

Escola Superior de Tecnologia e Gestão de Águeda

Licenciatura em Engenharia Eletrotécnica

Projeto Temático em Eletrónica e Sistemas Analógicos

Grupo 4

Realizado por:

Hugo Polido	50776
Marco Marques	49889
Nuno Almeida	50126
Nuno Baioneta	50250
Ricardo Pedrosa	50777

Orientador:

Doutor Valter Silva

Águeda 2012

Projeto Temático em Eletrónica e Sistemas Analógicos

Grupo 4

Realizado por:

Hugo Polido	Nº 50776	Ass: _____
Marco Marques	Nº 49889	Ass: _____
Nuno Almeida	Nº 50126	Ass: _____
Nuno Baioneta	Nº 50250	Ass: _____
Ricardo Pedrosa	Nº 50777	Ass: _____

Orientador:

Doutor Valter Silva

Águeda 2012

Agradecimento

No final deste projeto todo o grupo gostaria de expressar o sincero agradecimento às pessoas que contribuíram para a concretização deste projeto. Assim, as palavras de gratidão e apreço vão para:

- o professor orientador, Doutor Valter Filipe Miranda Castelão da Silva, por toda a sua dedicação, apoio e total disponibilidade, pelas dicas sempre pertinentes e pelos seus ensinamentos.

- a empresa Metalúrgica Figueirense pelo auxílio e materiais disponibilizados para a construção da estrutura da maquete.

Sumário do projeto

O projeto consiste em construir uma balança de pratos com indicador luminoso de desequilíbrio, ativo através de uma ligação sem fios. O indicador luminoso deve acender progressivamente, e deve estar fisicamente separado da balança.

Na solução apresentada utilizou-se um potenciómetro, associado à posição dos pratos, definindo assim a tensão de entrada.

Para realizar a transmissão de dados sem fios, foi utilizado uma ligação de infravermelho.

Como forma de demonstrar o desequilíbrio através de um indicador luminoso, foram usados um conjunto de LED, que acendem como exigido, de forma gradual.

Índice

1. Introdução	1
1.1 Planeamento.....	1
1.2 Descrição do problema	1
2. Posição dos Pratos da Balança	3
2.1 Determinação da Tensão de Entrada	3
3. Transmissão sem fios.....	4
3.1 Gerador de onda quadrada.....	5
3.1.1 Cálculo do período de onda	6
3.2 Onda Triangular.....	7
3.2.1 Variando a largura de pulso	9
3.3 Circuito emissor	11
3.4 Circuito recetor	12
3.5 Descodificação do sinal PWM	12
4. Escala de LED	15
4.1 Escala Bidirecional.....	15
4.2 LED central	16
5. Fonte de alimentação	18
6. Maquete.....	21
7. Conclusão.....	22
8. Bibliografia	23
9. Orçamento	24
9.1 Escala de LED	24
9.2 Transmissão de sinal.....	24
9.3 Fonte de alimentação.....	24
10. Anexos.....	25
10.1 Enunciado do projeto.....	25
10.2 Datasheet filtro passa-baixo	26
10.3 Datasheet Transístor BC337.....	27
10.4 Datasheet LM741	28
10.5 Datasheet do lm358.....	30
10.6 Datasheet L78XX	31

Universidade de Aveiro
Escola Superior de Tecnologia e Gestão de Águeda

10.7 Mapa de Gantt	32
10.7.1 Mapa inicial	32
10.7.2 Mapa final	32
10.8 Circuito completo.....	32

Índice de figuras

Figura 1 - Diagrama de blocos	2
Figura 2 - Determinação da tensão de entrada	3
Figura 3 – Circuito “astável”.	5
Figura 4 – Associação de duas fontes DC.	5
Figura 5 – Circuito implementado.	5
Figura 6 – Sinal de saída do circuito apresentado.	5
Figura 7 – Declive.....	6
Figura 8 - Circuito "astável"	6
Figura 9 - Circuito Integrador.....	7
Figura 10 - Sinal triangular	7
Figura 11 - Amplificador de tensão inversor	8
Figura 12 - Posição no potenciómetro.....	8
Figura 13 - Sinal triangular após a aplicação do amplificador de tensão inversor.....	8
Figura 14 - Circuito comparador entre o sinal triangular e o PWM	9
Figura 15 - Modelação PWM	10
Figura 16 - Circuito emissor infravermelho	11
Figura 17 - Gráfico de h_{FE} em função de I_C do transistor BC337 – 16.....	11
Figura 18 - Circuito recetor de infravermelhos	12
Figura 19 - Duty cycle 50%.....	12
Figura 20 - Duty cycle 99%.....	12
Figura 21 - Circuito para desmodulação PWM.....	13
Figura 22 - Ganho do circuito integrador	14
Figura 23 – Escala de LED.....	15
Figura 24 – Escala de LED para valores de tensão entre 0 e 5 V.	15
Figura 25 - Comparador de Janela - LED central.....	17
Figura 26 - Diagrama da transformação de Tensão AC em DC.....	18
Figura 27 - Gráficos de tensão	18
Figura 28 – Transformação, rectificação e filtragem.....	19
Figura 29 - Gráfico da tensão de ripple	19
Figura 30 - Maquete em 3D	21
Figura 31 - Maquete da balança de pratos.....	21

Índice de tabelas

Tabela 1 - Tipos de Sensores	3
Tabela 2 - Vários tipos de ligação sem fios.....	4

1. Introdução

No início do ano letivo de 2011/2012, foi designada a elaboração de um projeto temático em Eletrónica e Sistemas Analógicos, do segundo ano da Licenciatura em Engenharia Eletrotécnica da Escola Superior de Tecnologia e Gestão de Águeda (ESTGA). As disciplinas de Semicondutores - Dispositivos e Aplicações e Sistemas Eletrónicos, serviram de base para adquirir os conhecimentos teóricos necessários à realização do mesmo.

1.1 Planeamento

Para o trabalho foi realizado um mapa de *Gantt* de modo a definir as tarefas a serem desempenhadas. Esta ferramenta tem como objetivo organizar o trabalho e rentabilizar o tempo.

O mapa de *Gantt* pode ser consultado no Anexo 10.6.

Para este trabalho foi também requerido a realização de um orçamento, sendo que pode ser consultado no capítulo 9.

1.2 Descrição do problema

O objetivo deste trabalho é construir um projeto eletrónico que permita visualizar um desequilíbrio de uma balança de dois pratos. Este desequilíbrio deve ser evidenciado através de um indicador luminoso.

Para responder de forma mais concreta ao problema colocado, foi elaborado um diagrama de blocos, que aborda a forma como o grupo encarou o enunciado, e como agrupou os vários assuntos a abordar.

Universidade de Aveiro
Escola Superior de Tecnologia e Gestão de Águeda

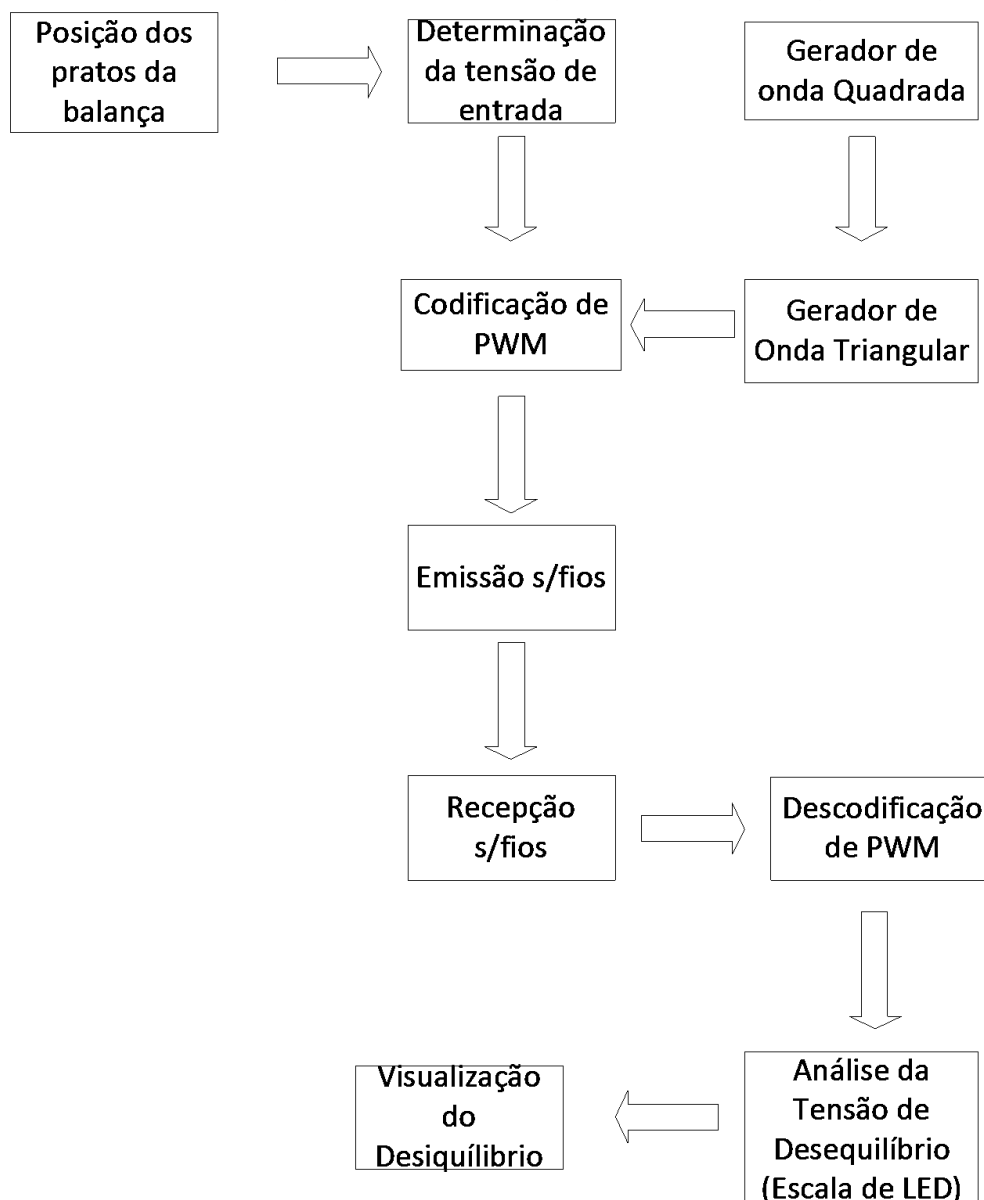


Figura 1 - Diagrama de blocos

Assim, inicialmente a balança encontra-se com os pratos numa determinada posição o que leva imediatamente à determinação de qual a posição do sensor de posição que permite reconhecer qual a tensão de entrada.

Em simultâneo ocorre a geração da onda quadrada, seguida da onda triangular. Em conjunto com o sinal relativo ao desequilíbrio da balança originam a codificação do PWM.

Em seguida, é necessário transmitir os dados recolhidos para o indicador luminoso, sendo para isso criado um emissor e recetor sem fios. Uma vez recebida a informação, é descodificado o PWM.

A tensão de entrada determina de que maneira o indicador luminoso se vai comportar. Por fim, obtém-se a indicação de qual o desequilíbrio, visto inicialmente.

Este é um processo dinâmico, pois qualquer mudança na posição dos pratos leva a uma imediata diferença no indicador luminoso.

2. Posição dos Pratos da Balança

Para determinar o desequilíbrio da balança, seria necessário estabelecer qual o método que seria mais útil. Inicialmente foram analisados alguns tipos de métodos. A tabela abaixo representada visa mostrar quais as diferenças entre eles.

Tabela 1 - Tipos de Sensores

	<i>Aplicação</i>	<i>Rigor</i>	<i>Preço</i>	<i>Simplicidade</i>	<i>Adequado</i>
<i>Potenciómetro</i>	Exigente	Médio	Barato	Alta	Sim
<i>Condensador variável</i>	Exigente	Médio	Barato	Média	Sim
<i>Sensor de Peso, de Pressão e de Distância</i>	Exigente	Alto	Caro	Média	Não

Foi optado pelo potenciómetro, pois apesar das suas ligações terem fragilidade e pouca durabilidade, para a escala de LED é mais adequado trabalhar variando a tensão do que a capacidade do condensador, apresentando também vantagens para modulação PWM. Este assunto será debatido posteriormente.

2.1 Determinação da Tensão de Entrada

Como já foi referido anteriormente, optou-se pelo uso do potenciómetro para regular a tensão de entrada.

O eixo do potenciómetro estará fixo ao eixo da balança e consequentemente a variação da posição dos pratos da balança refletir-se-á na rotação do potenciómetro e assim na variação de tensão de saída do potenciómetro, entre 0V e 10V, como mostra a figura 2. Caso a balança esteja em equilíbrio absoluto, o potenciómetro apresentará 5V à sua saída. Esta tensão é então o sinal de informação do estado da balança.

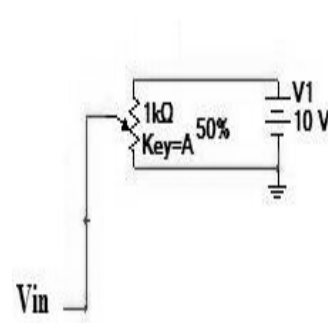


Figura 2 - Determinação da tensão de entrada

3. Transmissão sem fios

Visto que o indicador luminoso está separado fisicamente da balança, teve de se arranjar um modo de transmitir a informação do desequilíbrio para o indicador luminoso. Sendo assim foi feita uma tabela, tabela 2, onde se compara os tipos de transmissão sem fios que foram analisados.

Tabela 2 - Vários tipos de ligação sem fios

	<i>Tipo de ligação</i>	<i>Alcance</i>	<i>Hardware</i>	<i>Data Rate</i>	<i>Preço</i>	<i>Vantagens</i>	<i>Desvantagens</i>
Rádio	<i>AM</i>	Muito Elevado	Complexo	Elevado	Baixo	Funciona em "out of sight"	Baixa eficiência
	<i>FM</i>	Muito Elevado	Complexo	Elevado	Baixo	Funciona em "out of sight"	Baixa eficiência
	<i>Zigbee</i>	Muito Elevado	Complexo	Elevado	Elevado	Funciona em "out of sight"; Baixo consumo;	Necessita de ligação digital
Micro-ondas	<i>Wi-Fi</i>	Razoável	Muito Complexo	Elevado	Elevado	Funciona em "out of sight"	Afectado pelas condições do tempo
	<i>Bluetooth</i>	Médio	Muito Complexo	Elevado	Razoável	Pluralidade de aplicações	Só funciona em "line of sight"; Número limitado de dispositivos ligados em simultâneo
	<i>WAN</i>	Razoável	Muito Complexo	Baixo	Elevado	Custo de manutenção	Só funciona em "line of sight"; Afectado pelas condições do tempo
	<i>WiMax</i>	Elevado	Muito Complexo	Razoável	Elevado	Transmissão de grandes quantidades de informação	Só funciona em "line of sight"; Afectado pelas condições do tempo
	<i>Satélite</i>	Muito Elevado	Muito Complexo	Elevado	Elevado	Diversidade de dispositivos com este tipo de ligação	Só funciona em "line of sight"; Afectado pelas condições do tempo
IR	<i>Point-to-point</i>	Reduzido	Simples	Baixo	Acessível	Facilidade de construção;	Radiação luminosa; Necessita de campo aberto; Só funciona em "line of sight"; Interferência de luz solar ou fontes de calor
	<i>Broadcast</i>	Reduzido	Moderado	Baixo	Acessível	Taxa de transferência com erros reduzida	Radiação luminosa

Feita a pesquisa sobre algumas das possibilidades para a transmissão sem fios, foi escolhida a transmissão por infravermelho (*point-to-point*), pois tendo em conta a razão entre preço, dificuldade de aplicação e a distância mínima imposta ($\approx 1\text{m}$) tornou-se na opção mais apelativa.

3.1 Gerador de onda quadrada

No início deste projeto foi pedido que se desenvolvesse um circuito capaz de gerar uma onda quadrada apenas utilizando OpAmps, resistências, condensadores e a fonte DC disponível no laboratório. Através de pesquisa, concluiu-se que o circuito pretendido seria um “astável” com uma configuração semelhante ao circuito da figura 2. O objetivo deste circuito é servir de base para gerar um sinal triangular, que será abordado mais à frente,

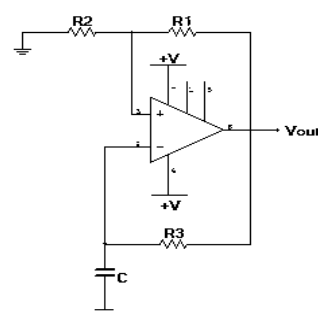


Figura 3 – Circuito “astável”.

De notar no circuito implementado que são necessárias três diferentes tensões no circuito, +V, 0 V e -V.

Para resolver esta questão decidiu-se ligar duas fontes DC em série, curto-circuitando um terminal de cada fonte como indica a figura 3. Assim foi possível obter as tensões simétricas necessárias para alimentar o OpAmp.

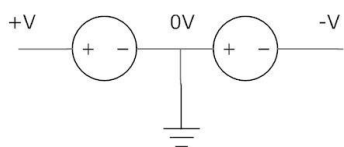


Figura 4 – Associação de duas fontes DC.

Para a implementação deste circuito foram utilizados componentes existentes no armazém da ESTGA. Foi então escolhido o modelo de OpAmp LM741. Através do cálculo do período de onda desejado chegou-se aos valores das resistências e do condensador, chegando-se ao circuito final apresentado na figura 4. Em que o sinal V_{out} é o apresentado na figura 5.

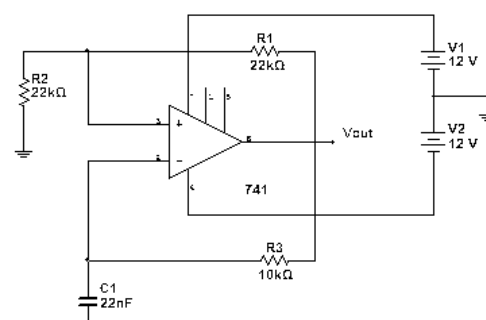


Figura 5 – Circuito implementado.

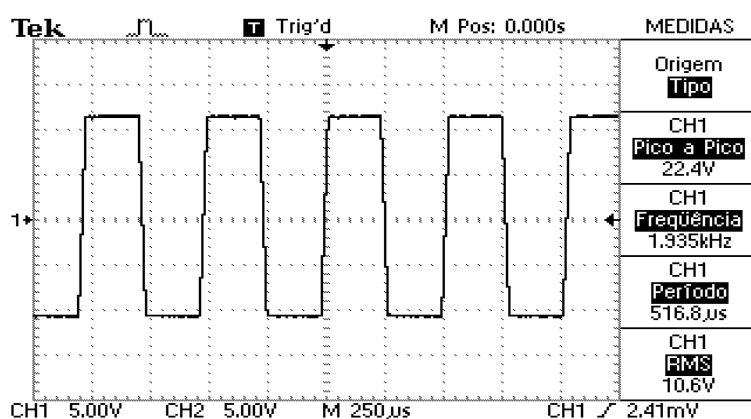


Figura 6 – Sinal de saída do circuito apresentado.

Universidade de Aveiro
Escola Superior de Tecnologia e Gestão de Águeda

Conseguindo assim uma onda quadrada, que porém não é perfeita, apresentando um declive, no momento da sua transição na ordem de 1V para 5μs, apresentado na figura 7. Este valor correspondente ao parâmetro “slew rate” do OpAmp, respeitante à velocidade com que é possível variar a tensão à sua saída.

A solução para obter uma onda quadrada perfeita seria utilizar um OpAmp mais rápido, porém este declive não é relevante para o propósito deste circuito.

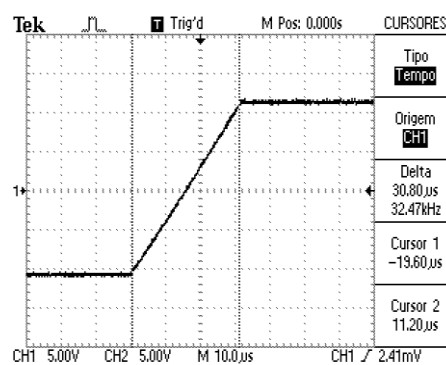


Figura 7 – Declive.

3.1.1 Cálculo do período de onda

Tal como dito anteriormente, o circuito gerador de onda quadrada adotado é um “astável”. O período do sinal de saída de um circuito deste tipo é dado pela seguinte expressão[1]

$$T = 2 R_3 C \ln \frac{1+\beta}{1-\beta}$$

Em que β é dado pelo seguinte divisor resistivo:

$$\beta = \frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

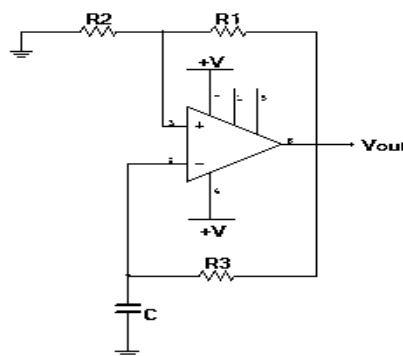


Figura 8 - Circuito "astável"

Note-se que o período do sinal de saída é independente da alimentação do circuito.

Aplicando ao circuito implementado vem:

$$\beta = \frac{22k}{22k + 22k} = \frac{1}{2}$$

Obtendo assim:

$$T \approx 483\mu s$$

E conseqüentemente:

$$f \approx 2070 \text{ Hz}$$

3.2 Onda Triangular

Tal como dito anteriormente, o objetivo do sinal quadrado é servir de base para gerar um sinal triangular. Ou seja o V_{in} do circuito que se segue é o V_{out} do gerador de onda quadrada.

Assim, foi utilizado um circuito filtro passa-baixo com uma frequência de corte de ordem muito inferior à frequência da onda quadrada para que assim este circuito se comportasse como um integrador. Para esta implementação foi utilizado um OpAmp LM741. As informações necessárias para fazer os seguintes cálculos foram retiradas da *datasheet* do Anexo 10.2. Quanto às especificações do LM741, elas podem ser verificadas no Anexo 10.4.

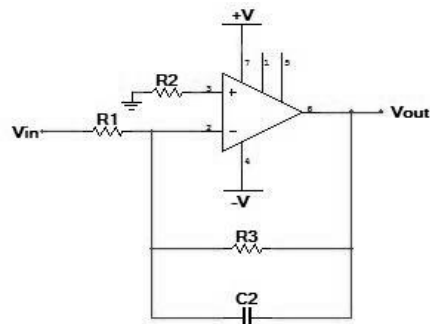


Figura 9 - Circuito Integrador

A frequência de corte é obtida através da expressão:

$$F_c = \frac{1}{2 * \pi * R_3 * C_1}$$

Com:

$$\begin{aligned} R_1 &= R_3 = 27k\Omega \\ R_2 &= 12k\Omega \\ C_1 &= 100nF \end{aligned}$$

Temos então que:

$$F_c = \frac{1}{2 * \pi * 27 * 10^3 * 100 * 10^{-9}} \\ \Leftrightarrow F_c = 58,95 Hz$$

Chegando-se então ao objetivo de ter uma frequência de corte muito inferior à frequência da onda quadrada o que permite a este circuito ser integrador.

É relevante ainda referir a importância da resistência R_3 . Na prática todas as ondas têm uma componente DC. Para circuitos DC, um condensador comporta-se como um curto-circuito. Logo, a resistência garante que haja *feedback* para as componentes DC.

O V_{out} deste circuito é o sinal triangular da figura 10.

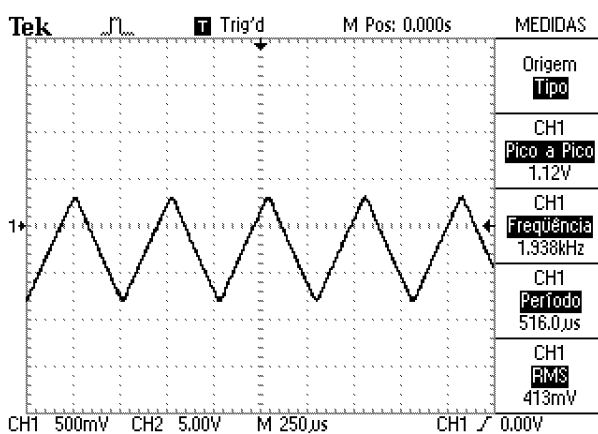


Figura 10 - Sinal triangular

Como se pode constatar na figura 10, V_{out} do circuito integrador, a amplitude do sinal triangular é de cerca de 1V. No entanto, é necessária uma amplitude de 10V, devido a questões que serão abordadas na secção de PWM. Para tal recorreu-se à amplificação do sinal através de um amplificador de tensão inversor com ganho 10, mostrado na figura 11.

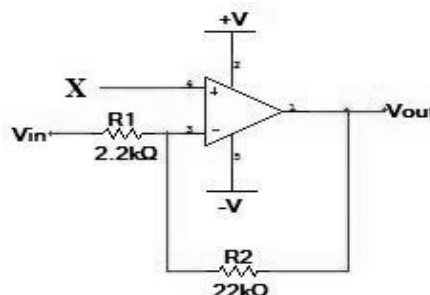


Figura 11 - Amplificador de tensão inversor

Idealmente o sinal deveria estar entre 0V e 10V o que levou à alteração da posição da onda utilizando um somador pesado. Ligando o potenciómetro da figura 12 ao terminal assinalado com X da figura 11, ajustou-se o potenciómetro de forma a conseguir o posicionamento desejado. Porém não foi possível obter o sinal compreendido entre 0V e 10V, mas sim entre -10V e 0V aplicando-se depois um amplificador de tensão inversor com ganho 1 e chegou-se assim à onda triangular com amplitude 10V e compreendida entre 0V e 10V como mostra a figura seguinte.

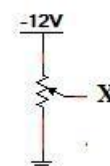


Figura 12 - Posição no potenciómetro

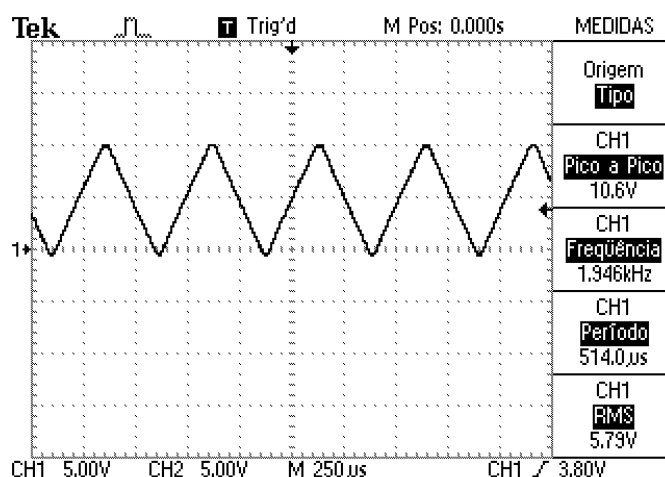


Figura 13 - Sinal triangular após a aplicação do amplificador de tensão inversor

Este sinal será utilizado para fazer a modulação por largura de pulso.

3.2.1 Variando a largura de pulso

Visto não ser viável transmitir um sinal DC por infravermelhos pois com o aumento da distância a amplitude do sinal diminui, recorreu-se, tal como dito anteriormente, à modelação do sinal em largura de pulso. Significa isto que a informação do estado da balança deixa de estar num sinal variável em amplitude mas sim num sinal variável em largura de pulso. A esta modelação chama-se PWM (Pulse-width modulation).

Tendo-se obtido, o sinal triangular com amplitude 10V e compreendido entre 0V e 10V estão assim reunidas as condições para modelar o sinal de informação do estado da balança (proveniente do potenciómetro da balança). Relembre-se que o sinal proveniente do potenciómetro varia entre 0V e 10V e é por essa razão que o sinal triangular tenha que estar compreendido entre os mesmos valores.

Em termos simples, o sinal PWM é gerado pela comparação do sinal do potenciómetro com o sinal triangular. Numa configuração relativamente simples, como a apresentada na figura 14, em que V_{in1} é o sinal triangular e V_{in2} é o sinal DC proveniente do potenciómetro. Ou seja, a obtenção deste PWM surge por meio da intersecção dos dois sinais.

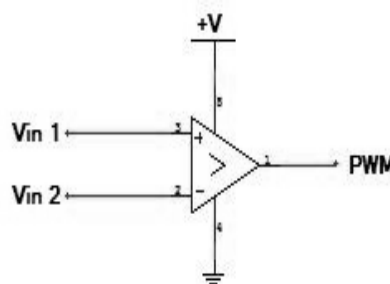


Figura 14 - Circuito comparador entre o sinal triangular e o PWM

Pela primeira vez neste projeto foi utilizado um tipo de OpAmp em que não é necessária alimentação simétrica, a este tipo de OpAmp é chamado *single supply*[2] e o modelo utilizado foi o LM358.

Quando o sinal da onda triangular apresenta uma tensão superior ao sinal do potenciómetro o OpAmp satura positivamente e tem-se à saída a tensão +V identificada na figura 14, isto é, o estado ativo do PWM.

Para uma melhor compreensão veja-se o esquema na página seguinte.

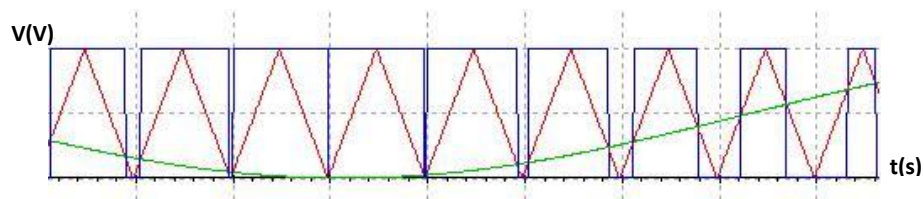


Figura 15 - Modelação PWM

Quando a tensão a modular (a traço verde) é 0V o seu sinal é sempre inferior ao sinal triangular (a traço vermelho) e assim obtém-se 100% de duty cycle (a traço azul), o inverso acontece para quando a tensão a modular é 10V em que se obtém 0% de PWM.

Tal como referido anteriormente, este sinal será utilizado no envio por infravermelhos. Na próxima secção será abordado o circuito emissor para este sinal.

3.3 Circuito emissor

No circuito emissor usou-se um transístor que foi polarizado para funcionar ao corte e à saturação. Na figura 16 encontra-se o circuito final.

Foi necessário calcular a resistência de coletor de polarização do transístor, para a máxima corrente admitida pelo díodo emissor de infravermelhos (100mA). Para isso foram realizados os seguintes cálculos, com valores retirados dos *datasheet*.

$$R_C = \frac{9 - 1.3 * 2 - 0.7}{100 \times 10^{-3}} = 57\Omega$$

Neste circuito emissor temos a entrada (base do transístor) de um sinal PWM já descrito, e à saída nos LED IR o mesmo sinal.

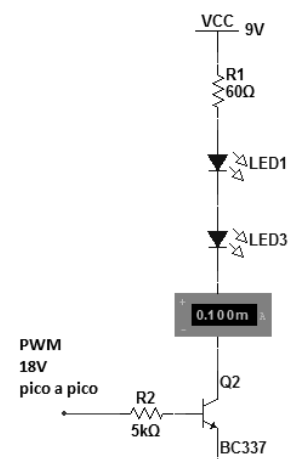


Figura 16 - Circuito emissor infravermelho

A partir do gráfico abaixo representado foi possível retirar o valor de h_{FE} ,

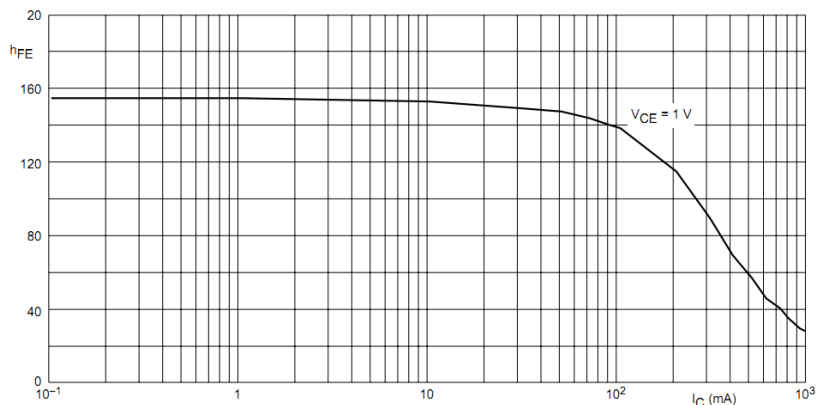


Figura 17 - Gráfico de h_{FE} em função de I_C do transístor BC337 – 16 e, através da expressão abaixo representada, chegar à corrente na base.

$$I_B = \frac{I_C}{H_{FE}} = \frac{100 \times 10^{-3}}{140} = 714,3\mu A$$

Uma vez conhecido o valor da corrente, é possível determinar a resistência R_B .

$$R_B = \frac{9 - 1.2}{714,3 \times 10^{-3}} = 10,919k\Omega \cong 11k\Omega$$

Como o cálculo da resistência é feito para o limiar da zona de saturação do transístor, diminui-se a resistência de base de 11kΩ para 5kΩ. Pretende-se que o transístor esteja à saturação onde existe máxima corrente, o que melhora a eficácia da emissão. Ao corte, quando não houver corrente na base, a emissão é quebrada pela falta da mesma no coletor e no emissor. A figura 16, já referida, mostra o circuito emissor de infravermelhos.

3.4 Circuito recetor

O circuito indicado na figura 18 faz parte do bloco de receção infravermelha, proveniente do circuito emissor.

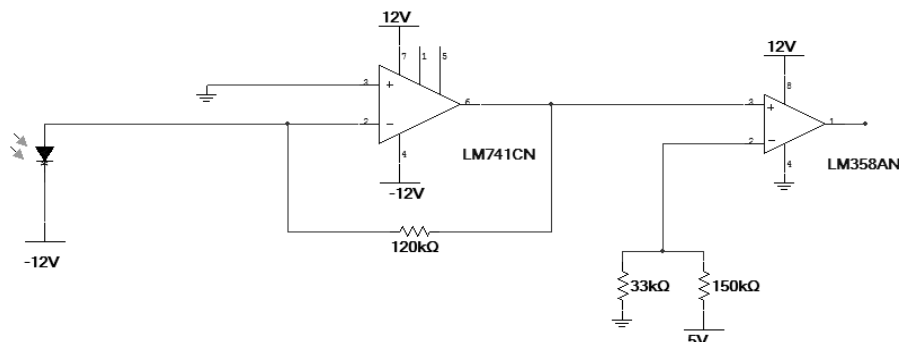


Figura 18 - Circuito recetor de infravermelhos

Este circuito considerando apenas o primeiro Opamp (lm 741) comporta-se como um amplificador de transresistência, convertendo desta forma a corrente gerada pelo díodo recetor em tensão, sendo esta a tensão de saída do Opamp.

A tensão V_3 , ou seja, a tensão de saída do amplificador de transresistencia é o que proporciona a corrente que atravessa o díodo recetor.

	0,3m	0,5m	0,7m	1m
V_3	10,2V	4,4V	3,6V	1,02V
I_1	7,6μA	2,9μA	1,9μA	0,6μA

A seguir ao amplificador de transresistência foi colocado um comparador (LM358) que satura positivamente ou negativamente consoante a variação da tensão V_3 , estabelecendo assim um sinal limitado entre os 0V/10V.

3.5 Descodificação do sinal PWM

Após a receção do sinal PWM é necessário reconvertê-lo num sinal de tensão DC variável em amplitude, ou seja recuperar a sua forma inicial.

Para esta tarefa relembre que uma das principais utilidades do cálculo integral é o cálculo de áreas de regiões planas. Partindo deste pressuposto aplicou-se um integrador ao sinal PWM, e assim obteve-se à sua saída um valor de tensão correspondente à percentagem de duty cycle. Quando o duty cycle está a 100% a área da região abaixo do sinal é máxima. Nas imagens seguintes estão representadas as áreas (A) das regiões para os casos de 50% (figura 19) e 99% (figura 20) de duty cycle.

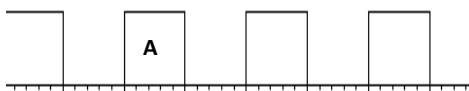


Figura 19 - Duty cycle 50%

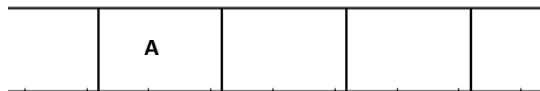


Figura 20 - Duty cycle 99%

O circuito implementado para efetuar esta tarefa de descodificação do PWM encontra-se na figura 21.

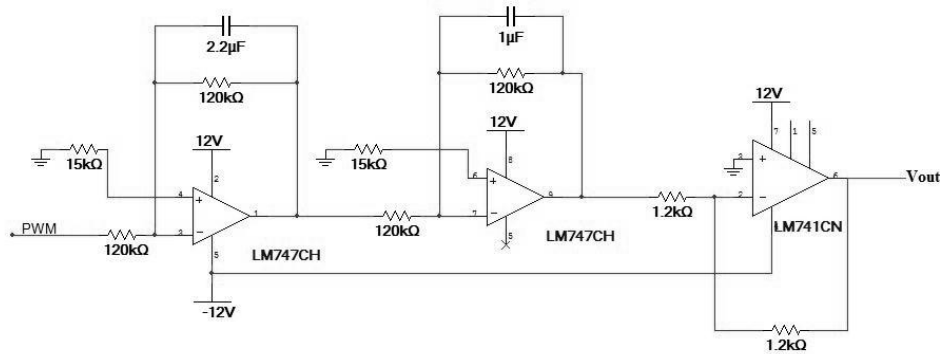


Figura 21 - Circuito para desmodulação PWM

A frequência de corte de cada um dos dois integradores foi calculada de forma a que seja muito inferior à frequência do sinal PWM pela seguinte expressão:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

Resultando as seguintes frequências de corte:

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi * 120k * 2.2 * 10^{-6}} \approx 0.6Hz$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi * 120k * 1 * 10^{-6}} \approx 1.32Hz$$

Universidade de Aveiro
Escola Superior de Tecnologia e Gestão de Águeda

O ganho de um circuito integrador de 1ª e de 2ª ordem é dado pelo seguinte gráfico.

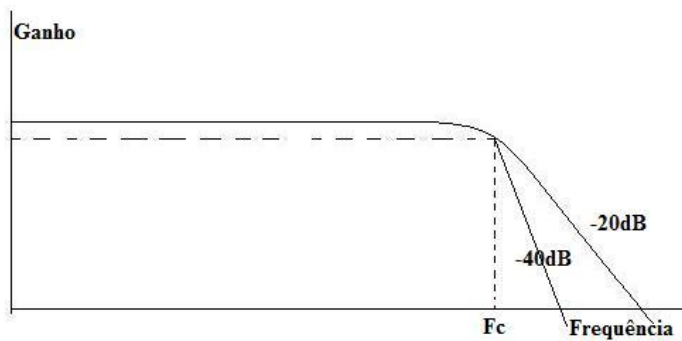


Figura 22 - Ganho do circuito integrador

A razão de se ligar dois integradores consecutivos é para se obter um ganho de -40db por década, para que se obtenha apenas a componente DC (frequência 0Hz) do sinal.

Uma vez que à saída dos integradores o sinal varia entre -10V e 0V foi ligado um amplificador inversor.

4. Escala de LED

Após receção e desmodulação do sinal PWM este sinal é utilizado para indicar qual o estado da balança, através de um indicador luminoso. Na figura 23 está o circuito utilizado para fazer a dita escala de LED, constituída por um total de nove LED. O LED central indica o equilíbrio da balança e os oito restantes indicam o nível de desequilíbrio, quatro para cada um dos lados da balança.

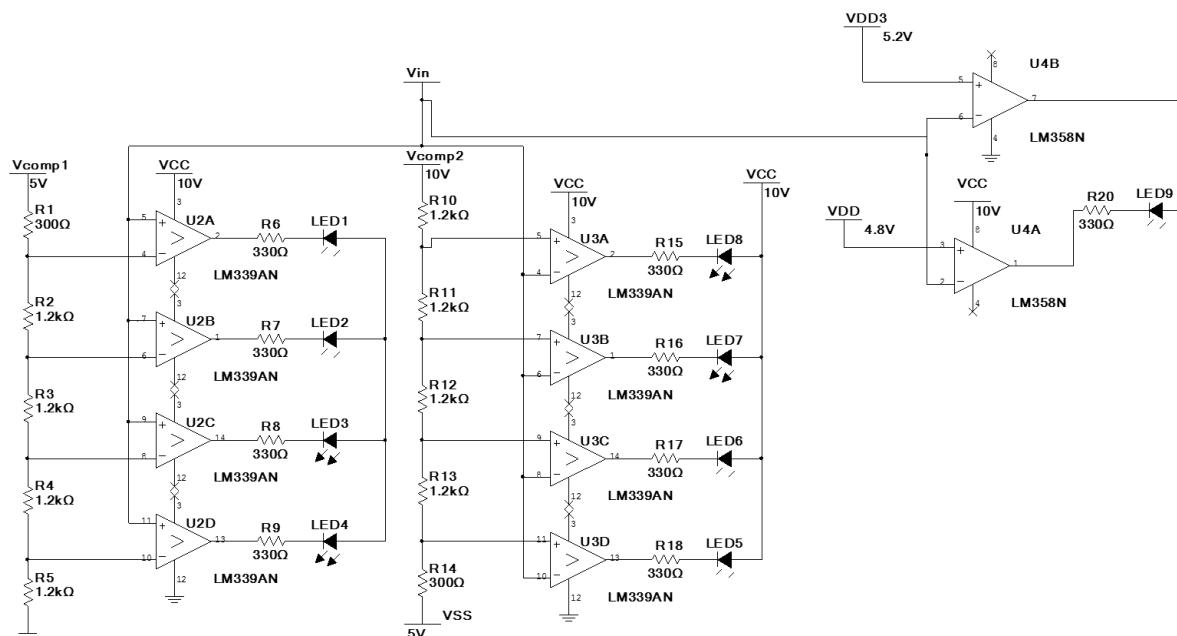


Figura 23 – Escala de LED

4.1 Escala Bidirecional

Relembre-se que em equilíbrio o sinal V_{in} toma o valor de 5V e para o desequilíbrio máximo apresenta os valores 0V ou 10V consoante o lado para o qual a balança tende.

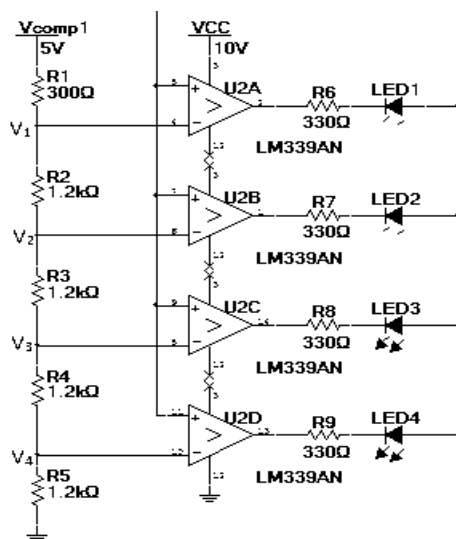


Figura 24 – Escala de LED para valores de tensão entre 0 e 5 V.

De forma a realizar uma análise mais precisa a este circuito, dividiu-se o mesmo em partes menores

Numa das partes existem um conjunto de resistências associadas a uma tensão fixa de 5V, formando divisores resistivos, assim obtendo as diferentes tensões de comparação. Isto é visível na figura 24.

Universidade de Aveiro
Escola Superior de Tecnologia e Gestão de Águeda

Se a tensão de entrada se encontrar entre os 0 e os 5 volt, determina que a tensão fornecida aos LED seja de 10 volt. Contudo, para que os LED se liguem, o amplificador associado tem de saturar negativamente. Como exemplo, eis o que sucede caso seja fornecida uma tensão de entrada.

Assim, a corrente correspondente à tensão de V_{comp1} é:

$$I = \frac{V}{R}$$

$$V = 5V$$

$$R = 330 + 1200 * 4 = 5100\Omega$$

$$I = 16,4 \text{ mA}$$

Uma vez descoberta a corrente, é possível determinar qual a tensão em cada um dos pontos marcados na figura 24. Assim:

$$V_{R1} = R1 * I$$

$$V_{R1} = 0,08 \text{ V}$$

$$V1 = 5 - 0,08 = 4,92 \text{ V}$$

Realizando um divisor resistivo nos pontos seguintes:

$$\frac{4,92}{4,8} = 1,23 \text{ V}$$

Desta forma, a cada ponto ($V2$, $V3$ e $V4$) decai 1,23V na tensão. Assim, consoante a tensão de entrada, realiza-se a comparação entre a tensão nos pontos e a tensão de entrada. Dependendo da forma como o amplificador satura, o LED liga ou não.

4.2 LED central

De forma a sinalizar o estado de equilíbrio na balança, o grupo determinou o uso de um LED central, que liga de forma separada de todos os outros. Quando a balança se encontra em equilíbrio apenas este LED se mantém ligado.

A forma encontrada para concretizar esta condição foi, analogamente à restante escala, utilizar um comparador de janela entre as tensões centrais, especificamente entre 4.8V e 5.2V.

Universidade de Aveiro
Escola Superior de Tecnologia e Gestão de Águeda

Caso a tensão V_{in} seja inferior a 4.8V, o comparador assinalado com a letra **A**, satura positivamente (a sua tensão de saída é 10V) o LED inversamente polarizado, fica desligado. O mesmo acontece, com o comparador assinalado com a letra **B**. Se a tensão for superior a 5.2 volt, o comparador satura negativamente, tendo à saída uma tensão nula. Mantendo-se assim desligado. Este circuito está apresentado na figura 25.

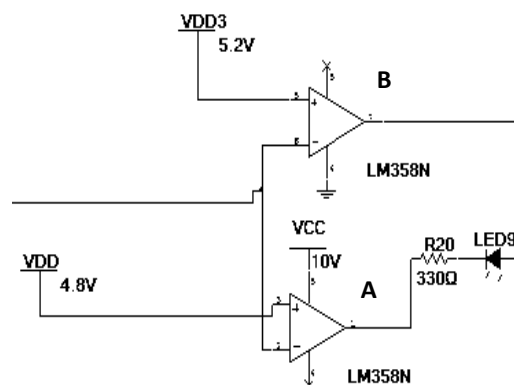


Figura 25 - Comparador de Janela - LED central

Este LED apenas acende num caso específico, que é quando a tensão V_{in} está compreendida no intervalo de 4.8V a 5.2V, em o comparador **B** satura positivamente e o comparador **A** satura negativamente, estando assim o LED diretamente polarizado com uma tensão de 10V aos seus terminais.

5. Fonte de alimentação

Para a realização do projeto foi necessário desenvolver uma fonte de alimentação. Tendo esta várias tensões de saída diferentes, utilizando apenas uma tensão de entrada, sendo esta a tensão disponível na rede. Para transformar esta tensão da rede (230V, 50Hz) numa tensão gama das tensões de alimentação. Utilizou-se um transformador com tomada central, devido à necessidade de usar tensões simétricas.

Para resolver este problema seguiu-se o esquema seguinte:



Figura 26 - Diagrama da transformação de Tensão AC em DC

O que se traduz nos seguintes gráficos de tensão:

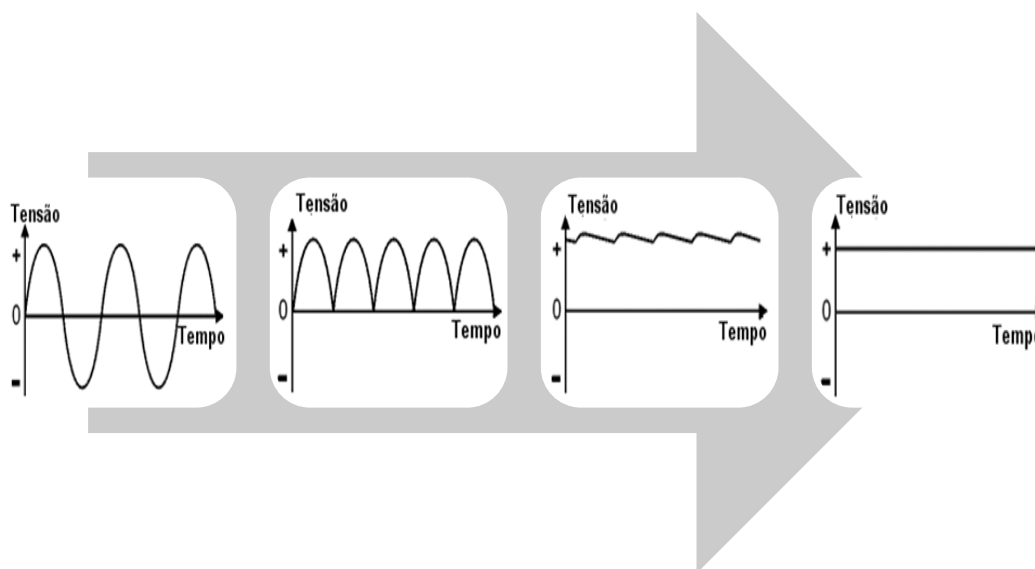


Figura 27 - Gráficos de tensão

Os processos de transformação, retificação e filtragem foram efetuados utilizando o circuito da figura 28:

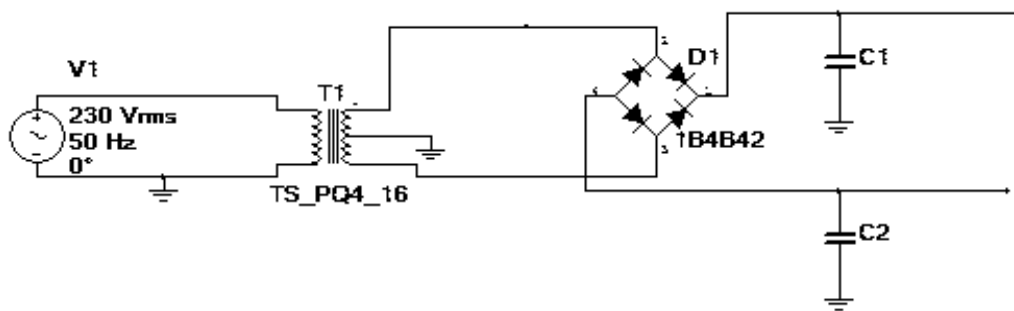


Figura 28 – Transformação, rectificação e filtragem

Para a filtragem é necessário calcular o valor dos condensadores. Este cálculo foi feito através da expressão da tensão de ripple, esta tensão está assinalada na figura seguinte.

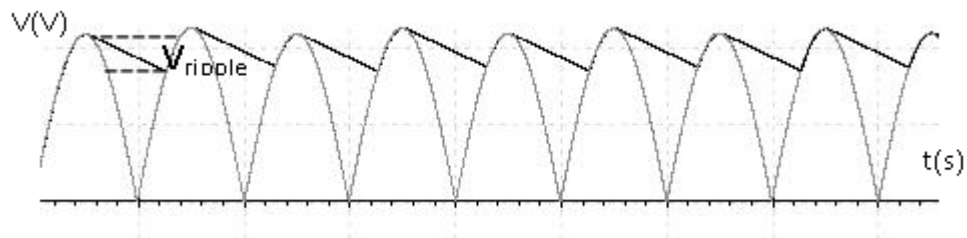


Figura 29 - Gráfico da tensão de ripple

Cuja expressão é dada por:

$$V_r = \frac{V_p}{2fRC}$$

Em que:

- V_r** é a tensão de ripple;
- V_p** é o valor de pico da onda retificada;
- f** é a frequência da onda;
- R** é o valor da resistência equivalente de todo o circuito;
- C** é o valor do condensador para a filtragem;

Universidade de Aveiro
Escola Superior de Tecnologia e Gestão de Águeda

O cálculo da resistência equivalente de todo o circuito foi feito a partir das medições de tensão e corrente de alimentação. Sendo $R_{eq} = \frac{V}{I}$, que para este projeto é de 161 Ω . A frequência da rede é de 50Hz, porém, como foi utilizado um retificador de onda completa a frequência passou a ser de 100Hz. Foi utilizado um valor de tensão de ripple satisfatório (3V) e que não ultrapassa 15% de V_p (22.8V, por medição).

Assim o valor dos condensadores a utilizar é de 200 μ F, na prática foram utilizados condensadores de 220 μ F por estarem disponíveis em armazém.

Para alimentar todos os circuitos do projeto foram utilizados reguladores de tensão, encontra-se na datasheet no anexo 10.6., de um destes reguladores. Os modelos utilizados foram:

- L78L05 (+5V);
- L7810 (+10V);
- L7812 (+12V);
- L7912 (-12V);

6. Maquete

A maquete deste projeto consiste numa balança de pratos, concebida em inox, com as medidas apresentadas na imagem 30.

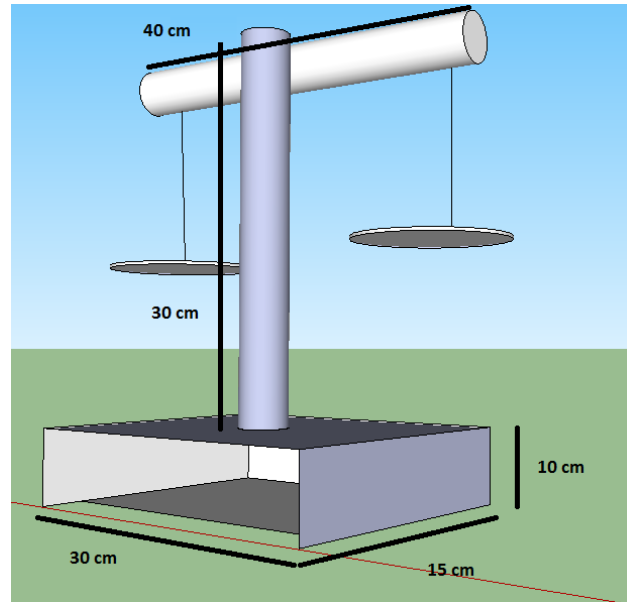


Figura 30 - Maquete em 3D

No eixo que une a barra vertical da equilibrada está também associado um potenciómetro que altera o seu valor de acordo com o desequilíbrio (imagem 31).

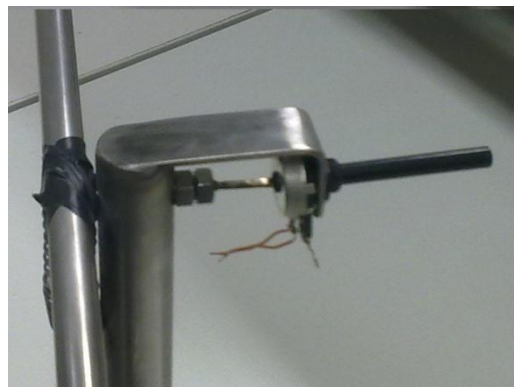


Figura 31 - Maquete da balança de pratos

7. Conclusão

Este relatório é constituído pela descrição, síntese e registo de todo o trabalho desenvolvido neste primeiro semestre, que resultou na concretização do projeto.

Na fase inicial de trabalho no projeto, e após a pesquisa necessária, iniciaram-se trabalhos seguindo as sugestões do professor orientador. Sugestões de material a usar, bem como conseguir chegar a circuitos. Com o desenvolvimento das tarefas foi reconhecido o sentido das tarefas anteriores, começando também a decifrar quais os passos a seguir.

Foi necessário depois iniciar o estudo sobre a transmissão sem fios, bem como estabelecer uma escala de LED. Para o primeiro caso, foi escolhido a transmissão por infravermelhos, sendo que a emissão e receção do sinal PWM foi executado com sucesso.

Para a escala de LED, foram usados dois comparadores, de forma a conseguir demonstrar gradualmente qual o desequilíbrio. Foi definido através do uso de amplificadores, de um potenciómetro complementando os já referenciados comparadores. A principal dificuldade surgiu em conseguir ligar cada um dos lados separadamente, e sendo ligados de forma gradual, conforme a posição do potenciómetro.

Por fim, foi feita uma maqueta de forma a representar fisicamente a balança e todo o projeto.

8. Bibliografia

- Hewes, John. "Light Emitting Diodes (LEDs)".
<http://www.kpsec.freeuk.com/components/led.htm>;

- Stutz, Michael. "The "operational" amplifier".
http://www.allaboutcircuits.com/l_dsl.html;

- Nave, R. Hyperphysics.
<http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/hframe.html>

Markovic, Milan. "Infrared Link Control System".
<http://www.eleccircuit.com/infrared-link-control-system/>

[1] Nave, R. "Square Wave Generator". [Consult. de 04/10/11 a 25/10/11].
<http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/electronic/square.html#c1>;

[2] "LOW POWER DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS" [Datasheets]. Janeiro 2002 - . [Consult. Desde de 24/11/11]. Disponível no Anexo 10.5;

Sedra, A.S. e Smith, K.C., Microelectronic Circuits, 3ª ed., Saunders College Publishing, 1991

An Applications Guide for Op Amps, datasheet, National Semiconductor Application Note 20

Semiconductor Components Industries, datasheet, LLC, 2004

9. Orçamento

- Díodo emissor e recetor;

9.1 Escala de LED

Quantidade	Material	Preço unitário	Preço total
2	LM358N	0,72 €	1,44 €
2	LM339AN	1,35 €	2,70 €
2	LED 5 mm verde	0,22 €	0,44 €
2	LED 5 mm amarelo	0,27 €	0,54 €
2	LED 5 mm laranja	0,24 €	0,48 €
2	LED 5 mm vermelho	0,27 €	0,54 €
1	LED 5mm Azul	0,27 €	0,27 €
16	Resistência 1/4 W	0,02 €	0,32 €
1	Placa branca	10,70 €	10,70 €
Sub-total			17,43 €

9.2 Transmissão de sinal

Quantidade	Material	Preço unitário	Preço total
3	LM741CN	0,36 €	1,08 €
1	Condensador cerâmico 22 nF	0,39 €	0,39 €
1	Condensador cerâmico 100 nF	0,31 €	0,31 €
20	Resistência 1/4 W	0,02 €	0,40 €
2	LM747CN	0,84 €	1,68 €
1	LM358N	0,72 €	0,72 €
1	Potenciometro 10 kΩ	2,66 €	2,66 €
1	Condensador cerâmico 2,2 μF	0,20 €	0,20 €
1	Condensador cerâmico 1 μF	0,82 €	0,82 €
2	LED emissor IR	0,54 €	1,08 €
1	LED recetor IR	0,82 €	0,82 €
2	Placa branca	10,70 €	21,40 €
Sub-total			31,56 €

9.3 Fonte de alimentação

Quantidade	Material	Preço unitário	Preço total
4	Regulador tensão	1,25 €	5,00 €
3	Condensador Elec. 0,1μF	0,18 €	0,54 €
3	Condensador Elec. 0,33μF	0,70 €	2,10 €
1	Condensador Elec. 1μF	0,70 €	0,70 €
1	Condensador Elec. 2,2μF	0,70 €	0,70 €
1	Transformador 15-0-15 V AC	17,90 €	17,90 €
1	Ponte rectificadora	1,59 €	1,59 €
2	Condensador Elec. 220μF	0,70 €	1,40 €
Sub-total			29,93 €

10. Anexos

10.1 Enunciado do projeto



universidade de aveiro
escola superior de tecnologia e gestão de águeda

tema: electrónica e sistemas analógicos 2011/12

projeto IX: Balança com indicador de desequilíbrio

Objetivo:

Construir um sistema eletrónico que permita visualizar o desequilíbrio de uma balança de 2 pratos.

Descrição Sumária:

Pretende-se construir uma balança de pratos que tenha um indicador luminoso do desequilíbrio. O indicador luminoso deve acender progressivamente com o aumento do desequilíbrio.

O indicador luminoso está separado fisicamente da balança, sendo assim a posição da balança será enviada através de transmissão sem fios.

O grupo responsável por este projeto deverá:

- projetar o sistema;
- especificar os componentes a utilizar;
- construir e testar o sistema.

Orientador:

José Manuel Oliveira/Valter Filipe Silva

10.2 Datasheet filtro passa-baixo

Integrator (Continued)

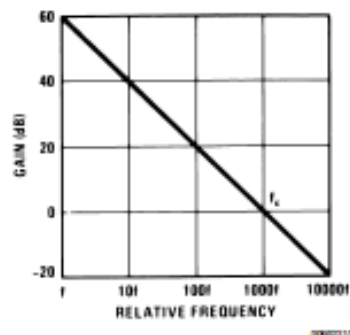


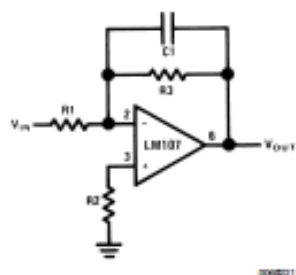
FIGURE 10. Integrator Frequency Response

The circuit must be provided with an external method of establishing initial conditions. This is shown in the figure as S_1 . When S_1 is in position 1, the amplifier is connected in unity-gain and capacitor C_1 is discharged, setting an initial condition of zero volts. When S_1 is in position 2, the amplifier is connected as an integrator and its output will change in accordance with a constant times the time integral of the input voltage.

The cautions to be observed with this circuit are two: the amplifier used should generally be stabilized for unity-gain operation and R_2 must equal R_1 for minimum error due to bias current.

Simple Low-pass Filter

The simple low-pass filter is shown in Figure 11. This circuit has a 6 dB per octave roll-off after a closed-loop 3 dB point defined by f_c . Gain below this corner frequency is defined by the ratio of R_3 to R_1 . The circuit may be considered as an AC integrator at frequencies well above f_c ; however, the time domain response is that of a single RC rather than an integral.



$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_3 C_1}$$

$$A_c = \frac{R_3}{R_1}$$

FIGURE 11. Simple Low Pass Filter

R_2 should be chosen equal to the parallel combination of R_1 and R_3 to minimize errors due to bias current. The amplifier should be compensated for unity-gain or an internally compensated amplifier can be used.

Universidade de Aveiro
Escola Superior de Tecnologia e Gestão de Águeda
10.3 Datasheet Transistor BC337

FAIRCHILD
 SEMICONDUCTOR

BC337/338

Switching and Amplifier Applications

- Suitable for AF-Driver stages and low power output stages
- Complement to BC327/BC328

TO-92
1. Collector 2. Base 3. Emitter

NPN Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings $T_a=25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CES}	Collector-Emitter Voltage		
	: BC337	50	V
	: BC338	30	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage		
	: BC337	45	V
	: BC338	25	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	5	V
I_C	Collector Current (DC)	800	mA
P_C	Collector Power Dissipation	625	mW
T_J	Junction Temperature	150	$^{\circ}\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature	-55 ~ 150	$^{\circ}\text{C}$

Electrical Characteristics $T_a=25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
BV_{CEO}	Collector-Emitter Breakdown Voltage	$I_C=10\text{mA}, I_B=0$				
	: BC337		45			V
	: BC338		25			V
BV_{CES}	Collector-Emitter Breakdown Voltage	$I_C=0.1\text{mA}, V_{BE}=0$				
	: BC337		50			V
	: BC338		30			V
BV_{EBO}	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E=0.1\text{mA}, I_C=0$	5			V
I_{CES}	Collector Cut-off Current	$V_{CE}=45\text{V}, I_B=0$		2	100	nA
	: BC338	$V_{CE}=25\text{V}, I_B=0$		2	100	nA
h_{FE1}	DC Current Gain	$V_{CE}=1\text{V}, I_C=100\text{mA}$	100		630	
h_{FE2}		$V_{CE}=1\text{V}, I_C=300\text{mA}$	60			
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C=500\text{mA}, I_B=50\text{mA}$			0.7	V
$V_{BE(on)}$	Base-Emitter On Voltage	$V_{CE}=1\text{V}, I_C=300\text{mA}$			1.2	V
f_T	Current Gain Bandwidth Product	$V_{CE}=5\text{V}, I_C=10\text{mA}, f=50\text{MHz}$		100		MHz
C_{ob}	Output Capacitance	$V_{CB}=10\text{V}, I_E=0, f=1\text{MHz}$		12		pF

h_{FE} Classification

Classification	16	25	40
h_{FE1}	100 ~ 250	160 ~ 400	250 ~ 630
h_{FE2}	60-	100-	170-

BC337/338

©2002 Fairchild Semiconductor Corporation

Rev. A2, August 2002

10.4 Datasheet LM741

LM741

Absolute Maximum Ratings (Note 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

(Note 7)

	LM741A	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 3)	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 4)	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C	150°C	100°C
Soldering Information			
N-Package (10 seconds)	260°C	260°C	260°C
J- or H-Package (10 seconds)	300°C	300°C	300°C
M-Package			
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	215°C	215°C	215°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.			
ESD Tolerance (Note 8)	400V	400V	400V

Electrical Characteristics (Note 5)

Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$										mV
	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		0.8	3.0		1.0	5.0		2.0	6.0	mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			4.0							mV
	$R_S \leq 50\Omega$						6.0			7.5	mV
Average Input Offset Voltage Drift	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			15							$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{V}$	±10				±15			±15		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.210			1.5			0.8	μA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		$\text{M}\Omega$
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}, V_S = \pm 20\text{V}$	0.5									$\text{M}\Omega$
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$							±12	±13		V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				±12	±13					V

Electrical Characteristics (Note 5) (Continued)											
Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20\text{V}$, $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$	50				50	200		20	200	V/mV V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $V_S = \pm 20\text{V}$, $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$	32				25		15			V/mV V/mV
	$V_S = \pm 5\text{V}$, $V_O = \pm 2\text{V}$	10									V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	± 16 ± 15									V V
	$V_S = \pm 15\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				± 12 ± 10	± 14 ± 13		± 12 ± 10	± 14 ± 13		V V
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$	10	25	35		25			25		mA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10		40							mA
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$ $R_S \leq 50\Omega$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$				70	90		70	90		dB dB
		80	95								
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $V_S = \pm 20\text{V}$ to $V_S = \pm 5\text{V}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$										dB dB
		86	96		77	96		77	96		
Transient Response	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, Unity Gain										
			0.25	0.8		0.3			0.3		μs
Rise Time			6.0	20		5			5		%
Overshoot											
Bandwidth (Note 6)	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/ μs
Supply Current	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$ $V_S = \pm 20\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$		80	150							mW mW
	$V_S = \pm 20\text{V}$					50	85		50	85	
	$T_A = T_{AMIN}$			165							mW
	$T_A = T_{AMAX}$			135							mW
LM741A	$V_S = \pm 20\text{V}$										
	$T_A = T_{AMIN}$										
	$T_A = T_{AMAX}$										
LM741	$V_S = \pm 15\text{V}$										
	$T_A = T_{AMIN}$					60	100				mW
	$T_A = T_{AMAX}$					45	75				mW

Note 2: "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.



LM158,A-LM258,A LM358,A

LOW POWER DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

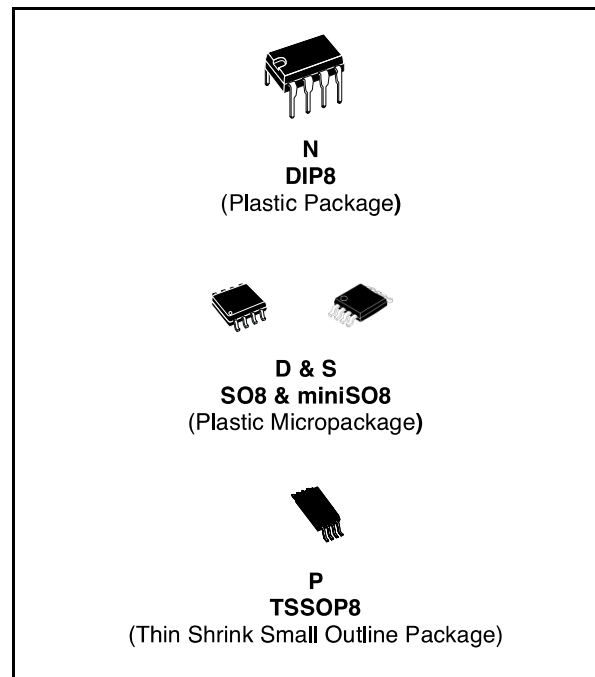
- INTERNALLY FREQUENCY COMPENSATED
- LARGE DC VOLTAGE GAIN: 100dB
- WIDE BANDWIDTH (unity gain): 1.1MHz (temperature compensated)
- VERY LOW SUPPLY CURRENT/OP (500µA) ESSENTIALLY INDEPENDENT OF SUPPLY VOLTAGE
- LOW INPUT BIAS CURRENT: 20nA (temperature compensated)
- LOW INPUT OFFSET VOLTAGE: 2mV
- LOW INPUT OFFSET CURRENT: 2nA
- INPUT COMMON-MODE VOLTAGE RANGE INCLUDES GROUND
- DIFFERENTIAL INPUT VOLTAGE RANGE EQUAL TO THE POWER SUPPLY VOLTAGE
- LARGE OUTPUT VOLTAGE SWING 0V TO (V_{cc} - 1.5V)

DESCRIPTION

These circuits consist of two independent, high gain, internally frequency compensated which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. The low power supply 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, these circuits can be directly supplied with the standard +5V which is used in logic systems and will easily provide the required interface electronics without requiring any additional power supply.

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.



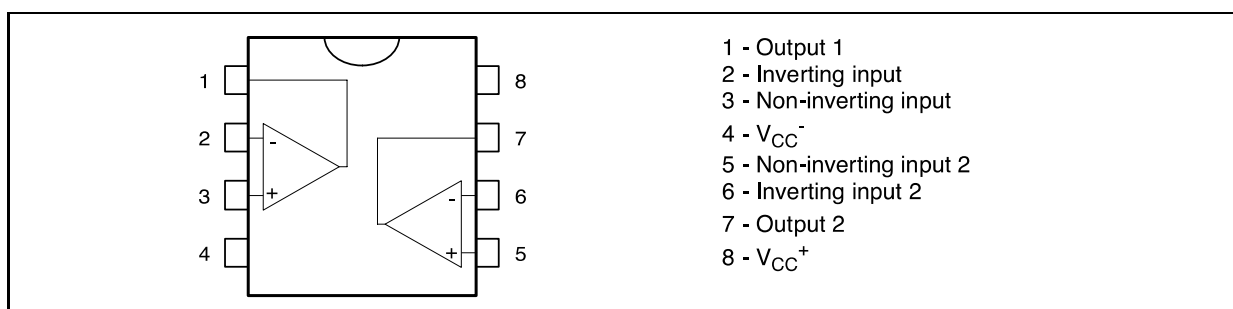
ORDER CODE

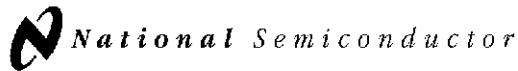
Part Number	Temperature Range	Package			
		N	S	D	P
LM158,A	-55°C, +125°C	•		•	•
LM258,A	-40°C, +105°C	•		•	•
LM358,A	0°C, +70°C	•	•	•	•

Example : LM258N

N = Dual in Line Package (DIP)
D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)
S = Small Outline Package (miniSO) only available in Tape & Reel (DT)
P = Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP) - only available in Tape & Reel (PT)

PIN CONNECTIONS (top view)





May 2000

LM78XX Series Voltage Regulators

General Description

The LM78XX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78XX series is available in an aluminum TO-3 package which will allow over 1.0A load current if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Considerable effort was expended to make the LM78XX series of regulators easy to use and minimize the number of external components. It is not necessary to bypass the out-

put, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

Features

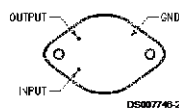
- n Output current in excess of 1A
- n Internal thermal overload protection
- n No external components required
- n Output transistor safe area protection
- n Internal short circuit current limit
- n Available in the aluminum TO-3 package

Voltage Range

LM7805C	5V
LM7812C	12V
LM7815C	15V

Connection Diagrams

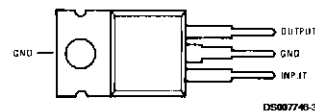
**Metal Can Package
TO-3 (K)
Aluminum**



DS007746-2

Bottom View
Order Number LM7805CK,
LM7812CK or LM7815CK
See NS Package Number KC02A

**Plastic Package
TO-220 (T)**

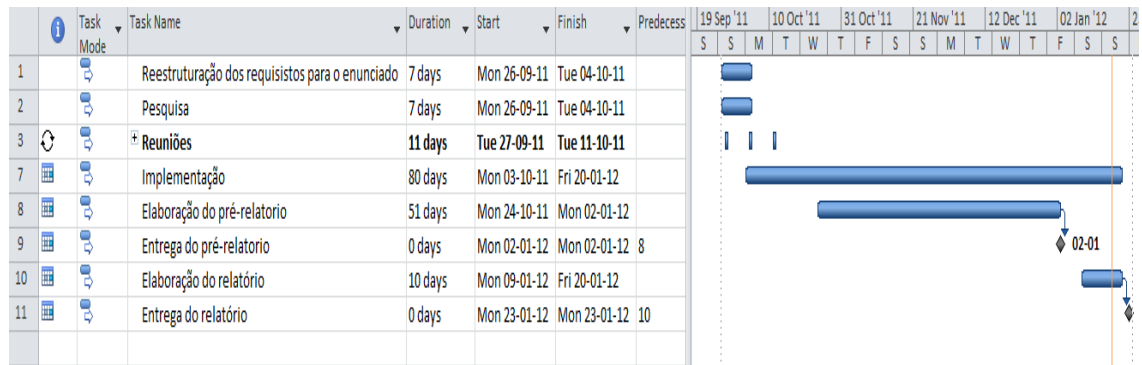


DS007746-3

Top View
Order Number LM7805CT,
LM7812CT or LM7815CT
See NS Package Number T03B

10.7 Mapa de Gantt

10.7.1 Mapa inicial



10.7.2 Mapa final

