

Теми

за подготовка на изпита по П Е С У

1. Електромагнитна съвместимост – съвместна работа на електронните устройства и на отделните възли в едно устройство.

- основни положения в европейските стандарти за електромагнитна съвместимост IES 1000-4.

- схемотехнически и конструктивни подходи, използване на защитни (подтискащи) елементи, правила при конструирането на печатните платки и др. Съвместна работа на аналогови и цифрови блокове или възли в едно устройство.

- конструиране на захранващи блокове с оглед на електромагнитната съвместимост, аналогови (класически) и ключови захранвания.

- индикации, сравнение на отделните типове, препоръки.

2. Приложение на електронни средства в електроенергетиката.

- основни подходи и принципи.

- контрол и регулиране в електроенергетиката.

- измервания в електро-преносните системи (подстанции).

- симулиране на параметрите на електрическата мрежа.

- измерване на електропотреблението (електромери).

3. Някои приложения в промишлеността.

- измерване на твърдост на метали.

- електронни устройства за пропорционалната хидравлика.

- ултразвуково измерване на скорост и дебит на течности.

- измервания в химическата и хранително-вкусовата промишленост-рН-метри.

4. Избрани приложения

- електронен компас, принцип на работа.

- ултразвуков сигнализатор за разстояние (помощник при паркиране)

- електронни металотърсачи, принцип на работа.

- дигитайзери – кондензаторни, индуктивни и др.

- подходи при изграждане на алармени и пропуски системи.

5. Лабораторни упражнения

Изпитът е писмен. Включва няколко въпроса по тези теми, по темите от лабораторните упражнения и кратък тест върху целия материал.

Оценката по дисциплината се формира от резултата от изпита и оценката от курсовата работа.

Успех!!!

Изпитът включва няколко теоретични въпроса и тест. По темите от въпросите се излагат познанията на студента без да е задължително точното отразяване на лекционния материал. Обемът на изложението трябва да е 3-4 страници общо за всички въпроси, като включва методи, подходи, съображения, блокови и принципни схеми и др., по преценка на студента за да покаже знанията си по съответния въпрос.

Тестът изисква избор на верните отговори, като те може да са повече от 1, а може и да няма верен отговор. Грешните отговори намаляват точките (оценката). Верните отговори се отбелязват в подчертаното поле пред тях с *.

Всеки теоретичен въпрос и тестът се оценяват поотделно. Изпитът е преминал успешно САМО, ако всички оценки са по-високи от Слаб 2!

В общата оценка по дисциплината този тест дава 40%, а теоретичните въпроси - 60%. Оценяването става с точки – максимално по 100 за всяка оценка които участват в крайната сума със съответния процент. Оценките се определят по следния начин:

Отличен	6	- 80т.	Мн. Добър	5	- 70т.
Добър	4	- 60т.	Среден	3	- 50т.

Теоретичен въпрос 1:

Електромери с време-импулсни умножителни устройства.

Теоретичен въпрос 2:

Електромери с време-импулсни умножителни устройства.

...

Теоретичен въпрос ...:

.....

Резултати:

Т. Въпрос 1: т.

Коментар:

Т. Въпрос 2: т.

Коментар:

Т. Въпрос 3: т.

Коментар:

...

Т. Въпрос ...: т.

Коментар:

Тест: т.

Оценка:

В полетата вдясно може да се добави коментар при затруднение при избора на верни отговори!

За безпроблемна работа масите (0V) на цифровата и аналоговата части на едно устройство се свързват:

- не се свързват
- най-близо до захранването
- най-близо до аналоговите входове
- най-близо до АЦП
- на всички възможни места-като мрежа

В една печатна платка източник на смущения са:

- резистори и кондензатори
- контактори и релета
- схеми превключващи напрежения
- всички активни елементи
- схеми превключващи токове

Статичната индикация се предпочита защото:

- е по-евтина
- намалява консумацията
- намалява смущенията
- опростява управлението
- намалява свързващите проводници

Индуктивните дигитайзери работят на принципа на:

- измерване на честота
- измерване на фаза
- сравнение на честоти
- промяна на диелектричната проникваемост
- измерване на амплитуда

При електронните устройства в хидравликата може да:

- се променя захранващото напрежение
- се променя входното съпротивление
- се настройва коефициентът на усилване
- се променят изходното съпротивление
- се задава времето на нарастване на изходния сигнал

При измерване на твърдост на метали се използват:

- аналогови умножители
- време-импулсни умножители
- бързи АЦП
- върхови детектори
- бързи Flash памет

Ултразвуковите дебитомери работят чрез измерване на:

- капацитет
- промяна на капацитет
- честота
- промяна на фазата
- разлика на честоти

При електронните компаси се:

- следи промяната на диелектричната проникваемост
- измерва промяна на фазата
- използва тороидален трансформатор
- използва насищането на магнитопровод
- измерва промяната на еталонна честота

Първичните преобразуватели в подстанциите:

- имат изходен сигнал от 0 до 100V
- имат изходен сигнал от 0 до 5 mA
- имат входен обхват 100V
- се захранват от измервателната токова верига
- имат автономно захранване

Електромагнитна съвместимост.

Предмет на този въпрос е работата на електронните устройства в среда на други електрически и електронни съоръжения. Тази съвместна работа трябва да се разглежда от две страни – доколко едно устройство може да работи под “влияние” на околните и дали пречи на тяхната работа. За да се уеднаквят изискванията са създадени стандарти на които електронните устройства трябва да отговарят. В зависимост от приложението (отговорността) на всяко устройство, се определя на какви въздействия то трябва да издържа. Определени са типовете изпитвания които се извършват, като за всяко изпитване се задават класове и нива според строгостта на изискванията. По-подробно това е дадено в *AN9734.pdf* където са дадени основните изисквания на стандартите както и постановките с които се извършват изпитванията.

Смущенията външни за електронната апаратура възникват по различни причини, като най-вече те са в резултат на комутации в мрежата на по-мощни консуматори и паразитните индуктивности на мрежата. Освен това объркване в работата на електронните устройства могат да предизвикат мощни радиопредаватели или такива в непосредствена близост (мобилни телефони). В *AN9768.pdf*, *AN9769.pdf*, *AN9308.pdf*, *AN88f.pdf* са показани някои от начините за възникване на смущения и как те могат да се ограничат или подтиснат. В основни линии мерките за подтискане на смущенията се свеждат до използване на ограничителни елементи (варистори, супресори, ценерови диоди и др.) и филтри включващи X и Y кондензатори –*epcos.pdf*, дросели и трансформатори –*AN15.pdf*, *AN20.pdf*. Част от усилията при конструиране на апаратурата са насочени и към намаляване на смущенията които тя излъчва и пречи на останалите –*AN24.pdf*. Примери на захранващи блокове които са изпълнени съгласно изискванията за електромагнитна съвместимост са дадени в *di9.pdf*, *epr16.pdf*, *lnk501.pdf*.

Мерките могат да се обобщят и се свеждат до следното:

- Използване на филтри в захранването.
- Предпочитане на ключови (импулсни) захранвания.
- Екраниране на между първична и вторична страна.
- Избор на подходящи интерфейси за връзка.
- Галванично развързване при предаване на информация.

От голяма важност при проектиране на електронна апаратура е и електромагнитната съвместимост между отделните възли в едно устройство. Има съществена разлика при аналогови и при цифрови устройства, както и при съвместяване на работата на цифровата и аналоговата част в едно устройство.

Причина за възникване на смущение в цифрова апаратура са многобройните комутации на изходите на интегралните схеми при което се презареждат капацитети, т.е протичат големи импулсни токове (особено при съвременните схеми с голямо бързодействие). Вследствие на индуктивността на захранващите и сигнални шини (писти, пътечки) се получават отскоци в захранването. Тези отскоци (пикове) могат да предизвикат объркване в работата на схемите което да се проявява с различна периодичност, като най-трудни за диагностика са тези проявяващи се сравнително рядко – веднъж на 1-2 часа и по-рядко.

Основните правила при конструиране на цифрови устройства се свеждат до:

- Захранващите шини се изпълняват като отделни слоеве при многослойните платки или като мрежа при двуслойните. Така захранването постъпва към схемите поне по 2-3 писти. Те трябва да са с максимално възможна ширина.
- В непосредствена близост до изходите за захранване на всяка от интегралните схеми се поставят филтриращи кондензатори с малка индуктивност (керамични), като шините между кондензатора и захранващите изводи са възможно най-къси и широки – също за малка индуктивност. При устройства с по-малки импулсни токове и широки захранващи писти се допуска да се използва един кондензатор на 2-3 схеми.

- На всяка платка се препоръчва да има и поне един кондензатор с по-голям капацитет – електролитен за по-нискочестотни смущения.
- Сигналните писти да са с минимална дължина. Това става с подходящо разпределение на логическите елементи по корпуси. В някои случаи някои от елементите в корпус може да останат неизползвани, да се получи излишък, ако се налага “разхождане” на сигнала от единия до другия край на платката. Това най-често се налага когато схемите работят близо до максималната работна честота.
- Вземат се специални мерки при проектиране на кварцовите (или други) генераторни схеми – обикновено се екранират участъците от платката около генератора като кварца се разполага в непосредствена близост до генериращата схема.

При аналоговите схеми нещата са значително по-сложни. Обикновено при тях сигналите са много по-малки и отделните стъпала са по-податливи на въздействие. Докато при цифровите схеми, ако смущението е по-малко от прага на превключване, няма промяна в изхода, при аналоговите и най-малкото смущение се добавя към полезния сигнал. Конструирването на аналогови устройства изисква опит и анализ на всяка конкретна схема – решения дали добър резултат в един случай не помагат (а дори и пречат) в друг случай. Все пак са валидни следните най-обща препоръки:

- Захранването се подава стъпало след стъпало през филтри. За разлика от цифровите схеми тук е недопустимо да се подава захранване (особено маса) по няколко проводника.
- При връзка между отделните стъпала е недопустимо да се получават затворени контури т.е сигналът да може да мине по два пътя.
- Елементите свързани към общия проводник (нула, маса, земя) е добре да са свързани в една точка – в някои устройства в радиотехниката, където сигналите са в микроволтов обхват, дори се монтират в един отвор на платката.
- Когато сигналът трябва да премине от аналогова към цифрова част, общите (нулевите) проводници на двете части трябва да са свързани само в една точка. Това е най-добре да стане при аналогово-цифровия преобразувател, а ако не е възможно – в захранването. В този случай от изключителна важност е топологията на печатната платка и филтриращите елементи.
- Пистите където протичат импулсни токове не трябва да имат разклонения, а токът да се затваря само във работната верига. Такива са изправителите в захранващите блокове, свето-диодните индикатори и др. По пътя от трансформатора през диодите до електролитния кондензатор не бива да има отклонения. Захранващото напрежение се взема директно от изводите на кондензатора с отделни писти.

При проектирането на устройства могат да се използват различни препоръки и техники дадени в следните материали: [AN89001.pdf](#), [AN1263.pdf](#), [AN1050](#), [DOC1619.pdf](#). Те се отнасят най-вече за проектирането на цифрови печатни платки. Различни филтриращи елементи са показани в [noise_suppression_principle.pdf](#). За проектиране на аналогови схеми може да се използват съображенията в [AN-202.PDF](#).

Въпроси:

1. Какво означава терминът Електромагнитна съвместимост?
2. Как се спира проникването на смущения в електронни устройства?
3. Какво представляват X и какво Y кондензаторите?
4. Как се проектират цифрови схеми?
5. Как се проектират аналогови схеми?
6. Как се свързват аналоговата с цифровата част?

Индикации, препоръки.

Причините да се разглеждат индикациите като отделен въпрос са две. Предназначението на тези модули е такова, че изисква поставянето им на определено място, в някои случаи на отделна конзола. Те трудно се екранират (трябва да се виждат) и през прозорчето на индикатора могат да проникват и да се излъчват смущения. От друга страна не винаги в детайли се познават предимствата и недостатъците на основните типове индикатори, както и правилата за изчисляване.

Разбира се тема на тези бележки не са всички видове индикатори.

Течно-кристални (LCD) и свето-диодни (LED) индикатори.

Сравнението на двата вида индикатори показва следното:

- видимостта на LED индикаторите е по-добра, с изключение на случаите на директно ярко околно осветление. За подобряване на видимостта на LCD може да се използва допълнително осветление, но тогава консумацията се увеличава значително.

- обхватът на работни температури на LED индикаторите е значително по-широк от този на LCD и на практика съответства на обхвата на интегралните схеми. При LCD без уговорки долната температурна граница е само 0°C, а по специални заявки достига -20°C. Проблемът е, че при тази температура индикаторът не само не работи (както обикновено се разбира работната температура на елемент), но и се поврежда трайно – оцветява се на петна. Горната гранична температура също е по-ниска от тази на LED индикаторите и е 45-50°C.

- LED индикаторите имат по-голяма механична устойчивост (на удари и вибрации) в сравнение с LCD, повечето от които са на стъклена основа.

- управлението на LED индикаторите е по-просто – пропуска се ток през диод, докато за LCD е необходимо противо-фазно захранване на всеки видим елемент спрямо общия електрод. Като правило при LCD индикаторите почти винаги се използват специализирани схеми – PCF2111, HD44780, докато LED индикаторите се управляват по-лесно – с регистри или подходящи буфери. Естествено има и специализирани интегрални схеми за такива цели – MAX7219/21.

- технологията на LCD индикаторите позволява изписването на символи (картинки) с произволна форма, както и матрично оформление – 5x7, 8x9 и др. При светодиодните това е много по-трудно, затова най-разпространени са 7 сегментните индикатори с които се показват цифрите 0-9 и някои знаци (в някои случаи сегментите са малко повече за да може да се изписват и буквите). Матричните (5x7) светодиодни индикатори са с по-висока цена (и значителна консумация).

- разликата в консумирания ток (енергия) е драстична. Докато средно само за един сегмент при LED индикаторите (в зависимост от размера и яркостта) са необходими 3–10mA, за целия LCD индикатор заедно с управляващите схеми са достатъчни 3-5mA. В този случай се разчита на естественото осветяване на LCD. Когато се налага допълнително осветяване (подсветка) тогава консумираната енергия при двата вида индикатори е съизмерима.

От по-горните съображения може да се направи следният извод: За промишлени приложения са по-подходящи свето-диодните LED индикатори поради по-добрата видимост, докато индикациите с LCD са по-подходящи за битово приложение – имат голямо разнообразие от знаци и символи. LCD са удобни за индициране и при преносими уреди с батерийно захранване. Естествено когато изискванията го налагат LCD се използват и при промишлени приложения най-често с допълнително осветяване. За рекламни цели, обслужване на спортни състезания и др. подобни се предпочитат LED индикаторите поради по-голямата им яркост.

Други индикатори.

Естествено групата “други” включва голямо многообразие от индикатори работещи на различен принцип. Все пак реално приложение са намерили вакуумно-флуоресцентните индикатори, мониторите от телевизионен тип, както и различните типове “плоски” дисплеи – цветни и чернобели, с активна или пасивна матрица и т.н. Дисплеите, поради високата си цена, обикновено се използват при машини с програмно управление и други по сложни съоръжения както и при

касови апарати (често екрани съвместени с клавиатура - touch screen). Вакуумно-флуоресцентните индикатори имат много голямо приложение в битовата аудио-видео апаратура поради по-голямата им атрактивност. Те почти не се прилагат в промишлеността поради крехкостта им (представяват радиолампа с катод, решетка и анод-люминофор който свети с различен на цвят), освен при някои касови апарати.

Управление на LED индикатори.

Ще се разгледат основните принципи на управление на LED индикаторите като едни от най-разпространените. Управлението на такива индикатори се осъществява по два начина – динамично и статично. При статичното управление за всеки светодиод има отделен буфер (памет), докато при динамичното управление светодиодите се включват последователно във времето, но така бързо се сменят, че окото не забелязва трепкането. В този случай едни и същи буфери управляват няколко светодиода. И двата начина имат предимства и недостатъци:

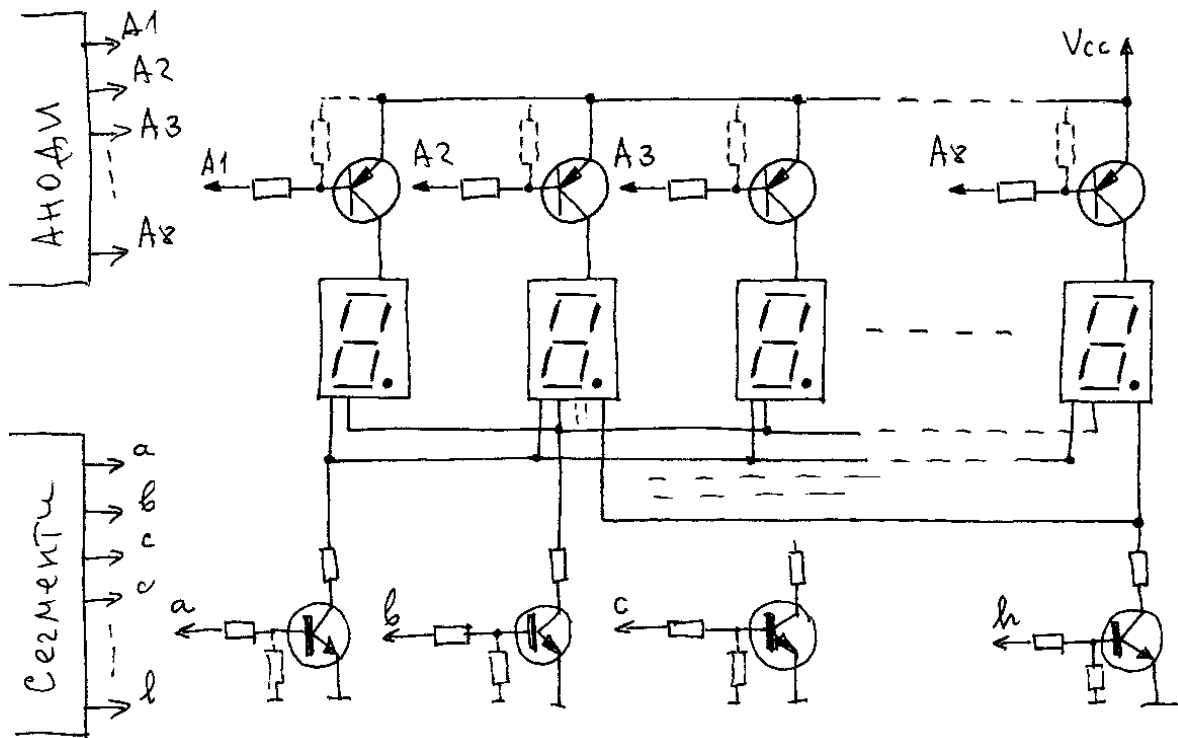
- консумацията на енергия на практика е еднаква. За да се получи необходимата яркост през диода трябва да протече съответен ток (средна стойност). Така, ако за един сегмент трябва да се управляват 4 индикатора импулсният ток трябва да е 20mA. Трябва да се знае, че не всички LED индикатори могат да работят в динамичен режим. В някои случаи при увеличаване на тока през индикатора (в импулса) яркостта не се увеличава, а се променя цвета. При други индикатори има ограничения към импулсният ток, т.е това ограничава броя на индикаторите свързани към един буфер. Обикновено повечето индикатори без проблеми могат да се свързват по 5-8 динамично. Стандартно индикаторите се включват един след друг със съответната комбинация от включени (светещи) сегменти. Когато броят на индикаторите е по-голям от 7 (8, ако се използва и запетайката) може да се използва посегментно управление - изреждат се сегментите и за всеки сегмент се включват индикаторите в които този сегмент свети. Така независимо от броя на индикаторите коефициентът на запълване е $1/7$ ($1/8$).

- управлението на динамичната индикация е по-сложно в сравнение със статичната. Когато показанието при статичната индикация трябва да се промени буферите се “презареждат” и не е необходимо отделянето на повече време. При динамичната индикация индикаторите трябва да се превключват непрекъснато и то много равномерно (окото е много чувствително). Поради тази причина алгоритъмът на работа на много устройства е подчинен на управлението на динамичната индикация. Когато се използват специализирани схеми няма такъв проблем но цената е по-висока.

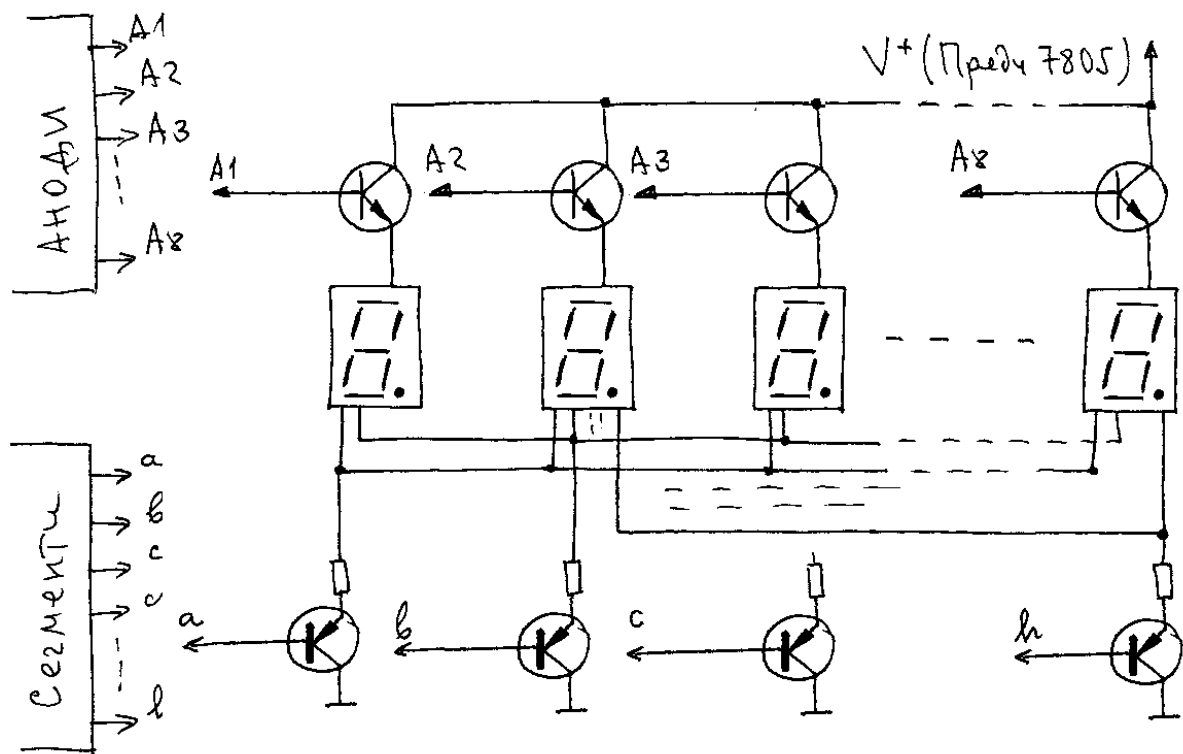
- свързващите проводници (буфери, крайни стъпала) при статичната индикация са повече и са равни на броя на светодиодите (сегментите). При динамичната индикация те се определят от броя на светодиодите в един индикатор плюс броя на индикаторите. Ако имаме 8 седем-сегментни индикатора при статична индикация са необходими 64 изхода, а при динамична 16.

- смущенията които предизвиква динамичната индикация са много по-големи. Това е така, защото се превключват сравнително големи токове (0,5-1 А). Ако има ограничения по отношение на излъчването на устройството се прилага ограничение на стръмността на фронтите. Например схемите MAX7219 и MAX7221 се различават главно по това. Естествено това става за сметка на увеличени загуби (загряване) в схемата. При някои устройства с висока чувствителност се налага да се изключва индикацията по време на измерване.

При избирането на схеми за управление на LED индикаторите влияят много фактори. Има индикатори с общ анод и общ катод и какъв да се предпочете зависи от избора на останалите схеми – например изходите на контролерите от серия 8x51 могат да дадат изходен ток 10-20 mA към маса, и само няколко μ A към Vcc. Някои от седем сегментните дешифратори са с изходи тип отворен колектор с n-p-n транзистори. В тези случаи са задължителни индикатори с общ анод. В други случаи самите управляващи схеми са пригодени за индикатори с общ катод -MAX7219/21. Ограничението на тока през сегментите може да е вградено в управляващите схеми, а може да се задава при изчисление на стойностите. Обикновено за хранене се ползва стабилизатора за Vcc. В тези случаи обаче той се претоварва излишно, като разсейваната топлина се съсредоточава в



него. Класическото управление е показано на фигурата по-горе. При 10mA на сегмент и осем индикатора токът през буфера трябва да е 80mA. Това е транзистор който при насищане, при този ток, трябва да има напрежение U_{CE} по-малко от 0,5V. Ключът в анодите трябва да е изчислен за осем пъти по-голям ток (когато всички сегменти светят), т.е за 640mA и също $U_{CE} < 0,5V$. Трябва да се има предвид, че коефициентът на усилване по ток на транзисторите в режим на насищане е по-малък от указания в каталозите, който се дава обикновено за напрежение U_{CE} 2-6V. При типови транзистори при изчисленията се приема коефициент на усилване по ток 15-20, а това означава базов ток за транзисторите към сегментите 4-5mA и към анодите 20-30mA. Това е “непоисливо” за



много от контролерите и се налага използването на допълнителни буфери или на “специални” транзистори с по-голямо усилване в режим на насищане. Освен това базовия ток на транзисторите остава неизползван, а мощността която трябва да се разсейва при класически изправител и 7805 като стабилизатор е 3-5W. Това налага използването на радиатор. Ако обаче схемата се промени и транзисторите се използват като емитерни повторители, част от описаните по-горе проблеми са решени – разсейваната мощност се разпределя между осемте транзистора, не е нужен радиатор, транзисторите работят с голямо усилване по ток ($U_{CE}=3-5V$) и може да се използват маломощни транзистори. В този случай за стабилизатор може да се използва и 78L05 който при постоянна консумация може да служи, ако е необходимо и като прецизен опорен източник ($0,002\%/^{\circ}C$). Стойността на резисторите се определя по следния начин: $\{V_c-(U_{T_s}+U_{T_A}+U_{LED})\} / I_s$ което за описвания по-горе случай дава $\{5-0,7+1+1,8\}/80 = 18\Omega$.

Естествено при тази схема на управление на динамична светодиодна индикация има е някои специфични изисквания. Това най-вече се отнася до буферите които управляват анодите – тяхното изходно високо ниво трябва да е близко до V_{cc} (класическата логическа 1 за TTL е 2,4V). Изходният ток трябва да е 5-8 mA. Тези изисквания се удовлетворяват от всички HC/HCT буфери.

Специализирани управления на индикатори.

Много от фирмите произвеждат микроконтролери специализирани за управление на индикации. Пример за това са PIC16C923 на Microchip и MSP430xxx на Texas Instruments. Освен това и други схеми са предвидени за директно управление на индикатори – схеми на часовници, волтметри и др. Такива са волтметрите ICL71x6 (за LCD) и ICL7107 (за LED).

Голямо разпространение имат и “интелигентните” индикатори. Това са самостоятелни модули които се управляват с ASCII символи или по друг протокол от високо ниво. Тези модули получават команди от контролерите и се “грижат” за изобразяването на това което им е зададено. Обикновено в тях може да се зареждат потребителски знакови генератори.

Материали по темата.

В приложението AN563 (563.pdf) се разглежда въпросът за управление на LCD. На този принцип работят почти всички матрични индикатори. При тях управлението е подобно на динамичната индикация. Използва се това, че поляризацията на течните кристали става при точно определено напрежение и преходът е доста рязък. Когато сумата от напрежения не е достатъчна, съответните сегменти са невидими, а когато се премине прага стават видими. С формиране на специфични стъпаловидни напрежения се управляват 4-5 групи сегменти, което е еквивалентно на динамична индикация с 4-5 индикатора.

В каталожните материали MAX7219.PDF е описана специализирана интегрална схема за управление на седем-сегментни LED индикатори с общ катод. Схемата не изисква допълнителни елементи, управлява до осем индикатора които се свързват към изводите за катода и сегменти. Яркостта на светене се задава с външен резистор. Управлението на схемата става по сериен интерфейс. Има възможности за задаване на броя на управляваните индикатори (най-много 8), промяна на яркостта (програмно, освен с външния резистор), избор на знаков генератор. Схемата MAX 7221 е специално проектирана за малки електромагнитни излъчвания посредством помалката стръмност на фронтовете при превключването на индикаторите.

Въпроси:

1. Сравнете LCD и LED индикаторите?
2. В кои случаи се предпочитат LED индикатори?
3. В кои случаи се предпочитат LCD?
4. Статичната или динамичната LED индикация е с по-голяма консумация и защо?
5. Какви са недостатъците на статичната индикация?
6. Статичната или динамичната индикация има по-голямо ниво на смущения?

Приложение на електронните средства в електроенергетиката.

Тази тема трябва да се подготви въз основа на тези бележки, лекциите по дисциплината и допълнителната литература.

1. Структура и предназначение на електроенергийната система (ЕЕС).

ЕЕС включва електроцентрали, повишаващи и понижаващи трансформатори, преносна мрежа и консуматори.

Отделните части на ЕЕС се свързват чрез подстанции. Чрез тях се контролира качеството на електроенергията и се предпазва ЕЕС от “разпадане”. Качествените показатели на ел. енергията включват: напрежение, честота, нелинейни изкривявания, симетричност (трифазна мрежа) и надеждност. Изискванията към различните части от системата са различни. Най-строги са те при крайния потребител – консуматор. Когато цялата система е свързана в паралел (това означава, че всички генератори, макар и през трансформатори са свързани един с друг) честотата е една и съща, но напрежението, симетричността, нелинейните изкривявания са различни в отделните участъци. Основните задачи които се изпълняват при управление на ЕЕС са:

- регулиране на напрежението и честотата. Напрежението се регулира в отделните части от мрежата с превключване на изводи от трансформаторите. Поддържането на честотата е по сложно. Когато системата е в паралел всички генератори се въртят синхронно. Техните управления работят за отдаване на максимална мощност, а една от електроцентралите поддържа честотата като “води” останалите. При свързване на електросистемите на две страни обикновено по-голямата определя честотата.

- осигуряване на защиты на системата от късо съединение, от спадане на напрежението или пренапрежение, спадане или повишаване на честотата. Защитите не се използват за регулиране, а обикновено изключват (или превключват) проблемните участъци.

- компенсиране на реактивните загуби в преносната мрежа и консуматорите. Обикновено товарите не консумират само активна енергия. Повечето електрически машини имат и индуктивна съставка в товара (особено на празен ход), изправителите имат капацитивна съставка. Когато токът и напрежението не съвпадат по фаза се пренася реактивна енергия, а това води до загуби. Компенсирането става като в *непосредствена* близост до реактивния консуматор се включват елементи с “обратна” реактивност – при товари с индуктивен характер се включват компенсиращи кондензаторни батерии.

- управление (диспечеризация) на електроенергийната система. Това означава непрекъснато следене на параметрите на системата, пренасочване на енергийните потоци, включване и изключване на електростанции и изключване на консуматори при аварийна ситуация, което се налага когато консуматорите са повече от максималната генерирана мощност. Случва се (освен при аварии) при особени поводи – едновременно включване на битови консуматори в празнични дни или отоплителни уреди при рязко застудяване когато централното отопление не е включено.

- измерване на количеството на отдадена, пренесена и консумирана ел. енергия – активна и реактивна. Това става при производителите на енергия (електростанции), във възлови места на ЕЕС и най-вече при крайните консуматори. От изключителна важност са надеждността и точността, тъй-като това измерване е свързано със заплащане.

2. Измервания в електро-преносните системи (подстанции). Това става с електронни средства за измерване – преобразуватели:

- на напрежение и ток. Това са измерватели на средна или ефективна стойност. Когато формата на напрежението и тока е близка до синусоидалната, се използват прости схеми на преобразуватели (изправители) за средна стойност които са настроени да показват ефективна стойност. Това е приложимо в близост до генераторите. Когато се измерва при консуматорите, особено при измерване на ток, е много по-правилно да се използват изправители за истинска ефективна стойност (true RMS) – *LB-25.pdf, AN-268.pdf, AN-269.pdf*.

- преобразуватели за пълна, активна и реактивна мощност. С тяхна помощ се наблюдават и управляват енергийни потоци, информацията от тях се използва при компенсиране на реактивната енергия. Тези измерватели работят с ефективната стойност на токовете и напреженията.

- многозадачни преобразуватели. Тези устройства измерват напреженията и токовете в трите фази и след това чрез изчисления дават информация за всички параметри: мощност, честота, енергия, посока на енергията, нелинейни изкривявания, фазови разлики и т.н. Когато свързването е три-проводно може да се използва схема на Арон. При тази схема се измерват само двете фази (напрежение и ток), а третата се получава като векторна сума.

- специфични измерватели на отделни величини - на честота, на върхови стойности на ток или напрежение и др. Обикновено те се използват в електростанциите при пускане (развъртане) на генераторите.

Основни изисквания към първичните преобразуватели (стандартни). За да има съвместимост и да могат да се използват със съществуващата система тези устройства трябва да имат стандартни входно-изходни параметри:

- входното напрежение е 100V (линейно или фазно 57,7V. Линейното напрежение е това между отделните фази, а фазното е напрежението фаза-нула).

- входният ток е 5A. Достатъчно разпространени са и преобразуватели за 1A.

Това са номинални стойности, като преобразувателите трябва да работят точно и при претоварване 20-30%, т.е. до 130V и 6A. Естествено токовете и напреженията в електро-системата са много различни, но с подходящи трансформатори стойностите се свеждат до стандартните. Естествено чрез коефициентите на трансформация се получават реалните стойности. Има ограничения на консумираната мощност на преобразувателя от измерваните вериги. От напрежителните вериги се допуска консумация с мощност до 10VA, а от токовете 4VA. Ограничението е в пълна мощност VA, а не в активна – W.

- изходите на преобразувателите са няколко вида – аналогови (ток и напрежение), импулсни и цифрови. От аналоговите по-разпространени са тези с ток поради по-голямата шумоустойчивост на токовата връзка. Използват се стандартни изходи 0-5mA, -5 - +5mA, 4-20mA. При напрежителен изход се използват стойности от -10 до +10V.

Импулсните изходи обикновено се използват при преобразуватели за енергия. Всеки импулс съответства на определено количество енергия. Реализира се най-често с реле.

При цифровите изходи няма наложен се стандарт. Обикновено се използват като добавка към аналоговите и често са за проверка и настройка на преобразувателите, по-рядко за предаване на информацията поради особеностите на системата за управление в подстанциите.

- захранването на първичните преобразуватели обикновено е от отделен източник. Когато преобразувателят може да се вмести в ограниченията за консумирана мощност за захранване се ползва входната верига. Естествено за преобразуватели на ток това не е възможно защото при много малки токове няма да има захранване. При изходи 4-20mA, които по стандарт се захранват от апаратурата към която са свързани преобразувателите, 4-те mA може да се използват, ако са достатъчни. При съвременните средства това е възможно, особено за по-прости преобразуватели на ток, напрежение, честота. Източникът на захранване се предпочита да е автономен защото устройството ще работи и когато отпадне измерваната величина. Обикновено се използват 220V от автономни генератори или инвертори, както и акумулатори 200V.

Точността която се изисква от тези преобразуватели се определя от мястото където ще се използват. Трябва да се има предвид, че исканата от преобразувателите точност се отнася към обхвата, а не към измерваната величина. Типичните стойности са 1-2%, а в определени случаи 0,5-0,2%, рядко 0,1%. Това се определя от възможностите за регулиране, от параметрите които се изискват от стандартите, както и от съществуващата система. На повечето места изходните аналогови величини се измерват с 8-разрядни АЦП което означава максимална разрешаваща способност 0,4%. По-голяма точност е оправдана само при измерването на електроенергия, ако по измерените стойности се извършват разплащания.

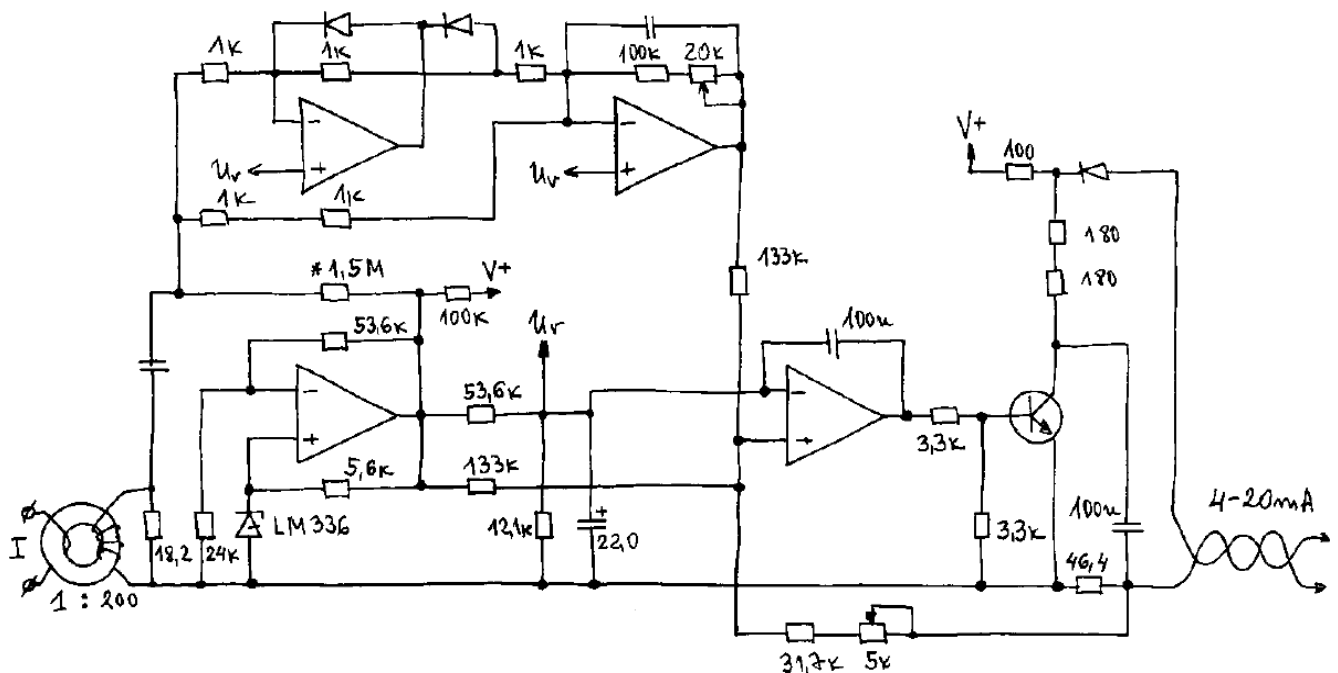
Много е важно да се обърне внимание на галваничното развързване между входа, изхода и захранването на преобразувателя. Това дава възможност входовете и изходите на отделните преобразуватели да се свързват паралелно и последователно в зависимост от необходимите измервания, без това да влияе върху работоспособността им. Поради големите смущения които възникват в ЕЕС, особено при аварии, преобразувателите трябва да издържат големи напрежения между входовете, изходите и захранването в зависимост от стандартите - 2, 4, 8 kV. Това усложнява иначе сравнително простите схеми на преобразувателите. Налага се да се използват по два трансформатора или такива с високоволтова изолация между вторичните намотки – обикновено между първичната и вторичните намотки изолацията е много добра, но между вторичните не издържа повече от 200-300V.

Типичните стъпала които се използват за измерване на ток и напрежение са няколко. За измерване на ток това са шунтови резистори или трансформатори, а за напрежение - резистивни делители или трансформатори. При използването на трансформатори се решава въпроса с галваничното развързване на измервателната верига, но измервателните трансформатори са скъпи устройства, особено за точности по-големи от 0,5%. При по-големи точности се предпочитат поевтини трансформатори с електронна компенсация – схемите поддържат “нулева” индукция в магнитопровода. Измерител на тази индукция е или допълнителна намотка или вграден в магнитопровода сензор на Хол. В този случай се увеличава значително консумацията на уреда и отделното захранване е задължително (4-те mA при стандарта 4-20mA са недостатъчни).

При използването на резистори няма проблем с точността но остава да се решава въпроса за развързването от изхода.

Изходните стъпала са типови схеми на генератори на ток с операционни усилватели. В тях няма особености освен задължителните защитни елементи – ограничителни резистори и ценови диоди. В някои приложения се налага допълнителна честотна корекция поради дължината на свързващите проводници в изхода – до няколко стотици метра.

На схемата по-долу е показана типична схема на преобразувател на ток. Входната верига е за 1A, а изходната по стандарта 4-20mA. Използва се една схема на четворен ОУ тип LM324. Два от усилвателите (в горната част на схемата) се използват като двуполупериоден изправител. Единият от останалите - като опорен източник, а другият - в изхода (заедно с транзистора) като генератор на ток. С двата потенциометъра се настройват наклона и нулата (4mA) на характеристиката на уреда. Точността е 1%. Изправителят е за средна (не е true RMS) стойност. Захранването е по токовата връзка 4-20mA, а галваничното развързване е с трансформатора 1:200.



3. Симулиране на параметрите на електрическата мрежа.

Области на приложение на симулирането

- научни изследвания и развойна дейност в областта на електроенергетиката.
- изпитания в различните етапи на производството и окачествяване на продукцията от измервателна, управляваща и защитна апаратура за нуждите на електроенергийната система.
- вторични изпитания на тази апаратура по време на експлоатацията.
- обучение на операторите при пълна безопасност в максимално близки до реалните работни условия.

Етапи в развитието на симулирането в електроенергетиката.

- използване на мащабно намалени реални елементи от електроенергийната система.
- разработване на аналогови модели на елементи от електроенергийната система.
- съставяне на аналогови модели, управлявани от компютър.
- въвеждане на цифрови модели.

Устройства за симулации в електроенергетиката.

- аналогови симулатори на електроенергийната система.
- анализатори на преходни процеси в електроенергийната система.
- системни симулатори за изпитания на релейни защиты.

Симулиране на режими от работата на електроенергийната система.

Режимите в работата на електроенергийната система са стационарни и аварийни. При симулиране на стационарни режими към изпитваните устройства (най-често релейни защиты) се подават сигнали с параметри (амплитуда, фазов ъгъл, честота), отговарящи на нормалната работа на съоръженията (генератори, далекопроводи, турбини, трансформатори). Когато се симулират аварийни режими параметрите на изпитвателните сигнали трябва да са в областта на задействане на релейната защита.

Изпитанията могат да бъдат статични и динамични. При статичните изпитания се подават сигнали с параметри от областта на задействане и се измерва времето до задействане на релейната защита. При динамичните изпитания се подават сигнали с линейно или стъпково изменение на параметрите. Промяната на параметрите се извършва след изтичане на временен интервал или задействане на релейната защита. Може да се извършват преходи от стационарен към аварийен режим и обратно.

Симулиране на преходни процеси от работата на електроенергийната система

Преходните процеси протичат в различни ситуации от работата на електроенергийната система – включване или изключване на генератор или товар, изключване при късо съединение и др. Тогава се появяват токове и напрежения с амплитуди, които надвишават дори тези при къси съединения. Целта на симулациите е да се настройат релейните защиты да различават преходните режими от аварийните и да не се задействат при преходен режим. При преходни процеси се появяват сигнали с честота, различна от основната. Характерни преходни явления са синхронното люлеене и асинхронния ход.

Синтезиране на сигнали за симулация

Сигналите могат да бъдат описани с аналитични математически изрази, синтезирани със специализирани програмни продукти за анализ на преходни процеси или записани чрез регистратори на повреди в реални електрически мрежи.

Устройства за симулация

За целта се използват специализирани трифазни и еднофазни напрежителни и токови генератори, известни под наименованието товарни устройства. Те се състоят от мощни усилватели и релейни входове и изходи за връзка с изпитваната защита, ЦАП за синтезиране на изпитвателни сигнали, микропроцесорен управляващ блок, блок за интерфейс с оператора. Управляващият блок трябва да съдържа достатъчна по обем памет за съхраняване на записи на изпитвателни сигнали.

По тези въпроси е дадена и достатъчно допълнителна литература.

Измерване на електропотреблението (електромери).

На този въпрос се отделя по-голямо внимание по две причини. От една страна, чрез електромерите става плащането на ел.енергия, а от друга - тези устройства много често са обект на “въздействия”.

Точността с която трябва да работят електромерите, на пръв поглед, не е висока – 1-2 % за битови цели и много по-рядко 0,1-0,2 % във възлови подстанции. Всъщност, съгласно стандарта тази точност трябва да се запазва и при претоварване 4, 6 или 8 пъти, а това означава значително увеличаване на исканата точност. Така един електромер за 10А трябва да отчита вярно и при 40А (за съвременното потребление това не е много – 8-10kW) и при 100 mA. Тези изисквания са се формирали с времето. В началото, за битово потребление електричеството се е използвало предимно за осветление и максималната консумация не е надвишавала 1-2 kW, докато по-късно ролята на електрическите уреди нараства, но изискванията за точност се запазват – електромерът трябва да работи точно когато свети една лампа и когато е включено електрическото отопление. Според стандарта за електромери клас 1 (1%) основните изисквания за допустима грешка са:

За активен товар ($\cos\varphi=1$):

от 0,05.Iосн до 0,10.Iосн < 1,5%
от 0,10.Iосн до Imax < 1,0%

За реактивен товар ($\cos\varphi=0,5$):

от 0,1.Iосн до 0,2.Iосн < 1,5%
от 0,2.Iосн до Imax < 1,0%

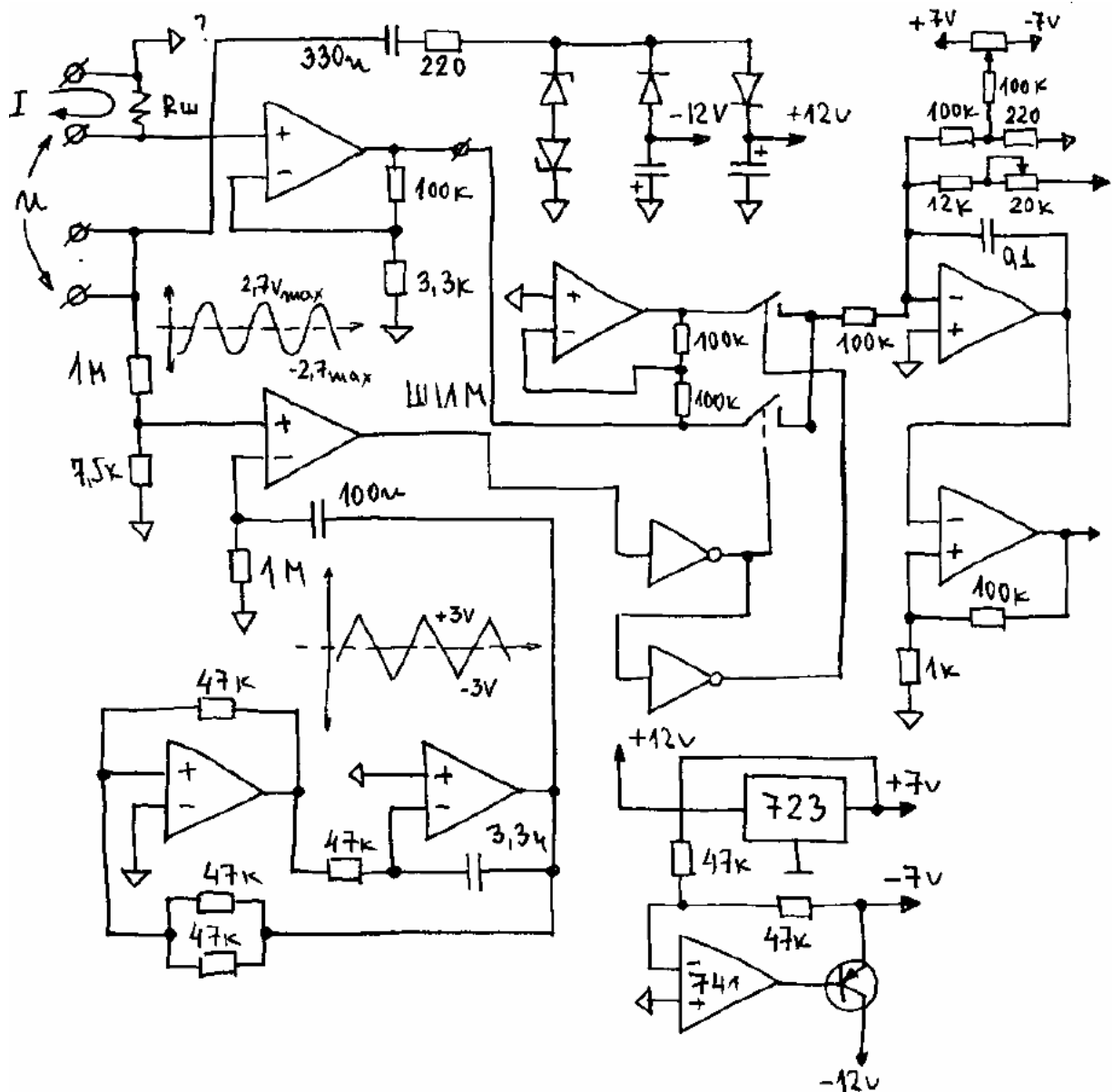
като обикновено $I_{max} = (4-6).I_{осн}$. Допълнително има изискване за чувствителност - уредът да започне да отчита при 0,4% от основния ток. При $I_{max} = 6.I_{осн}$ и при 6-7 разряда за постигане на точност 1,5% при ток 0,05.Iосн, като се има предвид, че сигналът е двуполярен, се получават около 16000 нива за АЦП. Ако преобразуването е без превключване на обхватите трябва да се постигне 14-15 разряда или за уред с точност 1% е необходим поне 14-разряден АЦП. Освен това има изисквания тези параметри да се запазват в широк температурен обхват.

Допълнителните изисквания се отнасят към съхранение на информацията дълго време без захранване, устойчивост на шокови смущения, на краткотрайни пропадания в мрежата и други. Това е една от причините, за битови цели още масово да са разпространени електромеханичните електромери, главно поради по-ниската им цена. При трифазните електромери и такива от по-висок клас електронните електромери изместват механичните.

Електронните електромери работят съгласно дефиницията за активна енергия – сумата (интеграл) от моментните стойности на произведението на тока и напрежението. Колкото е по-висока честотата (на дискретизация) с която се отчитат моментните стойности толкова по-високи хармонични съставки ще бъдат включени в крайния резултат. За целта има специално разработени интегрални схеми включващи бързи и многоразрядни АЦП (за тока и напрежението), умножители, филтри и преобразуватели в код или честота. По тези въпроси може да се ползва допълнителната литература [solid_state.pdf](#), [reactive_energy_metering_international_edition.pdf](#), [mi_editorial2.pdf](#), [solidstate_energymeter.pdf](#), [ad7750.pdf](#) както и [ETE_1.pdf](#) и [elmer_distancionno_otcitane.pdf](#).

Умножението на моментните стойности на U и I може да се извърши и чрез “класически” време-импулсен умножител. Схема на електромер на този принцип е дадена по-долу. Токът от измерваната верига се усилва, инвертира и подава на аналогови ключове. Напрежението се преобразува в импулси с различна продължителност (ШИМ). Когато импулсите са във високо ниво към интегратора се подава сигналът от токовата верига, а когато са в ниско ниво – инверсната му стойност.

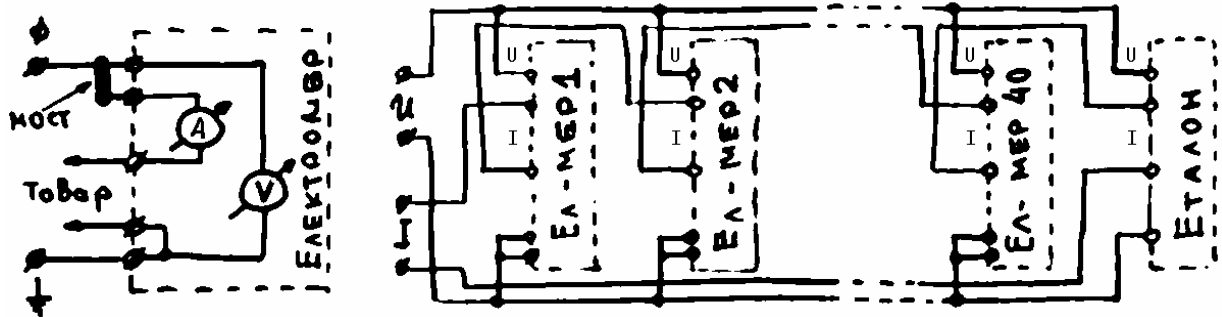
Информацията за тока се получава от шунтово съпротивление. Усилването е около 30 пъти. Аналоговите ключове са от тип CD4066. Генераторът на триъгълно напрежение за основната честота на ШИМ е реализиран с два операционни усилвателя – интегратор и компаратор. За получаване на необходимата точност изходните нива на компаратора трябва да са стабилни. Амплитудата на генератора (3V) трябва да е по-голяма от максималната амплитуда на входното напрежение след делителя (2,7V). Честотата на генерация трябва да е 5-10kHz, като в случая е около 6 kHz (на схемата осцилограмите за 50Hz и 6kHz са при различен мащаб на времето!). Модулацията се получава като на компаратора се подава входното напрежение на електромера и



триъгълното (на инвертиращия вход). Триъгълното напрежение се подава през кондензатор за да се отстрани евентуалното постоянноотково отместване предизвикано от не-идеалните операционни усилватели. Интеграторът, заедно с компаратора в изхода преобразуват енергията в импулси. Когато напрежението в изхода на интегратора достигне прага на задействане на компаратора, той се превключва и през веригата 12k и потенциометъра 20k интеграторът се разрежда до достигане на другото ниво на компаратора. Това е “класическа” схема на преобразувател на напрежение в честота (в случая доста ниска). Импулсите от изхода на компаратора се подават на брояч (делител) от изхода на който се управлява електро-механичен брояч (не са показани на схемата) в който се натрупва енергията и който служи за отчитане. Най-младшият разряд на този брояч съответства на 0,1 kWh. За да се получи добра точност и стабилност, захранващото напрежение се получава от прецизен източник – LM723. Изправителят е реализиран по схема на без-трансформаторно захранване с кондензатор 330 nF.

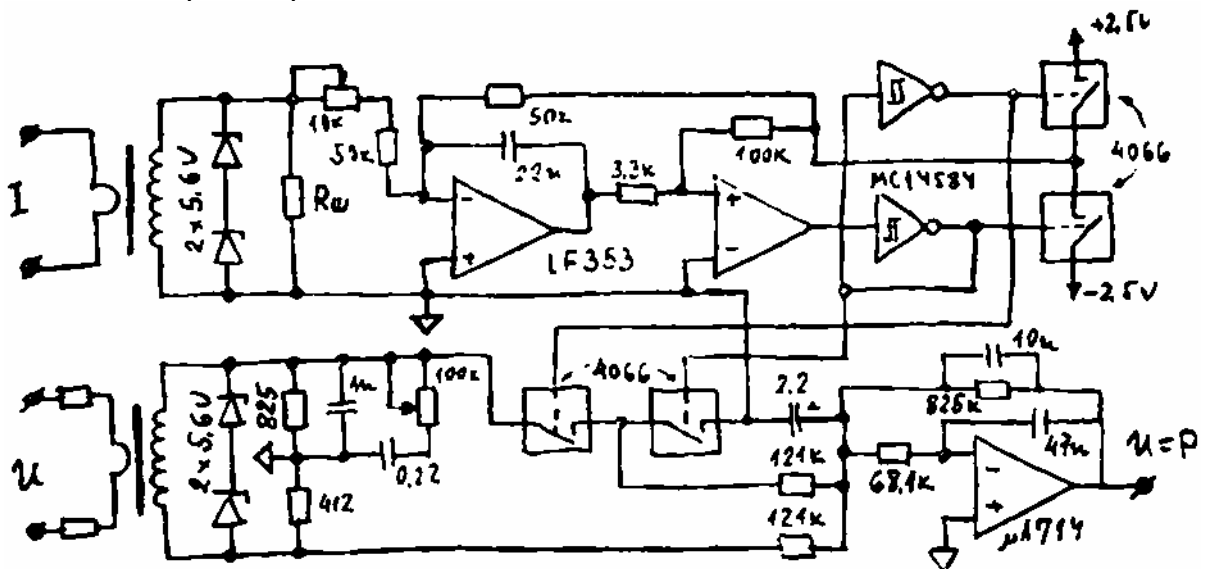
Тази схема не е подходяща за серийни електромери защото не отговаря на изискванията на електрификационните дружества независимо, че по параметри отговаря на стандарта. Проблемът е, че токовата и напрежителната верига на електромера не могат да се разделят. В режим на нормална работа това не е необходимо. При проверка и настройка в лабораториите на

електроснабдителните дружества се налага да се тестват едновременно много електромери обикновено 40-60. Това се прави защото изпитването на един електромер продължава по няколко



часа. При тестването токовете вериги на електромерите се отделят от напрежителните и се включват последователно, а напрежителните – в паралел. Към тях се включва и еталонен електромер. Показанията на тестваните електромери се сравняват с еталонния при различни режими на работа. Ако веригите не може да се разделят, напрежението на всеки следващ електромер ще намалява с пада в токовата верига и изпитването няма да е коректно. По тази причина електромерите трябва да имат мост между напрежителната и токовата верига, който при тестване да се отстранява.

На схемата по-долу е показан преобразувател подобен на вече описания, но за разлика от него токовата и напрежителната верига са разделени поради използването на трансформатори. При това решение токът, а не напрежението се преобразува чрез ШИМ. Друга особеност е, че напрежението се измерва с токов трансформатор, като то се подава през два последователно свързани еталонни резистора.

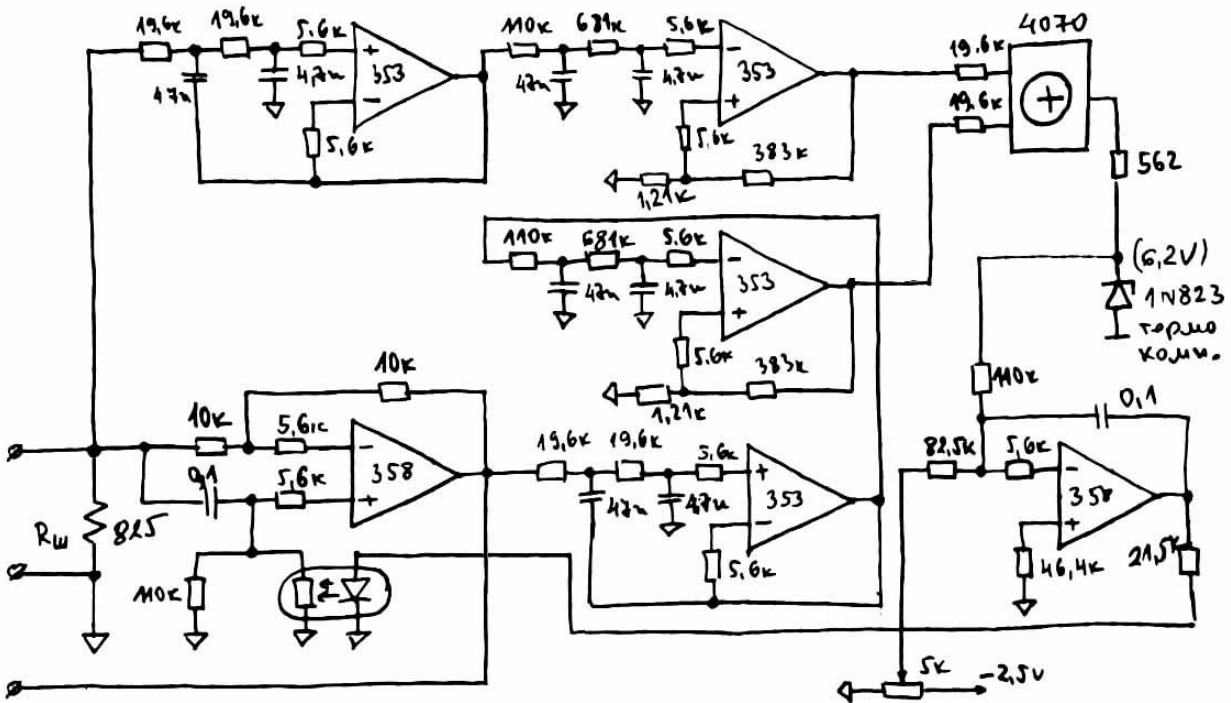


На тази тема е и статията в допълнителната литература [str2.pdf](#).

Измерването на реактивна енергия е по-трудно. Затова и изискванията по стандарт са занижени. В същото време консумираната реактивна енергия е много по-малко от активната и това не води до значителни грешки. Доколкото реактивната енергия натоварва електроснабдителната системата то за консумирането и по-скоро се плащат глоби.

Реактивната енергия може да се отчита по различни начини – чрез измерване на пълната, активната и изчисления, чрез измерване на тока и напрежението и изчисления, чрез дефазирание на отчетите преди умножението, чрез директно измерване и т.н. Тези въпроси се дискутират в [reactive_energy_metering_international_edition.pdf](#) от дадената литература.

Всъщност измерването на реактивната мощност става така както се измерва активната, но единият от сигналите преди това се дефазира на 90° (много точно). Ако това е сравнително проста задача за синусодален сигнал с постоянна честота, за тока и напрежението в реалната мрежа не е. От една страна промяната на честотата при фиксирани фазо-изместващи вериги ще води до грешки съизмерими със стойността на консумираната реактивна енергия. От друга страна формата на напрежението и особено на тока в повечето случаи е далеч от синусоида. Това не позволява използването на елементарни решения за дефазирание. На схемата по-долу е показано устройство



което може да се използва при измерване на реактивна мощност с точност по-добра от 0,5 %. С него токът или напрежението се дефазира на 90° , а след това се използва измерител на активна мощност. Дефазирането на сигнала става със схема на повторител, на не-инвертиращия вход на който има честотно зависима верига. Времоконстантата на тази верига се променя с управляем фото-резистор. Сигналите преди и след дефазирането се сравняват със схема на изключващо "или" като сигналът в изхода на схемата при 90° ще е с коефициент на запълване 0,5. Този сигнал се преобразува в напрежение което се сравнява с еталонно (-2,5V). Предвидена е настройка на това напрежение за да се компенсират грешките от толерансите на елементите.

За да се дефазира основният хармоник сигналите преминават през активни и пасивни филтри. Преди логическата схема, с компаратори се формират правоъгълни импулси.

Въпроси:

1. Какви са основните задачи които се изпълняват при управлението на ЕЕС?
2. Какви измервания се извършват в подстанциите?
3. Какви са типичните стойности на входните и изходните величини на първичните преобразуватели в подстанциите?
4. Какви са областите на приложение на симулирането на параметрите на ел.мрежа?
5. Какви са основните проблеми пред електронните електромери?
6. От какъв порядък е точността която се изисква от електромерите?
7. Какъв е принципът на работа време-импулсния умножител?
8. Защо токовата и напрежителната верига на електромера трябва да могат да се разделят?

Измерване на твърдост на метали.

Измерването на твърдост по класическите методи се свежда до деформация на изследваната повърхност. Това става с тяло от много твърд материал. Измерва се или следата която се оставя или проникването в тествания обект. Известни са методите и съответните скали на Бринел, Рокуел, Викерс и др. които се отличават най-вече по формата на тялото с което се мери (сфера, призма ...) и се прилагат в зависимост от материала чиято твърдост се мери. По тези въпроси има достатъчно литература в световната мрежа:

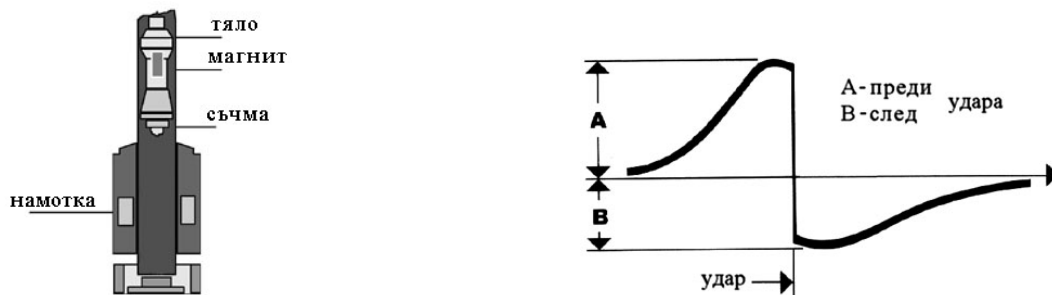
<http://www.microphotonics.com/sonohard.html>

<http://www.ndt.net/article/v06n09/frank/frank.htm>

http://www.tf.uni-kiel.de/matwis/amat/mw1_ge/kap_8/advanced/t8_4_2.html

Тема на тези бележки е друг метод на измерване (електронен) с който резултатите се получават много бързо докато “класическите” методи са бавни. Методът се състои в измерване на **отношението** между скоростта на падане и скоростта на отскачане от тестваната повърхност. Нарича се метод на рикошета (отскока) - **Rebound**. Отношението се умножава по коефициенти за да се получи твърдост по някоя от известните мерни скали (по Рокуел, Бринел ...).

Тук ще се разгледат особеностите на метода и изискванията към електронната част на уред предназначен за измерване на твърдост по този начин. Измервателната глава е цилиндър с размерите на писалка. Твърдостта се тества със съчма от волфрамов карбид (изключително твърд материал). Тя е закрепена от едната страна на тяло със специфична форма. “Писалката” се поставя перпендикулярно на измерваната повърхност и тялото (съчмата) се изстрелва към повърхността, удря се и отскача. Отношението на скоростта при отскачане към тази при падане носи информация за твърдостта – колкото е по-близо до 1 толкова материалът е по-твърд. Има изисквания към повърхността по отношение на грапавостта, чистотата и др. Скоростите на падане и отскачане се

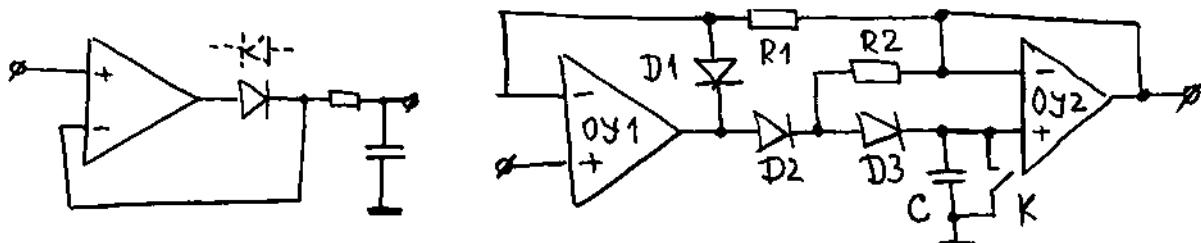


измерват чрез електромагнитна индукция – тялото със съчмата е постоянен магнит който минава през намотка намираща се в края на измервателната глава. Мястото на намотката се настройва за да се получи максимален сигнал. При измерването (удара) се получават два импулса с амплитуди които са пропорционални на скоростите на падане (А) и отскачане (В) защото индуцираното напрежение е функция на скоростта на промяната на магнитния поток ($d\Phi/dt$). Полученият сигнал е с достатъчна амплитудата и не е нужна голяма чувствителност. Проблем е времето в което се развива процеса – няколко ms. Има два подхода за изграждане на уредите работещи по този метод.

Единият предполага използването на бързи високо-разрядни АЦП (12 разряда и време за преобразуване $< 10\mu s$) и контролер който търси максимумите в двата импулса и изчислява отношението.

Вторият подход е значително по-прост. За целта са необходими два върхови изправителя (детектора) за запомняне на амплитудите на импулсите и схема за измерване. Ако уредът е преносим е достатъчно да се използва интегрална схема на волтметър, например ICL7106. За входно напрежение се подава импулсът при отскачане, а за опорно – импулсът при падането на измервателното тяло. С промяна на коефициентите на входните делители показанието се получава съгласно някоя от стандартните скали за твърдост (по Рокуел, Бринел и т.н.). Ако е необходима статистика, документиране и др. вместо волтметър се използва прост микроконтролер с АЦП.

Вторият подход е много по-евтин, но изисква схеми на върхови детектори. Има достатъчно добри готови интегрални схеми дадени в допълнителната литература. Когато задачата е много ниска цена, може да се използва схемата показана по-долу. В сравнение с типична схема на върхов



детектор (вляво) в тази има допълнителни елементи които подобряват основните параметри – бързодействие и време на запазване на резултата.

При класическата схема, когато входният сигнал стане по-малък от този до който е зареден кондензатора, диодът се запушва и напрежението върху кондензатора е равно на максималното (по абсолютна стойност) във входния сигнал. Тогава операционният усилвател остава без обратна връзка и се насища – изходното му напрежение е близо до захранващото. Излизането от насищане на операционните усилватели е относително бавно. Това означава, че при следващ импулс ще е необходимо време на схемата да влезе в режим, т.е кратки импулси ще бъдат пропуснати. Друг проблем е разреждането на запомнящия кондензатор – следващото стъпало трябва да е с високо входно съпротивление. Изискванията към стойността на кондензатора са противоречиви – от една страна трябва да е малък за да запомни бързо, от друга да е голям за да помни дълго.

Схемата вдясно до голяма степен изпълнява изискванията. Първият операционен усилвател е с голямо бързодействие, малък дрейф и малко изходно съпротивление – бързо достига върховата стойност и зарежда кондензатора. За бързодействието помага диодът D1 който затваря обратната връзка когато входният сигнал започне да спада и операционният усилвател не се насища. При нарастване на сигнала обратната връзка е през D2, D3, изхода на OY2 и R2. Когато сигналът започне да спада диодите D2 и D3 се запушват и на изхода на схемата се получава максималната стойност на сигнала запомнена в кондензатора.

Разреждането на кондензатора определя колко дълго ще се помни върховата стойност. Кондензаторите които се ползват на практика нямат саморазряд – остава входният ток на операционния усилвател и обратният ток на диода D3. Задължително OY2 е с полеви транзистори на входа (MOS или FET) и е с много малък входен ток. Обратният ток на бързите (импулсни) диоди е значителен. В схемата той се намалява като между анода и катода на D3 се поддържа напрежение приблизително нула. Този подход изисква използване на два диода – D2 и D3.

Преди всяко измерване кондензаторът трябва да се разрежда. Ключът е или механичен или MOS транзистор (аналогова ИС – 4016, 4066, 405x ...) с малка утечка.

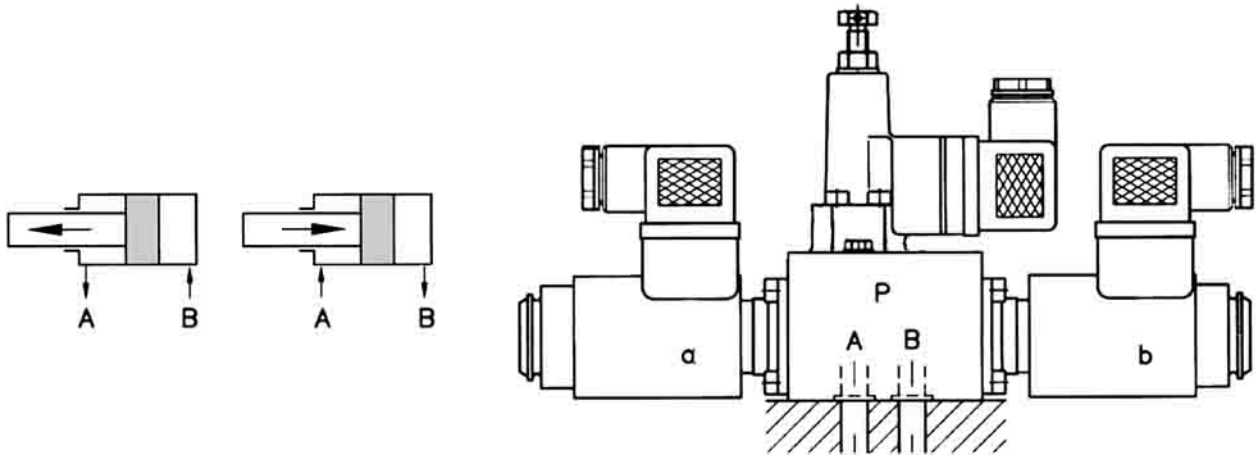
В допълнителната литература са дадени и други методи за измерване. Интересен е ултразвуковия - [hardnessfaq.pdf](#), [faq2](#).

Въпроси:

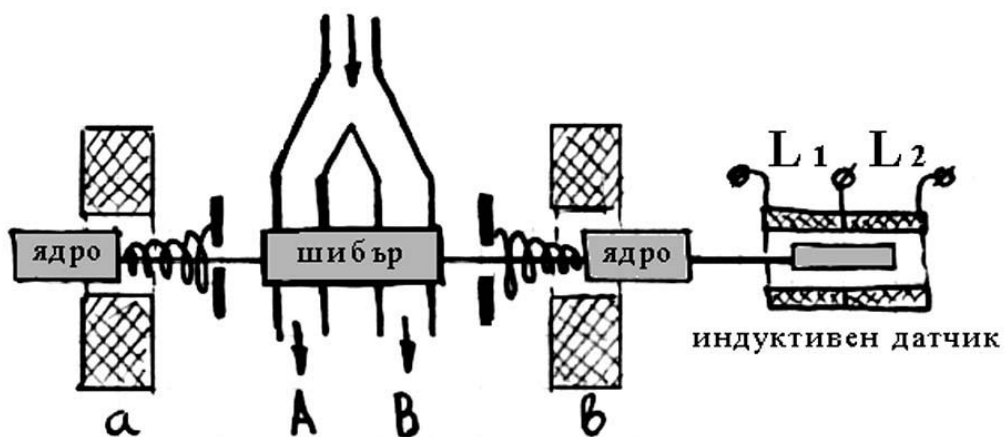
1. Какъв е принципът на работа на измервателя на твърдост по метода на рикошета?
2. Как от измерените скорости се определя твърдостта?
3. Формулирайте изискванията към електронния измерител на твърдост?
4. Какви са проблемите пред върховия детектор?
5. Как се намалява разреждането на запомнящия кондензатор?

Електронни устройства за пропорционалната хидравлика.

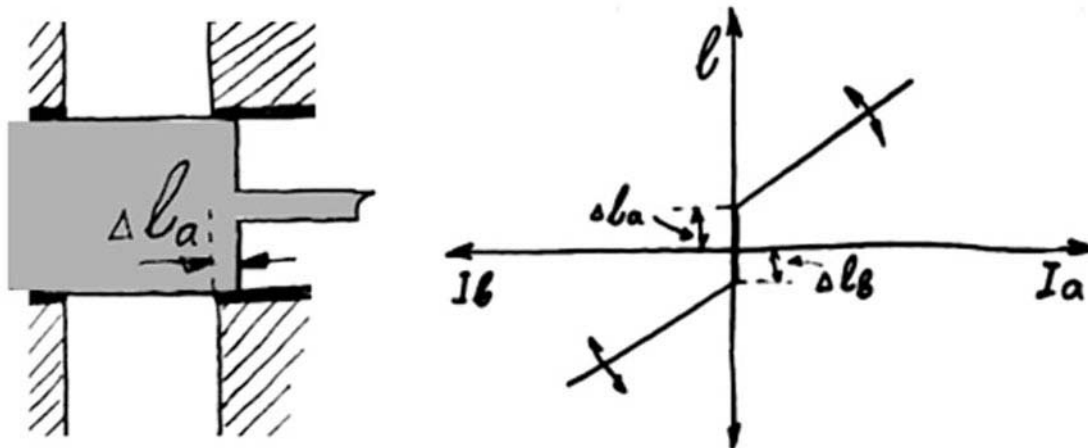
Изпълнителните устройства в хидравликата, като цилиндри, двигатели и други, се управляват с така наречените хидравлични разпределители. С тях се пренасочва маслото под налягане с което се изпълнява съответна команда. Изходната характеристика на разпределителя може да е релейна (отворено-затворено) или пропорционална. При пропорционалните хидравлични устройства изходната величина (налягане, дебит, преместване и т.н.) е пропорционална на входната – ток, напрежение, код и др. Естествено електронните устройства стават значително по-сложни. По-долу



е показан двупосочен пропорционален разпределител. С двата електромагнита **a** и **b** се управляват две маслени магистрали **A** и **B**. Степента на отваряне зависи от тока през електромагнитите. От механичните характеристики на разпределителите се определят изискванията към електронното управление. Освен двупосочни има и еднопосочни разпределители – половината на показния по-горе. В този случай управлението е еднополярно и се управлява само едната магистрала като дебитът през нея зависи от тока през електромагнита. Схематично разпределителят е представен на следващата фигура. Двата електромагнита привличат ядрата като свиват пружините и местят шибъра. В даден момент работи само един електромагнит. Шибърът е тяло с много гладки стени и точни размери. Той отваря и затваря маслените магистрали. В дясно на схемата се намира индуктивен датчик за преместване с който се измерва положението на шибъра. Индуктивностите L_1 и L_2 се променят в зависимост от мястото на сърцевината и отношението им е пропорционално на преместването. Не всички хидравлични разпределители имат такива датчици. Тогава при управлението се разчита на постоянство на характеристиките на пружините и на ел. магнитите. В много случаи за обратна връзка се използва не преместването на шибъра, а резултатът от работата на изпълнителното устройство – хидравличен цилиндър или мотор, което е по-правилен подход. От фигурата се вижда, че в двете посоки участват различни пружини и ел. магнители. Това изисква и различни характеристики (коэффициенти на усилване) на електронната част за двете посоки. Има и



специфични изисквания свързани с наложилите се начин по който се подават управляващите сигнали. Това обикновено става с напрежения, предварително нагласени с потенциометри, които се превключват с релета – т.е управляващият сигнал се променя скокообразно. Ако и шибърът се премести рязко може да се получи хидравличен удар. Освен това с хидравлика обикновено се управляват тежки машини с голяма инертност. По-правилно е движението на шибъра и съответно подаването на маслото да става плавно с ограничена скорост на нарастване на изходния сигнал, която в зависимост от конкретната машина да може да се настройва.



Хидравличният разпределител има и други особености. На фигурата по-горе е показано как шибърът затваря магистралата. Известно е, че в машиностроенето не може да се работи с абсолютна точност. В идеалния случай дължината на шибъра трябва да е равна на разстоянието между двете външни стени на магистралите. В средно положение и двете ще са затворени и при най-малък сигнал в една или друга посока маслото ще прониква в съответната магистрала. В реални условия шибърът се изработва с някаква грешка в размерите и ще бъде по-голям или по-малък. Когато е по-малък маслото ще се подава и по двете магистрали едновременно което е недопустимо. За да не става това шибърът винаги се прави по-голям от необходимото така, че и при долната граница на допуските при изработка двете магистрали да са затворени. Това налага в характеристиката на усилвателя да се въведе стъпало в началото. При най-малък сигнал шибърът трябва да се премести скокообразно с ΔI . Това преместване трябва да се настройва индивидуално за всеки разпределител и за всяка посока. Доколкото двата ел.магнита и двете пружини не са еднакви е предвидена и настройка на наклона (усилването) поотделно за двете посоки.

Блоквата схема на електронно устройство за управление на пропорционални хидро-разпределители (в хидравликата - "Електронен усилвател") включва няколко задължителни блока. Това е преди всичко захранване което от 24(12) V изработва всички необходими за работата на управлението напрежения. Техният брой, полярност и стойност зависят от избраната схема, но задължително от устройството трябва да "излизат" две стабилизирани напрежения с различна полярност +/- 10(5)V. Тези напрежения захранват потенциометрите с които чрез релета се подават командите към усилвателя. Стабилността на тези напрежения определя и точността с която се позиционира шибъра.

Друг задължителен елемент е сумиращ усилвател с три и повече входа - буферира и сумира управляващите сигнали. В изхода на усилвателя има формироваател на управляващия сигнал който не позволява скокообразно изменение. Нарича се **рампа** (платформа) и задава максималната скорост на изменение, като поотделно се настройват скоростите на нарастване и спадане. Трябва да има възможност за изключване на рампата – налага се при обслужване и настройка.

Задължителни са настройки на характеристиките – на стъпалото и на наклона (усилването) и то поотделно за двете посоки. Това се налага по причини подробно коментирани по-горе.

Освен тези "задължителни" блокове повечето производители добавят и допълнителни . Те от една страна подобряват параметрите на усилвателите, а от друга дават допълнителни удобства.

Някои усилватели имат вход за индуктивен датчик за измерване на действителното преместване на шибъра – показан в схемата на пропорционалния разпределител. Обратната връзка осъществена по този начин може да се изключва когато използваният разпределител няма вграден датчик.

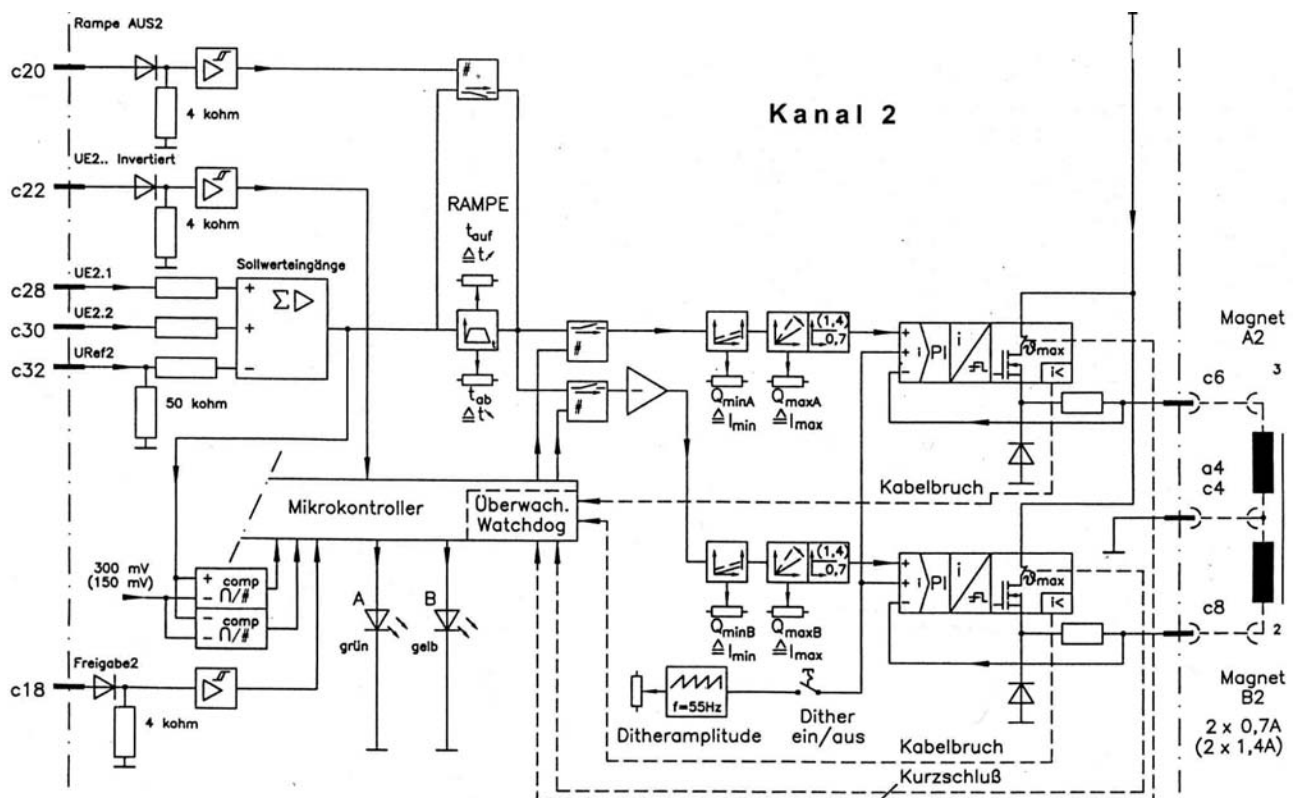
Друго важно допълнение е блок за модулиране на изходния сигнал. Това става с малка амплитуда и честота от 50 до 200 Hz. В някои решения амплитудата може да се настройва, а честотата да се избира между няколко стойности в зависимост от конструкцията и конкретното приложение на разпределителя. И този блок може да се изключва. Нарича се *dither*. Задачата на това модулиране е да накара шибъра да трепти непрекъснато с малка амплитуда. Така триенето се намалява, подобрява се смазването и като краен резултат управлението става по-плавно. Ако няма такъв блок шибърът понякога леко “заклинва” и когато трябва да се премести се получават удари и разколебаване. При някои приложения обаче, този блок трябва да се изключва защото разтрептява цялата хидравлична система.

Като допълнение се използват и различни блокове за индикация и защиты. Чрез тях се показва посоката на движение както и различни аварийни ситуации – претоварване по ток, късо, прекъсване на кабели, прегряване, управляващи сигнали извън нормата и др. Когато има обратна връзка (с индуктивен датчик) се следят нейните параметри и изправност.

При еднопосочни разпределители и управлението е еднопосочно – задаващите напрежения са еднополярни, управлява се един ел. магнит, настройват се характеристиките и рамките само за една посока. Има специализирани управления за еднопосочни разпределители, а естествено могат да се използват и двупосочните .

Много мощни и тежки машини се управляват с разпределители с двустъпално управление. Първото стъпало е разпределител с електрическо управление описано по-горе. Второто стъпало е с хидравлично управление. Тук шибърът се премества с масло защото силата на електромагнитите не е достатъчна. Първото стъпало премества шибъра на второто. Контролерът предназначен за двустъпални разпределители винаги има вход за обратна връзка (индуктивен датчик) за положението на шибъра във второто стъпало. По плавно и устойчиво управление се получава когато има обратна връзка и от двата разпределителя.

На схемата е даден пример за електронен усилвател тип **EV22K1** на фирмата **HAWE**. Той е



двупосочен, без обратна връзка за положението на шибъра (разчита на стабилни параметри на разпределителя). Към отделните стъпала са показани съответните настройки. Използван е микроконтролер, но неговите функции са насочени предимно към индикацията и защитите. Много интересно е развитието на схемните решения през годините. Показаната схема е от м. Март 1994г. В допълнителната литература [D78171-01D.pdf](#) е показана схемата от м. Ноември 1999г. за същото управление. Вижда се, че вместо две, е направено едно крайното стъпало за управление на двата ел. магнита. Освен това функциите на микроконтролера са стеснени. В стария вариант (показан по-горе) контролерът задава посоката на движение и следи тока в крайните стъпала, както и “отговаря” за защитите по претоварване. В новото решение контролерът управлява светодиодите, следи за късо и прекъсване, включва и изключва крайното стъпало. Подобен е захранващият блок като е разширен обхватът на захранващите напрежения – 9-32V.

В [EV1M2.pdf](#) ([D7831.pdf](#) на немски език) е показан електронен усилвател за еднопосочни разпределители. Вижда се, че няма съществена разлика в блоковете и настройките в сравнение с двупосочните. На втора страница от материала са показани и вариантите на основните схеми на свързване на усилвателя към управлението и ел. магнита. То може да става ръчно с потенциометър, с превключване на релета, с бутон за задаване на две положения, дистанционно с ток от 0 до 20 mA и т.н.

Ако обобщим изложеното дотук за изискванията към електронните блокове за управление на хидравлични разпределители (електронни усилватели) се получава следното:

- да работят от нестабилизирано, право или променливо захранващо напрежение 24(12)V. Това изискване не е коментирано но се определя от наложените се правила при изграждането на ел. табла за управление. Така нареченото “оперативно” напрежение е 24V. Често е предвидено филтриращият кондензатор на изправителя да е външен за устройството.

- блокът изработва две стабилизирани напрежения +/- 10V с които да се захранват схемите за задаване на управлението. Това обикновено са потенциометри и/или релета.

- управлението на ел.магнитите трябва да е плавно, като “плавността” се регулира. При необходимост този режим може да се изключва и към ел. магнитите се подава това което се подава на входа. Обикновено изключването се използва при тестове и настройки.

- в предавателните характеристики трябва да има стъпало (скок) в началото. Това стъпало и усилването се настройват индивидуално към всеки разпределител.

- когато устройството е двупосочно и има изходни стъпала за два ел.магнита е недопустимо те да се задействат едновременно. Обикновено има защити по максимален ток, прекъсване на свързващите проводници и прегряване.

- крайните стъпала се модулират с честота 50-200 Hz за по плавно управление.

- в някои устройства има блок за работа с индуктивни датчици с които точно се определя положението на шибъра. Това е задължително при двустъпални разпределители.

Въпроси:

1. Какво представляват пропорционалните хидравлични разпределители?
2. Какви са основните изисквания към електронните устройства за управление на пропорционални хидравлични разпределители?
3. Защо е необходимо стъпало в началото на характеристиката на усилвателя?
4. Защо изходният сигнал към ел. магнитите трябва да се променя плавно и защо трябва да се настройва скоростта на нарастване/спадане?
5. Кога се налага плавното изменение на изхода да се изключва?
6. Защо трябва да се настройва усилването на усилвателя?
7. Защо усилването може да се настройва поотделно в двете посоки +/-?
8. Защо управляващия ел. магнитите ток се модулира?
9. С каква честота се модулира изходния сигнал подаван към ел.магнитите?

Ултразвуково измерване на скорост и дебит на течности.

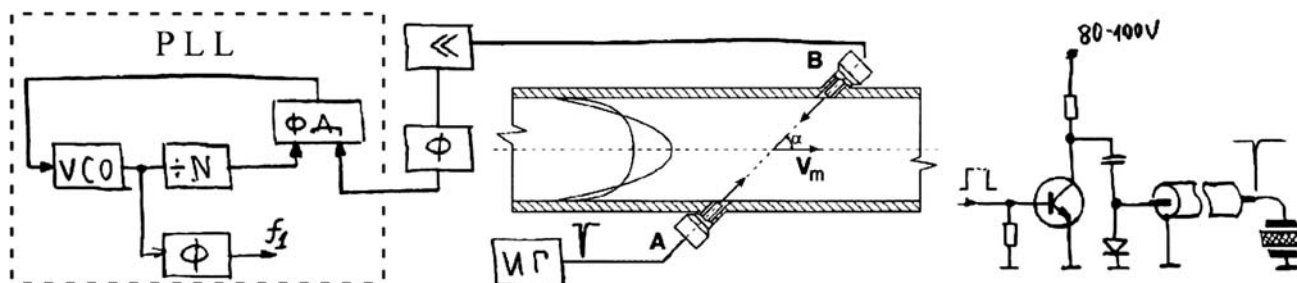
Този метод се използва за измерване в среди където е трудно да се използва класическият подход с турбина (перка). Обикновено това е на места където дебитът е голям (централни водопроводи) или течностите са силно замърсени, или имат механични включения (биха повредили турбината), а също така когато директният контакт с течността е недопустим – много високи температури, агресивни среди (киселини, основи и др.).

Методът се основава на промяната на скоростта на разпространение на звука в течността в зависимост от посоката и на движение. Когато посоката на излъчване на звука съвпада с тази на течността скоростта е по-висока и обратно. Директното измерване на тази скорост е трудно по няколко причини. Преди всичко скоростта на звука е много по-висока от максималната скорост с която се движи течността – разликата е повече от 1000 пъти, а при минималната скорост и много повече. Обикновено при измерването на дебит на течности скоростта е 0,1 - 10 m/s, а скоростта на звука е няколко km/s (за водата 1,45 km/s). За да се получи приемлива точност на измерването 2-5%, трябва да се работи с разрешаваща способност при измерване на време 1/1000000. Това е постижимо със съвременните средства за измерване, макар и не много лесно – тактовата честота с която се запълва временният интервал ще трябва да е по-голяма от 500 MHz.

Проблем е, че скоростта на разпространение на звука не е постоянна, при това изменението от околните фактори (температура, състав и др.) е много по-голямо отколкото изменението, което се получава от движението на течността. По тази причина, дори да се измерва директно скоростта на разпространение, ще трябва да има контролен канал с който да се измерва моментната скорост на разпространение на звука. Това може да стане като се измерва скоростта на разпространение перпендикулярно на потока. Такъв подход може да се реализира, но ще изисква измерители на време с разрешаваща способност 1-2 ns.

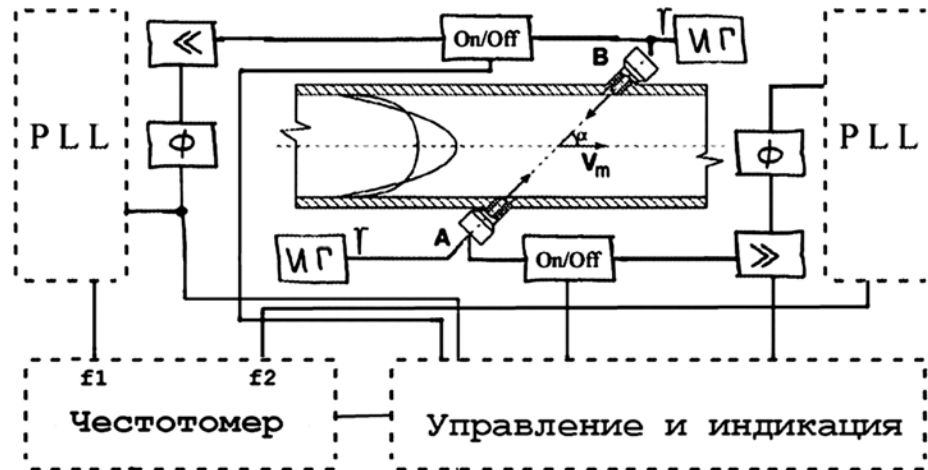
Има решение с по-прости средства. То се основава на времето за разпространение на звука в едната посока и обратно. Ако имаме излъчвател и приемник на разстояние l , времето за което звуковата вълна го изминава в посока която съвпада с посоката на течността е $t_1 = l/(V_{зв} + V_m)$, а в обратната - $t_2 = l/(V_{зв} - V_m)$. Ако вземем стойностите на $1/t$ и ги извадим ще получим $1/t_2 - 1/t_1 = (V_{зв} + V_m - V_{зв} + V_m)/l$ или $= 2 \cdot V_m / l$. Вижда се, че в този резултат скоростта на разпространение на звука $V_{зв}$ не участва. Ако се направи така, че $t_2(t_1)$ да е периода на сигнал, то $1/t$ ще е честотата му. Разликата между двете честоти ще е пропорционална на скоростта на движение на течността.

За да се реализира този принцип трябва да се направи генератор работещ с период който да се задава от времето за преминаване. Всъщност трябва да се направи два генератора с периоди t_1 и t_2 . Удобно е да се използва една двойка предавател-приемник тъй като пиезо-ефектът, на базата на който работят тези преобразуватели е обратим. За по-голяма разрешаваща способност се използват генератори които работят на значително по-висока (но кратна) честота от тази която се получава от $1/t$. Те се синхронизират с използването на фазо-затворена верига (PLL). Тя включва генератор



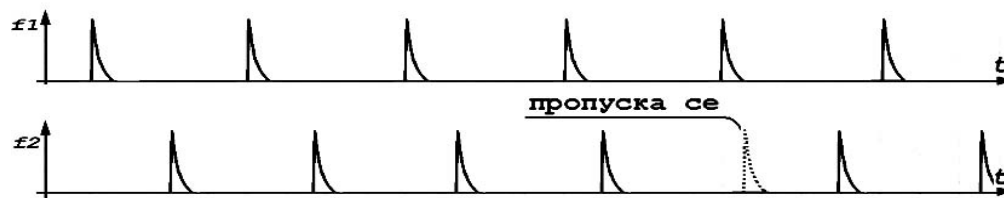
управляван с напрежение (VCO), делител на честота (N) и фазов детектор (ФД). Сигналите от делителя на честота и този от пиезо-приемника се сравняват във фазовия детектор. Изходният сигнал от детектора управлява генератора, като устойчивото състояние е когато честотата на генератора е точно равна на $N \cdot (1/t)$, където N е коефициентът на делене. За да се получи точно отчитане на времето t , фронтите на сигнала подаван към пиезо-излъчвателя трябва да са много стръмни. За целта се използва схемата показана вдясно на горната фигура. В нея няма особености

освен сравнително високото захранващо напрежение и типа на използвания транзистор. Това е лавинен транзистор, който при подаване на сигнал на базата се пробива и така формира импулс с нарастващ фронт 1-2 ns. По коаксиален кабел импулсът се подава към излъчвателя. Коаксиалният кабел е задължителен за да се предаде краткият фронт.



В пълната схема има допълнителни стъпала с които да се осигури едновременната работа на двата генератора. Пиезо-елементите последователно се превключват от приемник в предавател и обратно. Сигналят за предавателя е хиляди пъти по-голям от сигнала от приемника. За да не се повреди или претовари предусилвателното стъпало, то се изключва когато съответния пиезо-елемент излъчва (блок **On/Off**).

Двата импулсни генератора (ИГ) работят на една и съща честота, като последователно използват закъснителния канал през течността. Импулсите са така разместени, че да не си пречат. Тъй като двете закъснения не са еднакви (освен в неподвижна течност) постепенно импулсите (които се приемат) се приближават и неминуемо биха се застъпили с излъчваните. За да не става това управлението ги следи и когато те се доближат на по-малко от четвърт период, единият импулс се премества (пропуска) с половин период.



Измерването на дебит се свежда до определяне на разликата между честотите на двата генератора. В измерителя има и допълнителна обработка на резултата. При движение на течност в тръба скоростта не е еднаква по цялото сечение – на фигурата е показано разпределението ѝ при различни скорости. Вижда се, че тя е максимална в центъра и близка до нула при стените като измерената скорост V_m е усреднената стойност. Дебитът е нелинейна функция на тази скорост и зависи от диаметъра на тръбата и вискозитета на течността. За да работи точно трябва да се използват коригиращи коефициенти за всеки конкретен случай.

Скоростта трябва да се коригира в зависимост от ъгъла α между оста на тръбата и линията на която са разположени пиезо-елементите ($\cos \alpha$).

В допълнителната литература - *ultrasonic.zip*, освен този метод е описан и такъв с използване на ефекта на Доплер.

Въпроси:

1. Какъв е принципът на работа на ултразвуковите дебитомери?
2. Каква е блоковата схема на ултразвуков измерител на скорост на течности?
3. Какво се измерва за да се определи скоростта на течността?

Електронни рН - метри.

Тъй-като тема на тези бележки е “електронната” страна на измерването, “физиката и химията” се разглеждат само за определяне изискванията към рН-метрите.

Концентрацията (активността) на водородните йони е показател за киселинността на разтворите. Тя се дефинира като отрицателен логаритъм от активността $pH = -\lg A_{H^+}$ или концентрацията $pH = -\lg C_{H^+}$. В литературата се срещат и двете дефиниции за рН.

За измерване се използват специални електроди които генерират напрежение, като между него и концентрацията има връзка. Напрежението по-скоро е пропорционално на активността на йоните. За да се измери действителната стойност на рН се използват допълнителни електроди така, че измерването винаги се осъществява с два електрода – измервателен и сравнителен (каломелов). В много случаи двата електрода са поместени в един корпус – комбиниран електрод. Обикновено електродите са оформени като епруветки с много тънки (често стъклени) мембрани. Напрежението от двата електрода е:

$$E - E_0 = -(2,3RT/Z_{H^+}F).(pH - pH_0)$$

R – универсална газова константа

F – константа на Фарадей

T – абсолютна температура

Z_{H^+} брой заряди (за водородния атом = 1)

Тази формула е универсална и при подходящи електроди се използва за измерване на концентрацията и на други йони – например нитрати. Във всички случаи сравнителният електрод трябва да има стабилен и повторяем потенциал.

От формулата се вижда, че изходното напрежение, освен от концентрацията (рН) зависи и от околната температура. Числената стойност на коефициента, като се заместят константите във формулата, е $54,197 + 0,1984T$, т.е около $59,16mV/pH$ за температура $25^{\circ}C$.

Стойностите на рН се променят в границите от -2 за концентрирани киселини до 16 за най-силните основи, като за неутрален разтвор $pH=7$.

Електродите са сложни изделия и трудно се изработват с еднакви параметри. Освен това в процеса на експлоатация те променят параметрите си – най-вече спада чувствителността. Това налага да се предвидят възможности за настройки. Електрическата верига се затваря през електрода, през тънката стъклена мембрана, която е по-скоро изолатор. Това предполага много високо изходно съпротивление на електрода, което в зависимост от конкретното изпълнение е от 10-1000MΩ. Еквивалентната схема на електрода включва и две времеконстанти – едната за достигане на динамично равновесие на йоните, а другата за изравняване на температурите на електрода и разтвора – общо около 1-2 min.

Като се обобщи всичко това, изискванията към електронния рН-метър са следните:

- да измерва постоянно напрежение в обхвата от -1000mV до 1000mV.
- да има много високо входно съпротивление $>10^{12} \Omega$.
- коефициентът му на предаване да зависи от температурата.
- да се настройва лесно и бързо към използвания електрод.

Някои от тези изисквания не са трудно изпълними - 0.001 рН (това е максималната разумна разрешаваща способност при измерване на рН) означава около 50μV разрешаваща способност за измерване на напрежение. В същото време изискването за високо входно съпротивление ($>10^{12} \Omega$ по стандарт) е проблем. Съвременните операционни усилватели и специалните двойки MOS транзистори имат достатъчно високо входно съпротивление ($>10^{14} \Omega$), но трудността се определя от индуктирането на смущения върху това високо съпротивление и от влиянието на захранващата мрежа. Измервателният електрод заедно с разтвора са една голяма “антена” която събира всякакви

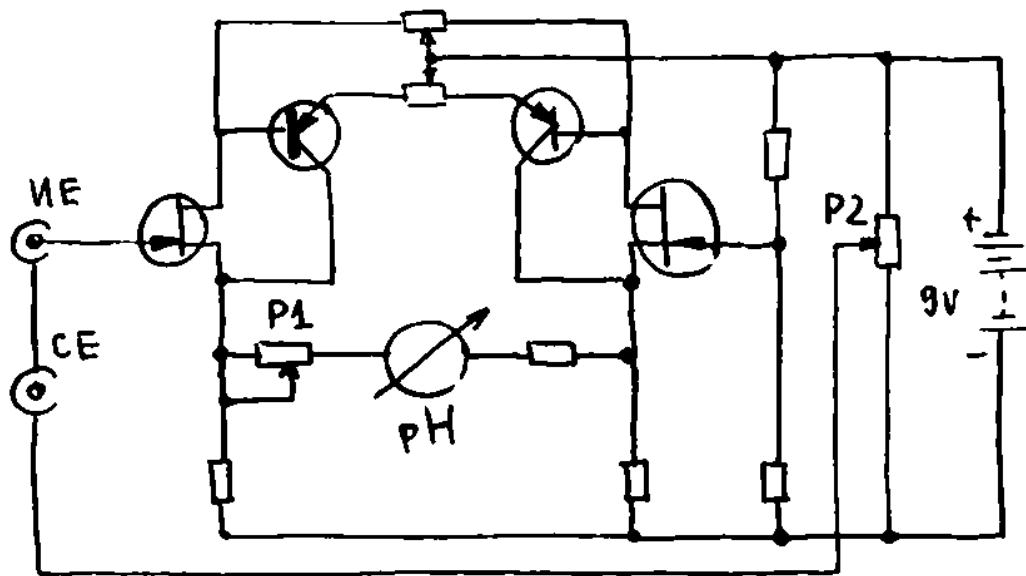
електромагнитни излъчвания. Затова при някои приложения се налага автономно захранване от батерия и освен това синхронизация на измерването с мрежовата честота.

Промяната на коефициента на предаване от температурата се реализира автоматично или ръчно. Това става като се променя коефициентът на усилване чрез промяна на резисторите в ОБ – хардуерен подход или програмно като се променят коефициентите във формулата. За тази цел трябва да се измерва или задава температурата, като известен проблем при това измерване е устойчивостта на корозия на сензора за температура.

Настройката на уреда към електрода включва двете “класически” настройки – на наклона и на нулата. Обикновено за настройка се използват така наречените буферни разтвори. Това са стандартни разтвори със стабилни параметри които запазват стойността на рН при значително разреждане и замърсяване. При това се използват поне два еталонни разтвора, като стойностите на техните рН се препоръчва да са в краищата на обхвата в който ще се използва уреда. При по-съвременните уреди настройката е почти автоматизирана – електродът се поставя в единия буферен разтвор и се въвежда стойността на неговия рН, след това операцията се прави и с другия разтвор. Софтуерът по две точки изчислява правата линия на характеристиката. При ръчна настройка е по-трудно и се налагат няколко итерации. Първо се настройва наклона на характеристиката, като се нагласява стойността на разликата между рН на двата разтвора. След това характеристиката се “нулира” чрез настройка на точната стойност. Това може да стане с трети разтвор с рН в средата на обхвата. Желателно е качеството на настройка да се провери с други разтвори. За получаване на точност 0,001рН уредите се калибрират преди самото измерване, за 0,01 – ежедневно и т.н. Това се налага поради особеностите на електрода, а не на електронната част. При интензивна работа “животът” на един електрод е 1-2 години.

Друга особеност на електродите е времето за едно измерване – обикновено продължава 1-5 min. Критерий за край е скоростта на промяната на резултата и зависи от исканата точност. Поточните и модерни уреди имат вградени алгоритми за прогнозиране на резултата. По хода на показанието, като се знае поведението на електрода, се “предвижда” крайното показание. Разбира се грешката е по-голяма, но работата се ускорява 5-10 пъти.

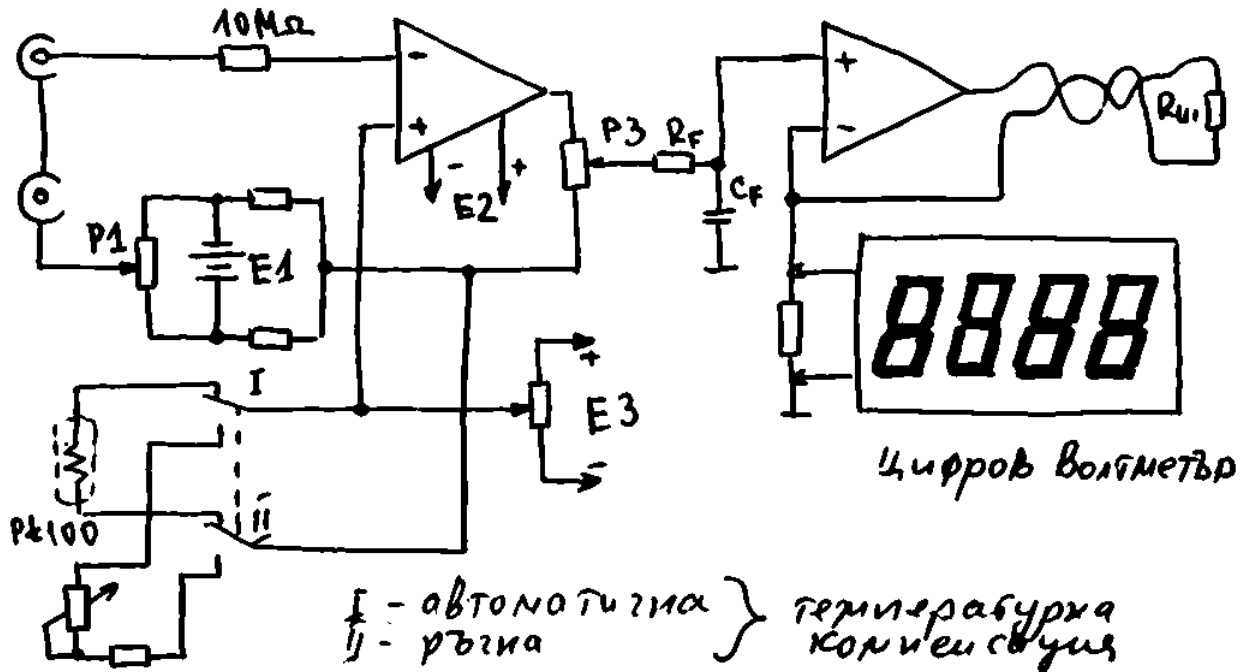
По-долу са дадени примери за рН-метри. Първата схема е на прост, преносим, батериен уред. За голямо входно съпротивление се използват съставни FET+биполярни транзистори. С потенциометрите в горната част на схемата се извършва постоянен ток баланс.



P1 - наклон на характеристиката
P2 - нулиране

потенциометъра P1 и P2 служат за настройка на рН електрода. Не е предвидена температурна компенсация затова за по-голяма точност калибрирането трябва да става непосредствено преди измерването. С този уред се постига точност 0,05-0,1 рН. На схемата не е показан превключвателя с който се проверява състоянието на батерията.

Следващата схема е на по-сложен уред с цифрова индикация. Предназначен е за приложение в промишлеността. Затова е предвиден и токов интерфейс. За получаване на голямо



входно съпротивление входното напрежение (от електрода) се подава между входа и изхода на усилвателя. Така входното съпротивление на ОУ се умножава по коефициента на усилване. Настройката на нулата се извършва във входната верига, като към напрежението на електрода се подава подходящо компенсиращо напрежение с потенциометъра P1. Този подход изисква отделен източник на напрежение E1. Температурната компенсация се осъществява с промяна на един от резисторите на обратната връзка с които се задава коефициентът на усилване на стъпалото. Стойността на потенциометъра P3 е подбрана така, че заедно с температурния коефициент на Pt100 да се получи искания коефициент $0,1984 \cdot T$. Предвидени са два режима на температурна компенсация – автоматичен с термо-сензор Pt100 и ръчен при което на мястото на сензора се включва потенциометър. Стойността на потенциометъра се нагласява (по подходяща скала) така, че да съответства на стойността на Pt100 за температурата при която се извършва измерването. Настройката на наклона на характеристиката става с потенциометъра P3, като с него се променя коефициентът на предаване. Потенциометърът към източника E3 е за постоянно-токово нулиране на преобразувателя на напрежение в ток и на волтметъра. От голямо значение е изработването на захранващия модул и мрежовия трансформатор. Върху входното съпротивление и електрода, при 1-2 pF проходен капацитет между първичната и вторичната намотка на трансформатора, се индуцират около 20V от мрежовото напрежение.

Въпроси:

1. Какво е рН, колко е рН на неутрален разтвор?
2. Какви са особеностите на измервателния електрод?
3. Какви са основните изисквания към електронния рН-метър?
4. Как може да се ускори измерването?
5. Какво трябва да е входното съпротивление на рН-метъра?
6. Какви настройки са необходими на електронния рН-метър?

Избрани приложения.

Тази тема се подготвя въз основа на **знанията** на студентите, **самостоятелни** проучвания, допълнителната литература и лекциите, като се има предвид следното:

Електронен компас–принципът на работа се основава на взаимодействието между земното магнитно поле и създаденото в уреда, като се променя насищането на тороидален магнитопровод. Трябва да се знае как се определя посоката Север-Юг (N-S).

Дигитайзери – това са устройства с които се определят равнини координати. Използват се в медицината, леката промишленост, в проектантски бюра и др. Известни са дигитайзери на съпротивителен, капацитивен, индуктивен, ултразвуков, оптически принцип. Трябва да се знае как работят, какви са предимствата и недостатъците на капацитивните, индуктивните и резистивните.

Алармени и пропускни системи – това са системи за контролиране на достъпа до обекти. Принципите на изграждане трябва да намерят компромиса между сигурност и удобство. Трябва да се формулират основните подходи които гарантират надеждност (безаварийност) и сигурност. Желателно е да се знае принципът на работа на някои сензори за контрол на достъпа.

Въпроси:

1. Какъв е принципът на работа на компас на електронен принцип?
2. Как се определя посоката Север-Юг ?
3. Какъв е принципът на работа на резистивен /индуктивен/ капацитивен/ ултразвуков/ дигитайзер?
4. Какви са предимствата на резистивен /индуктивен/ капацитивен/ ултразвуков/ дигитайзер?
5. Какви са недостатъците на резистивен /индуктивен/ капацитивен/ ултразвуков/ дигитайзер?
6. Какви са изискванията към алармените системи по отношение на ?
7. Каква е разликата между пропускна и алармена система?

У П Р А Ж Н Е Н И Е № 1

Проектиране по модел (Reverse engineering)

Целта на това упражнение, е да се осъвремени сравнително просто устройство, като се използва по-нова елементна база. Желателно е цената да не е значително по-висока от тази на оригинала, а освен това да се добавят допълнителни функции.

Устройството е реле за време – стълбищен автомат. То се използва за осветление на стълбищата, обикновено за многоетажни сгради, като времето за включване се задава и е до няколко минути.

Задачи:

1. Да се подготви техническо задание за релето в което да са описани всички възможни и желани функции. Да се предложат и някои “люксови” функции, например откриване на изгорели лампи, нелинейна функция при повторно натискане на бутона и др.

2. Да се предложи решение (схема) на такова реле за време, в няколко варианта с различна цена. Вариантите може да са за различна мощност на лампите, за няколко групи лампи и т.н. Би могло за захранване на релето да се използва безтрансформаторната схема от упражнение 3.

Внимание!

Предложеното реле трябва да се включи на мястото на старото – т.е. да не изисква промяна на съществуващата електрическа инсталация.!

3. Да се свали схемата на релето и обясни принципът на работа. За целта може да се проведат и необходимите измервания.

4. Да се състави окончателна схема на предложението от т.2.

5. Да се проведат експерименти и при необходимост да се въведат корекции в схемата.

6. Да се направят изводи.

Точки 1и 2 се подготвят предварително – домашна работа!

Студентите може да предложат решение и на друго устройство с подобна сложност:

- индикатор за напрежението в мрежата с три нива (ниско, нормално и високо)
- ключ за плавно регулиране на осветлението
- устройство за определяне на реда на фазите на трифазната мрежа
-

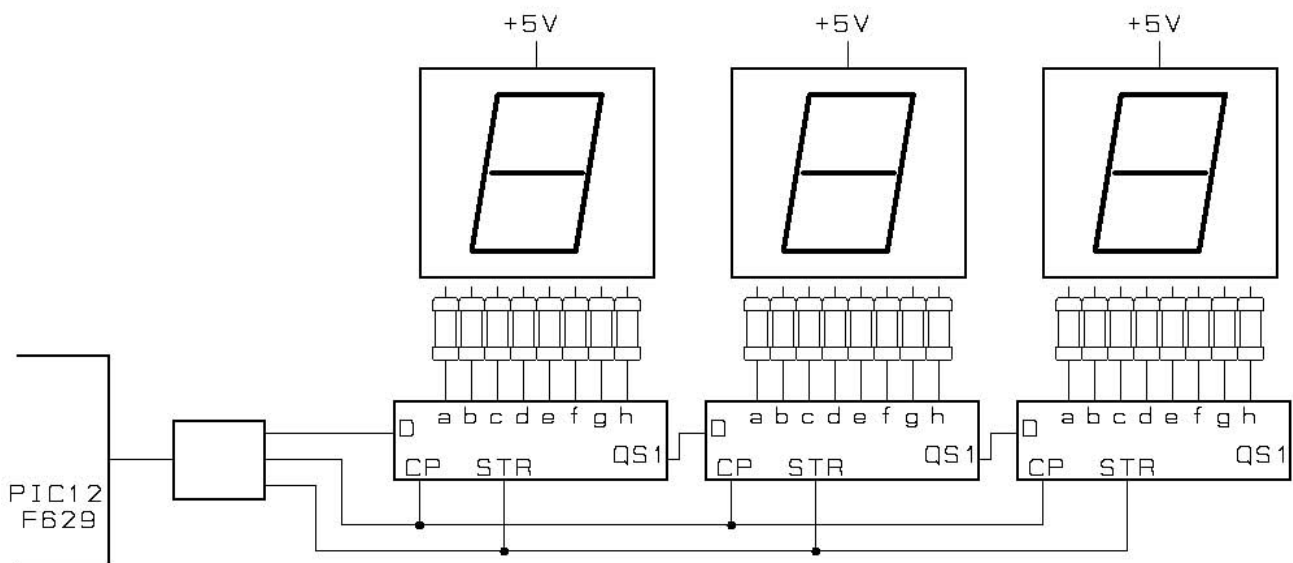
У П Р А Ж Н Е Н И Е № 2

Управление на 7-сегментни LED индикатори

Целта на това упражнение е студентите да се запознаят с управлението на статична LED индикация по минимален брой проводници (обикновено за недостатък на статичната индикация се посочва големият брой проводници към контролера).

Индикаторите се управляват по схема на статична индикация – всеки сегмент се управлява индивидуално с отделен изход. Използвани са преместващи регистри тип 74НС4094. Конструктивно те, заедно с резисторите са разположени в непосредствена близост до индикаторите. Управлението става само с един сигнал, т.е. необходим е само един изход на контролера който ще управлява индикацията. По този начин се съчетават предимствата на статичната (незначителни смущения) и динамичната (малко изводи на контролерите) индикации.

Броят на управляващите сигнали е много важен когато се налага да се използва галванично развързване между блоковете.



Задачи:

1. Да се разучи схемата на 3-разрядната LED индикация. Да се разбере начинът на управление на преместващия регистър 74НС4094, като се начертаят необходимите времедиаграми за предаване на логически 0 и 1.
2. Да се предложи решение (схема) на входния формирател между контролера и преместващите регистри.
3. Да се състави времедиаграма на сигналите които трябва да изработва контролерът и алгоритъм за формирането им – в лабораторния макет е използван микроконтролер PIC12F629.

Точки 1 и 2 се подготвят предварително – домашна работа!

DATA SHEET

For a complete data sheet, please also download:

- The IC06 74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Family Specifications
- The IC06 74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Information
- The IC06 74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Outlines

74HC/HCT4094

8-stage shift-and-store bus register

Product specification
File under Integrated Circuits, IC06

December 1990

8-stage shift-and-store bus register

74HC/HCT4094

FEATURES

- Output capability: standard
- I_{CC} category: MSI

GENERAL DESCRIPTION

The 74HC/HCT4094 are high-speed Si-gate CMOS devices and are pin compatible with the “4094” of the “4000B” series. They are specified in compliance with JEDEC standard no. 7A.

The 74HC/HCT4094 are 8-stage serial shift registers having a storage latch associated with each stage for strobing data from the serial input (D) to the parallel buffered 3-state outputs (QP₀ to QP₇). The parallel outputs may be connected directly to common bus lines. Data is shifted on the positive-going clock (CP) transitions.

The data in each shift register stage is transferred to the storage register when the strobe input (STR) is HIGH. Data in the storage register appears at the outputs whenever the output enable input (OE) signal is HIGH.

Two serial outputs (QS₁ and QS₂) are available for cascading a number of “4094” devices. Data is available at QS₁ on the positive-going clock edges to allow high-speed operation in cascaded systems in which the clock rise time is fast. The same serial information is available at QS₂ on the next negative-going clock edge and is for cascading “4094” devices when the clock rise time is slow.

APPLICATIONS

- Serial-to-parallel data conversion
- Remote control holding register

QUICK REFERENCE DATA

GND = 0 V; T_{amb} = 25 °C; t_r = t_f = 6 ns

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYPICAL		UNIT
			HC	HCT	
t _{PHL} / t _{PLH}	propagation delay	C _L = 15 pF; V _{CC} = 5 V			
	CP to QS ₁		15	19	ns
	CP to QS ₂		13	18	ns
	CP to QP _n		20	21	ns
	STR to QP _n		18	19	ns
f _{max}	maximum clock frequency		95	86	MHz
C _I	input capacitance		3.5	3.5	pF
C _{PD}	power dissipation capacitance per package	notes 1 and 2	83	92	pF

Notes

1. C_{PD} is used to determine the dynamic power dissipation (P_D in μW):

$$P_D = C_{PD} \times V_{CC}^2 \times f_i + \sum (C_L \times V_{CC}^2 \times f_o) \text{ where:}$$

f_i = input frequency in MHz

f_o = output frequency in MHz

∑ (C_L × V_{CC}² × f_o) = sum of outputs

C_L = output load capacitance in pF

V_{CC} = supply voltage in V

2. For HC the condition is V_I = GND to V_{CC}
For HCT the condition is V_I = GND to V_{CC} – 1.5 V

ORDERING INFORMATION

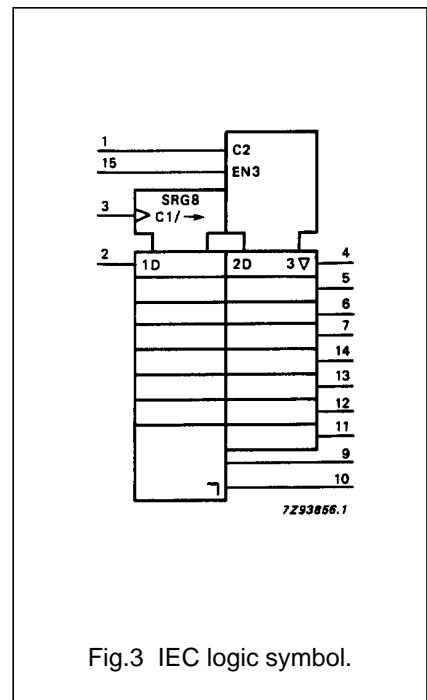
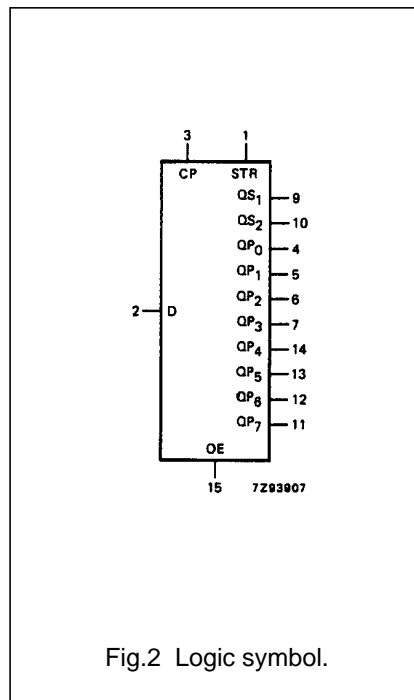
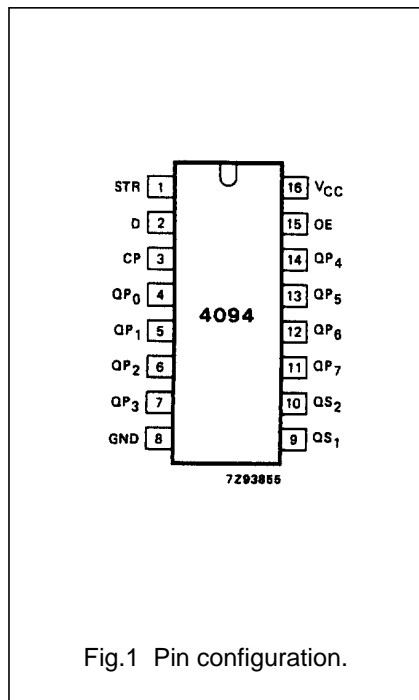
See “74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Information”.

8-stage shift-and-store bus register

74HC/HCT4094

PIN DESCRIPTION

PIN NO.	SYMBOL	NAME AND FUNCTION
1	STR	strobe input
2	D	serial input
3	CP	clock input
4, 5, 6, 7, 14, 13, 12, 11	QP ₀ to QP ₇	parallel outputs
8	GND	ground (0 V)
9, 10	QS ₁ , QS ₂	serial outputs
15	OE	output enable input
16	V _{CC}	positive supply voltage



8-stage shift-and-store bus register

74HC/HCT4094

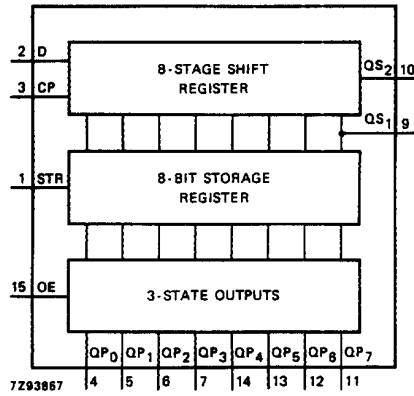


Fig.4 Functional diagram.

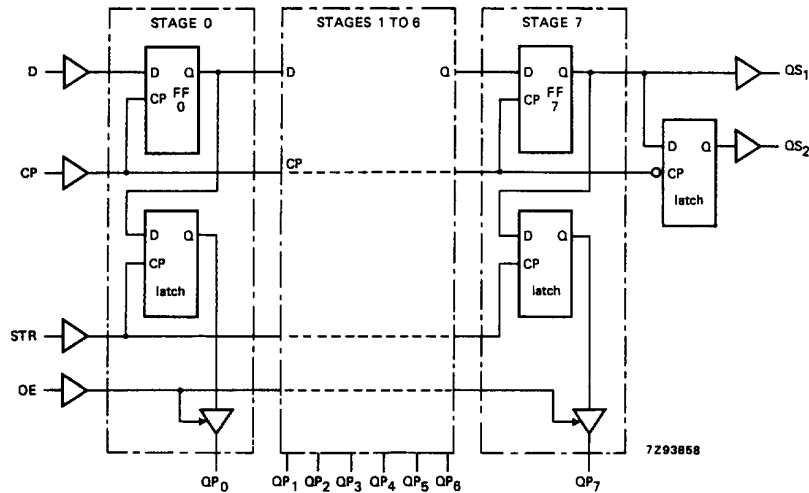


Fig.5 Logic diagram.

8-stage shift-and-store bus register

74HC/HCT4094

FUNCTION TABLE

INPUTS				PARALLEL OUTPUTS		SERIAL OUTPUTS	
CP	OE	STR	D	QP ₀	QP _n	QS ₁	QS ₂
↑	L	X	X	Z	Z	Q' ₆	NC
↓	L	X	X	Z	Z	NC	QP ₇
↑	H	L	X	NC	NC	Q' ₆	NC
↑	H	H	L	L	QP _{n-1}	Q' ₆	NC
↑	H	H	H	H	QP _{n-1}	Q' ₆	NC
↓	H	H	H	NC	NC	NC	QP ₇

Notes

- H = HIGH voltage level
 L = LOW voltage level
 X = don't care
 Z = high impedance OFF-state
 NC = no change
 ↑ = LOW-to-HIGH CP transition
 ↓ = HIGH-to-LOW CP transition
 Q'₆ = the information in the seventh register stage is transferred to the 8th register stage and QS_n output at the positive clock edge

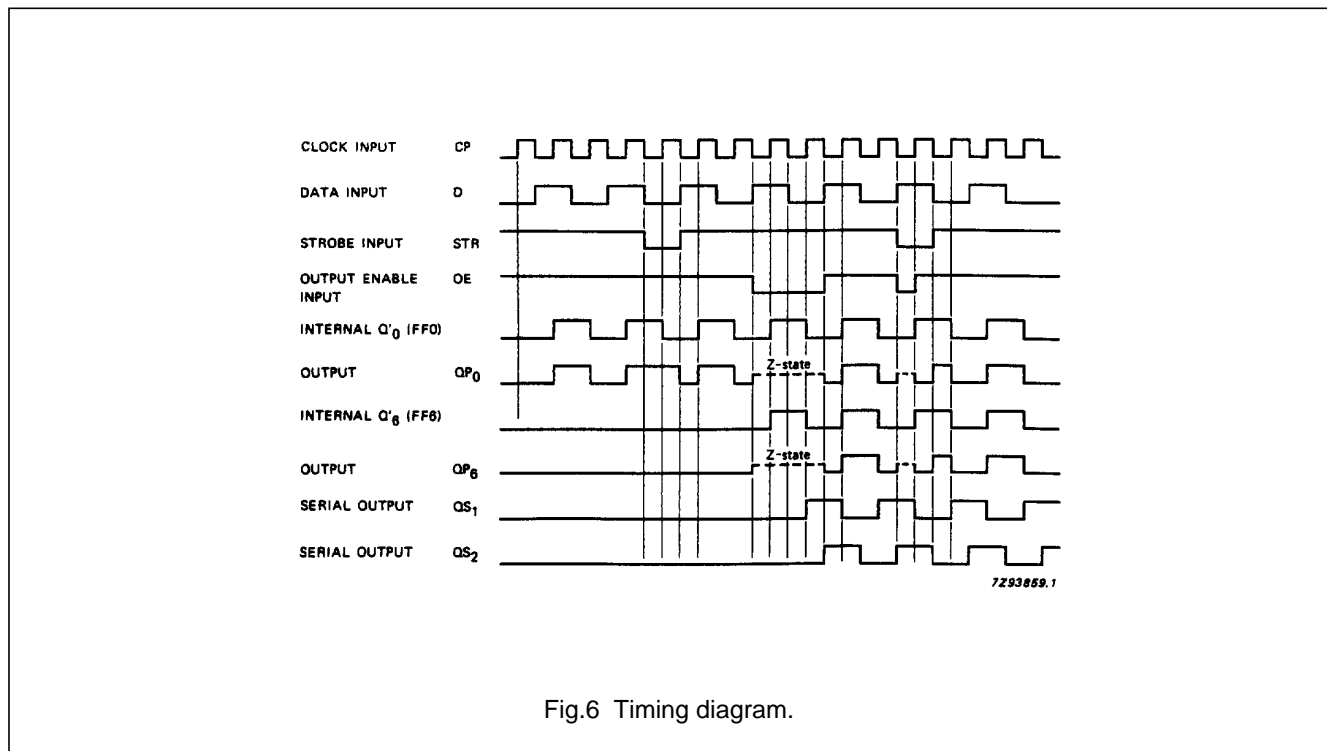


Fig.6 Timing diagram.

8-stage shift-and-store bus register

74HC/HCT4094

DC CHARACTERISTICS FOR 74HC

For the DC characteristics see *"74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Family Specifications"*.

Output capability: standard

I_{CC} category: MSI

AC CHARACTERISTICS FOR 74HC

GND = 0 V; t_r = t_f = 6 ns; C_L = 50 pF

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)							UNIT	TEST CONDITIONS	
		74HC								V _{CC} (V)	WAVEFORMS
		+25			-40 to +85		-40 to +125				
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.			
t _{PHL} / t _{PLH}	propagation delay CP to QS ₁		50 18 14	150 30 26		190 38 33		225 45 38	ns	2.0 4.5 6.0	Fig.7
t _{PHL} / t _{PLH}	propagation delay CP to QS ₂		44 16 13	135 27 23		170 34 29		205 41 35	ns	2.0 4.5 6.0	Fig.7
t _{PHL} / t _{PLH}	propagation delay CP to QP _n		63 23 18	195 39 33		245 49 42		295 59 50	ns	2.0 4.5 6.0	Fig.7
t _{PHL} / t _{PLH}	propagation delay STR to QP _n		58 21 17	180 36 31		225 45 38		270 54 46	ns	2.0 4.5 6.0	Fig.8
t _{PZH} / t _{PZL}	3-state output enable time OE to QP _n		55 20 16	175 35 30		220 44 37		265 53 45	ns	2.0 4.5 6.0	Fig.9
t _{PHZ} / t _{PLZ}	3-state output disable time OE to QP _n		41 15 12	125 25 21		155 31 26		190 38 32	ns	2.0 4.5 6.0	Fig.9
t _{THL} / t _{TLH}	output transition time		19 7 6	75 15 13		95 19 16		110 22 19	ns	2.0 4.5	Fig.7
t _w	clock pulse width HIGH or LOW	80 16 14	14 5 4		100 20 17		120 24 20		ns	2.0 4.5 6.0	Fig.7
t _w	strobe pulse width HIGH	80 16 14	14 5 4		100 20 17		120 24 20		ns	2.0 4.5 6.0	Fig.8
t _{su}	set-up time D to CP	50 10 9	14 5 4		65 13 11		75 15 13		ns	2.0 4.5 6.0	Fig.10
t _{su}	set-up time CP to STR	100 20 17	28 10 8		125 25 21		150 30 26		ns	2.0 4.5 6.0	Fig.8

8-stage shift-and-store bus register

74HC/HCT4094

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)							UNIT	TEST CONDITIONS	
		74HC								V _{CC} (V)	WAVEFORMS
		+25			-40 to +85		-40 to +125				
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.			
t _h	hold time D to CP	3	-6		3		3		ns	2.0	Fig.10
		3	-2		3		3			4.5	
		3	-2		3		3			6.0	
t _h	hold time CP to STR	0	-14		0		0		ns	2.0	Fig.8
		0	-5		0		0			4.5	
		0	-4		0		0			6.0	
f _{max}	maximum clock pulse frequency	6.0	28		4.8		4.0		MHz	2.0	Fig.7
		30	87		24		20			4.5	
		35	103		28		24			6.0	

8-stage shift-and-store bus register**74HC/HCT4094**

DC CHARACTERISTICS FOR 74HCT

For the DC characteristics see *"74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Family Specifications"*.

Output capability: standard

I_{CC} category: MSI

Note to HCT types

The value of additional quiescent supply current (ΔI_{CC}) for a unit load of 1 is given in the family specifications. To determine ΔI_{CC} per input, multiply this value by the unit load coefficient shown in the table below.

INPUT	UNIT LOAD COEFFICIENT
OE, CP	1.50
D	0.40
STR	1.00

8-stage shift-and-store bus register

74HC/HCT4094

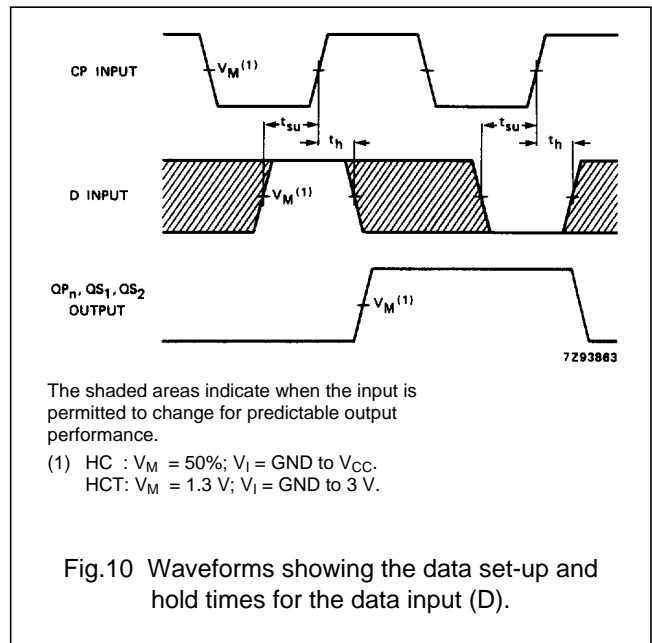
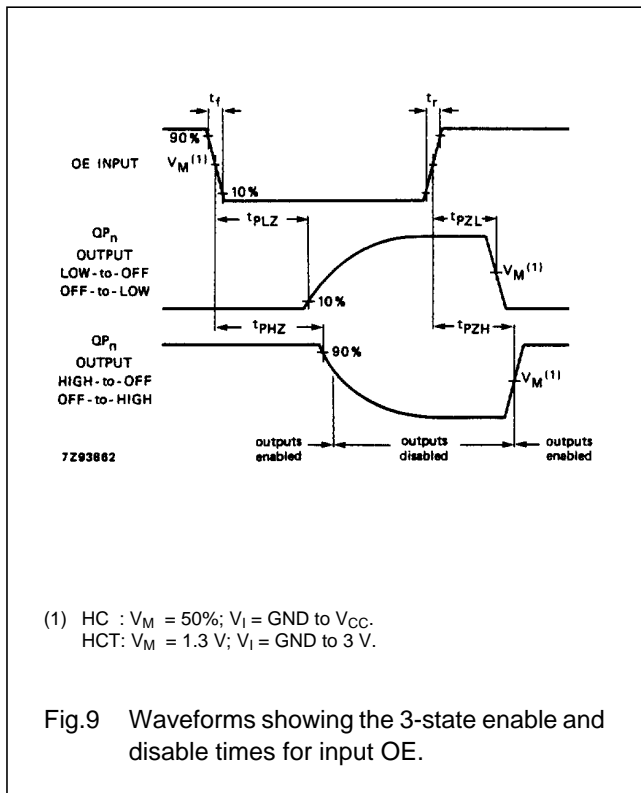
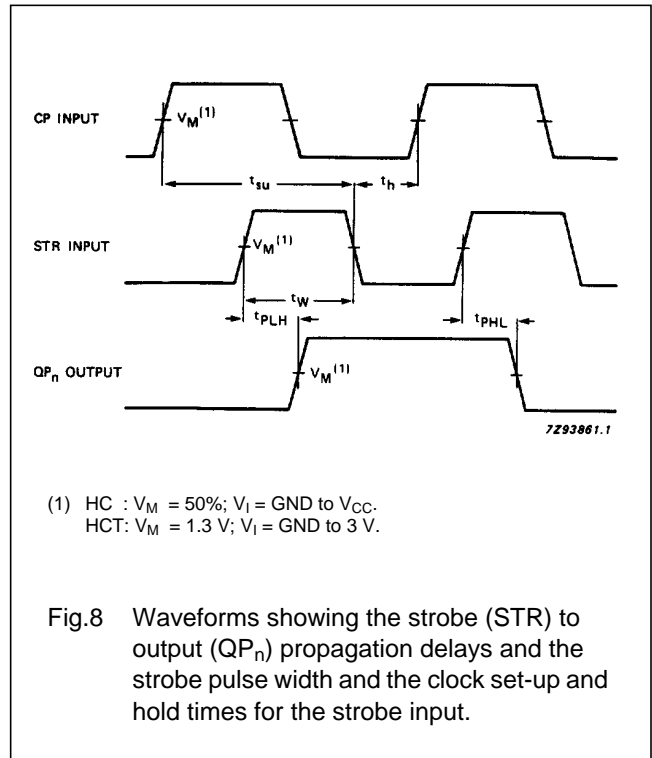
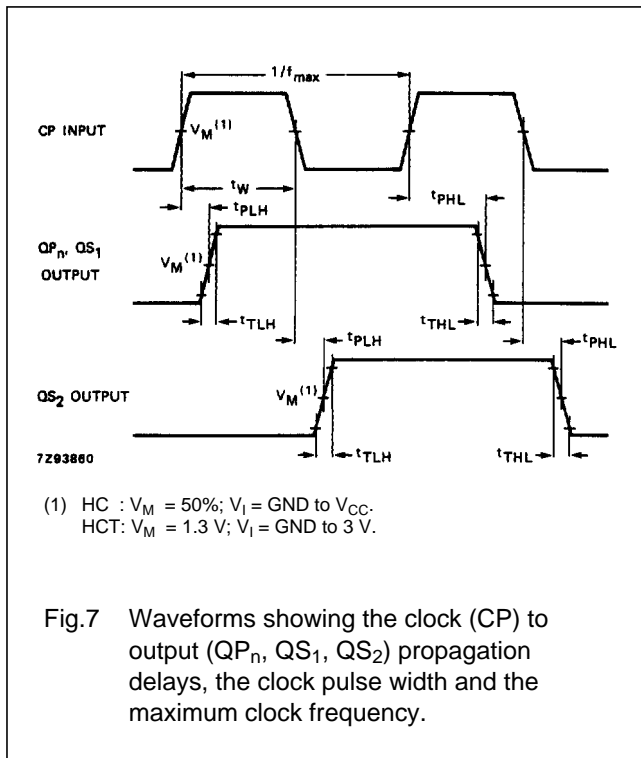
AC CHARACTERISTICS FOR 74HCTGND = 0 V; $t_r = t_f = 6$ ns; $C_L = 50$ pF

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS	
		74HCT									V _{CC} (V)	WAVEFORMS
		+25			-40 to +85		-40 to +125					
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.				
t _{PHL} / t _{PLH}	propagation delay CP to QS ₁		23	39		49		59	ns	4.5	Fig.7	
t _{PHL} / t _{PLH}	propagation delay CP to QS ₂		21	36		45		54	ns	4.5	Fig.7	
t _{PHL} / t _{PLH}	propagation delay CP to QP _n		25	43		54		65	ns	4.5	Fig.7	
t _{PHL} / t _{PLH}	propagation delay STR to QP _n		22	39		49		59	ns	4.5	Fig.8	
t _{PZH} / t _{PZL}	3-state output enable time OE to QP _n		20	35		44		53	ns	4.5	Fig.9	
t _{PHZ} / t _{PLZ}	3-state output disable time OE to QP _n		21	35		44		53	ns	4.5	Fig.9	
t _{THL} / t _{TLH}	output transition time		7	15		19		22	ns	4.5	Fig.7	
t _W	clock pulse width HIGH or LOW	16	7		20		24		ns	4.5	Fig.7	
t _W	strobe pulse width HIGH	16	5		20		24		ns	4.5	Fig.8	
t _{su}	set-up time D to CP	10	4		13		15		ns	4.5	Fig.10	
t _{su}	set-up time CP to STR	20	9		25		30		ns	4.5	Fig.8	
t _h	hold time D to CP	4	0		4		4		ns	4.5	Fig.10	
t _h	hold time CP to STR	0	-4		0		0		ns	4.5	Fig.8	
f _{max}	maximum clock pulse frequency	30	80		24		20		MHz	4.5	Fig.7	

8-stage shift-and-store bus register

74HC/HCT4094

AC WAVEFORMS



PACKAGE OUTLINES

See "74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Outlines".

У П Р А Ж Н Е Н И Е № 3

Изследване на маломощни захранващи блокове

В това упражнение, от една страна, се изучават схеми за директно захранване от мрежата на консуматори с малка мощност, а то друга – за получаване в един блок (платка) на допълнителни захранващи напрежения необходими за програмиране, галванично развързване или когато не е изгодно поръчването на специализиран мрежов трансформатор с множество вторични намотки, както и когато изискванията за пробивно напрежение между вторичните намотки са по-високи.

Захранването директно от мрежата става, като се използва реактивното съпротивление на кондензатор. Поради голямата разлика между напрежението на мрежата и това което трябва да се получи ($220V/AC \rightarrow 5-10V/DC$) токът във веригата се определя от съпротивлението на кондензатора (X_c). След избор на конкретна схема изчисленията се свеждат до изчисление на капацитета на кондензатора. Като помощен материал да се ползва *91008b.pdf*

Част от работата по това лабораторно упражнение включва изучаването на готов адаптер за зареждане на батерии (за GSM апарати). Познанията на студентите са достатъчни за да “разгадаят” схемата и принципа на работа на адаптера.

Освен това, се изучават схемите MC34063 и LM2574 които често се използват за захранвания с малка мощност. При заявено желание може да се изучат и направят експерименти и с други схеми - ST662, UC3842 или да се изследват DC/DC модули AM1/2L..., DCH01. Данните за тях са дадени съответно в *st662.pdf*, *mc34063.pdf*, *lm2574.pdf*, *uc3842.pdf* и *am_1.pdf*, *dch01.pdf*.

Задачи:

1. Да се изучи принципът на работа на захранващо устройство което работи директно от мрежата според *91008b.pdf*. Да се изведе формула за зависимостта между капацитета на кондензатора и консумирания ток за нашите условия – $220V/50Hz$.
2. Да се предложи решение (схема) за захранване на микроконтролер която да се оразмери с помощта на формулата от т.1 със следните параметри:
 - напрежение $4-5,5V$
 - ток (консумация) $15mA$
 - пулсации $< 200mV$
3. Да се експериментира схемата от т.2 като се снемат основните и характеристики.
4. Да се “свали” (разгадае) схемата на маломощен адаптер за зареждане на GSM апарати който работи на импулсен принцип.
5. Да се съставят и оразмерят схеми на импулсно захранване със схемите MC34063 и LM2574.
6. Да се проведат експерименти със схемите от т.5 (или с други избрани от студентите схеми), като се снемат времедиаграми и проверят характеристиките на стабилизатора.

Точки 1, 2 и 5 се подготвят предварително – домашна работа!

Transformerless Power Supply

Author: Stan D'Souza
Microchip Technology Inc.

INTRODUCTION

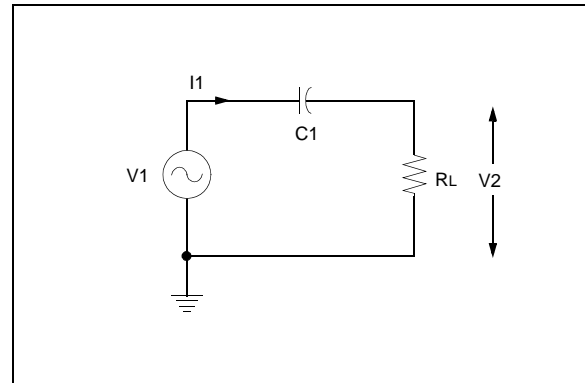
In most non-battery applications, the power to the microcontroller is normally supplied using a wall mounted transformer, which is then rectified, filtered and regulated. In most applications, this method of generating the regulated voltage is cost effective and can be justified. However, there are applications where the PIC12/16/17 is the main controller and low voltage is not required by other components except the PIC12/16/17. In these instances, the cost of the transformer becomes the sizable cost factor in the system. Transformerless power supplies, thus, have a distinct advantage in cost as well as in size. The disadvantages of using a transformerless power supply are: (1) low current supply and (2) no isolation from the AC line voltage. The PIC12/16/17 microcontrollers draw a maximum of 10 mA, even at the highest frequency and voltage of operation, therefore low current availability is not an issue. AC line voltage isolation can be addressed by using MOVs or transient suppressors on the PIC12/16/17.

IMPLEMENTATION

When a capacitor and resistor are connected in series to an AC source, as in Figure 1, a constant current can be maintained through the resistor, so long as the reactance of the capacitors is much greater than the resistance. The current flow is dependent upon the value of the capacitor and assuming that V_1 is much greater than V_2 , the value of the current can be assumed to be:

$$I_{RMS} = V_1/X_C \text{ where } X_C \text{ is the reactance of the capacitor.}$$

FIGURE 1:

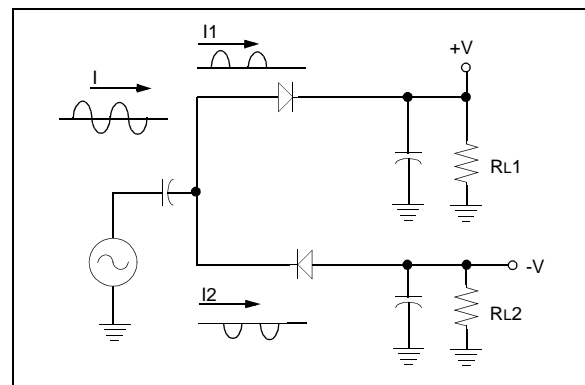


Assuming a line voltage of $V_1 = 115V$ and line frequency = 60 Hz,

$$I_{RMS} = 115(2\pi 60C) = 4300C \text{ or } I_{RMS} \approx 40 \text{ mA}/\mu\text{F}.$$

In order to get a DC voltage using this system, a pair of rectifiers and filter caps can be added as shown in Figure 2. This would give us a capability of driving one half of the current through the positive part and the other half through the negative part. The max current on each side would be = 20 mA/ μ F.

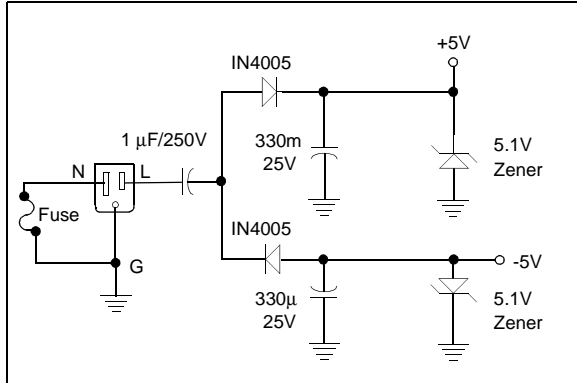
FIGURE 2:



TB008

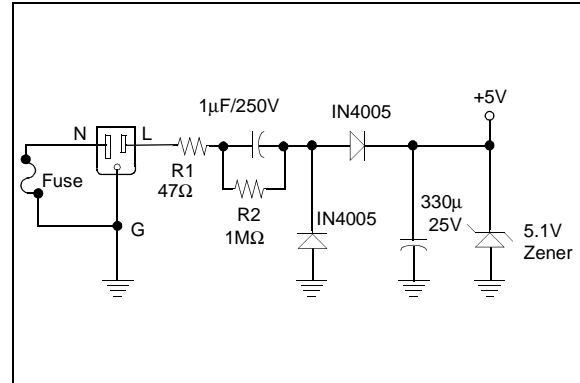
In most applications, the output voltage should be regulated. Figure 3 shows a diagram for a practical circuit where a +/- 5V regulated output is generated. Note that the neutral is connected to ground through a fuse. This would guard against improper AC wiring.

FIGURE 3:



In most PIC12/16/17 applications, the negative voltage is not required. Figure 3 has been thus modified for a single ended supply as in Figure 4. Note that R1 and R2 are required for UL approval.

FIGURE 4:



Precautions:

1. As mentioned earlier, the neutral should be connected to earth ground through a fuse. This would insure protection in case of improper wiring.
2. The AC coupling capacitors and rectifier diodes should be able to withstand the peak voltage in the system. Remember $V_{RMS} = V_{PG}/2$, where $V_{PG} = V_{PEAK}$ to earth ground voltage. Hence for a 120V system, the max voltage = 170V. For a 240V system, the max voltage = 340V.

TABLE 1: COST ANALYSIS OF A +5V POWER SUPPLY WITH/WITHOUT A TRANSFORMER:

Components	Unit Price ⁽¹⁾	Qty	Transformer P.S.	Qty.	Transformerless P.S.
1.1 VA transformer	5.65	1	5.65	0	-
1N4005 diode	0.05	2	0.10	2	0.10
1 μF/250V cap	0.57	0	-	1	0.57
5.1V Zener	0.11	1	0.11	1	0.11
330 μF/25V filter cap	0.17	1	0.17	1	0.17
Total			6.03		0.95

⁽¹⁾ All prices based on 100 qty. price from Digikey Catalog.

As can be seen, the cost of the transformer power supply is 6 times that of the transformerless power supply. In quantities of 100, the cost of a transformerless power supply is less than a dollar.

CONCLUSION

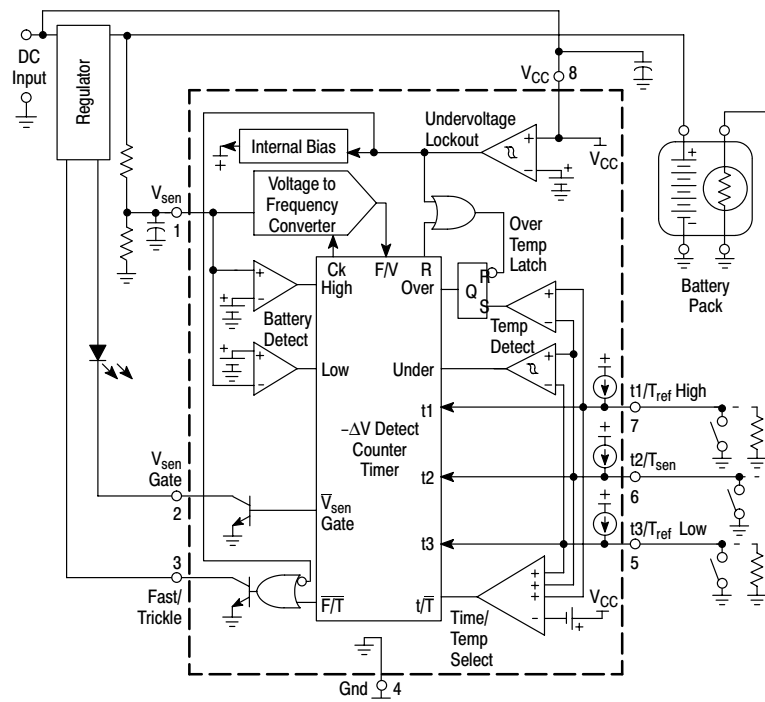
A transformerless power supply is a low cost, small footprint alternative by which a PIC12/16/17 can be powered.

MC33340, MC33342

Battery Fast Charge Controllers

The MC33340 and MC33342 are monolithic control IC's that are specifically designed as fast charge controllers for Nickel Cadmium (NiCd) and Nickel Metal Hydride (NiMH) batteries. These devices feature negative slope voltage detection as the primary means for fast charge termination. Accurate detection is ensured by an output that momentarily interrupts the charge current for precise voltage sampling. An additional secondary backup termination method can be selected that consists of either a programmable time or temperature limit. Protective features include battery over and undervoltage detection, latched over temperature detection, and power supply input undervoltage lockout with hysteresis. Fast charge holdoff time is the only difference between the MC33340 and the MC33342. The MC33340 has a typical holdoff time of 177 seconds and the MC33342 has a typical holdoff time of 708 seconds.

- Negative Slope Voltage Detection with 4.0 mV Sensitivity
- Accurate Zero Current Battery Voltage Sensing
- High Noise Immunity with Synchronous VFC/Logic
- Programmable 1 to 4 Hour Fast Charge Time Limit
- Programmable Over/Under Temperature Detection
- Battery Over and Undervoltage Fast Charge Protection
- Power Supply Input Undervoltage Lockout with Hysteresis
- Operating Voltage Range of 3.25 V to 18 V
- 177 seconds Fast Change Hold-off Time (MC33340)
- 708 seconds Fast Change Hold-off Time (MC33342)



This device contains 2,512 active transistors.

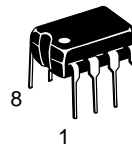
Figure 1. Simplified Block Diagram



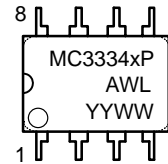
ON Semiconductor™

<http://onsemi.com>

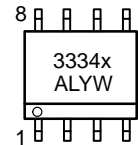
MARKING DIAGRAMS



PDIP-8
P SUFFIX
CASE 626

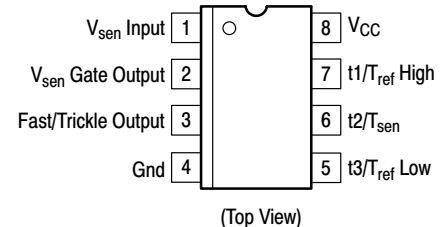


SO-8
D SUFFIX
CASE 751



x = 0 or 2
A = Assembly Location
WL, L = Wafer Lot
YY, Y = Year
WW, W = Work Week

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MC33340D	SO-8	98 Units/Rail
MC33340DR2	SO-8	2500 Tape & Reel
MC33340P	PDIP-8	50 Units/Rail
MC33342D	SO-8	98 Units/Rail
MC33342DR2	SO-8	2500 Tape & Reel
MC33342P	PDIP-8	50 Units/Rail

MC33340, MC33342

MAXIMUM RATINGS (Note 1.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage (Pin 8)	V_{CC}	18	V
Input Voltage Range			V
Time/Temperature Select (Pins 5, 6, 7)	$V_{IR(t/T)}$	-1.0 to V_{CC}	
Battery Sense, (Note 2.) (Pin 1)	$V_{IR(sen)}$	-1.0 to $V_{CC} + 0.6$ or -1.0 to 10	
V_{sen} Gate Output (Pin 2)			
Voltage	$V_{O(gate)}$	20	V
Current	$I_{O(gate)}$	50	mA
Fast/Trickle Output (Pin 3)			
Voltage	$V_{O(F/T)}$	20	V
Current	$I_{O(F/T)}$	50	mA
Thermal Resistance, Junction-to-Air	$R_{\theta JA}$		$^{\circ}C/W$
P Suffix, DIP Plastic Package, Case 626		100	
D Suffix, SO-8 Plastic Package, Case 751		178	
Operating Junction Temperature	T_J	+150	$^{\circ}C$
Operating Ambient Temperature (Note 3.)	T_A	-25 to +85	$^{\circ}C$
Storage Temperature	T_{stg}	-55 to +150	$^{\circ}C$

1. This device series contains ESD protection and exceeds the following tests:

Human Body Model 2000 V per MIL-STD-883, Method 3015

Machine Model Method 400 V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 6.0$ V, for typical values $T_A = 25^{\circ}C$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies (Note 3.), unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
BATTERY SENSE INPUT (Pin 1)					
Input Sensitivity for $-\Delta V$ Detection	$-\Delta V_{th}$	-	-4.0	-	mV
Overvoltage Threshold	$V_{th(OV)}$	1.9	2.0	2.1	V
Undervoltage Threshold	$V_{th(UV)}$	0.95	1.0	1.05	mV
Input Bias Current	I_{IB}	-	10	-	nA
Input Resistance	R_{in}	-	6.0	-	$M\Omega$
TIME/TEMPERATURE INPUTS (Pins 5, 6, 7)					
Programming Inputs ($V_{in} = 1.5$ V)					
Input Current	I_{in}	-24	-30	-36	μA
Input Current Matching	ΔI_{in}	-	1.0	2.0	%
Input Offset Voltage, Over and Under Temperature Comparators	V_{IO}	-	5.0	-	mV
Under Temperature Comparator Hysteresis (Pin 5)	$V_{H(T)}$	-	44	-	mV
Temperature Select Threshold	$V_{th(t/T)}$	-	$V_{CC} - 0.7$	-	V
INTERNAL TIMING					
Internal Clock Oscillator Frequency	f_{OSC}	-	760	-	kHz
V_{sen} Gate Output (Pin 2)					
Gate Time	t_{gate}	-	33	-	ms
Gate Repetition Rate		-	1.38	-	s
Fast Charge Holdoff from $-\Delta V$ Detection	t_{hold}	-	177	-	s
MC33340		-	708	-	
MC33342		-		-	
V_{sen} GATE OUTPUT (Pin 2)					
Off-State Leakage Current ($V_O = 20$ V)	I_{off}	-	10	-	nA
Low State Saturation Voltage ($I_{sink} = 10$ mA)	V_{OL}	-	1.2	-	V
FAST/TRICKLE OUTPUT (Pin 3)					
Off-State Leakage Current ($V_O = 20$ V)	I_{off}	-	10	-	nA
Low State Saturation Voltage ($I_{sink} = 10$ mA)	V_{OL}	-	1.0	-	V
UNDERVOLTAGE LOCKOUT (Pin 8)					
Start-Up Threshold (V_{CC} Increasing, $T_A = 25^{\circ}C$)	$V_{th(on)}$	-	3.0	3.25	V
Turn-Off Threshold (V_{CC} Decreasing, $T_A = 25^{\circ}C$)	$V_{th(off)}$	2.75	2.85	-	V
TOTAL DEVICE (Pin 8)					
Power Supply Current (Pins 5, 6, 7 Open)	I_{CC}	-	0.65	2.0	mA
Start-Up ($V_{CC} = 2.9$ V)		-	0.61	2.0	
Operating ($V_{CC} = 6.0$ V)		-			

2. Whichever voltage is lower.

3. Tested junction temperature range for the MC33340/342: $T_{low} = -25^{\circ}C$ $T_{high} = +85^{\circ}C$

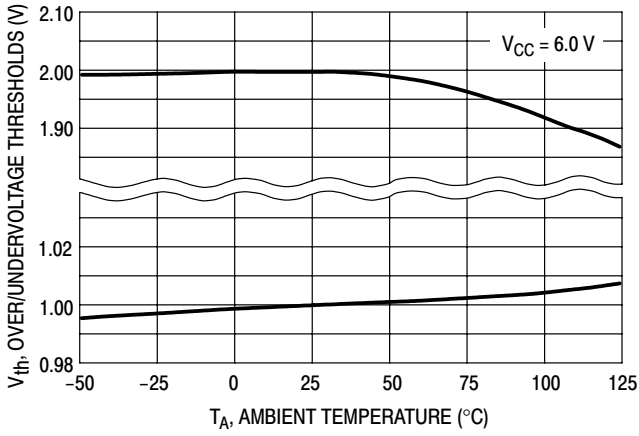


Figure 2. Battery Sense Input Thresholds versus Temperature

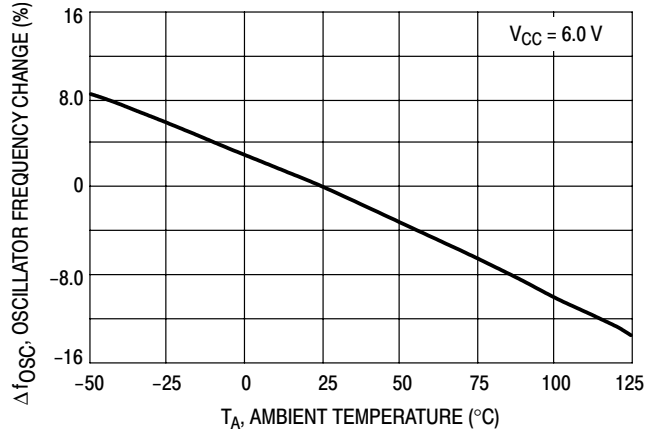


Figure 3. Oscillator Frequency versus Temperature

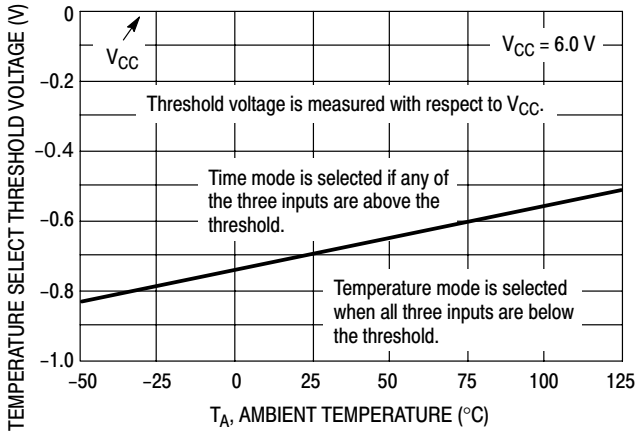


Figure 4. Temperature Select Threshold Voltage versus Temperature

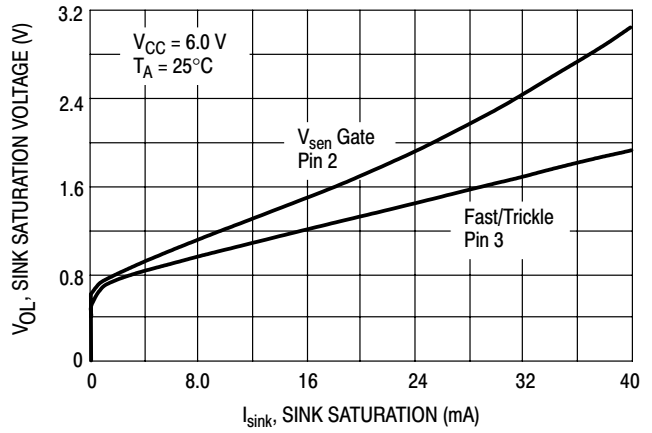


Figure 5. Saturation Voltage versus Sink Current V_{sen} Gate and Fast/Trickle Outputs

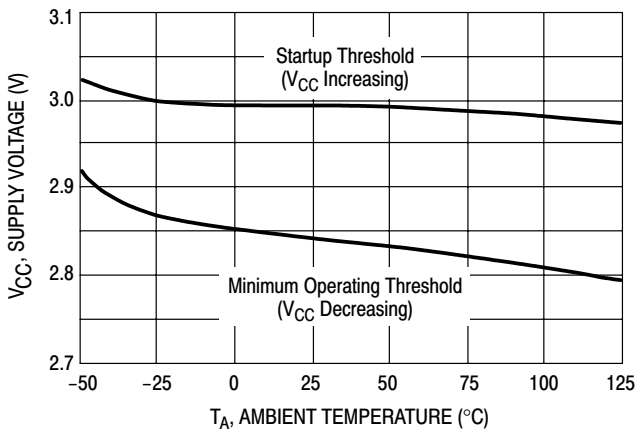


Figure 6. Undervoltage Lockout Thresholds versus Temperature

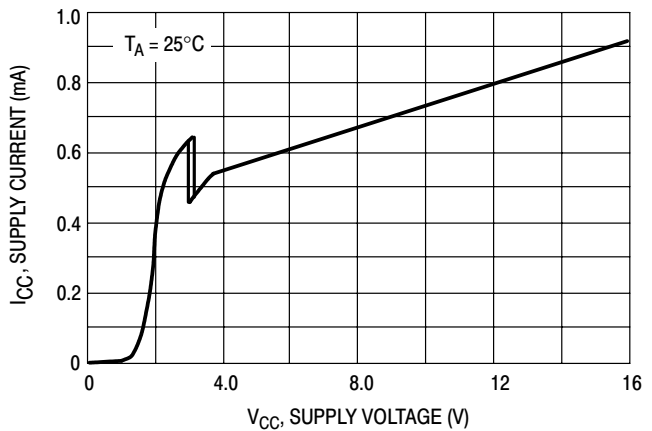


Figure 7. Supply Current versus Supply Voltage

INTRODUCTION

Nickel Cadmium and Nickel Metal Hydride batteries require precise charge termination control to maximize cell capacity and operating time while preventing overcharging. Overcharging can result in a reduction of battery life as well as physical harm to the end user. Since most portable applications require the batteries to be charged rapidly, a primary and usually a secondary or redundant charge sensing technique is employed into the charging system. It is also desirable to disable rapid charging if the battery voltage or temperature is either too high or too low. In order to address these issues, an economical and flexible fast charge controller was developed.

The MC33340/342 contains many of the building blocks and protection features that are employed in modern high performance battery charger controllers that are specifically designed for Nickel Cadmium and Nickel Metal Hydride batteries. The device is designed to interface with either primary or secondary side regulators for easy implementation of a complete charging system. A representative block diagram in a typical charging application is shown in Figure 8.

The battery voltage is monitored by the V_{sen} input that internally connects to a voltage to frequency converter and

counter for detection of a negative slope in battery voltage. A timer with three programming inputs is available to provide backup charge termination. Alternatively, these inputs can be used to monitor the battery pack temperature and to set the over and under temperature limits also for backup charge termination.

Two active low open collector outputs are provided to interface this controller with the external charging circuit. The first output furnishes a gating pulse that momentarily interrupts the charge current. This allows an accurate method of sampling the battery voltage by eliminating voltage drops that are associated with high charge currents and wiring resistances. Also, any noise voltages generated by the charging circuitry are eliminated. The second output is designed to switch the charging source between fast and trickle modes based upon the results of voltage, time, or temperature. These outputs normally connect directly to a linear or switching regulator control circuit in non-isolated primary or secondary side applications. Both outputs can be used to drive optoisolators in primary side applications that require galvanic isolation. Figure 9 shows the typical charge characteristics for NiCd and NiMH batteries.

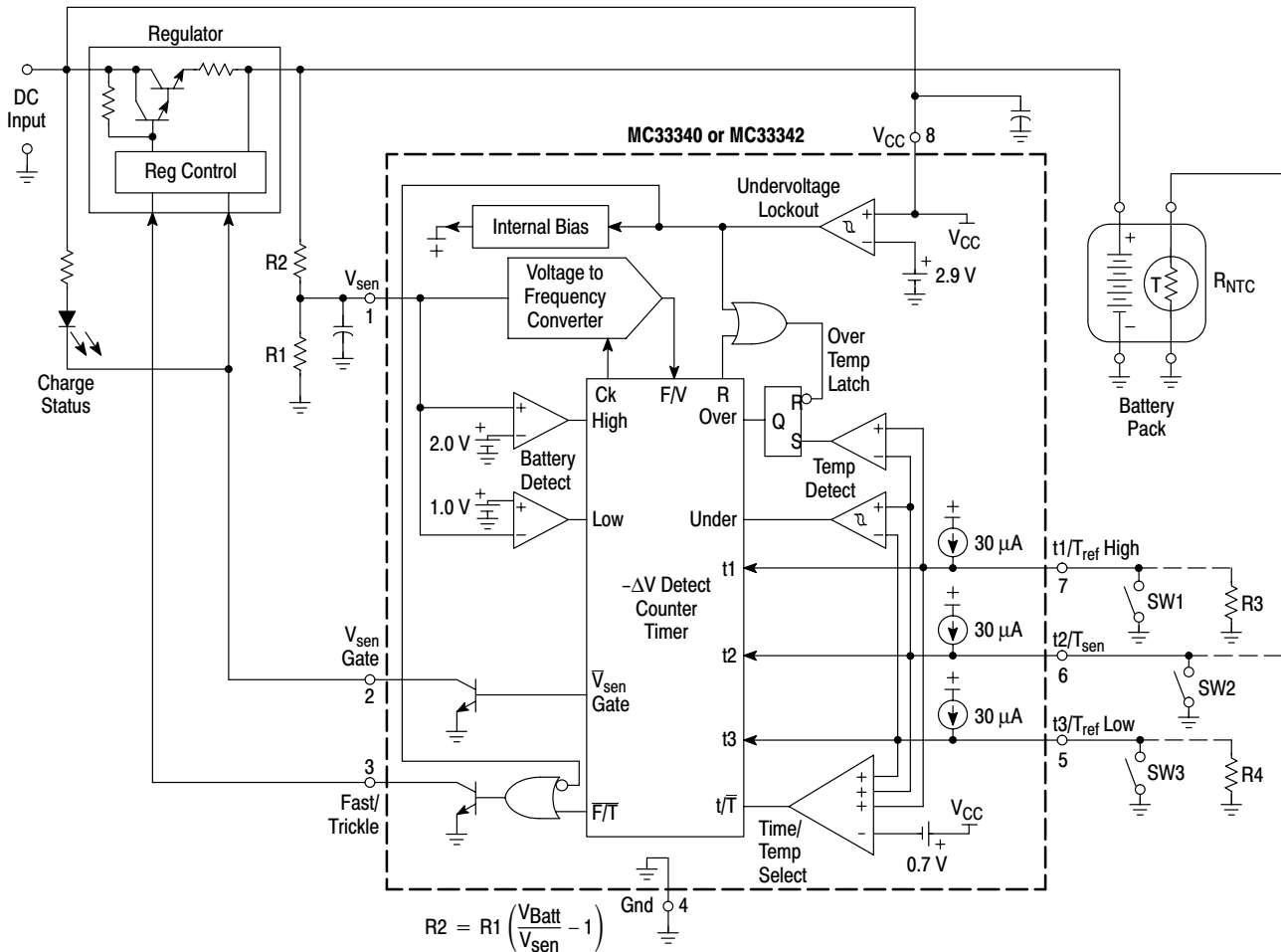


Figure 8. Typical Battery Charging Application

MC33340, MC33342

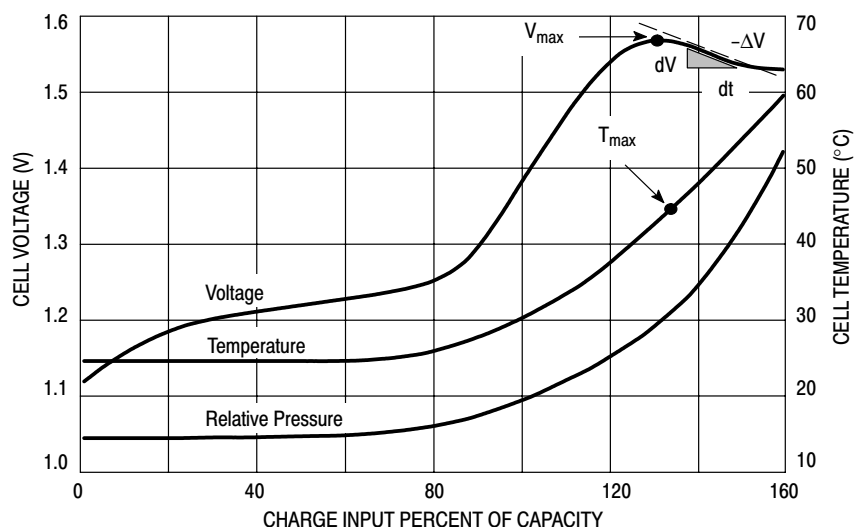


Figure 9. Typical Charge Characteristics for NiCd and NiMH Batteries

OPERATING DESCRIPTION

The MC33340/342 starts up in the fast charge mode when power is applied to V_{CC} . A change to the trickle mode can occur as a result of three possible conditions. The first is if the V_{sen} input voltage is above 2.0 V or below 1.0 V. Above 2.0 V indicates that the battery pack is open or disconnected, while below 1.0 V indicates the possibility of a shorted or defective cell. The second condition is when the MC33340/342 detects a fully charged battery by measuring a negative slope in battery voltage. The MC33340/342 recognize a negative voltage slope after the preset holdoff time (t_{hold}) has elapsed during a fast charge cycle. This indicates that the battery pack is fully charged. The third condition is either due to the battery pack being out of a programmed temperature range, or that the preset timer period has been exceeded.

There are three conditions that will cause the controller to return from trickle to fast charge mode. The first is if the V_{sen} input voltage moved to within the 1.0 to 2.0 V range from initially being either too high or too low. The second is if the battery pack temperature moved to within the programmed temperature range, but only from initially being too cold. Third is by cycling V_{CC} off and then back on causing the internal logic to reset. A concise description of the major circuit blocks is given below.

Negative Slope Voltage Detection

A representative block diagram of the negative slope voltage detector is shown in Figure 10. It includes a Synchronous Voltage to Frequency Converter, a Sample Timer, and a Ratchet Counter. The V_{sen} pin is the input for the Voltage to Frequency Converter (VFC), and it connects to the rechargeable battery pack terminals through a

resistive voltage divider. The input has an impedance of approximately $6.0\text{ M}\Omega$ and a maximum voltage range of -1.0 V to $V_{CC} + 0.6\text{ V}$ or 0 V to 10 V , whichever is lower. The 10 V upper limit is set by an internal zener clamp that provides protection in the event of an electrostatic discharge. The VFC is a charge-balanced synchronous type which generates output pulses at a rate of $F_V = V_{sen}$ (24 kHz).

The Sample Timer circuit provides a 95 kHz system clock signal (SCK) to the VFC. This signal synchronizes the F_V output to the other Sample Timer outputs used within the detector. At 1.38 second intervals the V_{sen} Gate output goes low for a 33 ms period. This output is used to momentarily interrupt the external charging power source so that a precise voltage measurement can be taken. As the V_{sen} Gate goes low, the internal Preset control line is driven high for 11 ms. During this time, the battery voltage at the V_{sen} input is allowed to stabilize and the previous F_V count is preloaded. At the Preset high-to-low transition, the Convert line goes high for 22 ms. This gates the F_V pulses into the ratchet counter for a comparison to the preloaded count. Since the Convert time is derived from the same clock that controls the VFC, the number of F_V pulses is independent of the clock frequency. If the new sample has more counts than were preloaded, it becomes the new peak count and the cycle is repeated 1.38 seconds later. If the new sample has two fewer counts, a less than peak voltage event has occurred, and a register is initialized. If two successive less than peak voltage events occur, the $-\Delta V$ 'AND' gate output goes high and the Fast/Trickle output is latched in a low state, signifying that the battery pack has reached full charge status.

Negative slope voltage detection starts after 60 ms have elapsed in the fast charge mode. This does not affect the Fast/Trickle output until the holdoff time (t_{hold}) has elapsed during the fast charge mode. Two scenarios then exist. Trickle mode holdoff is implemented to ignore any initial drop in voltage that may occur when charging batteries that have been stored for an extended time period. If the negative slope voltage detector senses that initial drop during the holdoff time, and the input voltage rises as the battery charges, the Fast/Trickle output will remain open. However, if the negative slope voltage detector senses a negative drop

in voltage during the holdoff time and the input voltage never rises above that last detected level, the Fast/Trickle output will latch into a low state. The negative slope voltage detector has a maximum resolution of 2.0 V divided by 1023, or 1.955 mV per count with an uncertainty of ± 1.0 count. This yields a detection range of 1.955 mV to 5.865 mV. In order to obtain maximum sensing accuracy, the R2/R1 voltage divider must be adjusted so that the V_{sen} input voltage is slightly less than 2.0 V when the battery pack is fully charged. Voltage variations due to temperature and cell manufacturing must be considered.

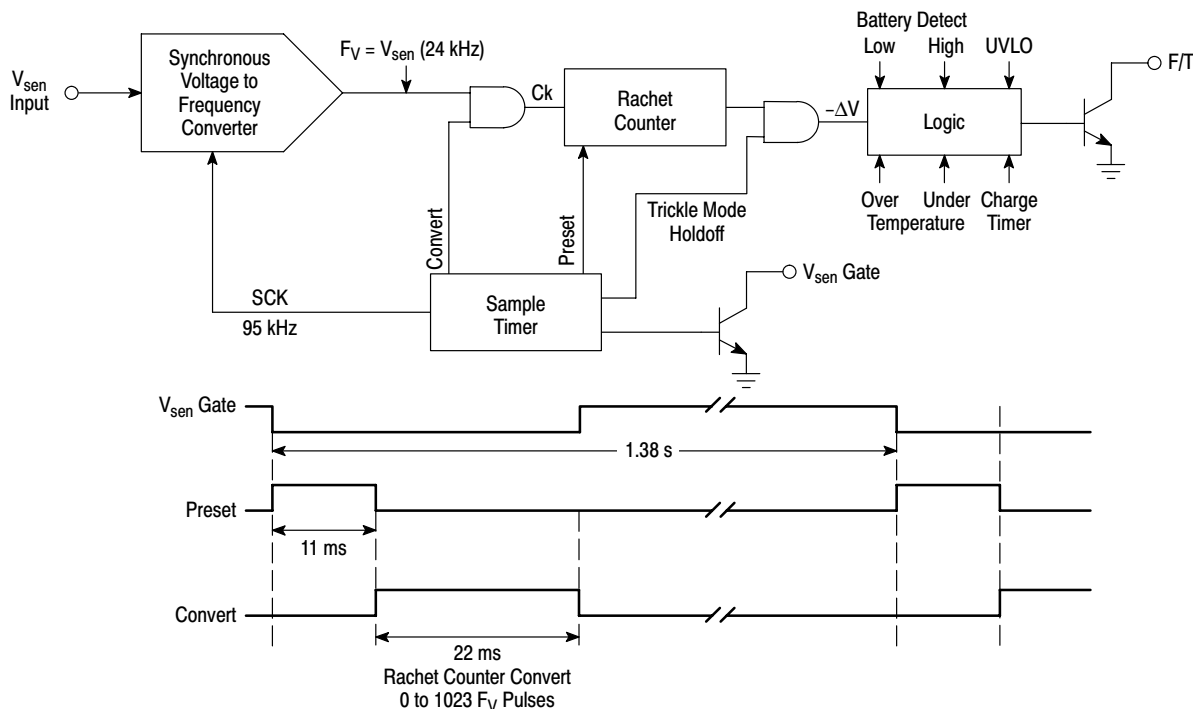


Figure 10. Negative Slope Voltage Detector

Fast Charge Timer

A programmable backup charge timer is available for fast charge termination. The timer is activated by the Time/Temp Select comparator, and is programmed from the $t1/T_{ref}$ High, $t2/T_{sen}$, and $t3/T_{ref}$ Low inputs. If one or more of these inputs is allowed to go above $V_{CC} - 0.7$ V or is left open, the comparator output will switch high, indicating that the timer feature is desired. The three inputs allow one of seven possible fast charge time limits to be selected. The programmable time limits, rounded to the nearest whole minute, are shown in Figure 11.

Over/Under Temperature Detection

A backup over/under temperature detector is available and can be used in place of the timer for fast charge termination. The timer is disabled by the Time/Temp Select comparator when each of the three programming inputs are held below $V_{CC} - 0.7$ V.

Temperature sensing is accomplished by placing a negative temperature coefficient (NTC) thermistor in thermal contact with the battery pack. The thermistor connects to the $t2/T_{sen}$ input which has a 30 μ A current source pull-up for developing a temperature dependent voltage. The temperature limits are set by a resistor that connects from the $t1/T_{ref}$ High and the $t3/T_{ref}$ Low inputs to ground. Since all three inputs contain matched 30 μ A current source pull-ups, the required programming resistor values are identical to that of the thermistor at the desired over and under trip temperature. The temperature window detector is composed of two comparators with a common input that connects to the $t2/T_{sen}$ input.

The lower comparator senses the presence of an under temperature condition. When the lower temperature limit is exceeded, the charger is switched to the trickle mode. The comparator has 44 mV of hysteresis to prevent erratic

switching between the fast and trickle modes as the lower temperature limit is crossed. The amount of temperature rise to overcome the hysteresis is determined by the thermistor's rate of resistance change or sensitivity at the under temperature trip point. The required resistance change is:

$$\Delta R(T_{\text{Low}} \rightarrow T_{\text{High}}) = \frac{V_H(T)}{I_{\text{in}}} = \frac{44 \text{ mV}}{30 \text{ }\mu\text{A}} = 1.46 \text{ k}$$

The resistance change approximates a thermal hysteresis of 2°C with a 10 kΩ thermistor operating at 0°C. The under temperature fast charge inhibit feature can be disabled by biasing the t3/T_{ref} Low input to a voltage that is greater than that present at t2/T_{sen}, and less than V_{CC} – 0.7 V. Under extremely cold conditions, it is possible that the thermistor resistance can become too high, allowing the t2/T_{sen} input to go above V_{CC} – 0.7 V, and activate the timer. This condition can be prevented by placing a resistor in parallel with the thermistor. Note that the time/temperature threshold of V_{CC} – 0.7 V is a typical value at room temperature. Refer to the Electrical Characteristics table and to Figure 4 for additional information.

The upper comparator senses the presence of an over temperature condition. When the upper temperature limit is exceeded, the comparator output sets the Over Temperature Latch and the charger is switched to trickle mode. Once the latch is set, the charger cannot be returned to fast charge, even after the temperature falls below the limit. This feature prevents the battery pack from being continuously temperature cycled and overcharged. The latch can be reset

by removing and reconnecting the battery pack or by cycling the power supply voltage.

If the charger does not require either the time or temperature backup features, they can both be easily disabled. This is accomplished by biasing the t3/T_{ref} Low input to a voltage greater than t2/T_{sen}, and by grounding the t1/T_{ref} High input. Under these conditions, the Time/Temp Select comparator output is low, indicating that the temperature mode is selected, and that the t2/T_{sen} input is biased within the limits of an artificial temperature window.

Charging of battery packs that are used in portable power tool applications typically use temperature as the only means for fast charge termination. The MC33340/342 can be configured in this manner by constantly resetting the –ΔV detection logic. This is accomplished by biasing the V_{sen} input to ≈1.5 V from a two resistor divider that is connected between the positive battery pack terminal and ground. The V_{sen} Gate output is also connected to the V_{sen} input. Now, each time that the Sample Timer causes the V_{sen} output to go low, the V_{sen} input will be pulled below the undervoltage threshold of 1.0 V. This causes a reset of the –ΔV logic every 1.38 seconds, thus disabling detection.

Operating Logic

The order of events in the charging process is controlled by the logic circuitry. Each event is dependent upon the input conditions and the chosen method of charge termination. A table summary containing all of the possible operating modes is shown in Figure 12.

Backup Termination Mode	Programming Inputs			Time Limit Fast Charge (Minutes)
	t3/T _{ref} Low (Pin 5)	t2/T _{sen} (Pin 6)	t1/T _{ref} High (Pin 7)	
Time	Open	Open	Open	283
Time	Open	Open	Gnd	247
Time	Open	Gnd	Open	212
Time	Open	Gnd	Gnd	177
Time	Gnd	Open	Open	141
Time	Gnd	Open	Gnd	106
Time	Gnd	Gnd	Open	71
Temperature	0 V to V _{CC} – 0.7 V	0 V to V _{CC} – 0.7 V	0 V to V _{CC} – 0.7 V	Timer Disabled

Figure 11. Fast Charge Backup Termination Time/Temperature Limit

MC33340, MC33342

Input Condition	Controller Operation
V_{sen} Input Voltage: >1.0 V and <2.0 V >1.0 V and <2.0 V with two consecutive $-\Delta V$ events detected after 160 s <1.0 V or >2.0 V	The divided down battery pack voltage is within the fast charge voltage range. The charger switches from trickle to fast charge mode as V_{sen} enters this voltage range, and a reset pulse is then applied to the timer and the over temperature latch.
	The battery pack has reached full charge and the charger switches from fast to a latched trickle mode. A reset pulse must be applied for the charger to switch back to the fast mode. The reset pulse occurs when entering the 1.0 V to 2.0 V window for V_{sen} or when V_{CC} rises above 3.0 V.
	The divided down battery pack voltage is outside of the fast charge voltage range. The charger switches from fast to trickle mode.
Timer Backup: Within time limit Beyond time limit	The timer has not exceeded the programmed limit. The charger will be in fast charge mode if V_{sen} and V_{CC} are within their respective operating limits.
	The timer has exceeded the programmed limit. The charger switches from fast to a latched trickle mode.
Temperature Backup: Within limits Below lower limit Above upper limit	The battery pack temperature is within the programmed limits. The charger will be in fast charge mode if V_{sen} and V_{CC} are within their respective operating limits.
	The battery pack temperature is below the programmed lower limit. The charger will stay in trickle mode until the lower temperature limit is exceeded. When exceeded, the charger will switch from trickle to fast charge mode.
	The battery pack temperature has exceeded the programmed upper limit. The charger switches from fast to a latched trickle mode. A reset signal must be applied and then released for the charger to switch back to the fast charge mode. The reset pulse occurs when entering the 1.0 V to 2.0 V window for V_{sen} or when V_{CC} rises above 3.0 V.
Power Supply Voltage: V_{CC} >3.0 V and <18 V V_{CC} >0.6 V and <2.8 V	This is the nominal power supply operating voltage range. The charger will be in fast charge mode if V_{sen} , and temperature backup or timer backup are within their respective operating limits.
	The undervoltage lockout comparator will be activated and the charger will be in trickle mode. A reset signal is applied to the timer and over temperature latch.

Figure 12. Controller Operating Mode Table

Testing

Under normal operating conditions, it would take 283 minutes to verify the operation of the 34 stage ripple counter used in the timer. In order to significantly reduce the test time, three digital switches were added to the circuitry and are used to bypass selected divider stages. Entering each of the test modes without requiring additional package pins or affecting normal device operation proved to be challenging. Refer to the timer functional block diagram in Figure 13.

Switch 1 bypasses 19 divider stages to provide a 524,288 times speedup of the clock. This switch is enabled when the V_{sen} input falls below 1.0 V. Verification of the programmed fast charge time limit is accomplished by measuring the propagation delay from when the V_{sen} input falls below 1.0 V, to when the F/T output changes from a high-to-low state. The 71, 106, 141, 177, 212, 247 and 283 will now correspond to 8.1, 12.1, 16.2, 20.2, 24.3, 28.3 and 32.3 ms delays. It is possible to enter this test mode during operation if the equivalent battery pack voltage was to fall below 1.0 V. This will not present a problem since the device would normally switch from fast to trickle mode under these

conditions, and the relatively short variable time delay would be transparent to the user.

Switch 2 bypasses 11 divider stages to provide a 2048 times speedup of the clock. This switch is necessary for testing the 19 stages that were bypassed when switch 1 was enabled. Switch 2 is enabled when the V_{sen} input falls below 1.0 V and the t1/T_{ref} High input is biased at -100 mV. Verification of the 19 stages is accomplished by measuring a nominal propagation delay of 338.8 ms from when the V_{sen} input falls below 1.0 V, to when the F/T output changes from a high-to-low state.

Switch 3 is a dual switch consisting of sections “A” and “B”. Section “A” bypasses 5 divider stages to provide a 32 times speedup of the V_{sen} gate signal that is used in sampling the battery voltage. This speedup allows faster test verification of two successive $-\Delta V$ events. Section “B” bypasses 11 divider stages to provide a 2048 speedup of the trickle mode holdoff timer. Switches 3A and 3B are both activated when the t1/T_{ref} High input is biased at -100 mV with respect to Pin 4.

MC33340, MC33342

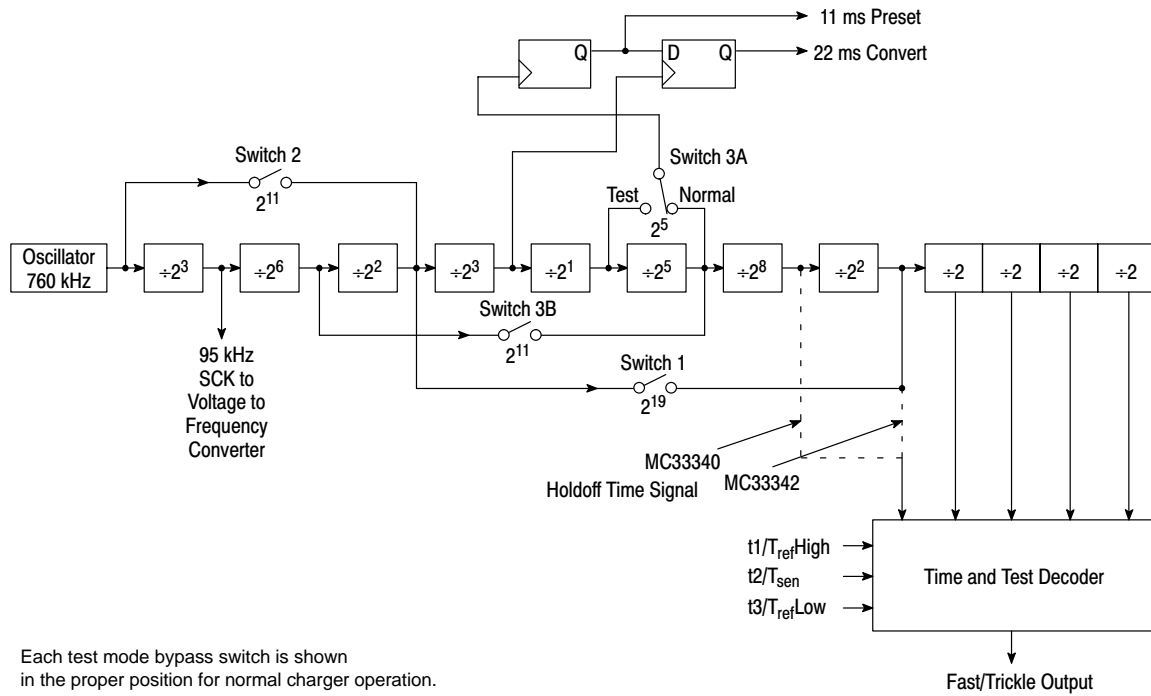
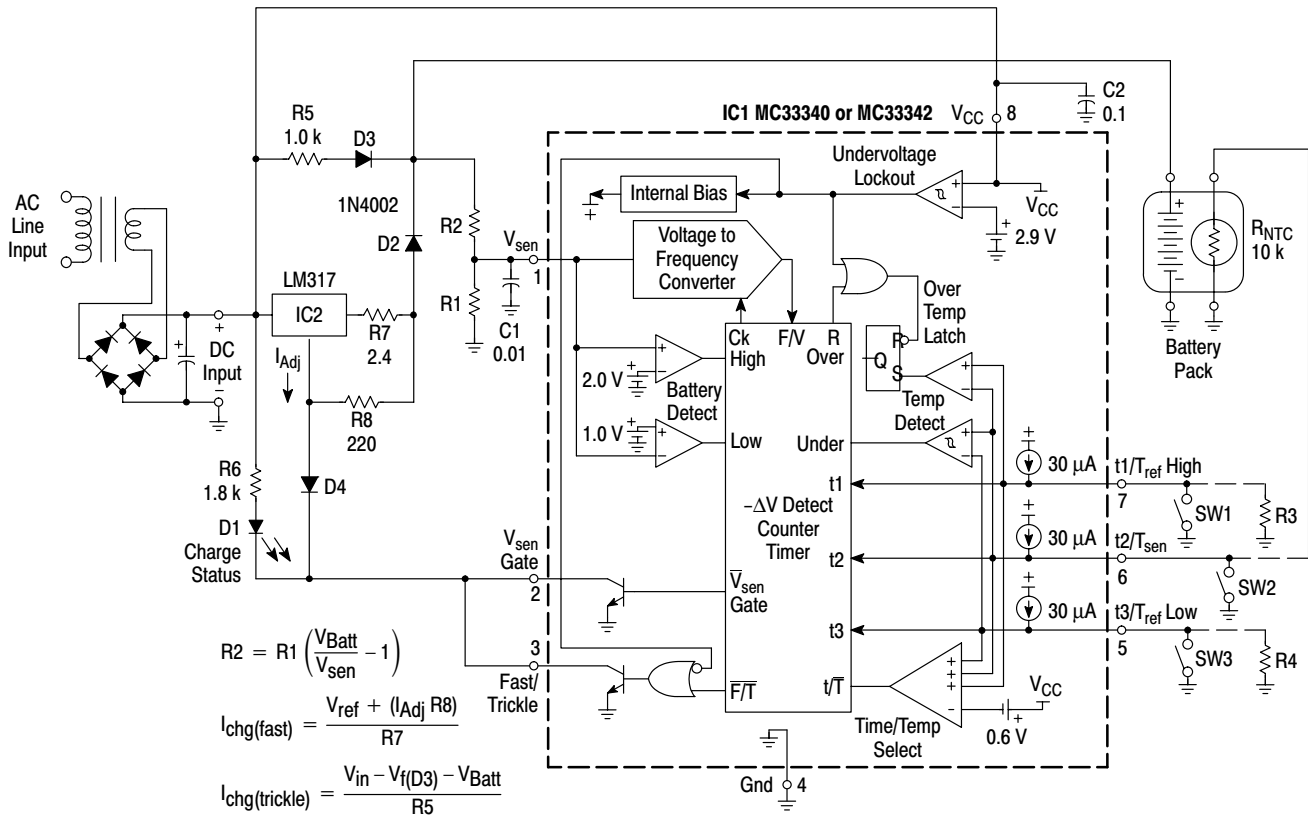


Figure 13. Timer Functional Block Diagram



This application combines the MC33340/342 with an adjustable three terminal regulator to form an isolated secondary side battery charger. Regulator IC2 operates as a constant current source with R7 setting the fast charge level. The trickle charge level is set by R5. The R2/R1 divider should be adjusted so that the V_{sen} input is less than 2.0 V when the batteries are fully charged. The printed circuit board shown below will accept the several TO-220 style heatsinks for IC2 and are all manufactured by AAVID Engineering Inc.

Figure 14. Line Isolated Linear Regulator Charger

MC33340, MC33342

AAVID #	θ_{SA} °C/W
592502B03400	24.0
593002B03400	14.0
590302B03600	9.2

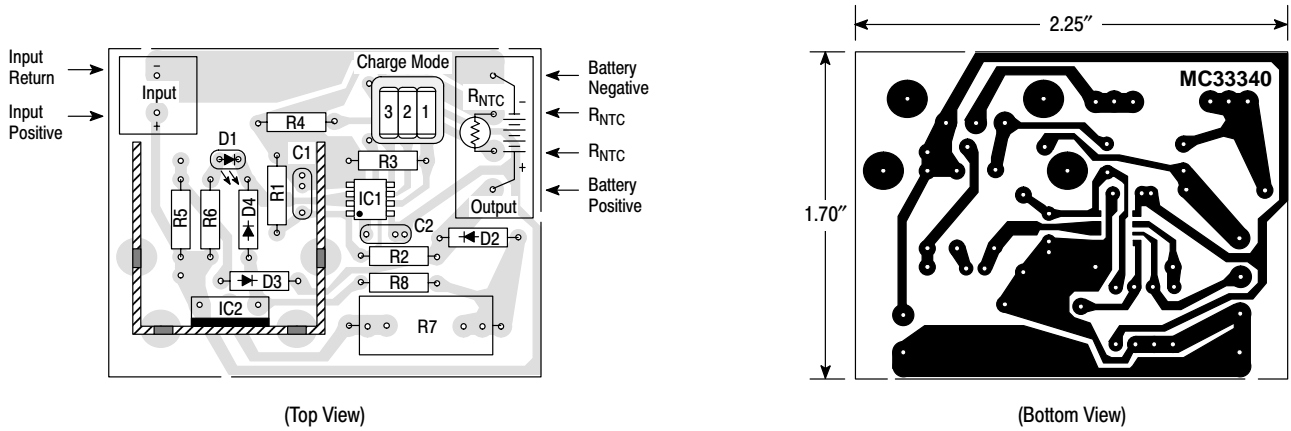
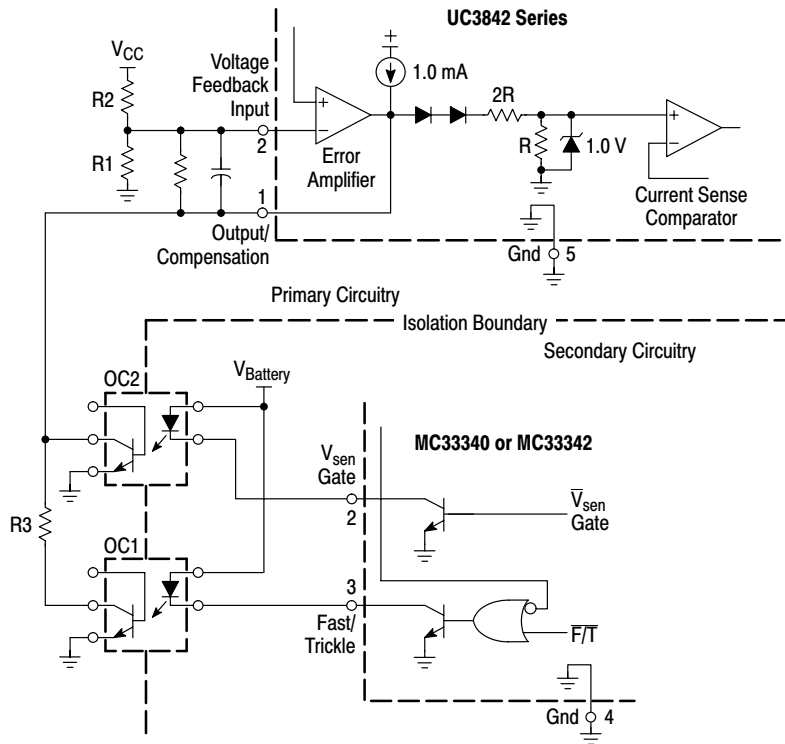


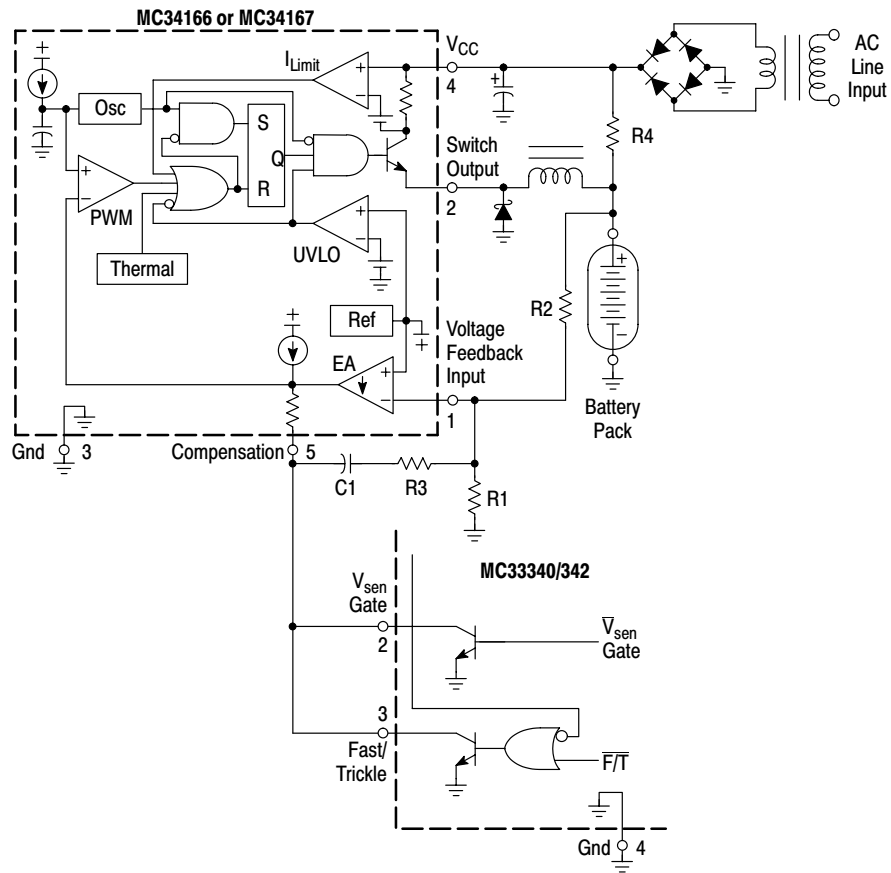
Figure 15. Printed Circuit Board and Component Layout (Circuit of Figure 14)



The MC33340/342 can be combined with any of the devices in the UC3842 family of current mode controllers to form a switch mode battery charger. In this example, optocouplers OC1 and OC2 are used to provide isolated control signals to the UC3842. During battery voltage sensing, OC2 momentarily grounds the Output/Compensation pin, effectively turning off the charger. When fast charge termination is reached, OC1 turns on, and grounds the lower side of R3. This reduces the peak switch current threshold of the Current Sense Comparator to a programmed trickle current level. For additional converter design information, refer to the UC3842 and UC3844 device family data sheets.

Figure 16. Line Isolated Switch Mode Charger

MC33340, MC33342



The MC33340/342 can be used to control the MC34166 or MC34167 power switching regulators to produce an economical and efficient fast charger. These devices are capable of operating continuously in current limit with an input voltage range of 7.5 to 40 V. The typical charging current for the MC34166 and MC34167 is 4.3 A and 6.5 A respectively. Resistors R2 and R1 are used to set the battery pack fast charge float voltage. If precise float voltage control is not required, components R1, R2, R3 and C1 can be deleted, and Pin 1 must be grounded. The trickle current level is set by resistor R4. It is recommended that a redundant charge termination method be employed for end user protection. This is especially true for fast charger systems. For additional converter design information, refer to the MC34166 and MC34167 data sheets.

Figure 17. Switch Mode Fast Charger

У П Р А Ж Н Е Н И Е № 4

Изследване на NiMH акумулаторни батерии

В това упражнение се измерва капацитета на NiMH батерии, проверяват се критериите за заряд и разряд и се експериментира със специализирана интегрална схема MC33340.

Различните типове акумулаторни батерии имат параметри които ги правят предпочитани за различни приложения. В този смисъл няма “най-добър” тип батерии – когато са предназначени за преносими апарати батериите трябва да са леки, когато са предназначени за продължителна експлоатация без надзор – да позволяват много цикли, когато са като резервно хранване – да се саморазреждат бавно и т.н. По тези въпроси има достатъчно материали:

<http://www.cewindows.net/battery.htm>

<http://www.thermoanalytics.com/support/publications/batterytypesdoc.html>

<http://www.batterysavers.com/Compare-Batteries.html>

Първата част на това лабораторно упражнение включва *разучаване* на NiMH батерии, на критериите за зареждане и разреждане, както и на документацията на схемата MC33340 (дадена е след указанията за упражнението). Това трябва да стане *предварително* при подготовката за лабораторното упражнение.

В приложените материали основно се разглеждат въпросите за правилната експлоатация на батериите, критериите за разряд, продължителност на експлоатация (живот) и др. Дадени са материали и за схема на фирмата MAXIM.

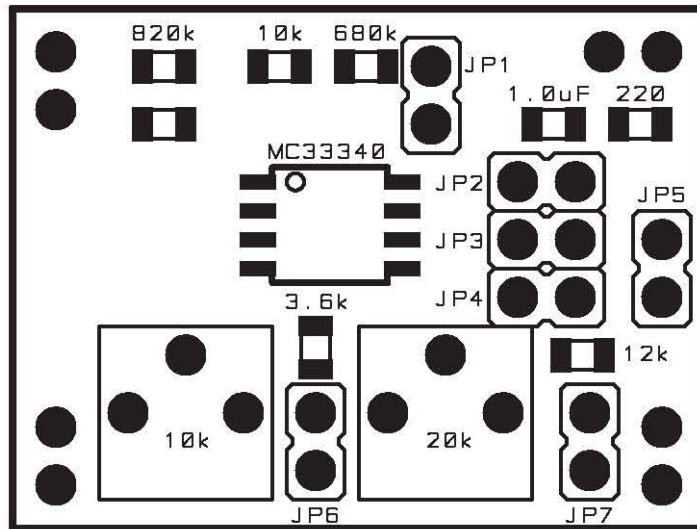
Задачи:

1. Да се разучат основните параметри на NiMH батерии.
2. Да се зареди и разрежи една батерия като се снее характеристиката напрежение/време при зареждане и разреждане. Да се изчисли реалният капацитет на батерията.

Измерването на напреженията на батерията да се извършва когато тя е изключена от веригите за разряд или заряд!

3. Да се състави схема с използването на интегралната схема MC33340 и да се подготви опитна постановка, като се използва предоставеният модул.
4. Да се проведат експерименти с които да се установи дали схемата правилно определя момента в който да преустанови зареждането.

При подготовката на експериментите да се предвиди зареждане и разреждане с константен ток. За целта при разреждането се съставя схема на генератор на ток (200-300mA) който да работи при хранващо напрежение от разрежданата батерия (за два елемента е от 1,8 до 3,5V). Характеристика на генератор на ток трябва да има и регулаторът който ще се управлява от модула за зареждане с MC33340.



ПЕЧАТНА ПЛАТКА НА МОДУЛА

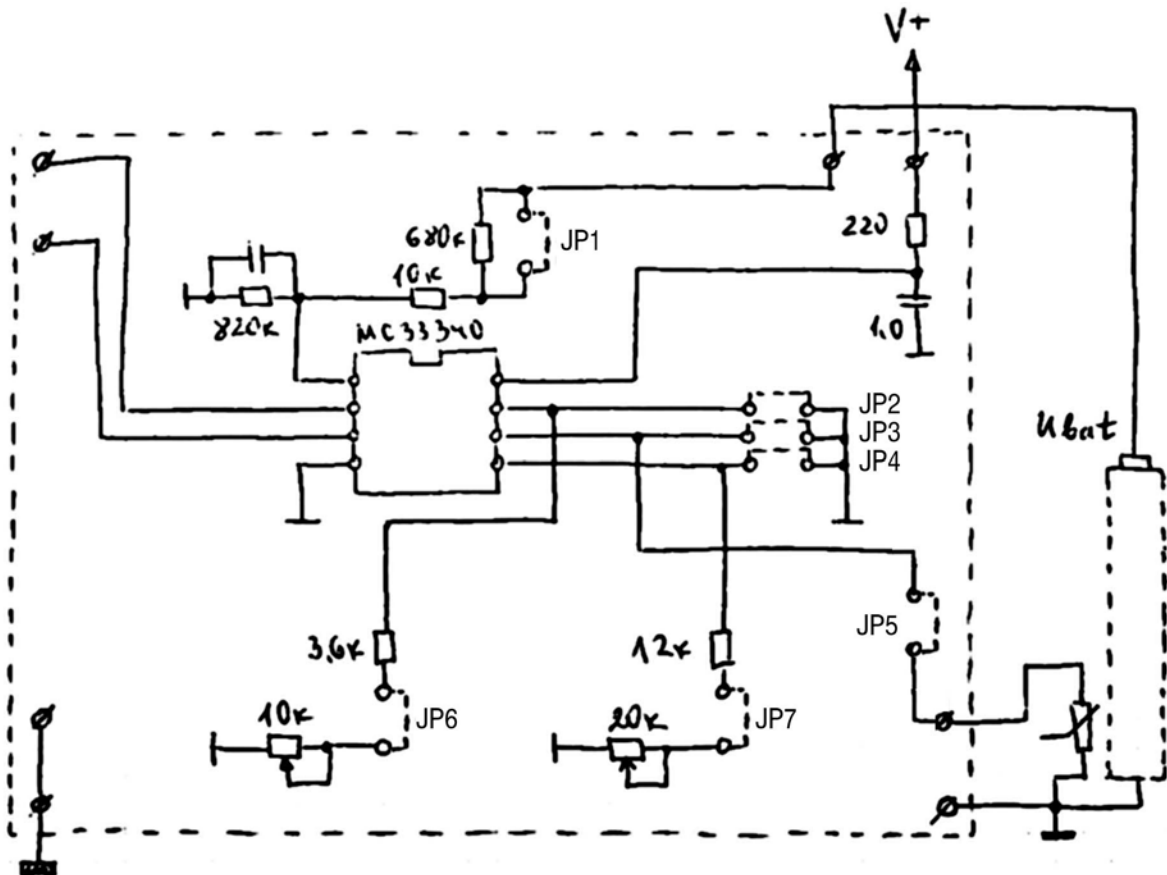


СХЕМА НА МОДУЛА

Захранването V^+ се определя от максималното напрежение на батерията U_{bat} (брой на клетките) и от работния обхват на MC33340 – 3,25 до 18V.

Външно се включват елементите на регулатора на ток за зареждане.

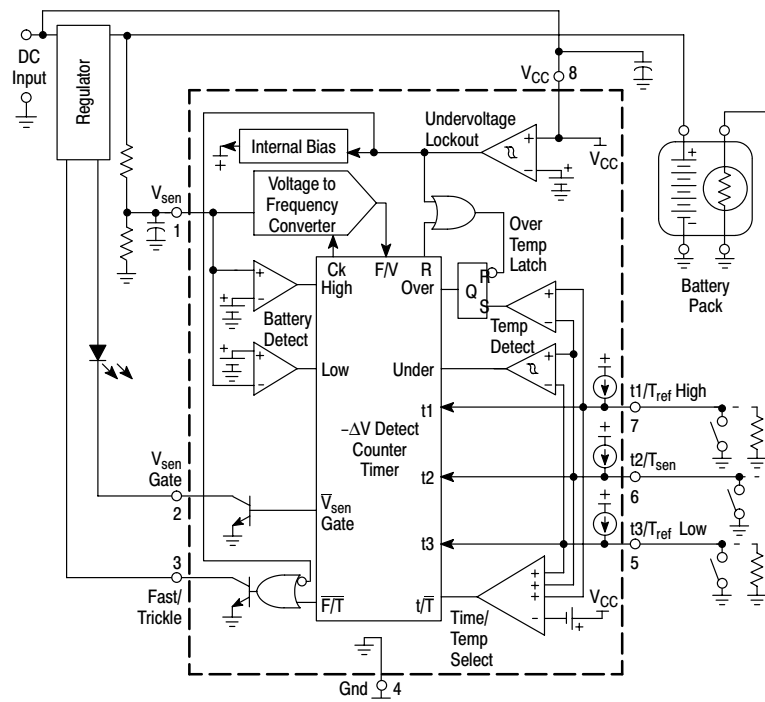
Точка 1 и пълната схема от точка 3 да се подготвят предварително – домашна работа!

MC33340, MC33342

Battery Fast Charge Controllers

The MC33340 and MC33342 are monolithic control IC's that are specifically designed as fast charge controllers for Nickel Cadmium (NiCd) and Nickel Metal Hydride (NiMH) batteries. These devices feature negative slope voltage detection as the primary means for fast charge termination. Accurate detection is ensured by an output that momentarily interrupts the charge current for precise voltage sampling. An additional secondary backup termination method can be selected that consists of either a programmable time or temperature limit. Protective features include battery over and undervoltage detection, latched over temperature detection, and power supply input undervoltage lockout with hysteresis. Fast charge holdoff time is the only difference between the MC33340 and the MC33342. The MC33340 has a typical holdoff time of 177 seconds and the MC33342 has a typical holdoff time of 708 seconds.

- Negative Slope Voltage Detection with 4.0 mV Sensitivity
- Accurate Zero Current Battery Voltage Sensing
- High Noise Immunity with Synchronous VFC/Logic
- Programmable 1 to 4 Hour Fast Charge Time Limit
- Programmable Over/Under Temperature Detection
- Battery Over and Undervoltage Fast Charge Protection
- Power Supply Input Undervoltage Lockout with Hysteresis
- Operating Voltage Range of 3.25 V to 18 V
- 177 seconds Fast Change Hold-off Time (MC33340)
- 708 seconds Fast Change Hold-off Time (MC33342)



This device contains 2,512 active transistors.

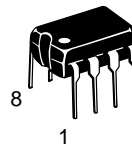
Figure 1. Simplified Block Diagram



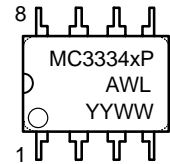
ON Semiconductor™

<http://onsemi.com>

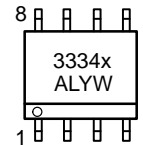
MARKING DIAGRAMS



PDIP-8
P SUFFIX
CASE 626

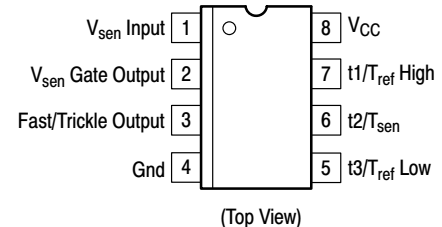


SO-8
D SUFFIX
CASE 751



x = 0 or 2
A = Assembly Location
WL, L = Wafer Lot
YY, Y = Year
WW, W = Work Week

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MC33340D	SO-8	98 Units/Rail
MC33340DR2	SO-8	2500 Tape & Reel
MC33340P	PDIP-8	50 Units/Rail
MC33342D	SO-8	98 Units/Rail
MC33342DR2	SO-8	2500 Tape & Reel
MC33342P	PDIP-8	50 Units/Rail

MC33340, MC33342

MAXIMUM RATINGS (Note 1.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage (Pin 8)	V_{CC}	18	V
Input Voltage Range			V
Time/Temperature Select (Pins 5, 6, 7)	$V_{IR(t/T)}$	-1.0 to V_{CC}	
Battery Sense, (Note 2.) (Pin 1)	$V_{IR(sen)}$	-1.0 to $V_{CC} + 0.6$ or -1.0 to 10	
V_{sen} Gate Output (Pin 2)			
Voltage	$V_{O(gate)}$	20	V
Current	$I_{O(gate)}$	50	mA
Fast/Trickle Output (Pin 3)			
Voltage	$V_{O(F/T)}$	20	V
Current	$I_{O(F/T)}$	50	mA
Thermal Resistance, Junction-to-Air	$R_{\theta JA}$		°C/W
P Suffix, DIP Plastic Package, Case 626		100	
D Suffix, SO-8 Plastic Package, Case 751		178	
Operating Junction Temperature	T_J	+150	°C
Operating Ambient Temperature (Note 3.)	T_A	-25 to +85	°C
Storage Temperature	T_{stg}	-55 to +150	°C

1. This device series contains ESD protection and exceeds the following tests:

Human Body Model 2000 V per MIL-STD-883, Method 3015

Machine Model Method 400 V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 6.0$ V, for typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies (Note 3.), unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
BATTERY SENSE INPUT (Pin 1)					
Input Sensitivity for $-\Delta V$ Detection	$-\Delta V_{th}$	-	-4.0	-	mV
Overvoltage Threshold	$V_{th(OV)}$	1.9	2.0	2.1	V
Undervoltage Threshold	$V_{th(UV)}$	0.95	1.0	1.05	mV
Input Bias Current	I_{IB}	-	10	-	nA
Input Resistance	R_{in}	-	6.0	-	M Ω
TIME/TEMPERATURE INPUTS (Pins 5, 6, 7)					
Programming Inputs ($V_{in} = 1.5$ V)					
Input Current	I_{in}	-24	-30	-36	μA
Input Current Matching	ΔI_{in}	-	1.0	2.0	%
Input Offset Voltage, Over and Under Temperature Comparators	V_{IO}	-	5.0	-	mV
Under Temperature Comparator Hysteresis (Pin 5)	$V_{H(T)}$	-	44	-	mV
Temperature Select Threshold	$V_{th(t/T)}$	-	$V_{CC} - 0.7$	-	V
INTERNAL TIMING					
Internal Clock Oscillator Frequency	f_{OSC}	-	760	-	kHz
V_{sen} Gate Output (Pin 2)					
Gate Time	t_{gate}	-	33	-	ms
Gate Repetition Rate		-	1.38	-	s
Fast Charge Holdoff from $-\Delta V$ Detection	t_{hold}	-	177	-	s
MC33340		-	708	-	
MC33342		-		-	
V_{sen} GATE OUTPUT (Pin 2)					
Off-State Leakage Current ($V_O = 20$ V)	I_{off}	-	10	-	nA
Low State Saturation Voltage ($I_{sink} = 10$ mA)	V_{OL}	-	1.2	-	V
FAST/TRICKLE OUTPUT (Pin 3)					
Off-State Leakage Current ($V_O = 20$ V)	I_{off}	-	10	-	nA
Low State Saturation Voltage ($I_{sink} = 10$ mA)	V_{OL}	-	1.0	-	V
UNDERVOLTAGE LOCKOUT (Pin 8)					
Start-Up Threshold (V_{CC} Increasing, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$V_{th(on)}$	-	3.0	3.25	V
Turn-Off Threshold (V_{CC} Decreasing, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$V_{th(off)}$	2.75	2.85	-	V
TOTAL DEVICE (Pin 8)					
Power Supply Current (Pins 5, 6, 7 Open)	I_{CC}	-	0.65	2.0	mA
Start-Up ($V_{CC} = 2.9$ V)		-	0.61	2.0	
Operating ($V_{CC} = 6.0$ V)		-			

2. Whichever voltage is lower.

3. Tested junction temperature range for the MC33340/342: $T_{low} = -25^\circ\text{C}$ $T_{high} = +85^\circ\text{C}$

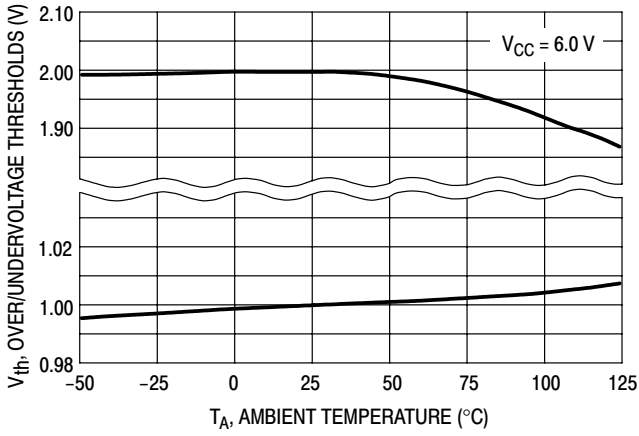


Figure 2. Battery Sense Input Thresholds versus Temperature

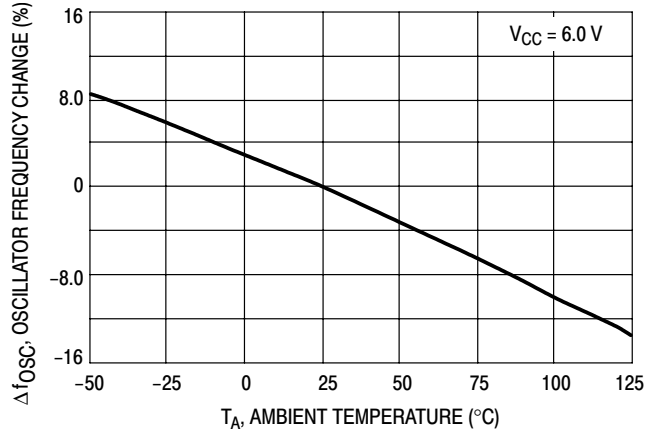


Figure 3. Oscillator Frequency versus Temperature

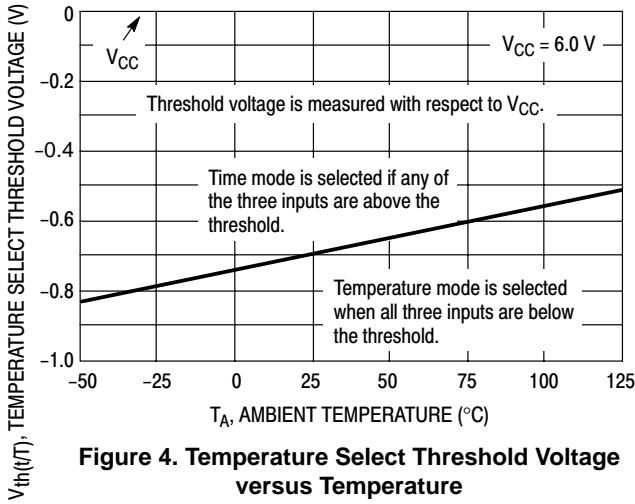


Figure 4. Temperature Select Threshold Voltage versus Temperature

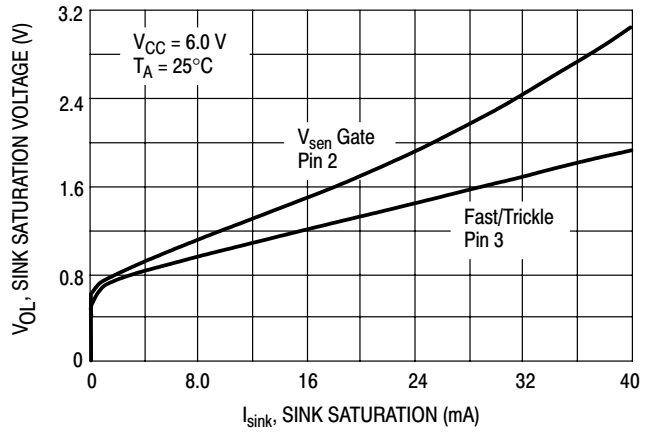


Figure 5. Saturation Voltage versus Sink Current V_{sen} Gate and Fast/Trickle Outputs

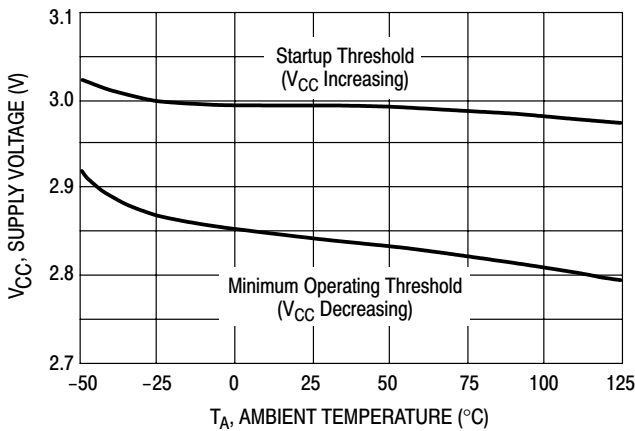


Figure 6. Undervoltage Lockout Thresholds versus Temperature

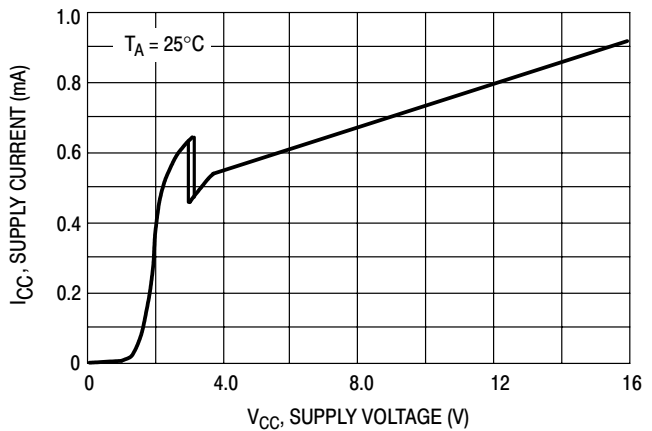


Figure 7. Supply Current versus Supply Voltage

INTRODUCTION

Nickel Cadmium and Nickel Metal Hydride batteries require precise charge termination control to maximize cell capacity and operating time while preventing overcharging. Overcharging can result in a reduction of battery life as well as physical harm to the end user. Since most portable applications require the batteries to be charged rapidly, a primary and usually a secondary or redundant charge sensing technique is employed into the charging system. It is also desirable to disable rapid charging if the battery voltage or temperature is either too high or too low. In order to address these issues, an economical and flexible fast charge controller was developed.

The MC33340/342 contains many of the building blocks and protection features that are employed in modern high performance battery charger controllers that are specifically designed for Nickel Cadmium and Nickel Metal Hydride batteries. The device is designed to interface with either primary or secondary side regulators for easy implementation of a complete charging system. A representative block diagram in a typical charging application is shown in Figure 8.

The battery voltage is monitored by the V_{sen} input that internally connects to a voltage to frequency converter and

counter for detection of a negative slope in battery voltage. A timer with three programming inputs is available to provide backup charge termination. Alternatively, these inputs can be used to monitor the battery pack temperature and to set the over and under temperature limits also for backup charge termination.

Two active low open collector outputs are provided to interface this controller with the external charging circuit. The first output furnishes a gating pulse that momentarily interrupts the charge current. This allows an accurate method of sampling the battery voltage by eliminating voltage drops that are associated with high charge currents and wiring resistances. Also, any noise voltages generated by the charging circuitry are eliminated. The second output is designed to switch the charging source between fast and trickle modes based upon the results of voltage, time, or temperature. These outputs normally connect directly to a linear or switching regulator control circuit in non-isolated primary or secondary side applications. Both outputs can be used to drive optoisolators in primary side applications that require galvanic isolation. Figure 9 shows the typical charge characteristics for NiCd and NiMH batteries.

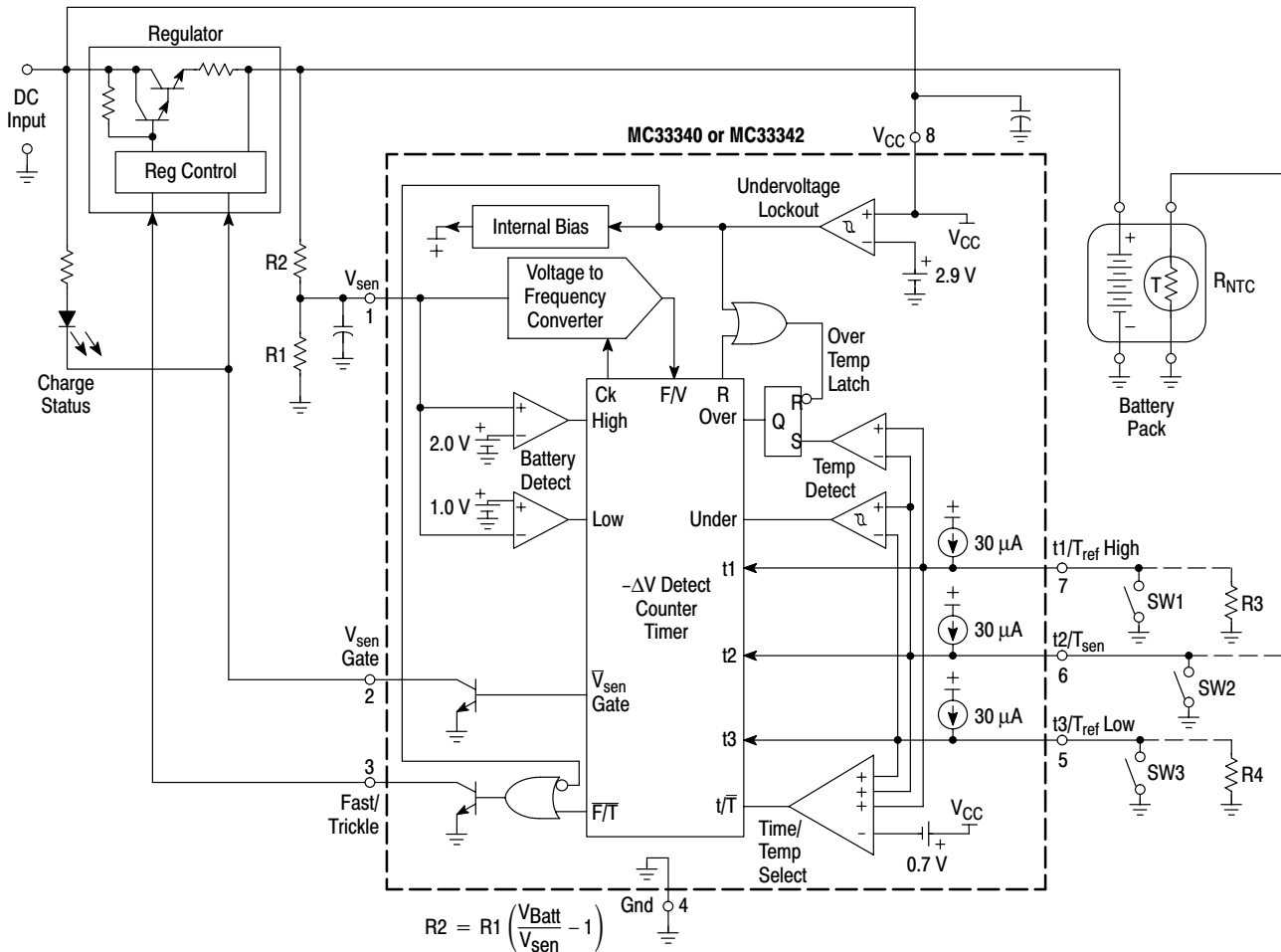


Figure 8. Typical Battery Charging Application

MC33340, MC33342

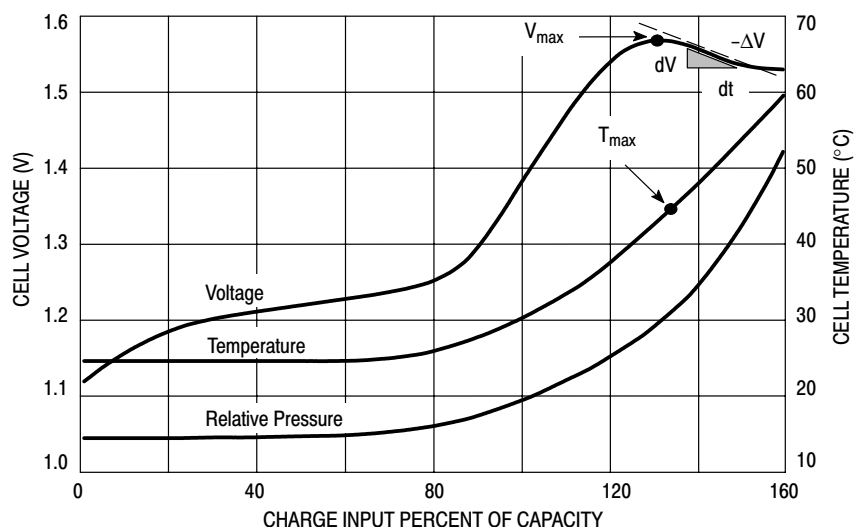


Figure 9. Typical Charge Characteristics for NiCd and NiMH Batteries

OPERATING DESCRIPTION

The MC33340/342 starts up in the fast charge mode when power is applied to V_{CC} . A change to the trickle mode can occur as a result of three possible conditions. The first is if the V_{sen} input voltage is above 2.0 V or below 1.0 V. Above 2.0 V indicates that the battery pack is open or disconnected, while below 1.0 V indicates the possibility of a shorted or defective cell. The second condition is when the MC33340/342 detects a fully charged battery by measuring a negative slope in battery voltage. The MC33340/342 recognize a negative voltage slope after the preset holdoff time (t_{hold}) has elapsed during a fast charge cycle. This indicates that the battery pack is fully charged. The third condition is either due to the battery pack being out of a programmed temperature range, or that the preset timer period has been exceeded.

There are three conditions that will cause the controller to return from trickle to fast charge mode. The first is if the V_{sen} input voltage moved to within the 1.0 to 2.0 V range from initially being either too high or too low. The second is if the battery pack temperature moved to within the programmed temperature range, but only from initially being too cold. Third is by cycling V_{CC} off and then back on causing the internal logic to reset. A concise description of the major circuit blocks is given below.

Negative Slope Voltage Detection

A representative block diagram of the negative slope voltage detector is shown in Figure 10. It includes a Synchronous Voltage to Frequency Converter, a Sample Timer, and a Ratchet Counter. The V_{sen} pin is the input for the Voltage to Frequency Converter (VFC), and it connects to the rechargeable battery pack terminals through a

resistive voltage divider. The input has an impedance of approximately $6.0\text{ M}\Omega$ and a maximum voltage range of -1.0 V to $V_{CC} + 0.6\text{ V}$ or 0 V to 10 V , whichever is lower. The 10 V upper limit is set by an internal zener clamp that provides protection in the event of an electrostatic discharge. The VFC is a charge-balanced synchronous type which generates output pulses at a rate of $F_V = V_{sen}$ (24 kHz).

The Sample Timer circuit provides a 95 kHz system clock signal (SCK) to the VFC. This signal synchronizes the F_V output to the other Sample Timer outputs used within the detector. At 1.38 second intervals the V_{sen} Gate output goes low for a 33 ms period. This output is used to momentarily interrupt the external charging power source so that a precise voltage measurement can be taken. As the V_{sen} Gate goes low, the internal Preset control line is driven high for 11 ms. During this time, the battery voltage at the V_{sen} input is allowed to stabilize and the previous F_V count is preloaded. At the Preset high-to-low transition, the Convert line goes high for 22 ms. This gates the F_V pulses into the ratchet counter for a comparison to the preloaded count. Since the Convert time is derived from the same clock that controls the VFC, the number of F_V pulses is independent of the clock frequency. If the new sample has more counts than were preloaded, it becomes the new peak count and the cycle is repeated 1.38 seconds later. If the new sample has two fewer counts, a less than peak voltage event has occurred, and a register is initialized. If two successive less than peak voltage events occur, the $-\Delta V$ 'AND' gate output goes high and the Fast/Trickle output is latched in a low state, signifying that the battery pack has reached full charge status.

Negative slope voltage detection starts after 60 ms have elapsed in the fast charge mode. This does not affect the Fast/Trickle output until the holdoff time (t_{hold}) has elapsed during the fast charge mode. Two scenarios then exist. Trickle mode holdoff is implemented to ignore any initial drop in voltage that may occur when charging batteries that have been stored for an extended time period. If the negative slope voltage detector senses that initial drop during the holdoff time, and the input voltage rises as the battery charges, the Fast/Trickle output will remain open. However, if the negative slope voltage detector senses a negative drop

in voltage during the holdoff time and the input voltage never rises above that last detected level, the Fast/Trickle output will latch into a low state. The negative slope voltage detector has a maximum resolution of 2.0 V divided by 1023, or 1.955 mV per count with an uncertainty of ± 1.0 count. This yields a detection range of 1.955 mV to 5.865 mV. In order to obtain maximum sensing accuracy, the R2/R1 voltage divider must be adjusted so that the V_{sen} input voltage is slightly less than 2.0 V when the battery pack is fully charged. Voltage variations due to temperature and cell manufacturing must be considered.

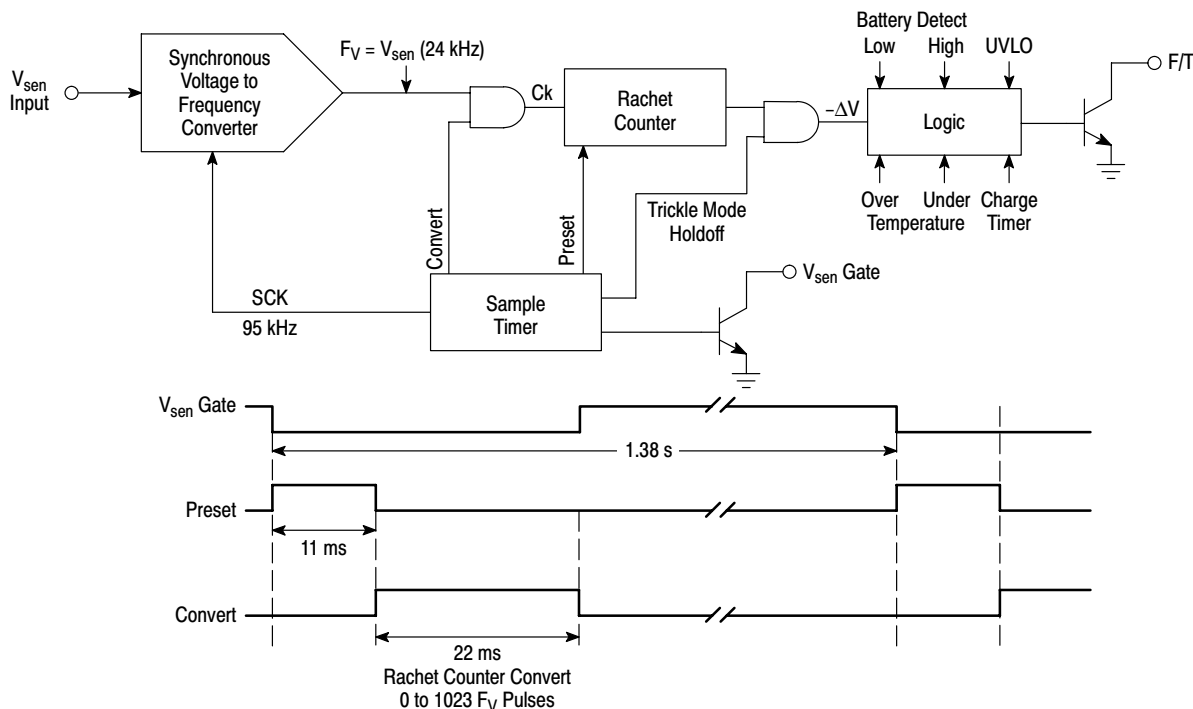


Figure 10. Negative Slope Voltage Detector

Fast Charge Timer

A programmable backup charge timer is available for fast charge termination. The timer is activated by the Time/Temp Select comparator, and is programmed from the $t1/T_{ref}$ High, $t2/T_{sen}$, and $t3/T_{ref}$ Low inputs. If one or more of these inputs is allowed to go above $V_{CC} - 0.7$ V or is left open, the comparator output will switch high, indicating that the timer feature is desired. The three inputs allow one of seven possible fast charge time limits to be selected. The programmable time limits, rounded to the nearest whole minute, are shown in Figure 11.

Over/Under Temperature Detection

A backup over/under temperature detector is available and can be used in place of the timer for fast charge termination. The timer is disabled by the Time/Temp Select comparator when each of the three programming inputs are held below $V_{CC} - 0.7$ V.

Temperature sensing is accomplished by placing a negative temperature coefficient (NTC) thermistor in thermal contact with the battery pack. The thermistor connects to the $t2/T_{sen}$ input which has a 30 μ A current source pull-up for developing a temperature dependent voltage. The temperature limits are set by a resistor that connects from the $t1/T_{ref}$ High and the $t3/T_{ref}$ Low inputs to ground. Since all three inputs contain matched 30 μ A current source pull-ups, the required programming resistor values are identical to that of the thermistor at the desired over and under trip temperature. The temperature window detector is composed of two comparators with a common input that connects to the $t2/T_{sen}$ input.

The lower comparator senses the presence of an under temperature condition. When the lower temperature limit is exceeded, the charger is switched to the trickle mode. The comparator has 44 mV of hysteresis to prevent erratic

switching between the fast and trickle modes as the lower temperature limit is crossed. The amount of temperature rise to overcome the hysteresis is determined by the thermistor's rate of resistance change or sensitivity at the under temperature trip point. The required resistance change is:

$$\Delta R(T_{\text{Low}} \rightarrow T_{\text{High}}) = \frac{V_H(T)}{I_{\text{in}}} = \frac{44 \text{ mV}}{30 \mu\text{A}} = 1.46 \text{ k}$$

The resistance change approximates a thermal hysteresis of 2°C with a 10 kΩ thermistor operating at 0°C. The under temperature fast charge inhibit feature can be disabled by biasing the t3/T_{ref} Low input to a voltage that is greater than that present at t2/T_{sen}, and less than V_{CC} - 0.7 V. Under extremely cold conditions, it is possible that the thermistor resistance can become too high, allowing the t2/T_{sen} input to go above V_{CC} - 0.7 V, and activate the timer. This condition can be prevented by placing a resistor in parallel with the thermistor. Note that the time/temperature threshold of V_{CC} - 0.7 V is a typical value at room temperature. Refer to the Electrical Characteristics table and to Figure 4 for additional information.

The upper comparator senses the presence of an over temperature condition. When the upper temperature limit is exceeded, the comparator output sets the Over Temperature Latch and the charger is switched to trickle mode. Once the latch is set, the charger cannot be returned to fast charge, even after the temperature falls below the limit. This feature prevents the battery pack from being continuously temperature cycled and overcharged. The latch can be reset

by removing and reconnecting the battery pack or by cycling the power supply voltage.

If the charger does not require either the time or temperature backup features, they can both be easily disabled. This is accomplished by biasing the t3/T_{ref} Low input to a voltage greater than t2/T_{sen}, and by grounding the t1/T_{ref} High input. Under these conditions, the Time/Temp Select comparator output is low, indicating that the temperature mode is selected, and that the t2/T_{sen} input is biased within the limits of an artificial temperature window.

Charging of battery packs that are used in portable power tool applications typically use temperature as the only means for fast charge termination. The MC33340/342 can be configured in this manner by constantly resetting the -ΔV detection logic. This is accomplished by biasing the V_{sen} input to ≈1.5 V from a two resistor divider that is connected between the positive battery pack terminal and ground. The V_{sen} Gate output is also connected to the V_{sen} input. Now, each time that the Sample Timer causes the V_{sen} output to go low, the V_{sen} input will be pulled below the undervoltage threshold of 1.0 V. This causes a reset of the -ΔV logic every 1.38 seconds, thus disabling detection.

Operating Logic

The order of events in the charging process is controlled by the logic circuitry. Each event is dependent upon the input conditions and the chosen method of charge termination. A table summary containing all of the possible operating modes is shown in Figure 12.

Backup Termination Mode	Programming Inputs			Time Limit Fast Charge (Minutes)
	t3/T _{ref} Low (Pin 5)	t2/T _{sen} (Pin 6)	t1/T _{ref} High (Pin 7)	
Time	Open	Open	Open	283
Time	Open	Open	Gnd	247
Time	Open	Gnd	Open	212
Time	Open	Gnd	Gnd	177
Time	Gnd	Open	Open	141
Time	Gnd	Open	Gnd	106
Time	Gnd	Gnd	Open	71
Temperature	0 V to V _{CC} - 0.7 V	0 V to V _{CC} - 0.7 V	0 V to V _{CC} - 0.7 V	Timer Disabled

Figure 11. Fast Charge Backup Termination Time/Temperature Limit

MC33340, MC33342

Input Condition	Controller Operation
V_{sen} Input Voltage: >1.0 V and <2.0 V >1.0 V and <2.0 V with two consecutive $-\Delta V$ events detected after 160 s <1.0 V or >2.0 V	The divided down battery pack voltage is within the fast charge voltage range. The charger switches from trickle to fast charge mode as V_{sen} enters this voltage range, and a reset pulse is then applied to the timer and the over temperature latch.
	The battery pack has reached full charge and the charger switches from fast to a latched trickle mode. A reset pulse must be applied for the charger to switch back to the fast mode. The reset pulse occurs when entering the 1.0 V to 2.0 V window for V_{sen} or when V_{CC} rises above 3.0 V.
	The divided down battery pack voltage is outside of the fast charge voltage range. The charger switches from fast to trickle mode.
Timer Backup: Within time limit Beyond time limit	The timer has not exceeded the programmed limit. The charger will be in fast charge mode if V_{sen} and V_{CC} are within their respective operating limits.
	The timer has exceeded the programmed limit. The charger switches from fast to a latched trickle mode.
Temperature Backup: Within limits Below lower limit Above upper limit	The battery pack temperature is within the programmed limits. The charger will be in fast charge mode if V_{sen} and V_{CC} are within their respective operating limits.
	The battery pack temperature is below the programmed lower limit. The charger will stay in trickle mode until the lower temperature limit is exceeded. When exceeded, the charger will switch from trickle to fast charge mode.
	The battery pack temperature has exceeded the programmed upper limit. The charger switches from fast to a latched trickle mode. A reset signal must be applied and then released for the charger to switch back to the fast charge mode. The reset pulse occurs when entering the 1.0 V to 2.0 V window for V_{sen} or when V_{CC} rises above 3.0 V.
Power Supply Voltage: V_{CC} >3.0 V and <18 V V_{CC} >0.6 V and <2.8 V	This is the nominal power supply operating voltage range. The charger will be in fast charge mode if V_{sen} , and temperature backup or timer backup are within their respective operating limits.
	The undervoltage lockout comparator will be activated and the charger will be in trickle mode. A reset signal is applied to the timer and over temperature latch.

Figure 12. Controller Operating Mode Table

Testing

Under normal operating conditions, it would take 283 minutes to verify the operation of the 34 stage ripple counter used in the timer. In order to significantly reduce the test time, three digital switches were added to the circuitry and are used to bypass selected divider stages. Entering each of the test modes without requiring additional package pins or affecting normal device operation proved to be challenging. Refer to the timer functional block diagram in Figure 13.

Switch 1 bypasses 19 divider stages to provide a 524,288 times speedup of the clock. This switch is enabled when the V_{sen} input falls below 1.0 V. Verification of the programmed fast charge time limit is accomplished by measuring the propagation delay from when the V_{sen} input falls below 1.0 V, to when the F/T output changes from a high-to-low state. The 71, 106, 141, 177, 212, 247 and 283 will now correspond to 8.1, 12.1, 16.2, 20.2, 24.3, 28.3 and 32.3 ms delays. It is possible to enter this test mode during operation if the equivalent battery pack voltage was to fall below 1.0 V. This will not present a problem since the device would normally switch from fast to trickle mode under these

conditions, and the relatively short variable time delay would be transparent to the user.

Switch 2 bypasses 11 divider stages to provide a 2048 times speedup of the clock. This switch is necessary for testing the 19 stages that were bypassed when switch 1 was enabled. Switch 2 is enabled when the V_{sen} input falls below 1.0 V and the t1/T_{ref} High input is biased at -100 mV. Verification of the 19 stages is accomplished by measuring a nominal propagation delay of 338.8 ms from when the V_{sen} input falls below 1.0 V, to when the F/T output changes from a high-to-low state.

Switch 3 is a dual switch consisting of sections “A” and “B”. Section “A” bypasses 5 divider stages to provide a 32 times speedup of the V_{sen} gate signal that is used in sampling the battery voltage. This speedup allows faster test verification of two successive $-\Delta V$ events. Section “B” bypasses 11 divider stages to provide a 2048 speedup of the trickle mode holdoff timer. Switches 3A and 3B are both activated when the t1/T_{ref} High input is biased at -100 mV with respect to Pin 4.

MC33340, MC33342

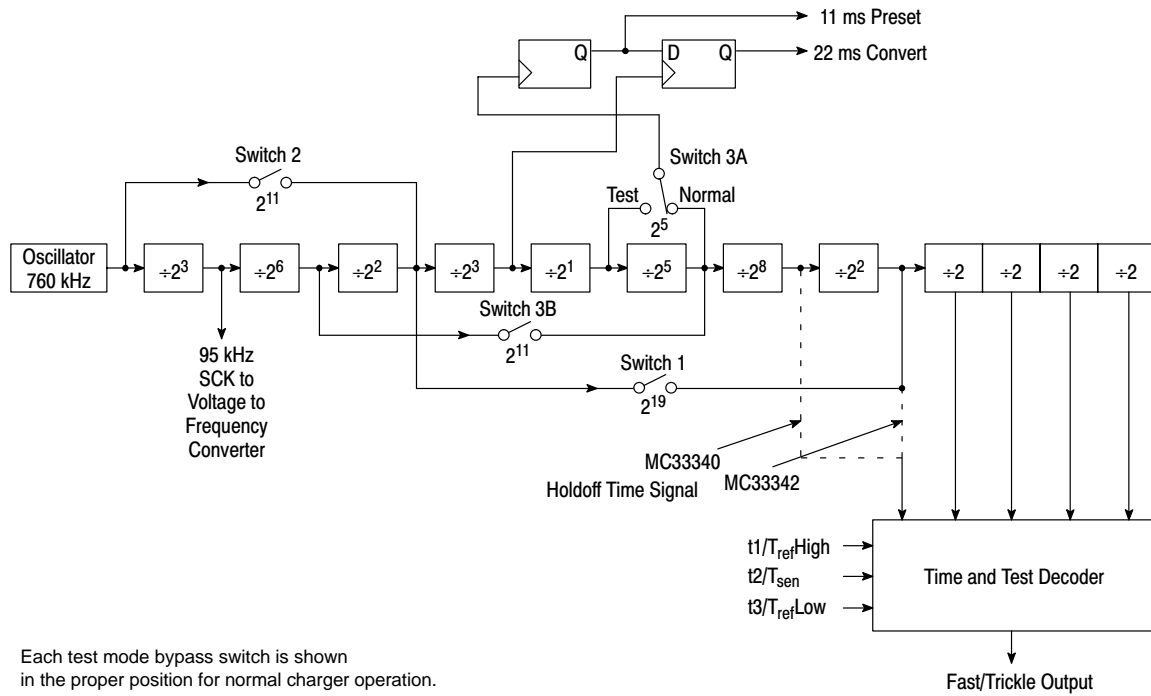
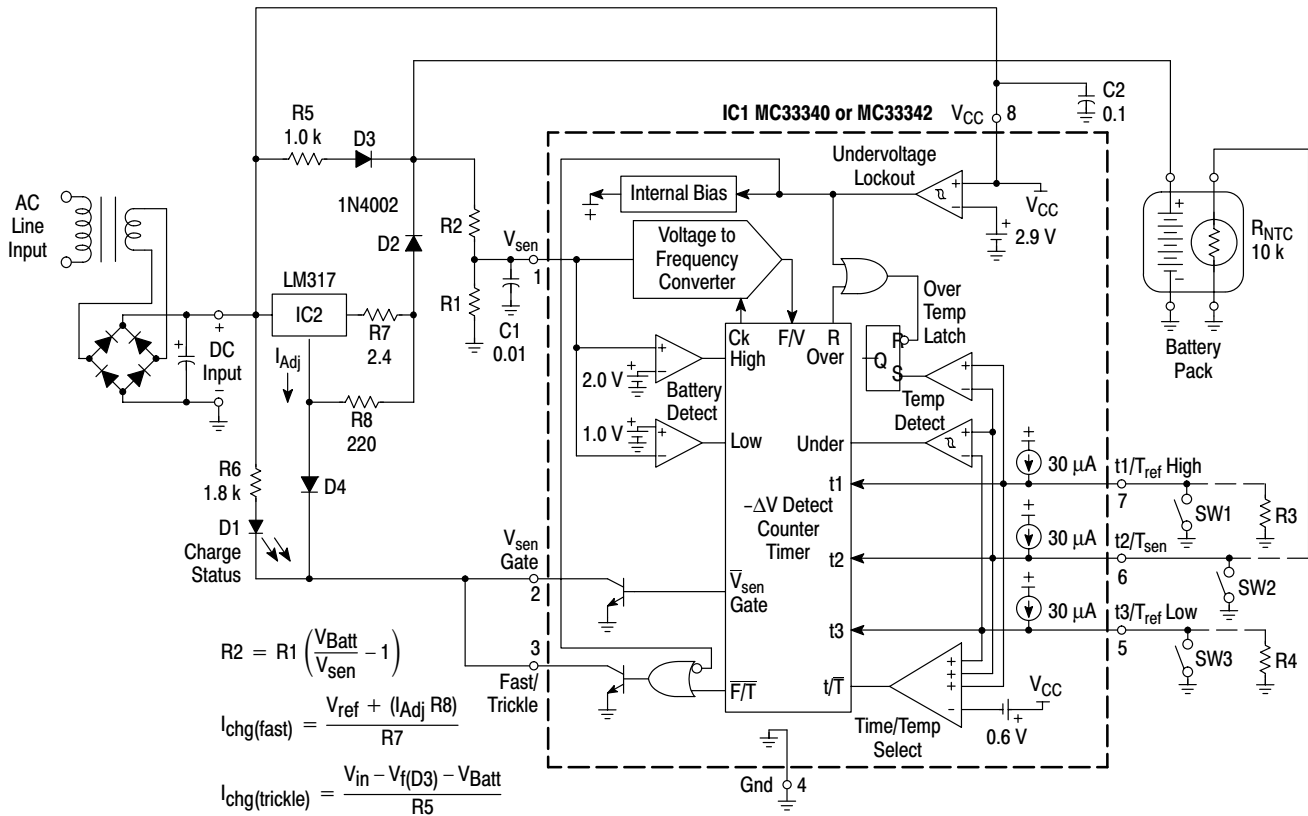


Figure 13. Timer Functional Block Diagram



This application combines the MC33340/342 with an adjustable three terminal regulator to form an isolated secondary side battery charger. Regulator IC2 operates as a constant current source with R7 setting the fast charge level. The trickle charge level is set by R5. The R2/R1 divider should be adjusted so that the V_{sen} input is less than 2.0 V when the batteries are fully charged. The printed circuit board shown below will accept the several TO-220 style heatsinks for IC2 and are all manufactured by AAVID Engineering Inc.

Figure 14. Line Isolated Linear Regulator Charger

MC33340, MC33342

AAVID #	θ_{SA} °C/W
592502B03400	24.0
593002B03400	14.0
590302B03600	9.2

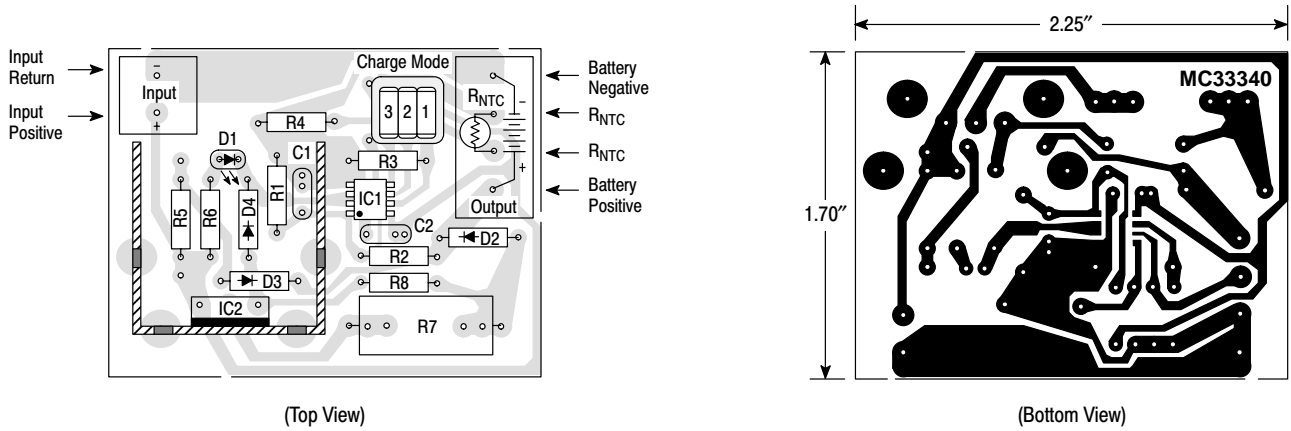
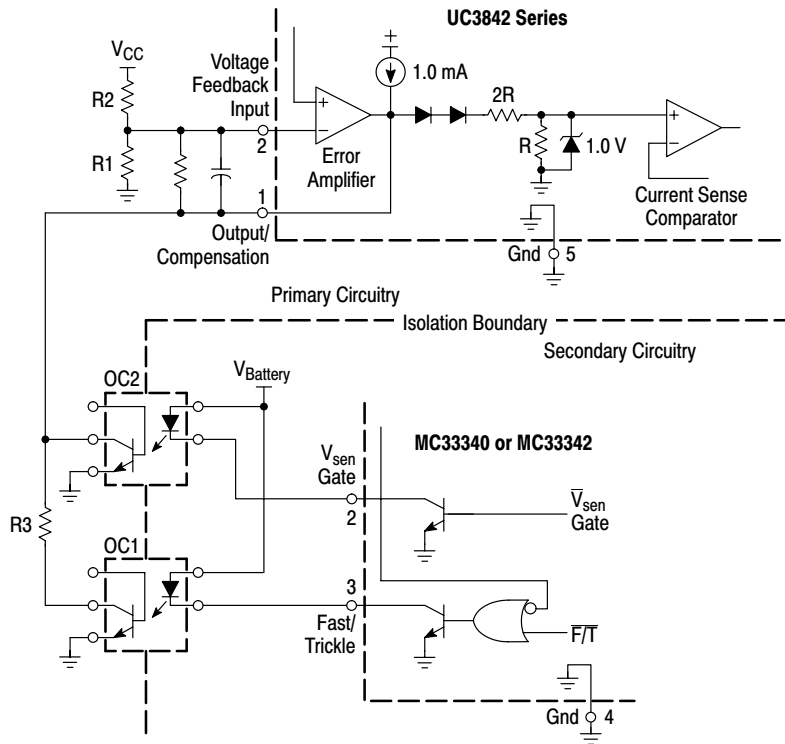


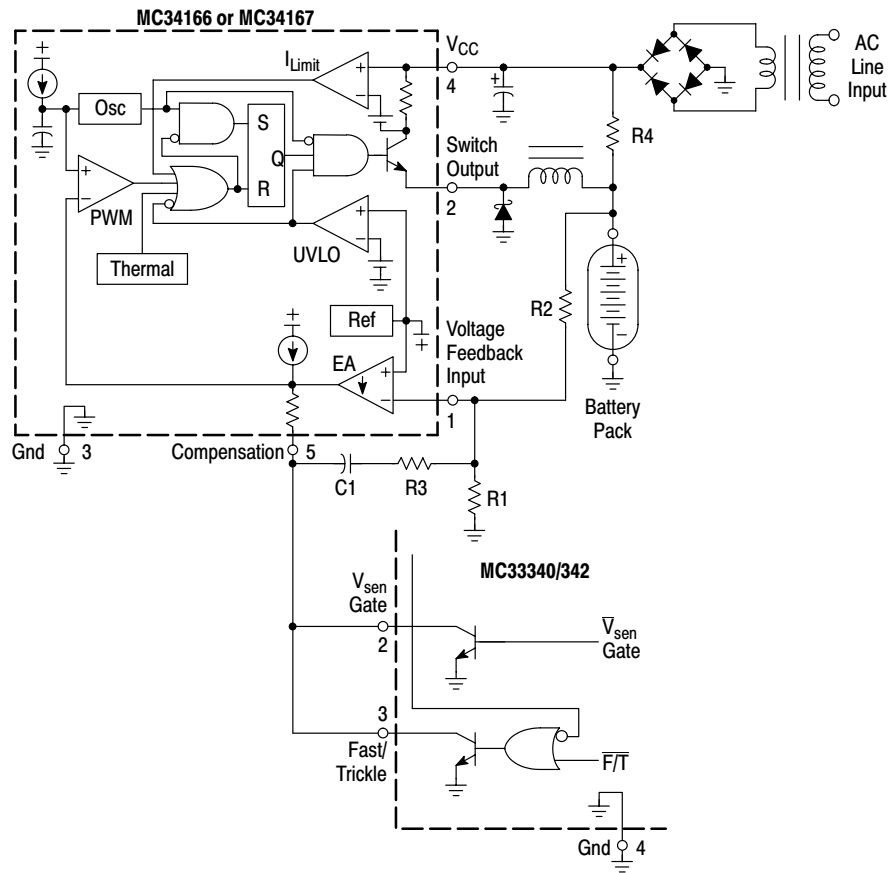
Figure 15. Printed Circuit Board and Component Layout (Circuit of Figure 14)



The MC33340/342 can be combined with any of the devices in the UC3842 family of current mode controllers to form a switch mode battery charger. In this example, optocouplers OC1 and OC2 are used to provide isolated control signals to the UC3842. During battery voltage sensing, OC2 momentarily grounds the Output/Compensation pin, effectively turning off the charger. When fast charge termination is reached, OC1 turns on, and grounds the lower side of R3. This reduces the peak switch current threshold of the Current Sense Comparator to a programmed trickle current level. For additional converter design information, refer to the UC3842 and UC3844 device family data sheets.

Figure 16. Line Isolated Switch Mode Charger

MC33340, MC33342



The MC33340/342 can be used to control the MC34166 or MC34167 power switching regulators to produce an economical and efficient fast charger. These devices are capable of operating continuously in current limit with an input voltage range of 7.5 to 40 V. The typical charging current for the MC34166 and MC34167 is 4.3 A and 6.5 A respectively. Resistors R2 and R1 are used to set the battery pack fast charge float voltage. If precise float voltage control is not required, components R1, R2, R3 and C1 can be deleted, and Pin 1 must be grounded. The trickle current level is set by resistor R4. It is recommended that a redundant charge termination method be employed for end user protection. This is especially true for fast charger systems. For additional converter design information, refer to the MC34166 and MC34167 data sheets.

Figure 17. Switch Mode Fast Charger

NICKEL METAL HYDRIDE BATTERIES

High-energy Batteries to Launch a New Era of Products



Overview

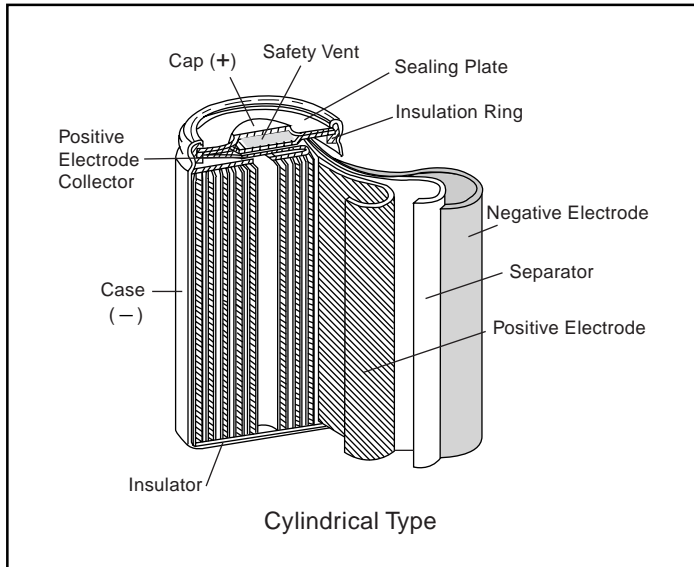
As electronic products have come to feature more sophisticated functions, more compact sizes and lighter weights, the sources of power that operate these products have been required to deliver increasingly higher levels of energy. To meet this requirement, nickel-metal hydride batteries have been developed and manufactured with nickel hydroxide for the positive electrode and hydrogen-absorbing alloys, capable of absorbing and releasing hydrogen at high-density levels, for the negative electrode. Because Ni-MH batteries have about twice the energy density of Ni-Cd batteries and a similar operating voltage as that of Ni-Cd batteries, they have become a mainstay in rechargeable batteries.

Construction

Nickel-metal hydride batteries consist of a positive plate containing nickel hydroxide as its principal active material, a negative plate mainly composed of hydrogen-absorbing alloys, a separator made of fine fibers, an alkaline electrolyte, a metal case and a sealing plate provided with a self-resealing safety vent. Their basic structure is identical to that of Ni-Cd batteries. With cylindrical nickel-metal hydride batteries, the positive and negative plates are separated by the separator, wound into a coil, inserted into the case, and sealed by the sealing plate through an electrically insulated gasket.

NICKEL METAL HYDRIDE BATTERIES - CONTINUED

Structure of Nickel-Metal Hydride Batteries



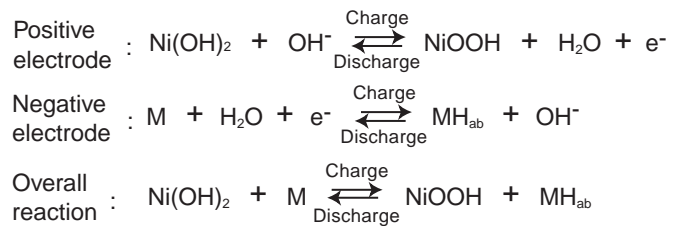
Hydrogen-absorbing Alloys

Hydrogen-absorbing alloys have a comparatively short history which dates back about 20 years to the discovery of NiFe, MgNi and LaNi₅ alloys. They are capable of absorbing hydrogen equivalent to about a thousand times of their own volume, generating metal hydrides and also of releasing the hydrogen that they absorbed. These hydrogen-absorbing alloys combine metal (A) whose hydrides generate heat exothermically with metal (B) whose hydrides generate heat endothermically to produce the suitable binding energy so that hydrogen can be absorbed and released at or around normal temperature and pressure levels. Depending on how metals A and B are combined, the alloys are classified into the following types: AB (TiFe, etc.), AB₂ (ZnMn₂, etc.), AB₅ (LaNi₅, etc.) and A₂B (Mg₂Ni, etc.). From the perspective of charge and discharge efficiency and durability, the field of candidate metals suited for use as electrodes in storage batteries is now being narrowed down to AB₅ type alloys in which rare-earth metals, especially metals in the lanthanum group, and nickel serve as the host metals; and to AB₂ type alloys in which the titanium and nickel serve as the host metals.

Panasonic is now focusing its attention on AB₅ type alloys which feature high capacity, excellent charge and discharge efficiency, and excellent cycle life. It has developed, and is now employing its own MmNi₅ alloy which uses Mm (misch metal = an alloy consisting of a mixture of rare-earth elements) for metal A.

Principle of Electrochemical Reaction Involved in Batteries

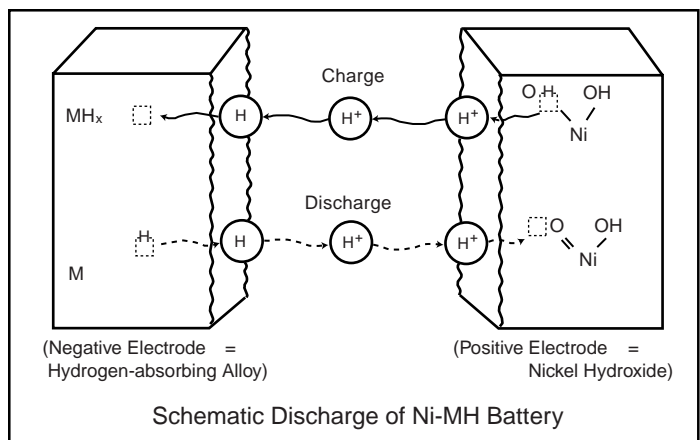
Nickel-metal hydride batteries employ nickel hydroxide for the positive electrode similar to Ni-Cd batteries. The hydrogen is stored in a hydrogen-absorbing alloy for the negative electrode, and an aqueous solution consisting mainly of potassium hydroxide for the electrolyte. Their charge and discharge reactions are shown below.



(M: hydrogen-absorbing alloy; H_{ab}: absorbed hydrogen)

As can be seen by the overall reaction given above, the chief characteristics of the principle behind a nickel-metal hydride battery is that hydrogen moves from the positive to negative electrode during charge and reverse during discharge, with the electrolyte taking no part in the reaction; which means that there is no accompanying increase or decrease in the electrolyte. A model of this battery's charge and discharge mechanism is shown in the figure below. These are the useful reactions taking place at the respective boundary faces of the positive and negative electrodes, and to assist one in understanding the principle, the figure shows how the reactions proceed by the transfer of protons (H⁺).

The hydrogen-absorbing alloy negative electrode successfully reduces the gaseous oxygen given off from the positive electrode during overcharge by sufficiently increasing the capacity of the negative electrode which is the same method employed by Ni-Cd batteries. By keeping the battery's internal pressure constant in this manner, it is possible to seal the battery.



NICKEL METAL HYDRIDE BATTERIES - CONTINUED

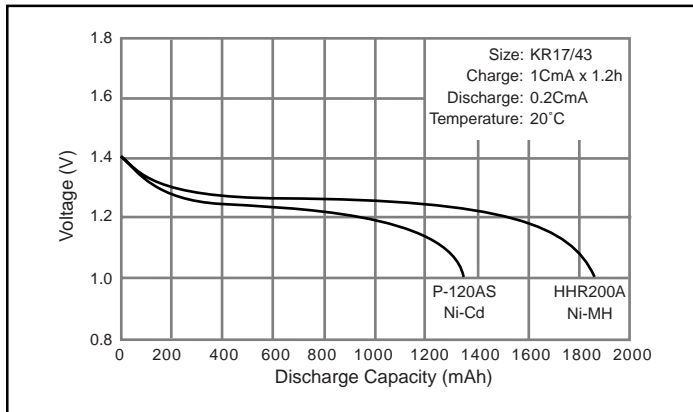
Features

- **Similarity with Ni-Cd batteries**

These batteries have similar discharge characteristics to those of Ni-Cd batteries.

- **Double the energy density of conventional batteries**

Nickel-metal hydride batteries have approximately double the capacity compared with Panasonic's standard Ni-Cd batteries.



- **Cycle life equivalent to 500 charge and discharge cycles**

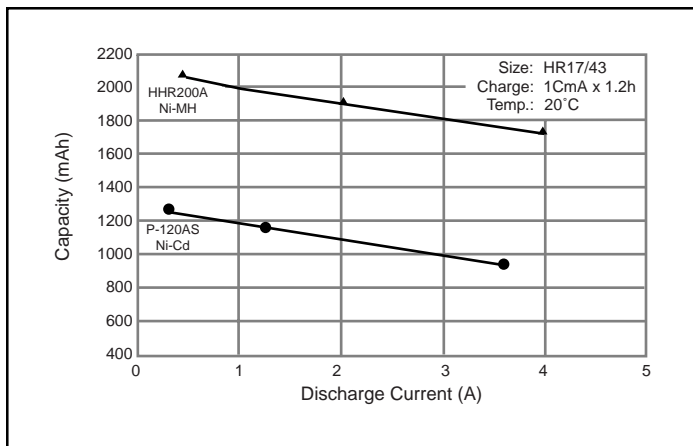
Like Ni-Cd batteries, nickel-metal hydride batteries can be repeatedly charged and discharged for about 500 cycles. (example: IEC charge and discharge conditions)

- **Rapid charge in approx. 1 hour**

Nickel-metal hydride batteries can be rapidly charged in about an hour using a specially designed charger.

- **Excellent discharge characteristics**

Since the internal resistance of nickel-metal hydride batteries is low, continuous high-rate discharge up to 3CmA is possible, similar to Ni-Cd batteries.



Five Main Characteristics

As with Ni-Cd batteries, nickel-metal hydride batteries have five main characteristics: charge, discharge, storage life, cycle life and safety.

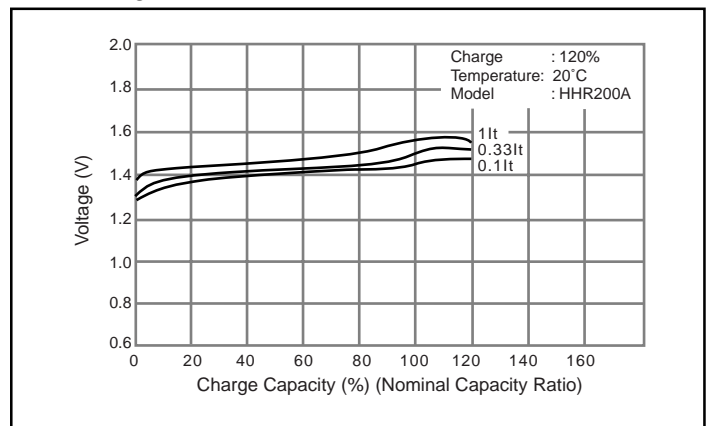
1) Charge characteristics

Like Ni-Cd batteries, the charge characteristics of nickel-metal hydride batteries are affected by current, time and temperature. The battery voltage rises when the charge current is increased or when the temperature is low. The charge efficiency differs depending on the current, time, temperature and other factors.

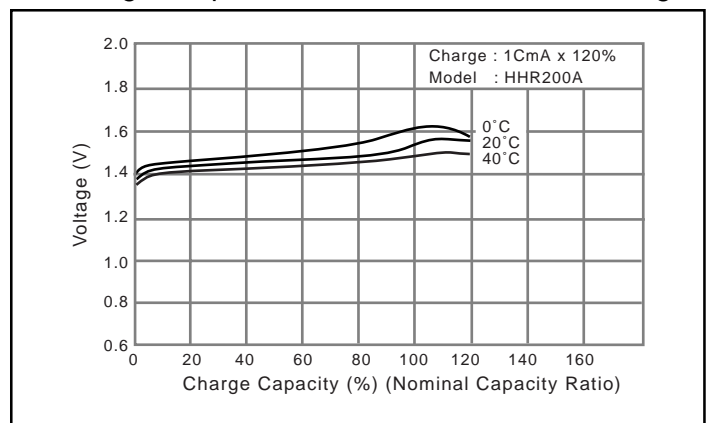
Nickel-metal hydride batteries should be charged at a temperature ranging from 0°C to 40°C using a constant current of 1It or less. The charge efficiency is particularly good at a temperature of 10°C to 30°C. Repeated charge at high or low temperatures causes the battery performance to deteriorate. Furthermore, repeated overcharge should be avoided since it will downgrade the battery performance.

Refer to the section on recommended charge methods for details on how to charge the batteries.

- Charge characteristics

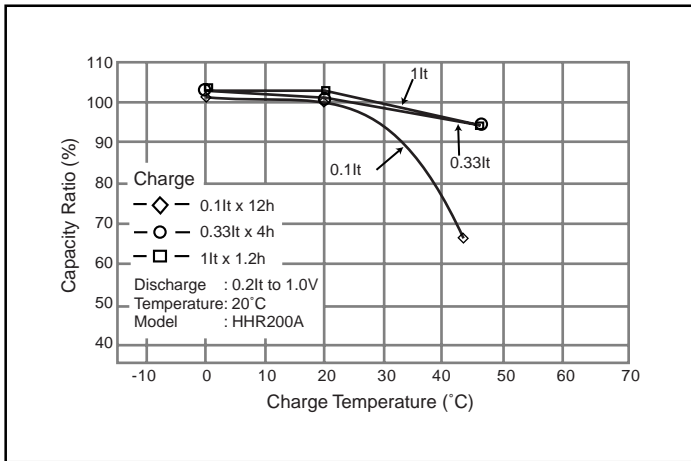


- Charge temperature characteristics at 1It charge

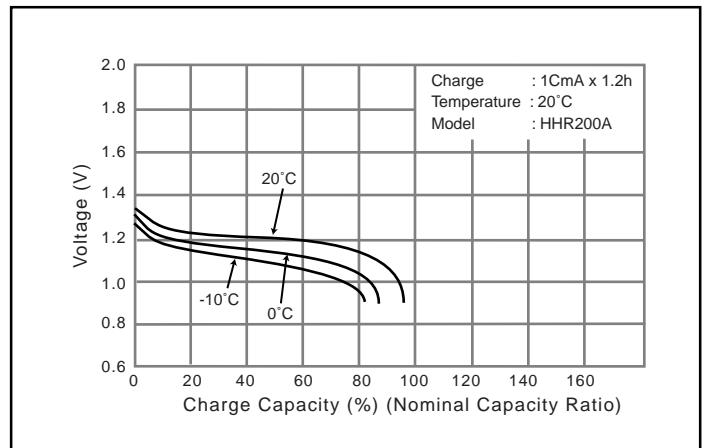


NICKEL METAL HYDRIDE BATTERIES - CONTINUED

- Charge temperature characteristics at various charge rates



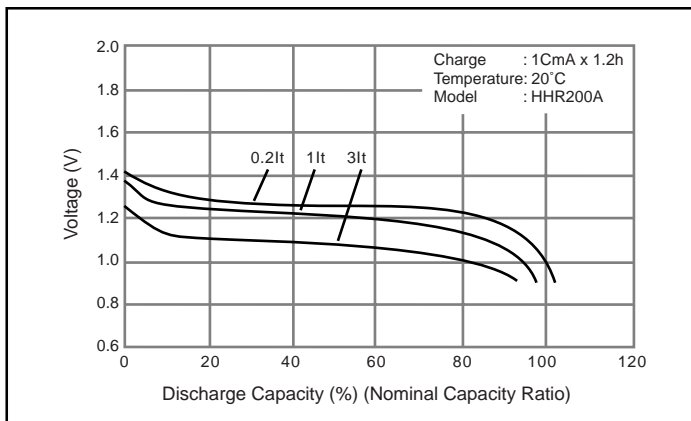
- Discharge temperature characteristics at 1It discharge



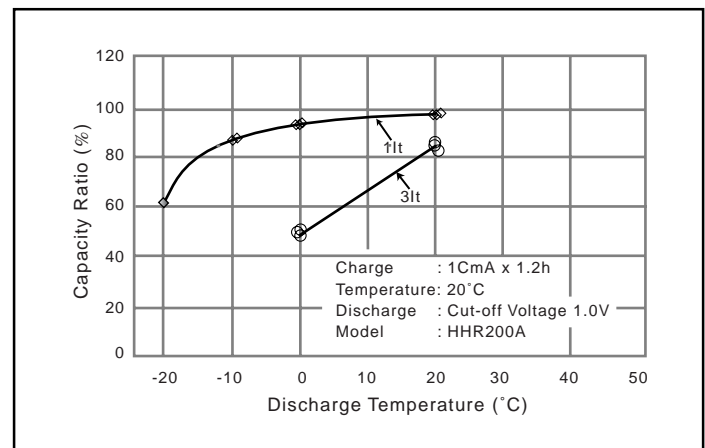
2) Discharge characteristics

The discharge characteristics of nickel-metal hydride batteries are affected by current, temperature, etc., and the discharge voltage characteristics are flat at 1.2V, which is almost the same as for Ni-Cd batteries. The discharge voltage and discharge efficiency decrease in proportion as the current rises or the temperature drops. Compared with Ni-Cd batteries, nickel-metal hydride batteries have inferior high-rate discharge characteristics, making them less suitable for use in applications requiring high-current discharge. As with Ni-Cd batteries, repeated charge and discharge of these batteries under high discharge cut-off voltage conditions (more than 1.1V per cell) causes a drop in the discharge voltage (which is sometimes accompanied by a simultaneous drop in capacity). The discharge characteristics can be restored by charge and discharge to a discharge end voltage of down to 1.0V per cell.

- Discharge characteristics

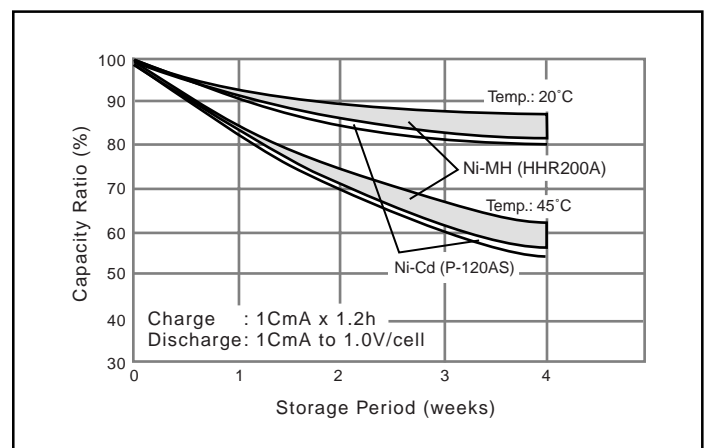


- Discharge temperature characteristics



3) Storage characteristics

These characteristics include self-discharge characteristics and restoration characteristics after long-term storage. When batteries are left standing, their capacity generally drops due to self-discharge, but this is restored by charge.



NICKEL METAL HYDRIDE BATTERIES - CONTINUED

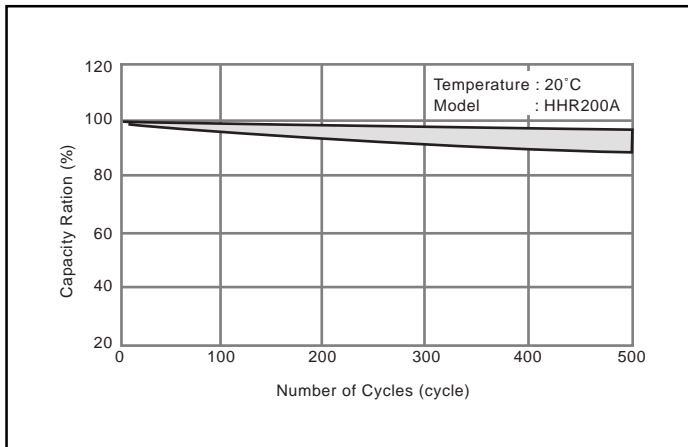
- Self discharge characteristics

Self-discharge is affected by the temperature at which the batteries are left standing and the length of time during which they are left standing. It increases in proportion as the temperature or the shelf-standing time increases. Panasonic's nickel-metal hydride batteries have excellent self-discharge characteristics that are comparable to those of Ni-Cd batteries.

4) Cycle Life Characteristics

The cycle life of these batteries is governed by the conditions under which they are charged and discharged, temperature and other conditions of use. Under proper conditions of use (example: IEC charge and discharge conditions), these batteries can be charged and discharged for more than 500 cycles.

- Cycle life characteristics



5) Safety

When the internal pressure of these batteries rises due to overcharge, short-circuiting, reverse charge or other abuse or misuse, the self-resealing safety vent is activated to prevent battery damage. Panasonic's nickel-metal hydride batteries have similar safety characteristics as Panasonic Ni-Cd batteries.

У П Р А Ж Н Е Н И Е № 5

Печатни платки

В това упражнение студентите разработват печатни платки на различни схеми – аналогови, цифрови и смесени. Целта е да усвоят правилата за проектиране с оглед електромагнитна съвместимост и минимално взаимно влияние.

В работата е включено и изучаване на готови платки – примери, както за добро проектиране, така и за грешки.

Предварително трябва да се подготви печатна платка по избор - някоя от схемите дадени по-нататък, след задачите и в литературата към упражненията. При проектирането се спазват правилата за проектиране по отношение на взаимни влияния и смущения. При всички варианти входовете и изходите трябва да са само от едната страна на платката (по избор) през един и същ куплунг.

Проектирането може да се извърши на ръка (на хартия с подходящ растер) или с подходяща проектираща програма. Платката може да се разработи като еднослойна или дву-слойна. Във всички случаи платката трябва да се представи на чертеж по който да се коментира (да се виждат пистите и елементите). В лабораторията няма инсталирани всички известни програмни продукти.

Задачи:

1. Да се избере схема и проектира платка. Данни за размерите на елементите има достатъчно в световната мрежа. Това е добра възможност за добиване на опит в търсенето. На схемите не са показани филтриращи елементи. Информация за правилата при проектиране има в материалите към лекциите по ПЕСУ.

2. Коментари по готовата платка – с колегите и преподавателя.

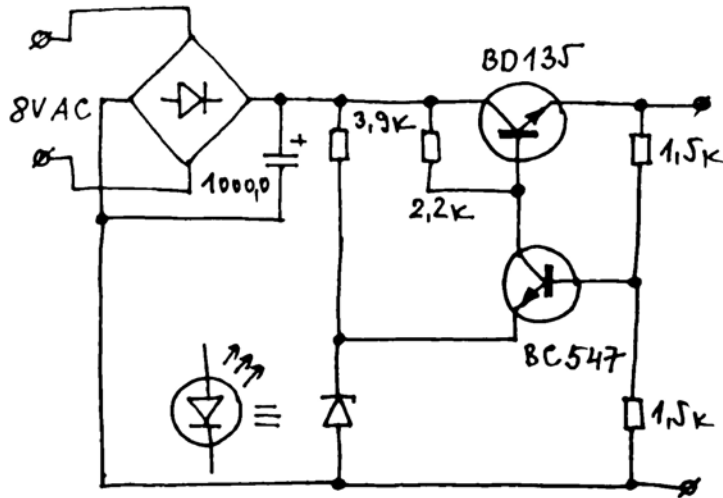
3. Да се въведат корекции (при необходимост) в платката.

4. Разглеждане на готови платки. Коментари по избраните решения (не само по отношение на платката, а и по схемотехниката).

5. Експерименти с макети на устройства за установяване на източниците на смущения. Да се намери начин за намаляването им.

Точки 1 и 3 се подготвят предварително – домашна работа!

По-долу е показана схема на стабилизатор за различни пред-усилватели – както за промишлено приложение, така и за бита – аудио апаратура.



Следващата схема е на предусилвател за микрофон е дадена като приложение към каталожните данни за ОРА337. Данни за корпусите и изводите има в съответните pdf файлове. Схемата е пример за аналогова платка с АЦП в изхода.

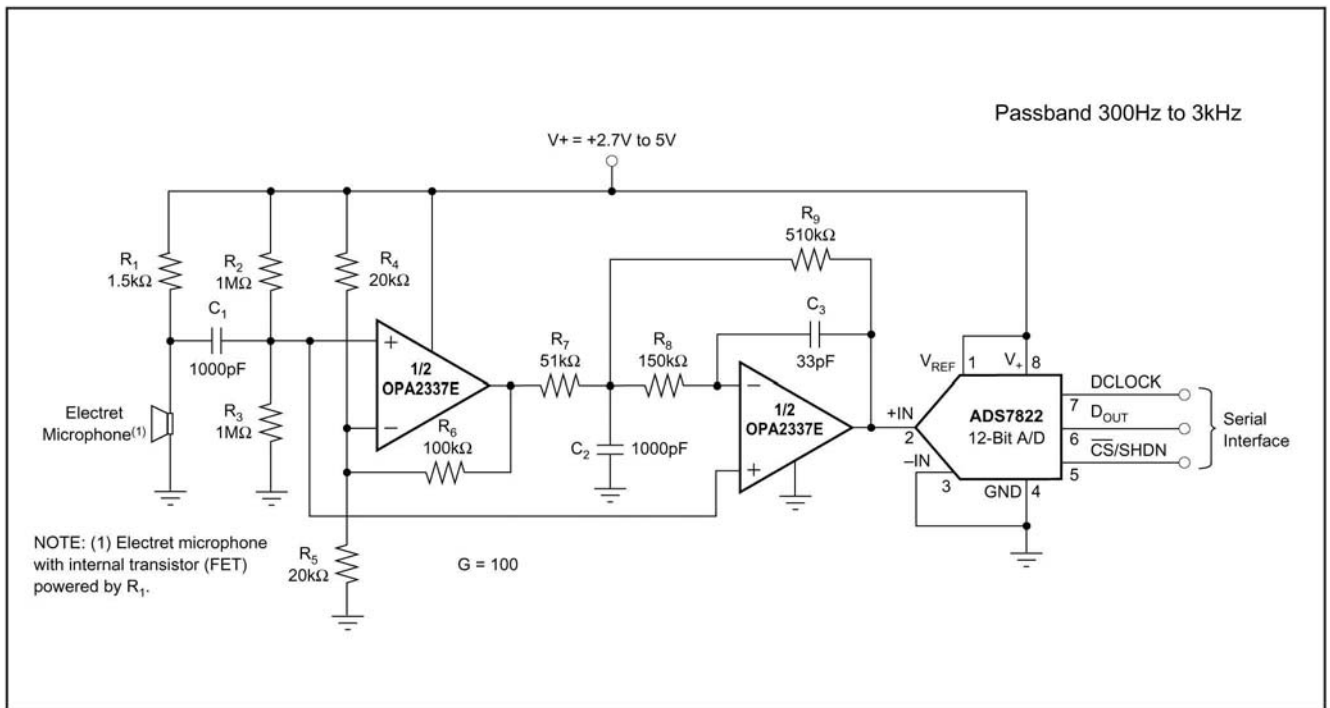


FIGURE 6. Low Power, Single-Supply, Speech Bandpass Filtered Data Acquisition System.

F _{OUT}	D(dec)	Hex Value	Binary Value	74HC165 Code ABCD EFGH	Frequency Error
50	117	75	0111 0101	1000 1010	-0.15%
60	141	8D	1000 1101	0111 0010	0.28%

Table 1. Data Codes for ML2035 using a 3.575945 MHz Crystal

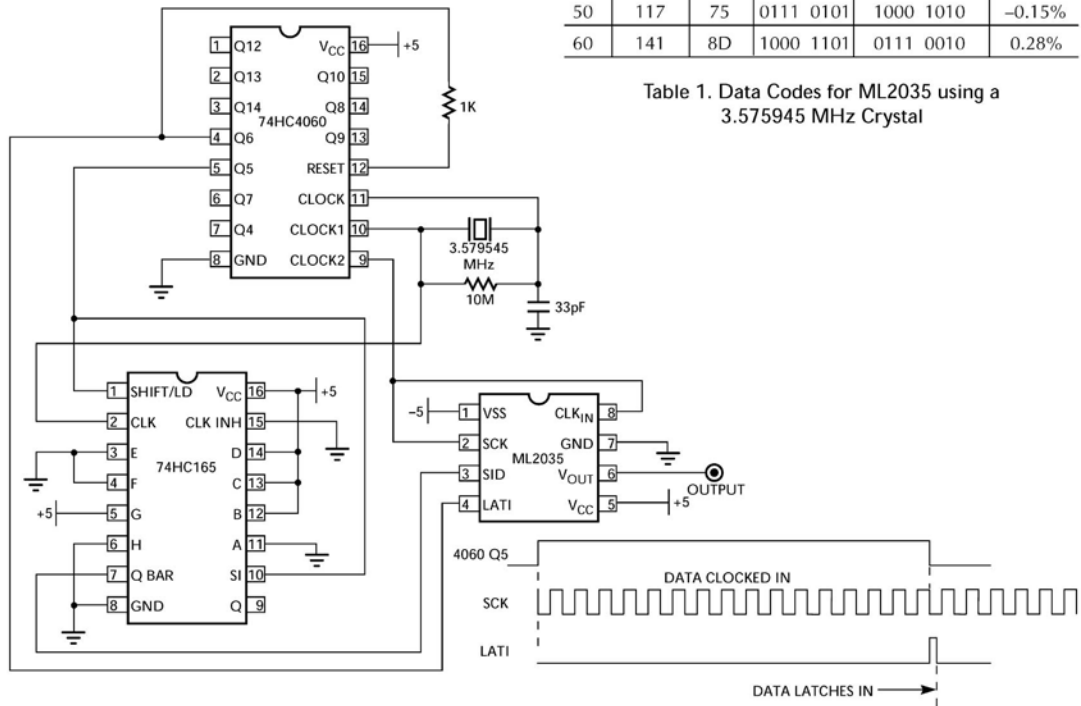


Figure 1. Programming the ML2035 for 60Hz. output using NTSC color burst crystal.

Схемата е на генератор на синусоидално напрежение. Използвани са схеми на генератор и делител (4060), преместващ регистър (165) и специализирана схема за цифрово синтезиране на синусоидално напрежение ML2035. Корпусите на схемите може да са за “нормален” (DIP, DIL) или за повърхностен (SMD) монтаж по избор.

Освен предложените студентите могат да изберат и друга схема. Основно изискване е платката да има около 20-30 извода за запояване, ако е с дискретни елементи и поне 40 – с интегрални схеми. Готовата платка да е с площ 0,3 – 1 dm².

У П Р А Ж Н Е Н И Е № 6

Дистанционни управления

В това упражнение студентите се запознават с дистанционните управления които се използват в авто-алармите, за отваряне на гаражи, достъп до паркинги и др. От една страна те се запознават с предаване на информация по радио-канал или чрез оптронна двойка, а от друга с кодиращи и декодиращи схеми. Известна трудност представлява работата по канал чрез радио-връзка поради по-малко познатите схеми на предаватели и особено на приемници в обхватите 300-400MHz.

За самото упражнение студентите трябва предварително да изберат с каква преносна среда ще работят (радио или оптична). Трябва да изградят схеми на приемник и предавател и да демонстрират работата им.

Задачи:

1. Да се разучат материалите. Да се избере радио или оптичен канал.
2. Да се подготвят принципни схеми които ще се реализират по време на упражнението.
3. Да се монтират кодиращата РТ2262 и декодираща РТ2272 схеми. Да се експериментира работата им при директна връзка между тях.
4. Да се проведат експерименти с приемник и предавател, като се реализират поне две различни команди.
5. Да се провери на какво разстояние може да работи така направеното дистанционно управление.
6. Да се състави алгоритъм на декодиращо устройство с микроконтролер.

Точки 1, 2 и 6 се подготвят предварително – домашна работа!

У П Р А Ж Н Е Н И Е № 7

Измерване на относителна влажност

В това упражнение студентите се запознават с два от най-разпространените методи за измерване на влажността на околния въздух – психрометричния и с определяне на точката на оросяване.

Предварително е необходимо да се прегледат материалите които са дадени по този въпрос на адрес:

<http://lark.tu-sofia.bg/ntt/eusku/readings.html> - [eusku6a.pdf \(353 kB\)](#),

като повече внимание да се обърне на двата метода.

Самото упражнение включва измерване на околната температура, температурата на “мокрия” термометър и съответно на температурата на точката на оросяване. С помощта на таблици и с изчисления се определя относителната влажност на въздуха по двата метода и се сравняват резултатите.

Задачи:

1. Да се разучат материалите. Какво е относителна влажност на въздуха?
2. Да се измери околната температура, да се “направи” мокър термометър и да се измери неговата температура.
3. От получените две температури, от таблиците, да се отчетат двете най-близки стойности на влажността и с апроксимиране да се определи относителната влажност на околния въздух.
4. По подобен начин да се определи точката на оросяване, като за понижаване на температурата се използва лед. Следи се отражателната способност на огледало и се отчита температурата. За по-голяма прецизност се следят дифузното и директно отражение.
5. От температурата на точката на оросяване и от околната температура, получена при предишното измерване, подобно на т.3 се определя относителната влажност. От таблиците се използва съответната колона.
6. Анализират се резултатите, правят се изводи за грешките при измерване и причините за нееднаквите резултати (ако се получат големи разлики).

Точка 1 се подготвя предварително – домашна работа!