONTENTS

| | |
|-----------------------------------|-----------|
| Mechanical Diagram | 2 |
| Absolute Maximum Ratings | 3 |
| Description of Terminals | 3 |
| Optical Characteristics | 4 |
| Electrical Characteristics | |
| DC Characteristics | 4 |
| AC Characteristics | 5 |
| Write Cycle | 5 |
| Timing Characteristics | 6 |
| Block Diagram | 7 |
| Display Commands | 8 |
| Reliability and Lift Time | 9 |
| Standard CharacterPattern | 10 |

XIAMEN OCULAR OPTICS CO.,LTD.

1

SOUTH 5/F, GUANGXIA BUILDING, TORCH HIGH-TECH DEVELOPMENT AREA,
XIAMEN 361006. P.R.CHINA TEL: 86-592-5650516 FAX: 86-592-5650695

Absolute Maximum Ratings

| Item | Symbol | Min | Max | Unit |
|-----------------------------|----------------------------------|-----------------|-----------------|------|
| Power Voltage | V _{DD} -V _{SS} | 0 | 7.0 | V |
| Input Voltage | V _{in} | V _{SS} | V _{DD} | |
| Operating Temperature Range | T _{OP} | 0 | +50 | . |
| Storage Temperature Range | T _{ST} | -20 | +60 | |

*Wide Temperature range is available

(operating/storage temperature as wide as -20,+70/-30,+80.).

Description Of Terminals

| Pin No. | Pin Name | Input/ Output | External Connection | Function |
|---------|-------------------|---------------|----------------------------|--|
| 1 | VSS | — | Power Supply | VSS:GND |
| 2 | VDD | — | | VDD: +5V |
| 3 | VO | — | | V _{LCD} adjustment |
| 4 | RS | INPUT | MPU | Register select signal “0”:Instruction register (when writing) Busy flag & address counter (When reading) “1”:Data register (when writing & reading) |
| 5 | R/W | Input | MPU | Read/write select signal “0” for writing , “1” for reading |
| 6 | E | Input | MPU | Operation (data read/write) enable signal |
| 7 / 10 | DB0-DB3 | Input | MPU | Low-order lines of data bus with 3-state, bi-directional function for use in data transaction with the MPU. These lines are not used when interfacing with a 4-bit microprocessor. |
| 11 / 14 | DB4-DB7 | Input | MPU | High-order lines of data bus with 3-state, bi-directional function for use in data transactions with the MPU. DB7 may also be used to check the busy flag. |
| 15 / 16 | LED .+. / LED .-. | Input | LED BACKLIGHT POWER SUPPLY | LED.+ VOLTAGE TYPE:4.2V MAX : 4.5V LED.-: GND |

XIAMEN OCULAR OPTICS CO.,LTD.

3

SOUTH 5/F, GUANGXIA BUILDING, TORCH HIGH-TECH DEVELOPMENT AREA,
XIAMEN 361006. P.R.CHINA TEL: 86-592-5650516 FAX: 86-592-5650695

Optical Characteristics

for TN Type Display Module ($T_a=25.$, $V_{DD}=5.0V\pm 0.25V$)

| Item | Symbol | Condition | Min. | Typ. | Max. | Unit |
|---------------------|----------------|-------------------|------|------|------|------|
| Viewing angle | . | C _r .4 | -25 | . | . | deg |
| | | | -30 | . | 30 | |
| Contrast ratio | C _r | . | . | 2 | . | . |
| Response time(rise) | T _r | . | . | 120 | 150 | ms |
| Response time(fall) | T _r | . | . | 120 | 150 | ms |

for STN Type Display Module ($T_a=25.$, $V_{DD}=5.0V\pm 0.25V$)

| Item | Symbol | Condition | Min. | Typ. | Max. | Unit |
|---------------------|----------------|-------------------|------|------|------|------|
| Viewing angle | . | C _r .2 | -60 | . | 35 | deg |
| | | | -40 | . | 40 | |
| Contrast ratio | C _r | . | . | 6 | . | . |
| Response time(rise) | T _r | . | . | 150 | 250 | ms |
| Response time(fall) | T _r | . | . | 150 | 250 | ms |

Electrical Characteristics

DC Characteristics

| Parameter | Symbol | Conditions | Min. | Type | Max. | Unit |
|--------------------------|---------------|-----------------------------|------|------|----------|------|
| Supply voltage for LCD | V_{DD}, V_O | $T_A=25.$ | — | 4.6 | — | V |
| Input voltage | V_{DD} | | 4.7 | — | 5.5 | V |
| Supply current | I_{DD} | $V_{DD}=5.0V; T_A=25.$ | — | 1.5 | 2.5 | mA |
| Input leakage current | I_{LKG} | | — | — | 1.0 | μA |
| “H” level input voltage | V_{IH} | | 2.2 | — | V_{DD} | V |
| “L” level input voltage | V_{IL} | Twice initial value or less | 0 | — | 0.6 | V |
| “H” level output voltage | V_{OH} | LOH=-0.25MA | 2.4 | — | — | V |
| “L” level output voltage | V_{OL} | LOL=1.6MA | — | — | 0.4 | V |
| Backlight supply power | V_F | | — | 4.2 | 4.5 | V |

XIAMEN OCULAR OPTICS CO.,LTD.

4

SOUTH 5/F, GUANGXIA BUILDING, TORCH HIGH-TECH DEVELOPMENT AREA,
XIAMEN 361006. P.R.CHINA TEL: 86-592-5650516 FAX: 86-592-5650695

AC Characteristics

Read Cycle ($V_{DD}=5.0V+10\%$, $V_{SS}=0V$, $T_a=25$.)

| Parameter | Symbol | Test pin | Min. | Type | Max. | Unit |
|--------------------------|------------|----------|------|------|------|------|
| Enable cycle time | t_c | E | 500 | . | . | ns |
| Enable pulse width | t_w | E | 300 | . | . | |
| Enable rise/fall time | t_r, t_f | E | . | . | 25 | |
| RS,R/W setup time | t_{su} | RS; R/W | 100 | . | . | |
| RS,R/W address hold time | t_h | RS; R/W | 10 | . | . | |
| Read data output delay | t_d | DB0-DB7 | 60 | . | 190 | |
| Read data hold time | t_{dH} | DB0-DB7 | 20 | . | . | |

Write Cycle

| Parameter | Symbol | Test pin | Min. | Type | Max. | Unit |
|--------------------------|------------|----------|------|------|------|------|
| Enable cycle time | t_c | E | 500 | . | . | ns |
| Enable pulse width | t_w | E | 300 | . | . | |
| Enable rise/fall time | t_r, t_f | E | . | . | 25 | |
| RS,R/W setup time | t_{su1} | RS; R/W | 100 | . | . | |
| RS,R/W address hold time | t_{h1} | RS; R/W | 10 | . | . | |
| Data setup time | t_{su2} | DB0-DB7 | 60 | . | . | |
| Data hold time | t_{h2} | DB0-DB7 | 10 | . | . | |

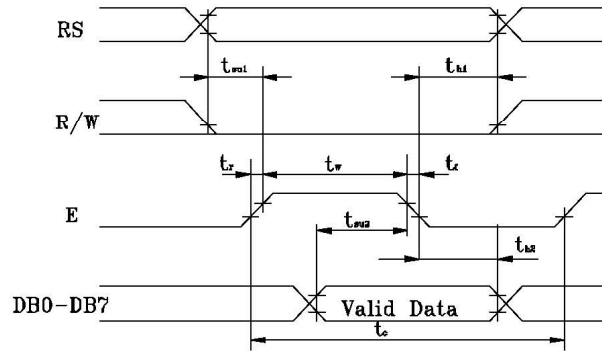
XIAMEN OCULAR OPTICS CO.,LTD.

5

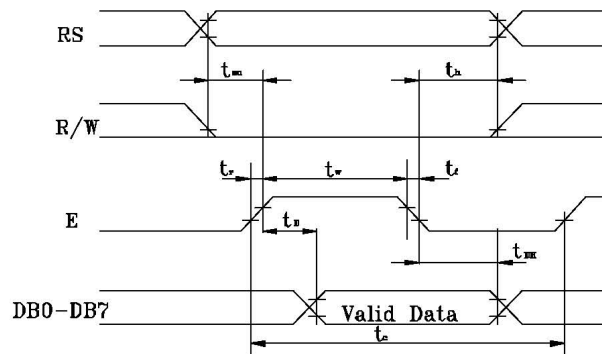
SOUTH 5/F, GUANGXIA BUILDING, TORCH HIGH-TECH DEVELOPMENT AREA,
XIAMEN 361006. P.R.CHINA TEL: 86-592-5650516 FAX: 86-592-5650695

Timing Characteristics

Write Timing



Read Timing

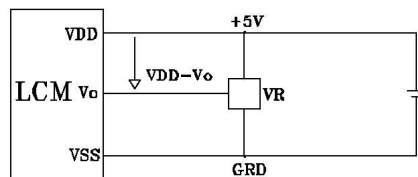
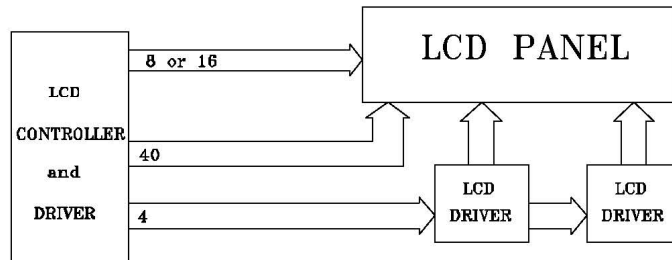


XIAMEN OCULAR OPTICS CO.,LTD.

6

SOUTH 5/F, GUANGXIA BUILDING, TORCH HIGH-TECH DEVELOPMENT AREA,
XIAMEN 361006. P.R.CHINA TEL: 86-592-5650516 FAX: 86-592-5650695

Block Diagram



VDD-Vo: LCD DRIVING VOLTAGE

VR: 10K-20K.

XIAMEN OCULAR OPTICS CO.,LTD.

7

SOUTH 5/F, GUANGXIA BUILDING, TORCH HIGH-TECH DEVELOPMENT AREA,
XIAMEN 361006. P.R.CHINA TEL: 86-592-5650516 FAX: 86-592-5650695

Display command

| Parameter | RS | R/W | DB7 | DB6 | DB5 | DB4 | DB3 | DB2 | DB1 | DB0 | Note | Executing time fosc=250k hz |
|--------------------------------|----|-----|------------|---|--|-----|-----|-----|-----|---|---|-----------------------------------|
| Clear Display | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | | 1.64ms |
| Cursor home | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | * | | 1.64ms |
| Entry Mode Set | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1/D | S | DB1=1:Increment DB1=0:Decrement DB0=1:The display is shifted DB0=0:The display is not shifted | 40.s |
| Display on/off | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | D | C | B | DB2=1:Display on DB2=0: Display off DB1=1:Cursor on DB1=0: Cursor off DB0=1:Brinking on DB0=0:Brinking off | 40.s |
| Cursor / Display Shift | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | S/C | R/L | * | * | DB3=1:Shifts display one character DB2=1:Right shift DB2=0:Left shift | 40.s |
| System Set | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | DL | N | F | * | * | DB4=1:8 bits DB4=0:4 bits DB3=1:2 lines display (1/16 duty) DB3=0:1 line display DB2=1:5.10 dots , 1/11 duty DB2=1:5.7 dots , 1/8 duty | 40.s |
| Set CG RAM Address | 0 | 0 | 0 | 1 | CG RAM address corresponds to cursor address | | | | | | The address length that can be set is 64 address | 40.s |
| Set DD RAM Address | 0 | 0 | 1 | DD RAM address | | | | | | The address length that can be set is 80 address | 40.s | |
| Read Busy Flag/Address Counter | 0 | 1 | BF | Address counter used for both DD&CG RAM address | | | | | | DB7=1:Busy (instruction not accepted) DB7=0:Ready(for instruction) | 40.s | |
| Write Data | 1 | 0 | Write data | | | | | | | | | 46.s |
| Read Data | 1 | 1 | Read data | | | | | | | | | 46.s |

DD RAM Address:

| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 |
|--------------------|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|
| Address for line 1 | 00 | 01 | 02 | 03 | 04 | 05 | 06 | 07 | 08 | 09 | 1A | 1B | 1C | 1D | 1E | 1F |
| Address for line 2 | 40 | 41 | 42 | 43 | 44 | 45 | 46 | 47 | 48 | 49 | 4A | 4B | 4C | 4D | 4E | 4F |

Reliability and Life Time

XIAMEN OCULAR OPTICS CO.,LTD.

8

SOUTH 5/F, GUANGXIA BUILDING, TORCH HIGH-TECH DEVELOPMENT AREA,
XIAMEN 361006. P.R.CHINA TEL: 86-592-5650516 FAX: 86-592-5650695

1. Reliability Test

| Storage Condition | Content | Evaluations and Assessment* | | | |
|--|-------------------|-----------------------------|--------|--------------------------------|-------------------|
| | | Current consumption | Oozing | Contrast | Other appearances |
| Operation at high temperature and humidity | 40.,90% RH,240hrs | Twice initial value or less | none | More than 80% of initial value | No abnormality |
| High temperature storage | 60.,240hrs | Twice initial value or less | none | More than 80% of initial value | No abnormality |
| Low temperature storage | -20.,240hrs | Twice initial value or less | | More than 80% of initial value | No abnormality |

*Evaluations and assessment to be made two hours after returning to room temperature (25.±5.).

*The LCDs subjected to the test must not have dew condensation.

2. Liquid crystal panel service life

50,000 hours minimum at 25±10.,45±20%RH.

XIAMEN OCULAR OPTICS CO.,LTD.

9

SOUTH 5/F, GUANGXIA BUILDING, TORCH HIGH-TECH DEVELOPMENT AREA,
XIAMEN 361006. P.R.CHINA TEL: 86-592-5650516 FAX: 86-592-5650695

Standard Character Pattern

| Upper 4 Bits Lower 4 Bits | 0000 | 0001 | 0010 | 0011 | 0100 | 0101 | 0110 | 0111 | 1000 | 1001 | 1010 | 1011 | 1100 | 1101 | 1110 | 1111 | |
|------------------------------|------------------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|---|
| xxxx0000 | CG RAM (1) | | | 0 | a | P | \ | P | | | | - | 9 | 3 | α | P | |
| xxxx0001 | (2) | | ! | 1 | A | Q | a | q | | | | 。 | ア | チ | △ | ä | q |
| xxxx0010 | (3) | | " | 2 | B | R | b | r | | | | 「 | イ | ツ | × | φ | θ |
| xxxx0011 | (4) | | # | 3 | C | S | c | s | | | | 」 | ウ | テ | ε | ε | ω |
| xxxx0100 | (5) | | \$ | 4 | D | T | d | t | | | | 、 | エ | ト | † | μ | Ω |
| xxxx0101 | (6) | | % | 5 | E | U | e | u | | | | ・ | オ | ナ | 1 | σ | ü |
| xxxx0110 | (7) | | & | 6 | F | V | f | v | | | | ヲ | カ | ニ | ヨ | ρ | Σ |
| xxxx0111 | (8) | | ' | 7 | G | W | g | w | | | | ア | キ | ヌ | ラ | g | π |
| xxxx1000 | (1) | | < | 8 | H | X | h | x | | | | イ | ク | ネ | リ | √ | ∞ |
| xxxx1001 | (2) | | > | 9 | I | Y | i | y | | | | ウ | ケ | ル | ル | - | ∪ |
| xxxx1010 | (3) | | * | : | J | Z | j | z | | | | エ | コ | ハ | レ | j | ≠ |
| xxxx1011 | (4) | | + | : | K | [| k | { | | | | オ | サ | ヒ | ロ | * | ≡ |
| xxxx1100 | (5) | | , | < | L | ¥ | l | l | | | | † | シ | フ | ワ | ≠ | ≡ |
| xxxx1101 | (6) | | - | = | M |] | m | } | | | | ユ | ズ | ハ | ン | ≠ | ÷ |
| xxxx1110 | (7) | | . | > | N | ^ | n | → | | | | ヨ | セ | ホ | ° | ñ | |
| xxxx1111 | (8) | | / | ? | O | _ | o | + | | | | ウ | ツ | マ | ° | ö | ■ |

Note: The user can specify any pattern for character-generator RAM.

XIAMEN OCULAR OPTICS CO.,LTD.

10

SOUTH 5/F, GUANGXIA BUILDING, TORCH HIGH-TECH DEVELOPMENT AREA,
XIAMEN 361006. P.R.CHINA TEL: 86-592-5650516 FAX: 86-592-5650695

فهرست منابع

- معماری کامپیوتر ، مؤلف : موريس مانو ، مترجم : دکتر قدرت سپید نام ،
انتشارات خراسان
- آزمایشگاه مهندسی میکروپروسسور ، مؤلف : دکتر امیر منصور پزشک ،
انتشارات نص
- میکروکنترلرهای AVR ، مؤلف : مهندس علی کاهه ، انتشارات نص
- برنامه نویسی به زبان C++ ، مؤلف : مهندس عین الله جعفر نژاد قمی ،
انتشارات علوم رایانه
- سایر منابع اینترنتی و جزوات آزمایشگاهی