

FEUP > DEEC > LEEC

# Projecto Seminário Trabalho Final de Curso



**FEUP**

## Alimentação de uma Bóia Oceanográfica

Julho de 2003



Os alunos:

Luís Mendonça

Marco Madureira

## **AGRADECIMENTOS**

Antes de tudo queríamos agradecer ao orientador Nuno Cruz a possibilidade que nos deu de realizar este projecto no Laboratório de Sistemas e Tecnologia Subaquática (LSTS), desta forma podemos estar em contacto não só com as bóias em si mas também compreender tudo aquilo que se desenvolve no laboratório envolvendo-nos também no espírito da investigação levada a cabo no LSTS.

Gostaríamos também de agradecer ao Luís Madureira, Alexandre Sousa, Márcio Diniz e ao Rui Gomes, pela sabedoria emprestada, pela ajuda nos momentos de dificuldade e pelo bom ambiente, com eles é mais fácil o trabalho dar frutos. Um obrigado também para o António Neves pela ajuda incansável com o *Delphi*.

A todos estes o nosso mais sincero obrigado.

# ÍNDICE

## Índice Geral

<b>1</b>	<b>Objectivo do Relatório .....</b>	<b>4</b>
<b>2</b>	<b>Introdução.....</b>	<b>5</b>
<b>3</b>	<b>Bóias oceanográficas em análise .....</b>	<b>6</b>
3.1	Caracterização dos consumos da bóia.....	7
<b>4</b>	<b>Planeamento do projecto .....</b>	<b>8</b>
<b>5</b>	<b>Painéis solares.....</b>	<b>11</b>
5.1	Introdução .....	11
5.2	Descrição da tecnologia .....	11
5.3	Características técnicas dos diversos painéis .....	12
5.4	Caracterização do painel solar .....	14
5.5	Ângulo óptimo de inclinação .....	16
5.5.1	Ângulo para painéis fixos .....	16
5.5.2	Ângulo de inclinação do painel solar na bóia .....	17
<b>6</b>	<b>Baterias de metal / ar .....</b>	<b>20</b>
<b>7</b>	<b>Baterias recarregáveis.....</b>	<b>21</b>
7.1	Baterias de NiMH (nickel-metal hydride) .....	21
7.2	Baterias de Li-Ion (iões de lítio) .....	23
7.3	A opção .....	25
7.4	Métodos de carga das baterias .....	25
<b>8</b>	<b>Implementação.....</b>	<b>27</b>
8.1	Introdução .....	27
8.1.1	Seleção dos equipamentos .....	28
8.2	Circuito de entrada das alimentações.....	28
8.3	TEA1102.....	30
8.3.1	Carregamento de NiMH .....	32
8.3.2	Carregamento de Li-Ion.....	32
8.3.3	Método de carga e inicialização do TEA1102.....	32
8.4	Regulador de tensão de 12V para 5V.....	35
8.5	Microcontrolador .....	37
8.5.1	ADC's.....	37
8.5.2	Circuito de “reset” do TEA1102.....	41
8.5.3	Estado do TEA1102.....	41
8.5.4	Selector de Baterias Primárias.....	42

8.5.5 Programa.....	42
8.6 Programa de LOG .....	46
8.7 Placa de circuito impresso .....	46
<b>9 Resultados obtidos.....</b>	<b>48</b>
<b>10 Conclusões.....</b>	<b>50</b>

## ***Índice de Figuras***

Fig. 1 – Esquema Genérico de Funcionamento do Circuito.....	5
Fig. 2 – Bóia em desenvolvimento no LSTS.....	6
Fig. 3 – Gráfico de Gantt de todas as actividades .....	10
Fig. 4 – Painéis solar de células de a-Si (esquerda) e células poli-cristalinas (direita).....	12
Fig. 5 – Curva Característica do Painel Solar das 12:00 às 12:15.....	15
Fig. 6 – Curva Característica do Painel Solar das 14:45 às 15:00.....	15
Fig. 7 – Curva Característica do Painel Solar das 16:40 às 16:55.....	16
Fig. 8 – Ângulo de Inclinação do Painel Solar Variável com a Latitude .....	17
Fig. 9 – Simulação da ligação em paralelo de dois painéis, das 12:00 às 12:15 .....	18
Fig. 10 – Simulação da ligação em paralelo de dois painéis, das 14:45 às 15:00.....	18
Fig. 11 – Simulação da ligação em paralelo de dois painéis, das 16:40 às 16:55.....	19
Fig. 12 – Curva Característica de Descarga das NiMH e NiCd .....	21
Fig. 13 – Curva Característica de uma bateria de Li-Ion .....	23
Fig. 14 – Diagrama de Funcionamento do Sistema.....	27
Fig. 15 – Ligação das entradas .....	29
Fig. 16 – Esquema de entrada das alimentações .....	29
Fig. 17 – Configuração das entradas através dos <i>conectores</i> .....	30
Fig. 18 – Esquema do TEA1102 .....	31
Fig. 19 – Localização dos conectores de selecção das baterias.....	31
Fig. 20 – Tempo de Time-out em função de R22 e PTD com C10 como parâmetro .....	34
Fig. 21 – Diagrama de blocos dos estados do TEA1102.....	35
Fig. 22 – Esquema de Implementação do Regulador de 5V .....	36
Fig. 23 – Localização das alimentações de 12 e 5 Volts.....	36
Fig. 24 – Circuito de medição da corrente das baterias recarregáveis .....	37
Fig. 25 – Circuito de medição da corrente do TEA1102.....	39
Fig. 26 - Curva característica do NTC .....	40
Fig. 27 – Esquema de ligação da NTC.....	41
Fig. 28 – Esquema do circuito de selecção das baterias .....	42
Fig. 29 – Sequência de bits.....	44

Fig. 30 – Programa de LOG .....	46
Fig. 31 – Protótipo final .....	47
Fig. 32 - Gráfico da tensão das baterias .....	48
Fig. 33 – Gráfico da capacidade .....	49

### ***Índice de Tabelas***

Tabela 1 – Diagrama de actividades da 1ª fase .....	8
Tabela 2 – Diagrama de actividades da 2ª fase .....	9
Tabela 3 – Comparação dos Diferentes Tipos de Células Solares .....	12
Tabela 4 – Listagem dos Painéis Solares e Respective Fabricantes.....	13
Tabela 5 – Medições de temperatura vs resistência .....	40
Tabela 6 – Estado do LED .....	41
Tabela 7 – Três últimos bits do protocolo .....	44

## **1 OBJECTIVO DO RELATÓRIO**

O objectivo do presente relatório é apresentar o nosso trabalho desenvolvido ao longo do semestre bem como as conclusões finais relativo ao projecto de Sistema de Alimentação de uma Bóia Oceanográfica proposto pelos docentes Prof. Fernando Lobo Pereira e Eng.º Nuno Cruz, e elaborado pelos alunos Luís Mendonça e Marco Madureira.

## 2 INTRODUÇÃO

Este projecto consiste na implementação de um sistema de fornecimento de energia eléctrica a uma bóia oceanográfica. Este sistema será baseado num conjunto de painéis solares que serão utilizados para fornecer energia a todo o sistema electrónico que compõe a bóia oceanográfica desenvolvida no Laboratório de Sistemas e Tecnologias Subaquáticas, bem como a um conjunto de baterias recarregáveis. É deixada em aberto a possibilidade de fornecimento de energia através de baterias de metal/ar (no nosso caso denominadas de baterias de água do mar) ou outras alternativas como por exemplo eólica, etc.. Serão ainda colocadas baterias alcalinas de *backup* de forma a suportar o sistema no caso de falha das fontes energéticas apontadas anteriormente, com isto pretende-se tornar a bóia num sistema independente do fornecimento de energia externo e totalmente autónoma. Outros pontos do sistema a desenvolver é a monitorização do estado das baterias, e a comunicação com o sistema electrónico já existente na bóia, desta forma os utilizadores poderão saber qual o estado da bóia no que à energia diz respeito.

O esquema genérico do circuito é apresentado de seguida, sendo nele demonstrado os principais constituintes do nosso sistema de alimentação da bóia.

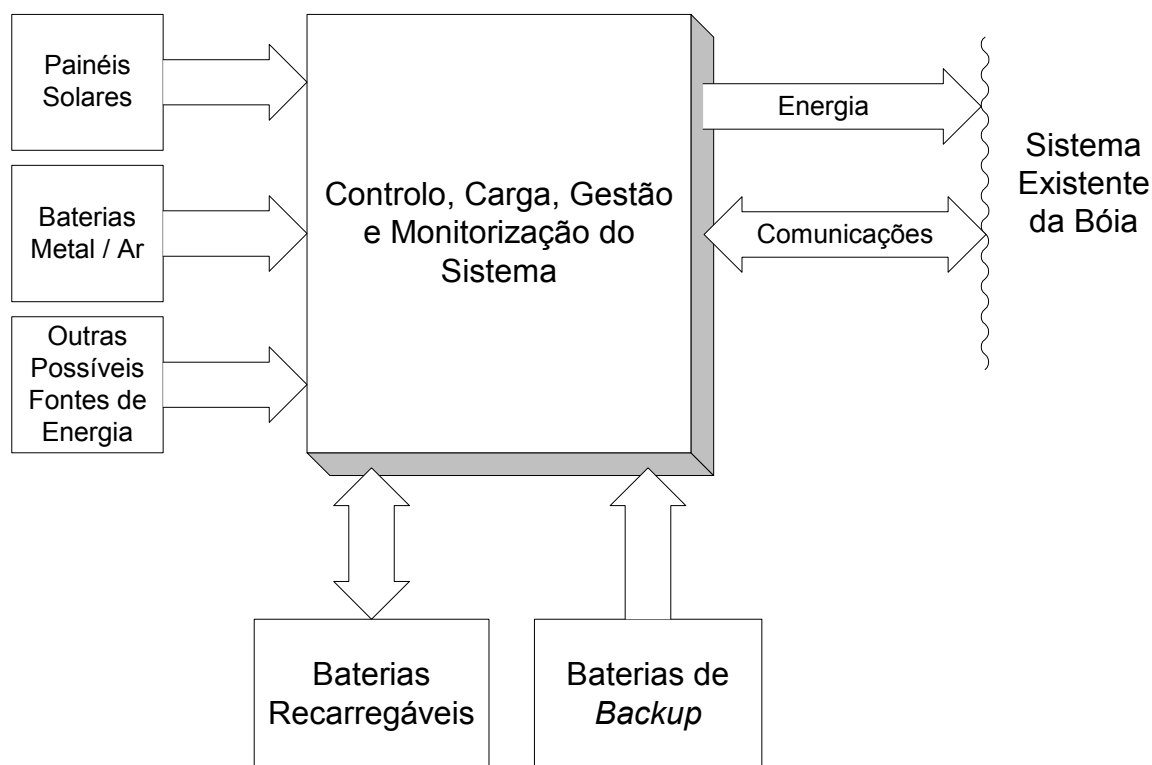


Fig. 1 – Esquema Genérico de Funcionamento do Circuito

### 3 BÓIAS OCEANOGRÁFICAS EM ANÁLISE

No Laboratório de Sistemas e Tecnologia Subaquática (LSTS), foram desenvolvidas bóias para fins de apoio à navegação acústica dos veículos subaquáticos com que trabalham, e que virão a ser utilizadas brevemente para a recolha em tempo real de dados oceanográficos.

Estas bóias de superfície estabelecem um elo de comunicação entre dispositivos de localização acústica submersos, e uma estação terrestre, possibilitando, desta forma, a operadores humanos terem a capacidade de conhecer a localização dos veículos que estejam a operar, e com os quais não têm qualquer tipo de comunicação.

A flutuação da bóia é conseguida com a utilização de um disco com diâmetro de 1m e cerca de 20 cm de altura. Esta é composta essencialmente por espuma de poliuretano envolto em fibra de vidro, o que, dadas as dimensões e peso, lhe permite ter uma flutuação bastante elevada, conseguindo, desta forma, uma boa estabilidade, mesmo sob condições climatéricas adversas.



**Fig. 2 – Bóia em desenvolvimento no LSTS**

Num futuro muito próximo serão incluídos no sistema, módulos de sensorização, que vão permitir a aquisição de uma gama relativamente elevada de informação oceanográfica e ambiental em tempo real.

Aquando desta integração questões relacionadas com a energia disponível e a autonomia destes dispositivos, serão muito relevantes, dado que aplicações deste género tornam-se tanto mais úteis quanto mais independentes forem de manutenção externa.

E é neste contexto que a utilização de painéis solares e respectivo circuito de acumulação e controlo de energia, possibilita uma aplicação útil e eficiente, contando com uma autonomia que se pode estender até a alguns anos sem o recurso a qualquer tipo de manutenção.



### **3.1 Caracterização dos consumos da bóia**

A bóia em causa inclui uma caixa à prova de água, onde estão os componentes electrónicos necessários. Neste momento a referida caixa contém um módulo de rádio que permite transmitir dados a uma taxa máxima de 19200 bits/s, alimentado a 12V e com um consumo de corrente de 300 mA, mas este consumo só se verifica nos momentos da transmissão e recepção de dados, como esses momentos ocorrem em pequenos períodos de tempo, o valor médio de consumo de corrente do rádio baixa para valores na ordem dos 140 mA.

Na alimentação dos 5V temos um receptor de GPS que calcula a posição da bóia a uma taxa de 1 vez por segundo, e toda a electrónica que compõe a bóia. Os valores médios de consumo de corrente é na ordem dos 90 mA.

Desta forma foi avaliado um consumo médio total de cerca de 230 mA tendo sido decidido alargar a margem de alimentação energética por parte do nosso sistema para valores na ordem dos 300 mA. Este valor vai influenciar a escolha dos painéis solares bem como o número de *packs* de baterias recarregáveis.

Será importante salientar que neste valor médio final de 230 mA a grande fatia do consumo é da responsabilidade do rádio quando este se encontra em transmissão, daí que se for aumentado os períodos de em que o rádio não se encontra a transmitir, então o valor médio de consumo final irá baixar.

## 4 PLANEAMENTO DO PROJECTO

No início do projecto foi decidido elaborar um mapa com as actividades e metas que foram identificadas ao início do projecto, bem como realizar um planeamento através de gráficos de Gantt, para tal foi utilizado o software Microsoft Project, este mapa além de ter sido actualizado durante o projecto foi revisto de forma a conter outras actividades não previstas inicialmente.

Foi decidido dividir o planeamento do projecto em dois grandes temas, uma primeira fase da formação, e a segunda fase da implementação. Os gráficos de Gantt com as actividades gerados pelo Microsoft Project para as duas fases encontram-se nas figuras seguintes.

ID	Task Name	% Complete
1	<b>Sistema de alimentação de uma bóia oceanográfica</b>	<b>100%</b>
2	Reunião com os orientadores	100%
3	Página web	100%
4	Relatório de progresso	100%
5	Relatório final	100%
6	Preparar a apresentação do trabalho e poster	100%
7	Apresentação pública do trabalho	100%
8	<b>1ª Fase - Formação</b>	<b>100%</b>
9	<b>Painéis Solares</b>	<b>100%</b>
10	Pesquisa de tecnologia de painéis solares	100%
11	Características técnicas e preço	100%
12	Seleccção do painel	100%
13	<b>Pesquisa de informação Sobre Baterias</b>	<b>100%</b>
14	NiMH, características	100%
15	Li-Ion, características	100%
16	Seleccção das baterias	100%
17	Circuitos de monitorização e controlo de carga	100%
18	Baterias de metal/ar (água do mar)	100%
19	sensores de gases perigosos	100%
20	Questões de Segurança contra gases explosivos	100%
21	<b>Boias Oceanográficas LSTS</b>	<b>100%</b>
22	Características físicas	100%
23	Características eléctricas	100%
24	Protocolo de comunicação	100%

Tabela 1 – Diagrama de actividades da 1ª fase

ID	Task Name	% Complete
25	<b>2ª Fase - Implementação</b>	<b>100%</b>
26	<b>Prototipagem</b>	<b>100%</b>
27	<b>Carregador de baterias</b>	<b>100%</b>
28	Estudo e compreensão do carregador de baterias	100%
29	Implementação do carregador de baterias	100%
30	<b>Regulador de tensão de 12 para 5V</b>	<b>100%</b>
31	Implementação do regulador de tensão	100%
32	<b>Microcontrolador</b>	<b>100%</b>
33	Seleção de um microcontrolador	100%
34	Estudo do microcontrolador	100%
35	Implementação do microcontrolador	100%
36	Desenvolvimento do software para controlo do circuito	100%
37	Circuito das baterias primárias	100%
38	Caracterização do Painel	100%
39	Estudo da melhor forma de ligar os painéis (série/paralelo)	100%
40	Implementação do circuito de ligação dos painéis	100%
41	<b>Implementação do circuito em pcb</b>	<b>100%</b>
42	<b>Desenvolvimento do Protótipo</b>	<b>100%</b>
43	Desenvolvimento do esquema do circuito para PCB	100%
44	Implementação da PCB	100%
45	Soldagem dos componentes	100%
46	Testes com o protótipo	100%
47	<b>Desenvolvimento da placa final</b>	<b>100%</b>
48	Esquema do circuito	100%
49	Implementação	100%
50	Soldagem dos componentes	100%
51	<b>Testes Finais</b>	<b>100%</b>
52	Desenvolvimento do software para aquisição dos dados	100%
53	Testes em situação real	100%
54	Análise dos resultados obtidos	100%

**Tabela 2 – Diagrama de actividades da 2ª fase**

No gráfico de Gantt da figura 3 é possível verificar que foram cumpridas quase todas as metas, tendo-se verificado apenas um pequeno atraso na entrega do relatório intermédio.

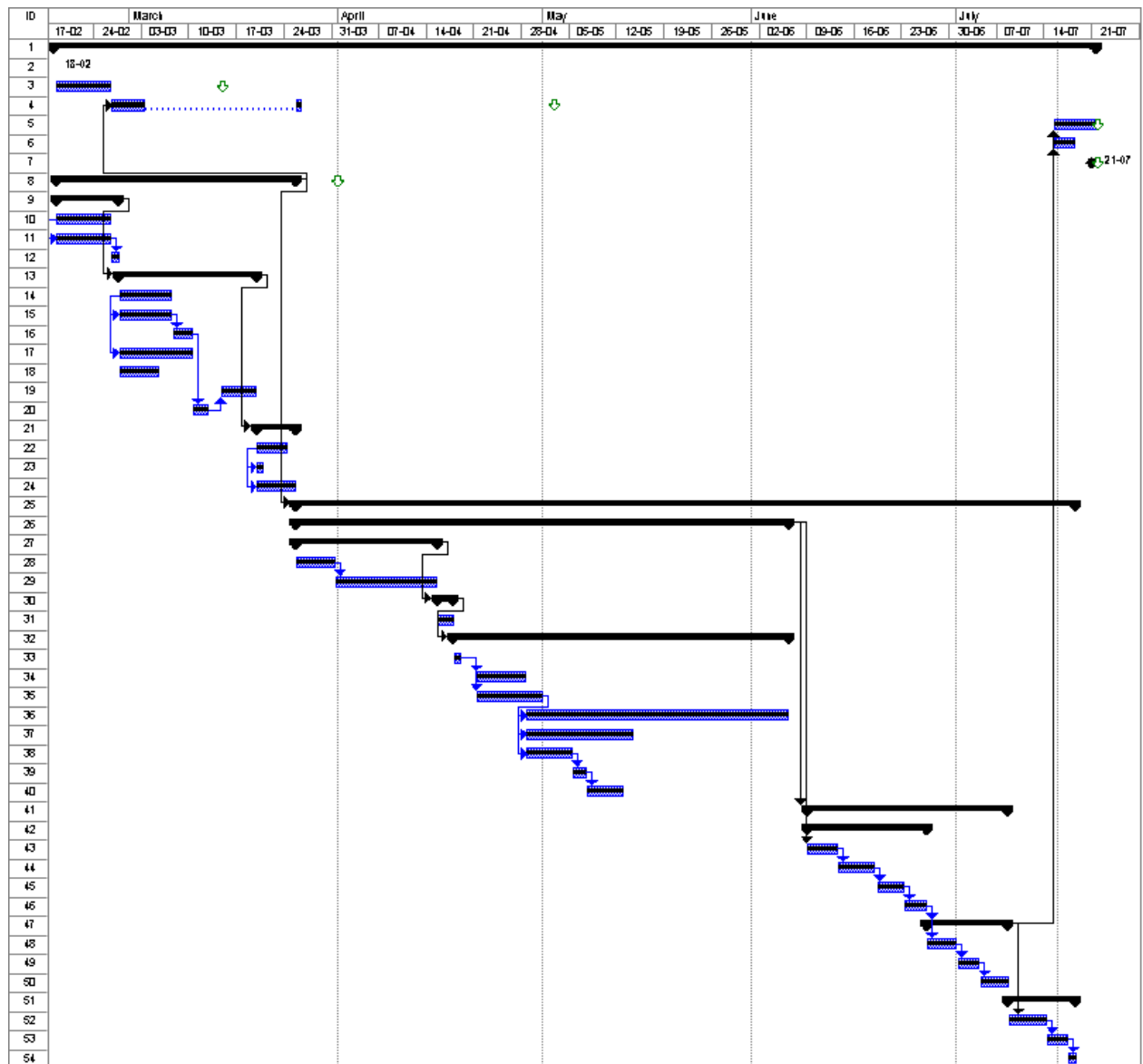


Fig. 3 – Gráfico de Gantt de todas as actividades

## 5 PAINÉIS SOLARES

### 5.1 Introdução

Neste ponto apresentamos uma introdução teórica sobre as diversas tecnologias empregues nos painéis solares para assim melhor fundamentarmos a nossa escolha relativamente os painéis a utilizar no sistema de fornecimento de energia à bóia, bem como a forma de se otimizar o ângulo de inclinação dos painéis para assim obtermos os melhores valores possíveis.

### 5.2 Descrição da tecnologia

A função de uma célula solar consiste em converter directamente a energia solar em electricidade. A forma mais comum das células solares o fazerem é através do efeito fotovoltaico, este efeito foi primeiramente notado por Edmond Becquerel que reparou neste efeito em 1839 contudo a primeira célula solar baseada na junção PN só foi criada em 1954 nos laboratórios da Bell. As células são construídas de diversas formas, com grandes variações de eficiência e custos. O material mais utilizado hoje em dia é o silício podendo aparecer na forma de películas cristalinas, poli-cristalinas ou amorfo.

Eis os principais tipos de células solares:

- As células mono-cristalinas representam a primeira geração. O seu rendimento eléctrico é relativamente elevado (aproximadamente 16%, podendo subir até cerca de 23% em laboratório), mas as técnicas utilizadas na sua produção são complexas e caras. Por outro lado, é necessária uma grande quantidade de energia no seu fabrico, devido à exigência de utilizar materiais em estado muito puro e com uma estrutura de cristal perfeita.
- As células poli-cristalinas têm um custo de produção inferior por necessitarem de menos energia no seu fabrico, mas apresentam um rendimento eléctrico inferior (entre 11% e 13%, obtendo-se até 18% em laboratório). Esta redução de rendimento é causada pela imperfeição do cristal devido ao sistema de fabrico.
- As células de silício amorfo (a-Si) são usadas na maioria dos produtos de consumo como relógios e calculadoras, a tecnologia a-Si é a que apresenta o custo mais reduzido, mas em contrapartida o seu rendimento eléctrico é

também o mais reduzido (aproximadamente 8% a 10%, ou 13% em laboratório).

- Arsenito de Gálio (GaAs): Material semiconductor de que são feitas as células de alta eficiência, usado especialmente na tecnologia espacial. As células de investigação chegam a obter rendimentos de 25% com valores de radiação solar de 1 Sol (o equivalente a  $1 \text{ KW/m}^2$ ) e 28% em situações de concentração da luz Solar.

Tipo de Célula	Rendimento Típico		Custo
	Comercial	Em laboratório	
Mono-Cristalinas	16%	23%	Elevado
Poli-Cristalinas	11-13%	18%	Médio
Silício Amorfo	8-10%	13%	Baixo
Arsenito de Gálio		25-28%	Elevado

Tabela 3 – Comparação dos Diferentes Tipos de Células Solares



Fig. 4 – Painéis solar de células de a-Si (esquerda) e células poli-cristalinas (direita)

### 5.3 Características técnicas dos diversos painéis

Após termos estudado a tecnologia dos painéis solares, foi iniciada a pesquisa de fabricantes e os seus produtos, tal pesquisa foi realizada entrando em linha de conta que o painel a escolher deveria ter uma representação em Portugal para assim ser facilitada a aquisição do mesmo.

Para a selecção dos painéis tivemos de entrar em linha de conta com os requisitos que nós foram colocados para o desenvolvimento de todo o projecto, entre esses requisitos temos as dimensões do painel que não poderiam superar o espaço disponível na bóia, temos os consumos actuais e os consumos que o nosso sistema vai representar bem como a capacidade de carregamento das baterias no mais curto espaço de tempo possível, tínhamos ainda de

garantir a resistência dos painéis ao ambiente hostil em que eles vão ser colocados (colocação no mar ou no rio). Assim após alguns dias de pesquisa, contactos e selecção foi formulado o seguinte quadro:

Fabricante	Modelo	Características				
		Potência (W)	Dimensões (mm)	Corrente MAX (A)	Tensão (V)	Notas
<b>bp solar</b>	<i>MSX-20</i>	20	423 x 502 - 50	1,17	16,8	
	<i>MSX-10 LITE</i>	10	445 x 267	0,59	16,8	
	<i>MSX-20 LITE</i>	20	440 x 500 - 20	1,19	16,8	
	<i>MSX-30 LITE</i>	30	620 x 500 - 20	1,78	16,8	
	<i>MSX-5 LITE</i>	5	273 x 267	0,27	16,5	
	<i>SA-5</i>	5.1	346 x 346 - 21	0,31	16,1	
	<i>SX10M</i>	10	416 x 235	0,59	16,8	
	<i>SX10U</i>	10	238 x 419	0,59	16,8	*
	<i>SX20</i>	20	501 x 418	1,19	16,8	
	<i>SX20U *</i>	20	424 x 502 x 50	1,19	16,8	*
	<i>SX5M</i>	5	245 x 235	0,27	16,5	
<b>Kyocera</b>	<i>KC40</i>	40	526 x 652 x 56	2,34	16,9	
	<i>KC35</i>	35	471 x 652 - 52	2,33	15	
<b>Siemens</b>	<i>SM20</i>	20	567 x 328 x 35	1,38	14,5	
	<i>ST5</i>	5	329 x 206 x 34	0,32	15,6	
	<i>ST10</i>	10	329 x 387 x 36	0,64	15,6	
	<i>ST20</i>	20	329 x 748 x 35	1,29	15,6	
	<i>ST40</i>	40	1293 x 329 x 35	2,41	16,6	
<b>Unisolar</b>	<i>US64</i>	64	1366 x 741 x 64	3,88	16,5	
	<i>US42</i>	42	928 x 741 x 32	2,56	16,5	
	<i>US32</i>	32	1366 x 382 x 64	2,05	16,5	
	<i>US21</i>	22	1194 x 343 x 36	1,4	16,5	
	<i>US11</i>	11	491 x 383 x 22	0,62	16,5	
	<i>US05</i>	5	491 x 205 x 22	0,3	16,5	
	<i>US03</i>	3	286 x 205 x 22	0,33	8,1	
	<i>FLX-5</i>	5	560 x 260 x 37	0,3	16,5	*, Fléxivel
	<i>FLX-11</i>	10.3	557 x 429 x 37	0,62	16,5	*, Fléxivel
	<i>FLX-32</i>	32	1434 x 441 x 40	1,94	16,5	*, Fléxivel
<b>Isofoton</b>	<i>I-5</i>	5	270 x 271 x 34	0,32	15,5	
	<i>I-10</i>	10	336 x 370 x 34	0,58	17,4	
	<i>I-22</i>	22	435 x 586 x 34	1,26	17,4	
	<i>I-47</i>	47	328 x 1216 x 34	2,94	16	

\* Protecção contra corrosão marítima

Tabela 4 – Listagem dos Painéis Solares e Respective Fabricantes

Após uma avaliação das diversas características, nomeadamente na característica relativa à resistência à corrosão marítima, a opção de aquisição do painel incidiu sobre o painel da BP Solar SX-10U que se trata de um painel de células poli-cristalinas (as que tem a

melhor relação custo qualidade) apresentando ainda uma encapsulagem resistente à corrosão marítima<sup>1</sup>, e com um valor de potência de 10W perfeitamente adequado às nossas necessidades, como ponto final em relação à selecção do painel é de salientar a disponibilidade do representante da BP Solar em Portugal ter disponibilizado a título de empréstimo um painel solar para testes por um período de 18 dias.

#### **5.4 Caracterização do painel solar**

Neste ponto pretende-se caracterizar a resposta do painel solar para valores de carga variável, bem como valores de radiação diferentes, e finalmente para valores de inclinação diferentes. Quando concluído este ponto, e sabendo qual é o ponto de funcionamento de todo o sistema de alimentação bem como o sistema já existente da bóia poderemos definir a melhor forma de ligação dos painéis, se em paralelo ou em série. Será ainda possível concluir o ponto relativo ao ângulo óptimo de inclinação.

O método utilizado para realizar a caracterização do painel foi colocar o painel a alimentar duas resistências variáveis de potência ligadas em série, sendo uma de 320Ω e outra de 28Ω, depois fizemos variar o valor das resistências desde o seu valor máximo até ao seu valor mínimo, começando sempre pela resistência de maior valor, durante essa variação foram retirados os valores de tensão e de corrente. De referir que a montagem foi realizada em campo aberto de forma a ser evitada ao máximo a radiação indirecta correspondente à reflexão da radiação nos edifícios.

As condições meteorológicas apresentadas foram obtidas através da página da Internet do Instituto de Meteorologia nomeadamente na Estação Meteorológica Automática do Porto/Bonfim e na Estação Meteorológica Automática de Porto/Massarelos. O painel solar foi colocado com diferentes ângulos de inclinação com a horizontal e também com diferentes direcções em relação ao sol.

Dados recolhidos no dia 11 de Junho das 12:00 às 12:15, sendo a temperatura ambiente de 23°C, o céu encontrava-se limpo de nuvens.

---

<sup>1</sup> A resistência à corrosão é dado segundo as normas Norte Americanas NEC, sendo o nível de protecção do painel de solar, NEC Classe 1, Divisão 2, Grupos C & D.



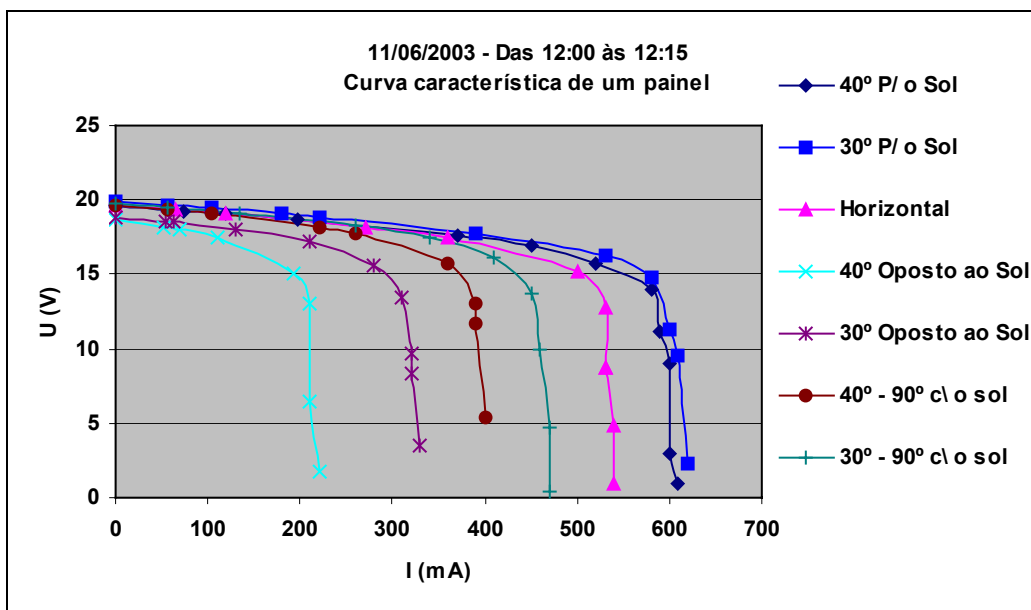


Fig. 5 – Curva Característica do Painel Solar das 12:00 às 12:15

Os dados da situação seguinte foram recolhidos no mesmo dia mas das 14:45 às 15:00 com as mesmas condições climatéricas.

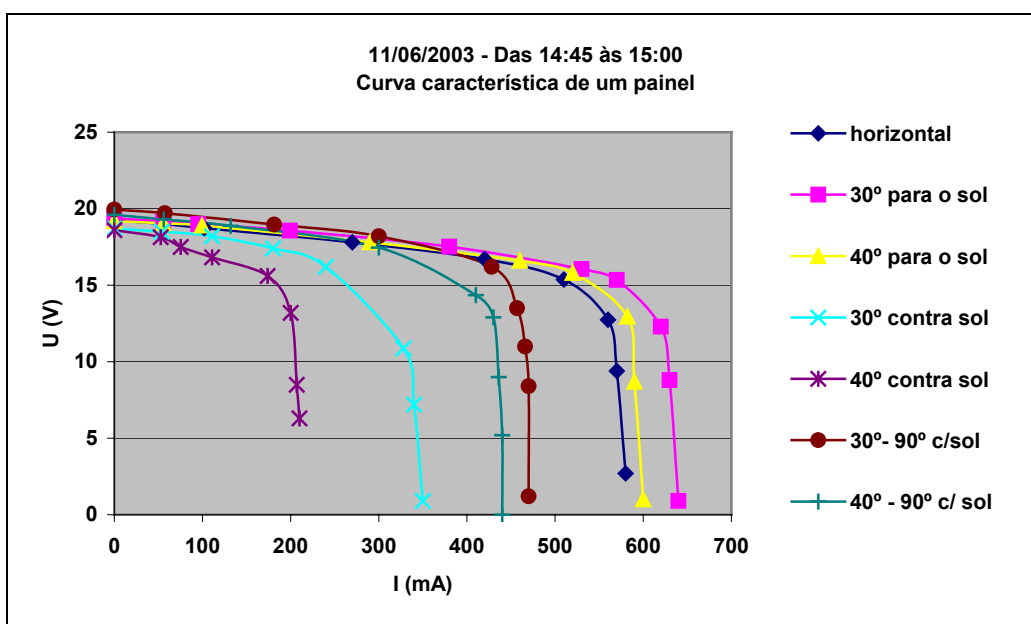


Fig. 6 – Curva Característica do Painel Solar das 14:45 às 15:00

Os dados da situação seguinte reportam-se à recolha efectuada no período das 16:40 às 16:55, é possível verificar uma diminuição dos valores principalmente para as situações mais desfavoráveis.

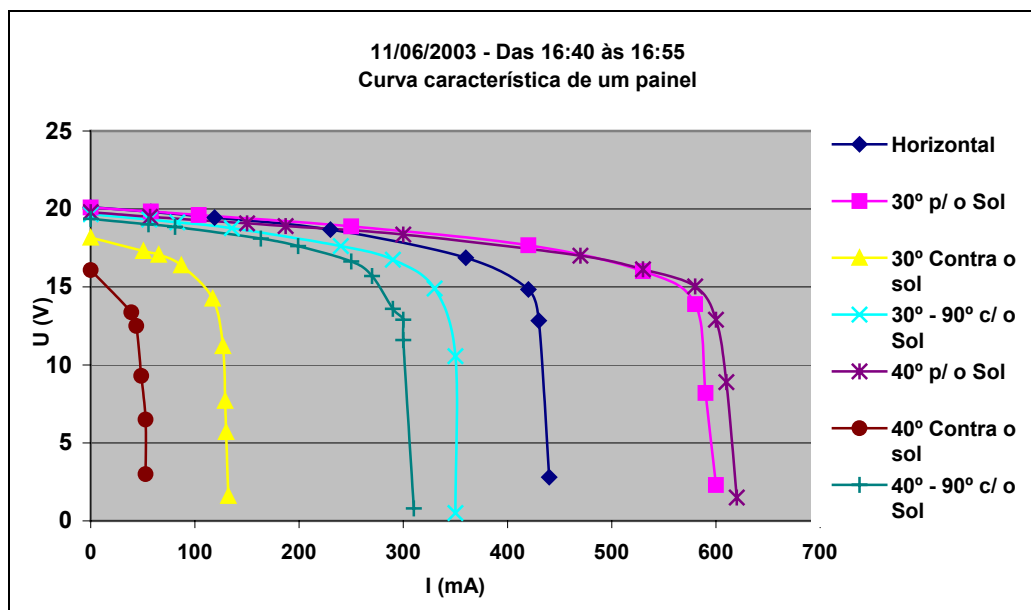


Fig. 7 – Curva Característica do Painel Solar das 16:40 às 16:55

## 5.5 Ângulo óptimo de inclinação

Os painéis solares obtêm um maior rendimento quando as suas células se encontram na perpendicular com os raios solares. No nosso caso é necessário procurar encontrar o ângulo que permita o melhor compromisso possível para a colocação de dois painéis que vão estar em posições opostas na bóia.

### 5.5.1 Ângulo para painéis fixos

Como foi dito anteriormente o máximo rendimento dos painéis solares acontece quando com o painel na posição perpendicular ao sol, ora o problema é que a posição do sol com o painel solar fixo não é estacionária dando a sensação de movimento do sol, ora este movimento do sol é devido à rotação da terra sobre o sol. O problema existente é de dizer qual é a melhor posição do painel solar de forma a obter o máximo rendimento possível, para resolver este problema existem um desenvolvimento matemático que nos indica qual o melhor ângulo, esse desenvolvimento entra em linha de conta com a latitude, os resultados podem ser expressados na figura 8.

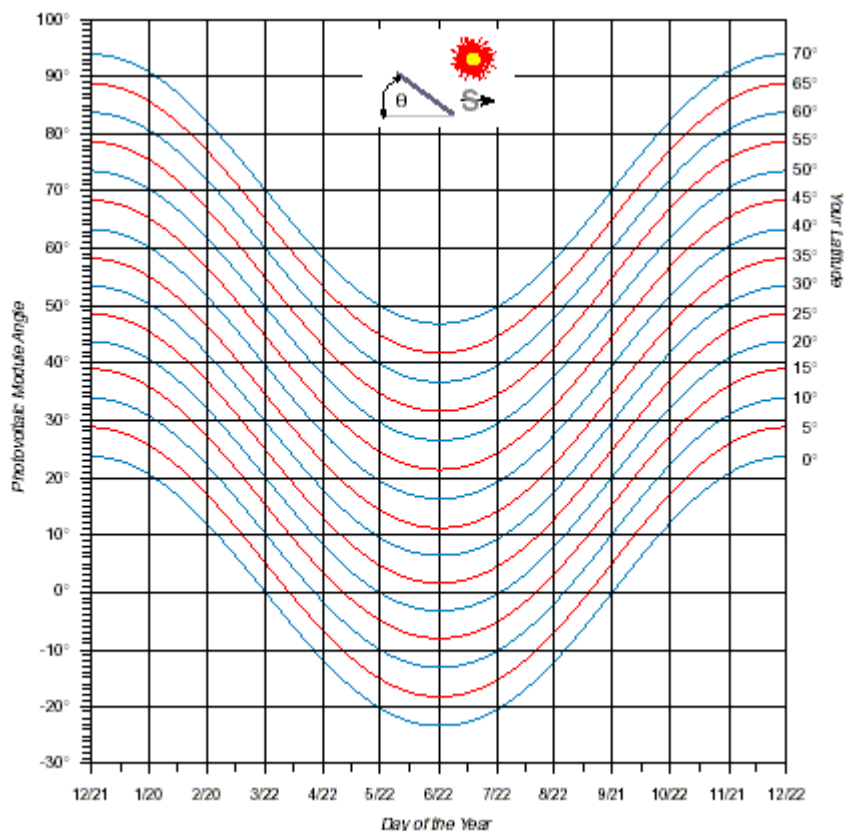


Fig. 8 – Ângulo de Inclinação do Painel Solar Variável com a Latitude

A figura entra em linha de conta com o facto de o painel solar se encontrar virado para sul no caso dos painéis que se encontrem instalados no hemisfério norte, os painéis instalados no hemisfério sul devem ser instalados de forma a ficarem direccionados para norte.

### 5.5.2 Ângulo de inclinação do painel solar na bóia

De notar que na nossa situação não basta dizer que o ângulo óptimo é com o painel voltado para sul, porque a orientação do painel é algo que nós não conseguimos controlar devido à flutuação da bóia, e ainda temos que entrar com o factor de virmos a ter dois painéis solares que a serem instalados com algum ângulo ficaram com orientações opostas, daí ser necessário entrar em linha de conta com os valores da caracterização do painel para verificar qual será a melhor situação.

Para poder-mos avaliar o ângulo óptimo para colocação dos painéis na bóia é necessário recorrer aos resultados da caracterização do painel solar e simular com esses dados a forma de ligação dos painéis em paralelo. Os gráficos da simulação encontram-se nas figuras seguintes, de notar que foram estudadas duas situações para os ângulos de inclinação de 30° e 40°:

1º Caso, os dois painéis solares encontram-se com um ângulo de 90º com o sol;

2º Caso, um dos painéis solares está direccionado no sentido do sol e o segundo está na posição oposta ao sol;

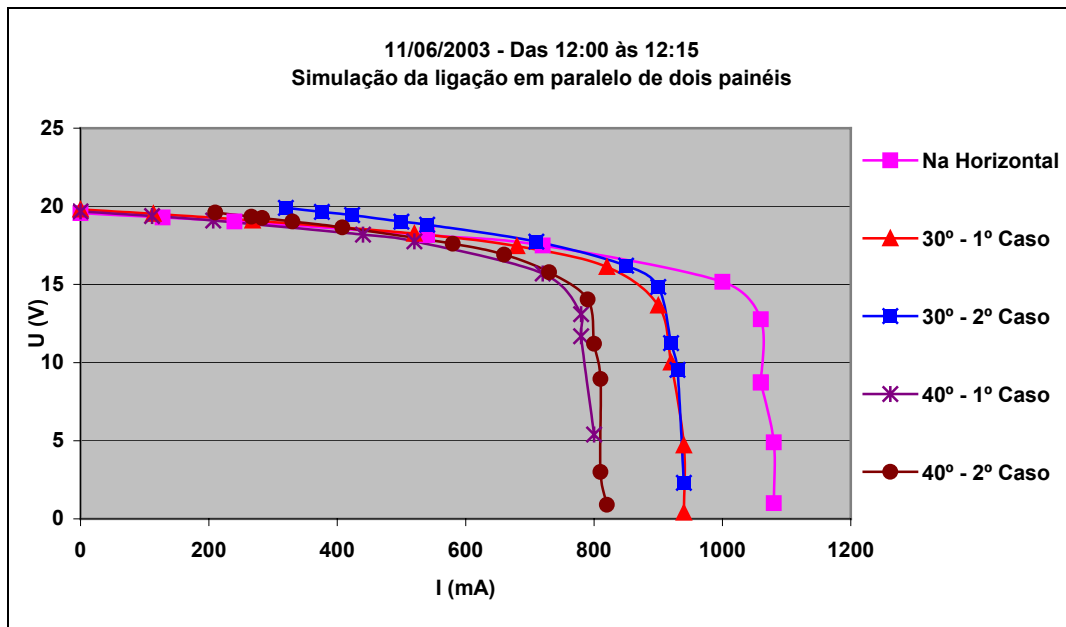


Fig. 9 – Simulação da ligação em paralelo de dois painéis, das 12:00 às 12:15

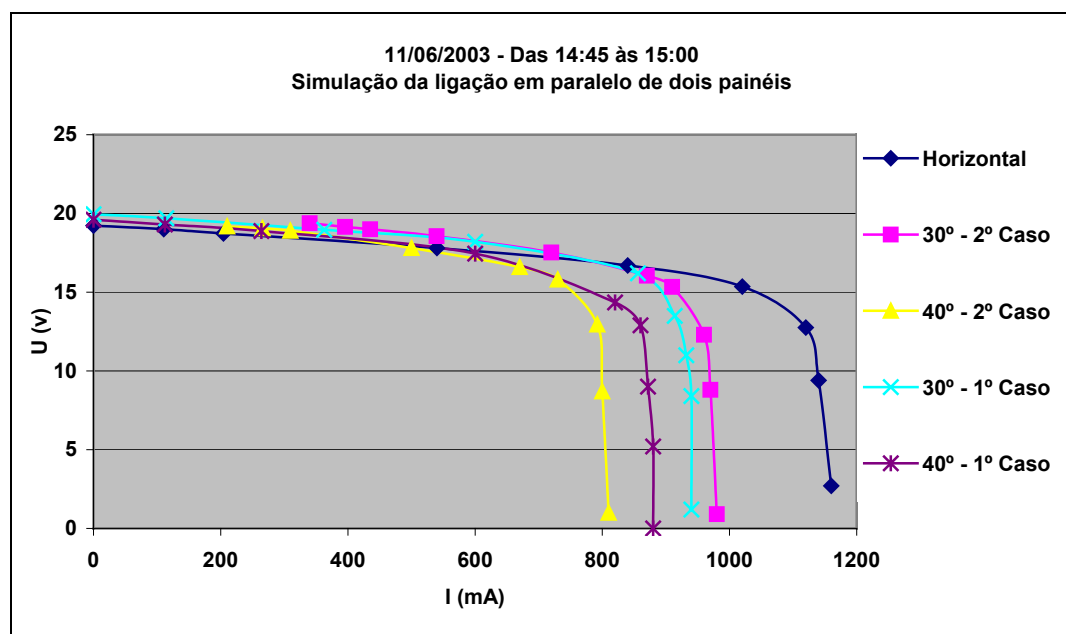


Fig. 10 – Simulação da ligação em paralelo de dois painéis, das 14:45 às 15:00

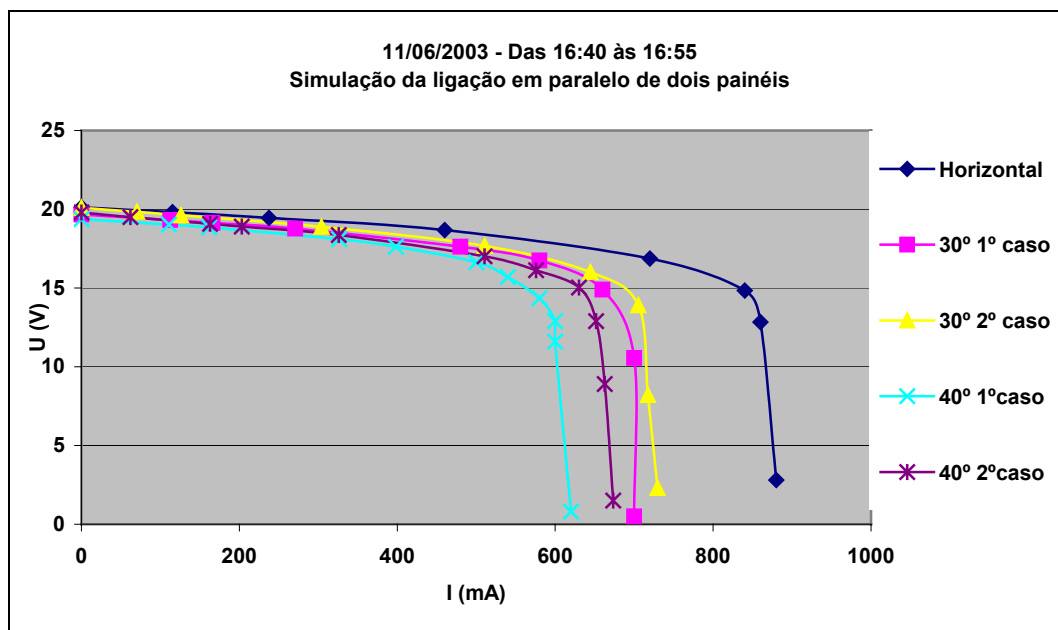


Fig. 11 – Simulação da ligação em paralelo de dois painéis, das 16:40 às 16:55

É possível verificar que apesar de os painéis quando testados na posição horizontal, não tem melhores valores que quando inclinados (ver gráficos das figuras 5, 6 e 7 da caracterização dos painéis), mas quando ligados em paralelo e para as situações de aplicação a que os painéis vão estar submetidos (os painéis vão ser colocados em posições opostas), é possível verificar que a posição horizontal (ângulo  $0^\circ$ ) é a mais vantajosa em todas as horas a que foram realizados os testes de caracterização do painel solar.

Desta forma podemos afirmar que o ângulo ótimo para ligar os painéis solares na bóia é de  $0^\circ$ .

## **6 BATERIAS DE METAL / AR**

Este ponto foi proposto no início do projecto com sendo mais uma fonte energética alternativa, sendo que neste ponto temos a colaboração da Professora Laura Martins e de um grupo de alunos seus da cadeira Processos Electroquímicos, Corrosão. Encontrando-se os alunos a tentar desenvolver e testar uma bateria que seja possível aplicar no nosso sistema.

O interesse nestas baterias de metal / ar foi devido ao facto destas terem como electrólito a água do mar, e eléctrodos o ar e uma placa de alumínio, tendo em conta que a aplicação da bóia será realizada no mar, possibilidade da implementação de uma bateria de água do mar parece ser uma opção lógica.

Para tal o desenvolvimento de todo o nosso sistema teve em conta a introdução de outras fontes energéticas como a das baterias de metal / ar.

À data da realização deste relatório ainda não havia nenhum protótipo realizado de uma bateria de água do mar.

## 7 BATERIAS RECARREGÁVEIS

Este ponto é um dos fundamentais no nosso sistema de fornecimento de energia eléctrica à bóia, isto porque serão as baterias recarregáveis que irão “aguentar” todo o sistema no caso da falta de energia solar, nomeadamente nos períodos nocturnos, daí ser importante conhecer quais as tecnologias actuais e quais as melhores formas de estas baterias serem recarregadas.

Apesar de existirem vários tipos de baterias (como por exemplo as baterias de Chumbo ou Níquel Cádmio (NiCd), o nosso estudo vai-se centrar nas baterias de maior densidade de energia pois são estas que nos dão maiores garantias para a viabilidade do nosso sistema. Assim apresentamos de seguida as baterias baseadas na tecnologia de Níquel – Hidretos Metálicos (NiMH) e de Iões de Lítio (Li-Ion).

### 7.1 Baterias de NiMH (nickel-metal hydride)

A pesquisa das pilhas NiMH nasceu em meados dos anos 70 como meio de armazenar Hidrogénio nas pilhas de Níquel Hidrogénio. O período inicial da sua existência não foi fulgurante, pois as ligas de Hidretos Metálicos não eram estáveis o que causou um desinteresse geral. A situação inverteu-se nos anos 80 devido à criação de ligas estáveis o que fez com que as baterias de NiMH fossem melhorando principalmente em termos de densidade de energia (ou capacidade).

O grande sucesso destas baterias deve-se à alta densidade e ao uso de metais amigos do ambiente. As baterias modernas de NiMH oferecem 40% mais densidade de energia que as de NiCd, a figura seguinte apresenta a curva característica de descarga de uma bateria de NiMH e de NiCd.

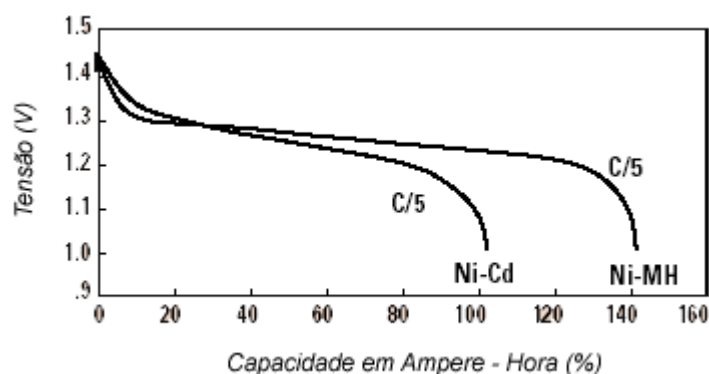


Fig. 12 – Curva Característica de Descarga das NiMH e NiCd

É possível verificar que a tensão de vazio em ambas as baterias ultrapassa um pouco os 1.4V e em carga a tensão ronda os 1.25V, sendo o valor mínimo de 1.0V, é ainda possível reparar na figura a maior capacidade das baterias de NiMH em comparação com as de NiCd.

Tanto as baterias de NiMH como as de NiCd são afectadas pelo efeito de auto-descarga elevada. As baterias de NiCd perdem aproximadamente 10 por cento de sua capacidade dentro das primeiras 24 horas, a partir das quais a descarga do estabiliza para aproximadamente 10% ao mês. Os tempos de auto-descarga das NiMH é aproximadamente uma vez e meia a duas vezes superior aos das NiCd. A selecção dos materiais hidretos melhora a ligação do Hidrogénio reduzindo assim a corrosão dos constituintes da liga, consequentemente a taxa de auto-descarga diminui.

As baterias de NiMH têm substituído as de NiCd nos mercados tais como comunicações móveis e computadores portáteis, a substituição não se deve apenas pela maior capacidade das baterias de NiMH mas também devido a interesses ambientais, dado as baterias de NiMH não terem o Cádmiio na sua constituição.

As grandes vantagens destas baterias são:

- 30 a 40% mais capacidade que as NiCd, e tendo potencial para densidades ainda maiores;
- Menos tendência a efeitos de memória que o NiCd;
- Armazenamento e transporte simples;
- Menos agressiva para o ambiente. Capacidade de reciclagem.

As limitações são:

- Tempo de vida limitado, deterioração após 200 a 300 ciclos de carga;
- Corrente de descarga limitada, apesar da bateria NiMH ser capaz de fornecer grandes correntes de descarga, as descargas repetitivas com uma carga elevada reduz o tempo de vida da bateria. Os melhores resultados são alcançados com correntes de carga de  $0.2C^2$  a  $0.5C$ ;
- Algoritmo de carga complexo;

---

<sup>2</sup> C – Corresponde ao valor da capacidade nominal da bateria, assim numa bateria de 2000mA o valor de  $0.2C$  é de 400mA



- Efeito de auto-descarga, ainda que inferior às de NiCd;
- O desempenho degrada-se a temperaturas elevadas;
- Manutenção, a bateria necessita regularmente de descargas completas;
- Custo, cerca de 20% mais cara que as NiCd;

## 7.2 Baterias de Li-Ion (iões de lítio)

O trabalho pioneiro nas baterias de Lítio começou em 1912 por G.N. Lewis, mas só no princípio dos anos 70 a primeira bateria não recarregável apareceu. As tentativas de desenvolver baterias recarregáveis a Lítio seguiram-se nos anos 80 mas falharam devido a problemas com a segurança de funcionamento destas.

O Lítio é o mais leve de todos os metais, tem o potencial electroquímico mais elevado e fornece a maior densidade da energia por o peso. As baterias recarregáveis que usam os ânodos do metal do Lítio (eléctrodos negativos) são capazes de fornecer tanto uma capacidade excelente bem como valores de tensão elevados, tendo por resultado uma densidade de energia elevada, o valor da tensão pode ser observado na figura seguinte, em que o valor em vazio quase atinge os 4V por célula e em carga o valor nominal é de 3.6V por célula.

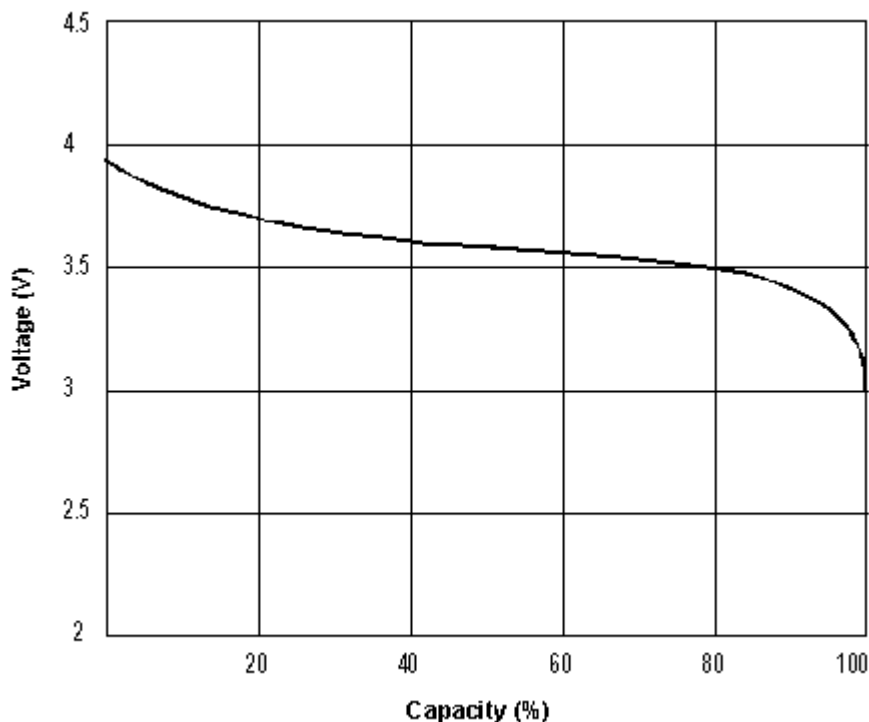


Fig. 13 – Curva Característica de uma bateria de Li-Ion

Após muita pesquisa sobre baterias recarregáveis do Lítio durante a década de 80, descobriu-se que os ciclos de carga causam mudanças no eléctrodo do Lítio. Estas transformações, que são parte do desgaste normal, reduzem a estabilidade térmica, causando condições térmicas potenciais de ruptura. Quando isto ocorre, a temperatura da pilha aproxima rapidamente o ponto de fusão do lítio, tendo por resultado uma reacção violenta. Uma quantidade grande das baterias recarregáveis de Lítio vendidas no Japão teve que ser recolhida em 1991 depois de a bateria de um telemóvel ter libertado gases inflamáveis e ter provocado queimaduras na face de uma pessoa.

Devido à inerente instabilidade do metal lítio, especialmente durante a carga, a investigação moveu-se para uma bateria não metálica usando Iões de Lítio. Apesar de ligeiramente mais pequena em densidade de energia que as de metal de lítio, as baterias de Iões de Lítio são seguras, se forem seguidas algumas regras na carga e descarga.

Em 1991 a Sony comercializou a primeira bateria Li-Ion, e outros se seguiram, actualmente é a química de baterias mais atraente e promissora.

A densidade de energia numa bateria Li-Ion é o dobro das NiCd, sendo também uma bateria que não necessita de manutenção, característica que as outras baterias não possuem, outra característica é o facto de não existir efeito de memória, e a carga não necessita de ser periódica.

Grandes vantagens:

- Alta densidade de energia;
- Efeito de auto descarga reduzido, é menos de metade das outras baterias (NiCd e NiMH);
- Baixa manutenção, não é preciso descargas periódicas, e não existe o efeito de memória.

Limitações:

- Necessita de um circuito de protecção que limite a tensão e corrente;
- Corrente de descarga moderada;
- Custo, é mais cara que as outras baterias;
- A dificuldade da aquisição das baterias;

- Ainda não é uma tecnologia madura, mudanças na combinação do metal e nas combinações químicas afectam a bateria.

### **7.3 A opção**

Como foi referenciado anteriormente a opção das baterias recarregáveis para o nosso sistema restringiu-se à escolha entre as baterias de NiMH e as baterias de Li-Ion. Muito embora as características das baterias de Li-Ion serem superiores às das NiMH, a opção teve que recair pelas baterias de NiMH, dado que as baterias de Li-Ion são de difícil aquisição, podendo demorar algumas semanas ou mesmo meses a aquisição das mesmas. Ora como não era tolerável um tempo de espera tão elevado para a aquisição de um componente essencial no nosso sistema, foi decidido avançar com a opção das baterias de NiMH de 2000 mA.h.

De notar que apesar desta opção, o sistema foi desenvolvido numa lógica de multi-química., em que através de conectores se pode seleccionar entre baterias de NiMH ou Li-Ion.

Resta adiantar que em relação às baterias de NiMH foi inicialmente levantada a questão da possibilidade destas baterias libertarem hidrogénio durante a sua carga, ora após vários contactos a fabricantes as respostas que obtivemos foi de que, a possibilidade da libertação de hidrogénio só acontece em casos excepcionais devido ao excesso de carga aplicado nas baterias, ora como nós estamos constantemente a controlar e a monitorizar a carga das baterias, tal problema não se irá colocar, ainda assim foi feita uma pesquisa de mercado para tentar encontrar um sensor de hidrogénio. Foi encontrado o sensor SB-19 da FIS mas o seu representante em Espanha não respondeu às diversas tentativas de contacto por nós estabelecidas, assim foi desenvolvido o sistema sem ser contemplado o sensor.

### **7.4 Métodos de carga das baterias**

Genericamente existem três tipos de carregadores para baterias, são eles:

*Slow Charger* – conhecido também como o carregador “durante a noite” ou carregador “normal”, o carregador lento aplica uma taxa fixa da carga aproximadamente de 0,1 C (um décimo da capacidade da bateria) durante o tempo que a bateria se encontra ligada ao carregador. O tempo típico da carga é de cerca de 14 a 16 horas. A maioria de casos, não existe qualquer detecção do estado de carga total da bateria. Este tipo de carregador é barato e só pode ser usado para baterias de NiCd. Estes carregadores estão a ser substituídos por unidades mais avançadas;

*Quick Charger* – estes são os tipos de carregadores mais populares, com tempos de carga entre as 3 a 6 horas e com uma taxa de carga em torno dos 0.3C, estes carregadores exigem sistemas de detecção para terminar a carga quando a bateria já se encontra carregada. Estes carregadores são feitos de forma a poderem carregar baterias de NiMH ou de Li-Ion, se bem que estas duas baterias não se podem misturar numa mesma carga;

*Fast Charger* – este carregador oferece diversas vantagens em relação aos outros carregadores, a mais óbvia é os tempos de carga mais curtos. Devido à necessidade de fontes de alimentação maiores e circuitos de controlo de carga mais onerosos, este carregador custa mais do que os *slow charger*, mas o investimento é retornado dado o tempo de vida das baterias aumentar. O tempo da carga é baseado na taxa da carga das baterias, na sua capacidade e na sua química. Com uma taxa de carga de 1C, uma bateria de NiCd em vazio carrega tipicamente em pouco mais que uma hora.

## 8 IMPLEMENTAÇÃO

### 8.1 Introdução

Após a análise dos painéis solares e das diferentes tecnologias das baterias, entrou-se na fase da implementação, assim foi decidida a arquitectura (apresentada na figura seguinte) para o nosso sistema. Esta arquitectura foi condicionada pelas características dos componentes que nela utilizamos, nomeadamente no que refere ao circuito integrado que irá realizar a carga do conjunto de baterias, bem como a forma de ligação dos painéis solares.

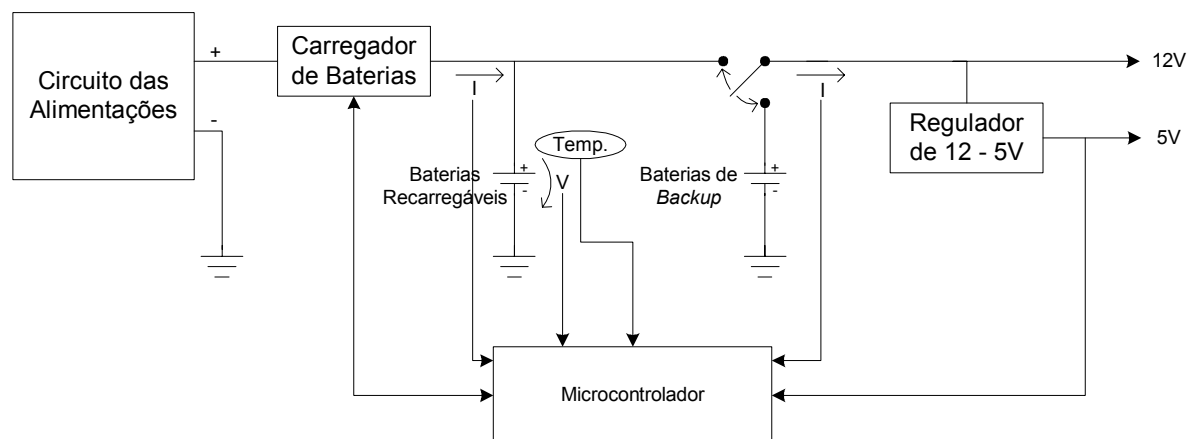


Fig. 14 – Diagrama de Funcionamento do Sistema

Numa análise genérica podemos dizer que o nosso sistema será constituído por um circuito de entrada da alimentação, sendo este composto por dois painéis solares colocados em paralelo e por outras fontes de energia, este bloco de alimentação irá fornecer energia ao carregador de baterias. O carregador de baterias por sua vez carrega as baterias quando estas assim necessitem e ao mesmo tempo fornece uma carga que se encontra em paralelo com o conjunto das baterias recarregáveis. Encontramos ainda um conjunto de baterias de *backup* que se encontram de prevenção para a eventualidade das baterias recarregáveis se encontrarem descarregadas e o painel solar não conseguir fornecer energia suficiente. Este conjunto de baterias de *backup* será controlado por um circuito que irá fazer a comutação entre a alimentação através das baterias recarregáveis ou das baterias de *backup*. Dado que o conjunto das baterias recarregáveis e painel solar ou o conjunto das baterias de *backup* fornecem uma alimentação de aproximadamente 12V, e como o sistema da bóia necessita de uma alimentação com dois níveis de tensão, sendo uma de 12V e outra de 5V, é necessário fazer uma conversão do nível de tensão de 12V para os 5V. Como nota final à explicação da arquitectura resta referir que todo este sistema será monitorizado por um microcontrolador que irá verificar todas as grandezas que se encontram em jogo de forma a garantir o bom

funcionamento do conjunto, bem como realizar a comunicação com o sistema electrónico já existente na bóia.

### **8.1.1 Selecção dos equipamentos**

A escolha dos diversos circuitos que irão compor o nosso sistema foi condicionada por questões de fornecimento dos mesmos, assim tivemos de realizar uma selecção dos equipamentos disponibilizados pelos fornecedores habituais do laboratório.

O circuito integrado seleccionado para fazer o carregamento das baterias foi o TEA1102 da Phillips, este integrado apresenta como característica principal o facto de permitir efectuar o carregamento de baterias de NiMH e de Li-Ion, bastante adequado para a nossa situação. Este integrado comporta-se como uma fonte de corrente e é responsável pelo correcto carregamento das baterias.

Para seleccionar o microcontrolador tinha-mos de ter em linha de conta o facto de o nosso sistema necessitar de ADC's (Conversores Analógico Digital) para se poder realizar a monitorização das correntes e tensões do sistema, assim foi seleccionado foi o microcontrolador AT90S8535 da Atmel, não só por este incorporar 8 canais de ADC's mas também ao seu baixo consumo e muito importante foi o facto de já existir no laboratório o programador para o microcontrolador.

Para o regulador de tensão a escolha incidiu pelo regulador TL497ACN da Texas Instruments isto devido ao facto de este ser um regulador de tensão comutado, apresentando assim valores de desempenho superiores aos reguladores de tensão lineares.

Os pormenores de cada bloco serão explanados de seguida.

## **8.2 Circuito de entrada das alimentações**

Como já vem sendo referido o nosso sistema de alimentação da bóia será composto essencialmente por uma fonte energética renovável que são os painéis solares, mas tendo em conta a possibilidade de este circuito poder vir a ser alimentado por outras fontes de energia (como as já referidas baterias de Metal/Ar), foi decidido deixar a possibilidade de ligar outras fontes de energia ao nosso sistema, assim teremos quatro entradas de energia, duas a serem ocupadas pelos painéis solares que serão ligados em paralelo, e outras duas que são deixadas para as restantes fontes de energia possíveis.

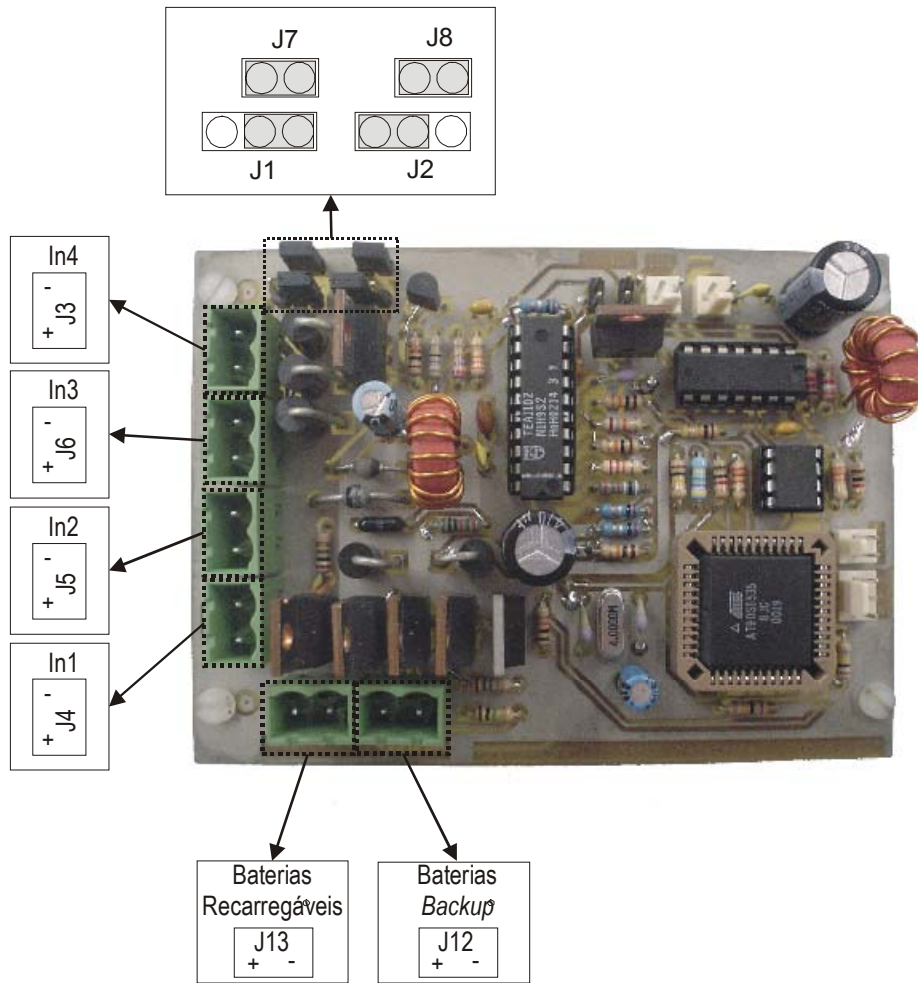


Fig. 15 – Ligação das entradas

As duas entradas deixadas para futuras fontes de energia, serão passíveis de se configurar a sua ligação em série ou em paralelo com os painéis solares, sendo essa configuração realizada através de *conectores*.

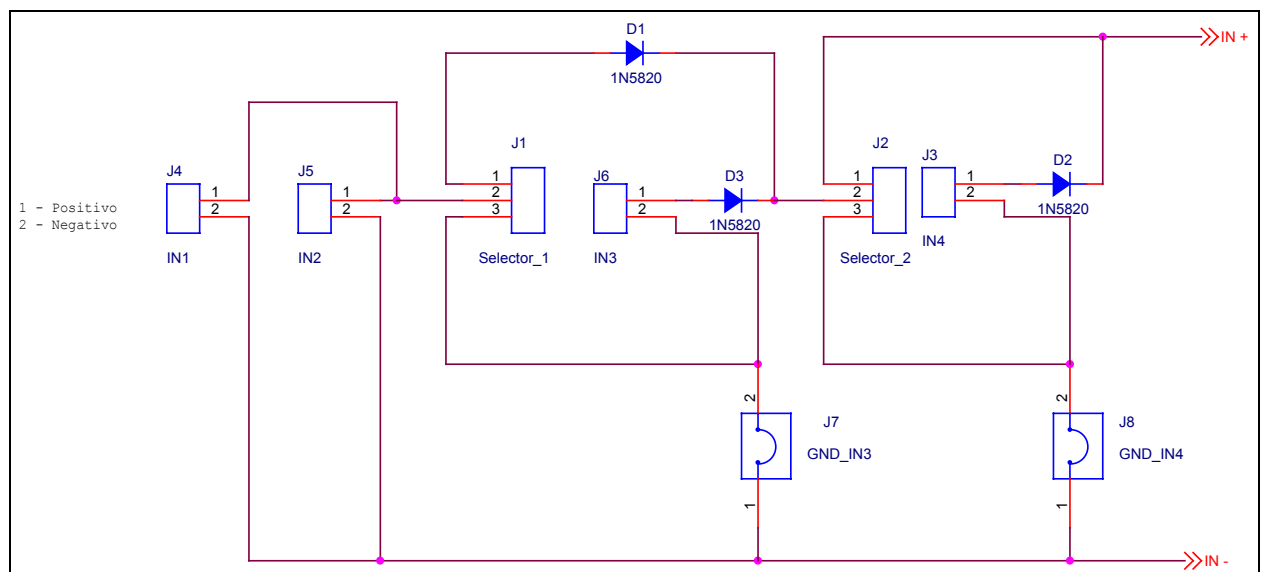


Fig. 16 – Esquema de entrada das alimentações

É possível verificar através da análise do esquema da figura 16 que as duas primeiras entradas *IN1* e *IN2* serão dedicadas aos painéis solares, encontrando-se estas mesmas entradas configuradas em paralelo. A entrada *IN3* pode ser configurada em paralelo ou em série com as entradas anteriores através dos *conectores* J1 e J7 de notar que na ligação em série o *conector* J7 deve ser desligado caso contrário estaremos a provocar um curto-circuito. Da mesma forma a entrada *IN4* pode ser configurada em paralelo ou em série com a configuração existente entre as entradas anteriores (*IN1*, *IN2* e *IN3*) através dos *jumpers* J2 e J8 da mesma forma é de ressaltar a ligação do *jumper* J8 que deve ser desligado no caso de se pretender um a ligação em série, caso contrário estaremos a provocar um curto-circuito.

Estas configurações encontram-se representadas no quadro seguinte, representado este quadro as ligações existentes na placa de circuito impresso.

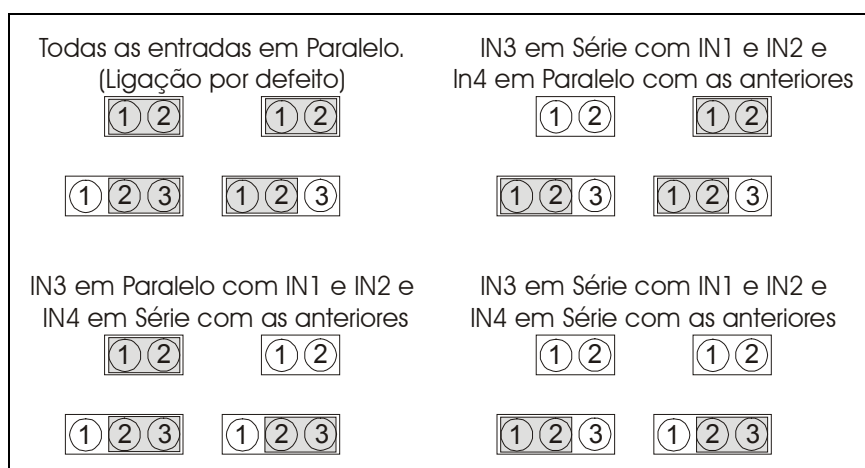


Fig. 17 – Configuração das entradas através dos *conectores*

Todas estas ligações devem ter em conta um factor que é o de a alimentação a fornecer ao carregador de baterias não ultrapassar os 20 V.

### 8.3 TEA1102

O TEA1102 é um integrado capaz de efectuar carga rápida (*Fast Charge*) de baterias de várias químicas. Somente as que são do interesse deste projecto (NiMH e Li-Ion) serão utilizadas.

Ambas as baterias são carregadas inicialmente com uma corrente de carga ajustável, a principal forma de determinação do fim da carga é  $dT/dt$  e por pico de tensão isto para as baterias de NiMH, nas baterias de Li-Ion a detecção é realizada através do valor de tensão que neste caso é de 4.1V por célula. O esquema de montagem realizado encontra-se na figura seguinte.



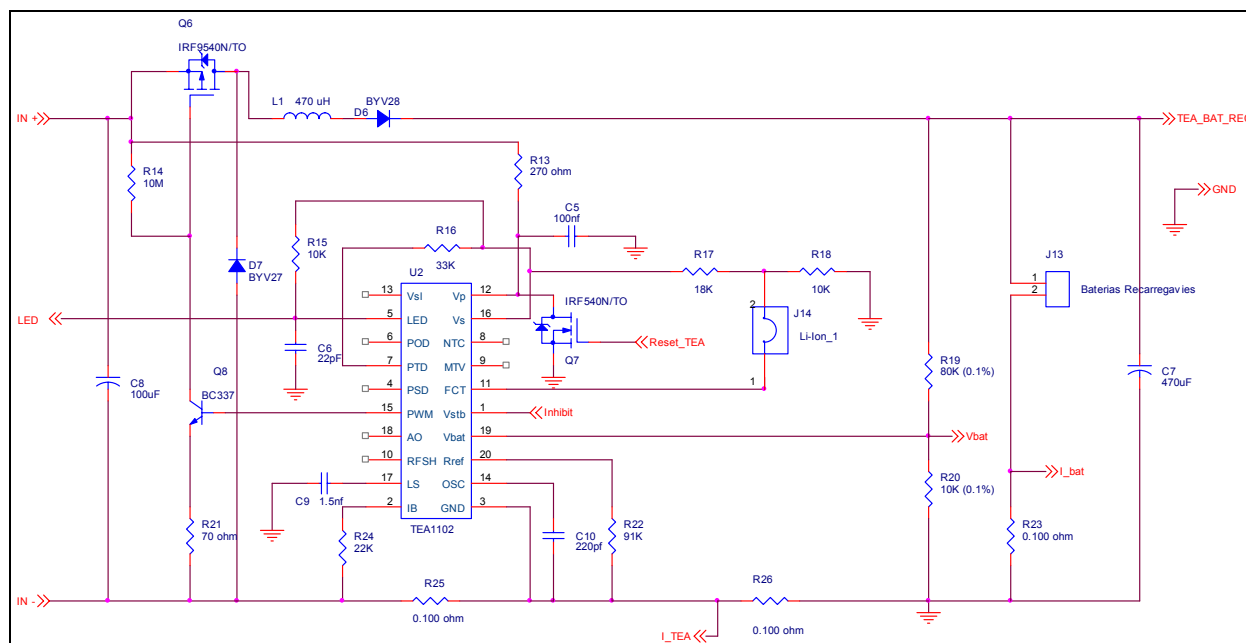


Fig. 18 – Esquema do TEA1102

A saída do LED, será ligada directamente a uma interrupção do microcontrolador, pois assim será possível conhecer de modo exacto a situação actual do integrado. Através das transições pode-se saber se o TEA1102 está em *fast charge*, *top off* ou 100%.

Este integrado é capaz de ser inibido colocando o pino  $V_{stb}$  à massa. Esta situação é particularmente útil quando o microcontrolador necessitar de efectuar a medição da tensão como será abordado no devido tópico.

A escolha da química da bateria recarregável pode ser realizada através dos conectores J11 e J14. De notar que por defeito a ligação está feita baterias de NiMH, sendo que nesta situação os conectores estão desligados, para seleccionar as baterias de Li-Ion deve-se ligar os conectores.

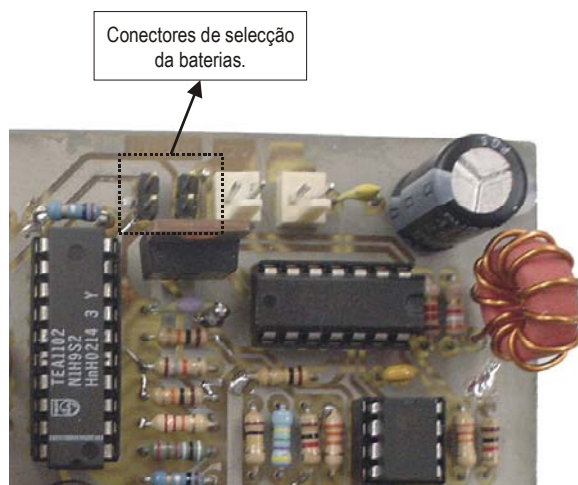


Fig. 19 – Localização dos conectores de selecção das baterias

### 8.3.1 Carregamento de NiMH

A carga das baterias NiMH começa sempre com um período de *fast charge*. Neste tipo de baterias, o fim de carga é detectado através de  $dT/dt$  e/ou por tensão de pico. Após o período de *fast charge* segue-se o *top-off*. Neste estado a bateria é carregada até à capacidade máxima por uma corrente de carga baixa.

O modo de *fast charge* inicia-se quando aparece uma tensão à entrada do integrado. Durante este período de carga a tensão e a temperatura serão monitorizadas. No presente caso será retirada a possibilidade de senso rizar a temperatura, pois esse mecanismo será implementado pelo microcontrolador. Ter-se-á, portanto, somente a terminação por tensão de pico. O integrado apresenta um tempo de *hold-off* no início da sessão em que a detecção da tensão de pico é inibida.

### 8.3.2 Carregamento de Li-Ion

Este tipo de carregamento é consideravelmente diferente das baterias de NiMH. As baterias são carregadas com, aproximadamente, 0.15C se a sua tensão por bateria é inferior a 0.9V. Com as baterias em boa condição a tensão eleva-se rapidamente acima dos 0.9 Volts. Se a tensão por bateria se encontra acima dos 0.9 Volts a corrente de carga é a corrente de *fast charge* programada.

A condição de bateria cheia é detectada quando a tensão atinge os 4.1V. Quando esta condição se verifica o TEA1102 muda para o modo *Fill-Up* que consiste em regulação de tensão.

### 8.3.3 Método de carga e inicialização do TEA1102

Quando o integrado liga, a lógica de controlo marca o modo de inicialização do bloco de temporização. Depois da inicialização, os pinos que são utilizados para programar, funcionam como saídas.

O pino **FCT** do integrado serve para indicar o tipo de química presente na bateria. Se este pino está a 1.25V indica que estão presentes baterias de Li-Ion, se estiver no ar, indica que baterias NiMH estão ligadas.

A corrente de *fast-charge* é sensorizada através de uma resistência baixa, neste caso 0,1 Ohm ( $R_{sense}$ ), e é dada pela fórmula:

$$I_{fast\_charge} * R_{sense} = R_b * I_{ref}$$

sendo no nosso caso

$$R_{sense} = R_{25} \quad e \quad R_b = R_{24}$$

#### Equação 1

Ora como nós pretendemos carregar as baterias com o maior valor possível de corrente para assim poder-mos reduzir o tempo de carga das baterias, assim vamos fixar o valor da corrente de *fast-charge* para o valor de 0,5C ou seja pretende-mos um valor de  $I_{fast\_charge} = 3A$  isto porque temos 3 *packs* de baterias de 2000 mA cada *pack* em paralelo o que equivale a 6000 mA ao total. Ao fixar-mos o valor da corrente de *fast-charge* no valor de 3 A não estamos a afirmar que elas serão carregadas com 3 A (até porque os painéis solares não disponibilizam este valor de corrente), apenas estamos a limitar o valor máximo a que elas podem ser carregadas. Assim teremos:

$$\frac{R_b}{R_{sense}} * I_{ref} = 3000mA$$

#### Equação 2

A resistência  $R_{22}$  dá o valor de  $I_{ref}$ , pois a tensão no pino  $R_{ref}$  é fixa, 1,25 Volts. Esta resistência influencia a frequência de oscilação, e consequentemente o tempo de *time out*, logo fixou-se em medida das necessidades  $R_{22}$  em 91 k $\Omega$ . O objectivo da escolha desta configuração da resistência  $R_{22}$  é obter um tempo de *time-out* o maior possível, isso é possível verificar na figura seguinte em que para uma resistência de 91 K $\Omega$  e um condensador de 220 pF obtém-se o tem de *time-out* de 180 minutos. Sendo assim, a resistência  $R_{24}$  fica com o valor de 22 K $\Omega$ .

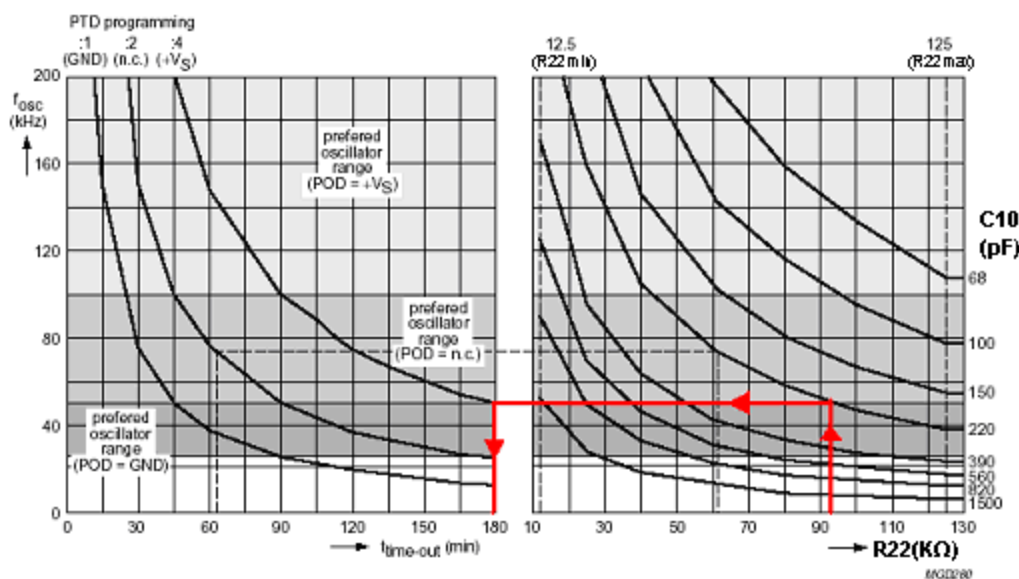


Fig. 20 – Tempo de Time-out em função de R22 e PTD com C10 como parâmetro

O integrado tem dois modos de funcionamento, linear ou em PWM. O pino de saída do modo linear é o AO. Neste modo as perdas são grandes pelo que se optou pelo modo de PWM, que ataca o transístor MOSFET provocando a comutação. A tensão LS é comparada internamente com o oscilador enviando então o sinal de comando para a topologia SMPS em questão. O máximo *duty cycle* é de 79%, tal qual consta na folha de características do TEA1102.

O divisor de tensão que liga ao pino  $V_{bat}$  do integrado é utilizado para medir a tensão nas baterias. Quando esta medição é feita, a corrente de carga é regulada para zero, reduzindo assim a influência da topologia de carga na medição. O tempo em que a corrente é regulada para zero, é bastante pequeno, sendo o suficiente para o AD do TEA1102 adquirir a tensão a guardar de seguida.

Tal como já foi mencionado, o estado de *fast charge*, passa para *top-off* por tensão de pico e/ou  $dT/dt$ . Na implementação, retirar-se-á a medição da temperatura, pois isso será feito pelo microcontrolador. A passagem de *top-off* para *fast charge*, é somente com o “reset” do integrado, de notar que este integrado não apresenta nenhum pino de *reset*, assim quando aqui falamos em “reset” do integrado falamos em cortar a alimentação ao mesmo. Tal circuito será explorado na secção do microcontrolador. A passagem para o modo de *standby*, é somente feita por tempo, sendo este tempo da ordem de 1 hora. Tal situação não é interessante devido à variabilidade do painel solar à entrada.

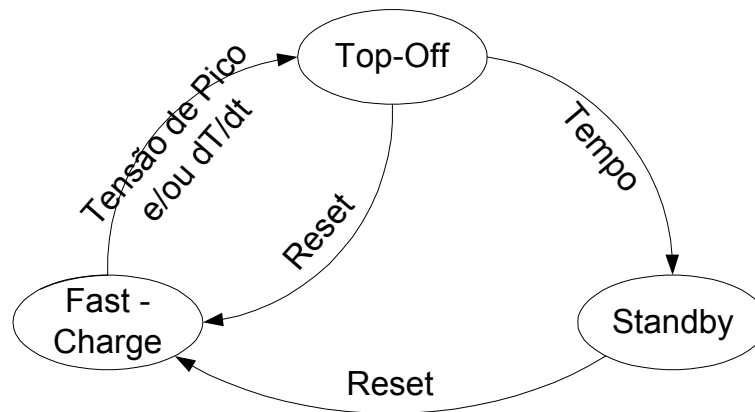


Fig. 21 – Diagrama de blocos dos estados do TEA1102

#### 8.4 Regulador de tensão de 12V para 5V

Por razões de consumo foi decidido optar por um regulador de tensão comutado, assim a escolha incidiu pelo regulador da Texas Instruments TL497ACN.

O regulador foi instalado na configuração de *Step-Down* de forma a apresentar na saída uma tensão regulada de 5V e por neste nível o consumo de corrente ser inferior a 200mA o circuito será apresentado na sua forma mais simples em que a corrente de saída máxima será de 250mA correspondendo a uma corrente de limitação  $I_{PK}$  de 500mA O esquema da montagem do circuito foi o seguinte.

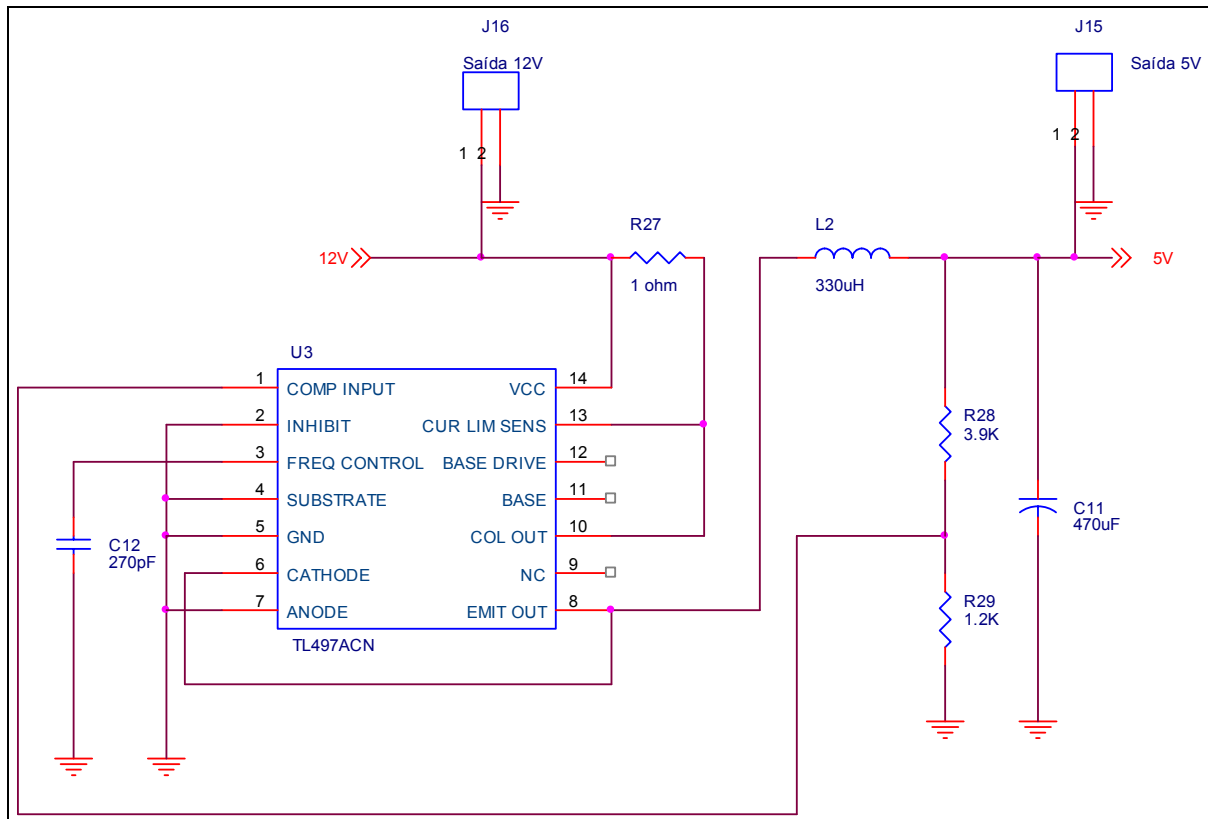


Fig. 22 – Esquema de Implementação do Regulador de 5V

Em termos da implementação final as suas tensões são disponibilizadas nos conectores J15 e J16 como é apresentada na figura 23.

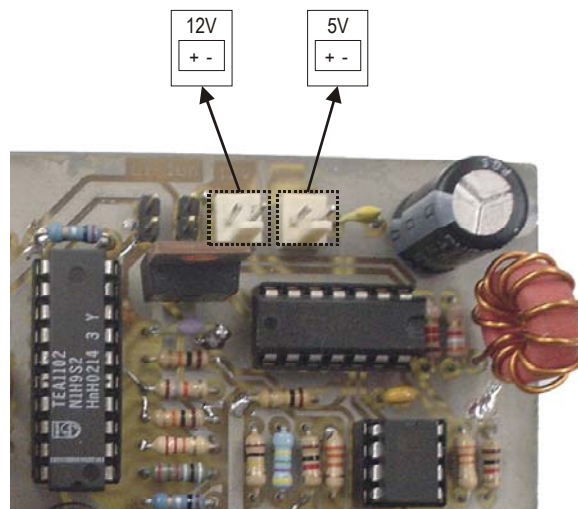


Fig. 23 – Localização das alimentações de 12 e 5 Volts

## 8.5 Microcontrolador

Como explicado anteriormente o microcontrolador utilizado é o AT90S8535. Este micro permite efectuar as operações desejadas. Entre as suas características salienta-se a presença de 8 canais AD, que vão ser utilizados na sensorização das grandezas em causa, bem como uma UART programável

### 8.5.1 ADC's

As grandezas a medir no presente caso são as correntes de carga e correntes da bateria, bem como a tensão nas mesmas. Vai-se também efectuar a medição da temperatura por um NTC.

O bloco ADC do AT90S8535 tem uma referência de tensão para fim de escala, AREF. O seu valor será fixo e igual à alimentação do mesmo.

A necessidade de sensorização prende-se com o facto de haver a necessidade do conhecimento das grandezas do sistema em jogo a cada instante. Em seguida, colocar-se-á os diversos circuitos e análises em exposição.

#### 8.5.1.1 Corrente das baterias

A corrente das baterias recarregáveis pode assumir um valor positivo ou negativo, ao contrário de outras medições em que o resultado é sempre positivo. A corrente é positiva no caso em que as baterias fornecem energia, e negativa no caso em que recebem energia (estão a ser carregadas). A necessidade de medição desta grandeza negativa, leva a que a seguinte topologia seja utilizada.

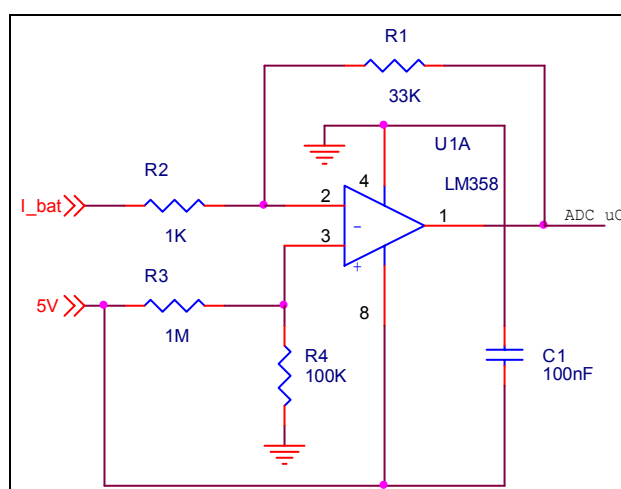


Fig. 24 – Circuito de medição da corrente das baterias recarregáveis

Esta configuração diferencial do amp-op é dada pela fórmula:

$$V_{out} = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} * V_2 - \frac{R_1}{R_2} V_1$$

**Equação 3**

Em que, no presente caso  $V_1$  assume a forma de entrada em tensão e  $V_2$  (= 5 Volts) é constante. É de realçar que a entrada  $V_1$ , denominada na figura anterior **I\_bat** é na verdade uma tensão, referida à massa, ao terminal de uma resistência de precisão de 0,1 Ohms. Esta ambiguidade de informação deve-se à cópia integral do desenho do *ORCAD*.

O ponto médio, representa então uma corrente nula e é dado pela primeira parcela do lado direito da equação 3. A tensão  $V_1$  se for positiva, caso da corrente da bateria negativa, eleva-se acima do ponto médio, se for negativa, virá para valores inferiores ao ponto médio, e significa que a corrente que atravessa a bateria é positiva. Logo a aplicação do microcontrolador quando registar uma tensão igual à do ponto médio, interpreta como corrente nula.

A necessidade de ler a corrente da bateria prende-se com a necessidade de informação da capacidade que esta tem. Uma medida de integração da corrente é efectuada para conhecer com precisão estes valores. Se a corrente da bateria é positiva, isto é, não está a ser carregada, a capacidade desce, se a corrente é negativa, a capacidade aumenta, pois significa que está a receber corrente do TEA1102, ou seja da fonte de energia a montante da bateria.

### **8.5.1.2 Corrente do TEA1102**

A corrente que o TEA1102 está a regular será também medida, para posterior informação de sistemas a jusante.

A configuração do amp-op está ilustrada a seguir.



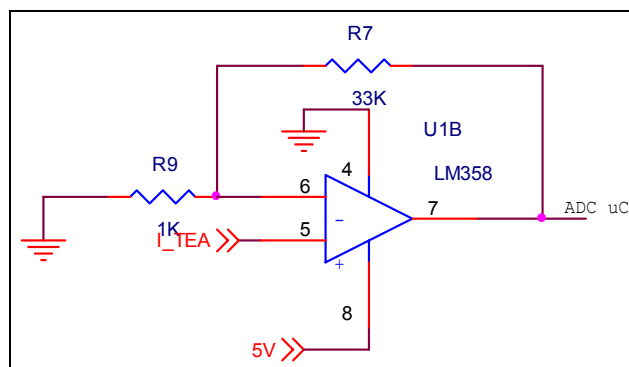


Fig. 25 – Circuito de medição da corrente do TEA1102

Esta configuração, não inversora, é dada pela fórmula:

$$V_{out} = -\frac{R_7}{R_9} V_{in}$$

Equação 4

Novamente, e como no caso do ponto anterior, a denominação **I\_TE A** da figura precedente, trata-se de uma tensão aos terminais de uma resistência de precisão de 0,1 Ohms. A tensão aos terminais dessa resistência é negativa, razão essa que leva a escolher a configuração não inversora. Para o presente caso, o ganho em tensão é igual a 33 V/V.

### 8.5.1.3 Tensão das baterias

A medição da tensão das baterias será directa, ou seja, sem nenhum *buffer*. Quando o microcontrolador efectuar uma medição é necessário fazer previamente uma inibição do mesmo para que a corrente de carga seja zero. Isto é exactamente o que o integrado e, mas neste caso, será forçado pelo microcontrolador.

### 8.5.1.4 Temperatura

A temperatura das baterias vai ser medida através de um NTC. Esta medição é importante porque a terminação da carga também é feita através do aumento da temperatura e a sua monitorização é importante. O NTC é colocado próximo das baterias e ligado ao sistema, para que este proceda a sua missão de monitorização da temperatura. A equação que rege a sua resistência em função da temperatura (em Kelvins) é a seguinte.

$$R_1 = R_2 e^{B\left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}\right)}$$

Equação 5

Logo, para achar o coeficiente B:

$$B(K) = \frac{1}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}} * \left(\frac{R_1}{R_2}\right)$$

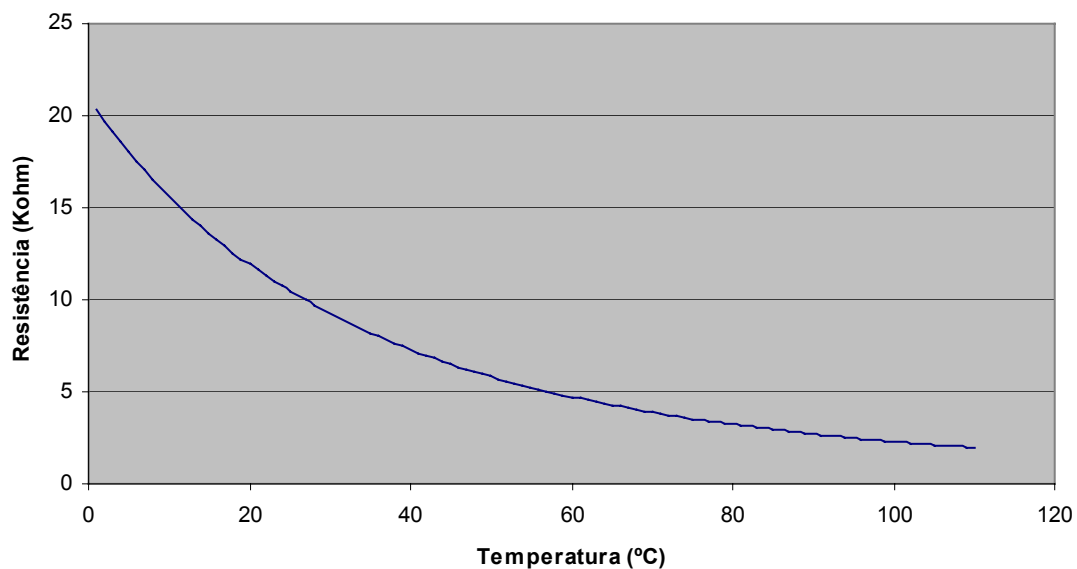
**Equação 6**

O parâmetro B do NTC foi calculado fazendo a medição, com um termopar, da resistência a duas temperaturas diferentes.

<b>Temperatura (°C)</b>	<b>Resistência (Kohm)</b>
26	10,2
45	6,5

**Tabela 5 – Medições de temperatura vs resistência**

O que originou B=2254,87. A curva característica está representada na figura seguinte:

**Fig. 26 - Curva característica do NTC**

O NTC é ligado com uma resistência em série para linearizar a característica e dar como entrada uma tensão no ADC do microcontrolador, proporcional à temperatura.

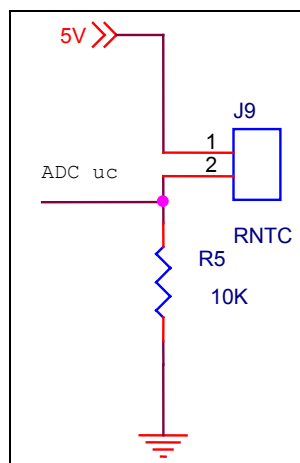


Fig. 27 – Esquema de ligação da NTC

Esta tensão foi linearizada por uma recta, a partir da ferramenta Matlab, em torno de 40 °C.

$$Temperatura(^{\circ}C) = 33,3 \times V - 56,2$$

Equação 7

Esta fórmula é assim introduzida no código do programa para encontrar a temperatura correspondente do NTC. As decisões inerentes à medição da temperatura serão explanadas em mais à frente no relatório.

### 8.5.2 Circuito de “reset” do TEA1102

O integrado, como atrás foi mencionado, precisa de um circuito de “reset”. Tal circuito será implementado com um transístor IRF540, trata-se de um MOSFET de canal N. Quando a alimentação é retirada, o TEA1102, iniciando-se novamente. Este circuito encontra-se representado na figura do circuito do TEA1102.

### 8.5.3 Estado do TEA1102

O estado do TEA1102 será conhecido através da saída LED do mesmo.

Esta saída apresenta as seguintes características:

LED	Estado do TEA1102
Ligado	<i>Fast Charge</i>
Desligado	100% ou <i>refresh</i>
Piscar	Protecção ou inibição

Tabela 6 – Estado do LED

A saída do pino LED será portanto ligada a uma interrupção do microcontrolador. O atendimento dessa mesma interrupção será então utilizado para conhecer o estado actual do

O conhecimento do estado do TEA é importante para saber em que situação ele se encontra e também para a medição da tensão, pois no caso de este se encontrar ligado, é necessário efectuar uma inibição do TEA.

### 8.5.4 Selector de Baterias Primárias

No caso das baterias recarregáveis descarregarem, é necessário inserir um grupo de baterias de *backup* capazes de aguentar o sistema por mais algum tempo. Assim foi necessário realizar um circuito controlado pelo microcontrolador e que consumisse o menor valor possível de energia e que no estado inicial serão as baterias recarregáveis que serão ligadas. O esquema de implementação é representado na figura seguinte.

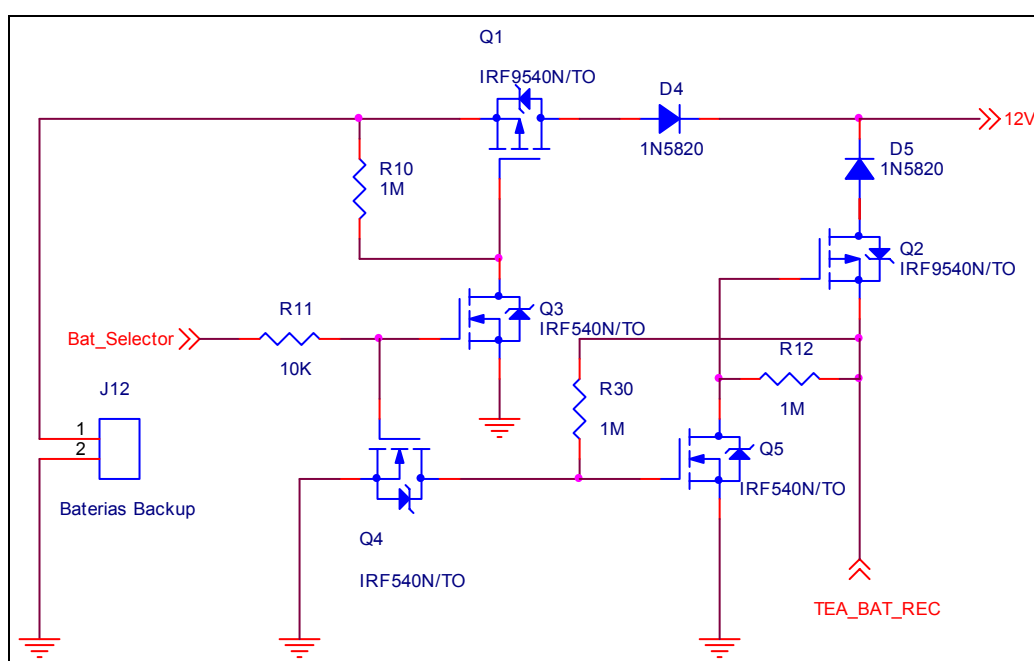


Fig. 28 – Esquema do circuito de seleção das baterias

A entrada do circuito anterior denominada de “Bat\_Selector” trata-se de uma saída digital do nosso microcontrolador. A entrada “TEA\_BAT\_REC” representa a saída do esquema do circuito do TEA1102 apresentado anteriormente.

### 8.5.5 Programa

Usou-se o compilador de C, *avr-gcc*, que é uma ferramenta que faz parte do projecto GNU, encontrando-se sob esta licença. A programação do microcontrolador, é feita com uma placa desenvolvida no LSTS e com o software *pony-prog* via porta série do PC.

O programa desenvolvido, tem como finalidade verificar a condição do sistema. Está visto que a carga das baterias está a cargo do integrado TEA1102, pelo que o microcontrolador, tem apenas que verificar e validar as acções do integrado.

Para tal, o controlo efectuado pelo micro é mínimo, e protagoniza uma medição das grandezas em jogo. As correntes, tensão, e temperatura vão ser medidas pelo microcontrolador, com a electrónica já explicada anteriormente.

Por último este tem que ser capaz de comunicar, e será usada a UART do mesmo para isso.

### **8.5.5.1 Ciclo**

A tarefa de medição da capacidade é feita apartir de um atendimento de uma interrupção do timer 1 do microcontrolador. Apartir da medição feita através do ADC, a corrente é calculada e multiplicada por o tempo do timer. O somatório é feito e assim consegue-se uma medição bastante precisa da capacidade real que a bateria debitou ou consumiu. Portanto frizando este ponto a medida da capacidade é feita independentemente de outra qualquer acção do programa.

O ciclo que compõe o programa, é simples. Executa-se cada 8 segundos sensivelmente. A medição da tensão das baterias é efectuada e verificada se esta desce abaixo dos 0,9 Volts. Se sim então liga as baterias primárias, cujo circuito foi já apresentado previamente. Este é de facto das decisões a tomar. Neste caso envia mensagens periódicas de pânico para a electrónica existente a jusante do sistema. Estas mensagens periódicas só param quando a tensão das baterias é repostas. É portanto necessário que as baterias primárias existentes no sistema sejam capazes de manter a energia por um tempo considerável.

De seguida a temperatura é medida, e se esta ultrapassar o valor de 60° o circuito de carga é inibido até a temperatura voltar para valores aceitáveis.

### **8.5.5.2 Protocolo**

O protocolo implementado, consiste em tramas de *bytes* a ser enviadas do microcontrolador para a bóia e vice-versa.

O primeiro *byte* a ser enviado é sempre um 0xFF, e em todos os outros caracteres seguintes o último bit (LSB) é 0, isto é feito para garantir que não haja nenhum byte de

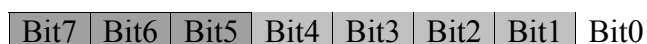
sincronismo a meio da mensagem. É portanto assim inequívoco que 0xFF é um início de uma mensagem.

As informações são identificadas pelos três primeiros bits. A tabela seguinte contém a informação devida.

Bits			Significado	Direccionalidade
0	0	0	Reset do Microcontrolador	Para a bóia
0	0	1	Pergunta/Resposta da capacidade	Ambas
0	1	0	Pergunta/Resposta da tensão das baterias	Ambas
0	1	1	Reservado	----
1	0	0	Reservado	----
1	0	1	Pergunta/Resposta da temperatura	Ambas
1	1	0	Reservado	Ambas
1	1	1	Mensagem de Pânico	Para a bóia

**Tabela 7 – Três últimos bits do protocolo**

Então, as mensagens de resposta tem a seguinte estrutura:



**Fig. 29 – Sequência de bits**

Os bits de 5 a 7, são o cabeçalho, e já foram explicados anteriormente. Os quatro bits que se seguem (bits de 1 a 4), são o corpo da mensagem. Como foi dito atrás, o último bit é sempre zero.

As respostas, seguem uma sequência relativa ao corpo da mensagem, respectivamente:

- Sinal do número a enviar (só no caso da capacidade e temperatura)
- Tamanho do número a enviar
- Número
- Verificação de erros

O último byte, que na listagem atrás é “verificação de erros”, consiste num XOR de todos os *bytes* enviados anteriormente. Quando o *parse* é feito, e um erro surge, isto é o último bit não é o *XOR* de todos os outros, a mensagem é descartada. O corpo da mensagem, esses 4 bits (16 possíveis combinações) detalhadamente explicados na figura 29 enviam, no caso do número, o valor das suas casas decimais. Acontece que esses bits estão utilizados de 0 a 9. Logo o valor do sinal negativo nesta codificação é 10 (1010 em binário) e o positivo é 11 (1011 em binário).

Por exemplo, se a resposta a uma pergunta de capacidade for  $-10$ , a sequência que o microcontrolador envia é:

	Hexadecimal	Binário								Significado
1	0xFF	1	1	1	1	1	1	1	1	Byte de sincronismo
2	0x36	0	0	1	1	0	1	1	0	Sinal (-) Porque se trata da capacidade
3	0x24	0	0	1	0	0	1	0	0	Tamanho <b>N</b> de casas decimais a enviar (2)
4	0x22	0	0	1	0	0	0	1	0	1º número (1)
5	0x20	0	0	1	0	0	0	0	0	2º número (0)
6	0x10	0	0	0	1	0	0	0	0	<i>XOR</i> de todos os bytes excepto o 0xFF

Para quem faz o *parse*, tendo um número **N** de casas decimais, basta ir multiplicando o número que recebe por  $10^{(N-n)}$  e somando ao anterior. Sendo *n* o número de sequência que recebe começando em 1.

As perguntas são sempre feitas, enviando um primeiro byte 0xFF e o segundo com os 3 primeiros bits referentes à resposta, os 4 bits do corpo da mensagem são descartados, e o último bit é sempre zero. Isto não é válido para a capacidade, pois existe a possibilidade de se fazer um reset da mesma. O reset é feito enviando os 4 bits do corpo da mensagem a 0 (0x0) e a pergunta é feita se os mesmos forem 1's (0xF). Exemplo a seguir

	1º byte	2º byte								
		hexadecimal	Binário							
Pergunta	0xFF	0x3E	0	0	1	1	1	1	1	0
Reset		0x20	0	0	1	0	0	0	0	0

## 8.6 Programa de LOG

Foi desenvolvida uma pequena aplicação em Delphi para efectuar a tarefa de logging.

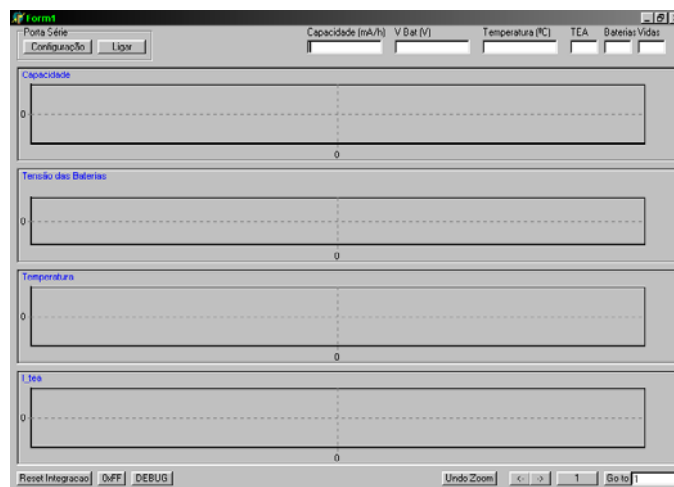


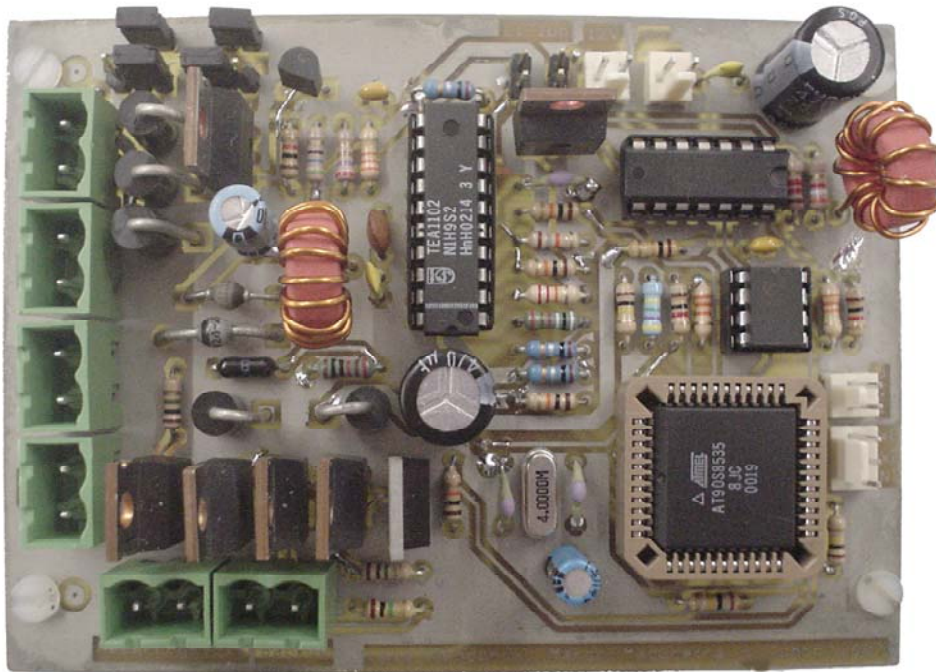
Fig. 30 – Programa de LOG

Esta aplicação serviu para retirar os valores das grandezas, durante um certo tempo, valores esses que serviram para observar o comportamento do sistema durante um ciclo diário.

## 8.7 Placa de circuito impresso

Finalmente o desenvolvimento de toda a fase da implementação culminou com a construção de um protótipo inicial o qual sofreu umas alterações e de um protótipo final, ambos os protótipos foram realizados em placas de circuito impresso de dupla face. Todo o desenvolvimento do projecto das placa de circuito impresso foi realizado através do software orcad, em que foi não só desenvolvido todos os esquemas de circuitos apresentados anteriormente bem como todo o desenho da placa de circuito impresso. O esquema de impressão de ambas as faces da placa de circuito impresso é apresentado na documentação existente em anexos.





**Fig. 31 – Protótipo final**

A figura acima é o protótipo final que serviu para realizar os testes finais.

## 9 RESULTADOS OBTIDOS

Com o sistema resultante foi decido realizar um teste para ser verificada não só a viabilidade do sistema bem como o comportamento deste perante um ciclo diário.

Este teste teve início no dia 16 de Julho de 2003 às 13:43 e para tal foi montado o nosso sistema no telhado do edificio I da faculdade para assim simular o melhor possível a utilização a que este sistema será sujeito. Após ter sido ligado o sistema o mesmo foi debitando os dados da capacidade das baterias e tensão das mesmas, os dados foram recolhidos num computador portátil como o software anteriormente referido, os dados eram recolhidos com um período de amostragem de cerca de 8 segundos, ao nosso sistema foi colocado uma carga inicial nos 12V com um valor a simular a situação em que a bóia encontra-se com o rádio desligado ou seja não está a transmitir dados, por fim após uma hora e trinta minutos foi decidido aumentar a carga para um valor correspondente a um consumo de corrente de 190 mA, este valor corresponde ao valor médio de consuma da bóia com o rádio em transmissão de dados.

De notar que no dia 16 de Julho o céu esteve coberto de nuvens tendo ainda havido lugar à ocorrência de aguaceiros, no dia seguinte o céu já não se encontrava totalmente coberto havendo ainda algumas nuvens.

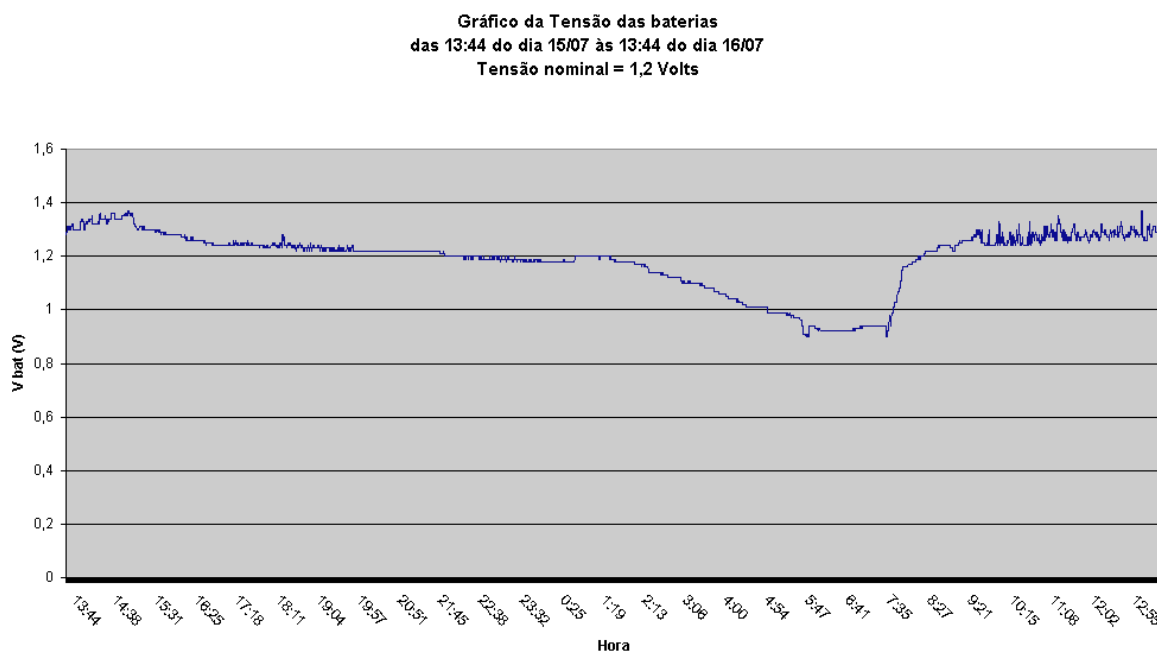


Fig. 32 - Gráfico da tensão das baterias

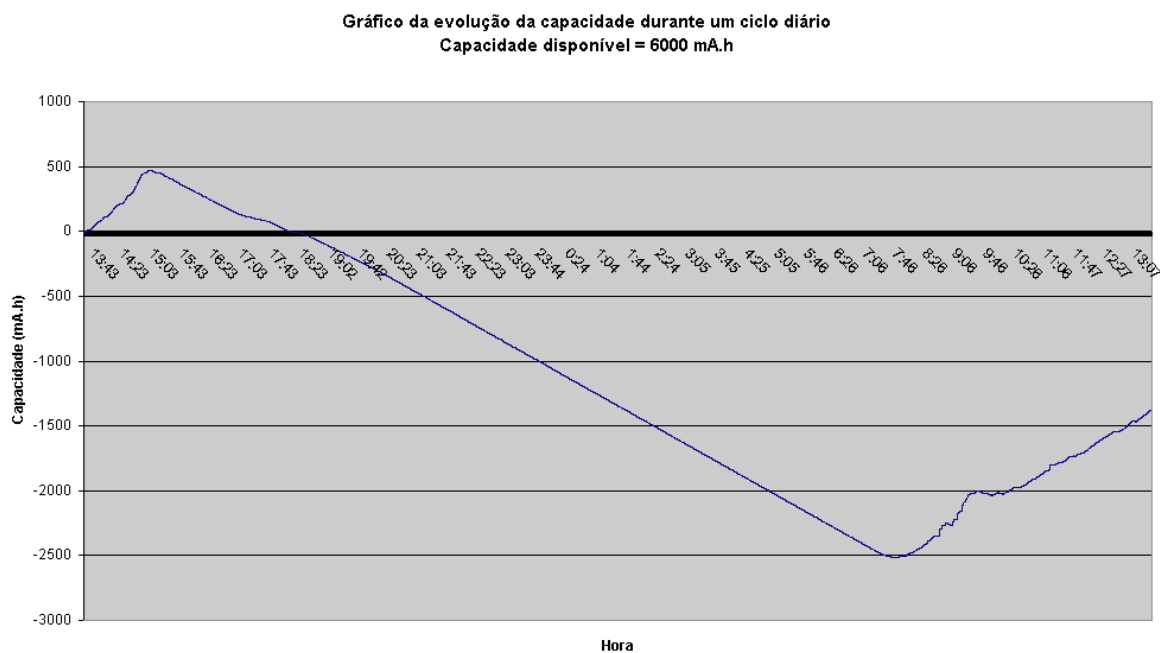


Fig. 33 – Gráfico da capacidade

Dos dados apresentados anteriormente é possível verificar que durante o período inicial com a primeira carga os painéis solares mesmo com condições atmosféricas adversas conseguiu ainda assim debitar um valor de corrente que permitiu carregar as baterias e alimentar a carga, após o aumento da carga o valor de corrente debitado pelos painéis solares já não era suficiente para alimentar o sistema, daí o decréscimo da capacidade das baterias, este decréscimo teve uma ligeira alteração entre o período das 17 horas às 18:20 isto porque tratou-se de um período com um pouco de sol. Finalmente é claramente possível verificar que quando se iniciou o novo dia já com algum o sol o nosso sistema foi capaz de carregar as baterias e de alimentar a nossa carga.

## 10 CONCLUSÕES

Ao longo deste semestre de trabalho intensivo foi possível chegar a várias conclusões. O uso de painéis solares revela-se uma boa solução para tornar este sistema viável em termos de alimentação. O estudo das características do painel foi conclusivo para o presente caso. Conclui-se também que a colocação dos painéis na horizontal é a melhor solução, isto porque não há controlo sobre a orientação da bóia.

Em relação às baterias de recarregáveis, apesar da escolha ter recaído sobre as de NiMH, a química iões de lítio não foi esquecida. A aquisição destas últimas não foi possível devido a factores externos. Apesar de tudo a escolha da química NiMH revelou-se uma boa opção aumentando a viabilidade do sistema, e com a franca evolução das mesmas em termos de capacidade disponível, o uso destas poderá significar um aumento acrescido da viabilidade.

Através dos testes realizados com o protótipo final conclui-se inequivocamente que a funcionalidade apresentada é altamente satisfatória, cumprindo os requisitos do projecto.

No que a nós diz respeito este projecto revelou-se ser bastante produtivo no que diz respeito aquisição de novos conhecimentos bem como a possibilidade de implementar e fomentar outros conhecimentos obtidos durante este período académico.

Pensamos que este projecto foi não só uma boa aposta mas também uma agradável surpresa.

---

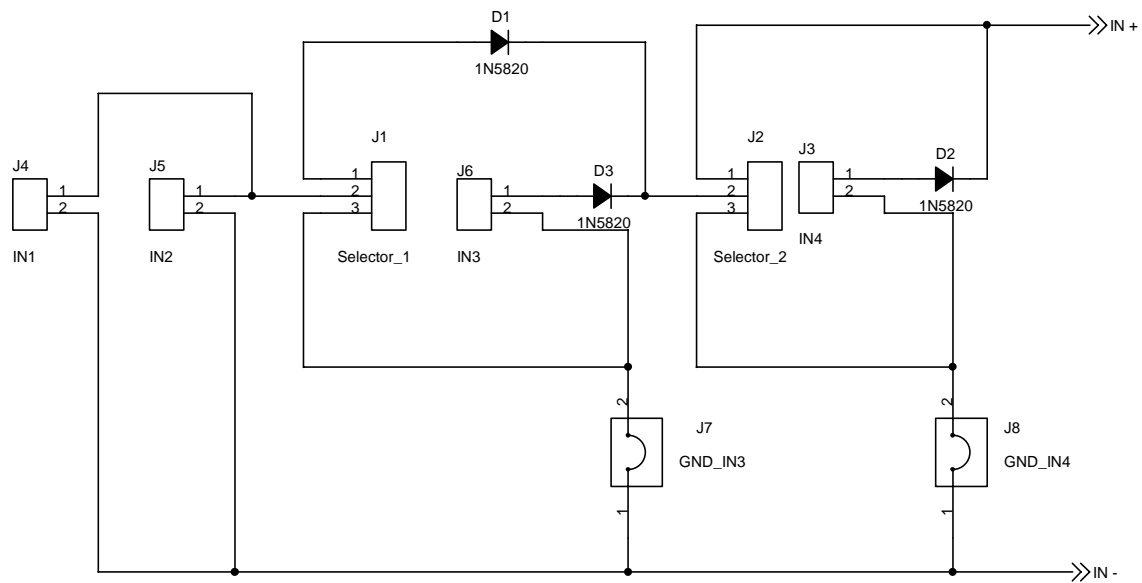
Luís Mendonça

---

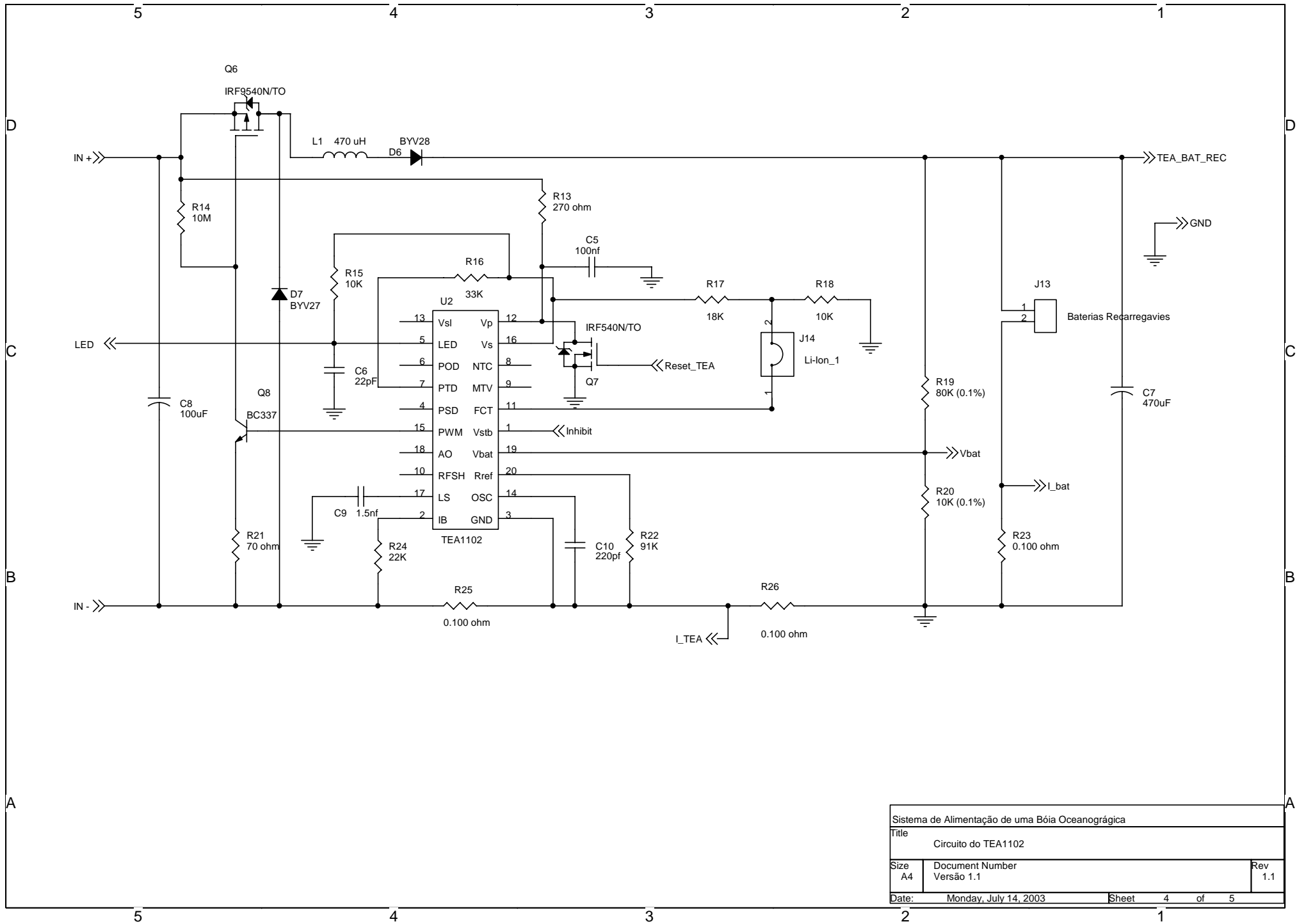
Marco Madureira

# **ANEXOS**

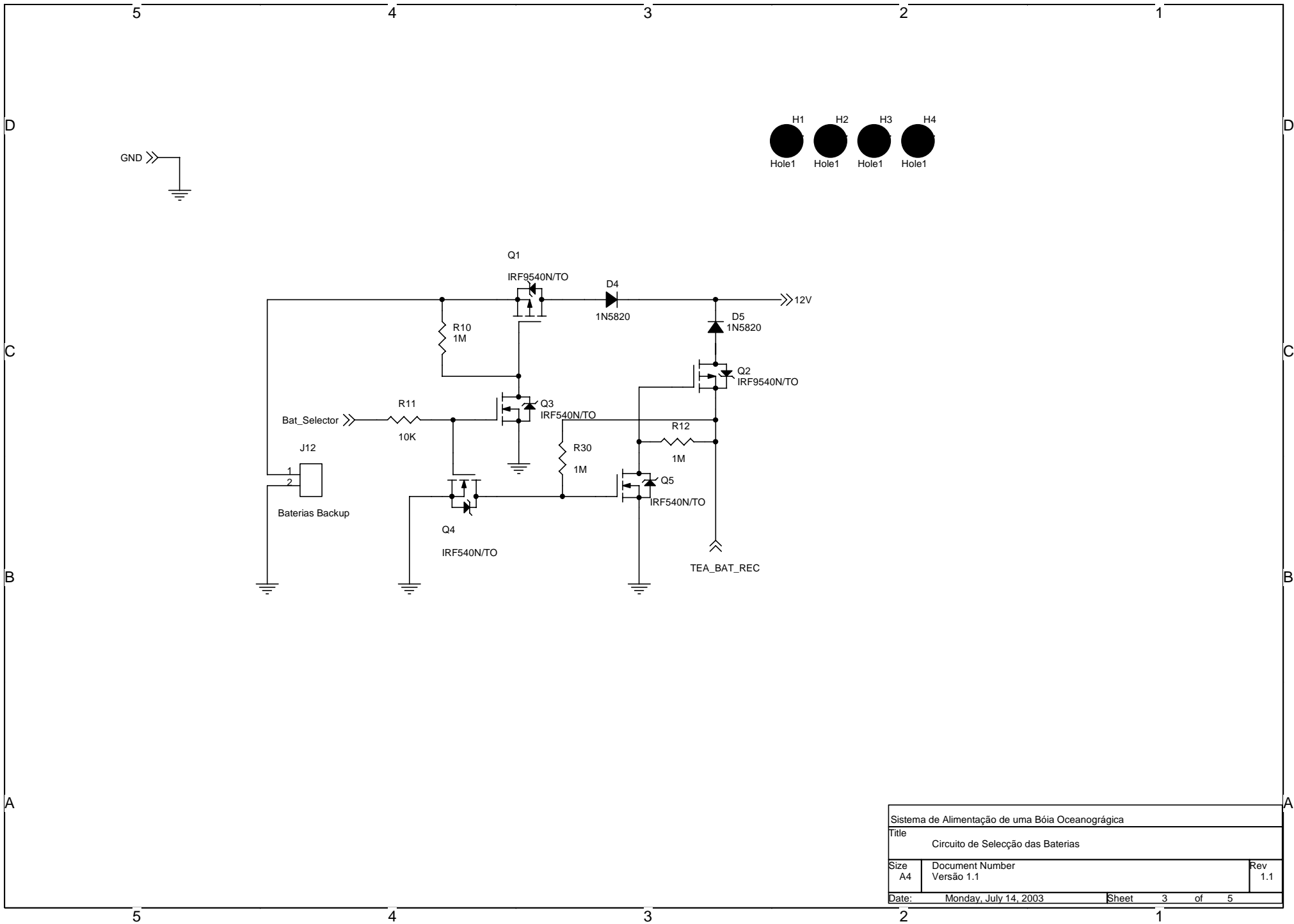
1 - Positivo  
2 - Negativo



Sistema de Alimentação de uma Bóia Oceanográfica		
Title		
Circuito de Entrada das Alimentações		
Size	Document Number	Rev
A4	Versão 1.1	1.1
Date:	Monday, July 14, 2003	Sheet 1 of 5

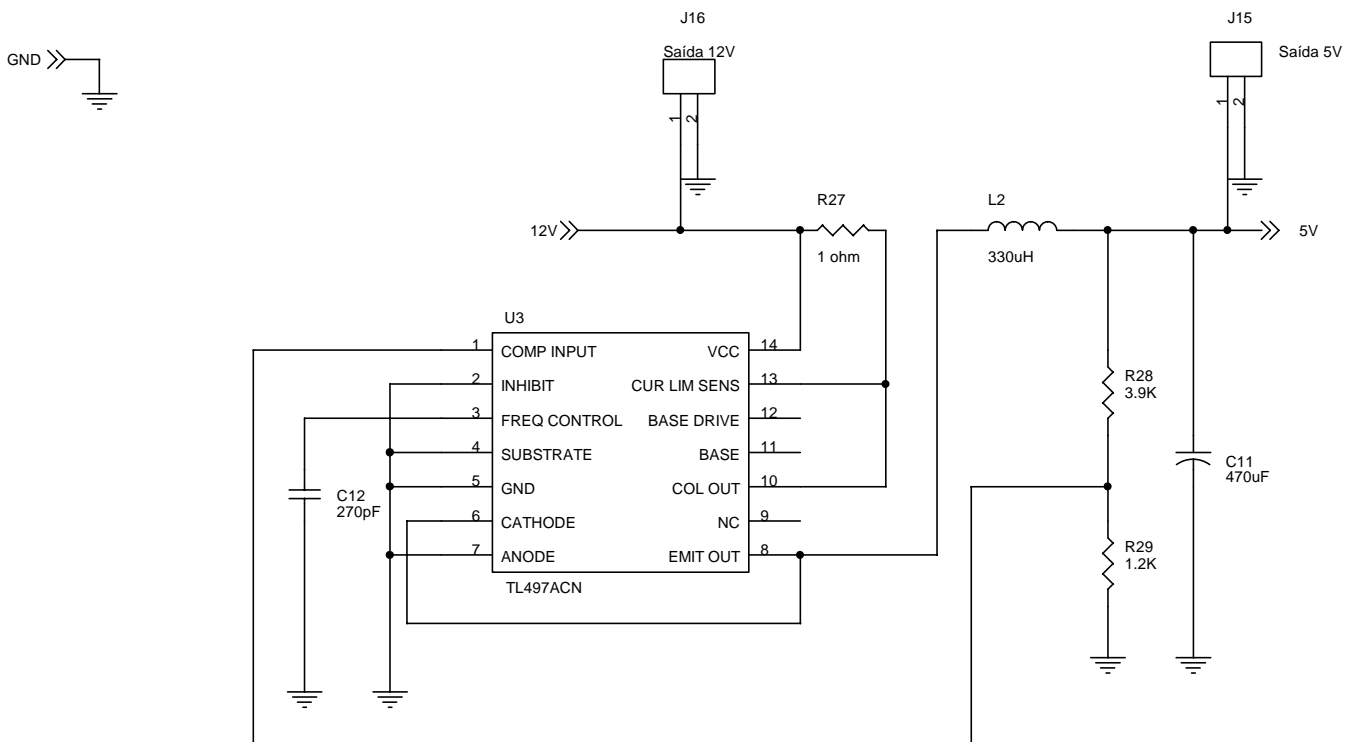


Sistema de Alimentação de uma Bóia Oceanográfica		
Title		
Circuito do TEA1102		
Size	Document Number	Rev
A4	Versão 1.1	1.1
Date:	Monday, July 14, 2003	Sheet 4 of 5

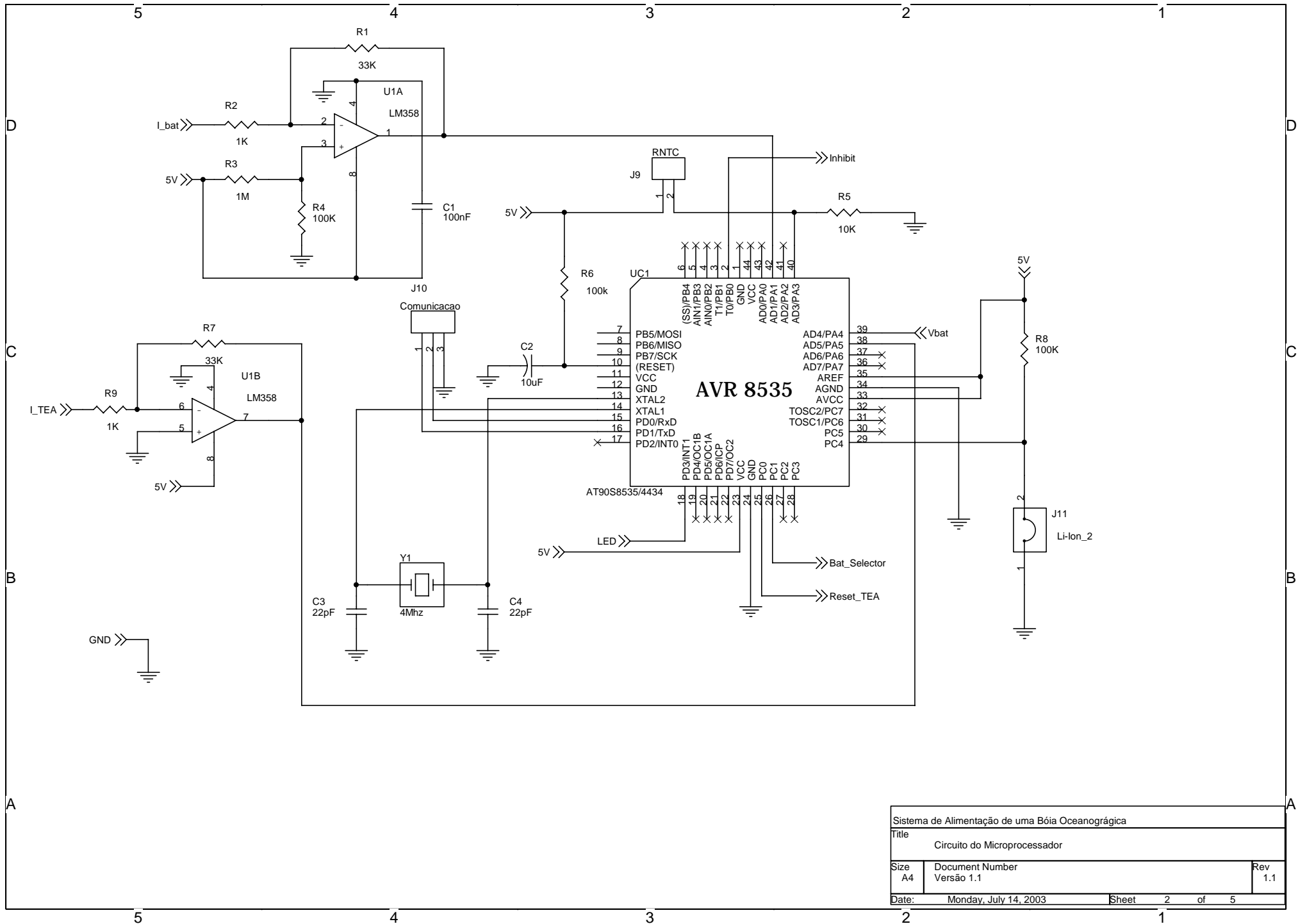


Sistema de Alimentação de uma Bóia Oceanográfica		
Title Circuito de Seleção das Baterias		
Size A4	Document Number Versão 1.1	Rev 1.1
Date: Monday, July 14, 2003	Sheet 3	of 5





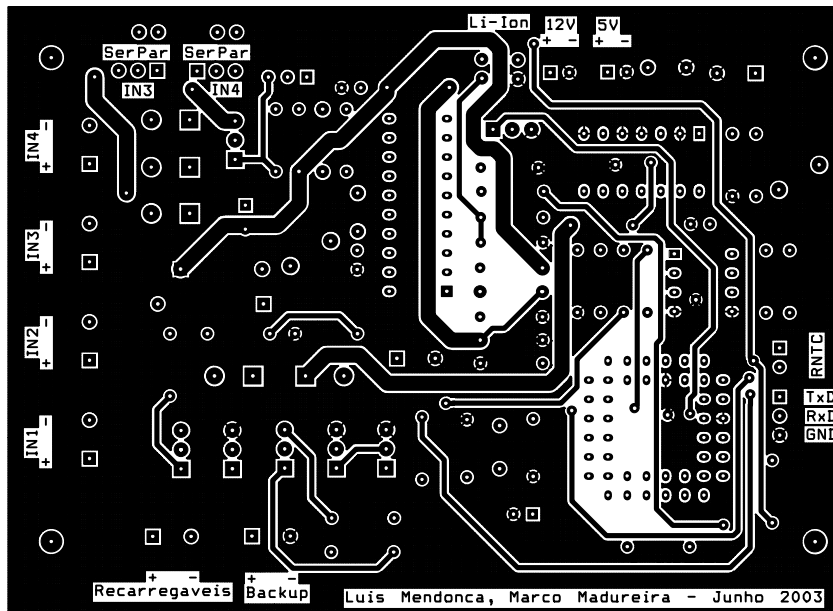
Sistema de Alimentação de uma Bóia Oceanográfica		
Title		
Circuito de Conversão de 12 para 5 Volts		
Size	Document Number	Rev
A4	Versão 1.1	1.1
Date:	Monday, July 14, 2003	Sheet 5 of 5

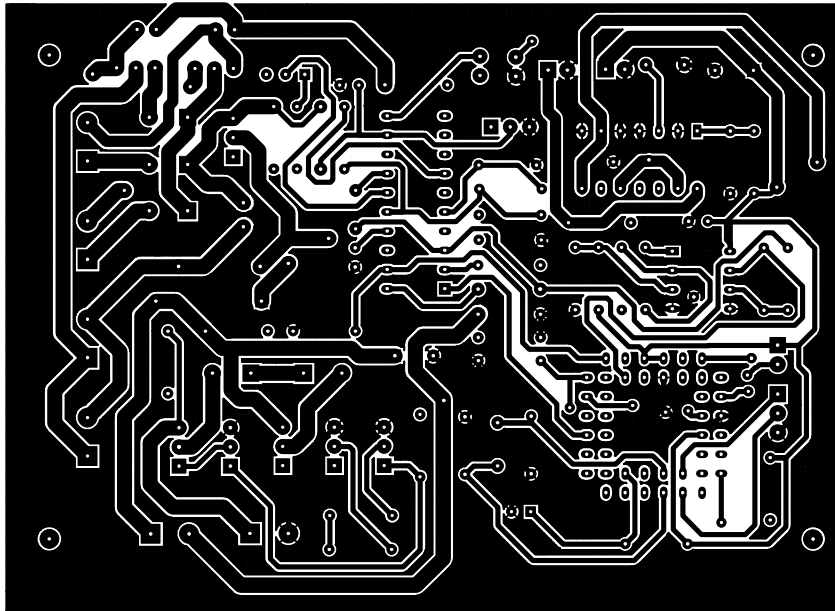


Sistema de Alimentação de uma Bóia Oceanográfica		
Title		
Circuito do Microprocessador		
Size	Document Number	Rev
A4	Versão 1.1	1.1
Date:	Monday, July 14, 2003	Sheet 2 of 5

Item	Quantity	Reference	Part
1	2	C5,C1	100nF
2	1	C2	10uF
3	3	C3,C4,C6	22pF
4	2	C11,C7	470uF
5	1	C8	100uF
6	1	C9	1.5nf
7	1	C10	220pf
8	1	C12	270pF
9	5	D1,D2,D3,D4,D5	1N5820
10	1	D6	BYV28
11	1	D7	BYV27
12	4	H1,H2,H3,H4	Hole1
13	1	J1	Selector_1
14	1	J2	Selector_2
15	1	J3	IN4
16	1	J4	IN1
17	1	J5	IN2
18	1	J6	IN3
19	1	J7	GND_IN3
20	1	J8	GND_IN4
21	1	J9	RNTC
22	1	J10	Comunicacao
23	1	J11	Li-Ion_2
24	1	J12	Baterias Backup
25	1	J13	Baterias Recarregavies
26	1	J14	Li-Ion_1
27	1	J15	Saída 5V
28	1	J16	Saída 12V
29	1	L1	470 uH
30	1	L2	330uH
31	3	Q1,Q2,Q6	IRF9540N/TO
32	4	Q3,Q4,Q5,Q7	IRF540N/TO
33	1	Q8	BC337
34	3	R1,R7,R16	33K
35	2	R9,R2	1K
36	4	R3,R10,R12,R30	1M
37	3	R4,R6,R8	100K
38	4	R5,R11,R15,R18	10K
39	1	R13	270 ohm
40	1	R14	10M
41	1	R17	18K
42	1	R19	80K (0.1%)
43	1	R20	10K (0.1%)
44	1	R21	70 ohm
45	1	R22	91K
46	3	R23,R25,R26	0.100 ohm

47	1	R24	22K
48	1	R27	1 ohm
49	1	R28	3.9K
50	1	R29	1.2K
51	1	UC1	AT90S8535/4434
52	1	U1	LM358
53	1	U2	TEA1102
54	1	U3	TL497ACN
55	1	Y1	4Mhz





The smallest of BP Solar's SX™ module series, BP SX 5 and BP SX 10 photovoltaic modules operate DC loads with small to moderate energy requirements. With 36 multicrystalline cells in series, they charge 12V batteries efficiently in virtually any climate. Typical commercial applications of these modules, which generate nominal maximum power of 4.5 watts and 10 watts respectively, include remote telemetry, instrumentation systems, security sensors, and signals.

### SX 5M and SX 10M

The versatile Multimount™ frame of the SX 5M and SX 10M provides great flexibility in mounting approach. Oriented parallel to the edge and back of the module, its dual channels accept the heads of 8mm or 5/16" hex bolts, allowing the module to be mounted from the side or back. Bolts may be located anywhere along the channels, a configuration which prevents them from turning during tightening and allows installation with just one wrench.



**Multimount™ Frame**  
(shown with end caps removed)

Output of the SX 5M and SX 10M is via a 4.6m (15 foot) PVC-jacketed 1mm<sup>2</sup> (AWG 18-2) cable which terminates in a low-profile junction box on the module back. Epoxy-potted in the box, module electrical connections are sealed against corrosion and effectively strain-relieved. The modules are intended for single-module applications with DC system voltage not exceeding 30 volts, and may be ordered in either 6V or 12V nominal voltage.



**Universal Frame**

### SX 10U

The SX 10U includes a heavy-duty Universal frame and a high-capacity junction box which accepts cable or conduit and provides field-selectable dual voltage output. Optionally, this junction box can be fitted with:

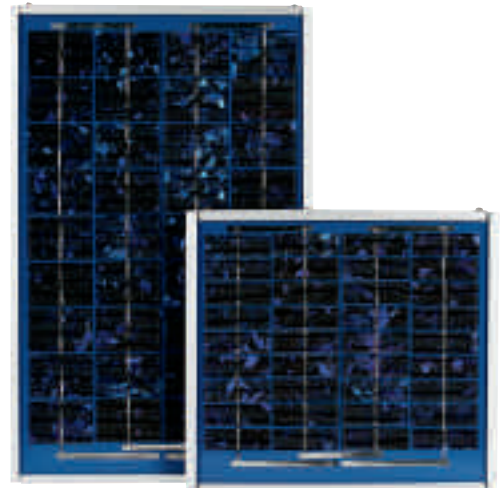
- blocking and bypass diodes;
- an oversize terminal block which accepts conductors up to 25mm<sup>2</sup> (AWG #4); standard terminals accept up to 6mm<sup>2</sup> (AWG #10);
- a Solarstate™ charge regulator.

The SX 10U junction box may be field-wired to provide 12V or 6V nominal output. Six-volt modules are intended to support 6V loads, and are not recommended as series elements in higher voltage arrays. The SX 10U meets NEC requirements for use in systems up to 600 VDC, and is approved by Factory Mutual Research for application in NEC Class 1, Division 2, Groups C & D hazardous locations.

### Limited Warranties

- Power output for 10 years;
- Freedom from defects in materials and workmanship for 1 year.

See our website or your local representative for full terms of these warranties.



**SX 10M and 5M**

### Quality and Safety

All SX 5 and 10 modules are manufactured in ISO 9001-certified factories and are:

- listed by Underwriter's Laboratories for electrical and fire safety (Class C fire rating);
- certified by TÜV Rheinland as Class II equipment.
- compliant with the requirements of IEC 61215 and including:
  - repetitive cycling between -40°C and 85°C at 85% relative humidity;
  - simulated impact of 25mm (one-inch) hail at terminal velocity;
  - a "damp heat" test, consisting of 1000 hours of exposure to 85°C and 85% relative humidity;
  - a "hot-spot" test, which determines a module's ability to tolerate localized shadowing (which can cause reverse-biased operation and localized heating); static loading, front and back, of 2400 pascals (50 psf); front loading (e.g. snow, U only) of 5400 pascals (113 psf).



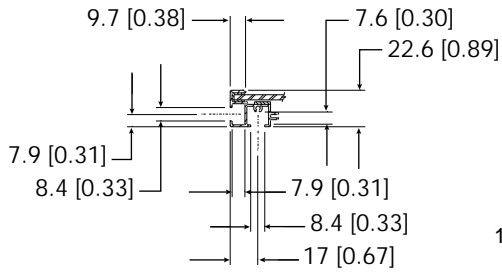
## Mechanical Characteristics

### Weight

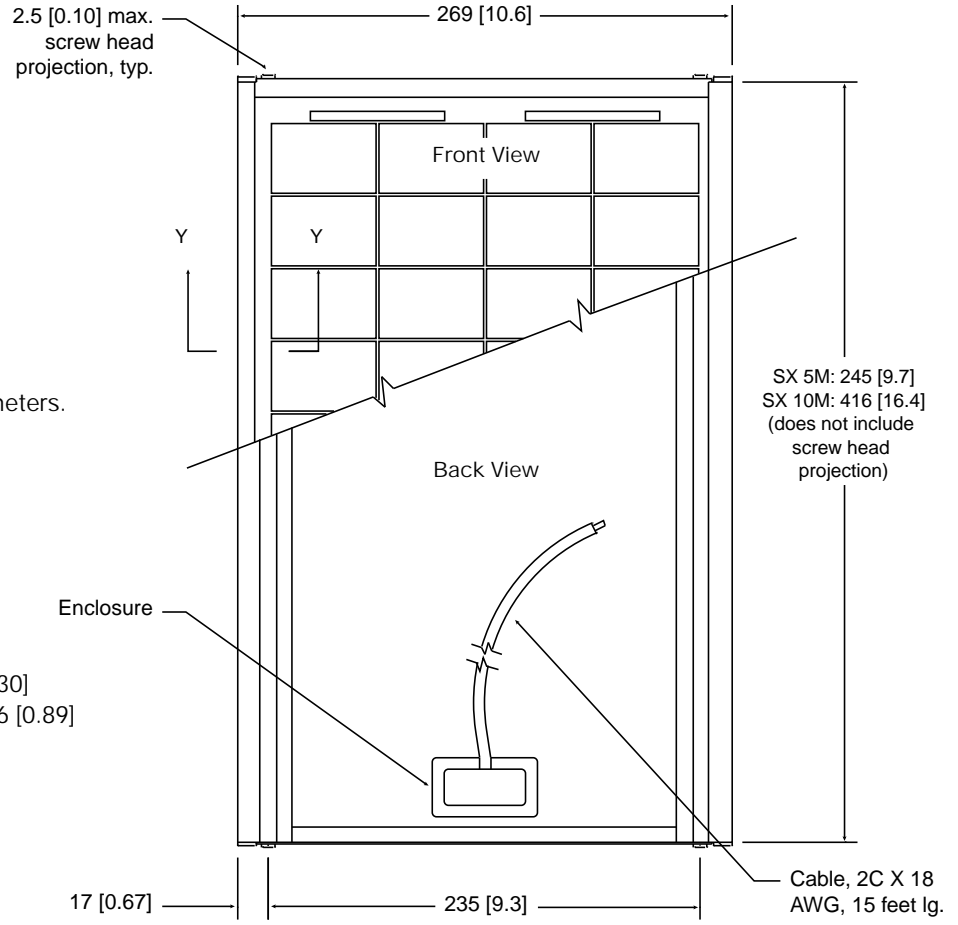
SX 10M	1.5 kg (3.3 pounds)
SX 10U	1.9 kg (4.2 pounds)
SX 5M	0.8 kg (1.7 pounds)

### Dimensions

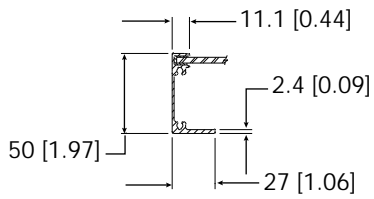
Unbracketed dimensions are in millimeters.  
Bracketed dimensions are in inches.  
Overall tolerances  $\pm 3\text{mm}$  (1/8")



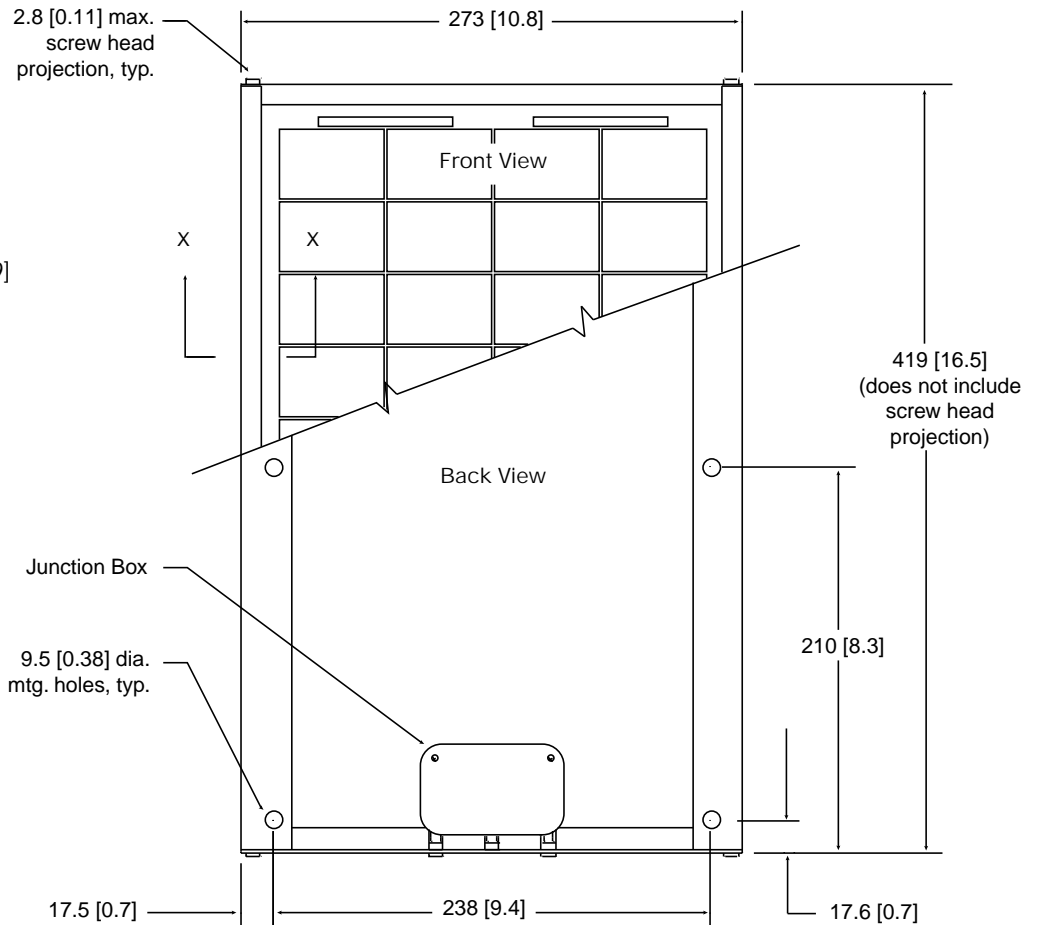
Section Y-Y



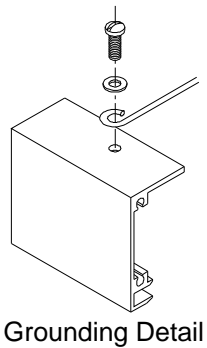
SX 5M, SX 10M



Section X-X



SX 10U



Grounding Detail



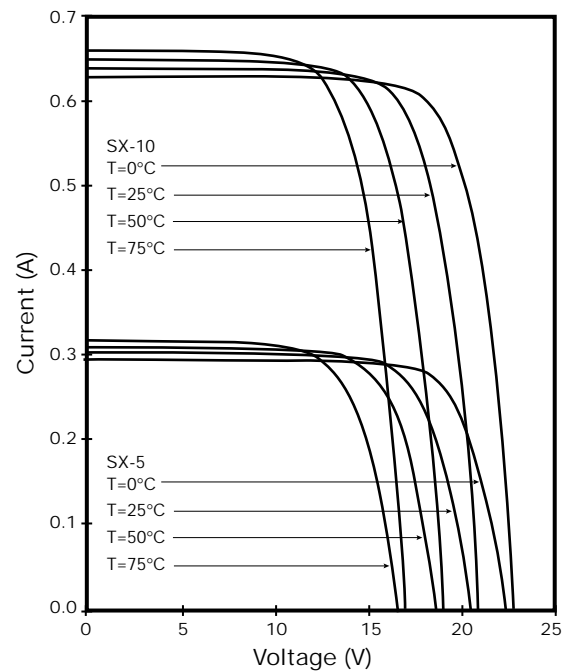
## Electrical Characteristics<sup>1</sup>

	SX 10	SX 5
Maximum Power ( $P_{max}$ ) <sup>2</sup>	10W	4.5W
Voltage at $P_{max}$ ( $V_{mp}$ )	16.8V	16.5V
Current at $P_{max}$ ( $I_{mp}$ )	0.59A	0.27A
Warranted minimum $P_{max}$	9W	4W
Short-circuit current ( $I_{sc}$ )	0.65A	0.3A
Open-circuit voltage ( $V_{oc}$ )	21.0V	20.5V
Temperature coefficient of $I_{sc}$	(0.065±0.015)%/°C	
Temperature coefficient of $V_{oc}$	-(80±10)mV/°C	
Temperature coefficient of power	-(0.5±0.05)%/°C	
NOCT <sup>3</sup>	47±2°C	

## Notes

- These data represent the performance of typical modules in 12V configuration as measured at their output, and do not include the effect of such additional equipment as diodes. The data are based on measurements made in accordance with ASTM E1036 corrected to SRC (Standard Reporting Conditions, also known as STC or Standard Test Conditions), which are:
  - illumination of 1 kW/m<sup>2</sup>(1 sun) at spectral distribution of AM 1.5 (ASTM E892 global spectral irradiance);
  - cell temperature of 25°C.
- During the stabilization process which occurs during the first few months of deployment, module power may decrease approximately 3% from typical  $P_{max}$ .
- The cells in an illuminated module operate hotter than the ambient temperature. NOCT (Nominal Operating Cell Temperature) is an indicator of this temperature differential, and is the cell temperature under Standard Operating Conditions: ambient temperature of 20°C, solar irradiation of 0.8 kW/m<sup>2</sup>, and wind speed of 1m/s.

## SX 5 and 10 I-V Curves



# DATA SHEET

## **TEA1102; TEA1102T; TEA1102TS**

Fast charge ICs for NiCd, NiMH,  
SLA and Lilon

Preliminary specification  
Supersedes data of 1997 Oct 09  
File under Integrated Circuits, IC03

1999 Jan 27

## Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and Lilon

## TEA1102; TEA1102T; TEA1102TS

### FEATURES

- Safe and fast charging of Nickel Cadmium (NiCd), Nickel Metal Hydride (NiMH), Lithium Ion (Lilon), and Sealed Lead Acid (SLA) batteries
- Three charge states for NiCd or NiMH; fast, top-off and trickle or voltage regulation (optional)
- Two charge states for Lilon or SLA; current and voltage limited
- Adjustable fast charge current [0.5CA to 5CA nominal (CA = Capacity Amperes)]
- DC top-off and pulsating trickle charge current (NiCd and NiMH)
- Temperature dependent  $\Delta T/\Delta t$  battery full detection
- Automatic switch-over to accurate peak voltage detection ( $-1/4\%$ ) if no NTC is applied
- Possibility to use both  $\Delta T/\Delta t$  and peak voltage detection as main fast charge termination
- Support of inhibit during all charging states
- Manual refresh with regulated adjustable discharge current (NiCd and NiMH)
- Voltage regulation in the event of no battery
- Support of battery voltage based charge indication and buzzer signalling at battery insertion, end of refresh and at full detection
- Single, dual and separate LED outputs for indication of charge status state
- Minimum and maximum temperature protection
- Time-out protection
- Short-circuit battery voltage protection
- Can be applied with few low-cost external components.

### GENERAL DESCRIPTION

The TEA1102x are fast charge ICs which are able fast charge NiCd and NiMH, SLA and Lilon batteries.

The main fast charge termination for NiCd and NiMH batteries are  $\Delta T/\Delta t$  and peak voltage detection, both of which are well proven techniques. The TEA1102x automatically switches over from  $\Delta T/\Delta t$  to peak voltage detection if the thermistor fails or is not present. The  $\Delta T/\Delta t$  detection sensitivity is temperature dependent, thus avoiding false charge termination. Three charge states can be distinguished; fast, top-off and trickle.

Charging Lilon and SLA batteries is completely different. When the batteries reach their maximum voltage (adjustable), the TEA1102x switches over from current regulation to voltage regulation. After a defined time period, which is dependent on battery capacity and charge current, charge is terminated. Due to small self discharge rates of Lilon and SLA batteries, trickle charge can be omitted.

Several LEDs, as well as a buzzer, can be connected to the TEA1102x for indicating battery insertion, charge states, battery full condition and protection mode.

The TEA1102x are contained in a 20-pin package and are manufactured in a BiCMOS process, essentially for integrating the complex mix of requirements in a single chip solution. Only a few external low cost components are required in order to build a state of the art charger.

### ORDERING INFORMATION

TYPE NUMBER	PACKAGE		
	NAME	DESCRIPTION	VERSION
TEA1102	DIP20	plastic dual in-line package; 20 leads (300 mil)	SOT 146-1
TEA1102T	SO20	plastic small outline package; 20 leads; body width 7.5 mm	SOT163-1
TEA1102TS	SSOP20	plastic shrink small outline package; 20 leads; body width 5.3 mm	SOT339-1

Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and  
LilonTEA1102; TEA1102T;  
TEA1102TS

## QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$V_P$	supply voltage		5.5	–	11.5	V
$I_P$	supply current	outputs off	–	4	–	mA
$\Delta V_{NTC}/V_{NTC}$	temperature rate dependent ( $\Delta T/\Delta t$ ) detection level	$V_{NTC} = 2\text{ V};$ $T_j = 0\text{ to }50\text{ }^\circ\text{C}$	–	–0.25	–	%
$\Delta V_{bat}/V_{bat}$	voltage peak detection level with respect to top value	$V_{bat} = 2\text{ V};$ $T_j = 0\text{ to }50\text{ }^\circ\text{C}$	–	–0.25	–	%
$I_{Vbat}$	input current battery monitor	$V_{bat} = 0.3\text{ to }1.9\text{ V}$	–	1	–	nA
$V_{bat(l)}$	voltage at pin 19 for detecting low battery voltage		–	0.30	–	V
$I_{IB}$	battery charge current	fast charge	10	–	100	$\mu\text{A}$
		top-off mode	–	3	–	$\mu\text{A}$
$I_{IB(max)}$	maximum battery charge current	voltage regulation full NiCd and NiMH battery	–	10	–	$\mu\text{A}$
$I_{IB(Lmax)}$	maximum load current	no battery	–	40	–	$\mu\text{A}$
$f_{osc}$	oscillator frequency		10	–	200	kHz
$V_{reg}$	regulating voltage	Lilon	–	1.37	–	V
		SLA	–	1.63	–	V
		NiCd and NiMH (pin $V_{stb}$ open-circuit)	–	1.325 or $V_{stb}$	–	V
		open battery	–	1.9	–	V

Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and  
Lilon

TEA1102; TEA1102T;  
TEA1102TS

BLOCK DIAGRAM

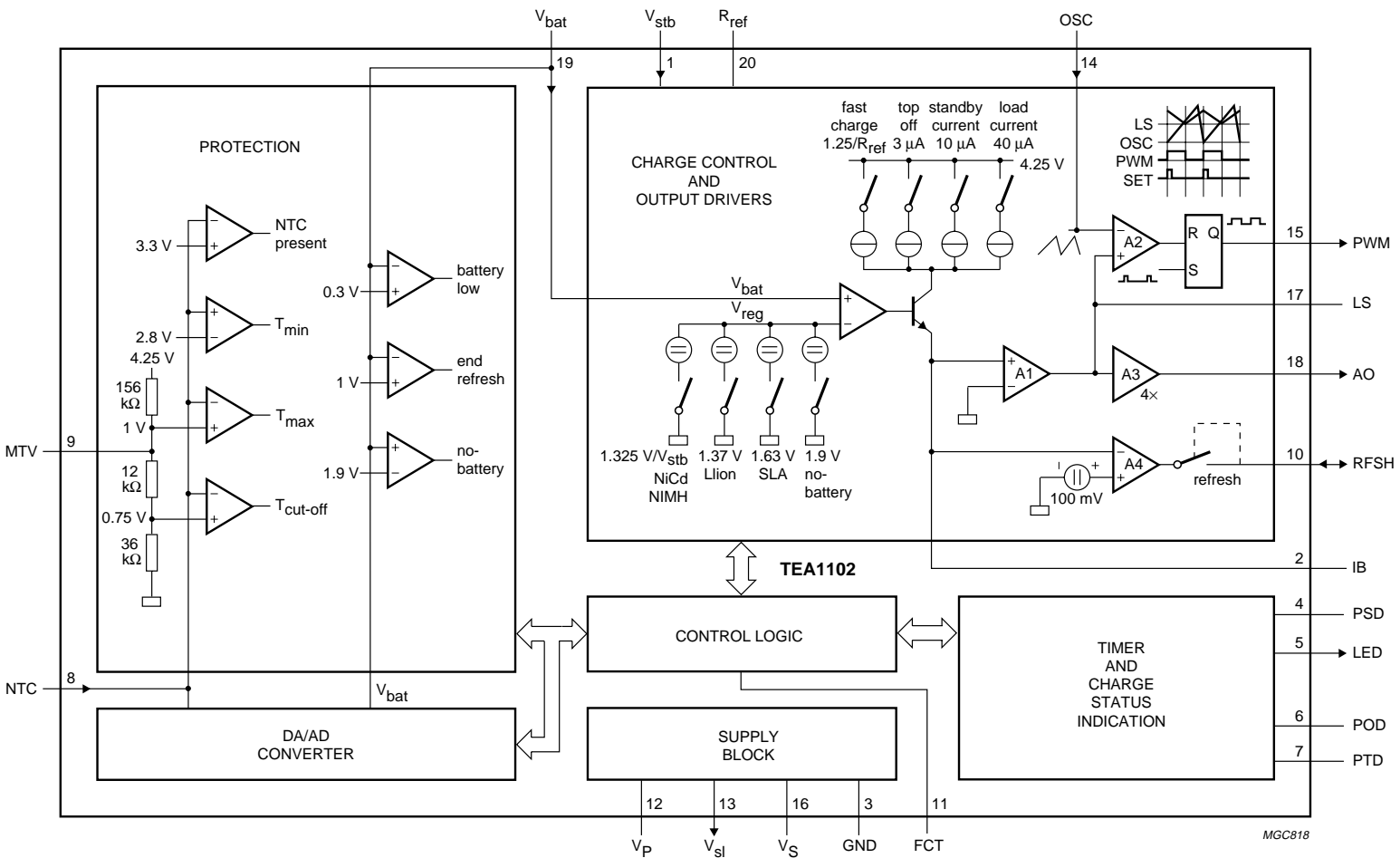


Fig.1 Block diagram.

MGC818

Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and Lilon

TEA1102; TEA1102T;  
TEA1102TS

**PINNING**

SYMBOL	PIN	DESCRIPTION
V <sub>stb</sub>	1	standby regulation voltage input (NiCd and NiMH)
IB	2	charge current setting
GND	3	ground
PSD	4	program pin sample divider
LED	5	LED output
POD	6	program pin oscillator divider
PTD	7	program pin time-out divider
NTC	8	temperature sensing input
MTV	9	maximum temperature voltage
RFSH	10	refresh input/output
FCT	11	fast charge termination and battery chemistry identification
V <sub>P</sub>	12	positive supply voltage
V <sub>sl</sub>	13	switched reference voltage output
OSC	14	oscillator input
PWM	15	pulse width modulator output
V <sub>S</sub>	16	stabilized reference voltage
LS	17	loop stability pin
AO	18	analog output
V <sub>bat</sub>	19	single-cell battery voltage input
R <sub>ref</sub>	20	reference resistor pin

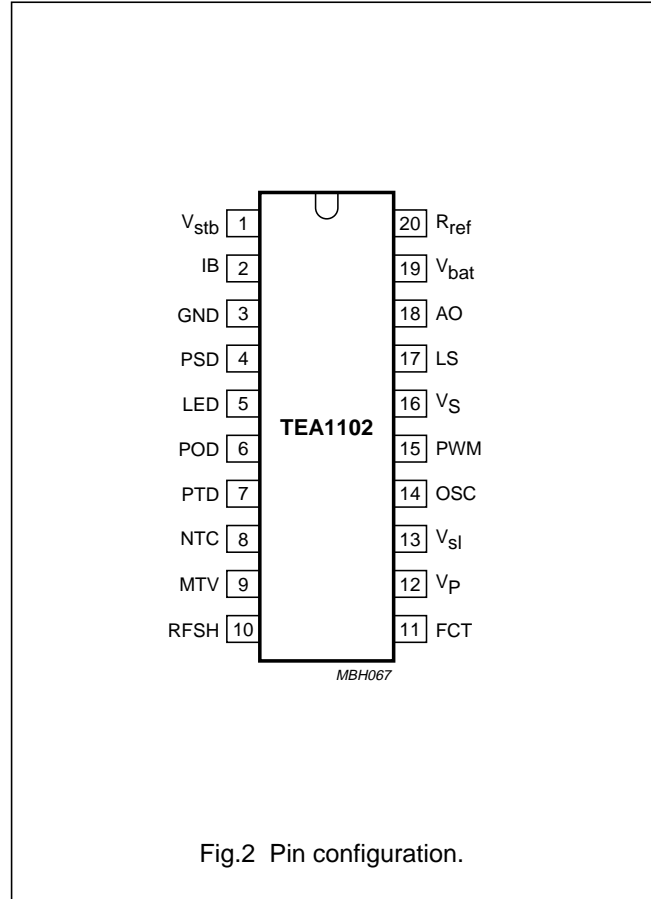


Fig.2 Pin configuration.

## Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and Lilon

## TEA1102; TEA1102T; TEA1102TS

### INTRODUCTION

All battery types are initially fast charged with an adjustable high current. Fast charge termination depends upon the battery type. With NiCd and NiMH batteries the main fast charge termination will be the  $\Delta T/\Delta t$  (temperature detection) and/or peak voltage detection and with SLA and Lilon batteries when the battery voltage reaches 2.45 or 4.1 V respectively.

The fast charge period is followed by a top-off period for NiCd and NiMH batteries and by a fill-up period for SLA and Lilon batteries. During the top-off period the NiCd and NiMH batteries are charged to maximum capacity by reduced adjustable charge current.

During the fill-up period the SLA and Lilon batteries are charged to maximum capacity by a constant voltage and a gradually decreasing current. The fill-up and top-off period ends after time-out or one hour respectively.

After the fill-up or top-off period, the TEA1102x switches over to the standby mode. For NiCd and NiMH batteries either the voltage regulation or trickle charge mode can be selected. The voltage regulation mode is selected when the battery includes a fixed load. Trickle charge prevents a discharge of the battery over a long period of time. For SLA and Lilon batteries the charge current is disabled during standby. The fast charge mode is entered again when the battery voltage reaches 1.5 V (SLA) or 3 V (Lilon).

### Charging principles

#### CHARGING NiCd/NiMH BATTERIES

Fast charging of the battery begins when the power supply voltage is applied and at battery insertion.

During fast charge of NiCd and NiMH batteries, the battery temperature and voltage are monitored. Outside the initialized temperature and voltage window, the system switches over to the top-off charge current.

The TEA1102x supports detection of fully charged NiCd and NiMH batteries by either of the following criteria:

- $\Delta T/\Delta t$
- Voltage peak detection.

If the system is programmed with  $\Delta T/\Delta t$  and  $V_{\text{peak}}$  or  $\Delta T/\Delta t$  or  $V_{\text{peak}}$  as the main fast charge termination, it automatically switches to voltage peak detection if the battery pack is not provided with a temperature sensing input (NTC). In this way both packages, with and without temperature sensor, can be used randomly independent of the applied full detection method. Besides  $\Delta T/\Delta t$  and/or

voltage peak detection, fast charging is also protected by temperature cut-off and time-out.

To avoid false fast charge termination by peak voltage detection or  $\Delta T/\Delta t$ , full detection is disabled during a short hold-off period at the start of a fast charge session. After fast charge termination, the battery is extra charged by a top-off period. During this period of approximately one hour, the charge current is lowered thus allowing the battery to be charged to nearly 100% before the system switches over to standby.

After the battery has been charged to nearly 100% by the top-off period, discharge of the battery (caused by a load or by the self-discharge) can be avoided by voltage regulation or by trickle charge.

If batteries are charged in combination with a load, the TEA1102x can be programmed to apply voltage regulation during the standby mode. In this way, discharge of the battery caused by self-discharge or by an eventual load is avoided. The regulating voltage is adjustable to the voltage characteristic of the battery. For battery safety the charge current is limited and the temperature is monitored during voltage regulation. If a trickle charge is applied, the self-discharge of the battery will be compensated by a pulsating charge current.

To avoid the so called 'memory effect' in NiCd batteries, a refresh can be manually activated. The discharge current is regulated by the IC in combination with an external power transistor. After discharging the battery to 1 V per cell, the system automatically switches over to fast charge.

#### CHARGING LiION/SLA BATTERIES

Charging these types of batteries differs considerably from charging NiCd and NiMH batteries. The batteries will be charged with a charge current of 0.15 CA if their cell voltage is below the minimum voltage of 0.9 V for Lilon or 0.45 V for SLA. With batteries in good condition the battery voltage will rise above 0.9 V in a short period of time. When the batteries are short-circuited the voltage will not rise above 0.9 V within one hour and the system will change over to cut-off, which means that the output drivers AO and PWM are fixed to zero and that battery charge can only be started again after a power-on reset. If the battery voltage of a good condition battery is above the minimum level of 0.9 V the battery will be charged with the programmed fast charge current.

If Lilon or SLA batteries are used, 'full' is detected when the battery voltage reaches 4.1 and 2.45 V respectively. At this point the TEA1102x switches from current regulation to voltage regulation (fill-up mode).

## Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and Lilon

## TEA1102; TEA1102T; TEA1102TS

After the 'fill-up' period the charge current is not regulated, which means that the output drivers AO and PWM are fixed to zero. When the battery voltage becomes less than 3 V for Lilon and 1.5 V for SLA, the IC enters the fast charge mode again.

### FUNCTIONAL DESCRIPTION

#### Control logic

The main function of the control logic is to support the communication between several blocks. It also controls the charge method, initialization and battery full detection. The block diagram of the TEA1102x is illustrated in Fig.1.

#### Conditioning charge method and initializations

At system switch-on, or at battery insertion, the control logic sets the initialization mode in the timer block. After the initialization time the timer program pins can be used to indicate the charging state using several LEDs. The charge method is defined at the same time by the following methods:

- If the FCT pin is 0 or 1.25 V, indicating that SLA or Lilon batteries have to be charged, the battery will be charged by limit current and limit voltage regulation. Without identification (FCT pin floating), the system will charge the battery according to the charge characteristic of NiCd and NiMH batteries.

- The standby charge method (NiCd and NiMH), trickle charge or voltage regulation, is defined by the input pin  $V_{stb}$ . By biasing this voltage with a set voltage, the output voltage will be regulated to the  $V_{stb}$  set voltage. If this pin is connected to  $V_S$ , or no NTC is connected the system applies trickle charge.

If pin RFSH is connected to ground by depressing the switch, the TEA1102x discharges the battery via an external transistor connected to pin RFSH. The discharge current is regulated with respect to the external (charge) sense resistor ( $R_{sense}$ ). End-of-discharge is reached when the battery is discharged to 1 V per cell. Refreshing the battery can only be activated during charging of NiCd and NiMH batteries. When charging Lilon and SLA batteries, discharge before charge is disabled.

The inhibit mode has the main priority. This mode is activated when the  $V_{stb}$  input pin is connected to ground. Inhibit can be activated at any charge/discharge state, whereby the output control signals will be zero, all LEDs will be disabled and the charger timings will be set on hold. Table 1 gives an operational summary.

**Table 1** Functionality of program pins

FUNCTION	FCT	NTC	RFSH	$V_{stb}$
Inhibit	X <sup>(1)</sup>	X <sup>(1)</sup>	X <sup>(1)</sup>	low
Lilon and SLA detection	low	X <sup>(1)</sup>	X <sup>(1)</sup>	X <sup>(1)</sup>
Refresh (NiCd and NiMH)	not low <sup>(2)</sup>	X <sup>(1)</sup>	low	not low
$\Delta T/\Delta t$ detection	floating	note 3	not low	not low
$\Delta T/\Delta t$ and voltage peak detection	high	note 3	not low	not low
Voltage peak detection	not low	note 4	not low	not low
Trickle charge at standby	not low	X <sup>(1)</sup>	not low	high
	not low	note 4	not low	not low
Voltage regulation at standby	not low	note 3	not low	floating <sup>(5)</sup>

#### Notes

1. Where X = don't care.
2. Not low means floating or high.
3. The NTC voltage has been to be less than 3.3 V, which indicates the presence of an NTC.
4. The NTC voltage is outside the window for NTC detection.
5.  $V_{stb}$  has to be floating or set to a battery regulating voltage in accordance with the specification.



## Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and Lilon

## TEA1102; TEA1102T; TEA1102TS

### Supply block

The supply block delivers the following outputs:

- A power-on reset pulse to reset all digital circuitry at battery insertion or supply switch-on. After a general reset the system will start fast charging the battery.
- A 4.25 V stabilized voltage source ( $V_S$ ) is externally available. This source can be used to set the thermistor biasing, to initialize the programs, to supply the external circuitry for battery voltage based charge indication and to supply other external circuitry.
- A 4.25 V bias voltage ( $V_{SI}$ ) is available for use for more indication LEDs. This output pin will be zero during the initialization period at start-up, thus avoiding any interference of the extra LEDs when initializing.

### Charge control

The charge current is sensed via a low-ohmic resistor ( $R_{sense}$ ), see Fig.4. A positive voltage is created across resistor  $R_b$  by means of a current source  $I_{ref}$  which is set by  $R_{ref}$  in the event of fast charge and by an internal bias current source in the event of top-off and trickle charge ( $I_B$ ), see Fig.1. The positive node of  $R_b$  will be regulated to zero via error amplifier A1, which means that the voltage across  $R_b$  and  $R_{sense}$  will be the same. The fast charge current is defined by the following equation:

$$I_{fast} \times R_{sense} = R_b \times I_{ref} \quad (1)$$

The output of amplifier A1 is available at the loop stability pin LS, consequently the time constant of the current loop can be set. When  $V_{peak}$  (NiCD and NiMH) is applied, the current sensing for the battery voltage will be reduced, implying that the charge current will be regulated to zero during:

$$t_{sense} = 2^{10} \times POD \times t_{osc} \quad (2)$$

Actually battery voltage sensing takes place in the last oscillator cycle of this period.

To avoid modulation on the output voltage, the top-off charge current is DC regulated, defined by the following equation:

$$I_{top-off} \times R_{sense} = R_b \times 3 \times 10^{-6} \quad (3)$$

where:

$$t_{top-off} = 2^{27} \times TOD \times t_{osc} \quad (4)$$

The top-off charge current will be approximately 0.15 CA, which maximizes the charge in the battery under safe and slow charging conditions. The top-off charge period will be approximately one hour, so the battery will be extra

charged with approximately 0.15 Q. In this way the battery is fully charged before the system switches over to standby.

When pin 1 ( $V_{stb}$ ) is connected to  $V_S$ , or no NTC is connected the system compensates the (self) discharge of the battery by trickle charge. The trickle charge current will be pulsating, defined by the following equation:

$$I_{trickle} \times R_{sense} = R_b \times \frac{15}{16} \times 10^{-6} \quad (5)$$

During the non current periods at trickle charge the charge current is regulated to zero, so that the current for a load connected in series across the battery with the sense resistor will be supplied by the power supply and not by the battery.

If at pin 1 ( $V_{stb}$ ) a reference voltage is set in accordance with the specification, and no NTC is connected the charge mode will switch over from current to voltage regulation after top-off. The reference regulating voltage can be adjusted to the battery characteristic by external resistors connected to pin  $V_{stb}$ .

This reference voltage has to be selected in such a way that it equals the rest voltage of the battery. By using voltage regulation, the battery will not be discharged at a load occurrence. If the  $V_{stb}$  input pin is floating, the TEA1102x will apply voltage regulation at 1.325 V during the standby mode (NiCd and NiMH). The current during voltage regulation is limited to 0.5 CA. If the battery charge current is maximized to 0.5 CA for more than 2 hours charging will be stopped. Moreover, if the temperature exceeds  $T_{max}$ , charging will be stopped completely. As voltage regulation is referred to one cell, the voltage on the  $V_{bat}$  pin must be the battery voltage divided by the number of cells (NiCd and NiMH).

For Lilon or SLA batteries, the battery is extra charged after full detection by constant voltage regulation during a certain fill-up period. Lilon and SLA batteries have to identify themselves by an extra pin on the battery pack to ground, which is connected via a resistor to pin 11 (FCT). As the battery voltage sense ( $V_{bat}$ ) has to be normalized to a one cell voltage of NiCd and NiMH packages, the  $V_{bat}$  input pin will be regulated to 1.367 and 1.633 V during fill-up for Lilon and SLA respectively. In this way this system can accept a mixture of one Lilon, two SLA and three NiCd or NiMH packages.

After fill-up, charging of Lilon or SLA batteries is disabled. The battery charge is then fixed to zero, ensuring maximum life-cycle of the battery.

Because of a fixed zero charge current, the battery will be discharged if a load is applied.

Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and Lilon

TEA1102; TEA1102T; TEA1102TS

To ensure an eventual load during all charging states, the fast charge mode will be entered again if the battery voltage drops below 15 V for SLA or 3 V for Lilon.

When charging, the standby mode (Lilon and SLA) can only be entered after a certain period of time depending on time-out. The same applies for charging NiCd or NiMH batteries. To support full test of the TEA1102x at application, the standby mode is also entered when  $V_{bat} < V_{bat(l)}$  at fill-up or top-off respectively.

**Timer**

The timing of the circuit is controlled by the oscillator frequency.

The timer block defines the maximum charging time by 'time-out'. At a fixed oscillator frequency, the time-out time can be adapted by the Programmable Time-out Divider (PTD) using the following equation.

$$t_{time-out} = 2^{26} \times POD \times PTD \times t_{osc} \tag{6}$$

The time-out timer is put on hold by low voltage, temperature protection and during the inhibit mode. The Programmable Oscillator Divider (POD) enables the oscillator frequency to be increased without affecting the sampling time and time-out. Raising the oscillator frequency will reduce the size of the inductive components that are used.

At fast charging, after battery insertion, after refresh or supply interruption, the full detector will be disabled for a period of time to allow a proper start with flat or inverse polarized batteries. This hold-off period is disabled at fast charging by raising pin  $V_{stb}$  to above  $\pm 5$  V (once). So for test options it is possible to slip the hold-off period. The hold-off time is defined by the following equation:

$$t_{hold-off} = 2^{-5} \times t_{time-out} \tag{7}$$

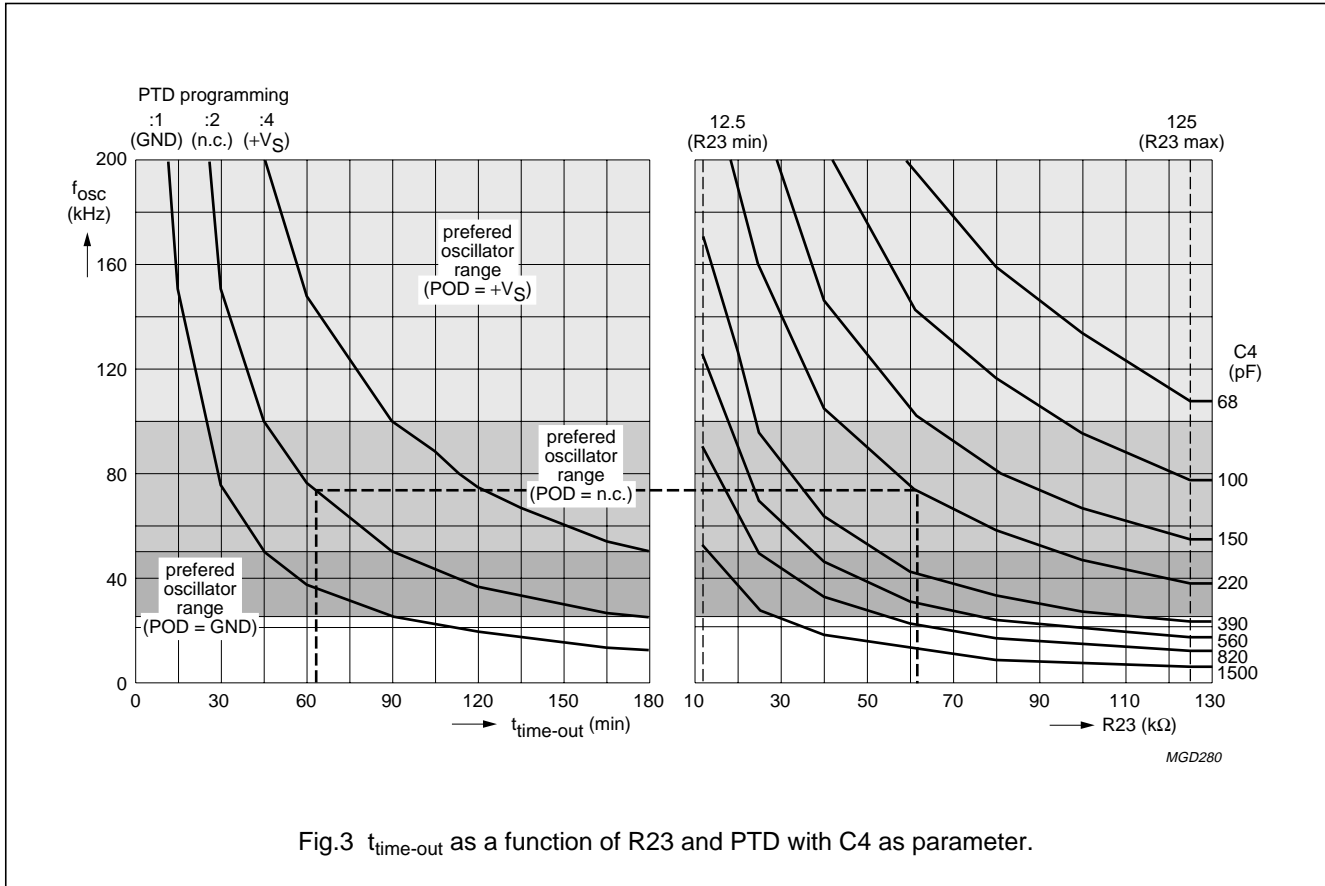
Table 2 gives an overview of the settings of timing and discharge/charge currents.

**Table 2** Timing and current formulae

SYMBOL	DESCRIPTION	FORMULAE
$t_{osc}$	timing	see Fig.3
$T_{sampling} (\Delta T/\Delta t)$	NTC voltage sampling frequency	$2^{17} \times POD \times PSD \times t_{osc}$
$T_{sampling} (V_{peak})$	battery voltage sampling frequency	$2^{16} \times POD \times t_{osc}$
$t_{top-off}$		$2^{27} \times POD \times t_{osc}$
$t_{time-out}$		$2^{26} \times POD \times PTD \times t_{osc}$
$t_{hold-off}$		$2^{-5} \times t_{time-out}$
$t_{LED}$	inhibit or protection	$2^{14} \times POD \times t_{osc}$
$t_{sense}$		$2^{10} \times POD \times t_{osc}$
$t_{switch}$		$2^{21} \times POD \times PTD \times t_{osc}$
$I_{fast}$	charge/discharge currents	$\frac{R_b}{R_{sense}} \times \frac{V_{ref}}{R_{ref}}$
$I_{top-off}$		$\frac{R_b}{R_{sense}} \times 3 \times 10^{-6}$
$I_{trickle}$		$\frac{R_b}{R_{sense}} \times \frac{15}{16} \times 10^{-6}$
$I_{load-max}$		$\frac{R_b}{R_{sense}} \times 40 \times 10^{-6}$
$I_{RFSH}$		$\frac{100 \text{ mV}}{R_{sense}}$

Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and Lilon

TEA1102; TEA1102T; TEA1102TS



**LED indication**

With few external components, indication LEDs can be connected to the program pins and the LED pin of the TEA1102x. These program pins change their function from an input to an output pin after a short initialization time at system switch-on or battery insertion. Output pin V<sub>sl</sub> enables the external LEDs to be driven and avoids interaction with the programming of the dividers during the initialization period.

The applied LEDs indicate:

- Protection
- Refresh
- Fast charge
- 100%
- No-battery.

The LED output pin can also indicate the charging state by one single LED. The indication LED can be connected directly to the LED output. This single LED indicates:

- Fast charge (LED on)
- 100% or refresh (LED off)
- Protection or inhibit (LED floating).

The refresh can be indicated by an extra LED connected to pin 4 (PSD). A buzzer can also be driven from the TEA1102x to indicate battery insertion end of refresh or full battery.

**AD/DA converter**

When battery full is determined by peak voltage detection, the V<sub>bat</sub> voltage is sampled at a rate given by the following equation:

$$t_{\text{sampling}}(V_{\text{peak}}) = 2^{16} \times \text{POD} \times t_{\text{osc}} \tag{8}$$

The analog value of a V<sub>bat</sub> sample is then digitized and stored in a register. On the following sample, the digitized value is converted back to the analog value of V<sub>bat</sub> and compared with the 'new' V<sub>bat</sub> sample.

## Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and Lilon

## TEA1102; TEA1102T; TEA1102TS

At an increase of the battery voltage the 14-bit analog-to-digital convertor (ADC) is refreshed with this new value. Therefore, the digitized value always represents the maximum battery voltage. A decreased  $V_{\text{bat}}$  voltage is not stored, but is compared to the stored value.

Full is detected when the voltage decrease of  $V_{\text{bat}}$  is  $\frac{1}{4}\%$  of the stored peak battery value. To avoid interference due to the resistance of the battery contacts during battery voltage sensing, the charge current is regulated to zero during  $t = 2^{10} \times \text{POD} \times t_{\text{osc}}$ , via the regulation pins AO and PWM. At the last period, the  $V_{\text{bat}}$  voltage is sensed and stored in a sample-and-hold circuit. This approach ensures very accurate detection of the battery full condition (minus  $\frac{1}{4}\%$ ).

When battery full is determined by  $\Delta T/\Delta t$ , the voltage on the NTC pin is used as the input voltage to the AD/DA convertor. The sampling time at  $\Delta T/\Delta t$  sensing is given by the following equation:

$$t_{\text{sampling}}\left(\frac{\Delta T}{\Delta t}\right) = 2^{17} \times \text{POD} \times \text{PSD} \times t_{\text{osc}} \quad (9)$$

After this initialized sample time the new temperature voltage is compared to the preceding AD/DA voltage and the AD/DA is refreshed with this new value. A certain increase of the temperature is detected as full battery, depending on the initialization settings. The decision of full detection by  $\Delta T/\Delta t$  or  $V_{\text{peak}}$  is digitally filtered thus avoiding false battery full detection.

### Output drivers

The charge current regulation signal is available at two output pins, AO and PWM.

#### ANALOG OUTPUT

The analog control voltage output at pin 18 (AO) can be used to drive an opto-coupler in mains separated applications when an external resistor is connected between AO and the opto-coupler. The maximum current through the opto-coupler diode is 2 mA. The voltage gain of amplifier A2 is typical 11 dB (times 3.5). The DC voltage transfer is given by the following equation:

$$V_{\text{ao}} = 3.5 \times (V_{\text{LS}} - 1.35).$$

The AO output can be used for:

- Linear (DC) applications
- Not mains isolated SMPS with a separate controller
- Mains isolated SMPS, controlled by an opto-coupler.

#### PULSE WIDTH MODULATOR (PWM)

The LS voltage is compared internally with the oscillator voltage to deliver a pulse width modulated output at PWM (pin 15) to drive an output switching device in a SMPS converter application via a driver stage. The PWM output is latched to prevent multi-pulsing. The maximum duty factor is internally fixed to 79% (typ.). The PWM output can be used for synchronization and duty factor control of a primary SMPS via a pulse transformer.

# Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and Lilon

# TEA1102; TEA1102T; TEA1102TS

## LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134); note 1.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
<b>Voltages</b>						
$V_P$	positive supply voltage		-0.5	-	11.5	V
$V_{oLED}$	output voltage at pin 5		-0.5	-	15	V
$V_n$	voltage at pins PWM, LS and NTC		-0.5	-	+ $V_S$	V
$V_{IB}$	voltage at pin 2		-0.5	-	1.0	V
<b>Currents</b>						
$I_{VS}$	current at pin 16		-3	-	+0.01	mA
$I_{Vsl}$	current at pin 13		-1	-	+0.3	mA
$I_{oLED}$	output current at pin 5		-	-	12	mA
$I_{AO}$	output current at pin 18		-10	-	+0.05	mA
$I_{oPWM}$	output current at pin 15		-15	-	+14	mA
$I_{Rref}$	current at pin 20		-1	-	+0.01	mA
$I_P$	positive supply current	$T_j < 100\text{ }^\circ\text{C}$	-	-	30	mA
$I_{P(stb)}$	supply standby current	$V_P = 4\text{ V}$	-	35	45	$\mu\text{A}$
<b>Dissipation</b>						
$P_{tot}$	total power dissipation	$T_{amb} = +85\text{ }^\circ\text{C}$				
	SOT146-1		-	-	1.2	W
	SOT163-1		-	-	0.6	W
	SOT339-1		-	-	0.45	W
<b>Temperatures</b>						
$T_{amb}$	operating ambient temperature		-20	-	+85	$^\circ\text{C}$
$T_j$	junction temperature		-	-	+150	$^\circ\text{C}$
$T_{stg}$	storage temperature		-55	-	+150	$^\circ\text{C}$

## Note

- All voltages are measured with respect to ground; positive currents flow into the IC; all pins not mentioned in the voltage list are not allowed to be voltage driven. The voltage ratings are valid provided that other ratings are not violated; current ratings are valid provided that the power rating is not violated.

## QUALITY SPECIFICATION

General quality specification for integrated circuits: SNW-FQ-611E.

## Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and Lilon

TEA1102; TEA1102T;  
TEA1102TS**CHARACTERISTICS**

$V_P = 10\text{ V}$ ;  $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ ;  $R_{\text{ref}} = 62\text{ k}\Omega$ ; unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
<b>Supplies; pins <math>V_P</math>, <math>V_S</math>, <math>R_{\text{ref}}</math> and <math>V_{\text{sl}}</math></b>						
$V_P$	supply voltage		5.5	–	11.5	V
$I_P$	supply current	outputs off; $V_P = 11.5\text{ V}$	–	4	6	mA
$I_{\text{stb}}$	standby current	$V_P = 4\text{ V}$	–	35	45	$\mu\text{A}$
$V_{\text{clamp}}$	clamping voltage (pin 12)	$I_{\text{clamp}} = 30\text{ mA}$	11.5	–	12.8	V
$V_{\text{start}}$	start voltage		6.1	6.4	6.7	V
$V_{\text{LSP}}$	low supply protection level		5.1	5.3	5.5	V
$V_S$	source voltage (stabilized)	$I_S = 2\text{ mA}$	4.14	4.25	4.36	V
$V_{\text{SL}}$	LED source voltage	$I_{\text{LED}} = 50\text{ }\mu\text{A}$	4.05	4.25	4.45	V
$V_{\text{ref}}$	reference voltage	$I_{\text{ref}} = 20\text{ }\mu\text{A}$ ; $V_P = 10\text{ V}$	1.21	1.25	1.29	V
$TC_{V_{\text{ref}}}$	temperature coefficient of the reference voltage	$T_{\text{amb}} = 0\text{ to }45\text{ }^\circ\text{C}$ ; $I_{\text{ref}} = 20\text{ }\mu\text{A}$ ; $V_{\text{ref}} = 1.25\text{ V}$	0	$\pm 60$	$\pm 120$	ppm/K
$\Delta V_{\text{ref}}/\Delta V_P$	power supply rejection ratio of the reference voltage	$f = 100\text{ Hz}$ ; $V_P = 8\text{ V}$ ; $\Delta V_P = 2\text{ V (p-p)}$	–46	–	–	dB
$\Delta V_{\text{ref}}$	load rejection of source voltage	$\Delta I_S = 20\text{ mA}$ ; $V_P = 10\text{ V}$	–	–	5	mV
$I_{\text{Rref}}$	current range of reference resistor		10	–	100	$\mu\text{A}$
<b>Charge current regulation; pins IB and <math>R_{\text{ref}}</math></b>						
$I_B/I_{\text{ref}}$	fast charge ratio	$V_{\text{IB}} = 0$ $I_{\text{ref}} = 10\text{ }\mu\text{A}$ $I_{\text{ref}} = 100\text{ }\mu\text{A}$	0.93 0.93	1.03 1.0	1.13 1.07	
$V_{\text{thIB}}$	threshold voltage at pin IB	$T_{\text{amb}} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $T_{\text{amb}} = 0\text{ to }45\text{ }^\circ\text{C}$	–2 –3	– –	+2 +3	mV mV
$I_B$	charge current	top-off mode; $V_{\text{IB}} = 0$	2.6	3.2	3.8	$\mu\text{A}$
$I_{\text{B(max)}}$	maximum charge current	voltage regulation full NiCd/NiMH battery; $V_{\text{IB}} = 0$	9	10.5	12	$\mu\text{A}$
$I_{\text{B(Lmax)}}$	maximum load current	open battery; $V_{\text{IB}} = 0$	34	42	50	$\mu\text{A}$
$I_{\text{B(LI)}}$	input leakage current	currentless mode	–	–	170	nA
<b>Refresh; pin RFSH</b>						
$V_{\text{Rsense}}$	sense resistor voltage	$I_{\text{refresh}} = V_{\text{IB}}/R_{\text{sense}}$ ; refresh mode; $I_{\text{refresh}} = 18\text{ mA}$	75	100	125	mV
$V_{\text{RFSH}}$	refresh voltage for programming start of refresh	NiCd/NiMH	0	–	250	mV
$V_{\text{bat}}$	voltage at pin $V_{\text{bat}}$ for detecting end of refresh	NiCd/NiMH	0.96	1.0	1.04	V
$I_{\text{source(max)}}$	maximum source current	$V_{\text{IB}} = 75\text{ mV}$ ; $V_P = 10\text{ V}$ ; $V_{\text{RFSH}} = 2.7\text{ V}$ ; $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	1.4	2	2.6	mA

Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and  
LilonTEA1102; TEA1102T;  
TEA1102TS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$V_{RFSH(max)}$	maximum refresh voltage	$I_{RFSH} = 1 \text{ mA}$	2.7	–	–	V
$V_{RFSH(off)}$	voltage at pin RFSH when refresh is off		700	770	840	mV
<b>Temperature related inputs; pins NTC and MTV</b>						
$V_{NTCh}$	input voltage at pin NTC for detecting high temperature	pin MTV open-circuit	0.9	1	1.1	V
		MTV setting	0.95MTV	MTV	1.05MTV	V
$V_{NTCh(hy)}$	hysteresis of $V_{NTCh}$		–	80	–	mV
$V_{NTCl}$	input voltage at pin NTC, detecting low temperature		2.7	2.8	2.9	V
$V_{NTCl(hy)}$	hysteresis of $V_{NTCl}$		–	75	–	mV
$V_{NTC(co)}$	input voltage at pin NTC for detecting temperature cut-off		0.7MTV	0.75MTV	0.8MTV	V
$V_{NTC(bat)}$	maximum input voltage at pin NTC for detecting battery with NTC		3.22	3.3	3.38	V
$I_{NTC}$	input current at pin NTC	$V_{NTC} = 2 \text{ V}$	–5	–	+5	$\mu\text{A}$
$V_{MTV}$	voltage level at pin MTV	default (open-circuit)	0.95	1	1.05	V
			0.5	–	2.5	V
$\Delta V_{NTC}/V_{NTC}$	$\Delta T/\Delta t$ detection level	$V_{NTC} = 2 \text{ V}; T_j = 0 \text{ to } 50 \text{ }^\circ\text{C}$	–	–0.25	–	%
<b>Voltage regulation</b>						
$V_{reg}$	regulation voltage	Lilon; $I_{ref} = 20 \mu\text{A}$	1.34	1.37	1.40	V
		SLA; $I_{ref} = 20 \mu\text{A}$	1.59	1.63	1.67	V
		NiCd and NiMH; pin $V_{stb}$ open-circuit	1.30	1.325	1.35	V
		NiCd and NiMH; $V_{stb} = 1.5 \text{ V}$	$0.99V_{stb}$	$V_{stb}$	$1.01V_{stb}$	V
		open battery	1.86	1.9	1.94	V
$TC_{Vreg}$	temperature coefficient of regulation voltage	$V_{reg} = 1.37 \text{ V};$ $T_{amb} = 0 \text{ to } 45 \text{ }^\circ\text{C}$	0	$\pm 60$	$\pm 120$	ppm/K
$g_m$	transconductance of amplifier A3	$V_{bat} = 1.9 \text{ V};$ no battery mode	–	2.0	–	$\text{mA/V}$
<b>Program pin <math>V_{stb}</math></b>						
$V_{stb}$	open voltage at pin $V_{stb}$		1.30	1.325	1.35	V
$V_{stb(im)}$	voltage at pin $V_{stb}$ for programming inhibit mode		0	–	0.8	V
$V_{stb(st)}$	voltage at pin $V_{stb}$ for programming voltage regulation at standby	NiCd and NiMH	1.0	–	2.2	V
$V_{stb(tc)}$	voltage at pin $V_{stb}$ for programming trickle charge at standby	NiCd and NiMH	2.6	–	$V_S$	V

Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and  
LilonTEA1102; TEA1102T;  
TEA1102TS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
<b>Program pins; PSD, POD and PTD</b>						
V <sub>4,6,7</sub>	voltage level at pins PSD, POD or PTD	default (open-circuit)	1.9	2.1	2.3	V
V <sub>4,6,7(1)</sub>	voltage level at pins PSD, POD or PTD for programming the divider = 1		0	–	1.2	V
V <sub>4,6,7(2)</sub>	voltage level at pins PSD, POD or PTD for programming the divider = 2		1.6	–	2.5	V
V <sub>4,6,7(4)</sub>	voltage level at pins PSD, POD or PTD for programming the divider = 4		3.1	–	V <sub>S</sub>	V
I <sub>PODsink</sub>	protection current for multi-LED indication	V <sub>POD</sub> = 1.5 V	8	10	12	mA
I <sub>PTDsink</sub>	full battery current for multi-LED indication	V <sub>PTD</sub> = 1.5 V	8	10	12	mA
I <sub>PSDsink</sub>	refresh current for multi-LED indication	V <sub>PSD</sub> = 1.5 V	8	10	12	mA
I <sub>LI</sub>	input leakage current	V <sub>POD</sub> = 4.25 V; V <sub>PTD</sub> = 4.25 V; V <sub>PSD</sub> = 4.25 V	0	–	50	μA
<b>Program pin FCT</b>						
V <sub>FCT(SLA)</sub>	voltage level for detecting an SLA battery		0	–	0.7	V
V <sub>FCT(Lilon)</sub>	voltage level for detecting a Lilon battery		0.9	–	1.6	V
V <sub>FCT(or)</sub>	voltage level for programming ΔT/Δt or V <sub>peak</sub> as fast charge termination	NiCd and NiMH	2.0	–	3.3	V
V <sub>FCT(and)</sub>	voltage level for programming ΔT/Δt and V <sub>peak</sub> as fast charge termination	NiCd and NiMH	3.7	–	V <sub>S</sub>	V
V <sub>FCT</sub>	voltage level at pin FCT	default (open-circuit)	2.3	2.6	2.9	V
<b>Program pin LED</b>						
V <sub>LED(m)</sub>	output voltage level for programming multi-LED indication		0	–	2.5	V
V <sub>LED(s)</sub>	output voltage level for programming single LED indication		3.1	–	V <sub>P</sub>	V
I <sub>sink(max)</sub>	maximum sink current	V <sub>LED</sub> = 1.5 V	8	10	12	mA
I <sub>LI(LED)</sub>	input leakage current	V <sub>LED</sub> = 10 V	0	–	70	μA
		V <sub>LED</sub> = 0.6 V	0	–	5	μA
V <sub>O(max)</sub>	maximum output voltage		–	–	15	V



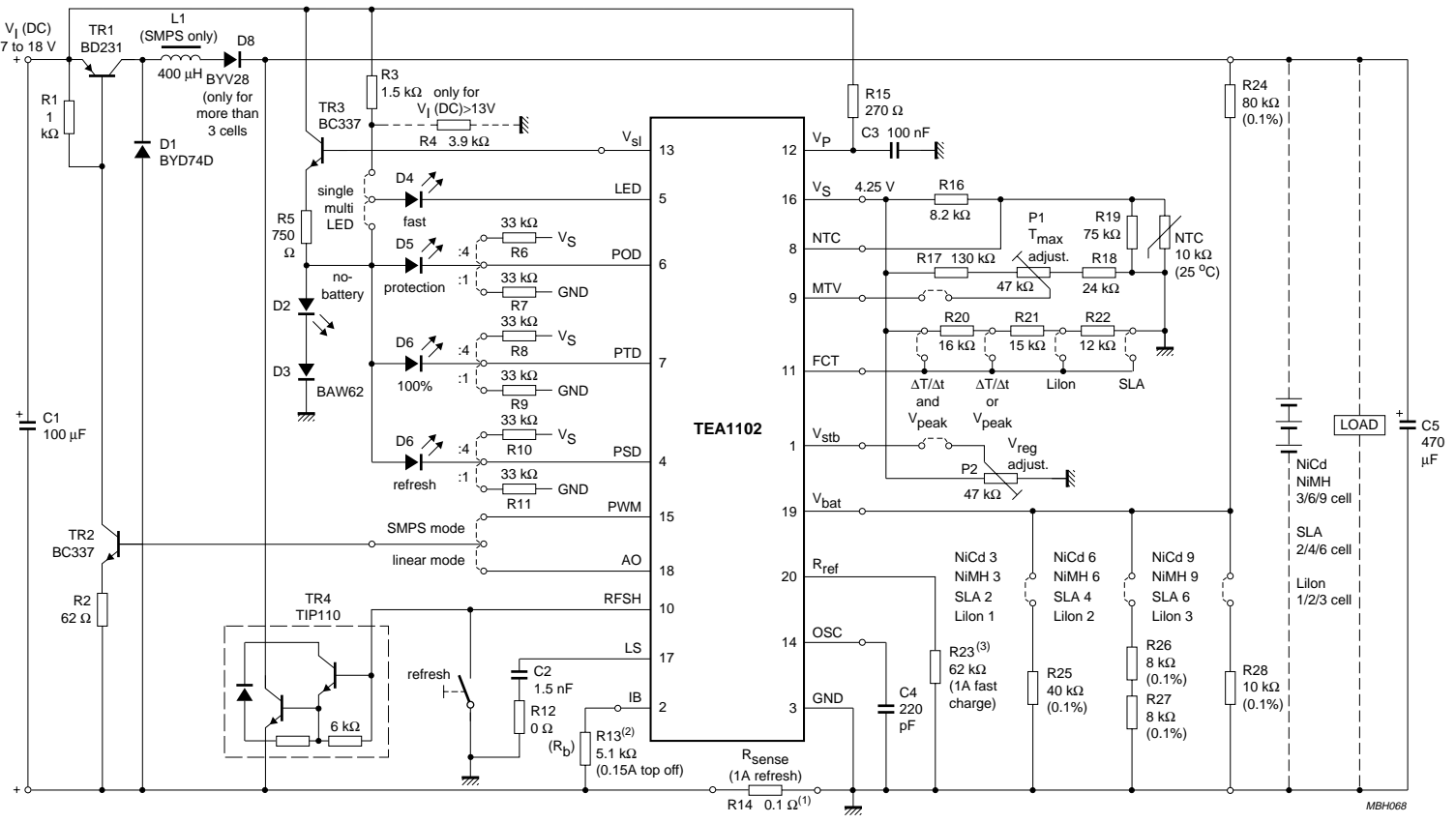
Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and  
LilonTEA1102; TEA1102T;  
TEA1102TS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
<b>Output drivers; AO, LS and PWM</b>						
$I_{AO(source)}$	analog output source current	$V_{AO} = 3\text{ V (p-p)}$ ; $V_{LS} = 2.8\text{ V}$	-9	-	0	mA
$I_{AO(sink)}$	analog output sink current	$V_{AO} = 3\text{ V (p-p)}$ ; $V_{LS} = 1.2\text{ V}$	50	-	-	$\mu\text{A}$
$g_{m1}$	transconductance of amplifier A1	$V_{IB} = 50\text{ mV}$	-	250	-	$\mu\text{A/V}$
$G_{v1,2}$	voltage gain of amplifiers A1 and A2	$V_{AO} = 3\text{ V (p-p)}$	-	72	-	dB
$G_{v2}$	voltage gain of amplifier A2	$V_{AO} = 2\text{ V (p-p)}$	-	11	-	dB
$I_{LS(source)}$	maximum source current (pin LS)	$V_{LS} = 2.25\text{ V}$	-25	-21	-16	$\mu\text{A}$
$I_{LS(sink)}$	maximum sink current (pin LS)	$V_{LS} = 2.25\text{ V}$	16	21	25	$\mu\text{A}$
$I_{OH(PWM)}$	HIGH level output current	$V_{PWM} = 3\text{ V}$	-19	-15	-11	mA
$I_{OL(PWM)}$	LOW level output current	$V_{PWM} = 0.7\text{ V}$	10	14	18	mA
$\delta_{PWM}$	maximum duty factor		-	79	-	%
<b>Battery monitor; <math>V_{bat}</math></b>						
$I_{V_{bat}}$	battery monitor input current	$V_{bat} = 1.85\text{ V}$	-	1	-	nA
$V_{bat}$	voltage range of $V_{peak}$ detection		0.3	-	2	V
$\Delta V_{bat}/V_{bat}$	$V_{peak}$ detection level with respect to top level	$V_{bat} = 1.85\text{ V}$ ; $T_j = 0\text{ to }50\text{ }^\circ\text{C}$	-	-0.25	-	%
$\Delta V_{bat}$	voltage resolution for $V_{peak}$		-	0.6	-	mV
<b>Protections; <math>V_{bat}</math></b>						
$V_{bat(l)}$	maximum voltage at pin $V_{bat}$ for detecting low battery voltage		0.25	0.30	0.35	V
<b>Oscillator; pin OSC</b>						
$V_{osc(H)}$	HIGH level oscillator switching voltage		-	2.5	-	V
$V_{osc(L)}$	LOW level oscillator switching voltage		-	1.5	-	V
$f_{osc(min)}$	minimum oscillator frequency	$R_{ref} = 125\text{ k}\Omega$ ; $C_{osc} = 400\text{ pF}$	20.9	23	25.1	kHz
$f_{osc(max)}$	maximum oscillator frequency	$R_{ref} = 12.5\text{ k}\Omega$ ; $C_{osc} = 400\text{ pF}$	158	174	190	kHz

Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and Lilon

TEA1102; TEA1102T; TEA1102TS

APPLICATION INFORMATION



- (1)  $R_{14} = \frac{100 \text{ mV}}{I_{\text{refresh}}}$  or  $R_{14} = \frac{100 \text{ mV}}{I_{\text{fast-charge}}}$  if not applicable.
- (2)  $R_{13} = \frac{R_{14} \times I_{\text{top-off}}}{3 \mu\text{A}}$
- (3)  $R_{23} = \frac{1.25 \times R_{13}}{R_{14} \times I_{\text{fast-charge}}}$

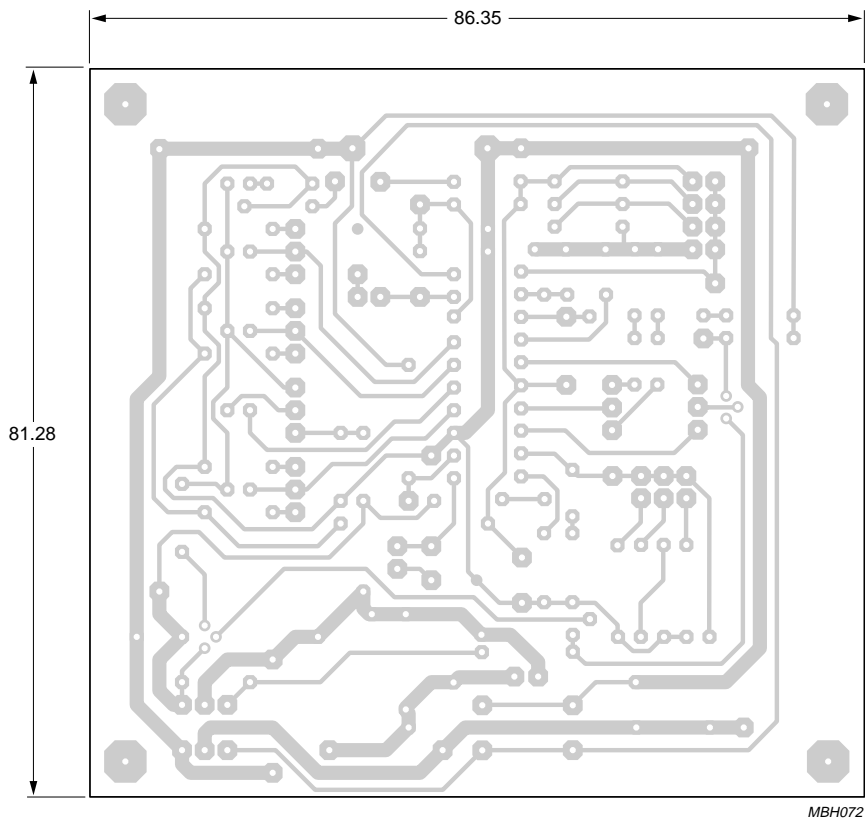
Fig.4 Basic test board diagram.





Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and Lilon

TEA1102; TEA1102T;  
TEA1102TS



MBH072

Dimensions in mm.

Fig.7 Track side of printed-circuit board (test board).

Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and Lilon

TEA1102; TEA1102T; TEA1102TS

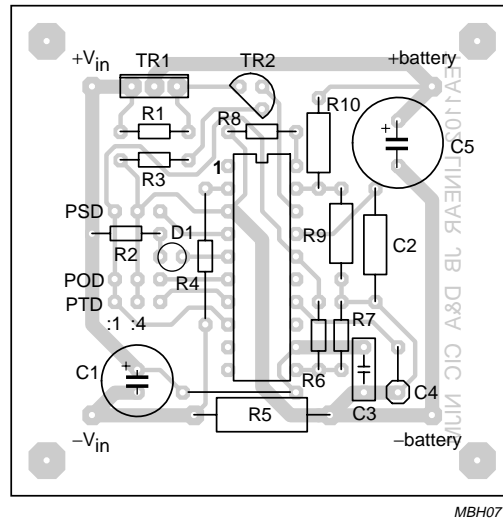


Fig.8 Component side of printed-circuit board (linear application) scale 1 : 1.

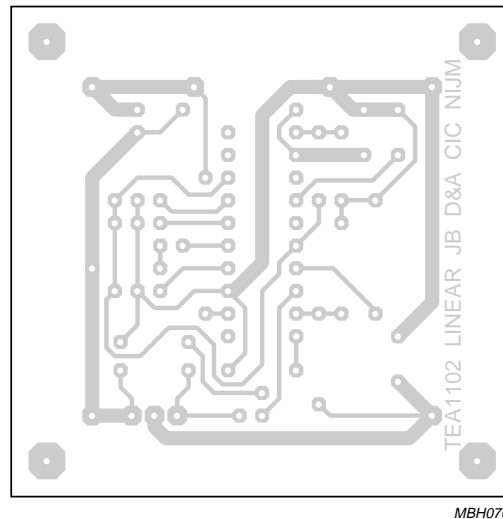


Fig.9 Track side of printed-circuit board (linear application) scale 1 : 1.

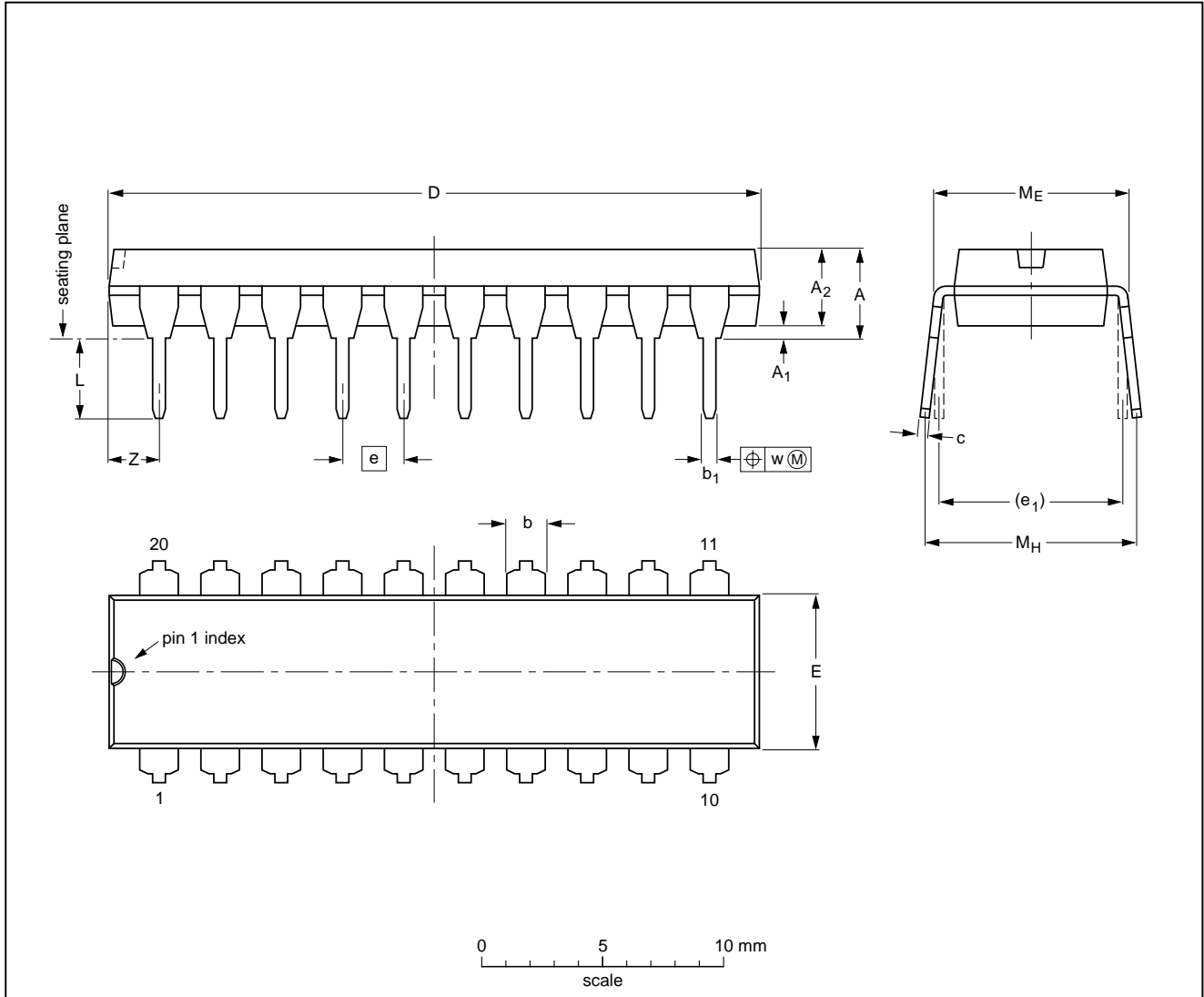
Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and Lilon

TEA1102; TEA1102T;  
TEA1102TS

PACKAGE OUTLINES

DIP20: plastic dual in-line package; 20 leads (300 mil)

SOT146-1



DIMENSIONS (inch dimensions are derived from the original mm dimensions)

UNIT	A max.	A <sub>1</sub> min.	A <sub>2</sub> max.	b	b <sub>1</sub>	c	D <sup>(1)</sup>	E <sup>(1)</sup>	e	e <sub>1</sub>	L	M <sub>E</sub>	M <sub>H</sub>	w	Z <sup>(1)</sup> max.
mm	4.2	0.51	3.2	1.73 1.30	0.53 0.38	0.36 0.23	26.92 26.54	6.40 6.22	2.54	7.62	3.60 3.05	8.25 7.80	10.0 8.3	0.254	2.0
inches	0.17	0.020	0.13	0.068 0.051	0.021 0.015	0.014 0.009	1.060 1.045	0.25 0.24	0.10	0.30	0.14 0.12	0.32 0.31	0.39 0.33	0.01	0.078

Note

1. Plastic or metal protrusions of 0.25 mm maximum per side are not included.

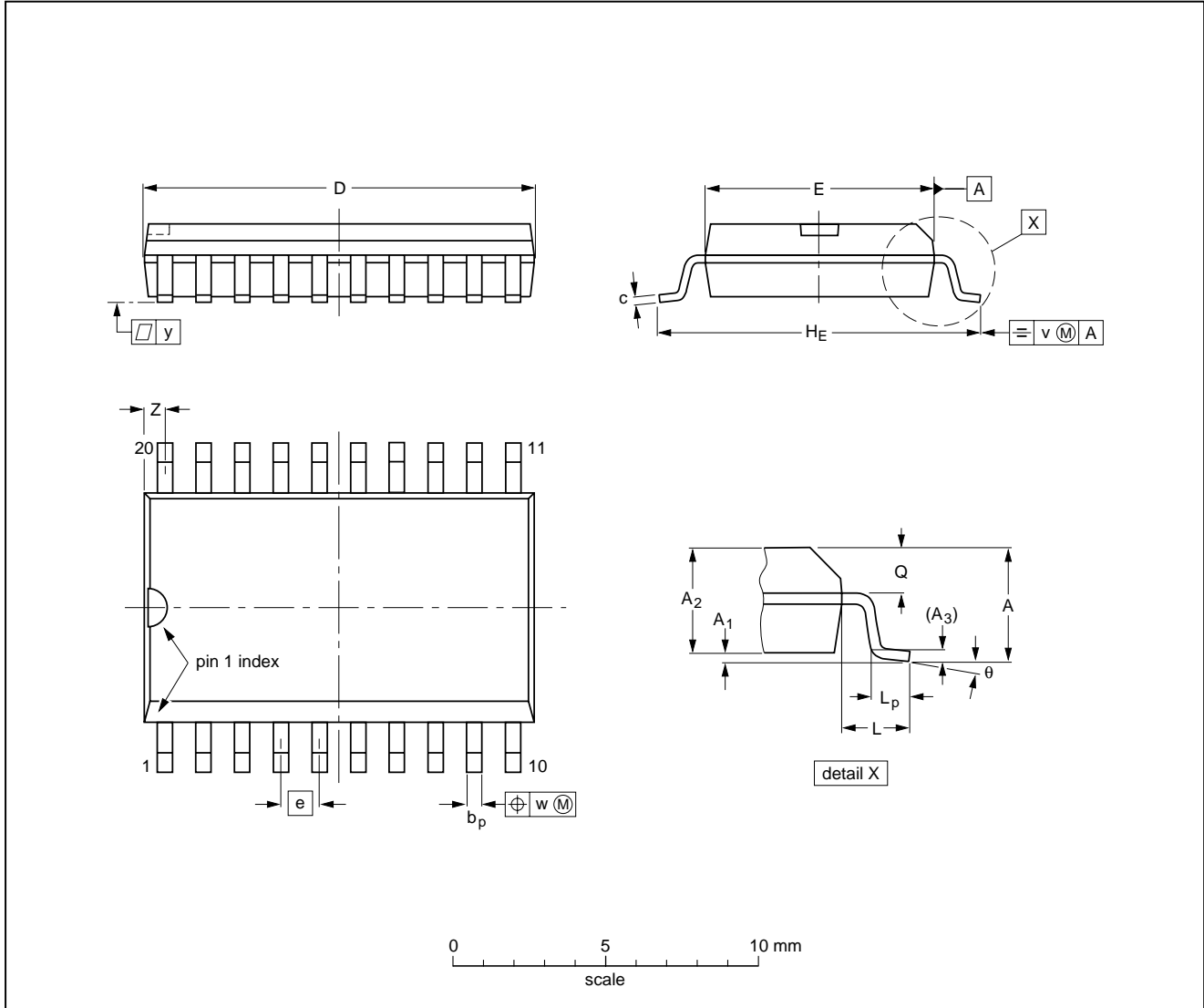
OUTLINE VERSION	REFERENCES				EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ			
SOT146-1			SC603			92-11-17 95-05-24

Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and Lilon

TEA1102; TEA1102T;  
TEA1102TS

SO20: plastic small outline package; 20 leads; body width 7.5 mm

SOT163-1



**DIMENSIONS (inch dimensions are derived from the original mm dimensions)**

UNIT	A max.	A <sub>1</sub>	A <sub>2</sub>	A <sub>3</sub>	b <sub>p</sub>	c	D <sup>(1)</sup>	E <sup>(1)</sup>	e	H <sub>E</sub>	L	L <sub>p</sub>	Q	v	w	y	Z <sup>(1)</sup>	θ
mm	2.65	0.30 0.10	2.45 2.25	0.25	0.49 0.36	0.32 0.23	13.0 12.6	7.6 7.4	1.27	10.65 10.00	1.4	1.1 0.4	1.1 1.0	0.25	0.25	0.1	0.9 0.4	8° 0°
inches	0.10	0.012 0.004	0.096 0.089	0.01	0.019 0.014	0.013 0.009	0.51 0.49	0.30 0.29	0.050	0.419 0.394	0.055	0.043 0.016	0.043 0.039	0.01	0.01	0.004	0.035 0.016	

**Note**

1. Plastic or metal protrusions of 0.15 mm maximum per side are not included.

OUTLINE VERSION	REFERENCES				EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ			
SOT163-1	075E04	MS-013AC				95-01-24 97-05-22

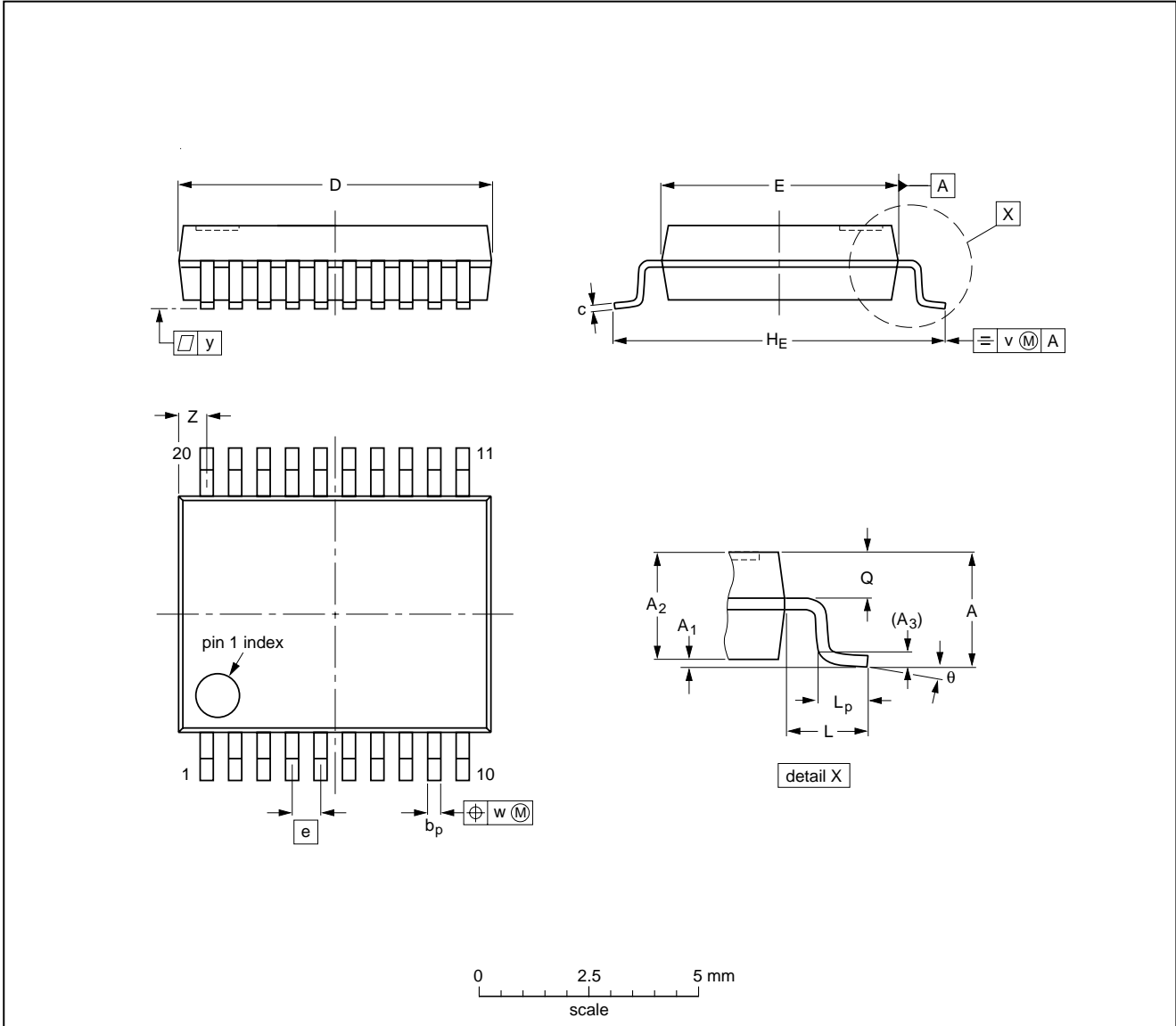


Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and Lilon

TEA1102; TEA1102T;  
TEA1102TS

SSOP20: plastic shrink small outline package; 20 leads; body width 5.3 mm

SOT339-1



**DIMENSIONS (mm are the original dimensions)**

UNIT	A max.	A <sub>1</sub>	A <sub>2</sub>	A <sub>3</sub>	b <sub>p</sub>	c	D <sup>(1)</sup>	E <sup>(1)</sup>	e	H <sub>E</sub>	L	L <sub>p</sub>	Q	v	w	y	Z <sup>(1)</sup>	θ
mm	2.0	0.21 0.05	1.80 1.65	0.25	0.38 0.25	0.20 0.09	7.4 7.0	5.4 5.2	0.65	7.9 7.6	1.25	1.03 0.63	0.9 0.7	0.2	0.13	0.1	0.9 0.5	8° 0°

**Note**

1. Plastic or metal protrusions of 0.20 mm maximum per side are not included.

OUTLINE VERSION	REFERENCES				EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ			
SOT339-1		MO-150AE				93-09-08 95-02-04

## Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and Lilon

## TEA1102; TEA1102T; TEA1102TS

### SOLDERING

#### Introduction

This text gives a very brief insight to a complex technology. A more in-depth account of soldering ICs can be found in our "Data Handbook IC26; Integrated Circuit Packages" (document order number 9398 652 90011).

There is no soldering method that is ideal for all IC packages. Wave soldering is often preferred when through-hole and surface mount components are mixed on one printed-circuit board. However, wave soldering is not always suitable for surface mount ICs, or for printed-circuit boards with high population densities. In these situations reflow soldering is often used.

#### Through-hole mount packages

##### SOLDERING BY DIPPING OR BY SOLDER WAVE

The maximum permissible temperature of the solder is 260 °C; solder at this temperature must not be in contact with the joints for more than 5 seconds. The total contact time of successive solder waves must not exceed 5 seconds.

The device may be mounted up to the seating plane, but the temperature of the plastic body must not exceed the specified maximum storage temperature ( $T_{stg(max)}$ ). If the printed-circuit board has been pre-heated, forced cooling may be necessary immediately after soldering to keep the temperature within the permissible limit.

##### MANUAL SOLDERING

Apply the soldering iron (24 V or less) to the lead(s) of the package, either below the seating plane or not more than 2 mm above it. If the temperature of the soldering iron bit is less than 300 °C it may remain in contact for up to 10 seconds. If the bit temperature is between 300 and 400 °C, contact may be up to 5 seconds.

#### Surface mount packages

##### REFLOW SOLDERING

Reflow soldering requires solder paste (a suspension of fine solder particles, flux and binding agent) to be applied to the printed-circuit board by screen printing, stencilling or pressure-syringe dispensing before package placement.

Several methods exist for reflowing; for example, infrared/convection heating in a conveyor type oven. Throughput times (preheating, soldering and cooling) vary between 100 and 200 seconds depending on heating method.

Typical reflow peak temperatures range from 215 to 250 °C. The top-surface temperature of the packages should preferably be kept below 230 °C.

##### WAVE SOLDERING

Conventional single wave soldering is not recommended for surface mount devices (SMDs) or printed-circuit boards with a high component density, as solder bridging and non-wetting can present major problems.

To overcome these problems the double-wave soldering method was specifically developed.

If wave soldering is used the following conditions must be observed for optimal results:

- Use a double-wave soldering method comprising a turbulent wave with high upward pressure followed by a smooth laminar wave.
- For packages with leads on two sides and a pitch (e):
  - larger than or equal to 1.27 mm, the footprint longitudinal axis is **preferred** to be parallel to the transport direction of the printed-circuit board;
  - smaller than 1.27 mm, the footprint longitudinal axis **must** be parallel to the transport direction of the printed-circuit board.

The footprint must incorporate solder thieves at the downstream end.

- For packages with leads on four sides, the footprint must be placed at a 45° angle to the transport direction of the printed-circuit board. The footprint must incorporate solder thieves downstream and at the side corners.

During placement and before soldering, the package must be fixed with a droplet of adhesive. The adhesive can be applied by screen printing, pin transfer or syringe dispensing. The package can be soldered after the adhesive is cured.

Typical dwell time is 4 seconds at 250 °C.

A mildly-activated flux will eliminate the need for removal of corrosive residues in most applications.

##### MANUAL SOLDERING

Fix the component by first soldering two diagonally-opposite end leads. Use a low voltage (24 V or less) soldering iron applied to the flat part of the lead. Contact time must be limited to 10 seconds at up to 300 °C.

When using a dedicated tool, all other leads can be soldered in one operation within 2 to 5 seconds between 270 and 320 °C.

# Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and Lilon

# TEA1102; TEA1102T; TEA1102TS

## Suitability of IC packages for wave, reflow and dipping soldering methods

MOUNTING	PACKAGE	SOLDERING METHOD		
		WAVE	REFLOW <sup>(1)</sup>	DIPPING
Through-hole mount	DBS, DIP, HDIP, SDIP, SIL	suitable <sup>(2)</sup>	–	suitable
Surface mount	HLQFP, HSQFP, HSOP, SMS	not suitable <sup>(3)</sup>	suitable	–
	PLCC <sup>(4)</sup> , SO	suitable	suitable	–
	LQFP, QFP, TQFP	not recommended <sup>(4)(5)</sup>	suitable	–
	SQFP	not suitable	suitable	–
	SSOP, TSSOP, VSO	not recommended <sup>(6)</sup>	suitable	–

### Notes

- All surface mount (SMD) packages are moisture sensitive. Depending upon the moisture content, the maximum temperature (with respect to time) and body size of the package, there is a risk that internal or external package cracks may occur due to vaporization of the moisture in them (the so called popcorn effect). For details, refer to the Drypack information in the *"Data Handbook IC26; Integrated Circuit Packages; Section: Packing Methods"*.
- For SDIP packages, the longitudinal axis must be parallel to the transport direction of the printed-circuit board.
- These packages are not suitable for wave soldering as a solder joint between the printed-circuit board and heatsink (at bottom version) can not be achieved, and as solder may stick to the heatsink (on top version).
- If wave soldering is considered, then the package must be placed at a 45° angle to the solder wave direction. The package footprint must incorporate solder thieves downstream and at the side corners.
- Wave soldering is only suitable for LQFP, QFP and TQFP packages with a pitch (e) equal to or larger than 0.8 mm; it is definitely not suitable for packages with a pitch (e) equal to or smaller than 0.65 mm.
- Wave soldering is only suitable for SSOP and TSSOP packages with a pitch (e) equal to or larger than 0.65 mm; it is definitely not suitable for packages with a pitch (e) equal to or smaller than 0.5 mm.

### DEFINITIONS

Data sheet status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	

### LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

---

Fast charge ICs for NiCd, NiMH, SLA and  
Lilon

TEA1102; TEA1102T;  
TEA1102TS

---

**NOTES**

# Philips Semiconductors – a worldwide company

**Argentina:** see South America

**Australia:** 34 Waterloo Road, NORTH RYDE, NSW 2113,  
Tel. +61 2 9805 4455, Fax. +61 2 9805 4466

**Austria:** Computerstr. 6, A-1101 WIEN, P.O. Box 213,  
Tel. +43 1 60 101 1248, Fax. +43 1 60 101 1210

**Belarus:** Hotel Minsk Business Center, Bld. 3, r. 1211, Volodarski Str. 6,  
220050 MINSK, Tel. +375 172 20 0733, Fax. +375 172 20 0773

**Belgium:** see The Netherlands

**Brazil:** see South America

**Bulgaria:** Philips Bulgaria Ltd., Energoproject, 15th floor,  
51 James Bourchier Blvd., 1407 SOFIA,  
Tel. +359 2 68 9211, Fax. +359 2 68 9102

**Canada:** PHILIPS SEMICONDUCTORS/COMPONENTS,  
Tel. +1 800 234 7381, Fax. +1 800 943 0087

**China/Hong Kong:** 501 Hong Kong Industrial Technology Centre,  
72 Tat Chee Avenue, Kowloon Tong, HONG KONG,  
Tel. +852 2319 7888, Fax. +852 2319 7700

**Colombia:** see South America

**Czech Republic:** see Austria

**Denmark:** Sydhavnsgade 23, 1780 COPENHAGEN V,  
Tel. +45 33 29 3333, Fax. +45 33 29 3905

**Finland:** Sinikalliontie 3, FIN-02630 ESPOO,  
Tel. +358 9 615 800, Fax. +358 9 6158 0920

**France:** 51 Rue Carnot, BP317, 92156 SURESNES Cedex,  
Tel. +33 1 4099 6161, Fax. +33 1 4099 6427

**Germany:** Hammerbrookstraße 69, D-20097 HAMBURG,  
Tel. +49 40 2353 60, Fax. +49 40 2353 6300

**Greece:** No. 15, 25th March Street, GR 17778 TAVROS/ATHENS,  
Tel. +30 1 489 4339/4239, Fax. +30 1 481 4240

**Hungary:** see Austria

**India:** Philips INDIA Ltd, Band Box Building, 2nd floor,  
254-D, Dr. Annie Besant Road, Worli, MUMBAI 400 025,  
Tel. +91 22 493 8541, Fax. +91 22 493 0966

**Indonesia:** PT Philips Development Corporation, Semiconductors Division,  
Gedung Philips, Jl. Buncit Raya Kav.99-100, JAKARTA 12510,  
Tel. +62 21 794 0040 ext. 2501, Fax. +62 21 794 0080

**Ireland:** Newstead, Clonskeagh, DUBLIN 14,  
Tel. +353 1 7640 000, Fax. +353 1 7640 200

**Israel:** RAPAC Electronics, 7 Kehilat Saloniki St, PO Box 18053,  
TEL AVIV 61180, Tel. +972 3 645 0444, Fax. +972 3 649 1007

**Italy:** PHILIPS SEMICONDUCTORS, Piazza IV Novembre 3,  
20124 MILANO, Tel. +39 2 6752 2531, Fax. +39 2 6752 2557

**Japan:** Philips Bldg 13-37, Kohnan 2-chome, Minato-ku,  
TOKYO 108-8507, Tel. +81 3 3740 5130, Fax. +81 3 3740 5077

**Korea:** Philips House, 260-199 Itaewon-dong, Yongsan-ku, SEOUL,  
Tel. +82 2 709 1412, Fax. +82 2 709 1415

**Malaysia:** No. 76 Jalan Universiti, 46200 PETALING JAYA, SELANGOR,  
Tel. +60 3 750 5214, Fax. +60 3 757 4880

**Mexico:** 5900 Gateway East, Suite 200, EL PASO, TEXAS 79905,  
Tel. +9-5 800 234 7381, Fax +9-5 800 943 0087

**Middle East:** see Italy

**Netherlands:** Postbus 90050, 5600 PB EINDHOVEN, Bldg. VB,  
Tel. +31 40 27 82785, Fax. +31 40 27 88399

**New Zealand:** 2 Wagener Place, C.P.O. Box 1041, AUCKLAND,  
Tel. +64 9 849 4160, Fax. +64 9 849 7811

**Norway:** Box 1, Manglerud 0612, OSLO,  
Tel. +47 22 74 8000, Fax. +47 22 74 8341

**Pakistan:** see Singapore

**Philippines:** Philips Semiconductors Philippines Inc.,  
106 Valero St. Salcedo Village, P.O. Box 2108 MCC, MAKATI,  
Metro MANILA, Tel. +63 2 816 6380, Fax. +63 2 817 3474

**Poland:** Ul. Lukiska 10, PL 04-123 WARSZAWA,  
Tel. +48 22 612 2831, Fax. +48 22 612 2327

**Portugal:** see Spain

**Romania:** see Italy

**Russia:** Philips Russia, Ul. Usatcheva 35A, 119048 MOSCOW,  
Tel. +7 095 755 6918, Fax. +7 095 755 6919

**Singapore:** Lorong 1, Toa Payoh, SINGAPORE 319762,  
Tel. +65 350 2538, Fax. +65 251 6500

**Slovakia:** see Austria

**Slovenia:** see Italy

**South Africa:** S.A. PHILIPS Pty Ltd., 195-215 Main Road Martindale,  
2092 JOHANNESBURG, P.O. Box 7430 Johannesburg 2000,  
Tel. +27 11 470 5911, Fax. +27 11 470 5494

**South America:** Al. Vicente Pinzon, 173, 6th floor,  
04547-130 SÃO PAULO, SP, Brazil,  
Tel. +55 11 821 2333, Fax. +55 11 821 2382

**Spain:** Balmes 22, 08007 BARCELONA,  
Tel. +34 93 301 6312, Fax. +34 93 301 4107

**Sweden:** Kottbygatan 7, Akalla, S-16485 STOCKHOLM,  
Tel. +46 8 5985 2000, Fax. +46 8 5985 2745

**Switzerland:** Allmendstrasse 140, CH-8027 ZÜRICH,  
Tel. +41 1 488 2741 Fax. +41 1 488 3263

**Taiwan:** Philips Semiconductors, 6F, No. 96, Chien Kuo N. Rd., Sec. 1,  
TAIPEI, Taiwan Tel. +886 2 2134 2865, Fax. +886 2 2134 2874

**Thailand:** PHILIPS ELECTRONICS (THAILAND) Ltd.,  
209/2 Sanpavuth-Bangna Road Prakanong, BANGKOK 10260,  
Tel. +66 2 745 4090, Fax. +66 2 398 0793

**Turkey:** Talatpasa Cad. No. 5, 80640 GÜLTEPE/ISTANBUL,  
Tel. +90 212 279 2770, Fax. +90 212 282 6707

**Ukraine:** PHILIPS UKRAINE, 4 Patrice Lumumba str., Building B, Floor 7,  
252042 KIEV, Tel. +380 44 264 2776, Fax. +380 44 268 0461

**United Kingdom:** Philips Semiconductors Ltd., 276 Bath Road, Hayes,  
MIDDLESEX UB3 5BX, Tel. +44 181 730 5000, Fax. +44 181 754 8421

**United States:** 811 East Arques Avenue, SUNNYVALE, CA 94088-3409,  
Tel. +1 800 234 7381, Fax. +1 800 943 0087

**Uruguay:** see South America

**Vietnam:** see Singapore

**Yugoslavia:** PHILIPS, Trg N. Pasica 5/v, 11000 BEOGRAD,  
Tel. +381 11 62 5344, Fax. +381 11 63 5777

**For all other countries apply to:** Philips Semiconductors,  
International Marketing & Sales Communications, Building BE-p, P.O. Box 218,  
5600 MD EINDHOVEN, The Netherlands, Fax. +31 40 27 24825

**Internet:** <http://www.semiconductors.philips.com>

© Philips Electronics N.V. 1999

SCA61

All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.

The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent- or other industrial or intellectual property rights.

Printed in The Netherlands

465002/750/04/pp28

Date of release: 1999 Jan 27

Document order number: 9397 750 04793

*Let's make things better.*

**Philips  
Semiconductors**



**PHILIPS**

## Features

- AVR<sup>®</sup> – High-performance and Low-power RISC Architecture
  - 118 Powerful Instructions – Most Single Clock Cycle Execution
  - 32 x 8 General-purpose Working Registers
  - Up to 8 MIPS Throughput at 8 MHz
- Data and Nonvolatile Program Memories
  - 8K Bytes of In-System Programmable Flash  
SPI Serial Interface for In-System Programming  
Endurance: 1,000 Write/Erase Cycles
  - 512 Bytes EEPROM  
Endurance: 100,000 Write/Erase Cycles
  - 512 Bytes Internal SRAM
  - Programming Lock for Software Security
- Peripheral Features
  - 8-channel, 10-bit ADC
  - Programmable UART
  - Master/Slave SPI Serial Interface
  - Two 8-bit Timer/Counters with Separate Prescaler and Compare Mode
  - One 16-bit Timer/Counter with Separate Prescaler, Compare and Capture Modes and Dual 8-, 9-, or 10-bit PWM
  - Programmable Watchdog Timer with On-chip Oscillator
  - On-chip Analog Comparator
- Special Microcontroller Features
  - Power-on Reset Circuit
  - Real-time Clock (RTC) with Separate Oscillator and Counter Mode
  - External and Internal Interrupt Sources
  - Three Sleep Modes: Idle, Power Save and Power-down
- Power Consumption at 4 MHz, 3V, 20°C
  - Active: 6.4 mA
  - Idle Mode: 1.9 mA
  - Power-down Mode: <1 μA
- I/O and Packages
  - 32 Programmable I/O Lines
  - 40-lead PDIP, 44-lead PLCC, 44-lead TQFP, and 44-pad MLF
- Operating Voltages
  - V<sub>CC</sub>: 4.0 - 6.0V AT90S8535
  - V<sub>CC</sub>: 2.7 - 6.0V AT90LS8535
- Speed Grades:
  - 0 - 8 MHz for the AT90S8535
  - 0 - 4 MHz for the AT90LS8535



## 8-bit AVR<sup>®</sup> Microcontroller with 8K Bytes In-System Programmable Flash

AT90S8535  
AT90LS8535

## Summary

Rev. 1041HS-11/01

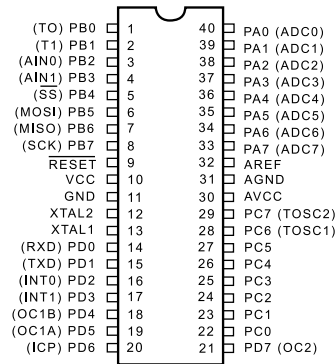


Note: This is a summary document. A complete document is available on our web site at [www.atmel.com](http://www.atmel.com).

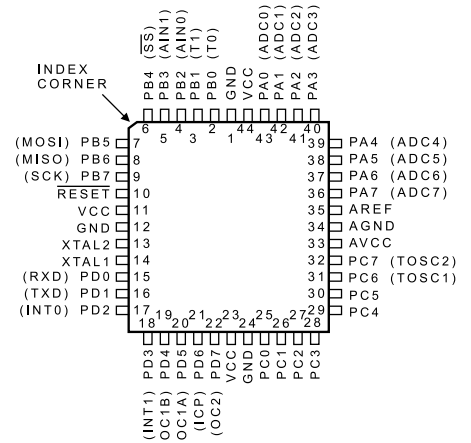


# Pin Configurations

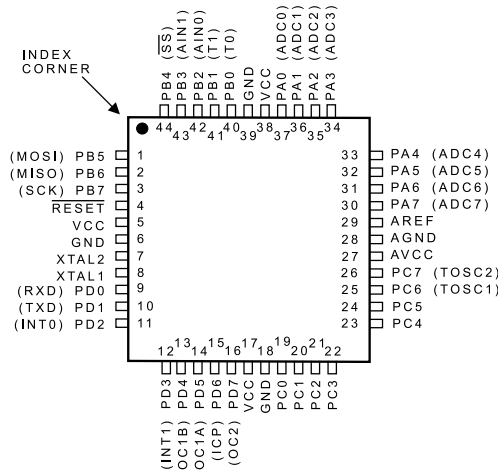
PDIP



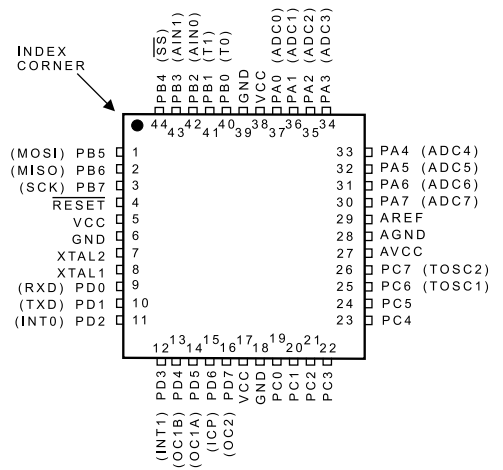
PLCC



TQFP



MLF

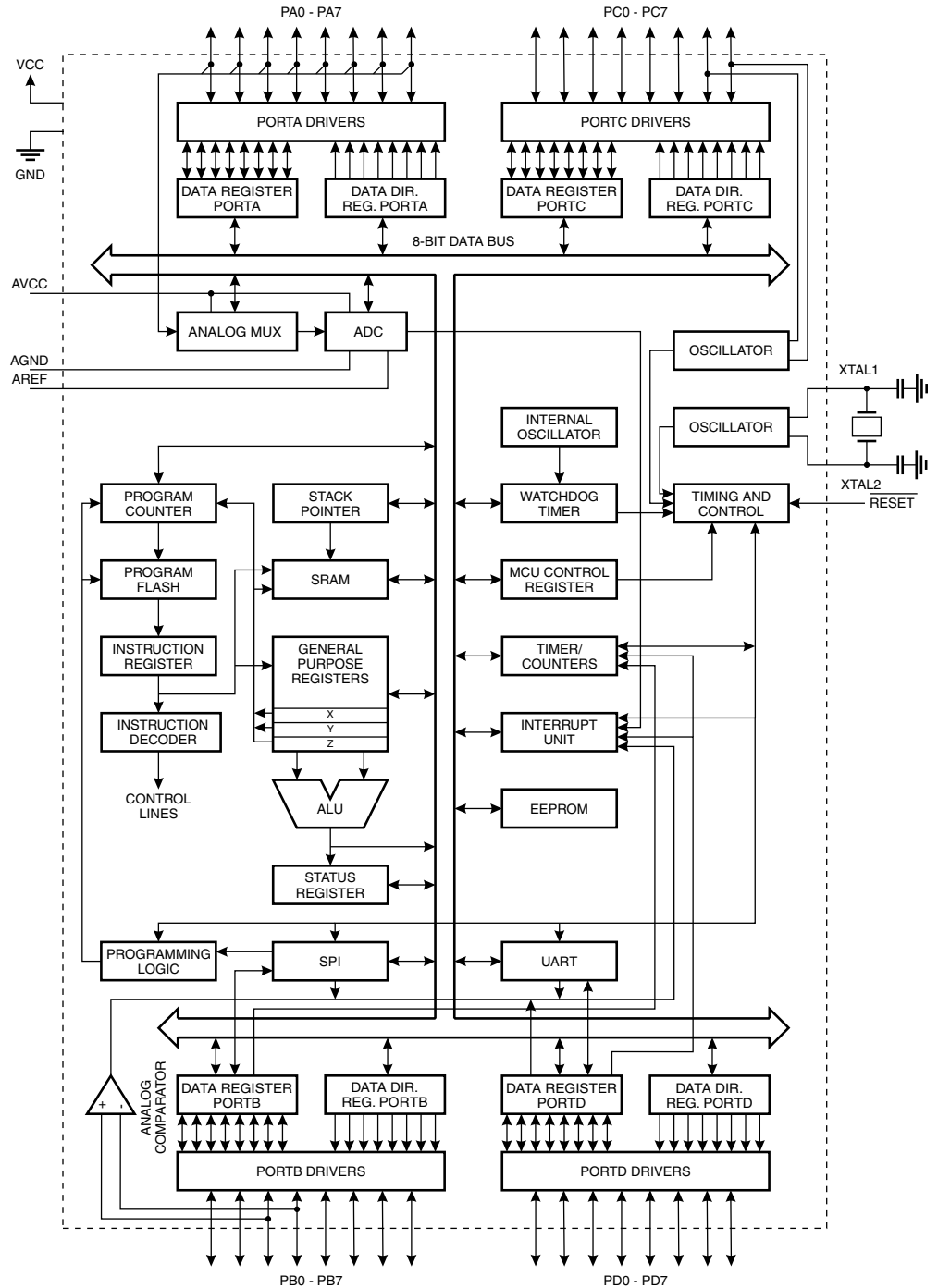


**Description**

The AT90S8535 is a low-power CMOS 8-bit microcontroller based on the AVR RISC architecture. By executing powerful instructions in a single clock cycle, the AT90S8535 achieves throughputs approaching 1 MIPS per MHz allowing the system designer to optimize power consumption versus processing speed.

**Block Diagram**

**Figure 1.** The AT90S8535 Block Diagram







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

The AT90S8535 provides the following features: 8K bytes of In-System Programmable Flash, 512 bytes EEPROM, 512 bytes SRAM, 32 general-purpose I/O lines, 32 general-purpose working registers, Real-time Clock (RTC), three flexible timer/counters with compare modes, internal and external interrupts, a programmable serial UART, 8-channel, 10-bit ADC, programmable Watchdog Timer with internal oscillator, an SPI serial port and three software-selectable power-saving modes. The Idle Mode stops the CPU while allowing the SRAM, timer/counters, SPI port and interrupt system to continue functioning. The Power-down mode saves the register contents but freezes the oscillator, disabling all other chip functions until the next interrupt or hardware reset. In Power Save Mode, the timer oscillator continues to run, allowing the user to maintain a timer base while the rest of the device is sleeping.

The device is manufactured using Atmel's high-density nonvolatile memory technology. The On-chip ISP Flash allows the program memory to be reprogrammed in-system through an SPI serial interface or by a conventional nonvolatile memory programmer. By combining an 8-bit RISC CPU with In-System Programmable Flash on a monolithic chip, the Atmel AT90S8535 is a powerful microcontroller that provides a highly flexible and cost effective solution to many embedded control applications.

The AT90S8535 AVR is supported with a full suite of program and system development tools including: C compilers, macro assemblers, program debugger/simulators, in-circuit emulators and evaluation kits.

## Pin Descriptions

<b>VCC</b>	Digital supply voltage.
<b>GND</b>	Digital ground.
<b>Port A (PA7..PA0)</b>	<p>Port A is an 8-bit bi-directional I/O port. Port pins can provide internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port A output buffers can sink 20 mA and can drive LED displays directly. When pins PA0 to PA7 are used as inputs and are externally pulled low, they will source current if the internal pull-up resistors are activated.</p> <p>Port A also serves as the analog inputs to the A/D Converter.</p> <p>The Port A pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.</p>
<b>Port B (PB7..PB0)</b>	<p>Port B is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors. The Port B output buffers can sink 20 mA. As inputs, Port B pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. Port B also serves the functions of various special features of the AT90S8535 as listed on page 74.</p> <p>The Port B pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.</p>
<b>Port C (PC7..PC0)</b>	<p>Port C is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors. The Port C output buffers can sink 20 mA. As inputs, Port C pins that are externally pulled low will source</p>

current if the pull-up resistors are activated. Two Port C pins can alternatively be used as oscillator for Timer/Counter2.

The Port C pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.

**Port D (PD7..PD0)**

Port D is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors. The Port D output buffers can sink 20 mA. As inputs, Port D pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated.

Port D also serves the functions of various special features of the AT90S8535 as listed on page 83.

The Port D pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.

 **$\overline{\text{RESET}}$** 

Reset input. An external reset is generated by a low level on the  $\overline{\text{RESET}}$  pin. Reset pulses longer than 50 ns will generate a reset, even if the clock is not running. Shorter pulses are not guaranteed to generate a reset.

**XTAL1**

Input to the inverting oscillator amplifier and input to the internal clock operating circuit.

**XTAL2**

Output from the inverting oscillator amplifier.

**AVCC**

AVCC is the supply voltage pin for Port A and the A/D Converter. If the ADC is not used, this pin must be connected to VCC. If the ADC is used, this pin must be connected to VCC via a low-pass filter. See page 65 for details on operation of the ADC.

**AREF**

AREF is the analog reference input for the A/D Converter. For ADC operations, a voltage in the range 2V to  $AV_{CC}$  must be applied to this pin.

**AGND**

Analog ground. If the board has a separate analog ground plane, this pin should be connected to this ground plane. Otherwise, connect to GND.



## Register Summary

Address	Name	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0	Page	
\$3F (\$5F)	SREG	I	T	H	S	V	N	Z	C	page 18	
\$3E (\$5E)	SPH	-	-	-	-	-	-	SP9	SP8	page 19	
\$3D (\$5D)	SPL	SP7	SP6	SP5	SP4	SP3	SP2	SP1	SP0	page 19	
\$3C (\$5C)	Reserved										
\$3B (\$5B)	GIMSK	INT1	INT0	-	-	-	-	-	-	page 24	
\$3A (\$5A)	GIFR	INTF1	INTF0	-	-	-	-	-	-	page 25	
\$39 (\$59)	TIMSK	OCIE2	TOIE2	TICIE1	OCIE1A	OCIE1B	TOIE1	-	TOIE0	page 25	
\$38 (\$58)	TIFR	OCF2	TOV2	ICF1	OCF1A	OCF1B	TOV1	-	TOV0	page 26	
\$37 (\$57)	Reserved										
\$36 (\$56)	Reserved										
\$35 (\$55)	MCUCR	-	SE	SM1	SM0	ISC11	ISC10	ISC01	ISC00	page 28	
\$34 (\$54)	MCUSR	-	-	-	-	-	-	EXTRF	PORF	page 23	
\$33 (\$53)	TCCR0	-	-	-	-	-	CS02	CS01	CS00	page 32	
\$32 (\$52)	TCNT0	Timer/Counter0 (8 Bits)								page 33	
\$31 (\$51)	Reserved										
\$30 (\$50)	Reserved										
\$2F (\$4F)	TCCR1A	COM1A1	COM1A0	COM1B1	COM1B0	-	-	PWM11	PWM10	page 35	
\$2E (\$4E)	TCCR1B	ICNC1	ICES1	-	-	CTC1	CS12	CS11	CS10	page 36	
\$2D (\$4D)	TCNT1H	Timer/Counter1 – Counter Register High Byte								page 37	
\$2C (\$4C)	TCNT1L	Timer/Counter1 – Counter Register Low Byte								page 37	
\$2B (\$4B)	OCR1AH	Timer/Counter1 – Output Compare Register A High Byte								page 38	
\$2A (\$4A)	OCR1AL	Timer/Counter1 – Output Compare Register A Low Byte								page 38	
\$29 (\$49)	OCR1BH	Timer/Counter1 – Output Compare Register B High Byte								page 38	
\$28 (\$48)	OCR1BL	Timer/Counter1 – Output Compare Register B Low Byte								page 38	
\$27 (\$47)	ICR1H	Timer/Counter1 – Input Capture Register High Byte								page 39	
\$26 (\$46)	ICR1L	Timer/Counter1 – Input Capture Register Low Byte								page 39	
\$25 (\$45)	TCCR2	-	PWM2	COM21	COM20	CTC2	CS22	CS21	CS20	page 42	
\$24 (\$44)	TCNT2	Timer/Counter2 (8 Bits)								page 43	
\$23 (\$43)	OCR2	Timer/Counter2 Output Compare Register								page 43	
\$22 (\$42)	ASSR	-	-	-	-	AS2	TCN2UB	OCR2UB	TCR2UB	page 45	
\$21 (\$41)	WDTCR	-	-	-	WDTOE	WDE	WDP2	WDP1	WDP0	page 47	
\$20 (\$40)	Reserved										
\$1F (\$3F)	EEARH									EEAR8	page 49
\$1E (\$3E)	EEARL	EEAR7	EEAR6	EEAR5	EEAR4	EEAR3	EEAR2	EEAR1	EEAR0	page 49	
\$1D (\$3D)	EEDR	EEPROM Data Register								page 49	
\$1C (\$3C)	EEDCR	-	-	-	-	EERIE	EEMWE	EEWE	EERE	page 49	
\$1B (\$3B)	PORTA	PORTA7	PORTA6	PORTA5	PORTA4	PORTA3	PORTA2	PORTA1	PORTA0	page 73	
\$1A (\$3A)	DDRA	DDA7	DDA6	DDA5	DDA4	DDA3	DDA2	DDA1	DDA0	page 73	
\$19 (\$39)	PINA	PINA7	PINA6	PINA5	PINA4	PINA3	PINA2	PINA1	PINA0	page 73	
\$18 (\$38)	PORTB	PORTB7	PORTB6	PORTB5	PORTB4	PORTB3	PORTB2	PORTB1	PORTB0	page 75	
\$17 (\$37)	DDRB	ddb7	ddb6	ddb5	ddb4	ddb3	ddb2	ddb1	ddb0	page 75	
\$16 (\$36)	PINB	PINB7	PINB6	PINB5	PINB4	PINB3	PINB2	PINB1	PINB0	page 75	
\$15 (\$35)	PORTC	PORTC7	PORTC6	PORTC5	PORTC4	PORTC3	PORTC2	PORTC1	PORTC0	page 80	
\$14 (\$34)	DDRC	DDC7	DDC6	DDC5	DDC4	DDC3	DDC2	DDC1	DDC0	page 80	
\$13 (\$33)	PINC	PINC7	PINC6	PINC5	PINC4	PINC3	PINC2	PINC1	PINC0	page 81	
\$12 (\$32)	PORTD	PORTD7	PORTD6	PORTD5	PORTD4	PORTD3	PORTD2	PORTD1	PORTD0	page 84	
\$11 (\$31)	DDRD	DDD7	DDD6	DDD5	DDD4	DDD3	DDD2	DDD1	DDD0	page 84	
\$10 (\$30)	PIND	PIND7	PIND6	PIND5	PIND4	PIND3	PIND2	PIND1	PIND0	page 84	
\$0F (\$2F)	SPDR	SPI Data Register								page 56	
\$0E (\$2E)	SPSR	SPIF	WCOL	-	-	-	-	-	-	page 55	
\$0D (\$2D)	SPCR	SPIE	SPE	DORD	MSTR	CPOL	CPHA	SPR1	SPR0	page 54	
\$0C (\$2C)	UDR	UART I/O Data Register								page 59	
\$0B (\$2B)	USR	RXC	TXC	UDRE	FE	OR	-	-	-	page 60	
\$0A (\$2A)	UCR	RXCIE	TXCIE	UDRIE	RXEN	TXEN	CHR9	RXB8	TXB8	page 61	
\$09 (\$29)	UBRR	UART Baud Rate Register								page 62	
\$08 (\$28)	ACSR	ACD	-	ACO	ACI	ACIE	ACIC	ACIS1	ACIS0	page 63	
\$07 (\$27)	ADMUX	-	-	-	-	-	MUX2	MUX1	MUX0	page 68	
\$06 (\$26)	ADCSR	ADEN	ADSC	ADFR	ADIF	ADIE	ADPS2	ADPS1	ADPS0	page 69	
\$05 (\$25)	ADCH	-	-	-	-	-	-	ADC9	ADC8	page 70	
\$04 (\$24)	ADCL	ADC7	ADC6	ADC5	ADC4	ADC3	ADC2	ADC1	ADC0	page 70	
\$03 (\$20)	Reserved										
\$02 (\$22)	Reserved										
\$01 (\$21)	Reserved										
\$00 (\$20)	Reserved										

- Notes:
1. For compatibility with future devices, reserved bits should be written to zero if accessed. Reserved I/O memory addresses should never be written.
  2. Some of the status flags are cleared by writing a logical "1" to them. Note that the CBI and SBI instructions will operate on all bits in the I/O register, writing a one back into any flag read as set, thus clearing the flag. The CBI and SBI instructions work with registers \$00 to \$1F only.



# Instruction Set Summary

Mnemonic	Operands	Description	Operation	Flags	# Clocks
<b>ARITHMETIC AND LOGIC INSTRUCTIONS</b>					
ADD	Rd, Rr	Add Two Registers	$Rd \leftarrow Rd + Rr$	Z,C,N,V,H	1
ADC	Rd, Rr	Add with Carry Two Registers	$Rd \leftarrow Rd + Rr + C$	Z,C,N,V,H	1
ADIW	Rdl, K	Add Immediate to Word	$Rdh:Rdl \leftarrow Rdh:Rdl + K$	Z,C,N,V,S	2
SUB	Rd, Rr	Subtract Two Registers	$Rd \leftarrow Rd - Rr$	Z,C,N,V,H	1
SUBI	Rd, K	Subtract Constant from Register	$Rd \leftarrow Rd - K$	Z,C,N,V,H	1
SBC	Rd, Rr	Subtract with Carry Two Registers	$Rd \leftarrow Rd - Rr - C$	Z,C,N,V,H	1
SBCI	Rd, K	Subtract with Carry Constant from Reg.	$Rd \leftarrow Rd - K - C$	Z,C,N,V,H	1
SBIW	Rdl, K	Subtract Immediate from Word	$Rdh:Rdl \leftarrow Rdh:Rdl - K$	Z,C,N,V,S	2
AND	Rd, Rr	Logical AND Registers	$Rd \leftarrow Rd \cdot Rr$	Z,N,V	1
ANDI	Rd, K	Logical AND Register and Constant	$Rd \leftarrow Rd \cdot K$	Z,N,V	1
OR	Rd, Rr	Logical OR Registers	$Rd \leftarrow Rd \vee Rr$	Z,N,V	1
ORI	Rd, K	Logical OR Register and Constant	$Rd \leftarrow Rd \vee K$	Z,N,V	1
EOR	Rd, Rr	Exclusive OR Registers	$Rd \leftarrow Rd \oplus Rr$	Z,N,V	1
COM	Rd	One's Complement	$Rd \leftarrow \text{SFF} - Rd$	Z,C,N,V	1
NEG	Rd	Two's Complement	$Rd \leftarrow \$00 - Rd$	Z,C,N,V,H	1
SBR	Rd, K	Set Bit(s) in Register	$Rd \leftarrow Rd \vee K$	Z,N,V	1
CBR	Rd, K	Clear Bit(s) in Register	$Rd \leftarrow Rd \cdot (\text{SFF} - K)$	Z,N,V	1
INC	Rd	Increment	$Rd \leftarrow Rd + 1$	Z,N,V	1
DEC	Rd	Decrement	$Rd \leftarrow Rd - 1$	Z,N,V	1
TST	Rd	Test for Zero or Minus	$Rd \leftarrow Rd \cdot Rd$	Z,N,V	1
CLR	Rd	Clear Register	$Rd \leftarrow Rd \oplus Rd$	Z,N,V	1
SER	Rd	Set Register	$Rd \leftarrow \text{SFF}$	None	1
<b>BRANCH INSTRUCTIONS</b>					
RJMP	k	Relative Jump	$PC \leftarrow PC + k + 1$	None	2
IJMP		Indirect Jump to (Z)	$PC \leftarrow Z$	None	2
RCALL	k	Relative Subroutine Call	$PC \leftarrow PC + k + 1$	None	3
ICALL		Indirect Call to (Z)	$PC \leftarrow Z$	None	3
RET		Subroutine Return	$PC \leftarrow \text{STACK}$	None	4
RETI		Interrupt Return	$PC \leftarrow \text{STACK}$	I	4
CPSE	Rd, Rr	Compare, Skip if Equal	if $(Rd = Rr)$ $PC \leftarrow PC + 2$ or 3	None	1/2/3
CP	Rd, Rr	Compare	$Rd - Rr$	Z,N,V,C,H	1
CPC	Rd, Rr	Compare with Carry	$Rd - Rr - C$	Z,N,V,C,H	1
CPI	Rd, K	Compare Register with Immediate	$Rd - K$	Z,N,V,C,H	1
SBRC	Rr, b	Skip if Bit in Register Cleared	if $(Rr(b) = 0)$ $PC \leftarrow PC + 2$ or 3	None	1/2/3
SBRS	Rr, b	Skip if Bit in Register is Set	if $(Rr(b) = 1)$ $PC \leftarrow PC + 2$ or 3	None	1/2/3
SBIC	P, b	Skip if Bit in I/O Register Cleared	if $(P(b) = 0)$ $PC \leftarrow PC + 2$ or 3	None	1/2/3
SBIS	P, b	Skip if Bit in I/O Register is Set	if $(P(b) = 1)$ $PC \leftarrow PC + 2$ or 3	None	1/2/3
BRBS	s, k	Branch if Status Flag Set	if $(\text{SREG}(s) = 1)$ then $PC \leftarrow PC + k + 1$	None	1/2
BRBC	s, k	Branch if Status Flag Cleared	if $(\text{SREG}(s) = 0)$ then $PC \leftarrow PC + k + 1$	None	1/2
BREQ	k	Branch if Equal	if $(Z = 1)$ then $PC \leftarrow PC + k + 1$	None	1/2
BRNE	k	Branch if Not Equal	if $(Z = 0)$ then $PC \leftarrow PC + k + 1$	None	1/2
BRCS	k	Branch if Carry Set	if $(C = 1)$ then $PC \leftarrow PC + k + 1$	None	1/2
BRCC	k	Branch if Carry Cleared	if $(C = 0)$ then $PC \leftarrow PC + k + 1$	None	1/2
BRSH	k	Branch if Same or Higher	if $(C = 0)$ then $PC \leftarrow PC + k + 1$	None	1/2
BRLO	k	Branch if Lower	if $(C = 1)$ then $PC \leftarrow PC + k + 1$	None	1/2
BRMI	k	Branch if Minus	if $(N = 1)$ then $PC \leftarrow PC + k + 1$	None	1/2
BRPL	k	Branch if Plus	if $(N = 0)$ then $PC \leftarrow PC + k + 1$	None	1/2
BRGE	k	Branch if Greater or Equal, Signed	if $(N \oplus V = 0)$ then $PC \leftarrow PC + k + 1$	None	1/2
BRLT	k	Branch if Less Than Zero, Signed	if $(N \oplus V = 1)$ then $PC \leftarrow PC + k + 1$	None	1/2
BRHS	k	Branch if Half-carry Flag Set	if $(H = 1)$ then $PC \leftarrow PC + k + 1$	None	1/2
BRHC	k	Branch if Half-carry Flag Cleared	if $(H = 0)$ then $PC \leftarrow PC + k + 1$	None	1/2
BRTS	k	Branch if T-flag Set	if $(T = 1)$ then $PC \leftarrow PC + k + 1$	None	1/2
BRTC	k	Branch if T-flag Cleared	if $(T = 0)$ then $PC \leftarrow PC + k + 1$	None	1/2
BRVS	k	Branch if Overflow Flag is Set	if $(V = 1)$ then $PC \leftarrow PC + k + 1$	None	1/2
BRVC	k	Branch if Overflow Flag is Cleared	if $(V = 0)$ then $PC \leftarrow PC + k + 1$	None	1/2
BRIE	k	Branch if Interrupt Enabled	if $(I = 1)$ then $PC \leftarrow PC + k + 1$	None	1/2
BRID	k	Branch if Interrupt Disabled	if $(I = 0)$ then $PC \leftarrow PC + k + 1$	None	1/2
<b>DATA TRANSFER INSTRUCTIONS</b>					
MOV	Rd, Rr	Move between Registers	$Rd \leftarrow Rr$	None	1
LDI	Rd, K	Load Immediate	$Rd \leftarrow K$	None	1
LD	Rd, X	Load Indirect	$Rd \leftarrow (X)$	None	2
LD	Rd, X+	Load Indirect and Post-inc.	$Rd \leftarrow (X), X \leftarrow X + 1$	None	2
LD	Rd, -X	Load Indirect and Pre-dec.	$X \leftarrow X - 1, Rd \leftarrow (X)$	None	2

## Instruction Set Summary (Continued)

Mnemonic	Operands	Description	Operation	Flags	# Clocks
LD	Rd, Y	Load Indirect	$Rd \leftarrow (Y)$	None	2
LD	Rd, Y+	Load Indirect and Post-inc.	$Rd \leftarrow (Y), Y \leftarrow Y + 1$	None	2
LD	Rd, -Y	Load Indirect and Pre-dec.	$Y \leftarrow Y - 1, Rd \leftarrow (Y)$	None	2
LDD	Rd, Y+q	Load Indirect with Displacement	$Rd \leftarrow (Y + q)$	None	2
LD	Rd, Z	Load Indirect	$Rd \leftarrow (Z)$	None	2
LD	Rd, Z+	Load Indirect and Post-inc.	$Rd \leftarrow (Z), Z \leftarrow Z + 1$	None	2
LD	Rd, -Z	Load Indirect and Pre-dec.	$Z \leftarrow Z - 1, Rd \leftarrow (Z)$	None	2
LDD	Rd, Z+q	Load Indirect with Displacement	$Rd \leftarrow (Z + q)$	None	2
LDS	Rd, k	Load Direct from SRAM	$Rd \leftarrow (k)$	None	2
ST	X, Rr	Store Indirect	$(X) \leftarrow Rr$	None	2
ST	X+, Rr	Store Indirect and Post-inc.	$(X) \leftarrow Rr, X \leftarrow X + 1$	None	2
ST	-X, Rr	Store Indirect and Pre-dec.	$X \leftarrow X - 1, (X) \leftarrow Rr$	None	2
ST	Y, Rr	Store Indirect	$(Y) \leftarrow Rr$	None	2
ST	Y+, Rr	Store Indirect and Post-inc.	$(Y) \leftarrow Rr, Y \leftarrow Y + 1$	None	2
ST	-Y, Rr	Store Indirect and Pre-dec.	$Y \leftarrow Y - 1, (Y) \leftarrow Rr$	None	2
STD	Y+q, Rr	Store Indirect with Displacement	$(Y + q) \leftarrow Rr$	None	2
ST	Z, Rr	Store Indirect	$(Z) \leftarrow Rr$	None	2
ST	Z+, Rr	Store Indirect and Post-inc.	$(Z) \leftarrow Rr, Z \leftarrow Z + 1$	None	2
ST	-Z, Rr	Store Indirect and Pre-dec.	$Z \leftarrow Z - 1, (Z) \leftarrow Rr$	None	2
STD	Z+q, Rr	Store Indirect with Displacement	$(Z + q) \leftarrow Rr$	None	2
STS	k, Rr	Store Direct to SRAM	$(k) \leftarrow Rr$	None	2
LPM		Load Program Memory	$R0 \leftarrow (Z)$	None	3
IN	Rd, P	In Port	$Rd \leftarrow P$	None	1
OUT	P, Rr	Out Port	$P \leftarrow Rr$	None	1
PUSH	Rr	Push Register on Stack	$STACK \leftarrow Rr$	None	2
POP	Rd	Pop Register from Stack	$Rd \leftarrow STACK$	None	2
<b>BIT AND BIT-TEST INSTRUCTIONS</b>					
SBI	P, b	Set Bit in I/O Register	$I/O(P,b) \leftarrow 1$	None	2
CBI	P, b	Clear Bit in I/O Register	$I/O(P,b) \leftarrow 0$	None	2
LSL	Rd	Logical Shift Left	$Rd(n+1) \leftarrow Rd(n), Rd(0) \leftarrow 0$	Z,C,N,V	1
LSR	Rd	Logical Shift Right	$Rd(n) \leftarrow Rd(n+1), Rd(7) \leftarrow 0$	Z,C,N,V	1
ROL	Rd	Rotate Left through Carry	$Rd(0) \leftarrow C, Rd(n+1) \leftarrow Rd(n), C \leftarrow Rd(7)$	Z,C,N,V	1
ROR	Rd	Rotate Right through Carry	$Rd(7) \leftarrow C, Rd(n) \leftarrow Rd(n+1), C \leftarrow Rd(0)$	Z,C,N,V	1
ASR	Rd	Arithmetic Shift Right	$Rd(n) \leftarrow Rd(n+1), n = 0..6$	Z,C,N,V	1
SWAP	Rd	Swap Nibbles	$Rd(3..0) \leftarrow Rd(7..4), Rd(7..4) \leftarrow Rd(3..0)$	None	1
BSET	s	Flag Set	$SREG(s) \leftarrow 1$	SREG(s)	1
BCLR	s	Flag Clear	$SREG(s) \leftarrow 0$	SREG(s)	1
BST	Rr, b	Bit Store from Register to T	$T \leftarrow Rr(b)$	T	1
BLD	Rd, b	Bit Load from T to Register	$Rd(b) \leftarrow T$	None	1
SEC		Set Carry	$C \leftarrow 1$	C	1
CLC		Clear Carry	$C \leftarrow 0$	C	1
SEN		Set Negative Flag	$N \leftarrow 1$	N	1
CLN		Clear Negative Flag	$N \leftarrow 0$	N	1
SEZ		Set Zero Flag	$Z \leftarrow 1$	Z	1
CLZ		Clear Zero Flag	$Z \leftarrow 0$	Z	1
SEI		Global Interrupt Enable	$I \leftarrow 1$	I	1
CLI		Global Interrupt Disable	$I \leftarrow 0$	I	1
SES		Set Signed Test Flag	$S \leftarrow 1$	S	1
CLS		Clear Signed Test Flag	$S \leftarrow 0$	S	1
SEV		Set Two's Complement Overflow	$V \leftarrow 1$	V	1
CLV		Clear Two's Complement Overflow	$V \leftarrow 0$	V	1
SET		Set T in SREG	$T \leftarrow 1$	T	1
CLT		Clear T in SREG	$T \leftarrow 0$	T	1
SEH		Set Half-carry Flag in SREG	$H \leftarrow 1$	H	1
CLH		Clear Half-carry Flag in SREG	$H \leftarrow 0$	H	1
NOP		No Operation		None	1
SLEEP		Sleep	(see specific descr. for Sleep function)	None	1
WDR		Watchdog Reset	(see specific descr. for WDR/timer)	None	1



## Ordering Information

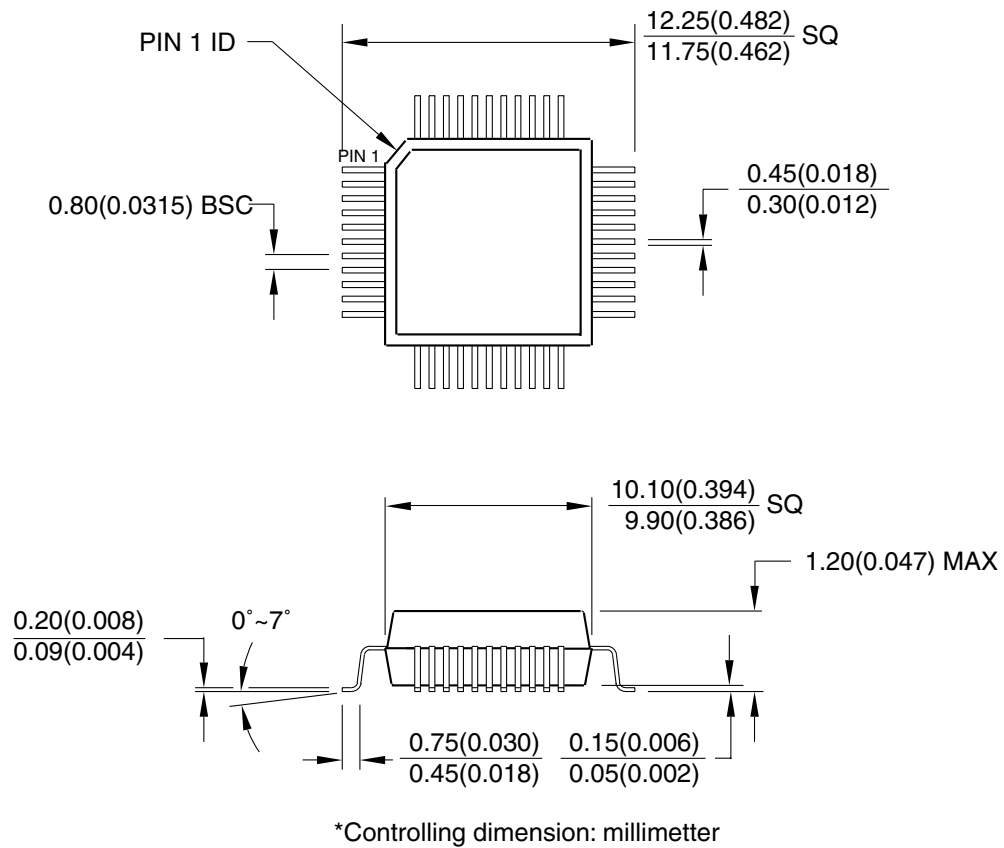
Power Supply	Speed (MHz)	Ordering Code	Package	Operation Range
2.7 - 6.0V	4	AT90LS8535-4AC	44A	Commercial (0°C to 70°C)
		AT90LS8535-4JC	44J	
		AT90LS8535-4PC	40P6	
		AT90LS8535-4MC	44M1	
	4	AT90LS8535-4AI	44A	Industrial (-40°C to 85°C)
		AT90LS8535-4JI	44J	
		AT90LS8535-4PI	40P6	
		AT90LS8535-4MI	44M1	
4.0 - 6.0V	8	AT90S8535-8AC	44A	Commercial (0°C to 70°C)
		AT90S8535-8JC	44J	
		AT90S8535-8PC	40P6	
		AT90LS8535-8MC	44M1	
	8	AT90S8535-8AI	44A	Industrial (-40°C to 85°C)
		AT90S8535-8JI	44J	
		AT90S8535-8PI	40P6	
		AT90LS8535-8MI	44M1	

Package Type	
<b>44A</b>	44-lead, Thin (1.0 mm) Plastic Gull Wing Quad Flat Package (TQFP)
<b>44J</b>	44-lead, Plastic J-leaded Chip Carrier (PLCC)
<b>40P6</b>	40-lead, 0.600" Wide, Plastic Dual Inline Package (PDIP)
<b>44M1</b>	44-pad, 7 x 7 x 1.0 mm body, lead pitch 0.50 mm, Micro Lead Frame Package (MLF)

Packaging Information

44A

44-lead, Thin (1.0mm) Plastic Quad Flat Package  
 (TQFP), 10x10mm body, 2.0mm footprint, 0.8mm pitch.  
 Dimension in Millimeters and (Inches)\*  
 JEDEC STANDARD MS-026 ACB

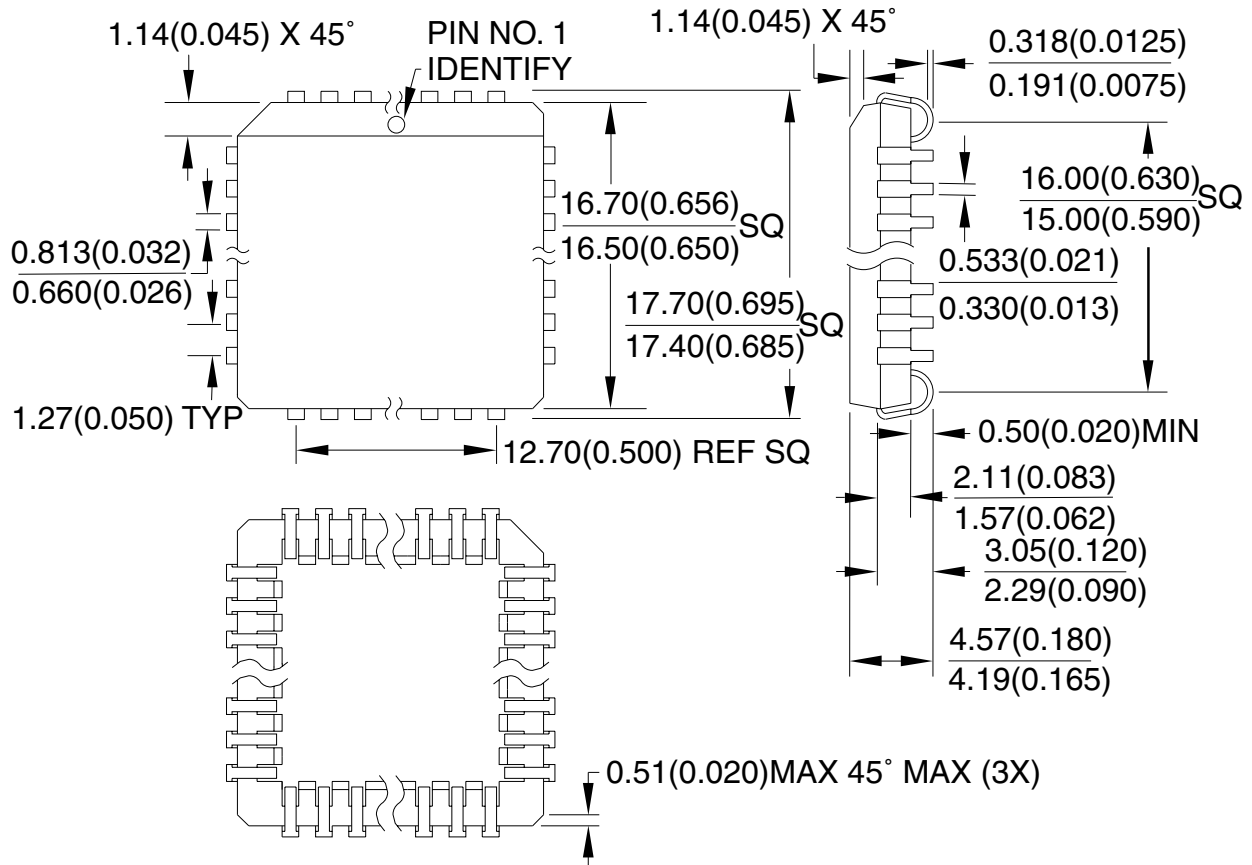


REV. A 04/11/2001



44J

44J, 44-lead, Plastic J-leaded Chip Carrier (PLCC)  
 Dimensions in Millimeters and (Inches)\*  
 JEDEC STANDARD MS-018 AC

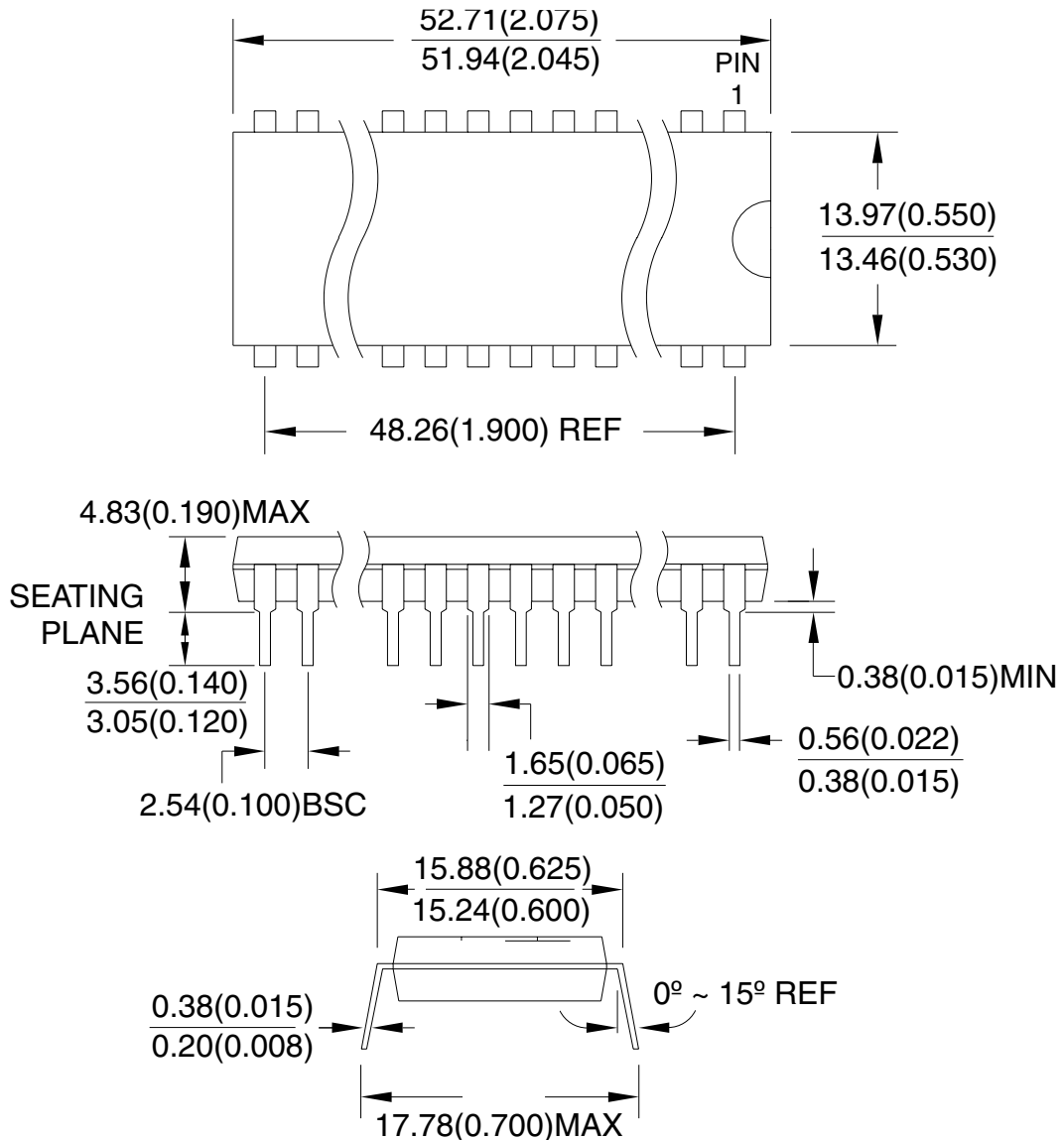


\*Controlling dimensions: Inches

REV. A 04/11/2001

40P6

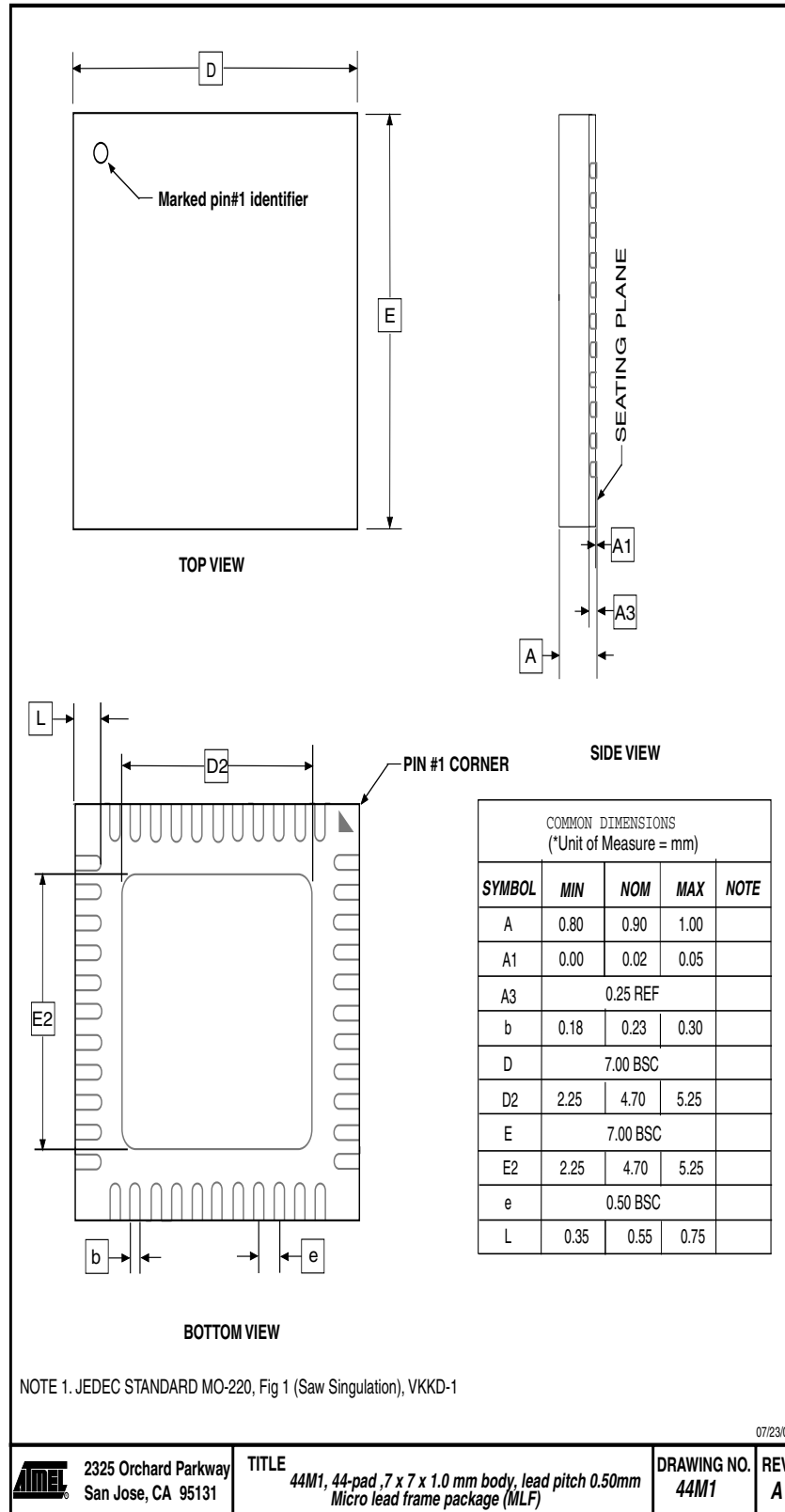
40-lead, Plastic Dual Inline  
 Package (PDIP), 0.600" wide  
 Dimension in Millimeters and (Inches)\*  
 JEDEC STANDARD MS-011 AC



\*Controlling dimension: Inches

REV. A 04/11/2001

44M1





## Atmel Headquarters

*Corporate Headquarters*  
2325 Orchard Parkway  
San Jose, CA 95131  
TEL (408) 441-0311  
FAX (408) 487-2600

### *Europe*

Atmel SarL  
Route des Arsenaux 41  
Casa Postale 80  
CH-1705 Fribourg  
Switzerland  
TEL (41) 26-426-5555  
FAX (41) 26-426-5500

### *Asia*

Atmel Asia, Ltd.  
Room 1219  
Chinachem Golden Plaza  
77 Mody Road Tsimhatsui  
East Kowloon  
Hong Kong  
TEL (852) 2721-9778  
FAX (852) 2722-1369

### *Japan*

Atmel Japan K.K.  
9F, Tonetsu Shinkawa Bldg.  
1-24-8 Shinkawa  
Chuo-ku, Tokyo 104-0033  
Japan  
TEL (81) 3-3523-3551  
FAX (81) 3-3523-7581

## Atmel Product Operations

### *Atmel Colorado Springs*

1150 E. Cheyenne Mtn. Blvd.  
Colorado Springs, CO 80906  
TEL (719) 576-3300  
FAX (719) 540-1759

### *Atmel Grenoble*

Avenue de Rochepleine  
BP 123  
38521 Saint-Egreve Cedex, France  
TEL (33) 4-7658-3000  
FAX (33) 4-7658-3480

### *Atmel Heilbronn*

Theresienstrasse 2  
POB 3535  
D-74025 Heilbronn, Germany  
TEL (49) 71 31 67 25 94  
FAX (49) 71 31 67 24 23

### *Atmel Nantes*

La Chantrerie  
BP 70602  
44306 Nantes Cedex 3, France  
TEL (33) 0 2 40 18 18 18  
FAX (33) 0 2 40 18 19 60

### *Atmel Rousset*

Zone Industrielle  
13106 Rousset Cedex, France  
TEL (33) 4-4253-6000  
FAX (33) 4-4253-6001

### *Atmel Smart Card ICs*

Scottish Enterprise Technology Park  
East Kilbride, Scotland G75 0QR  
TEL (44) 1355-357-000  
FAX (44) 1355-242-743

---

*e-mail*  
[literature@atmel.com](mailto:literature@atmel.com)

*Web Site*  
<http://www.atmel.com>

### © Atmel Corporation 2001.

Atmel Corporation makes no warranty for the use of its products, other than those expressly contained in the Company's standard warranty which is detailed in Atmel's Terms and Conditions located on the Company's web site. The Company assumes no responsibility for any errors which may appear in this document, reserves the right to change devices or specifications detailed herein at any time without notice, and does not make any commitment to update the information contained herein. No licenses to patents or other intellectual property of Atmel are granted by the Company in connection with the sale of Atmel products, expressly or by implication. Atmel's products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems.

ATMEL® and AVR® are the registered trademarks of Atmel.

Other terms and product names may be the trademarks of others.

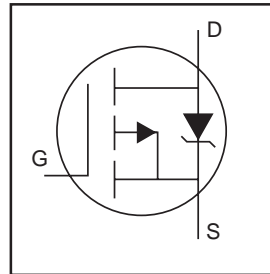


Printed on recycled paper.

# IRF9540N

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- P-Channel
- Fully Avalanche Rated

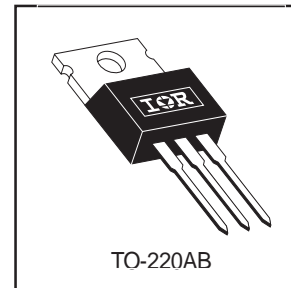


$V_{DSS} = -100V$
$R_{DS(on)} = 0.117\Omega$
$I_D = -23A$

## Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



## Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10V$	-23	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10V$	-16	
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①	-76	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	140	W
	Linear Derating Factor	0.91	W/°C
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	$\pm 20$	V
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy②	430	mJ
$I_{AR}$	Avalanche Current①	-11	A
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy①	14	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	-5.0	V/ns
$T_J$	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds		
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

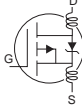
## Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	1.1	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

# IRF9540N



## Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	-100	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = -250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	-0.11	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = -1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.117	$\Omega$	$V_{GS} = -10V, I_D = -11A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	-2.0	—	-4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = -250\mu A$
$g_{fs}$	Forward Transconductance	5.3	—	—	S	$V_{DS} = -50V, I_D = -11A$
$I_{DSS}$	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	-25	$\mu A$	$V_{DS} = -100V, V_{GS} = 0V$
		—	—	-250		$V_{DS} = -80V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$
$Q_g$	Total Gate Charge	—	—	97	nC	$I_D = -11A$
$Q_{gs}$	Gate-to-Source Charge	—	—	15		$V_{DS} = -80V$
$Q_{gd}$	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	51		$V_{GS} = -10V$ , See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	15	—	ns	$V_{DD} = -50V$
$t_r$	Rise Time	—	67	—		$I_D = -11A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	51	—		$R_G = 5.1\Omega$
$t_f$	Fall Time	—	51	—		$R_D = 4.2\Omega$ , See Fig. 10 ④
$L_D$	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
$L_S$	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
$C_{iss}$	Input Capacitance	—	1300	—	pF	$V_{GS} = 0V$
$C_{oss}$	Output Capacitance	—	400	—		$V_{DS} = -25V$
$C_{rss}$	Reverse Transfer Capacitance	—	240	—		$f = 1.0\text{MHz}$ , See Fig. 5

## Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	-23	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
$I_{SM}$	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	-76		
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage	—	—	-1.6	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = -11A, V_{GS} = 0V$ ④
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	—	150	220	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = -11A$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	—	830	1200	nC	$di/dt = -100A/\mu s$ ④
$t_{on}$	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S+L_D$ )				

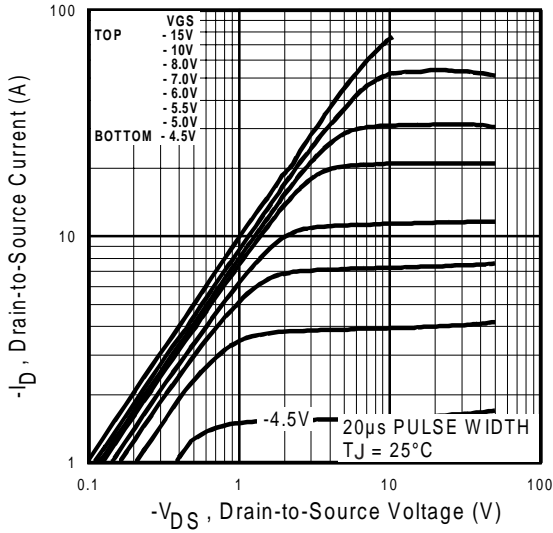
### Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. ( See fig. 11 )

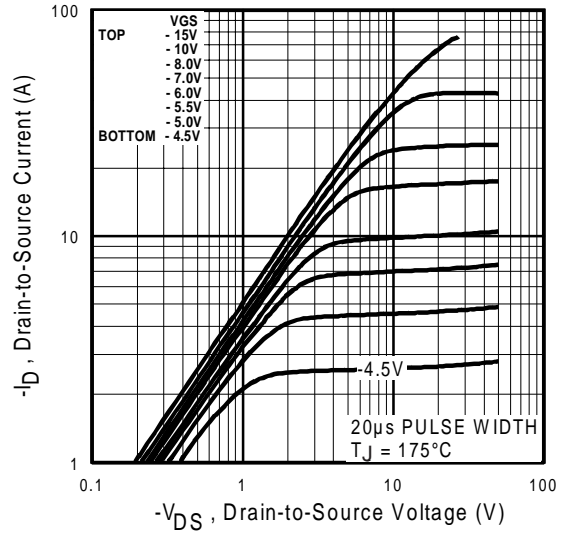
② Starting  $T_J = 25^\circ\text{C}$ ,  $L = 7.1\text{mH}$   
 $R_G = 25\Omega, I_{AS} = -11A$ . (See Figure 12)

③  $I_{SD} \leq -11A, di/dt \leq -470A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$ ,  
 $T_J \leq 175^\circ\text{C}$

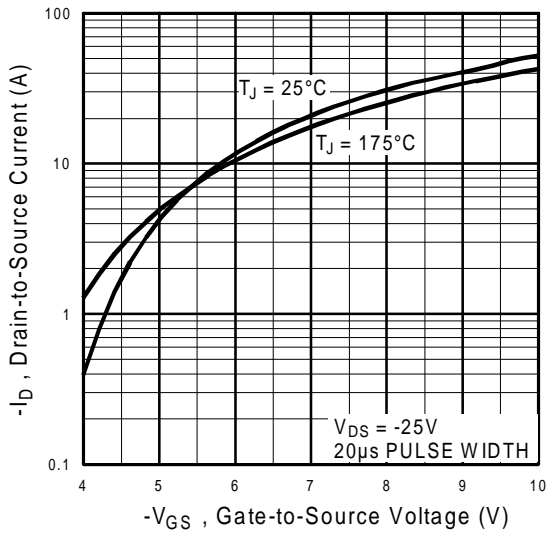
④ Pulse width  $\leq 300\mu s$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .



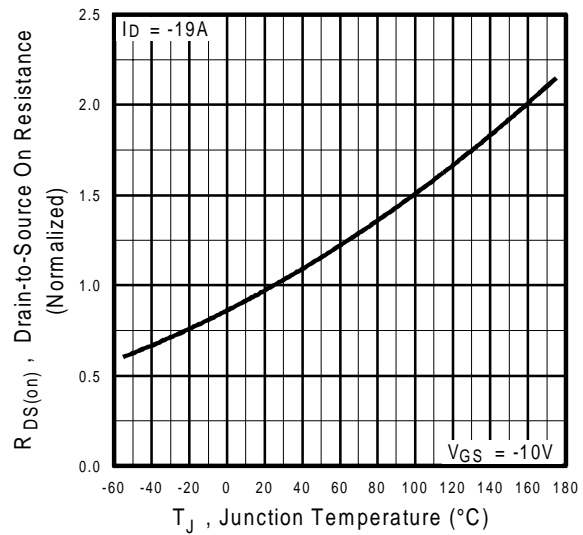
**Fig 1.** Typical Output Characteristics



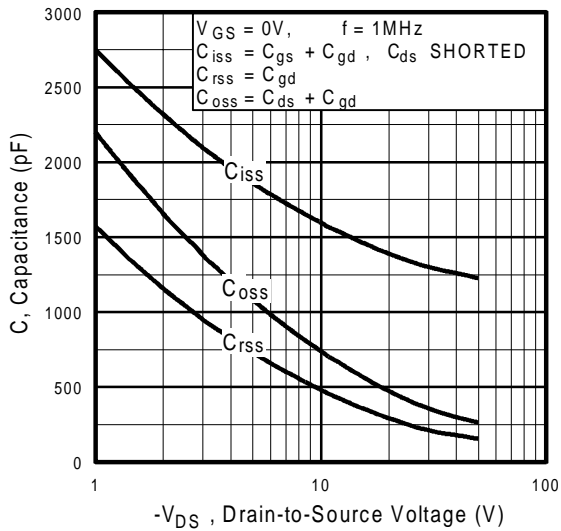
**Fig 2.** Typical Output Characteristics



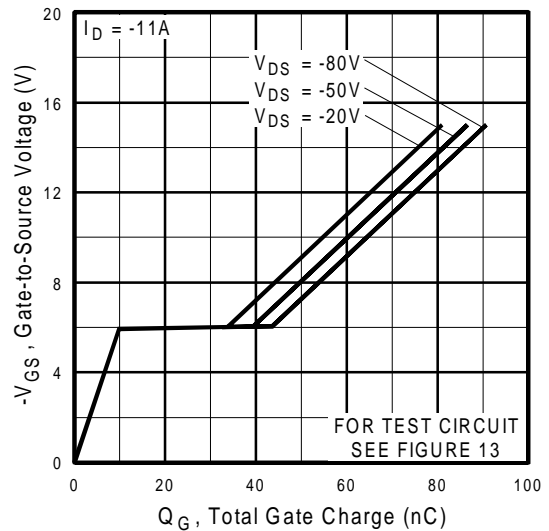
**Fig 3.** Typical Transfer Characteristics



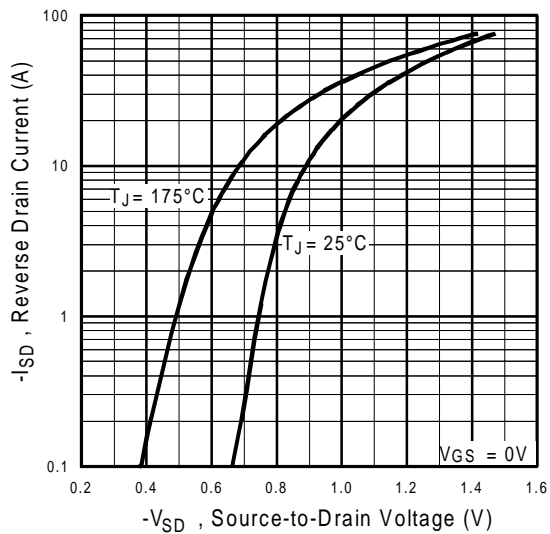
**Fig 4.** Normalized On-Resistance Vs. Temperature



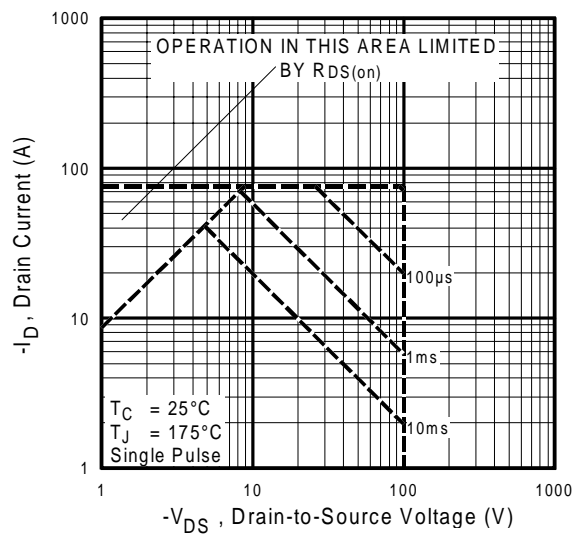
**Fig 5.** Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage



**Fig 6.** Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

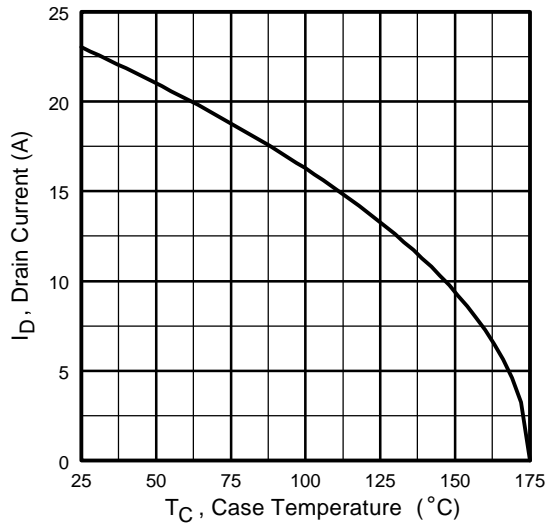


**Fig 7.** Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

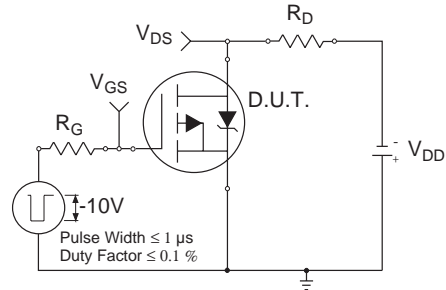


**Fig 8.** Maximum Safe Operating Area

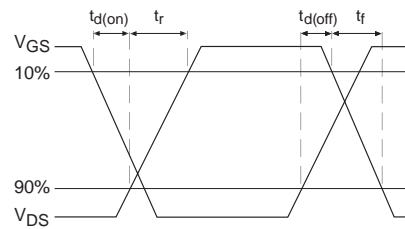




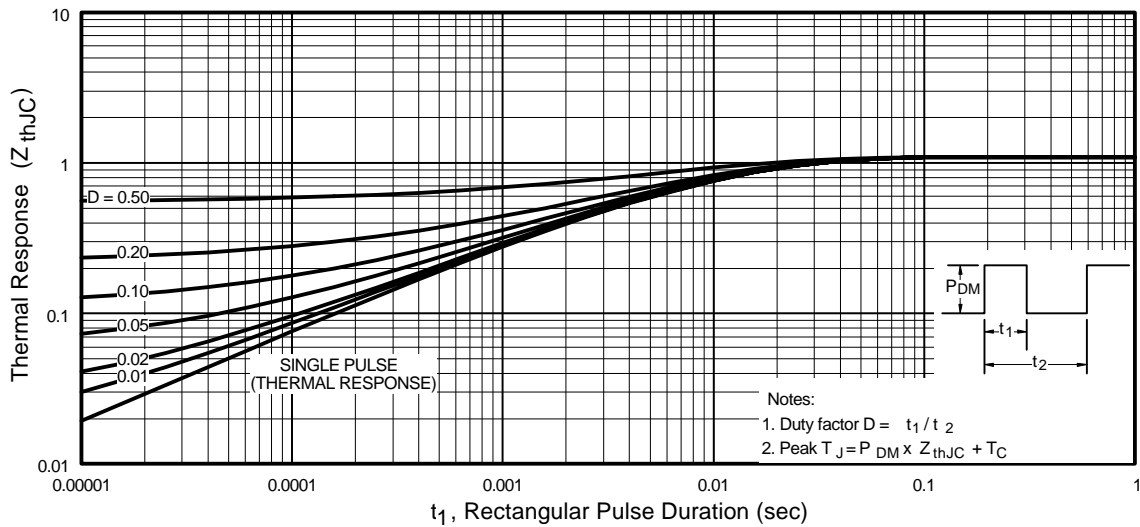
**Fig 9.** Maximum Drain Current Vs. Case Temperature



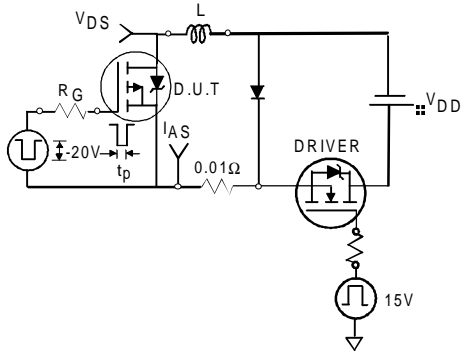
**Fig 10a.** Switching Time Test Circuit



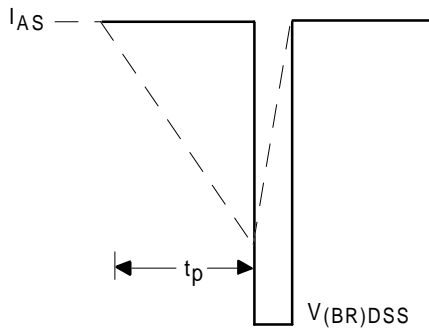
**Fig 10b.** Switching Time Waveforms



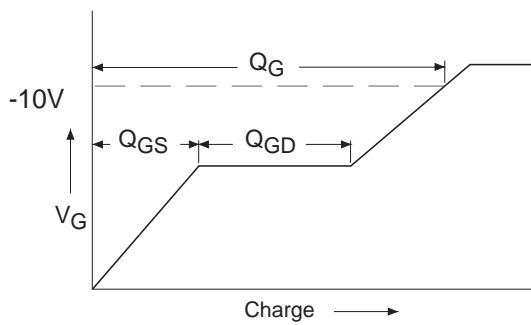
**Fig 11.** Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case



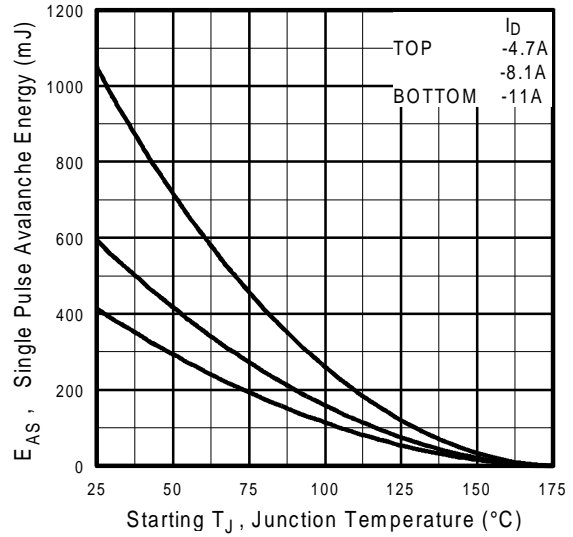
**Fig 12a.** Unclamped Inductive Test Circuit



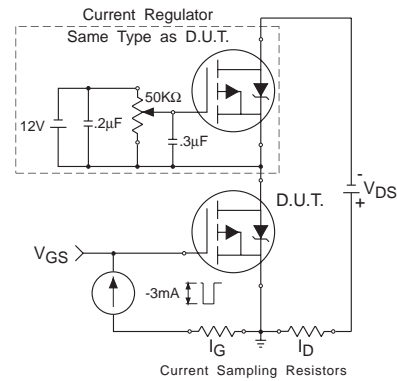
**Fig 12b.** Unclamped Inductive Waveforms



**Fig 13a.** Basic Gate Charge Waveform

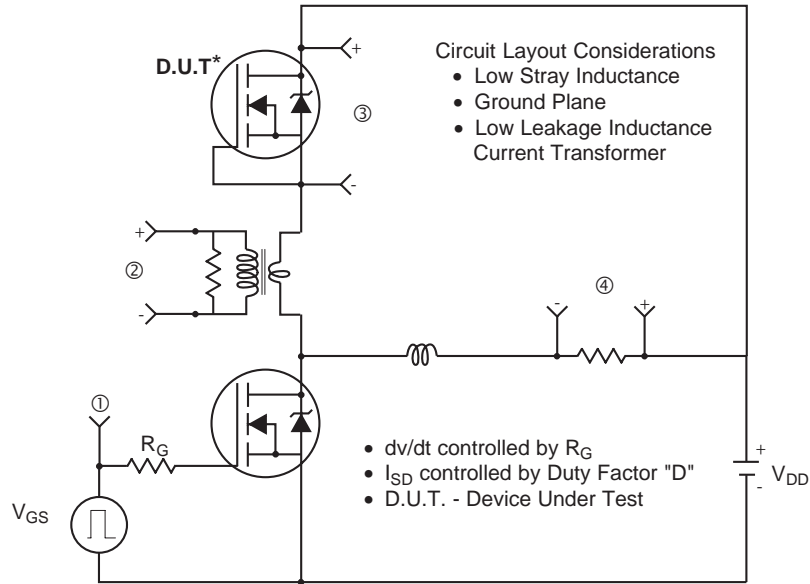


**Fig 12c.** Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

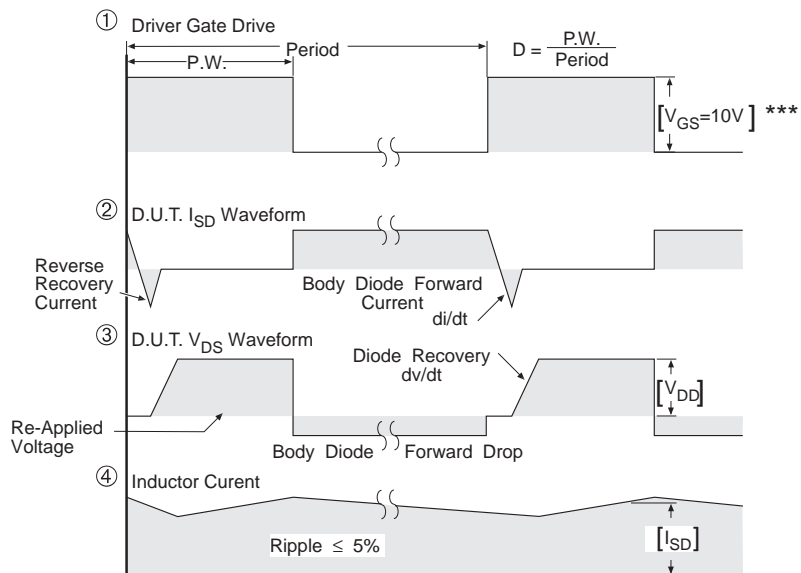


**Fig 13b.** Gate Charge Test Circuit

## Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit



\* Reverse Polarity of D.U.T. for P-Channel



\*\*\*  $V_{GS} = 5.0V$  for Logic Level and 3V Drive Devices

**Fig 14.** For P-Channel HEXFETS

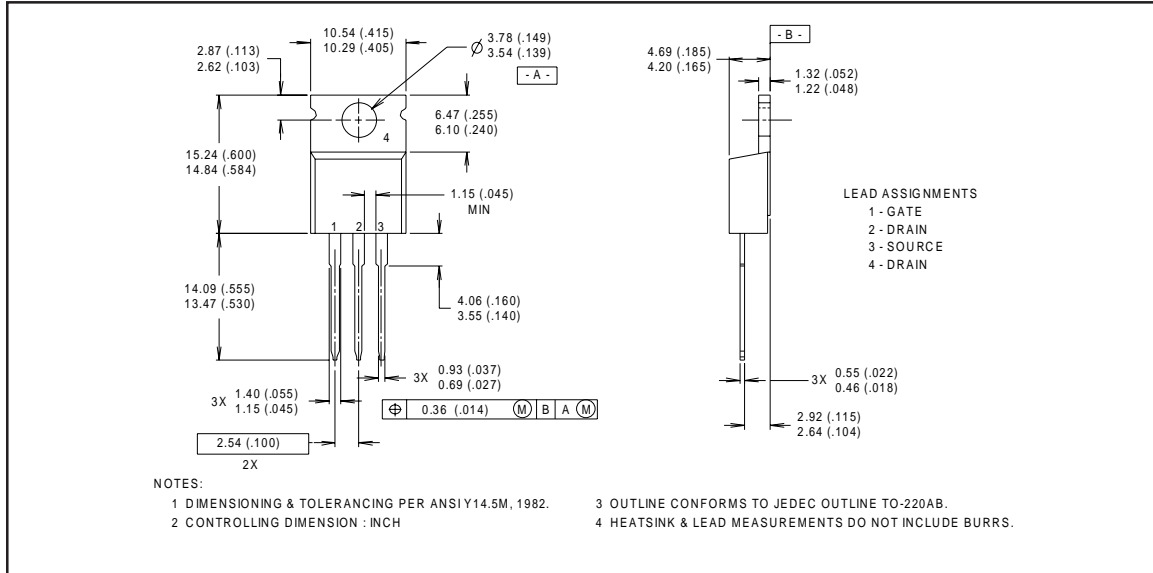
# IRF9540N



## Package Outline

### TO-220AB Outline

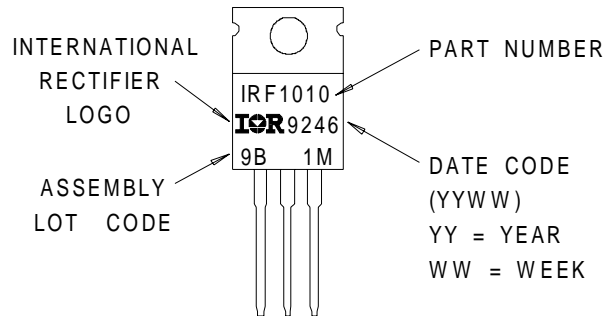
Dimensions are shown in millimeters (inches)



## Part Marking Information

### TO-220AB

EXAMPLE : THIS IS AN IRF1010  
WITH ASSEMBLY  
LOT CODE 9B1M



International  
**IRF** Rectifier

**WORLD HEADQUARTERS:** 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, Tel: (310) 322 3331  
**EUROPEAN HEADQUARTERS:** Hurst Green, Oxted, Surrey RH8 9BB, UK Tel: ++ 44 1883 732020

**IR CANADA:** 7321 Victoria Park Ave., Suite 201, Markham, Ontario L3R 2Z8, Tel: (905) 475 1897

**IR GERMANY:** Saalburgstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 6172 96590

**IR ITALY:** Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 11 451 0111

**IR FAR EAST:** K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Ikebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo Japan 171 Tel: 81 3 3983 0086

**IR SOUTHEAST ASIA:** 315 Outram Road, #10-02 Tan Boon Liat Building, Singapore 0316 Tel: 65 221 8371

<http://www.irf.com/> Data and specifications subject to change without notice. 5/98

**NOT RECOMMENDED FOR NEW DESIGNS  
POSSIBLE SUBSTITUTE PRODUCT  
IRF540N**

January 2002

**28A, 100V, 0.077 Ohm, N-Channel Power MOSFETs**

These are N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistors. They are advanced power MOSFETs designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching convertors, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA17421.

**Ordering Information**

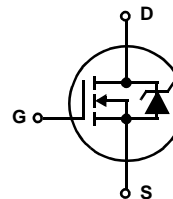
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF540	TO-220AB	IRF540
RF1S540SM	TO-263AB	RF1S540SM

NOTE: When ordering, use the entire part number. Add the suffix 9A to obtain the TO-263AB variant in the tape and reel, i.e., RF1S540SM9A.

**Features**

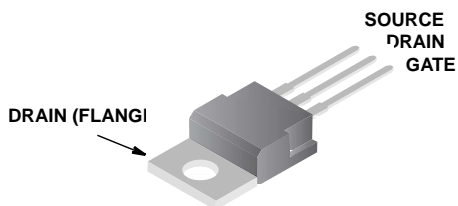
- 28A, 100V
- $r_{DS(ON)} = 0.077\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
  - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

**Symbol**

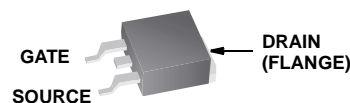


**Packaging**

JEDEC TO-220AB



JEDEC TO-263AB



# IRF540, RF1S540SM

## Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$ , Unless Otherwise Specified

	IRF540, RF1S540SM	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage (Note 1) . . . . .	$V_{DS}$	100 V
Drain to Gate Voltage ( $R_{GS} = 20k\Omega$ ) (Note 1) . . . . .	$V_{DGR}$	100 V
Continuous Drain Current . . . . .	$I_D$	28 A
$T_C = 100^\circ\text{C}$ . . . . .	$I_D$	20 A
Pulsed Drain Current (Note 3) . . . . .	$I_{DM}$	110 A
Gate to Source Voltage . . . . .	$V_{GS}$	$\pm 20$ V
Maximum Power Dissipation . . . . .	$P_D$	120 W
Dissipation Derating Factor . . . . .		0.8 $W/^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4) . . . . .	$E_{AS}$	230 mJ
Operating and Storage Temperature . . . . .	$T_J, T_{STG}$	$-55$ to $175$ $^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s. . . . .	$T_L$	300 $^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See Techbrief 334 . . . . .	$T_{pkg}$	260 $^\circ\text{C}$

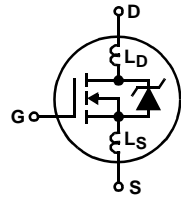
*CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.*

**NOTE:**

- $T_J = 25^\circ\text{C}$  to  $T_J = 150^\circ\text{C}$ .

## Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$ , Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	$BV_{DSS}$	$I_D = 250\mu\text{A}, V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 10)	100	-	-	V
Gate to Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 250\mu\text{A}$	2	-	4	V
Zero Gate Voltage Drain Current	$I_{DSS}$	$V_{DS} = 95\text{V}, V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	25	$\mu\text{A}$
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}, T_J = 150^\circ\text{C}$	-	-	250	$\mu\text{A}$
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)} \text{ MAX}, V_{GS} = 10\text{V}$ (Figure 7)	28	-	-	A
Gate to Source Leakage Current	$I_{GSS}$	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	$\pm 100$	nA
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$I_D = 17\text{A}, V_{GS} = 10\text{V}$ (Figures 8, 9)	-	0.060	0.077	$\Omega$
Forward Transconductance (Note 2)	$g_{fs}$	$V_{DS} \geq 50\text{V}, I_D = 17\text{A}$ (Figure 12)	8.7	13	-	S
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature	-	15	23	ns
Rise Time	$t_r$		-	70	110	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	40	60	ns
Fall Time	$t_f$		-	50	83	ns
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate to Drain)	$Q_{g(TOT)}$	$V_{GS} = 10\text{V}, I_D = 28\text{A}, V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, I_{g(REF)} = 1.5\text{mA}$ (Figure 14) Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature	-	38	59	nC
Gate to Source Charge	$Q_{gs}$		-	8	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	$Q_{gd}$		-	21	-	nC
Input Capacitance	$C_{ISS}$	$V_{DS} = 25\text{V}, V_{GS} = 0\text{V}, f = 1\text{MHz}$ (Figure 11)	-	1450	-	pF
Output Capacitance	$C_{OSS}$		-	550	-	pF
Reverse Transfer Capacitance	$C_{RSS}$		-	100	-	pF
Internal Drain Inductance	$L_D$	Measured From the Contact Screw on Tab To Center of Die	-	3.5	-	nH
		Measured From the Drain Lead, 6mm (0.25in) from Package to Center of Die	-	4.5	-	nH
Internal Source Inductance	$L_S$	Measured From the Source Lead, 6mm (0.25in) From Header to Source Bonding Pad	-	7.5	-	nH
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$		-	-	1.25	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Free Air Operation	-	-	80	$^\circ\text{C/W}$
	$R_{\theta JA}$	RF1S540SM Mounted on FR-4 Board with Minimum Mounting Pad	-	-	62	$^\circ\text{C/W}$



Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	$I_{SD}$	Modified MOSFET Symbol Showing the Integral Reverse P-N Junction Diode	-	-	28	A
Pulse Source to Drain Current (Note 3)	$I_{SDM}$		-	-	110	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	$V_{SD}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $I_{SD} = 27\text{A}$ , $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 13)	-	-	2.5	V
Reverse Recovery Time	$t_{rr}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $I_{SD} = 28\text{A}$ , $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	70	150	300	ns
Reverse Recovery Charge	$Q_{RR}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $I_{SD} = 28\text{A}$ , $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	0.2	1.0	1.9	$\mu\text{C}$

NOTES:

- Pulse test: pulse width  $\leq 300\mu\text{s}$ , duty cycle  $\leq 2\%$ .
- Repetitive rating: pulse width limited by maximum junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
- $V_{DD} = 25\text{V}$ , starting  $T_J = 25^\circ\text{C}$ ,  $L = 440\mu\text{H}$ ,  $R_G = 25\Omega$ , peak  $I_{AS} = 28\text{A}$ .

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

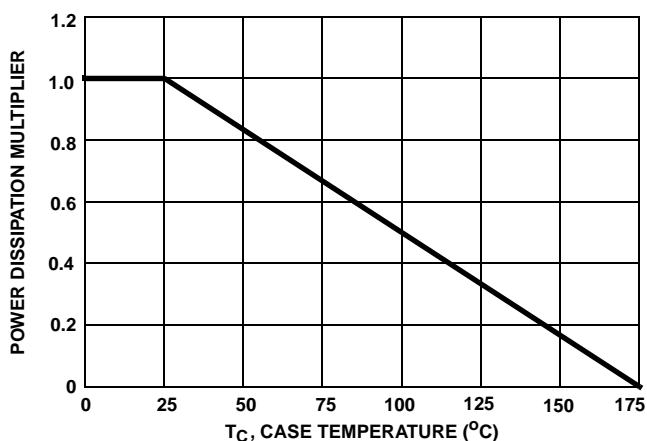


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

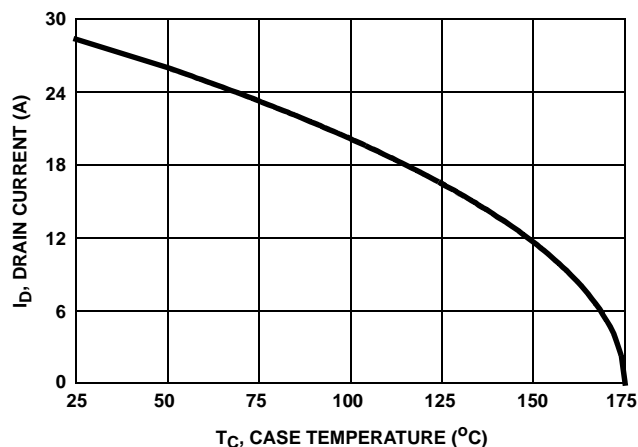


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

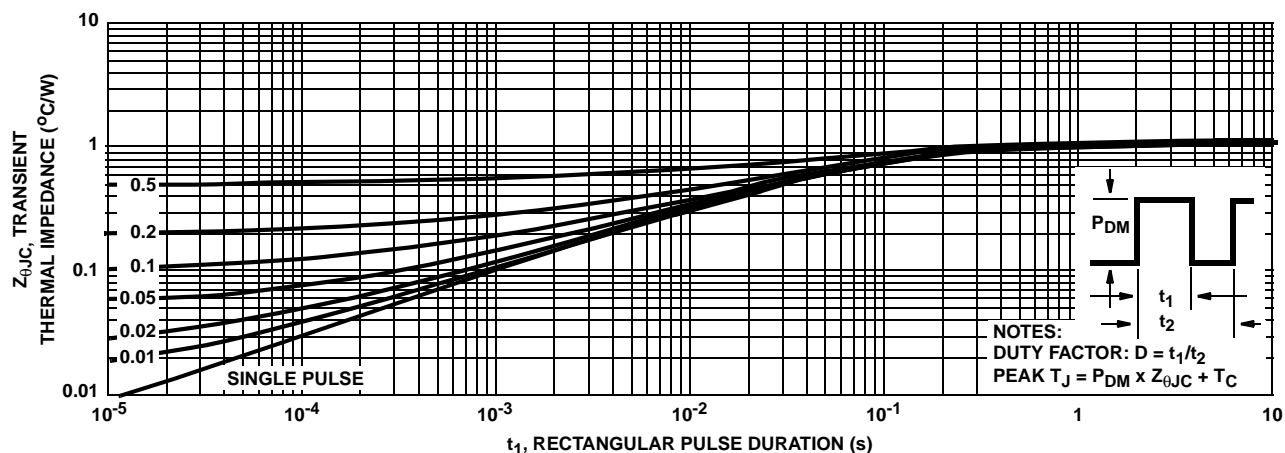


FIGURE 3. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

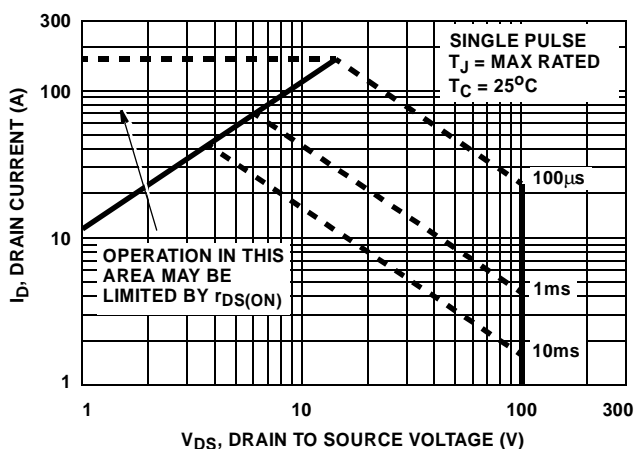


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

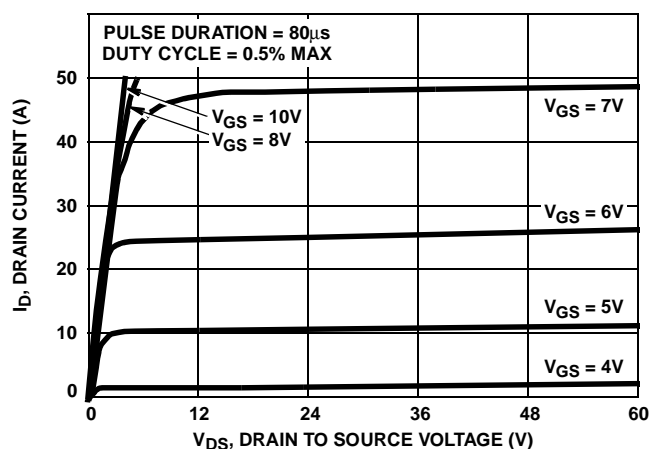


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

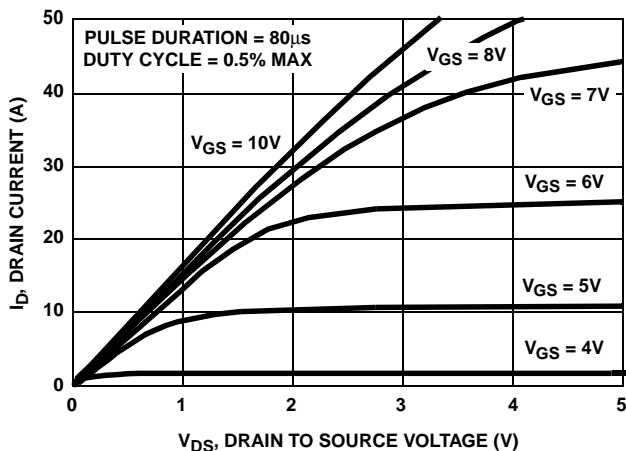


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

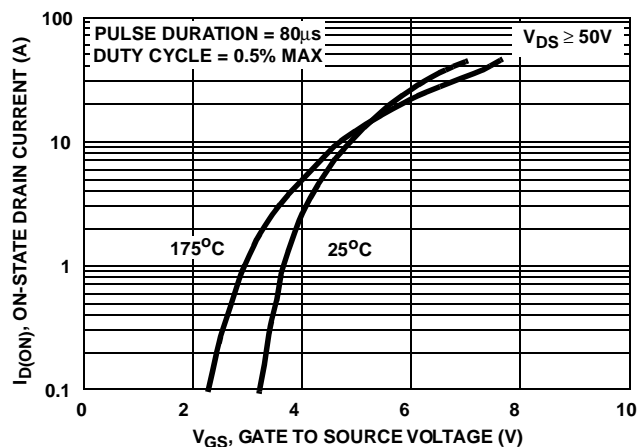


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

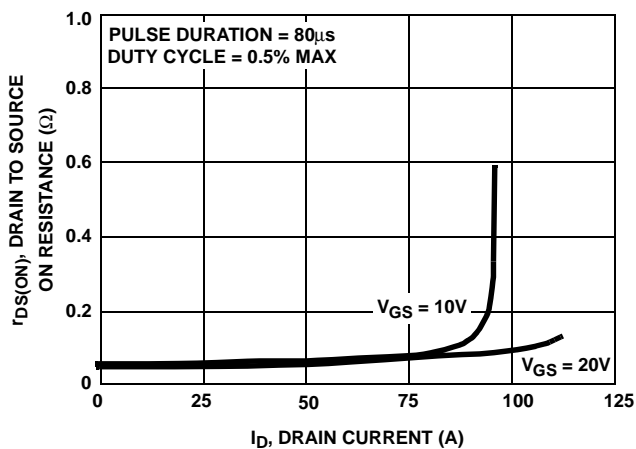


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

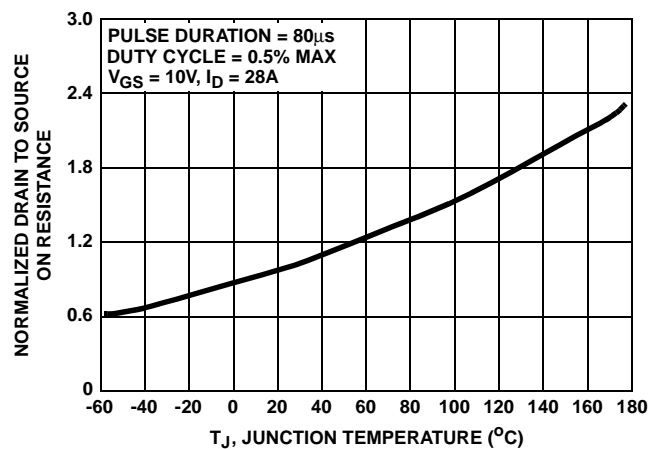


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE



Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

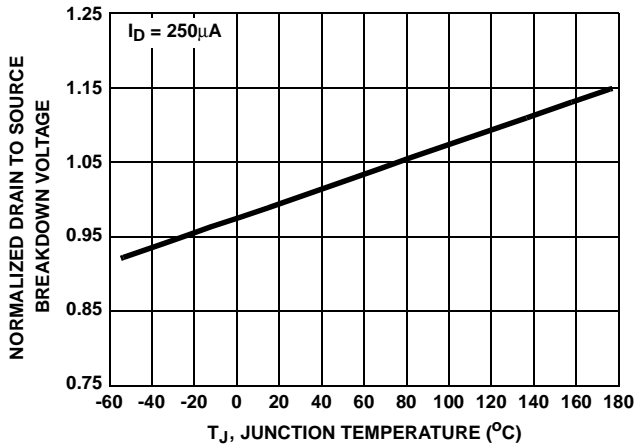


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

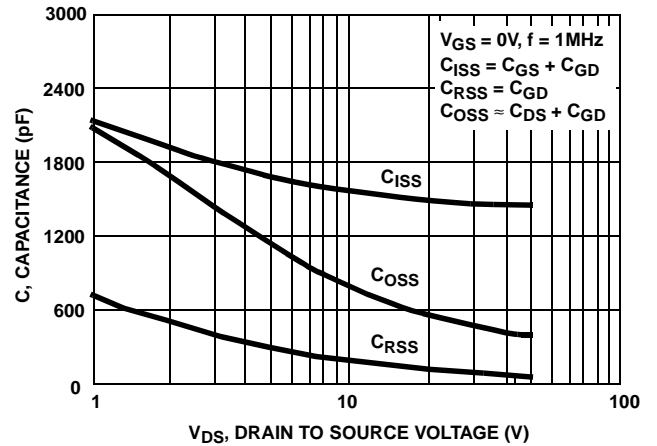


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

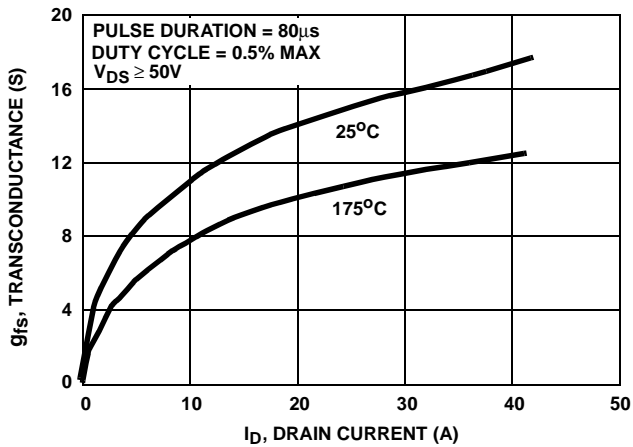


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

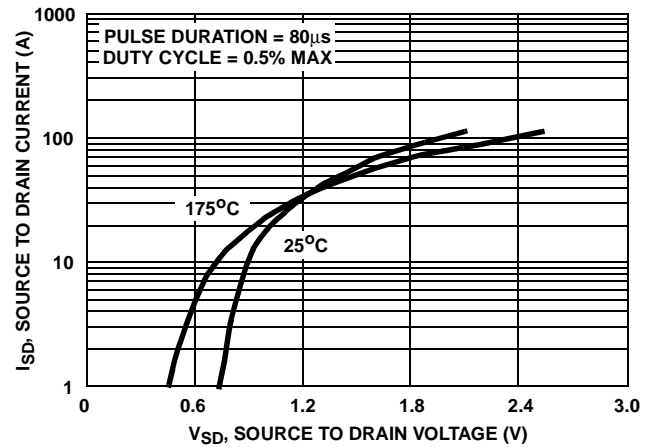


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

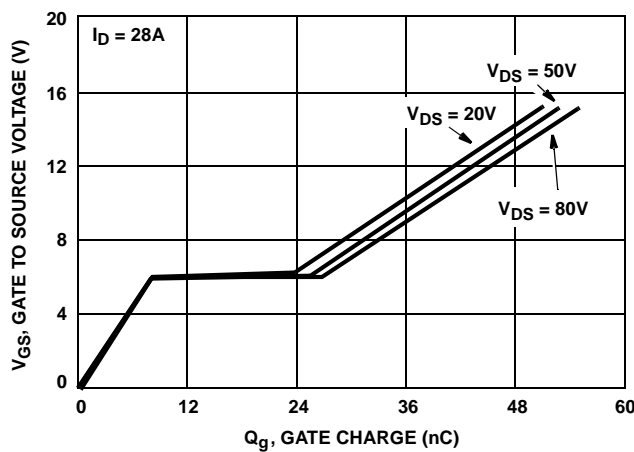


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

Test Circuits and Waveforms

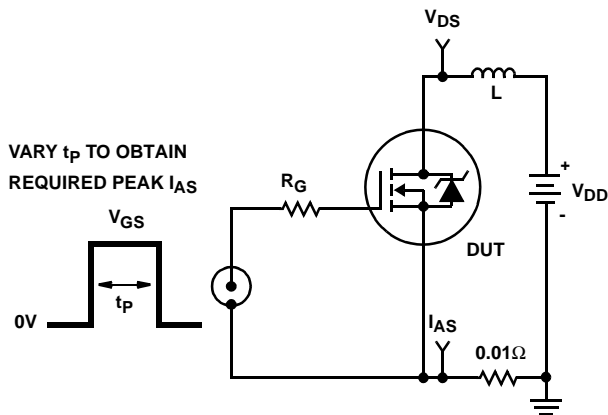


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

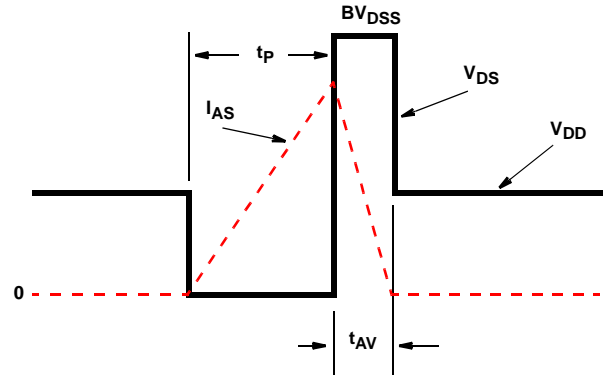


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

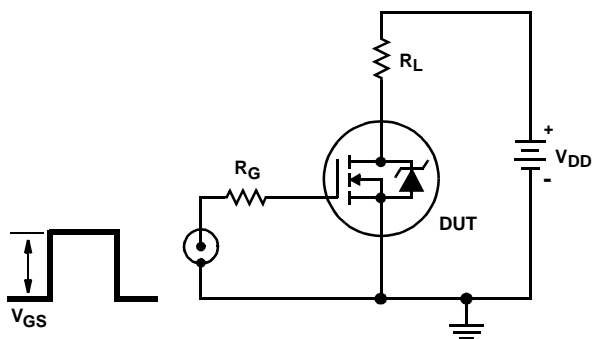


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

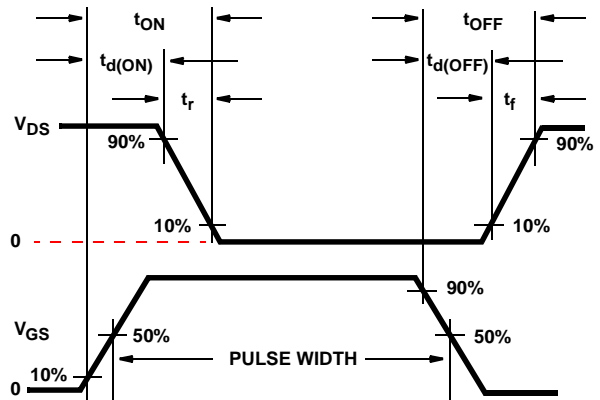


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

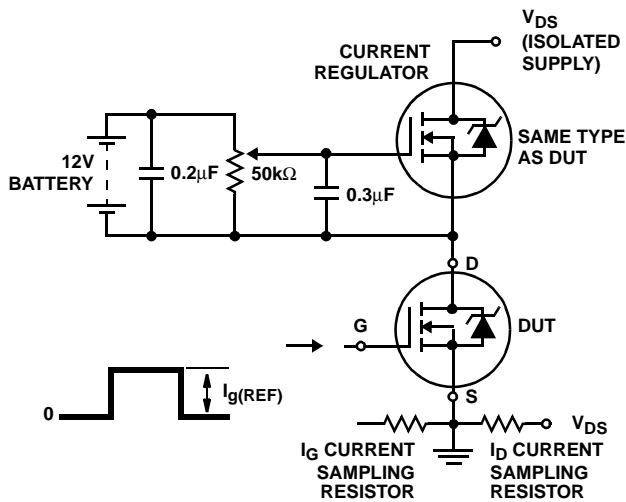


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

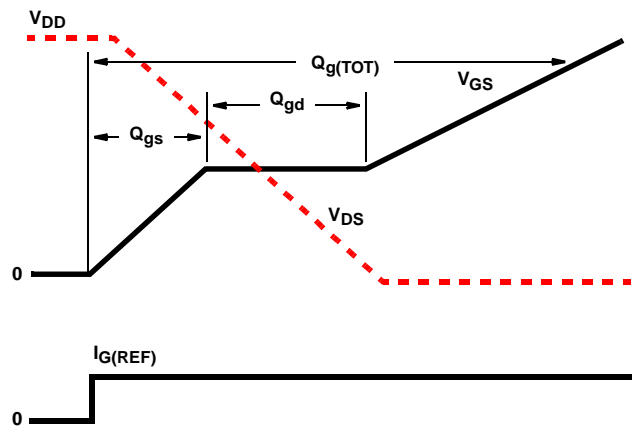


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORMS

# LM158/LM258/LM358/LM2904

## Low Power Dual Operational Amplifiers

### General Description

The LM158 series consists of two independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM158 series can be directly operated off of the standard +5V power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional  $\pm 15\text{V}$  power supplies.

The LM358 and LM2904 are available in a chip sized package (8-Bump micro SMD) using National's micro SMD package technology.

### Unique Characteristics

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

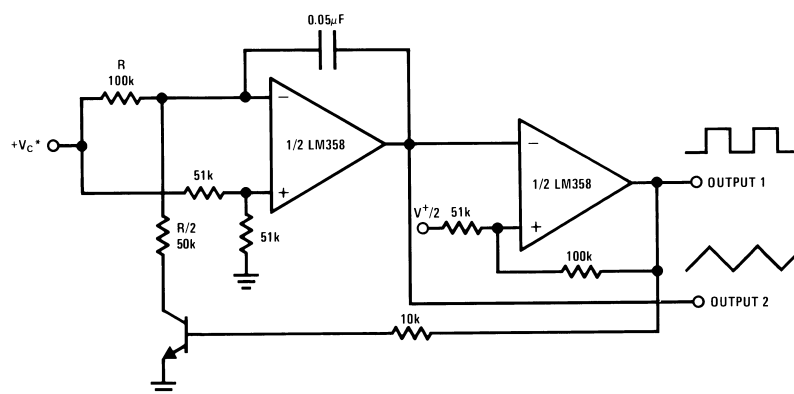
### Advantages

- Two internally compensated op amps
- Eliminates need for dual supplies
- Allows direct sensing near GND and  $V_{\text{OUT}}$  also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation
- Pin-out same as LM1558/LM1458 dual op amp

### Features

- Available in 8-Bump micro SMD chip sized package, (See AN-1112)
- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain: 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain): 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range:
  - Single supply: 3V to 32V
  - or dual supplies:  $\pm 1.5\text{V}$  to  $\pm 16\text{V}$
- Very low supply current drain (500  $\mu\text{A}$ )—essentially independent of supply voltage
- Low input offset voltage: 2 mV
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing: 0V to  $V^+ - 1.5\text{V}$

### Voltage Controlled Oscillator (VCO)



00778723

**Absolute Maximum Ratings** (Note 9)

If Military/Aerospace specified devices are required,  
please contact the National Semiconductor Sales Office/

Distributors for availability and specifications.

	LM158/LM258/LM358 LM158A/LM258A/LM358A	LM2904
Supply Voltage, V <sup>+</sup>	32V	26V
Differential Input Voltage	32V	26V
Input Voltage	-0.3V to +32V	-0.3V to +26V
Power Dissipation (Note 1)		
Molded DIP	830 mW	830 mW
Metal Can	550 mW	
Small Outline Package (M)	530 mW	530 mW
micro SMD	435mW	
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 2)		
V <sup>+</sup> ≤ 15V and T <sub>A</sub> = 25°C	Continuous	Continuous
Input Current (V <sub>IN</sub> < -0.3V) (Note 3)	50 mA	50 mA
Operating Temperature Range		
LM358	0°C to +70°C	-40°C to +85°C
LM258	-25°C to +85°C	
LM158	-55°C to +125°C	
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature, DIP		
(Soldering, 10 seconds)	260°C	260°C
Lead Temperature, Metal Can		
(Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C
Soldering Information		
Dual-In-Line Package		
Soldering (10 seconds)	260°C	260°C
Small Outline Package		
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.		
ESD Tolerance (Note 10)	250V	250V

**Electrical Characteristics**

V<sup>+</sup> = +5.0V, unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM158A			LM358A			LM158/LM258			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 5), T <sub>A</sub> = 25°C	1	2		2	3		2	5		mV
Input Bias Current	I <sub>IN(+)</sub> or I <sub>IN(-)</sub> , T <sub>A</sub> = 25°C, V <sub>CM</sub> = 0V, (Note 6)	20	50		45	100		45	150		nA
Input Offset Current	I <sub>IN(+)</sub> - I <sub>IN(-)</sub> , V <sub>CM</sub> = 0V, T <sub>A</sub> = 25°C	2	10		5	30		3	30		nA
Input Common-Mode Voltage Range	V <sup>+</sup> = 30V, (Note 7) (LM2904, V <sup>+</sup> = 26V), T <sub>A</sub> = 25°C	0		V <sup>+</sup> -1.5	0		V <sup>+</sup> -1.5	0		V <sup>+</sup> -1.5	V
Supply Current	Over Full Temperature Range R <sub>L</sub> = ∞ on All Op Amps V <sup>+</sup> = 30V (LM2904 V <sup>+</sup> = 26V) V <sup>+</sup> = 5V										
		1	2		1	2		1	2		mA
		0.5	1.2		0.5	1.2		0.5	1.2		mA

## Electrical Characteristics

$V^+ = +5.0V$ , unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM358			LM2904			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 5), $T_A = 25^\circ C$		2	7		2	7	mV
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ , $T_A = 25^\circ C$ , $V_{CM} = 0V$ , (Note 6)		45	250		45	250	nA
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$ , $V_{CM} = 0V$ , $T_A = 25^\circ C$		5	50		5	50	nA
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ = 30V$ , (Note 7) (LM2904, $V^+ = 26V$ ), $T_A = 25^\circ C$	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	V
Supply Current	Over Full Temperature Range $R_L = \infty$ on All Op Amps $V^+ = 30V$ (LM2904 $V^+ = 26V$ ) $V^+ = 5V$		1 0.5	2 1.2		1 0.5	2 1.2	mA mA

## Electrical Characteristics

$V^+ = +5.0V$ , (Note 4), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM158A			LM358A			LM158/LM258			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 15V$ , $T_A = 25^\circ C$ , $R_L \geq 2 k\Omega$ , (For $V_O = 1V$ to $11V$ )	50	100		25	100		50	100		V/mV
Common-Mode Rejection Ratio	$T_A = 25^\circ C$ , $V_{CM} = 0V$ to $V^+ - 1.5V$	70	85		65	85		70	85		dB
Power Supply Rejection Ratio	$V^+ = 5V$ to $30V$ (LM2904, $V^+ = 5V$ to $26V$ ), $T_A = 25^\circ C$	65	100		65	100		65	100		dB
Amplifier-to-Amplifier Coupling	$f = 1 kHz$ to $20 kHz$ , $T_A = 25^\circ C$ (Input Referred), (Note 8)		-120			-120			-120		dB
Output Current	Source $V_{IN^+} = 1V$ , $V_{IN^-} = 0V$ , $V^+ = 15V$ , $V_O = 2V$ , $T_A = 25^\circ C$	20	40		20	40		20	40		mA
	Sink $V_{IN^-} = 1V$ , $V_{IN^+} = 0V$ $V^+ = 15V$ , $T_A = 25^\circ C$ , $V_O = 2V$	10	20		10	20		10	20		mA
	$V_{IN^-} = 1V$ , $V_{IN^+} = 0V$ $T_A = 25^\circ C$ , $V_O = 200 mV$ , $V^+ = 15V$	12	50		12	50		12	50		$\mu A$
Short Circuit to Ground	$T_A = 25^\circ C$ , (Note 2), $V^+ = 15V$		40	60		40	60		40	60	mA
Input Offset Voltage	(Note 5)		4			5			7		mV
Input Offset Voltage Drift	$R_S = 0\Omega$		7	15		7	20		7		$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$		30			75			100		nA
Input Offset Current Drift	$R_S = 0\Omega$		10	200		10	300		10		$pA/^\circ C$
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$		40	100		40	200		40	300	nA
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ = 30V$ , (Note 7) (LM2904, $V^+ = 26V$ )	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 2$	V

**Electrical Characteristics** (Continued) $V^+ = +5.0V$ , (Note 4), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM158A			LM358A			LM158/LM258			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +15V$ ( $V_O = 1V$ to $11V$ ) $R_L \geq 2 k\Omega$	25			15			25			V/mV
Output Voltage Swing	$V_{OH}$	$V^+ = +30V$ (LM2904, $V^+ = 26V$ )			$R_L = 2 k\Omega$ $R_L = 10 k\Omega$			26 27 28			V V
	$V_{OL}$	$V^+ = 5V, R_L = 10 k\Omega$			5 20			5 20			mV
Output Current	Source	$V_{IN}^+ = +1V, V_{IN}^- = 0V,$ $V^+ = 15V, V_O = 2V$			10 20			10 20			mA
	Sink	$V_{IN}^- = +1V, V_{IN}^+ = 0V,$ $V^+ = 15V, V_O = 2V$			10 15			5 8			mA

**Electrical Characteristics** $V^+ = +5.0V$ , (Note 4), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM358			LM2904			Units			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max				
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 15V, T_A = 25^\circ C,$ $R_L \geq 2 k\Omega,$ (For $V_O = 1V$ to $11V$ )	25 100			25 100			V/mV			
Common-Mode Rejection Ratio	$T_A = 25^\circ C,$ $V_{CM} = 0V$ to $V^+ - 1.5V$	65 85			50 70			dB			
Power Supply Rejection Ratio	$V^+ = 5V$ to $30V$ (LM2904, $V^+ = 5V$ to $26V$ ), $T_A = 25^\circ C$	65 100			50 100			dB			
Amplifier-to-Amplifier Coupling	$f = 1 kHz$ to $20 kHz, T_A = 25^\circ C$ (Input Referred), (Note 8)	-120			-120			dB			
Output Current	Source	$V_{IN}^+ = 1V,$ $V_{IN}^- = 0V,$ $V^+ = 15V,$ $V_O = 2V, T_A = 25^\circ C$			20 40			20 40			mA
	Sink	$V_{IN}^- = 1V, V_{IN}^+ = 0V$ $V^+ = 15V, T_A = 25^\circ C,$ $V_O = 2V$			10 20			10 20			mA
		$V_{IN}^- = 1V,$ $V_{IN}^+ = 0V$ $T_A = 25^\circ C, V_O = 200 mV,$ $V^+ = 15V$			12 50			12 50			$\mu A$
Short Circuit to Ground	$T_A = 25^\circ C,$ (Note 2), $V^+ = 15V$	40 60			40 60			mA			
Input Offset Voltage	(Note 5)	9			10			mV			
Input Offset Voltage Drift	$R_S = 0\Omega$	7			7			$\mu V/^\circ C$			
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$	150			45 200			nA			
Input Offset Current Drift	$R_S = 0\Omega$	10			10			$pA/^\circ C$			
Input Bias Current	$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}$	40 500			40 500			nA			
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ = 30 V,$ (Note 7) (LM2904, $V^+ = 26V$ )	0			$V^+ - 2$			V			

**Electrical Characteristics** (Continued)V<sup>+</sup> = +5.0V, (Note 4), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM358			LM2904			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	V <sup>+</sup> = +15V (V <sub>O</sub> = 1V to 11V) R <sub>L</sub> ≥ 2 kΩ	15			15			V/mV
Output Voltage Swing	V <sub>OH</sub>	26			22			V
	V <sub>OL</sub>	5			5			mV
Output Current	Source	10			10			mA
	Sink	5			5			mA

**Note 1:** For operating at high temperatures, the LM358/LM358A, LM2904 must be derated based on a +125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 120°C/W for MDIP, 182°C/W for Metal Can, 189°C/W for Small Outline package, and 230°C/W for micro SMD, which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM258/LM258A and LM158/LM158A can be derated based on a +150°C maximum junction temperature. The dissipation is the total of both amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

**Note 2:** Short circuits from the output to V<sup>+</sup> can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V<sup>+</sup>. At values of supply voltage in excess of +15V, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

**Note 3:** This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the V<sup>+</sup> voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than -0.3V (at 25°C).

**Note 4:** These specifications are limited to -55°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +125°C for the LM158/LM158A. With the LM258/LM258A, all temperature specifications are limited to -25°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +85°C, the LM358/LM358A temperature specifications are limited to 0°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +70°C, and the LM2904 specifications are limited to -40°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +85°C.

**Note 5:** V<sub>O</sub> = 1.4V, R<sub>S</sub> = 0Ω with V<sup>+</sup> from 5V to 30V; and over the full input common-mode range (0V to V<sup>+</sup> -1.5V) at 25°C. For LM2904, V<sup>+</sup> from 5V to 26V.

**Note 6:** The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

**Note 7:** The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V (at 25°C). The upper end of the common-mode voltage range is V<sup>+</sup> -1.5V (at 25°C), but either or both inputs can go to +32V without damage (+26V for LM2904), independent of the magnitude of V<sup>+</sup>.

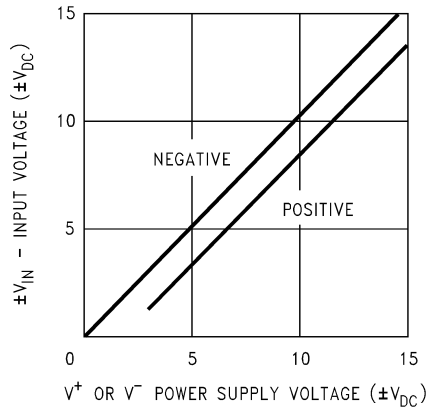
**Note 8:** Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitance increases at higher frequencies.

**Note 9:** Refer to RETS158AX for LM158A military specifications and to RETS158X for LM158 military specifications.

**Note 10:** Human body model, 1.5 kΩ in series with 100 pF.

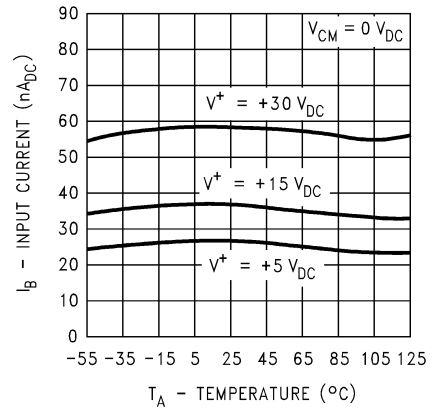
# Typical Performance Characteristics

**Input Voltage Range**



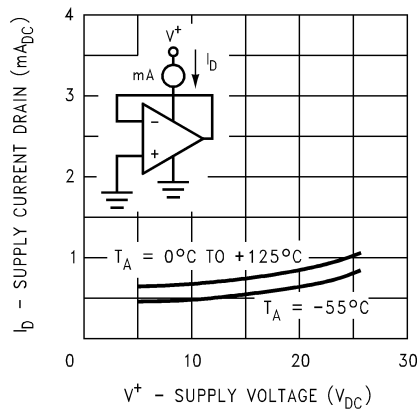
00778734

**Input Current**



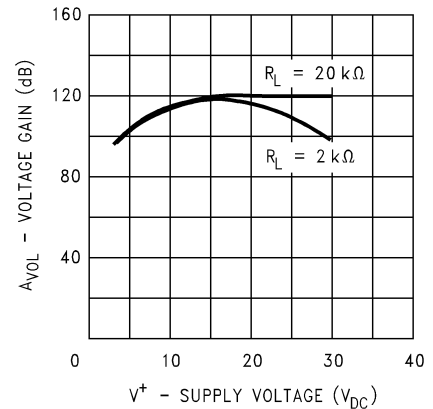
00778735

**Supply Current**



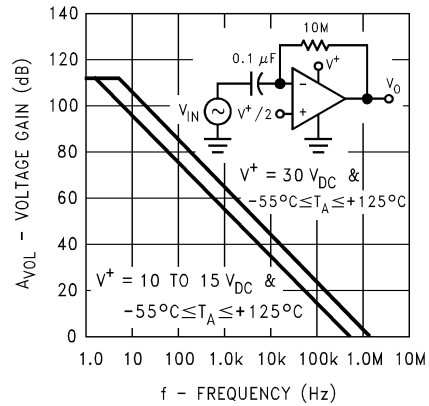
00778736

**Voltage Gain**



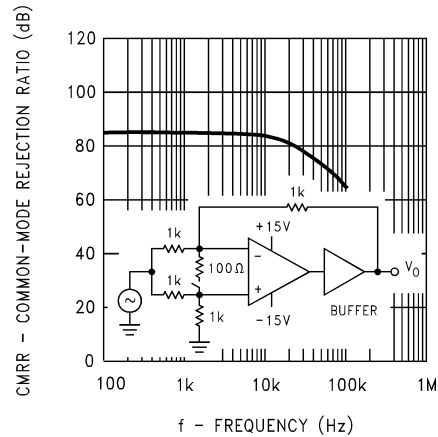
00778737

**Open Loop Frequency Response**



00778738

**Common-Mode Rejection Ratio**

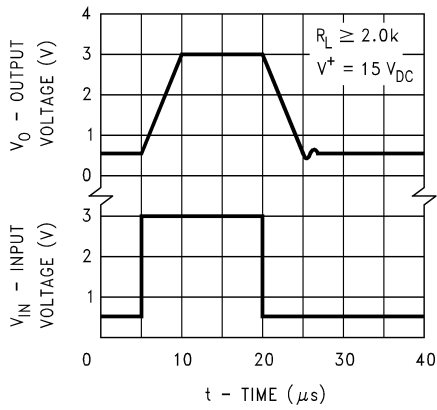


00778739



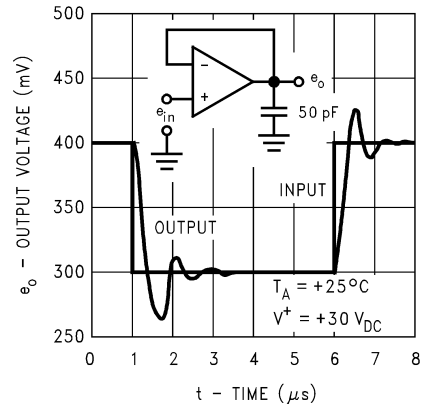
# Typical Performance Characteristics (Continued)

**Voltage Follower Pulse Response**



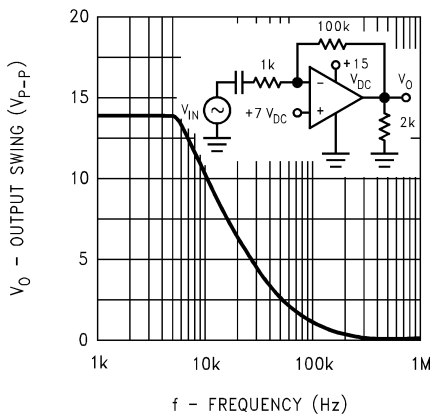
00778740

**Voltage Follower Pulse Response (Small Signal)**



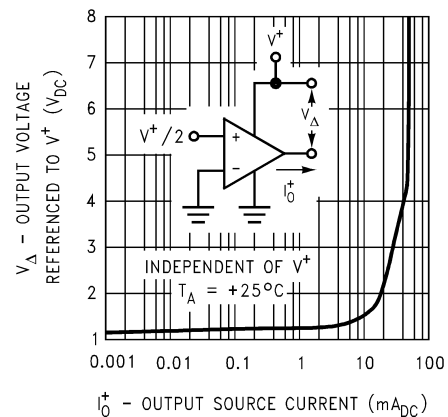
00778741

**Large Signal Frequency Response**



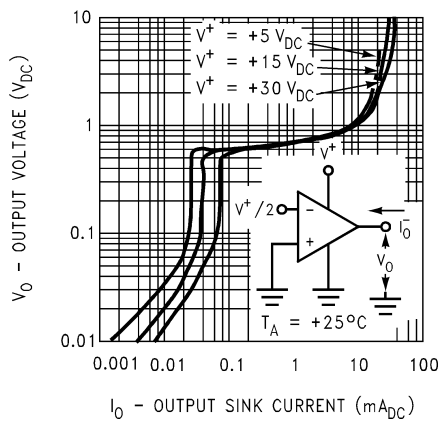
00778742

**Output Characteristics Current Sourcing**



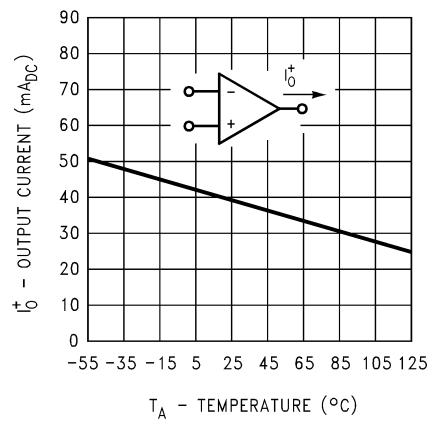
00778743

**Output Characteristics Current Sinking**



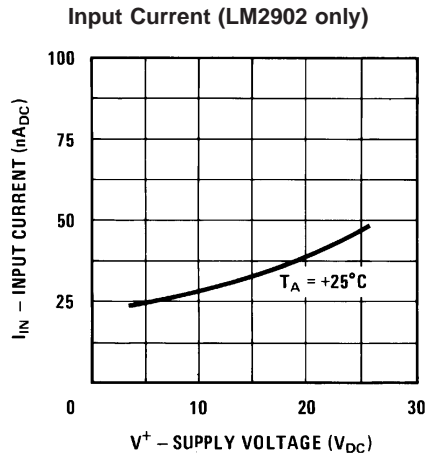
00778744

**Current Limiting**

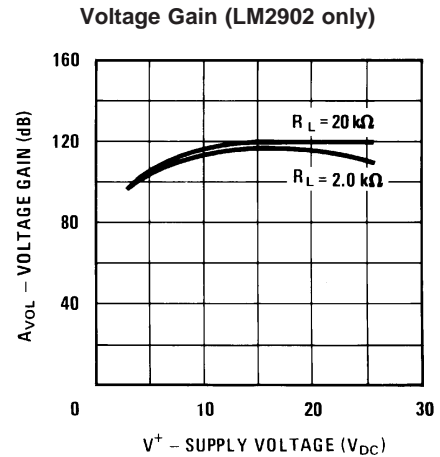


00778745

## Typical Performance Characteristics (Continued)



00778746



00778747

### Application Hints

The LM158 series are op amps which operate with only a single power supply voltage, have true-differential inputs, and remain in the linear mode with an input common-mode voltage of 0 V<sub>DC</sub>. These amplifiers operate over a wide range of power supply voltage with little change in performance characteristics. At 25°C amplifier operation is possible down to a minimum supply voltage of 2.3 V<sub>DC</sub>.

Precautions should be taken to insure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a test socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Large differential input voltages can be easily accommodated and, as input differential voltage protection diodes are not needed, no large input currents result from large differential input voltages. The differential input voltage may be larger than V<sup>+</sup> without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than -0.3 V<sub>DC</sub> (at 25°C). An input clamp diode with a resistor to the IC input terminal can be used.

To reduce the power supply current drain, the amplifiers have a class A output stage for small signal levels which converts to class B in a large signal mode. This allows the amplifiers to both source and sink large output currents. Therefore both NPN and PNP external current boost transistors can be used to extend the power capability of the basic amplifiers. The output voltage needs to raise approximately 1 diode drop above ground to bias the on-chip vertical PNP transistor for output current sinking applications.

For ac applications, where the load is capacitively coupled to the output of the amplifier, a resistor should be used, from the output of the amplifier to ground to increase the class A bias current and prevent crossover distortion. Where the load is directly coupled, as in dc applications, there is no crossover distortion.

Capacitive loads which are applied directly to the output of the amplifier reduce the loop stability margin. Values of 50 pF can be accommodated using the worst-case non-inverting unity gain connection. Large closed loop gains or resistive isolation should be used if larger load capacitance must be driven by the amplifier.

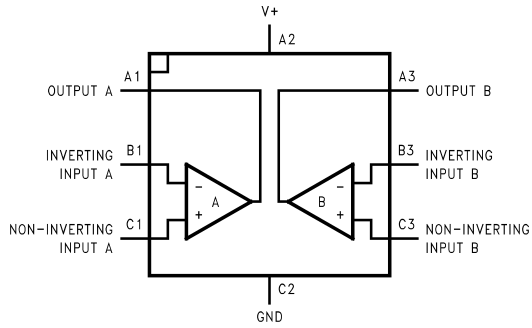
The bias network of the LM158 establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of 3 V<sub>DC</sub> to 30 V<sub>DC</sub>.

Output short circuits either to ground or to the positive power supply should be of short time duration. Units can be destroyed, not as a result of the short circuit current causing metal fusing, but rather due to the large increase in IC chip dissipation which will cause eventual failure due to excessive junction temperatures. Putting direct short-circuits on more than one amplifier at a time will increase the total IC power dissipation to destructive levels, if not properly protected with external dissipation limiting resistors in series with the output leads of the amplifiers. The larger value of output source current which is available at 25°C provides a larger output current capability at elevated temperatures (see typical performance characteristics) than a standard IC op amp.

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

# Connection Diagrams

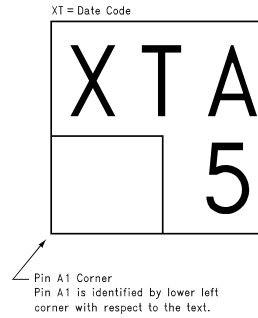
## 8-Bump micro SMD



00778755

**Top View  
(Bump Side Down)**

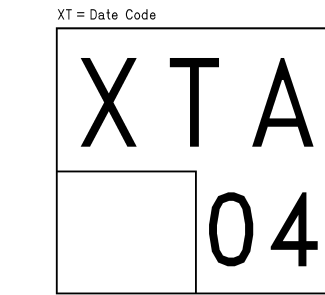
## LM358 micro SMD Marking Orientation



00778756

**Top View**

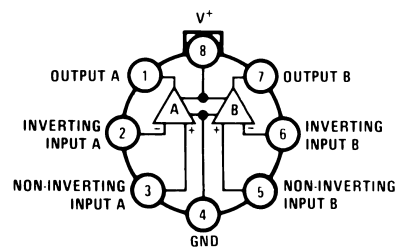
## LM2904 micro SMD Marking Orientation



00778757

**Top View**

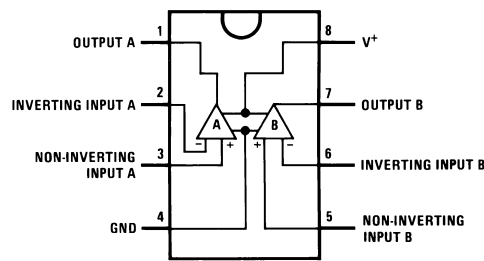
## Metal Can Package



00778701

**Top View**

## DIP/SO Package



00778702

**Top View**

## Ordering Information

Package	Temperature Range				NSC Drawing
	-55°C to 125°C	-25°C to 85°C	0°C to 70°C	-40°C to 85°C	
SO-8			LM358AM LM358AMX LM358M LM358MX	LM2904M LM2904MX	M08A
8-Pin Molded DIP			LM358AN LM358N	LM2904N	N08E
8-Pin Ceramic DIP	LM158AJ/883(Note 11) LM158J/883(Note 11) LM158J LM158AJLQML(Note 12) LM158AJQMLV(Note 12)				J08A
TO-5, 8-Pin Metal Can	LM158AH/883(Note 11) LM158H/883(Note 11) LM158AH LM158H LM158AHLQML(Note 12) LM158AHLQMLV(Note 12)	LM258H	LM358H		H08C
8-Bump micro SMD			LM358BP LM358BPX	LM2904IBP LM2904IBPX	BPA08AAB
14-Pin Ceramic SOIC	LM158AWG/883				WG10A

**Note 11:** LM158 is available per SMD #5962-8771001

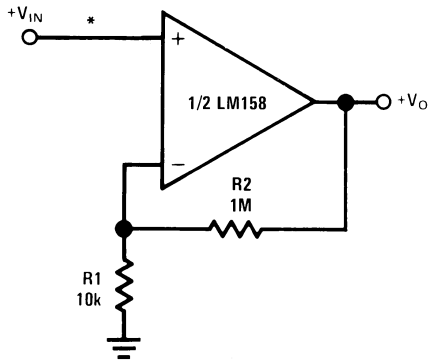
LM158A is available per SMD #5962-8771002

**Note 12:** See STD Mil DWG 5962L87710 for Radiation Tolerant Devices

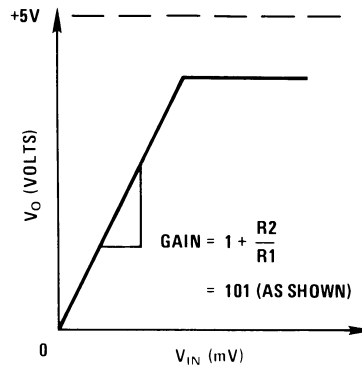
# Typical Single-Supply Applications

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

## Non-Inverting DC Gain (0V Output)



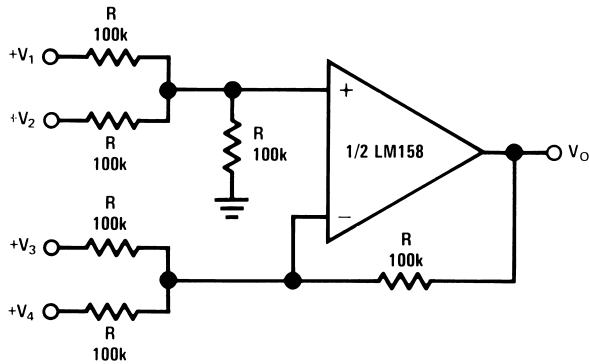
00778706



00778707

\*R not needed due to temperature independent  $I_{IN}$

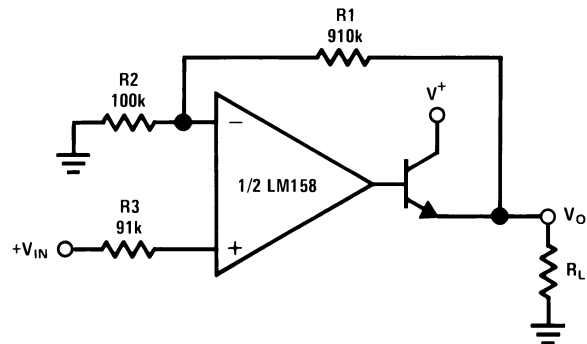
## DC Summing Amplifier ( $V_{IN'S} \geq 0 V_{DC}$ and $V_O \geq 0 V_{DC}$ )



00778708

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

## Power Amplifier

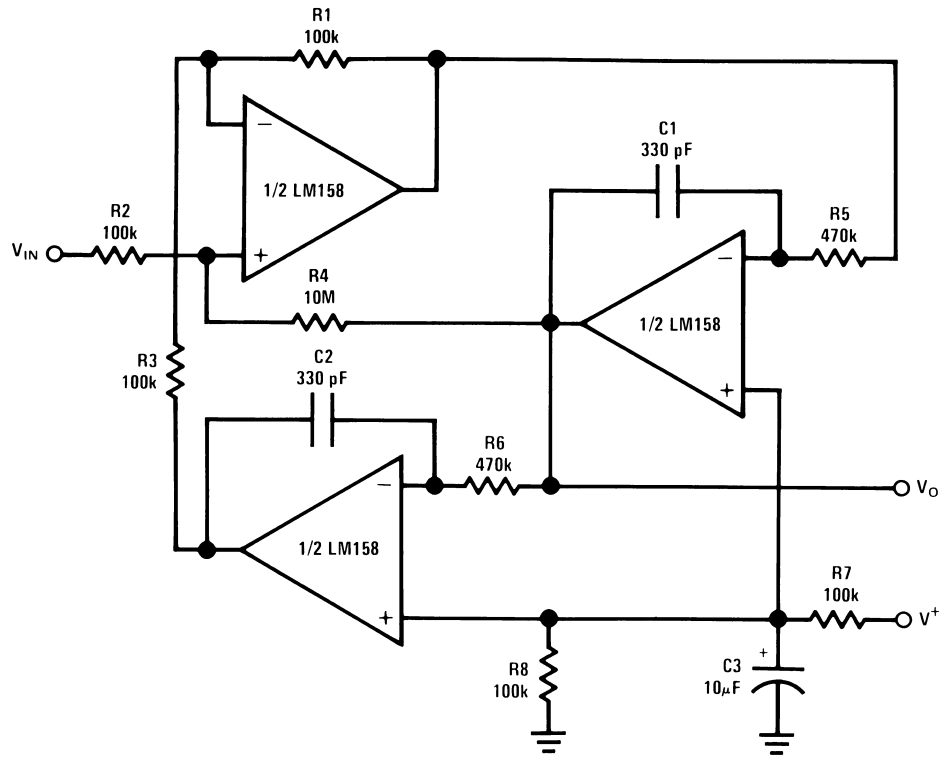


00778709

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

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

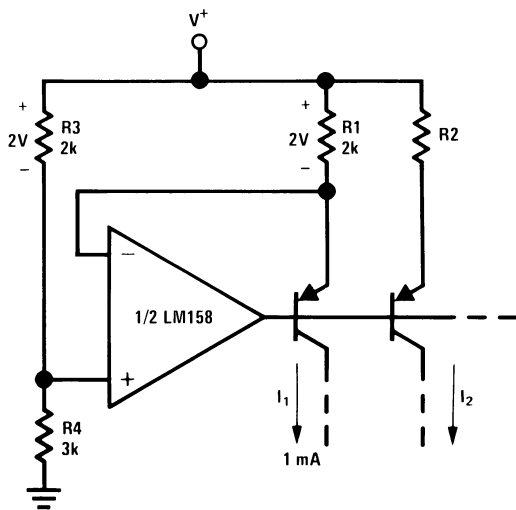
“BI-QUAD” RC Active Bandpass Filter



00778710

$f_o = 1 \text{ kHz}$   
 $Q = 50$   
 $A_v = 100 \text{ (40 dB)}$

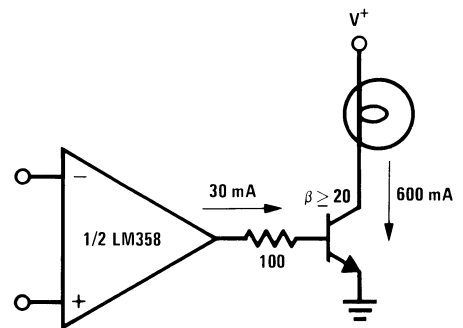
Fixed Current Sources



00778711

$$I_2 = \left( \frac{R_1}{R_2} \right) I_1$$

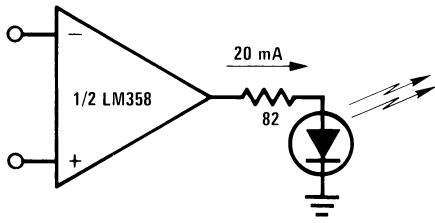
Lamp Driver



00778712

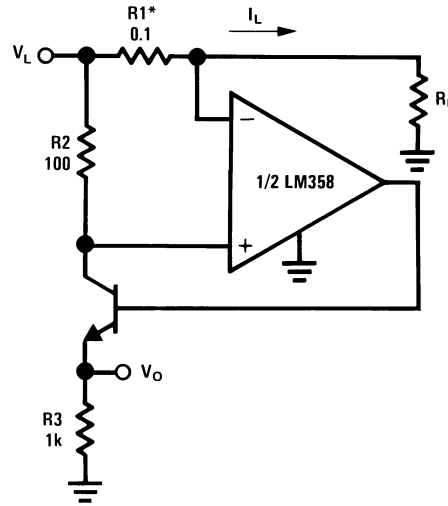
Typical Single-Supply Applications ( $V^+ = 5.0 V_{DC}$ ) (Continued)

LED Driver



00778713

Current Monitor

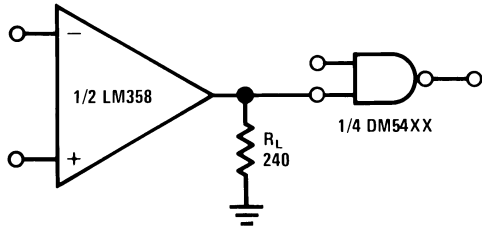


00778714

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

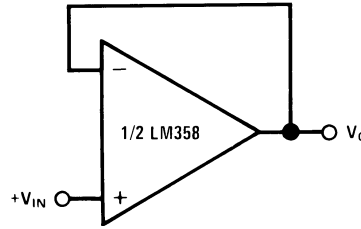
\*(Increase R1 for  $I_L$  small)  
 $V_L \leq V^+ - 2V$

Driving TTL



00778715

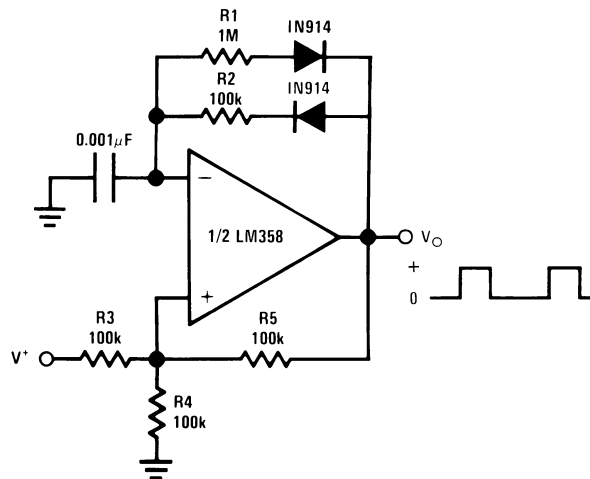
Voltage Follower



00778717

$$V_O = V_{IN}$$

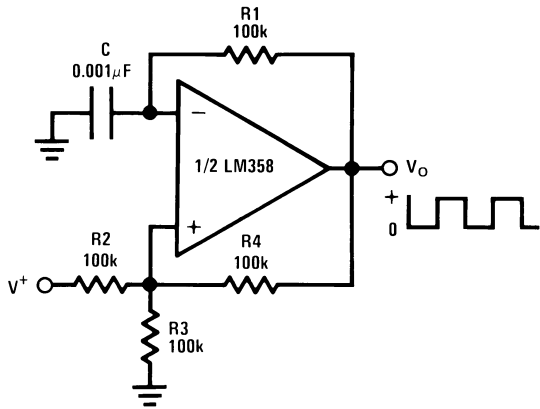
Pulse Generator



00778716

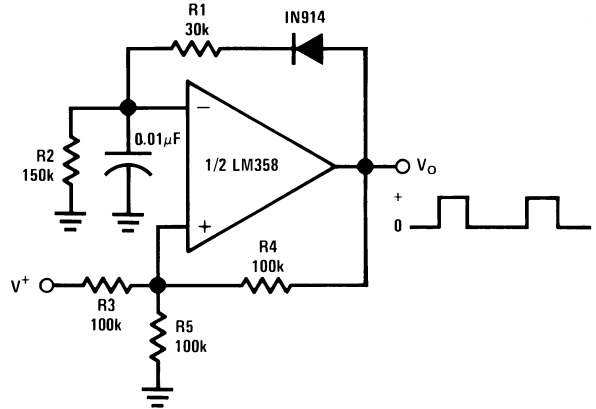
Typical Single-Supply Applications ( $V^+ = 5.0 V_{DC}$ ) (Continued)

Squarewave Oscillator



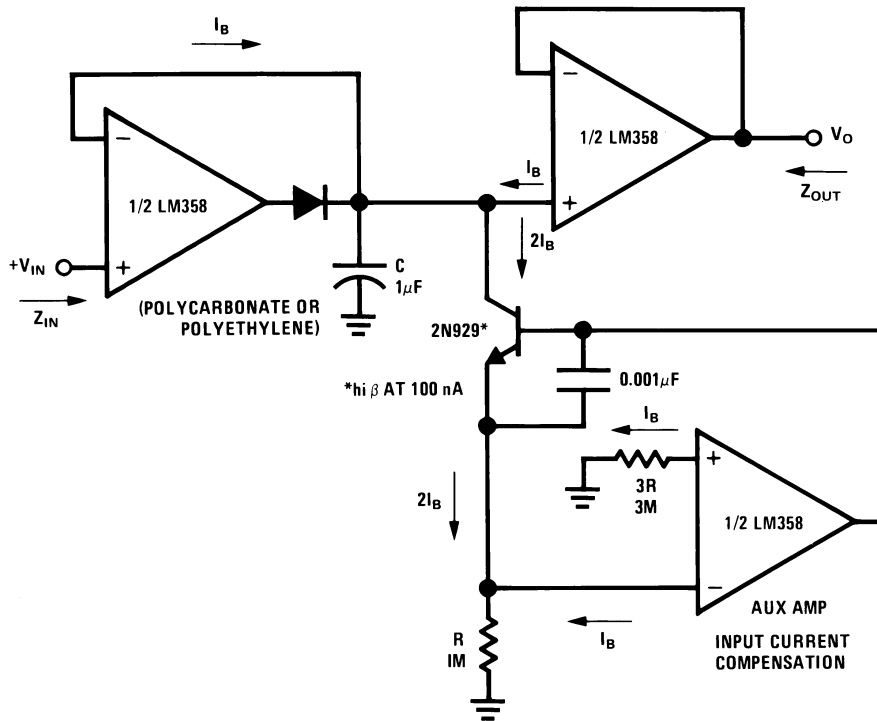
00778718

Pulse Generator



00778719

Low Drift Peak Detector



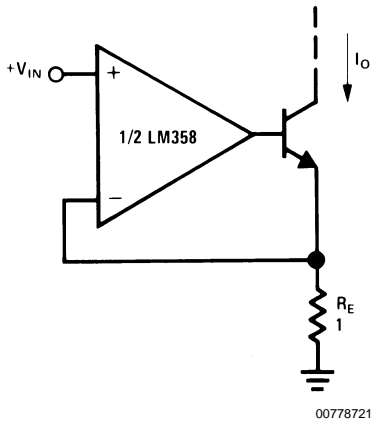
00778720

HIGH  $Z_{IN}$   
LOW  $Z_{OUT}$



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

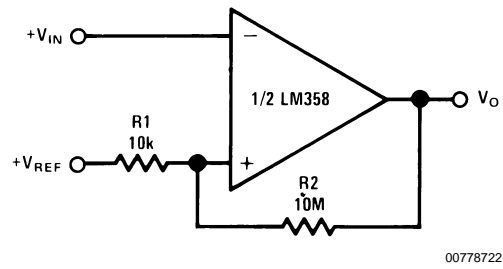
**High Compliance Current Sink**



00778721

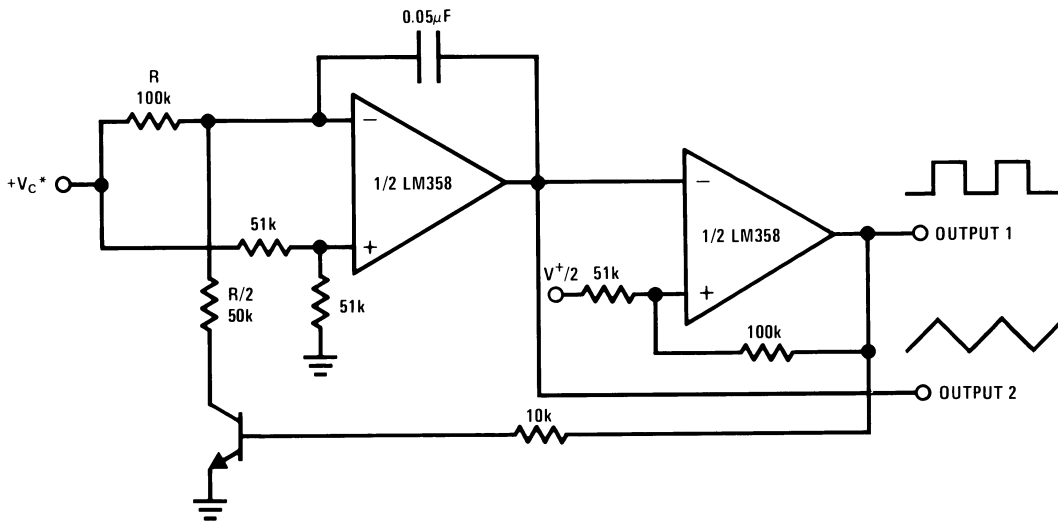
$I_O = 1 \text{ amp/volt } V_{IN}$   
 (Increase  $R_E$  for  $I_O$  small)

**Comparator with Hysteresis**



00778722

**Voltage Controlled Oscillator (VCO)**

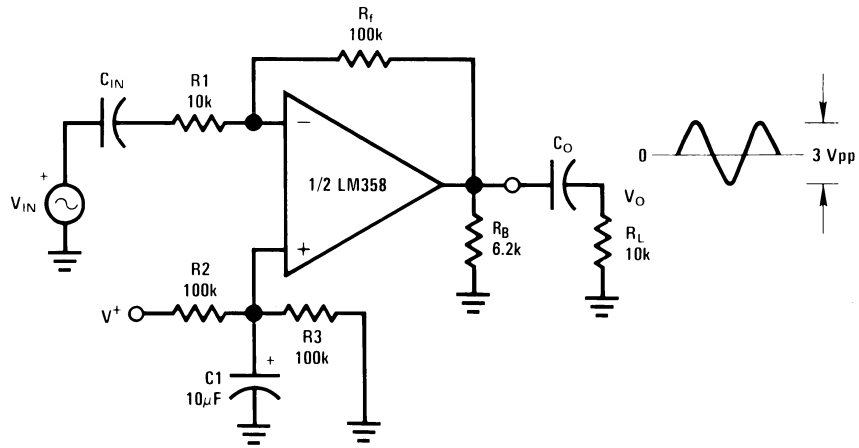


00778723

\*WIDE CONTROL VOLTAGE RANGE:  $0 V_{DC} \leq V_C \leq 2 (V^+ - 1.5V_{DC})$

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

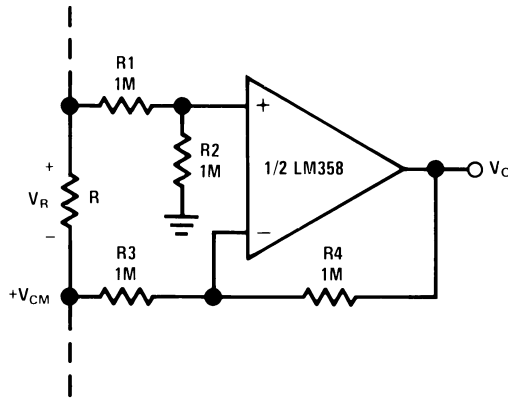
## AC Coupled Inverting Amplifier



00778724

$$A_V = \frac{R_f}{R_1} \text{ (As shown, } A_V = 10 \text{)}$$

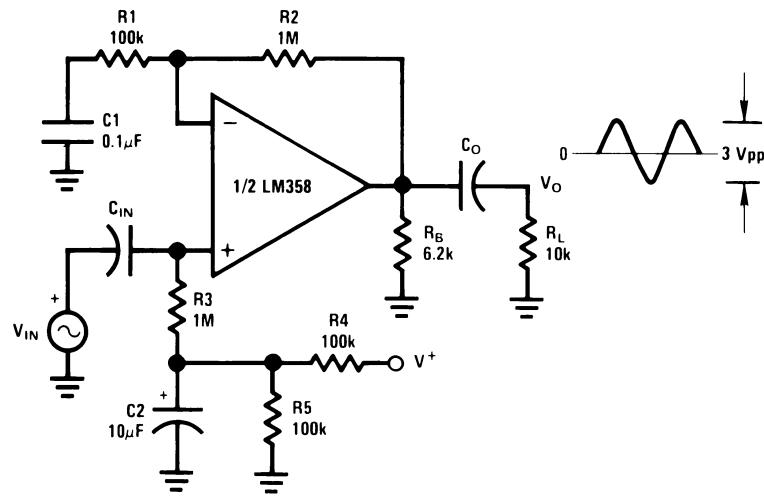
## Ground Referencing a Differential Input Signal



00778725

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

AC Coupled Non-Inverting Amplifier

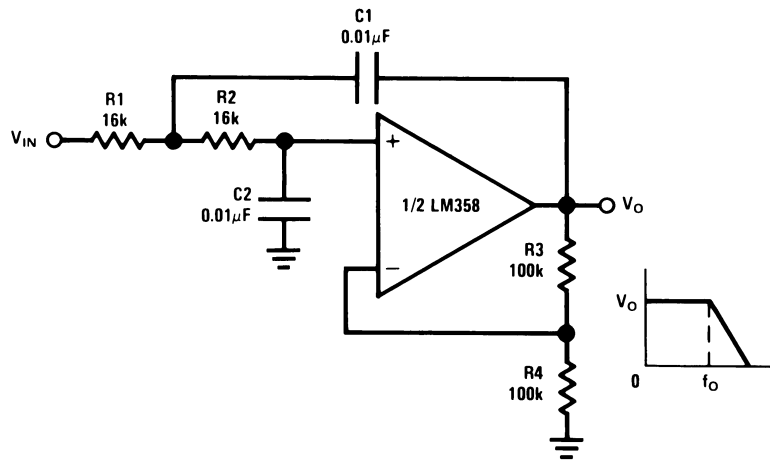


00778726

$$A_V = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$A_V = 11$  (As Shown)

DC Coupled Low-Pass RC Active Filter

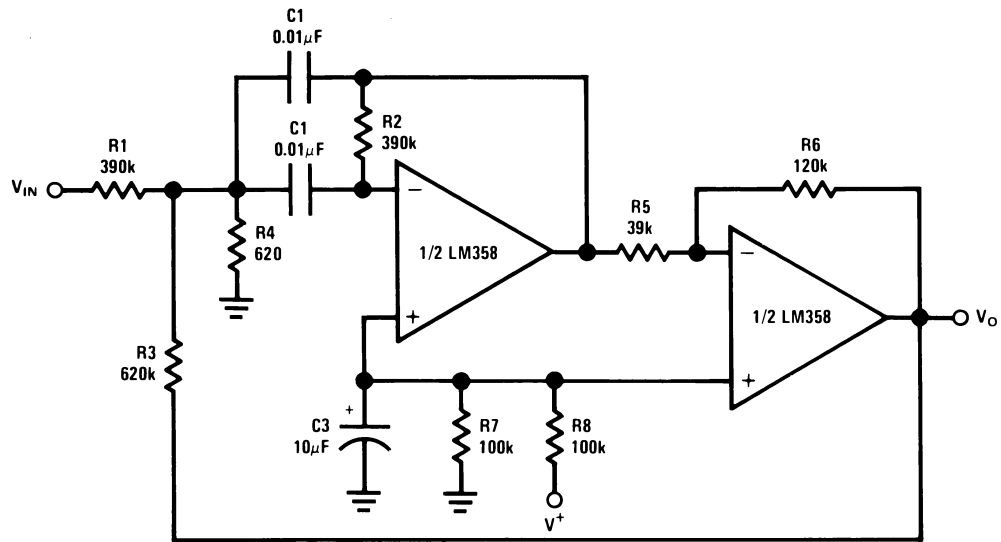


00778727

$f_o = 1 \text{ kHz}$   
 $Q = 1$   
 $A_V = 2$

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

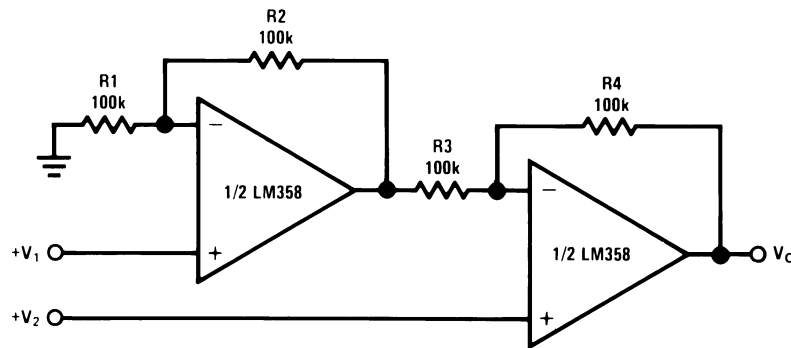
Bandpass Active Filter



00778728

$f_o = 1 \text{ kHz}$   
 $Q = 25$

High Input Z, DC Differential Amplifier



00778729

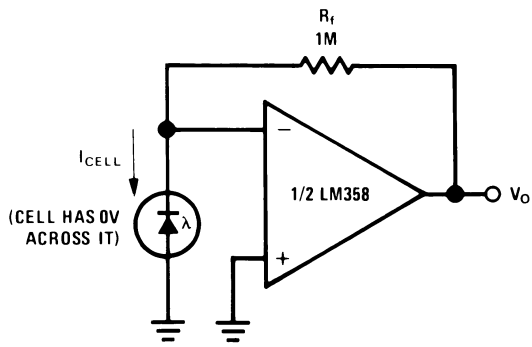
For  $\frac{R1}{R2} = \frac{R4}{R3}$  (CMRR depends on this resistor ratio match)

$$V_O = 1 + \frac{R4}{R3} (V_2 - V_1)$$

As Shown:  $V_O = 2 (V_2 - V_1)$

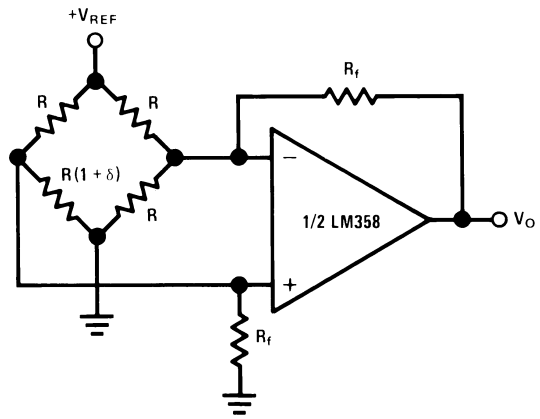
Typical Single-Supply Applications ( $V^+ = 5.0 V_{DC}$ ) (Continued)

Photo Voltaic-Cell Amplifier



00778730

Bridge Current Amplifier

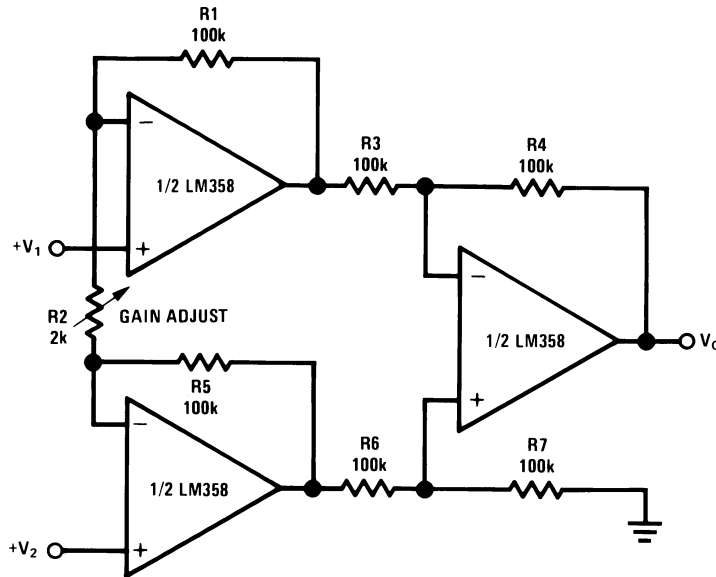


00778733

For  $\delta \ll 1$  and  $R_f \gg R$

$$V_O \cong V_{REF} \left( \frac{\delta}{2} \right) \frac{R_f}{R}$$

High Input Z Adjustable-Gain DC Instrumentation Amplifier



00778731

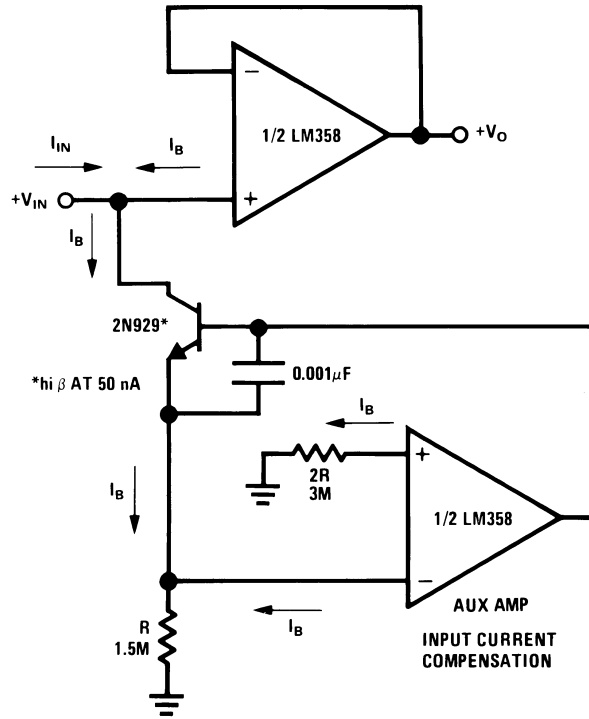
If  $R_1 = R_5$  &  $R_3 = R_4 = R_6 = R_7$  (CMRR depends on match)

$$V_O = 1 + \frac{2R_1}{R_2} (V_2 - V_1)$$

As shown  $V_O = 101 (V_2 - V_1)$

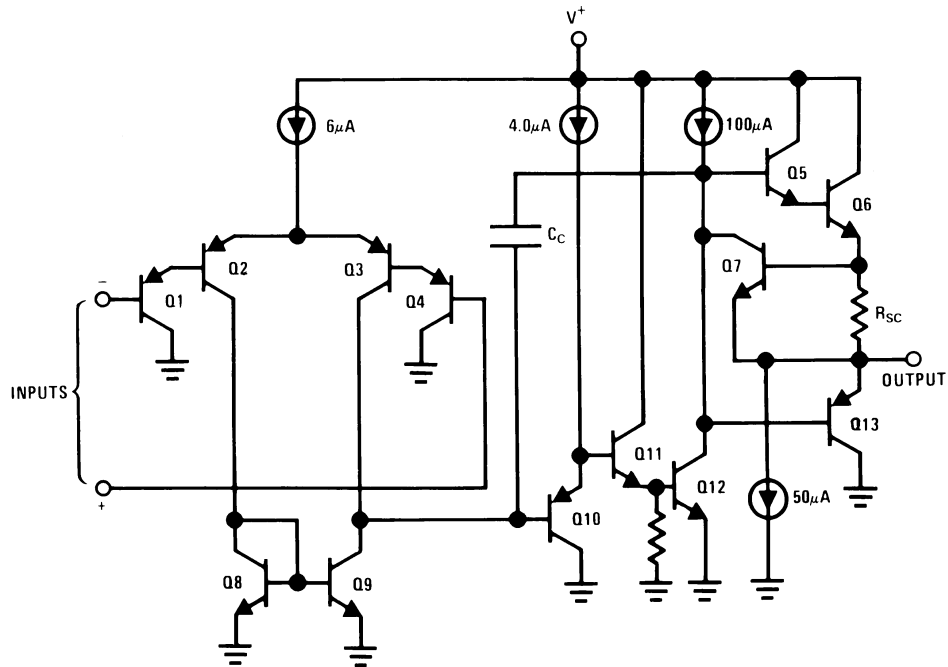
Typical Single-Supply Applications ( $V^+ = 5.0 V_{DC}$ ) (Continued)

Using Symmetrical Amplifiers to Reduce Input Current (General Concept)



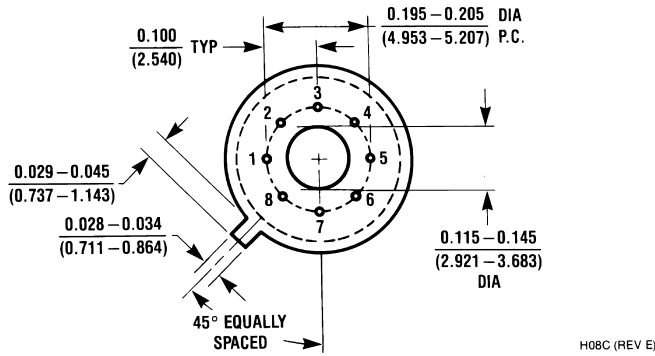
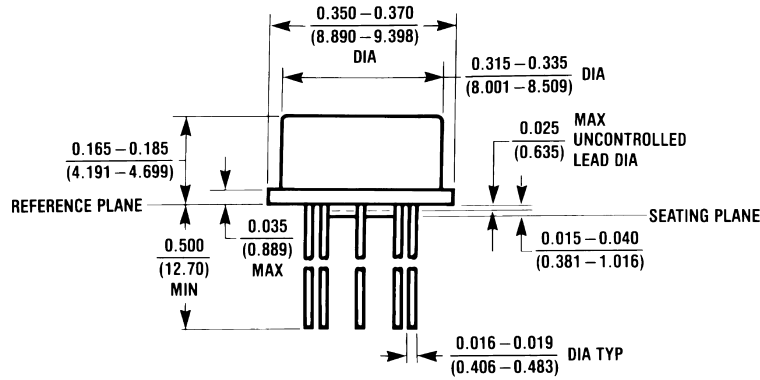
00778732

Schematic Diagram (Each Amplifier)

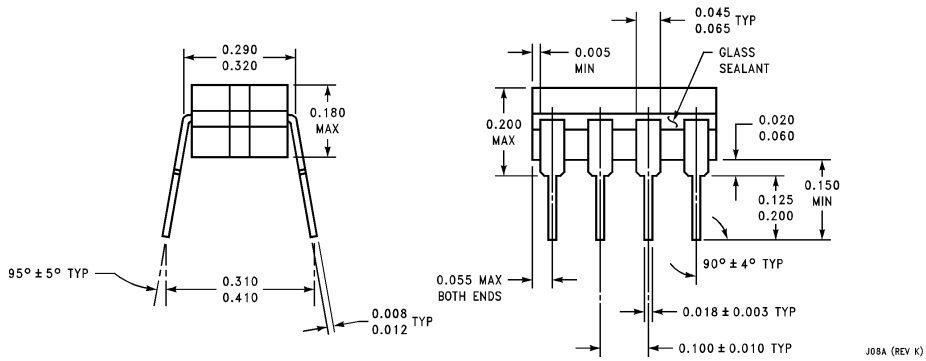
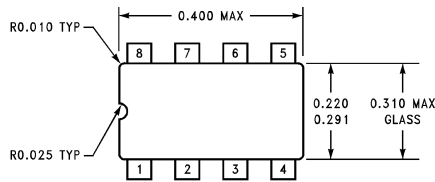


00778703

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

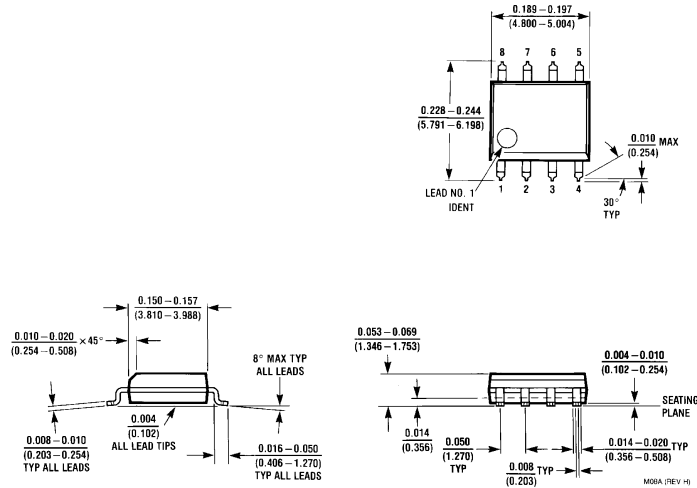


**Metal Can Package (H)**  
NS Package Number H08C

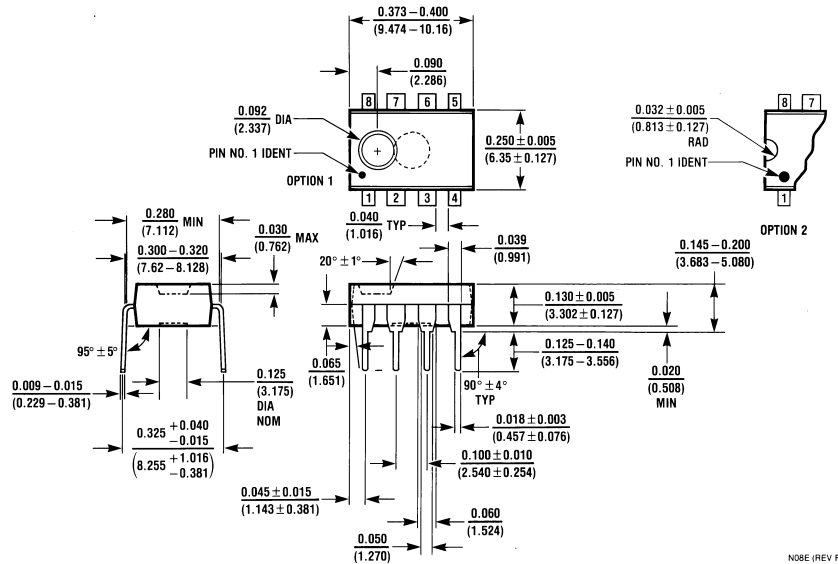


**Cerdip Package (J)**  
NS Package Number J08A

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



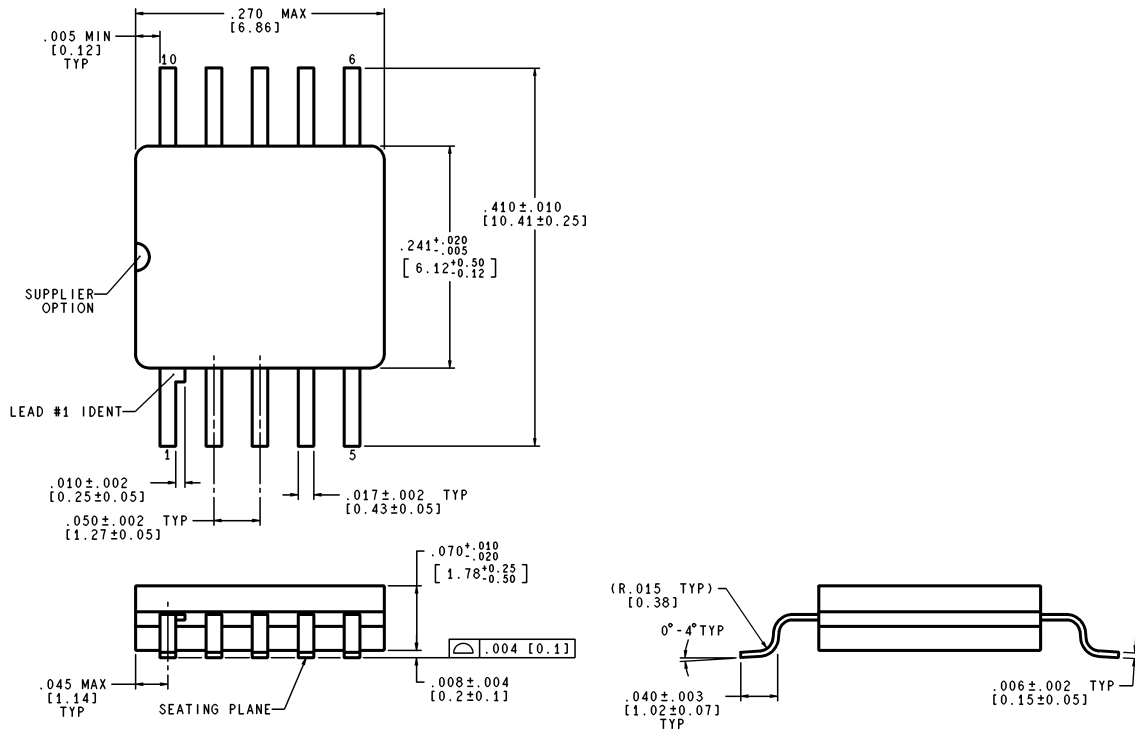
**SOIC Package (M)**  
**NS Package Number M08A**



**Molded Dip Package (N)**  
**NS Package Number N08E**



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

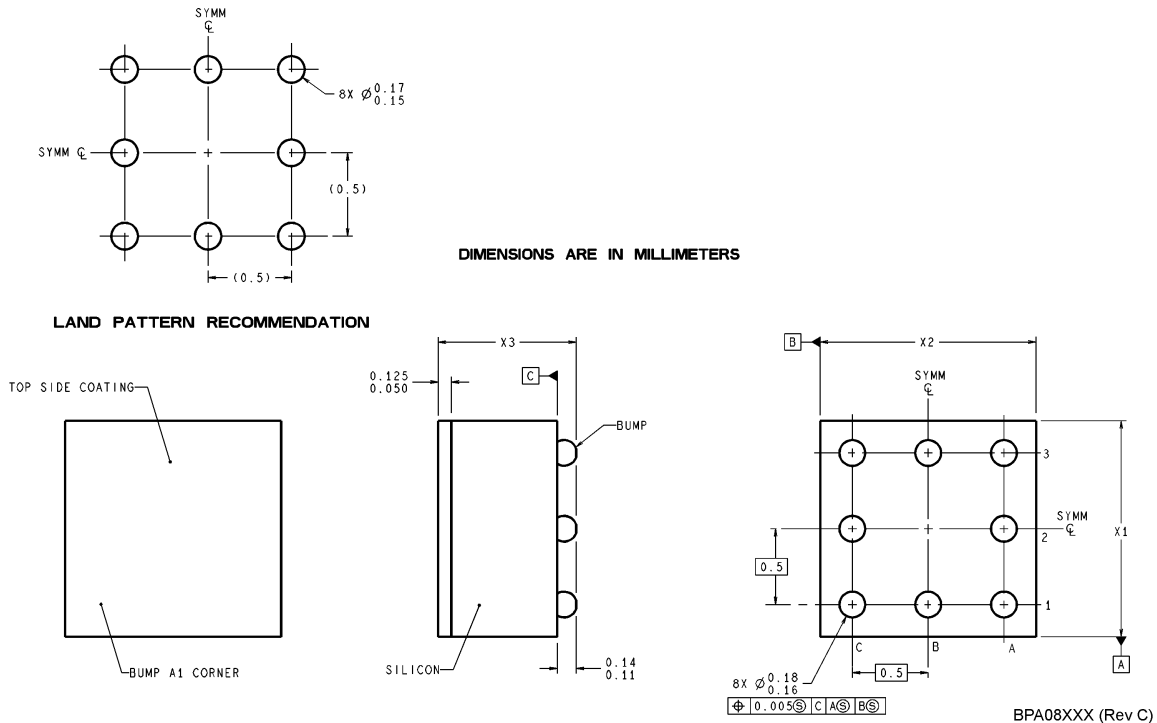


CONTROLLING DIMENSION IS INCH  
VALUES IN [ ] ARE MILLIMETERS

WG10A (Rev C)

**Order Number LM158AWG/883**  
**NS Package Number WG10A**

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



**8-Bump micro SMD**  
**NS Package Number BPA08AAB**  
**X<sub>1</sub> = 1.285 X<sub>2</sub> = 1.285 X<sub>3</sub> = 0.850**

NOTES: UNLESS OTHERWISE SPECIFIED

1. EPOXY COATING
2. 63Sn/37Pb EUTECTIC BUMP
3. RECOMMEND NON-SOLDER MASK DEFINED LANDING PAD.
4. PIN A1 IS ESTABLISHED BY LOWER LEFT CORNER WITH RESPECT TO TEXT ORIENTATION REMAINING PINS ARE NUMBERED COUNTERCLOCKWISE.
5. XXX IN DRAWING NUMBER REPRESENTS PACKAGE SIZE VARIATION WHERE X<sub>1</sub> IS PACKAGE WIDTH, X<sub>2</sub> IS PACKAGE LENGTH AND X<sub>3</sub> IS PACKAGE HEIGHT.
6. REFERENCE JEDEC REGISTRATION MO-211, VARIATION BC.

**LIFE SUPPORT POLICY**

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

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

**National Semiconductor Corporation**  
Americas  
Email: support@nsc.com

www.national.com

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

**National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group**  
Tel: 65-2544466  
Fax: 65-2504466  
Email: ap.support@nsc.com

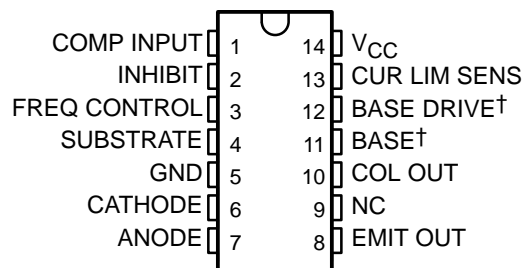
**National Semiconductor Japan Ltd.**  
Tel: 81-3-5639-7560  
Fax: 81-3-5639-7507

# TL497AC, TL497AI, TL497AY SWITCHING VOLTAGE REGULATORS

SLVS009C – JUNE 1976 – REVISED AUGUST 1995

- High Efficiency . . . 60% or Greater
- Output Current . . . 500 mA
- Input Current Limit Protection
- TTL-Compatible Inhibit
- Adjustable Output Voltage
- Input Regulation . . . 0.2% Typ
- Output Regulation . . . 0.4% Typ
- Soft Start-Up Capability

TL497AC, TL497AI . . . D, N, OR PW PACKAGE  
(TOP VIEW)



NC – No internal connection  
 † BASE (11) and BASE DRIVE (12) are used for device testing only.  
 They are not normally used in circuit applications of the device.

## description

The TL497AC and TL497AI incorporate on a single monolithic chip all the active functions required in the construction of switching voltage regulators. They can also be used as the control element to drive external components for high-power-output applications. The TL497AC and TL497AI were designed for ease of use in step-up, step-down, or voltage inversion applications requiring high efficiency.

The TL497AC and TL497AI are fixed-on-time variable-frequency switching-voltage-regulator control circuits. The switch-on time is programmed by a single external capacitor connected between FREQ CONTROL and GND. This capacitor,  $C_T$ , is charged by an internal constant-current generator to a predetermined threshold. The charging current and the threshold vary proportionally with  $V_{CC}$ . Thus, the switch-on time remains constant over the specified range of input voltage (4.5 V to 12 V). Typical on times for various values of  $C_T$  are as follows:

TIMING CAPACITOR, $C_T$ (pF)	200	250	350	400	500	750	1000	1500	2000
ON TIME ( $\mu$ s)	19	22	26	32	44	56	80	120	180

The output voltage is controlled by an external resistor ladder network ( $R_1$  and  $R_2$  in Figures 1, 2, and 3) that provides a feedback voltage to the comparator input. This feedback voltage is compared to the reference voltage of 1.2 V (relative to SUBSTRATE) by the high-gain comparator. When the output voltage decays below the value required to maintain 1.2 V at the comparator input, the comparator enables the oscillator circuit, which charges and discharges  $C_T$  as described above. The internal pass transistor is driven on during the charging of  $C_T$ . The internal transistor may be used directly for switching currents up to 500 mA. Its collector and emitter are uncommitted, and it is current driven to allow operation from the positive supply voltage or ground. An internal Schottky diode matched to the current characteristics of the internal transistor is also available for blocking or commutating purposes. The TL497AC and TL497AI also have on-chip current-limit circuitry that senses the peak currents in the switching regulator and protects the inductor against saturation and the pass transistor against overstress. The current limit is adjustable and is programmed by a single sense resistor,  $R_{CL}$ , connected between  $V_{CC}$  and CUR LIM SENS. The current-limit circuitry is activated when 0.7 V is developed across  $R_{CL}$ . External gating is provided by the INHIBIT input. When the INHIBIT input is high, the output is turned off.

### AVAILABLE OPTIONS

$T_A$	PACKAGED DEVICES			CHIP FORM (Y)
	SURFACE MOUNT (D)	PLASTIC DIP (N)	SHRINK SMALL OUTLINE (PW)	
0°C to 70°C	TL497ACD	TL497ACN	TL497ACPW	TL497AY
-40°C to 85°C	TL497AID	TL497AIN	—	—

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



Copyright © 1995, Texas Instruments Incorporated

# TL497AC, TL497AI, TL497AY SWITCHING VOLTAGE REGULATORS

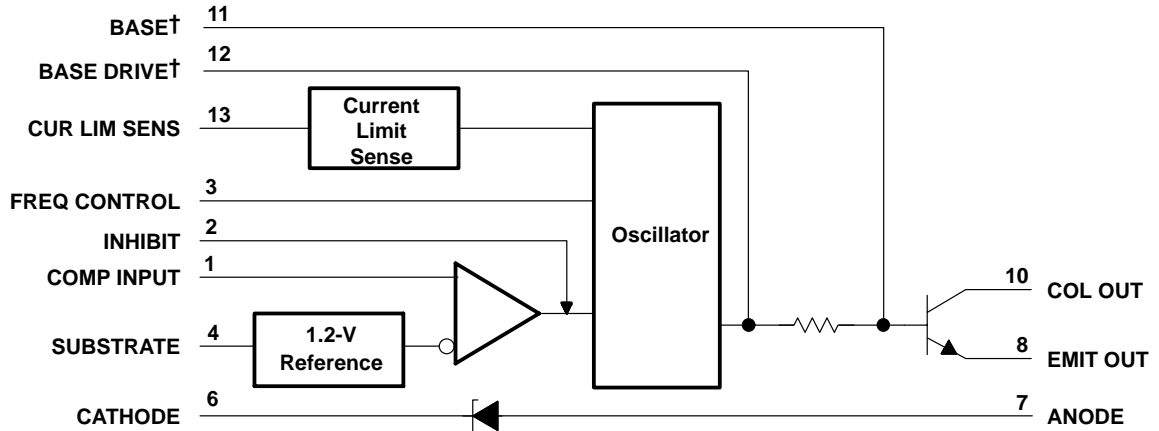
SLVS009C – JUNE 1976 – REVISED AUGUST 1995

## description (continued)

Simplicity of design is a primary feature of the TL497AC and TL497AI. With only six external components (three resistors, two capacitors, and one inductor), the TL497AC and TL497AI operates in numerous voltage conversion applications (step-up, step-down, invert) with as much as 85% of the source power delivered to the load. The TL497AC and TL497AI replace the TL497 in all applications.

The TL497AC is characterized for operation from 0°C to 70°C, and the TL497AI is characterized for operation from -40°C to 85°C.

## functional block diagram



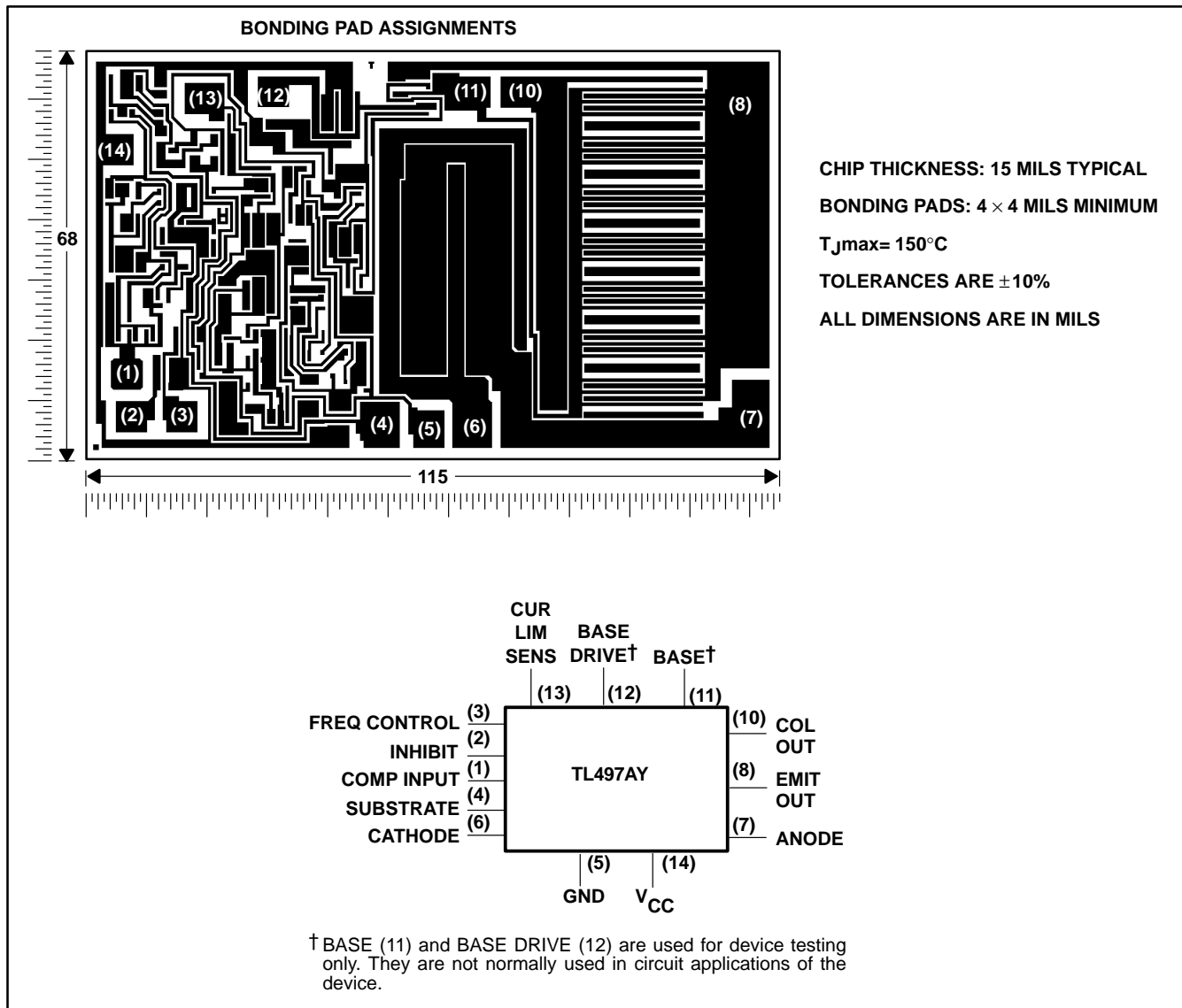
† BASE and BASE DRIVE are used for device testing only. They are not normally used in circuit applications of the device.

# TL497AC, TL497AI, TL497AY SWITCHING VOLTAGE REGULATORS

SLVS009C – JUNE 1976 – REVISED AUGUST 1995

## TL497AY chip information

This chip, when properly assembled, displays characteristics similar to the TL497AC. Thermal compression or ultrasonic bonding may be used on the doped aluminum bonding pads. The chips may be mounted with conductive epoxy or a gold-silicon preform.



# TL497AC, TL497AI, TL497AY SWITCHING VOLTAGE REGULATORS

SLVS009C – JUNE 1976 – REVISED AUGUST 1995

## absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

Supply voltage, $V_{CC}$ (see Note 1)	15 V
Output voltage, $V_O$	35 V
Input voltage, $V_I$ (COMP INPUT)	5 V
Input voltage, $V_I$ (INHIBIT)	5 V
Diode reverse voltage	35 V
Power switch current	750 mA
Diode forward current	750 mA
Continuous total power dissipation	See Dissipation Rating Table
Operating free-air temperature range, $T_A$ : TL497AC	0°C to 70°C
TL497AI	-40°C to 85°C
Storage temperature range, $T_{stg}$	-65°C to 150°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	260°C

† Stresses beyond those listed under “absolute maximum ratings” may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under “recommended operating conditions” is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

NOTE 1: All voltage values except diode voltages are with respect to network ground terminal.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR	DERATE ABOVE $T_A$	$T_A = 70^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 85^\circ\text{C}$ POWER RATING
D	950 mW	7.6 mW/°C	25°C	608 mW	494 mW
N	1000 mW	9.2 mW/°C	41°C	733 mW	595 mW
PW	700 mW	5.6 mW/°C	25°C	448 mW	—

## recommended operating conditions

		MIN	MAX	UNIT	
Supply voltage, $V_{CC}$		4.5	12	V	
High-level input voltage, $V_{IH}$ , INHIBIT		2.5		V	
Low-level input voltage, $V_{IL}$ , INHIBIT			0.8	V	
Output voltage	Step-up configuration (see Figure 1)	$V_I + 2$	30	V	
	Step-down configuration (see Figure 2)	$V_{ref}$	$V_I - 1$		
	Inverting regulator (see Figure 3)	$-V_{ref}$	-25		
Power switch current			500	mA	
Diode forward current			500	mA	
Operating free-air temperature, $T_A$		TL497AC	0	70	°C
		TL497AI	-40	85	

# TL497AC, TL497AI, TL497AY SWITCHING VOLTAGE REGULATORS

SLVS009C – JUNE 1976 – REVISED AUGUST 1995

**electrical characteristics over recommended operating conditions,  $V_{CC} = 6\text{ V}$  (unless otherwise noted)**

PARAMETER	TEST CONDITIONS	$T_A$ †	TL497AC			TL497AI			UNIT
			MIN	TYP‡	MAX	MIN	TYP‡	MAX	
High-level input current, INHIBIT	$V_{I(I)} = 5\text{ V}$	Full range	0.8	1.5		0.8	1.5	mA	
Low-level input current, INHIBIT	$V_{I(I)} = 0\text{ V}$	Full range	5	10		5	20	$\mu\text{A}$	
Comparator reference voltage	$V_I = 4.5\text{ V to }6\text{ V}$	Full range	1.08	1.2	1.32	1.14	1.2	1.26	V
Comparator input bias current	$V_I = 6\text{ V}$	Full range	40	100		40	100	$\mu\text{A}$	
Switch on-state voltage	$V_I = 4.5\text{ V}$	$I_O = 100\text{ mA}$	25°C	0.13	0.2		0.13	0.2	V
		$I_O = 500\text{ mA}$	Full range		0.85			1	
Switch off-state current	$V_I = 4.5\text{ V}, V_O = 30\text{ V}$	25°C		10	50		10	50	$\mu\text{A}$
		Full range			200			500	
Sense voltage, CUR LIM SENS	$V_I = 6\text{ V}$	25°C	0.45		1	0.45		1	V
Diode forward voltage	$I_O = 10\text{ mA}$	Full range		0.75	0.85		0.75	0.95	V
	$I_O = 100\text{ mA}$	Full range		0.9	1		0.9	1.1	
	$I_O = 500\text{ mA}$	Full range		1.33	1.55		1.33	1.75	
Diode reverse voltage	$I_O = 500\text{ }\mu\text{A}$	Full range				30			V
	$I_O = 200\text{ }\mu\text{A}$	Full range	30						
On-state supply current		25°C		11	14		11	14	mA
		Full range			15			16	
Off-state supply current		25°C		6	9		6	9	mA
		Full range			10			11	

† Full range for the TL497AC is 0°C to 70°C and full range for the TL497AI is –40°C to 85°C.

‡ All typical values are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

**electrical characteristics over recommended operating conditions,  $V_{CC} = 6\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$  (unless otherwise noted)**

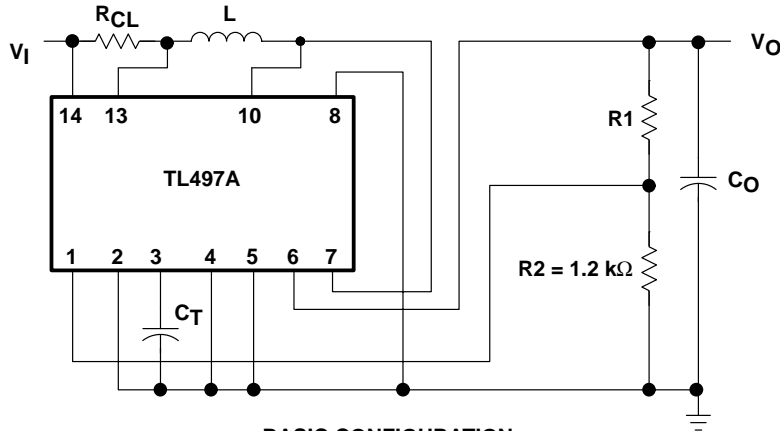
PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL497AY			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
High-level input current, INHIBIT	$V_{I(I)} = 5\text{ V}$		0.8		mA
Low-level input current, INHIBIT	$V_{I(I)} = 0\text{ V}$		5		$\mu\text{A}$
Comparator reference voltage	$V_I = 4.5\text{ V to }6\text{ V}$		1.2		V
Comparator input bias current	$V_I = 6\text{ V}$		40		$\mu\text{A}$
Switch on-state voltage	$V_I = 4.5\text{ V}, I_O = 100\text{ mA}$		0.13		V
Switch off-state current	$V_I = 4.5\text{ V}, V_O = 30\text{ V}$		10		$\mu\text{A}$
Diode forward voltage	$I_O = 10\text{ mA}$		0.75		V
	$I_O = 100\text{ mA}$		0.9		
	$I_O = 500\text{ mA}$		1.33		
On-state supply current			11		mA
Off-state supply current			6		mA



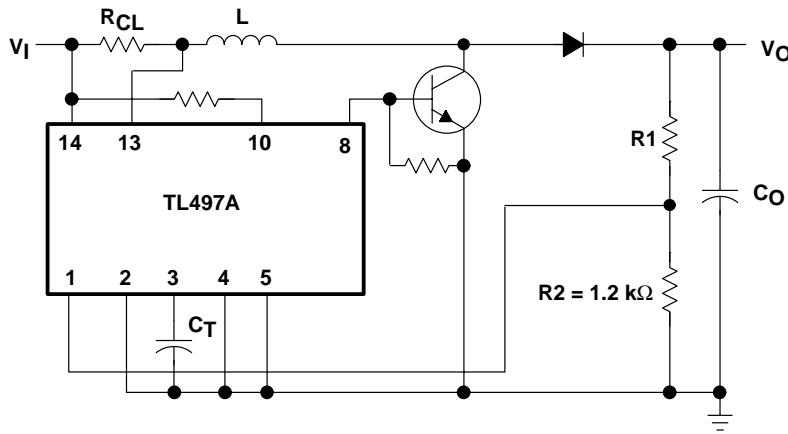
# TL497AC, TL497AI, TL497AY SWITCHING VOLTAGE REGULATORS

SLVS009C – JUNE 1976 – REVISED AUGUST 1995

## APPLICATION INFORMATION



**BASIC CONFIGURATION**  
(Peak Switching Current =  $I_{(PK)} < 500 \text{ mA}$ )



**EXTENDED POWER CONFIGURATION**  
(using external transistor)

### DESIGN EQUATIONS

- $I_{(PK)} = 2 I_O \max \left[ \frac{V_O}{V_I} \right]$

- $L (\mu\text{H}) = \frac{V_I}{I_{(PK)}} t_{on} (\mu\text{s})$

Choose L (50 to 500  $\mu\text{H}$ ), calculate  $t_{on}$  (25 to 150  $\mu\text{s}$ )

- $C_T (\text{pF}) \approx 12 t_{on} (\mu\text{s})$

- $R_1 = (V_O - 1.2) \text{ k}\Omega$

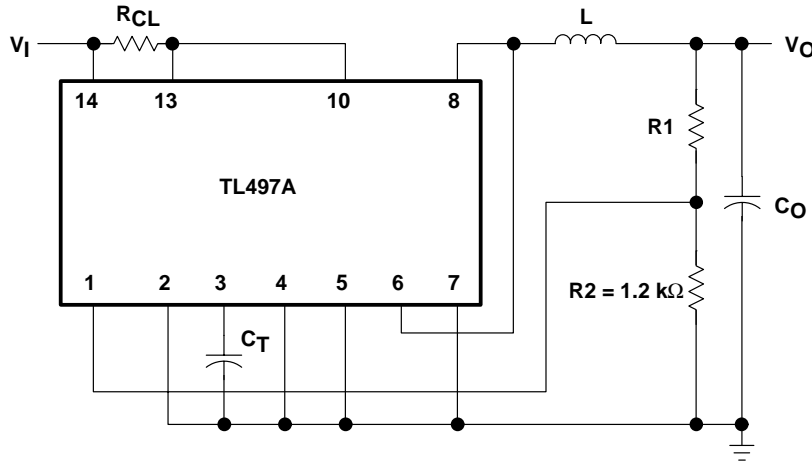
- $R_{CL} = \frac{0.5 \text{ V}}{I_{(PK)}}$

- $C_O (\mu\text{F}) \approx t_{on} (\mu\text{s}) \frac{\left[ \frac{V_I}{V_O} I_{(PK)} + I_O \right]}{V_{\text{ripple (PK)}}$

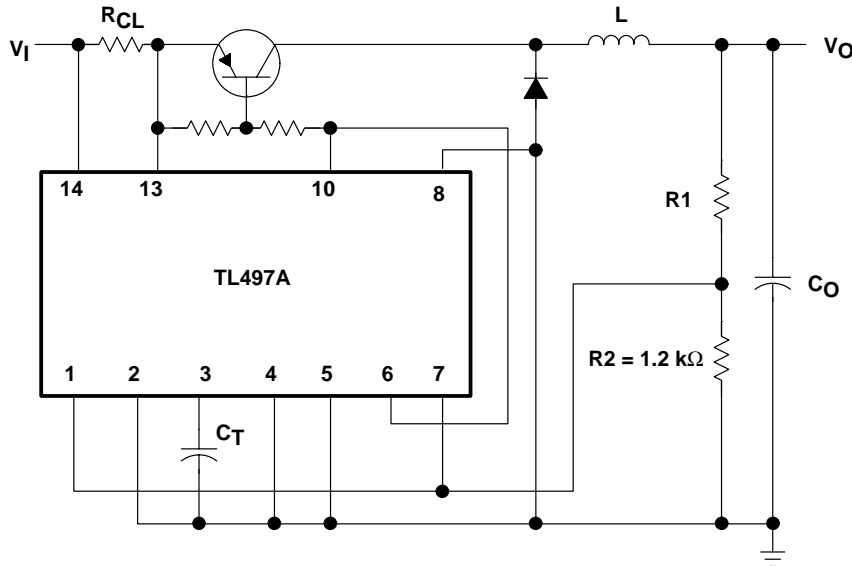
**Figure 1. Positive Regulator, Step-Up Configurations**



## APPLICATION INFORMATION



**BASIC CONFIGURATION**  
(Peak Switching Current =  $I_{(PK)} < 500$  mA)



**EXTENDED POWER CONFIGURATION**  
(using external transistor)

### DESIGN EQUATIONS

- $I_{(PK)} = 2 I_{O \max}$

- $L (\mu\text{H}) = \frac{V_I - V_O}{I_{(PK)}} t_{on}(\mu\text{s})$

Choose L (50 to 500  $\mu\text{H}$ ), calculate  $t_{on}$  (10 to 150  $\mu\text{s}$ )

- $C_T(\text{pF}) \approx 12 t_{on}(\mu\text{s})$

- $R_1 = (V_O - 1.2) \text{ k}\Omega$

- $R_{CL} = \frac{0.5 V}{I_{(PK)}}$

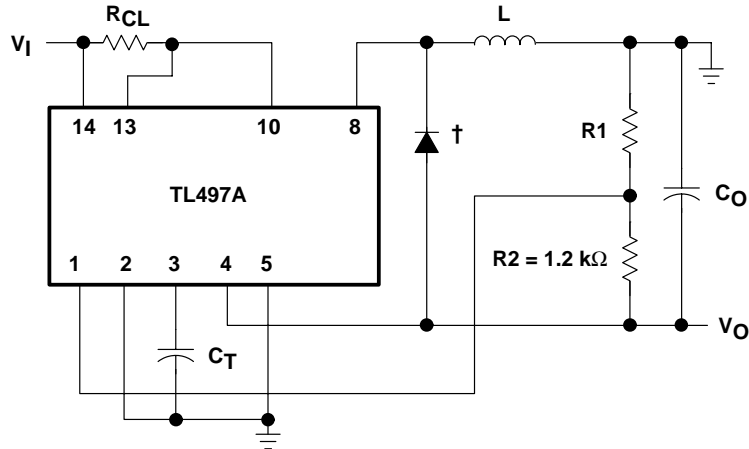
- $C_O (\mu\text{F}) \approx t_{on}(\mu\text{s}) \frac{\left[ \frac{V_I - V_O}{V_O} I_{(PK)} + I_O \right]}{V_{\text{ripple (PK)}}$

**Figure 2. Positive Regulator, Step-Down Configurations**

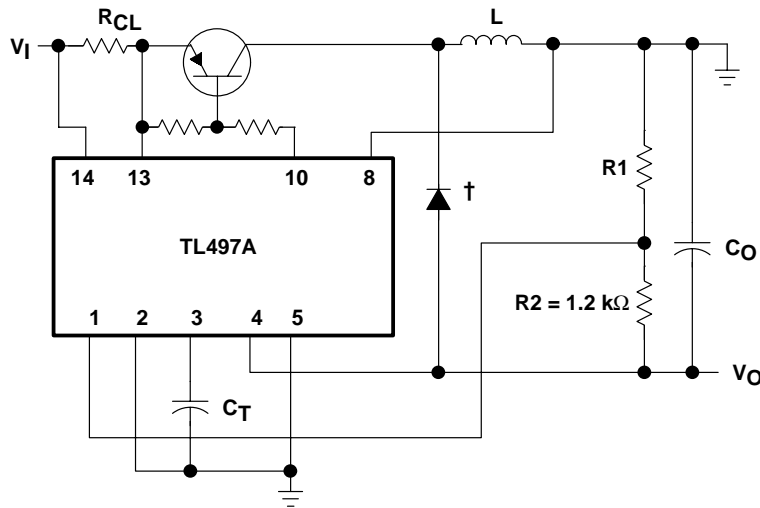
# TL497AC, TL497AI, TL497AY SWITCHING VOLTAGE REGULATORS

SLVS009C – JUNE 1976 – REVISED AUGUST 1995

## APPLICATION INFORMATION



**BASIC CONFIGURATION**  
(Peak Switching Current =  $I_{(PK)} < 500$  mA)



**EXTENDED POWER CONFIGURATION**  
(using external transistor)

† Use external catch-diode, e.g., 1N4001, when building an inverting supply with the TL497A.

**Figure 3. Inverting Applications**

### DESIGN EQUATIONS

$$I_{(PK)} = 2 I_O \max \left[ 1 + \frac{|V_O|}{V_I} \right]$$

$$L (\mu\text{H}) = \frac{V_I}{I_{(PK)}} t_{on}(\mu\text{s})$$

Choose L (50 to 500  $\mu\text{H}$ ), calculate  $t_{on}$  (10 to 150  $\mu\text{s}$ )

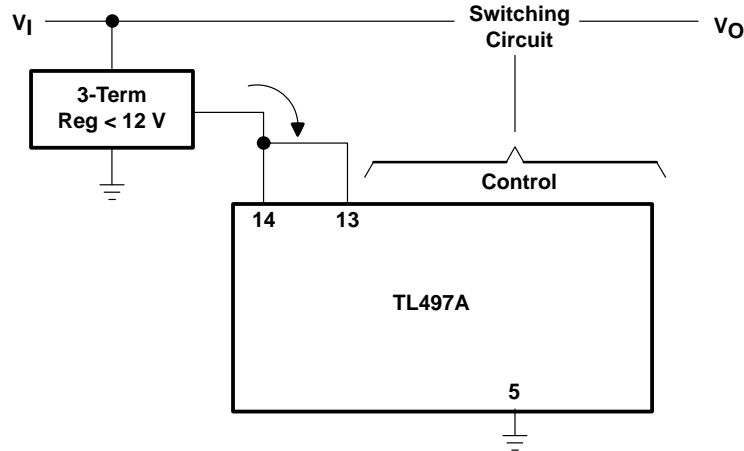
$$C_T(\text{pF}) \approx 12 t_{on}(\mu\text{s})$$

$$R_1 = (|V_O| - 1.2) \text{ k}\Omega$$

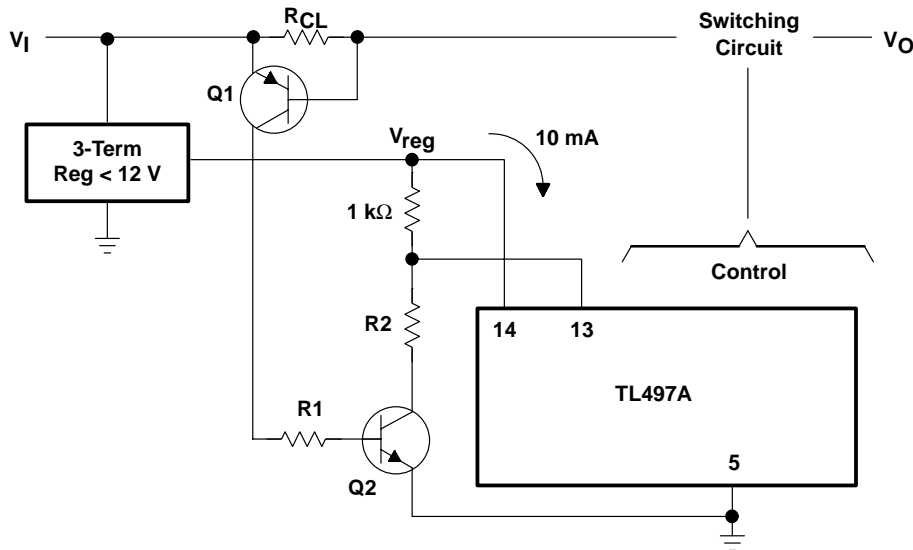
$$R_{CL} = \frac{0.5 \text{ V}}{I_{(PK)}}$$

$$C_O (\mu\text{F}) \approx t_{on}(\mu\text{s}) \frac{\left[ \frac{V_I}{|V_O|} I_{(PK)} + I_O \right]}{V_{\text{ripple (PK)}}$$

APPLICATION INFORMATION



EXTENDED INPUT CONFIGURATION WITHOUT CURRENT LIMIT



DESIGN EQUATIONS

- $R_{CL} = \frac{V_{BE}(Q1)}{I_{limit} (PK)}$
- $R1 = \frac{V_I}{I_B(Q2)}$
- $R2 = (V_{reg} - 1) 10 \text{ k}\Omega$

CURRENT LIMIT FOR EXTENDED INPUT CONFIGURATION

Figure 4. Extended Input Voltage Range ( $V_I > 12 \text{ V}$ )



## IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments (TI) reserves the right to make changes to its products or to discontinue any semiconductor product or service without notice, and advises its customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that the information being relied on is current.

TI warrants performance of its semiconductor products and related software to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

Certain applications using semiconductor products may involve potential risks of death, personal injury, or severe property or environmental damage ("Critical Applications").

**TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, INTENDED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT APPLICATIONS, DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS.**

Inclusion of TI products in such applications is understood to be fully at the risk of the customer. Use of TI products in such applications requires the written approval of an appropriate TI officer. Questions concerning potential risk applications should be directed to TI through a local SC sales office.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards should be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance, customer product design, software performance, or infringement of patents or services described herein. Nor does TI warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used.

```
adc.h  
unsigned char 1e_ADC(unsigned char channel);  
void adc_init(void);
```

adc.c

```
#include <io.h>
#include <interrupt.h>

unsigned char le_ADC(unsigned char channel)
{
    unsigned char conversao_L, conversao_H;
    int conversao;

    outp(channel,ADMUX);           //seleciona o canal da conversao
    sbi(ADCSR,6);                 //inicia a conversao
    while(bit_is_clear(ADCSR,ADIF)); //espera que a conversao termine

    conversao_L=inp(ADCL);        //lê o valor da conversao(2bits)
    conversao_H=inp(ADCH);        //lê o valor da conversao(8bits)

    conversao=conversao_L;
    conversao|=(int)conversao_H << 8;
    return((unsigned char)(conversao/4));
}

void adc_init(void)
{
    outp(0x00,ADCSR);             //stop do ADC
    outp(0x00,ADMUX);             //selecciona canal0
    outp(0xc3,ADCSR);             //enable do ADC sem interrupcao
}
```

## boia.c

```
#include <io.h>
#include <sig-avr.h>
#include <interrupt.h>
#include <eeprom.h>
#include "include/global.h"

#include "include/adc.h"
#include "include/timer.h"
#include "include/uart.h"
#include "include/led.h"
#include "include/nimh.h"
#include "include/li_ion.h"

void ports_init(void);
unsigned char power_on(void);

volatile unsigned char  DEBUG;

int main(void)
{
    unsigned char vidas;

    //*****Inicialização*****
    ports_init();           //Portas
    adc_init();             //Inicialização do ADC
    interrupts_init();     //interrupção
    timer_init();          //Timers
    uart_init();           //UART
    vidas=power_on();      //Verifica o número de vidas
    sei();                  //Interrupt Enable
    liga_int(1);           //Liga interrupção 1

    u_reset(vidas);

    DEBUG=0;
    nimh();

    //nunca deve chegar aqui!
    return 0;
}

void ports_init(void){
    // PORTA A
    outp(0x00,DDRA);       //define a porta como entrada

    // PORTA B
    outp(0xff,DDRB);       //define a porta como saída

    // PORTA C
    outp(0xff,DDRC);       //define a porta como saída
}

unsigned char power_on(void){
    unsigned char vidas;
```



boia.c

```
vidas = eeprom_rb(0);  
vidas++;  
eeprom_wb(0, vidas);  
return vidas<<1;
```

```
}
```

```

global.h

//valores de temporizacao
#define _1_min 2727
#define _4_seg 2727
#define _8_seg 2 * _4_seg
#define _1_seg 250
#define _1_hora 3600
#define _5_seg 1300

//pinos de comando
#define pino_quimica 4 //PORTAC
#define pino_bat_primarias 1 //PORTAC
#define pino_inhibit 0 //PORTAB
#define pino_reset_tea 0 //PORTAC
#define led_interrupt 3 //PORTAD

//pinos do ADC
#define canal_v_bat 4
#define canal_I_tea 5
#define canal_temperatura 3 //NTC
#define canal_I_bat 1

#define base_de_tempo (float)(0.00408/3600) //0.00408 segundos CK/64 18
ms

//#define K_I 15 //mA
#define K_I (float) ( (5.2/63) / 3.3 )//24.62121 mA
#define K_batt (float)(5.2/255)
#define K_I_tea (float)(5.2/255)

#define uint_max 65535 //valor maximo de um unsigned int

```

led.h

```
#include <io.h>
#include <sig-avr.h>
#include <interrupt.h>
#include "include/adc.h"
#include "include/uart.h"

#define I_bat 0 //canal do ADC

#define K_I 15 //mA
#define base_de_tempo (float)(0.00408/3600) //0.00408 segundos CK/64 18
ms

#define tempo_de_protection 1
```

```
void interrupt_sub(void);
void timer_sub(void);
void interrupts_init(void);

void liga_int(unsigned char interrupcao);
void desliga_int(unsigned char interrupcao);
```

```
/*
    1h --- 3600 seg |
    x --- 0.00408 |   x =  $\frac{0.00408}{3600}$  =
*/
```

led.c

```
#include "include/led.h"

volatile unsigned int  j,
                      k;
volatile unsigned char led,
                      timer_2;

SIGNAL(SIG_INTERRUPT1) //signal handler for external interrupt
int1
{
    if(bit_is_set(MCUCR, ISC10)) //rising
    {
        cbi(MCUCR, ISC10); //falling edge
    }else{ //falling edge
        sbi(MCUCR, ISC10); //rising edge
    }

    interrupt_sub();
}

void interrupts_init(void)
{
    //falling edge da interrupção 0
    sbi(MCUCR,1);
    //rising edge da interrupção 1
    sbi(MCUCR,3);
    sbi(MCUCR,2);

    timer_2=0;
    led=10;
}

void liga_int(unsigned char interrupcao)
{
    if(interrupcao==0) sbi(GIMSK,6); // enable external int0
    if(interrupcao==1) sbi(GIMSK,7); // enable external int1
}

void desliga_int(unsigned char interrupcao)
{
    if(interrupcao==0) cbi(GIMSK,6); // disable external int0
    if(interrupcao==1) cbi(GIMSK,7); // disable external int1
}

SIGNAL(SIG_OVERFLOW2) // signal handler for Timer 0 overflow
{
    j++;

    timer_sub();

    outp(0, TCNT2); // reset counter to get this interrupt again
}

```

## led.c

```
void timer_sub(void)
{

    if (j == 315)
    {
        j=0;
        timer_2=0;
        outp(0,          TCCR2);          //desliga timer2

        if(bit_is_set(PIND, 3) != 0)
        {
            led=1;          //ON
        }
        if(bit_is_clear(PIND, 3) != 0){
            led=0;          //OFF
        }
    }
    return;
}

void interrupt_sub(void)
{
    if(timer_2==0)
    {
        outp(3,          TCCR2);          //liga timer2
        timer_2=1;
        j=0;
    }else{
        led=2;          //protection
        outp(0,          TCCR2);          //desliga timer2
        j=0;
        outp(0,          TCNT2);          // reset counter to get this
        interrupt again
        outp(3,          TCCR2);          //liga timer2
    }
    return;
}
```

## nimh.h

```
#define      ref_adc      1.5      //VOLTS
#define      A1           15       //(V/V)
#define      A2           15       //(V/V)
#define      R_sense      0.1      //ohm

#define      I_fs_charge  500      //mA
#define      I_fs_load    500      //mA

//#define      K_temp      (float)(5.16/255)
//com 1.5V de fim de escala

#define      minimo_da_bateria      80      //Em percentagem

#define      K_charge      (I_fs_charge * R_sense * A1) /255
#define      K_load        (I_fs_load * R_sense * A2) /255

#define      I_fast_charge  250     //mA
#define      I_top_off      250     //mA

#define      I_tealigado    10

//      Variáveis Externas
//extern volatile float      capacidade;
extern volatile unsigned char      led;

//      Variáveis Globais
volatile float      V_bat;
volatile float      I_tea;
volatile float      V_temp;
volatile float      V_bat_max;

int nimh(void);
unsigned char tea_state(void);
unsigned char bat_state(unsigned char estado_do_tea);
void reset_tea(void);
void panic(void);
void temperature(void);
```

## nimh.c

```

#include <io.h>
#include <sig-avr.h>
#include <interrupt.h>
#include "include/adc.h"
#include "include/timer.h"
#include "include/nimh.h"
#include "include/uart.h"
#include "include/global.h"
#include "include/led.h"

volatile unsigned char w,
                      v_bat_array[10],
                      old_bat_state,
                      SHOW;

extern volatile unsigned char DEBUG;
extern volatile float capacidade;
volatile float v_med,
              temperatura_old;

int nimh(void)
{
    unsigned char tea_top_off_mode,
                 tea_state_var,
                 bat_state_var;

    int k,
        j,
        reset;

    unsigned char tea_inhibit,
                 I,
                 V_lido;

    float v_bat_local;

    cbi(PORTC, pino_bat_primarias);
    cbi(PORTC, 0); //reset
    sbi(PORTB, 0); //inhibit

    j=0;
    k=0;
    tea_top_off_mode=0;
    reset=0;
    SHOW=0;
    for(w=0;w<=9;w++)
    {
        v_bat_array[w]=0xFF;
    }
    w=0;

    for (;;) //Ciclo principal
    {
        temporizacao(_5_seg);

        temperature();

```

```

                                nimh.c
tea_state_var=tea_state();
bat_state_var=bat_state(tea_state_var);
old_bat_state=bat_state_var;

top_off      if( (tea_state_var == 2) & ( tea_top_off_mode == 0)) //Tea chega a
{
tea_top_off_mode      k=0;
                      tea_top_off_mode = 1 ; //se chega aos 100% ...então....liga
}

if(bat_state_var==1) //baterias descarregadas
{
    j++;
    if(j==_1_seg) //tempo a definir
    {
        j=0;
        panic();//avisa bóia tensoes , sys_tea, etc....
    }
}

if(tea_top_off_mode==1){
de fast_charge      k++;
                    if(I_bat == I_fast_charge){ //inibir se a corrente for a
                    tea_inhibit=1;
                    }
                    if(k==1000){ //tempo ...a definir
                        tea_top_off_mode = 0;
                    }
                }else{
                    tea_inhibit=0;
                }

baixo      if(reset < _1_hora) reset++; //este tempo tem que ser igual ao de

tempo de top_off acabar      if(reset == _1_hora) //tempo a definir
{
                            if(tea_top_off_mode==0){ //neste caso, só faz o reset s o
                                reset=0;
                                reset_tea();
                            }
                        }
}

}

```



## nimh.c

```
}
```

```
unsigned char tea_state(void) //return 1...quando ligado ....ou 0 quando desligado  
{
```

```
    unsigned char I_leitura;  
    float i_tea;  
  
    I_leitura=le_ADC(canal_I_tea);
```

```
    if( I_leitura < 0x32)  
    {  
        return 0; //está desligado  
    }else{  
        return 1;  
    }  
    return 0;
```

```
}
```

```
unsigned char bat_state(unsigned char estado_do_tea)  
{
```

```
    float          v_bat_local;  
    unsigned char  g,  
                  v_lido;  
  
    if(estado_do_tea==1)  
    {  
        cbi(PORTB, pino_inhibit);          //inibe  
        temporizacao(2);  
    }  
    v_lido=le_ADC(canal_v_bat);  
  
    sbi(PORTB, pino_inhibit);              //desinibe  
  
    v_bat_array[w]=v_lido;  
  
    w++;  
    if(w==10) w=0;  
  
    v_med=0;  
    for(g=0;g<=9;g++)  
    {  
        v_med = v_med + v_bat_array[g];  
    }  
}
```

```

                                                    nimh.c
v_med=v_med / 10;
v_bat_local = (float)(K_batt * v_med);
if(v_med < 0.95 )
{
    //liga baterias primarias
    sbi(PORTC, pino_bat_primarias);
    return 1;
}

if(v_med > 1.1) //Vbat >1.1 volt
{
    //desliga baterias primarias
    cbi(PORTC, pino_bat_primarias);
    return 0;
}

return old_bat_state;

}

void reset_tea(void){
    //faz o reset do tea
    sbi(PORTC, pino_reset_tea);
    temporizacao(5);
    cbi(PORTC, pino_reset_tea);
}

void panic(void)
{
    send_ch(0xFF); //1º caracter
    send_ch(0xF0); //caracter de panico
}

void temperature(void)
{
    float temperatura;
    unsigned char teste_V;

    teste_V=le_ADC(3);
    temperatura = (float)((((33.3*(5.16 * teste_V / 255) - 56.2)));

    if ((temperatura - temperatura_old)>3){
        cbi(PORTB, pino_inhibit); //inibe
    }else{
        sbi(PORTB, pino_inhibit); //desinibe
    }
    return;
}

```

## timer.h

```
#include <io.h>
#include <sig-avr.h>
#include <interrupt.h>
#include "include/adc.h"
#include "include/uart.h"
#include "include/global.h"
```

```
void timer_init(void);
void temporizacao(unsigned int tempo);
void integracao(void);
void send_capacidade(void);
```

```
/*
    1h --- 3600 seg |
    x --- 0.00408 |   x =  $\frac{0.00408}{3600} =$ 
```

```
*/
```

```

timer.c
#include "include/timer.h"

volatile float      capacidade;    /*volatile is req for a compiler quirk*/
volatile unsigned int i;

void timer_init(void)
{
    //Timer 0 ->4ms
    sbi(TIMSK,      TOIE0);        // enable TCNT0 overflow
    outp(0,         TCNT0);        // reset TCNT0
    outp(3,         TCCR0);        // count with cpu clock/64

    capacidade=0;

    //timer2 -> 65,6 ms
    sbi(TIMSK,      TOIE2);        // enable TCNT2 overflow
    outp(0,         TCNT2);        // reset TCNT2
    outp(0,         TCCR2);        // count with PCK2/1024
}

void temporizacao(unsigned int tempo)    // 1 ciclo = 65,6 ms
{
    i = 0;
    while(i < tempo);
}

SIGNAL(SIG_OVERFLOW0)    // signal handler for Timer 0 over flow
{
    integracao();
    if(i<uint_max) i++;
    outp(0, TCNT0);    // reset counter to get this interrupt again
}

void integracao(void){
    unsigned char I;

    I = 1e_ADC(canal_I_bat);    //carregar ..em mA
    I=I>>2;

    if( I < 43 )    //CAPACIDADE POSITIVA
    {
        I = (43 - I);
        capacidade = capacidade + (float)(I * K_I * base_de_tempo);
//...mA*usegundos
    }
    if( I > 43 )    //CAPACIDADE NEGATIVA
    {
        I = (I - 43);
        capacidade = capacidade - (float)(I *K_I * base_de_tempo);
//...mA*usegundos
    }
}

```

uart.h

```
#include "include/global.h"
```

```
void send_ch(unsigned char caract);  
void u_reset(unsigned char vidas);  
void uart_init(void);  
void status(void);  
unsigned char int_size(int a);  
unsigned char chkXOR_sub(unsigned char tamanho);  
void send_int(int inteiro, unsigned char resposta);  
void protocolo(unsigned char caracter);
```

uart.c

```

#include <io.h>
#include <interrupt.h>
#include <sig-avr.h>
#include "include/global.h"
#include "include/uart.h"
#include "eeprom.h"

volatile unsigned char  UART_ready,
                        trama,
                        old_caracter,
                        chk_xor,
                        check_xor[10];

extern volatile float   capacidade,
                        v_med;

extern volatile unsigned char  DEBUG,
                                SHOW;

void send_ch(unsigned char dummy_caract){ //Envia caracter
    while(UART_ready==0);
    outp(dummy_caract, UDR);
    UART_ready=0;
}

void u_reset(unsigned char vidas)
{
    send_ch(0xFF); //1º caracter
    send_ch(0x00); //caracter de reset
    send_ch(vidas);
}

SIGNAL(SIG_UART_TRANS) /* signal handler for uart txd ready interrupt */
{
    UART_ready=1;
}

SIGNAL(SIG_UART_RECV) /* signal handler for receive complete interrupt */
{
    protocolo(inp(UDR)); /* read byte for UART data buffer */
}

void uart_init(void) /*Inicializa UART*/
{
    outp(0x00,UCR); //desactiva a UART enquanto faz o set do baudrate
    outp((1<<RXCIE)|(1<<TXCIE)|(1<<RXEN)|(1<<TXEN),UCR); // enable RXD/TXD
and ints
    outp(0x19, UBRR); // faz o set baud rate
    UART_ready=1;
}

unsigned char int_size(int a) //Retorna tamanho do inteiro
{
    unsigned char comprimento;

    comprimento=0;
    if (a==0) return 0;
}

```

```

                                uart.c
while(a>0)
{
    a=a/10;
    comprimento++;
}
return comprimento;
}

unsigned char chkXOR_sub(unsigned char tamanho){ //Faz o "checksum" de XOR's
para os caracteres enviados
    unsigned char    i,
                    resposta=0;

    for(i=0;i <= (tamanho-1);i++)
    {
        resposta=resposta^check_xor[i];
    }

    return resposta;
}

void send_int(int inteiro, unsigned char resposta) //Envia o inteiro pelo
protocolo acordado
{
    unsigned int    local_int;
    unsigned char  int_array[10],
                  tamanho_int,
                  j;

    send_ch(0xFF); //1º Byte

    resposta = resposta << 5;
    if (inteiro==0)
    {
        send_ch(resposta);
        return;
    }
    if(inteiro < 0)
    {
        local_int=inteiro/(-1);
        send_ch(0x16|resposta);
    }else{
        local_int=inteiro;
        send_ch(0x14|resposta);
    }

    tamanho_int=int_size(local_int);
    j=tamanho_int;
    while(j){
        int_array[j-1]=local_int%10;
        local_int=local_int/10;
        j--;
    }
    //envia sinal (+ ou -) check_sum[1]

```

## uart.c

```
//tamanho do número a enviar
send_ch((tamanho_int<<1)|resposta);
check_xor[1]=((tamanho_int<<1)|resposta);

for(j=0; j<=(tamanho_int-1); j++)
{
    check_xor[j]=int_array[j];
    send_ch((int_array[j]<<1)|resposta);
}

//Por último envia o checksum
send_ch((chkXOR_sub(tamanho_int)) & 0xFE);

}

void protocolo(unsigned char character)
{
    unsigned char    dummy_char,
                   teste;

    trama++;
    if(character==0xFF) trama=0;    //1º byte

    if(trama == 1)
    {
        if((character|0xFE)==0xFF) return;
        dummy_char = character>>5;

        if(dummy_char == 0x01) //integração
        {
            teste = ((character & 0x1E)>>1);
            if( teste == 0x0F)
            {
                SHOW=(SHOW|0x01);
            }
            if( teste == 0x00) capacidade=0;
            return;
        }

        if(dummy_char == 0x02) //tensão
        {
            SHOW=(SHOW|0x02);
            return;
        }

        if(dummy_char == 0x03) //Reset do Power ON
        {
            eeprom_wb(0,0x00);
            return;
        }
    }
}
```



uart.c

return;

}