

Aquisição de Dados em Circuitos Trifásicos de Alimentação Industrial

Marcos Filipe Curado Cordeiro



FCTUC DEPARTAMENTO DE FÍSICA
FACULDADE DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE DE COIMBRA

2009/2010



FCTUC DEPARTAMENTO DE FÍSICA
FACULDADE DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE DE COIMBRA

Aquisição de Dados em Circuitos Trifásicos de Alimentação Industrial

Dissertação apresentada à Universidade de Coimbra para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre de Instrumentação em Engenharia Física, realizada sob orientação científica do Prof. Doutor Francisco José de Almeida Cardoso.

Marcos Filipe Curado Cordeiro

À memória da minha avó Maria da Conceição Nunes

Agradecimentos

Primeiramente, quero agradecer ao meu orientador, Dr. Francisco Cardoso, pela oportunidade, pela ajuda prestada e, por toda a disponibilidade demonstrada ao longo da realização deste projecto. Quero ainda agradecer-lhe por ter acreditado em mim quando quase comprometi a conclusão da presente tese dentro dos prazos. Aproveito ainda a oportunidade para lhe agradecer todos os ensinamentos que me transmitiu ao longo destes quatro anos de relacionamento. Sem dúvida, o melhor condutor de pessoas que conheci.

Quero agradecer a todos os meus professores na Universidade de Coimbra pela minha formação académica, em especial ao Professor Miguel Morgado pelo seu empenho na melhor formação dos seus alunos dentro e fora da Universidade.

Às pessoas e à própria Eneida, Lda. o meu obrigado pela disponibilidade e ajuda prestada na realização deste projecto.

Quero agradecer a todos os meus amigos e colegas com quem convivi ao longo dos últimos seis anos, sem eles a minha passagem pela Universidade de Coimbra não teria sido tão proveitosa a nível pessoal. Tenho que agradecer em especial às pessoas com quem vivi no último ano e meio por terem sido uma verdadeira família

para mim, nunca me esquecerei da **nossa casa**. Quero agradecer a todas as pessoas com quem trabalhei em especial ao João Neto e ao Artur Coimbra, pois sempre foram mais que colegas de trabalho, foram verdadeiros amigos. Quero agradecer ao Alexandre Sousa por ter sido sempre fiel e bom amigo.

Quero agradecer aos meus pais e ao meu irmão pela oportunidade concedida de frequentar o ensino superior e por sempre me compreenderem (umas vezes mais que outras) e apoiarem quando precisei. Sem eles nada disto teria sido possível.

Por fim, quero agradecer à Alexandra Reis por ter aparecido na minha vida. Numa altura em que desperdiçava todo o meu potencial, incentivaste-me a reverter essa situação.

De todos os animais selvagens, o homem jovem é o mais difícil de domar.

- Platão

Conteúdo

1	Enquadramento	6
1.1	Objectivos	6
1.2	Motivações	7
1.3	Abordagem	9
1.3.1	Capítulo 2	9
1.3.2	Capítulo 3	9
1.3.3	Capítulo 4	9
2	Definição do Projecto - Requisitos e Opções Fundamentais	10
2.1	Requisitos do projecto	10
2.2	Sensores: Princípios Físicos e Tecnologias Construtivas	12
2.2.1	Sensorização de Tensão	13
2.2.2	Medida de Corrente: Métodos e Dispositivos	15
2.3	Interfaces Analógicas: Gama e Precisão da Medida, Segurança Eléctrica	27
2.4	Aquisição de Dados (ADC, FIFO, μC): Conversão, Arquivo e Manipulação de Informação	30

2.5	Opções Fundamentais	37
3	O Sensor Inteligente	39
3.1	Estrutura Funcional	39
3.2	Configuração Física	49
3.3	<i>Software</i> - Organização Funcional	53
3.4	Interligação para Integração	54
3.4.1	Integração de Sensores	54
3.4.2	Comunicação Remota	55
4	Conclusão	57

Lista de Tabelas

2.1	Factores de caracterização de sensores [1]	13
2.2	Vantagens e desvantagens de um divisor de tensão	14
2.3	Vantagens e desvantagens de um sensor <i>shunt</i> [11]	17
2.4	Malha Aberta vs Malha Fechada	19
2.5	Vantagens e desvantagens do sensor magnetorresistivo	26
2.6	Características do Avago ACPL-C78A	28
2.7	Características dos ADC ADS8365 e ADS1278	33

Lista de Figuras

2.1	Estrutura de um sensor magnetorresistivo da série NT da FW Bell [10]	22
2.2	Corte transversal de um barberpole biasing [9]	24
2.3	Efeito da colocação de barberpoles no elemento magnetorresistivo. [10]	24
2.4	Campo Magnético da biasing H_x . Curvas da função de transferência (região de linearidade) [10]	25
2.5	Sensor de corrente magnetorresistivo [10]	26
3.1	Diagrama geral de blocos do sensor inteligente	39
3.2	Diagrama do mundo analógico do sensor inteligente	41
3.3	Esquema dos Sensores de Tensão e Corrente	42
3.4	Método de captação dos sinais num circuito de tipologia Y	43
3.5	Método de captação dos sinais num circuito de tipologia triângulo	44
3.6	Diagrama do mundo digital do sensor inteligente	47
3.7	Diagrama do bloco de arquivo e manipulação de informação	48
3.8	Diagrama do bloco de comunicação	48

3.9 Sensor inteligente a medir um circuito estrela e a comunicar sobre
uma rede CAN *bus* 50

1

Enquadramento

1.1 Objectivos

O trabalho desenvolvido teve como objectivo principal o desenvolvimento e realização de um sensor inteligente de variáveis eléctricas com vista à integração remota em sistemas de diagnóstico de máquinas eléctricas e transformadores de potência, num quadro de manutenção preditiva.

Assim, este sensor destina-se à monitorização, em tempo real das formas de onda de tensões e correntes eléctricas em circuitos em qualquer das configurações de estrela (Y) ou triângulo (Δ) - claro está que é também, aplicável a circuitos monofásicos.

Os dados obtidos constituem séries temporais, que poderão ser processados por FFT - *Fast Fourier Transform*, permitindo assim ambas as descrições - no tempo e em frequência - para uma mais completa percepção dos acontecimentos e das respectivas causas. Outra das funções requeridas a este dispositivo é a capacidade

de comunicação dos dados à distância, para arquivo e tratamento adequado ao diagnóstico pretendido.

1.2 Motivações

A razão principal pela qual este projecto de investigação industrial surgiu decorre da crescente importância da gestão de activos industriais no seio das empresas, segundo modelos e formas de crescente sofisticação.

Nos primórdios da indústria praticava-se uma manutenção correctiva em que tudo está bem até parar. Os custos decorrentes deste método de manutenção tendem a ser elevados, bem como os tempos de paragem e consequente inactividade industrial.

O aparecimento da instrumentação industrial originou meios de apoio à manutenção, passaram-se a programar as paragens para reparação e substituição de equipamentos. Esta filosofia é designada de manutenção preventiva e apresenta custos e tempos de paragem inferiores à anterior filosofia.

A crescente competitividade dos mercados e o amadurecimento da instrumentação industrial levaram a uma crescente sofisticação da cultura de gestão industrial, visando uma maior eficiência na produção. Assim, modernas abordagens de gestão de activos industriais assenta na monitorização de variáveis e na determinação de parâmetros de funcionamento dos equipamentos, CBM - *Condition-Based Monitoring*, com vista a detectar alterações no regime de funcionamento dos mesmos

e prever avarias, em quadros mais ou menos complexos de manutenção preditiva, como a RCM - *Reliability-Centered Maintenance*.

A implementação dos métodos permite às empresas ‘arrecadar’ imenso dinheiro por ano, já que: (i) os gastos com manutenção tendem a ser menores pois os equipamentos ficam menos expostos a grandes avarias e mantêm um rendimento de produção elevado, e (ii) os tempos de paragem para reparação e substituição de equipamentos é mais curto, o que representa maior actividade de produção.

A unidade desenvolvida apresenta-se como uma importante ferramenta à implementação destas filosofias de gestão de activos em processos industriais dependentes de motores eléctricos e transformadores de potência e, sendo uma unidade compacta embebida para acesso remoto, representa um passo inovador em relação às presentes soluções existentes: (i) contadores de energia, utilizados em gestão de consumos, e (ii) analisadores de qualidade de rede eléctrica. tipicamente complexos e com elaborada interface humana.

Encontram-se assim reunidas duas das mais importantes condições para o sucesso do produto: existência de mercado para o produto e concorrência muito limitada ou inexistente.

1.3 Abordagem

1.3.1 Capítulo 2

O capítulo 2 é composto pelo quadro de requisitos, pelas tecnologias relevantes para a realização do projecto e as opções fundamentais tomadas.

Assim, neste capítulo discutem-se: (i) as tecnologias de sensorização, que melhor servem os objectivos iniciais, (ii) as questões relevantes da interface analógica, terminação e condicionamento de sinal, e (iii) as tecnologias disponíveis para a aquisição de dados.

1.3.2 Capítulo 3

O capítulo 3 sintetiza a estrutura do sensor inteligente: (i) a nível funcional, (ii) a nível físico e, (iii) a nível de integração. São apresentados vários diagramas de blocos que explicam a estrutura funcional do sensor inteligente e, é explicada a organização física desses blocos. São ainda discutidas as questões referentes à alimentação e à comunicação dos dados.

1.3.3 Capítulo 4

No capítulo 4 tem lugar as considerações finais da realização deste projecto: (i) o trabalho realizado e, (ii) o trabalho que falta realizar até este dispositivo se tornar uma unidade comercial.

2

Definição do Projecto - Requisitos e Opções Fundamentais

2.1 Requisitos do projecto

Os requisitos deste projecto dividem-se em 3 tipos, requisitos de natureza de processamento de sinal, operacional e estrutural.

Uma vez que o sensor se destina à medição de correntes e tensões em circuitos trifásicos nas configurações Y e Δ , o número de entradas do sensor é determinado pelo número máximo de entradas necessárias para analisar estes circuitos. No caso dos circuitos Δ (3 fios) são necessários dois pares de entradas para a correcta monitorização do circuito, uma vez que a terceira fase do circuito se calcula através das outras duas por se tratar de circuitos de tensão composta. No caso da tipologia Y (4 fios) o sensor mede directamente os três fios correspondentes às três fases do sinal e despreza o neutro. Neste caso são necessários 3 pares de entradas para correcta monitorização do circuito. Assim, com vista a cumprir os objectivos o sensor

deve possuir 3 pares de entradas, um por cada linha de circuito a analisar. Cada par é composto por uma entrada em tensão e uma entrada em corrente. Desta forma garante-se a versatilidade do sensor para monitorizar circuitos monofásicos e trifásicos em ambas as configurações Y e Δ . Pretende-se que as entradas em tensão possam admitir tensões de $600 V_{pp}$ (de pico) e as entradas de corrente admitam 5 A. A captura de amostras das várias entradas activas tem de ser síncrona, numa gama de frequências de amostragem até 102486 Hz, em lotes de 4096 amostras de cada variável para posterior processamento. O erro da medida de qualquer variável deve ser sempre inferior a 0,1%.

A nível estrutural o encapsulamento do sensor terá de apresentar um índice de protecção IP65. O encapsulamento deverá também permitir uma rápida e eficiente montagem em calhas DIN, uma vez que estas calhas são frequentemente existentes em quadros eléctricos e armários bastidores, local onde serão instalados estas unidades. O sensor deverá apresentar 6 entradas analógicas e uma saída em CAN (*Controller Area Network*) e outra em Radio Frequência - RF.

A nível processamento de sinal o sensor deve construir um gráfico temporal dos regimes transitórios e um gráfico FFT. O sensor deve comunicar os dados a uma *gateway* via CAN ou RF conforme o local onde se encontre instalado. Para suportar o caso típico de aplicação em que vários destes dispositivos - um por motor instalado - existam no mesmo quadro eléctrico, a comunicação de informação deve ser realizada sobre uma rede cablada interligando as diferentes unidades dentro do armário bastidor, cujo o cabo deverá emergir deste até uma *gateway*, que dará

continuidade ao fluxo de informação.

2.2 Sensores: Princípios Físicos e Tecnologias Construtivas

São aqui apresentadas e discutidas as tecnologias de sensorização relevantes para este projecto, determinando as escolhas dos dispositivos sensores neste sistema.

Em geral, um sensor é um dispositivo que quando estimulado (*input*) responde com um sinal eléctrico (*output*). Este sinal é caracterizado em termos de amplitude, frequência e fase, independentemente de se tratar de uma corrente, uma tensão ou carga. O sinal eléctrico de resposta do sensor será digitalizado, devendo ser filtrado e ajustado em amplitude para adequação à gama dinâmica do ADC utilizado, através de uma interface analógica.

A tabela 2.1 sintetiza as características que se deve ter em atenção aquando da escolha de um sensor para determinada aplicação. Estas características determinam a performance do sensor e o seu conhecimento permite-nos prever o comportamento deste e perceber se o sensor é ou não adequado às exigências do projecto.

As próximas subsecções servirão para analisar as opções de sensorização abordadas para a medida de tensão e corrente. No primeiro caso apenas se estudou um método: o divisor de tensão. A alternativa óbvia de transformadores de tensão foi excluída à partida para evitar desfasamentos no sinal injectado no sensor inteligente. No segundo caso estudou-se 3 princípios físicos para medir os sinais de corrente: o efeito de Hall, o efeito magnetorresistivo e a simples lei de Ohm (*shunt*).

Specifications	
Sensitivity	Stimulus Range (span)
Stability (short and long term)	Resolution
Accuracy	Selectivity
Speed of Response	Environmental Conditions
Overload Characteristics	Linearity
Hysteresis	Dead Band
Operating Life	Output Format
Cost, Size, Weight	Other

Tabela 2.1: Factores de caracterização de sensores [1]

2.2.1 Sensorização de Tensão

Dada a gama de medida de tensão pretendida, de $600 V_{pp}$, uma cadeia de resistências constitui o divisor de tensão aqui utilizado.

A utilização deste circuito serve o propósito deste projecto pois apresenta vantagens importantes: (i) não altera a fase, (ii) não introduz *offset*, (iii) não requer alimentação, e (iv) é simples, portanto fiável e barato.

No entanto, é preciso alguns cuidados na escolha das resistências. Devem ser usadas resistências calibradas com precisão não inferior a 0,1% de forma a obter qualidade na medida do sinal. Tendo em conta que os potenciais de entrada no sensor serão elevados, o valor nominal das resistências deve ser também ele elevado de modo a limitar a potência dissipada por efeito de Joule, reduzindo assim o aquecimento de cada uma delas. Com este cuidado, a deriva térmica do valor das resistências torna-se desprezável, contribuindo para uma melhor qualidade (precisão e repetibilidade) da medida.

O elevado valor nominal da cadeia divisora é também aconselhável por outra

Vantagens
Virtualmente não apresenta frequência de corte Opera em AC e DC Não necessita de alimentação São baratos e pequenos Potencial de entrada nulo implica potencial de saída nulo Potencial de saída definido pelo jogo de resistências Controlo da potência dissipada através de resistências de grande magnitude Lei de Ohm e Lei de Kirchoff Virtualmente a gama do potencial de entrada é ilimitada
Desvantagens
Necessita de desacoplamento galvânico (tipicamente caro) Sensor resistivo (aquece por efeito joule) Provoca flutuações no sinal a medir

Tabela 2.2: Vantagens e desvantagens de um divisor de tensão

razão não menos importante: estando em paralelo com a carga, é importante limitar a corrente desviada para que o processo de medição não altere as características do sinal original. Assim, convém que essa corrente seja inferior a 0,1% da corrente original de modo a se poder garantir uma precisão de medida nessa ordem de grandeza, tal como se pretende. Isto leva a que a impedância da cadeia divisora de tensão seja, pelo menos, 1000 vezes superior à impedância da carga para se poder garantir uma precisão elevada.

Devido à amplitude do sinal a medir, é indispensável o uso de um amplificador de isolamento após a cadeia divisora de tensão para efectuar o desacoplamento galvânico de forma a proteger os circuitos.

Na tabela 2.2 encontram-se sintetizadas as vantagens e desvantagens da utilização deste método para a medição de potenciais elevados.

2.2.2 Medida de Corrente: Métodos e Dispositivos

Shunt

O método de medida de corrente mais simples baseia-se na colocação de um resistência calibrada em série com a carga e medir a queda de potencial aos terminais da resistência. A corrente é, assim, convertida numa tensão com as mesmas características da corrente que lhe deu origem. A fase e frequência da corrente mantêm-se e a amplitude é determinada pela Lei de Ohm. Este método é conhecido como *shunt*.

Este método simples serve para medir correntes em circuitos DC e AC e virtualmente não apresenta frequência de corte. A precisão da medida é determinada pela precisão da resistência escolhida. Este sistema não requer ajuste de *offset* uma vez que para corrente nula a resposta do sensor é nula. A velocidade de resposta às alterações é virtualmente instantânea e não requer alimentação.

Contudo esta solução apresenta alguns problemas relacionados com a natureza resistiva da solução. O problema mais evidente é o aquecimento por efeito de Joule e a conseqüente deriva térmica do valor da resistência. A melhor forma de resolver este problema consiste na utilização de um resistência de qualidade e de baixo valor nominal: para esta aplicação, inferior a um 1Ω , uma vez que se admite correntes de entrada na ordem dos 5 A - como abordagem inicial, uma resistência de $40 \text{ m}\Omega$ percorrida por 5 A dissipa 1 W.

Uma das desvantagens da utilização de uma resistência de baixo valor é a baixa resposta do sensor, isto é, a tensão correspondente à corrente será de baixa am-

plitude. Tomando o exemplo anterior, pela Lei de Ohm temos $V = 200 \text{ mV}$. Este valor tem de ser amplificado para injectar no conversor analógico-digital - ADC, com o intuito de aproveitar a sua gama dinâmica. No entanto, devido à natureza das correntes medidas, terá de se incorporar um bloco de isolamento eléctrico, podendo dispensar-se uma amplificação adicional do sinal, em resultado das características dos dispositivos de desacoplamento galvânico usados.

Apesar dos cuidados que se devem ter na escolha das resistências estas apresentam-se como soluções baratas comparativamente a outras tecnologias e ocupam uma pequeníssima área na placa de circuito impresso.

Outra vantagem desta tecnologia é a fácil recalibração através de *software*, para tal, constituindo tabelas de (re)calibração com alguns padrões de corrente, em laboratório.

As vantagens e desvantagens desta tecnologia encontram-se sintetizadas na tabela 2.3.

Efeito de Hall

Os sensores de Efeito de Hall usam o referido efeito como princípio físico e são genericamente compostos por 3 blocos. Esses blocos são um toróide que envolve o cabo, um sensor de campo magnético, de efeito de Hall montado num *gap* existente no toróide e um bloco operacional que trata do sinal proveniente do gerador do sensor. Tipicamente este sinal é fraco e uma das operações realizadas é amplificá-lo fortemente.

Vantagens
Virtualmente funciona ao longo de todo o regime de frequências Usam a simples Lei de Ohm $V = RI$ São pequenos e baratos Não necessita de <i>offset</i> (para uma corrente nula a saída é nula) Não necessita de alimentação Alta sensibilidade a mudanças de corrente Resposta rápida a alterações Permite uma calibração simples, rápida e eficaz através de <i>software</i>
Desvantagens
Aquece por efeito de Joule <i>Drift</i> térmico no valor da resistência → necessita de compensação Limita a magnitude da mensuranda <i>Output</i> baixo → necessidade de amplificação Necessita de desacoplamento galvânico

Tabela 2.3: Vantagens e desvantagens de um sensor *shunt* [11]

Existem duas variantes de sensores deste tipo: os de malha aberta e os de malha fechada. A distinção entre eles reside na complexidade do bloco electrónico de tratamento de sinal. Em ambos os casos, o método de medição baseia-se na indução magnética, o que fornece a esta tecnologia a vantagem de desacoplamento galvânico e a capacidade de medição quer correntes AC quer correntes DC. Contudo, e apesar do tratamento interno, o sinal de saída deste sensor carece de tratamento a vários níveis, nomeadamente a nível de *offset* que é flutuante com a temperatura. Outra desvantagem desta tecnologia é a necessidade de alimentação e a forma como esta influência o sinal de saída.

No caso dos sensores com malha aberta, o bloco operacional é composto basicamente por um ampop e uma fonte de corrente constante. O gerador de Hall é um dispositivo de estado sólido com 4 terminais, 2 para injeção da corrente necessária,

input, e os outros 2 para o *output* que se ligam ao ampop. O sinal de *output* entre os 2 terminais é função da corrente injectada nos terminais de *input*. Algumas das características básicas do gerador de Hall variam com a temperatura, tais como, a resistência de entrada e de saída, o valor do *offset* e a sensibilidade.

A fonte de corrente constante desempenha aqui um papel preponderante, pois permite que a amplitude do sinal seja apenas função do campo magnético que percorre o toróide (que por sua vez é função da corrente que flui no cabo). Elimina, desta forma, a dependência da variação com a temperatura da resistência de entrada, simplificando a equação de transferência do sensor. Além disso, esta fonte de corrente ajuda a corrigir a alteração de sensibilidade em relação à temperatura. Uma forma de controlar a deriva térmica da sensibilidade do sensor consiste em afectar a corrente de um coeficiente simétrico ao provocado pela temperatura.

A linearidade global do sensor está sujeita à do núcleo magnético e à do gerador de Hall. Por outro lado, *offset* com a temperatura é determinado pela deriva térmica do *offset* do gerador de Hall e do ampop. O ganho do ampop é outro factor que influencia esta propriedade.

Analisemos agora os sensores que usam uma malha fechada. Estes sensores são bastante diferentes dos anteriores, no bloco operacional. Este contém um amplificador de potência (*driver*) e uma bobina enrolada em torno do núcleo magnético. É esta bobina que dá nome ao sensor, pois fecha o circuito magnético dentro do núcleo, anulando aí o campo gerado pelo condutor que transporta a corrente. Esta opção melhora a *performance* do sensor, pois elimina, logo à partida, a presença de

Sensores Efeito Hall	
Malha Aberta	Malha Fechada
Boa relação preço-performance	Boa linearidade
Preferível para aplicações com uso de baterias (mais pequenos, mais leves e menos gastadores)	Baixa deriva térmica
Consome sempre o mesmo	Consumo \propto ao valor a medir
Mais resistente a sobrecargas	Resposta rápida, sem histerese

Tabela 2.4: Malha Aberta vs Malha Fechada

histerese, situação não verificada no anterior tipo de sensor.

O gerador de Hall ‘sente’ o campo magnético concentrado no núcleo magnético e devolve um sinal de saída que irá ser fortemente amplificado pelo ampop que opera em malha aberta. Por sua vez, a saída do ampop é canalizada para um andar *push-pull* e um repetidor de potência (*driver*), que injecta na bobina uma corrente para gerar um campo magnético simétrico ao criado pela corrente a medir. Esta situação faz com que o fluxo no núcleo seja aproximadamente zero, com consequências benéficas ao sensor: é dispensável o uso de uma fonte de corrente constante pois, se o fluxo no núcleo for negligenciável, a linearidade do sensor deixa de ser função da linearidade do núcleo e do gerador de Hall, bem como da dependência térmica da sensibilidade do gerador de Hall.

Na tabela 2.4 estão sintetizadas algumas características dos sensores de efeito de Hall com malha aberta e malha fechada.

Para a aplicação em questão a escolher entre estas duas configurações tínhamos de escolher o produto mais preciso, mais rápido e com menos desvios. Assim, a

escolha recairia sobre o sensor em malha fechada. Contudo, esta tecnologia fica um pouco aquém dos requisitos, pois é dispendiosa, pesada e de grandes dimensões para as correntes típicas a serem medidas. A maior desvantagem desta tecnologia para este projecto é a falta de universalidade e modularidade que o dispositivo final iria ter. Esta falta de modularidade prende-se com o facto dos sensores comerciais deste tipo serem dimensionados para determinada corrente. Apesar de existirem soluções para cobrir uma larga gama de correntes, esta solução não é viável uma vez que este projecto pretende realizar um sensor inteligente para aplicação industrial, meio onde as correntes a medir, além de elevadas, são muito dispare, conforme os diversos equipamentos. Tratando-se de um protótipo de um futuro produto comercial, devemos zelar pela sua grande versatilidade. Neste sentido, devemos colocar os transformadores fora do sensor inteligente de forma a poderem ser escolhidos adequadamente a cada situação. É importante fazer esta nota, uma vez que o melhor sensor para medir correntes até 1000A não o é para medir correntes até 100A; o contrário facilmente se percebe que também não é aconselhável, devido à sobrecarga causada no sistema.

Magnetorresistivo

Antes de analisar os sensores, vamos analisar o principio físico que se servem para medir correntes. O uso do efeito magnetorresistivo melhora a precisão dos sensores, mesmo quando comparada com a elevada precisão dos sensores de efeito de Hall, e reduzem substancialmente o tamanho destes sensores, por eliminação do núcleo

magnético.

Um elemento magnetorresistivo é um dispositivo com dois terminais, cuja resistência varia com o campo magnético a que está sujeita. Quase todos os materiais apresentam esta propriedade; contudo, é nos *permalloys* que esta propriedade é mais acentuada. Esta classe de materiais é composta por ligas de níquel-ferro e de outros materiais ferromagnéticos, cuja natureza permite alta sensibilidade dos dispositivos magnetorresistivos aos campos magnéticos, maior que a dos sensores de efeito de Hall. Contudo, a relação entre os campos magnéticos sentidos e a variação da resistência dos dispositivos magnetorresistivos não é simples, variando na forma de uma parábola. Esta característica intrínseca limita duas características funcionais do sensor: (i) a linearidade, que passa a ser função do campo medido e, conseqüente, do valor nominal da resistência do dispositivo magnetorresistivo, bem como da temperatura que também altera o valor da resistência, (tipicamente a uma taxa de 2500 ppm/°C), e (ii) a sensibilidade do sensor à polarização dos campos magnéticos - estes sensores não detectam a orientação de polarização do campo. Outras desvantagens prendem-se com a ampla gama de sensibilidade de dispositivo para dispositivo, com a memória magnética e com o preço.

Desenvolvimentos recentes desta tecnologia permitem contornar e reduzir estas desvantagens e até reforçar as vantagens intrínsecas, como é o caso da alta sensibilidade destes dispositivos; esta evolução foi conseguida através da montagem de 4 dispositivos magnetorresistivos muito simétricos numa ponte de Wheatstone.

O uso desta configuração permite eliminar a dependência da sensibilidade e da

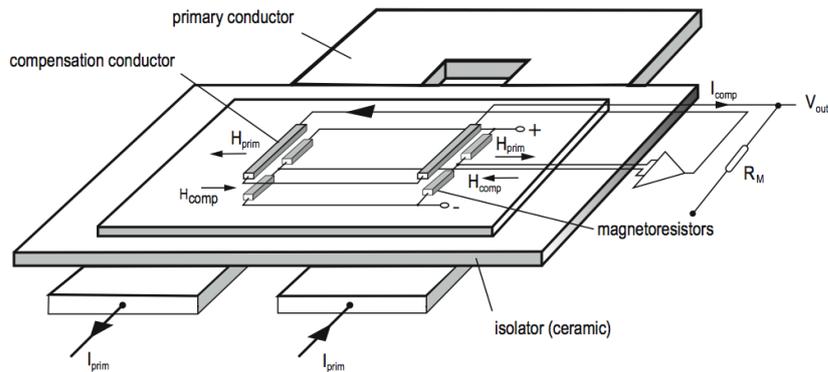


Figura 2.1: Estrutura de um sensor magnetorresistivo da série NT da FW Bell [10]

variação do *offset* com a temperatura, além de que torna a ponte imune a campos externos, tornando-a ideal para medição de pequenas campos magnéticos em ambientes com elevado ruído electromagnético. Esta proeza é fruto do balanço das variações de cada elemento da ponte, uma vez que cada elemento continua a variar com a temperatura e a sentir os campos externos; contudo, todos os elementos sentem as variações da mesma forma e ao mesmo tempo, o que provoca um desvio nulo no sinal de saída da ponte.

Estas características, em conjunto com a alta sensibilidade dos dispositivos magnetorresistivos, permite a construção de um sensor sem núcleo magnético. Assim, esta ponte de elementos resistivos é montada sobre um isolador cerâmico que, por sua vez, se encontra assente num condutor, primário em forma de U, onde flui a corrente a medir - ver figura 2.1.

Os sensores de Hall necessitam de núcleo magnético e fluxo adicional de corrente para aumentar o fluxo do campo e proteger contra campos externos. A densidade

de fluxo adicional é necessária para garantir boas medições no regime de baixa sensibilidade do sensor de Hall, contrariando esta fraqueza. Contudo, o sensor magnetorresistivo é altamente sensível e imune a campos externos, eliminando assim a necessidade do núcleo magnético. Esta vantagem funcional reflete-se na menor dimensão destes sensores e no seu reduzido preço, e, também, na eliminação dos erros de não linearidade introduzidos pelo núcleo, bem como da histerese magnética (velocidade de resposta a variações baixa). A frequência de resposta deixa também de ser limitada pelos efeitos de aquecimento.

Permanecem dois problemas nesta tecnologia: (i) a gama limitada de linearidade, e (ii) a insensibilidade à polarização do campo magnético. Contudo, também aqui os avanços tecnológicos introduziram novidades, a fim de resolver esta situação. Através de um processo conhecido como *barberpole biasing* este problema é resolvido. Este processo consiste na formação de um padrão conductivo no material envolvente dos elementos magnetorresistivos, que altera o ponto de funcionamento do elemento magnetorresistivo para 45° a partir do centro, ver figura 2.2. O *barberpole biasing* funciona alterando a direcção da corrente através do dispositivo magnetorresistivo, o que modifica a orientação da magnetização do dispositivo.

A alteração do ângulo do campo de magnetização influencia o ponto de funcionamento, obrigando-o a deslocar-se pela parábola abaixo, e originando quer uma região linear quer uma região sensível à polarização do campo magnético. Ao colocarmos o *barberpole* a -45° fazemos o ponto de funcionamento descer do outro lado da parábola (ver figura 2.3). Montando dois dispositivos lado a lado, com direcções

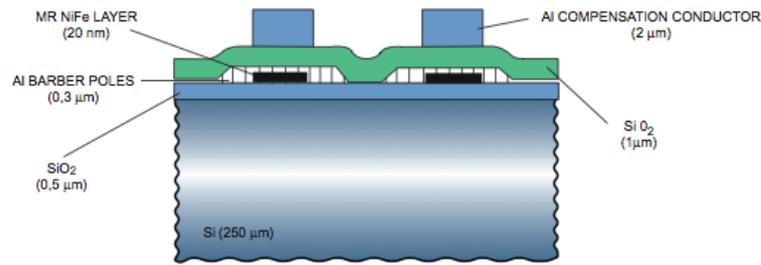


Figura 2.2: Corte transversal de um barberpole biasing [9]

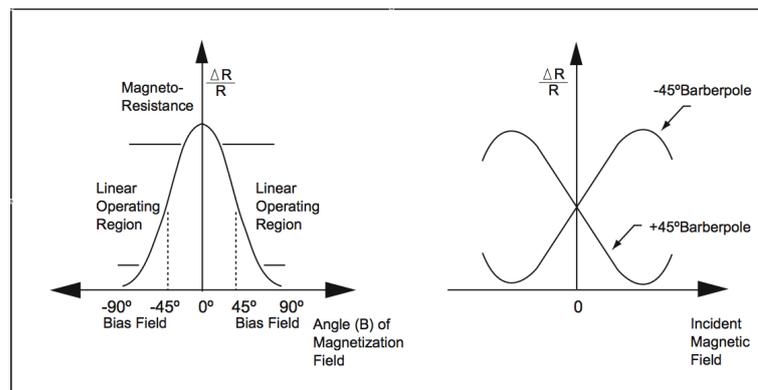


Figura 2.3: Efeito da colocação de barberpoles no elemento magnetorresistivo. [10]

de *barberpole* opostas, obtemos um dispositivo cujos elementos magnetorresistivos reagem de forma simétrica ao sentirem um mesmo campo, um deles aumenta a sua resistência e outro diminui.

Esta solução acarreta algumas desvantagens. Desde logo minimizam os elementos magnetorresistivos, o que implica perda de sensibilidade. A robustez do sensor como um todo é posta em causa quando exposta a um campo demasiado intenso em oposição ao eixo: esta situação inverte o declive da resistência, o que provoca a ruptura da ponte de Wheatstone. Contudo esta situação pode ser controlada montando a *biasing* ao lado da ponte de Wheatstone, pois isto faz aumentar o campo na orientação do eixo. Esta opção diminui a sensibilidade da ponte, mas

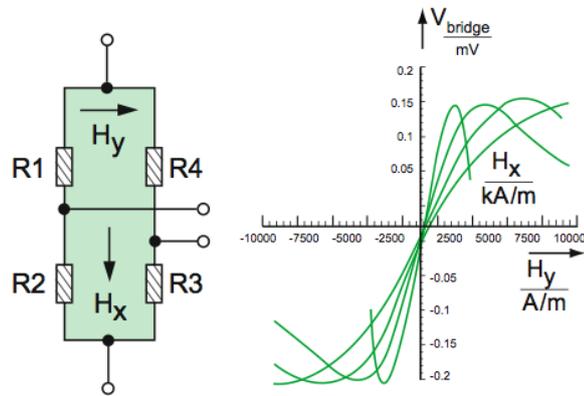


Figura 2.4: Campo Magnético da biasing H_x . Curvas da função de transferência (região de linearidade) [10]

melhora substancialmente a linearidade da mesma, como se pode verificar na figura 2.4.

Todas estas modificações introduzidas ao sensor base exigem uma grande qualidade de construção do sensor, uma vez que pequenos desvios na montagem das resistências magnetorressistivas, bem como a posição e esquadria da *barberpole*, originam enormes erros de medição. Contudo, a técnica está apurada e permite-nos obter sensores magnetorressistivos com uma multiplicidade de corrente nominal de entrada alargada - no caso da FW Bell desde 5A a 50A, e com grandes performances. As vantagens e desvantagens da utilização deste sensor encontram-se na tabela 2.5. Para concluir o funcionamento deste sensor, basta dizer que a saída da ponte de Wheatstone está ligada a um ampop em montagem diferencial. Por sua vez, o sinal de saída do ampopercorre uma malha de compensação e, através de um *shunt*, apresenta uma saída em tensão, ver figura 2.5.

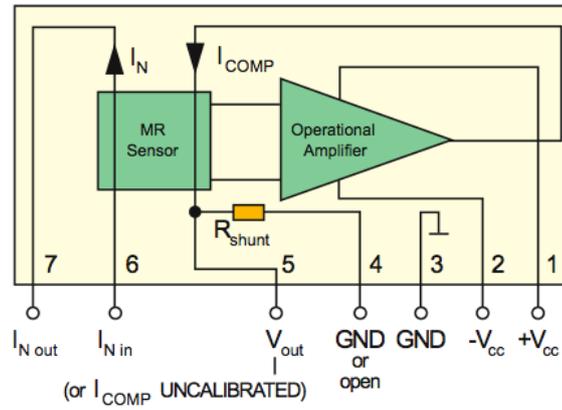


Figura 2.5: Sensor de corrente magnetorresistivo [10]

Vantagens
Desacoplamento galvânico
Excelente precisão, linearidade, e dinâmica de resposta
Pequeno, compacto e leve
Baixa sensibilidade a interferências
Sem concentração de campo, sem histerese
Largo espectro de medida
Desvantagens
Necessita de alimentação
Consumo elevado
Frequência de corte acima de $100kHz$
Necessita de regulação de <i>offset</i>

Tabela 2.5: Vantagens e desvantagens do sensor magnetorresistivo

2.3 Interfaces Analógicas: Gama e Precisão da Medida, Segurança Eléctrica

Nesta secção discute-se a interface analógica, desde o sensor até à entrada do ADC, e, particularmente, os aspectos relativos à segurança eléctrica.

Começaremos por discutir as questões relacionadas com a segurança eléctrica. Contribuindo este projecto para um futuro produto comercial que visa tratar correntes e tensões na ordem dos 5A e 600 V, respectivamente, é indispensável isolar galvanicamente o equipamento em relação aos sinais de entrada. Um bom isolamento galvânico é conseguido através do uso de um ampop de isolamento com um elevado índice de CMTI - *Common Mode Transient Immunity* ou através do uso de sensores que já possuem isolamento galvânico. Pelas tecnologias de sensorização estudadas, verifica-se que duas delas, *shunt* e divisor de tensão, necessitam do uso de um dispositivo deste tipo. Uma vez que, pelo menos, o divisor de tensão irá ser usado, vamos considerar o uso de um desacoplador galvânico.

O dispositivo escolhido para esta função foi decidido pela empresa uma vez que se trata de um mecanismo de segurança delicado. Assim, o dispositivo usado será um amplificador de isolamento, com acoplamento óptico, da Avago Technologies, da família ACPL-C78x. Esta família possui 3 ampopos semelhantes apenas diferenciados pela sua precisão, havendo sido escolhido o ACPL-C78A por possuir uma melhor precisão, ($\pm 1\%$).

A tabela 2.6 sintetiza algumas características relevantes deste dispositivo. Outra característica importante é que entre a fonte de sinal (sensor) e este dispositivo deve

Avago ACPL-C78A	
Gama de potencial de entrada	-200 a 200 mV
Ganho	8
Erro do ganho	$\pm 1\%$
Banda passante	100 kHz
CMTI	15 kV/ μ s
<i>Offset</i> a 25°C	0,3 mV

Tabela 2.6: Características do Avago ACPL-C78A

ser colocado um filtro RC. Analisaremos de seguida a utilização com os dois tipos de sensores resistivos.

No caso do divisor de tensão e para se poder ligar a este dispositivo o andar de desmultiplicação terá de ter um valor inferior a $3,3(3) * 10^{-4(1)}$ tendo em conta a tensão máxima admitida à entrada do sensor. Por outro lado, o *shunt* tendo em conta que o sensor admite 5 A de corrente à entrada, temos pela lei de Ohm que $R_{max} = 40m\Omega$. Estas são algumas das implicações do uso deste dispositivo para proceder ao desacoplamento galvânico. Outra implicação é a introdução de um ligeiro *offset* na medida e um erro no ganho de $\pm 1\%$. Este erro implica que o erro na medida deixe de estar na ordem das décimas de percentagem e passe a estar numa ordem superior.

Como este dispositivo tem ganho fixo de 8, a sua saída varia entre -1,6V e 1,6V

⁽¹⁾A equação que relaciona os potenciais de entrada e saída no divisor de tensão é:

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{in} \quad (2.1)$$

Assim, para $V_{omax} = 200$ mV e $V_{inmax} = 600$ V o ratio entre os dois potenciais é:

$$\frac{V_{omax}}{V_{inmax}} = 3,3(3) * 10^{-4} \quad (2.2)$$

em ambas as situações. Existem agora duas coisas a fazer antes de injectar o sinal no ADC, compensar o *offset* do Avago e adaptar a excursão de sinal à gama dinâmica do ADC. Adaptar à gama dinâmica do ADC pode implicar um ajuste de *offset* caso a excursão do ADC seja entre 0 e V_{max} ⁽²⁾ e uma amplificação por um factor de multiplicação A ⁽³⁾ de modo a ajustar à gama dinâmica do ADC. Considerando que a gama dinâmica do ADC é de $-V_{ref}$ a V_{ref} , deixa de ser necessário o ajuste de *offset*. Obviamente que se pode fazer um ajuste de *offset* relativo ao Avago; no entanto, devido ao baixo *offset* deste dispositivo, acrescentar um andar de ajuste de *offset* causa mais erros de medição do que o erro provocado pelo *offset* daquele componente, que, de resto, pode ser compensado por *software*. De lembrar que nem o *shunt* nem o divisor de tensão possuem *offset*, daí não ser necessário compensar o *offset* pelas referidas razões.

Se A tomar valores superiores a 1, pode-se ponderar não incorporar um andar de amplificação se só se perder um bit mais significativo da conversão. A razão para tal justifica-se porque ao amplificarmos o sinal também amplificamos os erros já introduzidos e introduzimos ainda mais erros. Assim perder uma parte da gama dinâmica pode ser mais vantajoso que adaptar o sinal a essa mesma gama, uma vez que o erro na medida provocado por menos um bit ser inferior ao erro introduzido para aproveitar esse bit. A excursão do sinal é assim de -1,6 a 1,6V e com uma precisão na ordem de 1%. No caso de outras tecnologias de sensorização que pos-

⁽²⁾Nesta situação pode compensar-se logo os dois *offsets* de uma vez

⁽³⁾Se $A > 1$ aumentamos a excursão do sinal, $A < 1$ diminuímos a excursão do sinal e $A = 1$ mantemos a excursão do sinal

suam desacoplamento galvânico o erro e a excursão do sinal serão dados por esses dispositivos.

2.4 Aquisição de Dados (ADC, FIFO, μ C): Conversão, Arquivo e Manipulação de Informação

São aqui discutidos aspectos relevantes da arquitectura do sistema e de tecnologias de suporte para a aquisição de dados.

Assim, são comparadas soluções na forma de sistema totalmente integrado ou de um sistema composto por uma unidade de conversão, uma unidade de arquivo e uma unidade de tratamento de informação.

Em termos tecnológicos são abordadas questões relativas às diversas unidades quer se encontrem integradas ou separadas. Assim, a conversão analógico-digital é discutida em tecnologia, taxas de conversão e latência, e resolução. A memória de dados é analisada sob o ponto de vista de inclusão de FIFO (*First In First Out*) entre os ADC e o microcontrolador, ou de uma memória RAM ou FLASH externa (ao microcontrolador), ou tão simplesmente o uso da memória do microcontrolador.

Relativamente ao microcontrolador são abordados factores como frequência de clock, periféricos e vias de comunicação. No entanto, a escolha desta unidade está condicionada por um pré-requisito: o microcontrolador escolhido deve ser da família MSP430 da *Texas Instruments* (TI), por razões económicas e práticas: (i) o termo económico não é o preço do microcontrolador, mas sim o preço das ferramentas de desenvolvimento necessárias para explorar as suas capacidades - a licença do *IAR*

Systems Workbench para o desenvolvimento de aplicações profissionais baseadas nestes microcontroladores existe há longo tempo no LAII (Laboratório de Automação e Instrumentação Industrial) do Centro de Instrumentação, e (ii) o termo de ordem prática decorre da existência de valiosas bibliotecas de programas para a execução de funções aqui necessárias, bem como, experiência na exploração das ferramentas de desenvolvimento.

Assim, analisaremos a família MSP430 da TI a fim de perceber qual a melhor unidade desta família para a realização deste projecto.

Em particular, existe uma sub-família destes microcontroladores, MSP430F471x6, que foi concebida com o intuito de servir aplicações de contador eléctrico, possuindo 6 ADC Σ - Δ com uma resolução de 16 bits e frequência de modulação de $1MHz$, uma memória flash que pode ir desde os 56KB a 120KB e uma frequência de clock de $16MHz$. Ora, para arquivar os 6 lotes de 4096 amostras a 16 bits cada, é necessário uma memória de 48KB, pelo que a memória necessária ao armazenamento de dados não constitui um problema. Outro parâmetro a analisar é a frequência de clock do microcontrolador: com uma frequência de clock de $16MHz$, temos um ciclo-máquina de $62,5ns$ o que pode causar alguns problemas à taxa de amostragem de $100kHz$ que representa uma amostra a cada $10\mu s$. Tendo em conta que o micro tem de ler o ADC, apontar a posição da memória, escrever e repetir a operação até descarregar os buffers dos seis ADC corremos o risco do *bus* externo ter actividade enquanto os ADC convertem, esta situação é de todo desaconselhável, pois induz erros de conversão nos ADC. Esta situação poderia ser resolvida através da imple-

mentação de FIFO, com vista a armazenar os dados e isolar o mundo analógico do mundo digital. Contudo esta sub-família de μC não permite a implementação destes dispositivos devido à elevada integração da mesma, inviabilizando o uso destes microcontroladores. A hipótese de concretização de um sistema totalmente integrado é assim afastada.

Afastada que está a hipótese de um sistema totalmente integrado, o caminho a percorrer explorou uma arquitectura mais clássica com os blocos de conversão, arquivo e manipulação de sinal separados. Começaremos por analisar o bloco de conversão de sinal.

Nesta unidade temos de respeitar a frequência de amostragem requerida e a amostragem simultânea dos 6 ADC. Para tal, é conveniente escolher um ADC que possua no mínimo 6 canais síncronos e uma regime de amostragem não inferior a $100kHz$. Como o sinal à saída do desacoplador óptico é diferencial, é também conveniente que as entradas do ADC sejam diferenciais, de modo a reduzir os erros e o ruído introduzido pelos componentes electrónicos entre o andar de conversão e o andar de desacoplamento.

Opções válidas para serem usadas como ADC neste projecto, baseadas em duas tecnologias de conversão distintas, SAR - *Successive Approximation Register* e Σ - Δ , são, respectivamente, o TI ADS8365 e o TI ADS1278.

Na tabela 2.7 encontram-se sintetizadas algumas características gerais dos dois

Características	ADS8365	ADS1278
Resolução (bits)	16	24
Nº de canais	6	8
Regimes de aquisição(kHz)	100 e 250	105 e 128 e 144
Interface	Paralela	SPI
Arquitectura	SAR	Σ - Δ
INL (\pm)(máx)(%)	0,0061	$3 * 10^{-6}$
INL (\pm)(\pm LSB)	4	1
Banda passante (MHz)	10	0,062
SNR (dB)	88	111
SFDR (dB)	95	109
Consumo energético (mW)	190	530
Tipo e modo de referência	Interno e externo	Externo
Pin/Encapsulamento	64TQFP	64HTQFP
Gama de temperatura de operação (°C)	-40 a 85	-40 a 105
Gama dinâmica em modo diferencial (V)	-2,5 a 2,5	-2,5 a 2,5
Preço na TI a partir de 1ku(USD)	16,25	23,95
Preço na Farnell à unidade (EUR)	28,54	68,83

Tabela 2.7: Características dos ADC ADS8365 e ADS1278

ADC, entre as quais INL⁽⁴⁾, SNR⁽⁵⁾, SFDR⁽⁶⁾, banda passante e resolução. Estas características definem a performance dos ADC.

Após análise da tabela 2.7, percebemos que o ADC que tem por base a tecnologia Σ - Δ tem uma melhor *performance* que o seu rival de construção SAR; no entanto, outros factores são decisivos na escolha deste componente, nomeadamente o preço, o consumo energético e a interface de comunicação de dados. Sob estes aspectos, a opção de um ADC SAR ganha força pois é mais barato, menos gastador e a comunicação é em paralelo, o que facilita a rápida descarga dos dados do ADC.

Uma vez que não podemos dispor do melhor das duas tecnologias, tentare-

⁽⁴⁾ *Integral Linearity error* - linearidade integral

⁽⁵⁾ *Signal-to-Noise Ratio* - Relação sinal-ruído

⁽⁶⁾ *Spurious-Free Dynamic Range* - corresponde ao rácio entre a harmónica fundamental e a maior distorção à saída

mos perceber o que pesa mais na balança dos prós e contras na escolha do ADC. Começaremos por analisar a performance do ADC e tentar perceber até que ponto um ADC de 24 bits é melhor que um ADC de 16 bits nesta aplicação. O erro na conversão de um ADC de 16 bits é de $6,1 * 10^{-3}\%$ enquanto que o erro do ADC de 24 bits é de $3 * 10^{-6}\%$; no entanto, o erro de medida introduzido no sinal na electrónica de *front-end* anda na ordem de 1%, ou seja, claramente superior aos erros de conversão. Esta situação mostra que é inútil usar um ADC com uma resolução superior, uma vez que o erro já introduzido no sistema será superior em muito ao erro da conversão. Assim, sendo a melhor opção usar o ADC de 16bits (ADS8365) pois é mais barato, menos gastador em termos energéticos e apresentando um erro de conversão cerca de 1000 vezes inferior aos possíveis erros associados ao sinal. Outra vantagem da utilização deste ADC é que exige um microcontrolador menos potente na manipulação dos dados, pois o volume de informação gerada é 2/3 menor que por um ADC de 24 bits. Feita esta escolha, avancemos para o bloco de manipulação de informação uma vez que o bloco de arquivo pode ser constituído por FIFO, uma memória RAM ou pela memória FLASH do microcontrolador.

Voltando à família MSP430 da TI verificamos que a oferta é vasta e, como tal, a definição dos critérios de selecção deve ser afinada. Um dos critérios será o microcontrolador suportar uma via de comunicação SPI, indispensável na relação com os controladores de comunicação externa. Ao aplicarmos este filtro na nossa escolha de microcontroladores verificamos que restam apenas alguns elementos de duas sub-famílias a MSP430F5xxx e MSP430F2xxx. Dentro desta gama de mi-

microcontroladores, existe uma diversidade de frequência de *clock* (16MHz, 18MHz e 25MHz), capacidade da memória flash (de 92KB a 256KB) e periféricos. Como qualquer memória FLASH disponível tem capacidade suficiente para arquivar os lotes de dados dos ADC, caso se opte por essa opção, este não constituirá um critério de escolha do microcontrolador. Analisando do ponto de vista de frequência de *clock*, o mais correcto seria optar por um microcontrolador de 25MHz, de modo a usar a memória interna do micro para arquivo de dados. No entanto e visto que estes micros são todos de 16 bits de *core*, esta frequência ainda não garante ainda que durante a conversão analógico-digital não estarão canais digitais a comutar que como já referido anteriormente é uma situação de todo a evitar pelos erros que causa na conversão. Tendo em conta esta situação a frequência de clock torna-se indiferente. Outro critério a aplicar, visando uma boa prática de engenharia, é escolher um microcontrolador duma família conhecida no seio da equipa de trabalho, de forma a utilizar as bibliotecas existentes: deste modo a escolha recai sobre os MSP430F2x1x. Resta-nos escolher o micro mais barato e, assim sendo, a escolha final recai sobre o MSP430F2416. Este micro está disponível em 3 encapsulamentos diferentes, 64LQFP, 80LQFP e 113BGA MICROSTAR. É verdade que um dos critérios de escolha é a menor área de circuito impresso que o dispositivo ocupa no entanto a configuração escolhida é a 80LQFP por esta oferecer 16 pinos que podem ser usados como *bus* de comunicação.

Por fim segue-se a análise do bloco de arquivo. Como já referido anteriormente este bloco pode ser feito usando uma memória RAM externa ou FIFO, uma vez

que a terceira hipótese já foi excluída. Recorrendo a uma memória ROM o *bus* de interligação é só um e os problemas que surgiam com o uso da memória do micro são também partilhados nesta solução: não havendo separação do *bus*, sempre que o micro descarrega a memória existe tráfego no *bus*, isto é, actividade nas linhas, o que prejudica as conversões do ADC, como já foi referido anteriormente. Resta assim a hipótese de usar FIFO como bloco de arquivo de dados. Esta hipótese é claramente superior porque evita perturbações no ADC durante a sua conversão. Os FIFO são colocados entre o ADC e o microcontrolador, causando a clara divisão do *bus* de comunicação: o que acontece entre o micro e o FIFO não é sentido pelo ADC.

Esta solução apresenta ainda uma outra vantagem tecnológica face às anteriores, pela exploração dos sinais de sinalização dos FIFO: EMPTY FLAG⁽⁷⁾ e FULL FLAG⁽⁸⁾.

Posto isto basta agora escolher o FIFO adequado a este projecto. Como requisito o FIFO deve ter uma profundidade de 4096 e um comprimento de pelo menos 16 bits. A profundidade escolhida convém ser a que se precisa afim de se usar as funções descritas anteriormente. Por outro lado o comprimento pode ser superior pois não modifica o sentido da palavra, uma vez que apenas são colocados a zero os bits mais significativos excedentes, inalterando a palavra.

⁽⁷⁾Esta instrução indica ao micro que o FIFO está vazio. Esta informação reduz a complexidade do programa a correr no micro pois evita que este tenha um *counter* a contar as descargas de dados da memória até esta estar vazia. Indica ainda que o FIFO está pronto a receber novos dados e que o ADC pode recomençar a conversão.

⁽⁸⁾Esta instrução indica ao micro que o FIFO está cheio. Esta informação reduz a complexidade do programa a correr no micro pois evita que este tenha um contador a contar as 4096 conversões pretendidas, para que o micro mande parar o ADC.

Após uma pesquisa de FIFO, surgem-nos dois com uma profundidade de 4096, um com 18bits e outro com 36. Logicamente a escolha recai sobre o primeiro, uma vez que este número de bits já é superior ao requerido, é mais barato, e ocupa menos área de circuito impresso. O FIFO escolhido é, assim, o SN74V245 da TI.

2.5 Opções Fundamentais

Esta secção tem como objectivo resumir e consolidar as escolhas tomadas relativamente a tecnologias de sensorização e formas de organização do sistema. Assim, como método de medição de tensão vai usar-se o divisor de tensão, e como o método de medição de corrente vai usar-se o *shunt*. O divisor de tensão escolheu-se por ser consagrado quando se pretende medir tensões elevadas e não se pretende introduzir reactâncias no circuito do sinal a medir. O sensor *shunt* foi o escolhido por ser simples e manter uma modularidade no sistema, isto é, sensor resistivo e posteriormente um andar de desacoplamento galvânico. Basta reparar que, após a configuração resistiva sensitiva, todos os componentes usados serão iguais até ao microcontrolador, o que simplifica a concepção e a produção do sistema.

O divisor de tensão é composto no primeiro ramo por 6 resistências de valor nominal 249K e no segundo ramo por uma resistência de 499R. Todas as resistências são de precisão, com tolerância de $\pm 0,1\%$. Estes valores das resistências asseguram que a corrente desviada do sinal será inferior a 0,1%, têm uma relação de desmultiplicação inferior à requerida ($3,54 * 10^{-4}$) e garante que a potência total dissipada

em todas as resistências é inferior a 1W.

No *shunt* será utilizada uma resistência de valor nominal de 30mΩ, e com uma tolerância não superior a 1%. A utilização desta resistência garante uma potência dissipada inferior a 1W. A utilização desta resistência permite ainda admitir uma corrente de entrada até 6,5 A, respeitando as tensões admitidas à entrada do amplificador de isolamento da *Avago* e dissipando um pouco mais de potência.

Como já foi referido nas secções anteriores, vai usar-se à um *Avago ACPL-C78A* para efectuar o desacoplamento galvânico e, como tal, entre os sensores e o *Avago* estará um filtro RC. Como a gama dinâmica do ADC escolhido é de -2,5 a 2,5 V e a saída do amplificador de isolamento, com estas resistências, varia entre -1,51 a 1,51 V e -1,56 a 1,56 V⁽⁹⁾, respectivamente para o divisor de tensão e para o *shunt*, elimina-se a necessidade de incorporar um andar de ajuste de *offset* e um andar de amplificação para calibração da gama de medida pelas razões apresentadas anteriormente.

O *bus* do ADC vai ligar a 6 FIFO do modelo escolhido. Os FIFO vão ligar-se entre si através de um *bus* e, por sua vez ligar-se, ao micro escolhido, conforme descrito abaixo e ilustrado na figura 3.7.

⁽⁹⁾A estes valores correspondem correntes de entrada no sensor de -6,5 A a 6,5 A

3

O Sensor Inteligente

3.1 Estrutura Funcional

A estrutura funcional do sensor inteligente é constituída por 5 blocos distintos, que se distribuem pelo ‘mundo’ analógico e pelo ‘mundo’ digital consoante a sua ‘natureza’ e as funções que desempenham.

A figura 3.1 representa os grandes blocos funcionais, e a sua organização no sensor inteligente, sendo também visível a fronteira de separação dos ‘mundos’ analógico e digital. Esta separação é efectuada no bloco de conversão analógico/digital, que converte as variáveis analógicas em códigos digitais discretizando aquelas à frequência requerida. Este bloco é constituído unicamente por um conjunto de 6 ADC.

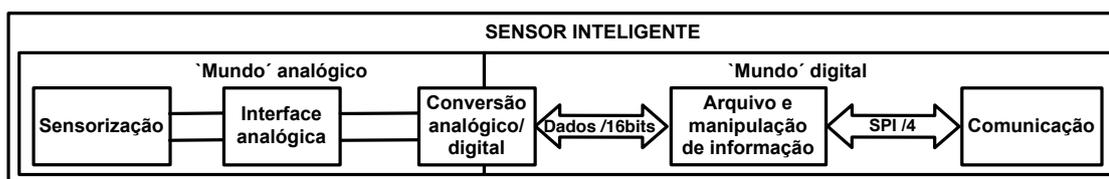
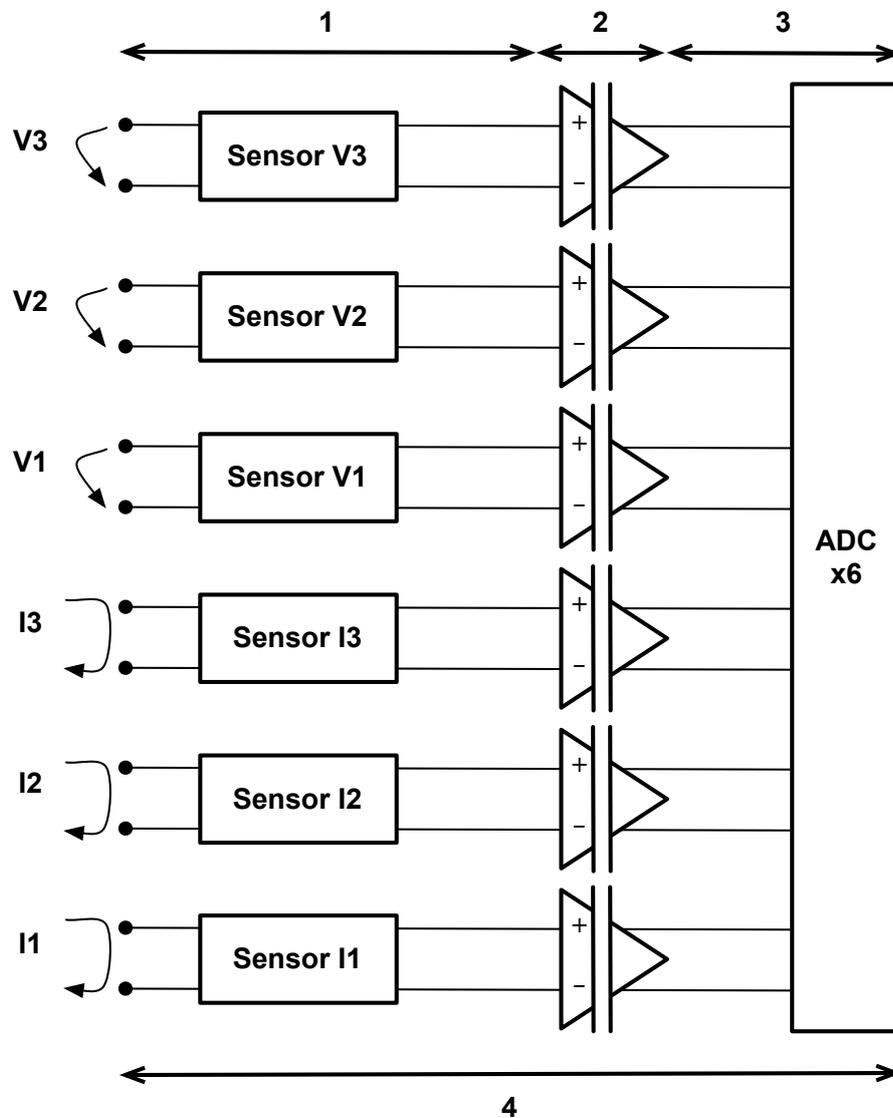


Figura 3.1: Diagrama geral de blocos do sensor inteligente

Os restantes blocos do sensor inteligente são apresentados de seguida, começando pelos blocos do mundo analógico. Assim, a figura 3.2 representa os elementos do ‘mundo’ analógico no sensor inteligente: bloco de interface analógica e bloco de conversão analógico-digital, sendo este último um elemento híbrido, já que pertence aos dois ‘mundos’.

O bloco de sensorização tem como função ‘sentir’ os sinais que se pretendem medir. Como tal, apresenta duas configurações distintas, consoante se pretende medir tensão ou corrente - a figura 3.3 representa as diferentes configurações deste bloco. No entanto, tendo em conta a aplicação destes sensores inteligentes, o bloco de sensorização não estará completo se não se considerar a forma de aquisição das tensões e correntes que se pretendem medir, isto é, a sensorização de correntes e tensões não é unicamente efectuada pelos arranjos resistivos da figura 3.3. As figuras 3.4 e 3.5 ilustram o processo de aquisição dos sinais a medir nos circuitos estrela e triângulo, respectivamente.

Como se pode observar, a aquisição de sinais de corrente é feita através de transformadores de corrente toróidais que abraçam os cabos cujas correntes se pretendem medir. Na verdade é o conjunto de transformador + arranjo resistivo que constitui cada sensor de corrente do sistema, uma vez que é através da relação de transformação do transformador e da queda de tensão da resistência de *shunt* que se determina o valor da corrente que passa no cabo. No caso da tensão, embora no esquema de aquisição das figuras 3.4 e 3.5 não surja qualquer transformador de tensão após a derivação, este pode existir sempre que se pretenda medir tensões superiores



Legenda:

- 1 - Sensor
- 2 - Interface analógica
- 3 - Conversão analógico-digital
- 4 - Mundo analógico

Figura 3.2: Diagrama do mundo analógico do sensor inteligente

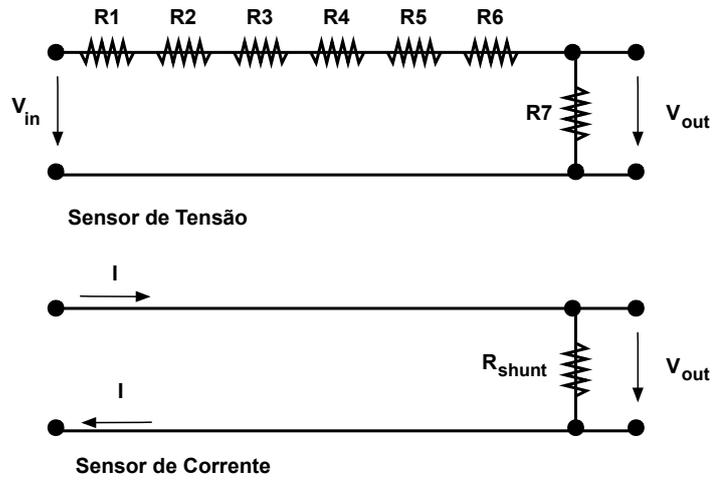


Figura 3.3: Esquema dos Sensores de Tensão e Corrente

às admitidas à entrada da unidade. Neste caso, o bloco de sensorização será também constituído pelo transformador e pelo arranjo resistivo divisor de tensão.

Antes de avançar, é importante fazer aqui uma breve abordagem sobre o método utilizado para efectuar as medidas das variáveis dos circuitos eléctricos a analisar. Uma vez que se pretende medir as variáveis de circuitos eléctricos, os sensores de corrente devem estar em série e os de tensão em paralelo, em cada fase do circuito.

No circuito em estrela, figura 3.4, as correntes são medidas recorrendo a transformadores de corrente toróidais que abraçam o cabo a medir. As tensões simples em cada fase são medidas num circuito de resistências adicionais, entre a fase respectiva e o neutro.

No caso dos circuitos em triângulo, figura 3.5, as tensões compostas são medidas entre duas fases, e as correntes compostas são medidas com recurso a *shunt*, como anteriormente. Deste modo, apenas são medidos dois pares de variáveis, uma vez que o terceiro é obtido por cálculo, através da equação 3.1. Nesta equação V_R , V_S

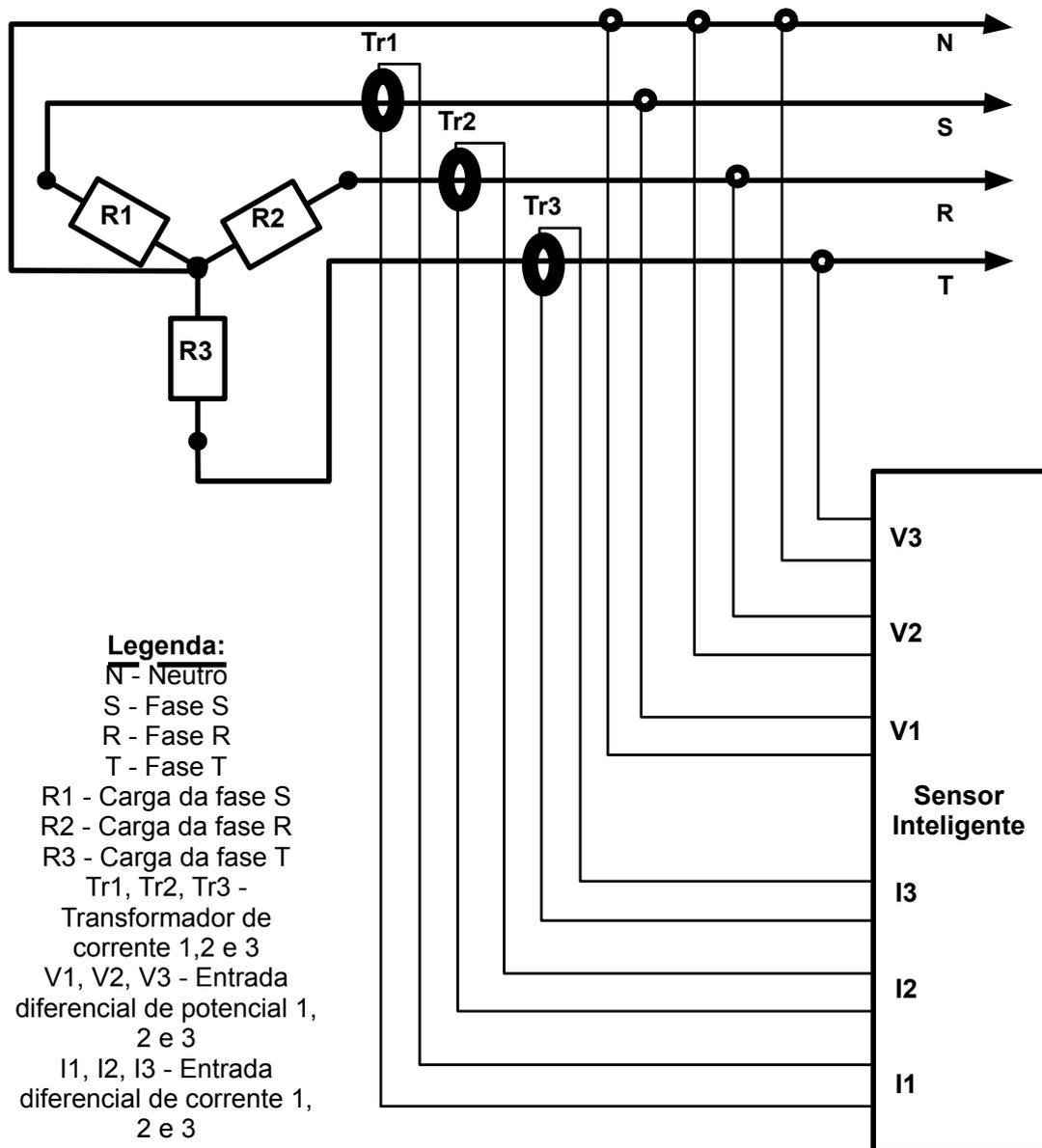


Figura 3.4: Método de captação dos sinais num circuito de tipologia Y

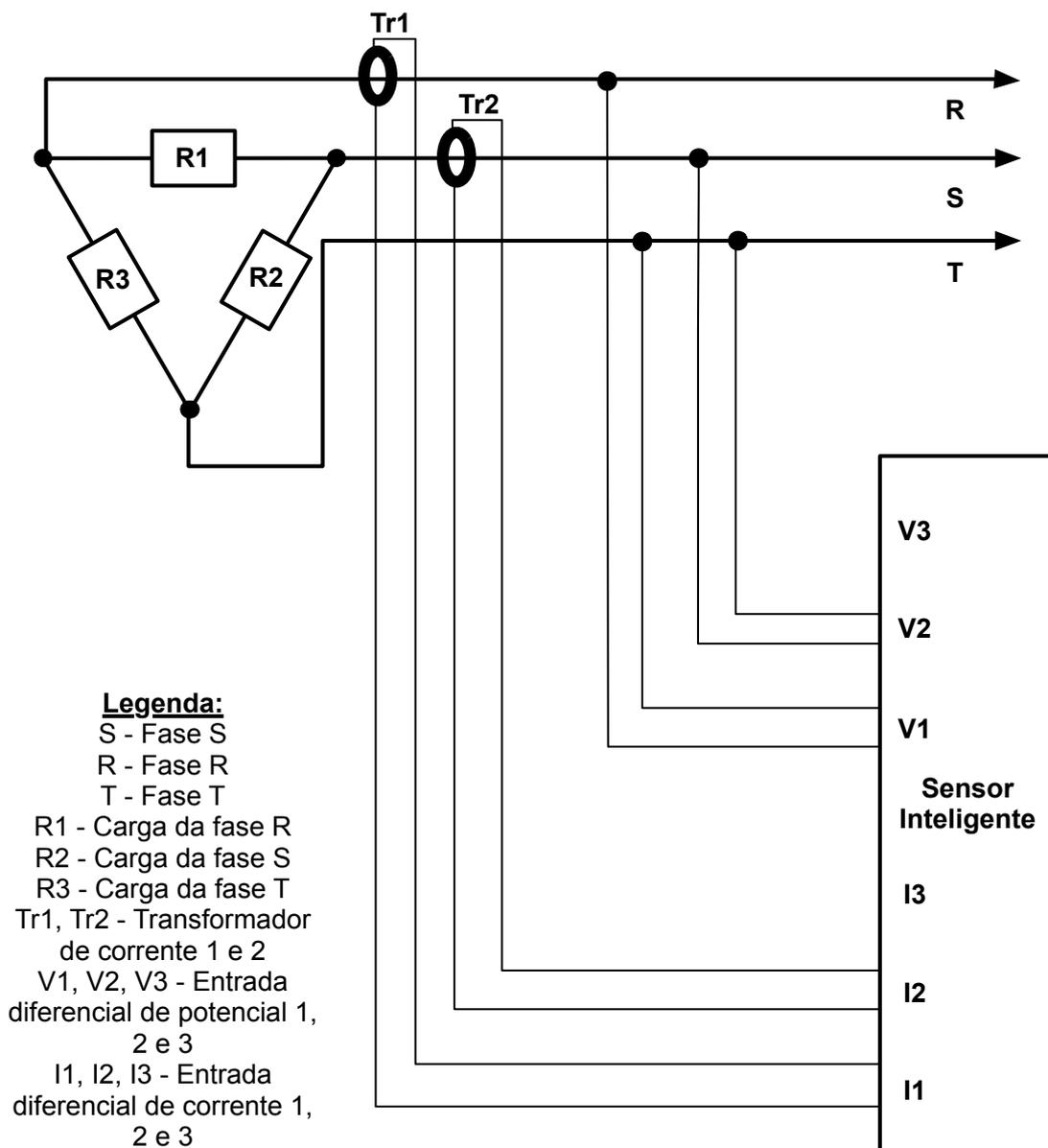


Figura 3.5: Método de captação dos sinais num circuito de tipologia triângulo

e V_T são as tensões compostas, V_m a tensão de pico, w a velocidade angular e θ o ângulo inicial.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_R = V_m \text{sen}(\omega t + \theta) \\ V_S = V_m \text{sen}(\omega t + \theta + \frac{2}{3}\pi) \\ V_T = V_m \text{sen}(\omega t + \theta - \frac{2}{3}\pi) \end{array} \right. \quad (3.1)$$

Voltando à figura 3.2, consideremos o bloco de interface analógica. Tipicamente este bloco recebe e trata os sinais provenientes dos sensores, a fim de serem convertidos em códigos digitais pelos ADC. Usualmente a interface analógica é composta por dois sub-blocos: a terminação de sinal e o condicionamento de sinal. Esta terminação de sinal consiste num bloco cujas funções consistem em filtrar e desacoplar galvânicamente a fonte de sinal dentro do sensor inteligente. Já o condicionamento de sinal tem como objectivo adaptar o sinal proveniente do sensor à gama dinâmica do ADC através de ajuste de *offset* e ajuste de excursão. Como se pode ver na figura 3.2, a interface analógica deste sensor apenas é constituída pelo bloco de terminação de sinal. Este bloco é constituído por um andar amplificador de isolamento, que além do desacoplamento galvânico, proporciona uma filtragem de ruído por admitir frequências máximas de entrada na ordem dos $100kH_z$. Adicionalmente, e apesar de não estar representado na figura, entre o sensor o amplificador de isolamento existe um filtro RC com uma frequência de corte de $100kH_z$. O amplificador de isolamento apresenta ainda um ganho fixo de 8 à saída em relação à sua entrada. A inexistência

de bloco de condicionamento de sinal já se encontra explicada no capítulo anterior.

Avançemos agora para o ‘mundo’ digital, tal como representado na figura 3.6, que é composto pelos blocos de conversão analógico-digital, arquivo e tratamento de informação e comunicação. Ilustra ainda todas as funções de controlo do μC . Uma vez que o primeiro bloco já foi analisado anteriormente, avancemos para o bloco de arquivo e manipulação de informação, ver figura 3.7. Este bloco é constituído por um *buffer* de dados e pela unidade de manipulação de informação. O *buffer* de dados (FIFO) tem como função guardar os lotes de 4096 amostras de cada variável provenientes do ADC até a unidade de manipulação de informação (μC) descarregar esses dados para tratamento, e isolar o ADC da actividade do *bus* após os FIFO. Este isolamento é conseguido pelo facto dos FIFO constituírem um duplo *buffer*, eléctrico e de dados. O microcontrolador tem como função controlar as conversões e leituras do ADC, a escrita e leitura dos FIFO e a comunicação dos dados, como se ilustra na figura 3.7. Além destas funções, o μC tem ainda de realizar operações de cálculo e manipulação dos dados.

A figura 3.8 ilustra o bloco de comunicação de informação com as unidades de hierarquia superior do sistema, para diagnóstico. Como se encontra representado, o sensor comunica sobre uma rede CAN, juntamente com outros dispositivos semelhantes, com uma unidade *gateway*, que difunde a informação adequadamente, sobre rede local (*Ethernet*, WiFi, etc.) ou por GPRS sobre a Internet. No sensor inteligente o bloco de comunicação é composto pelo μC , por um controlador CAN e por um transceptor CAN.

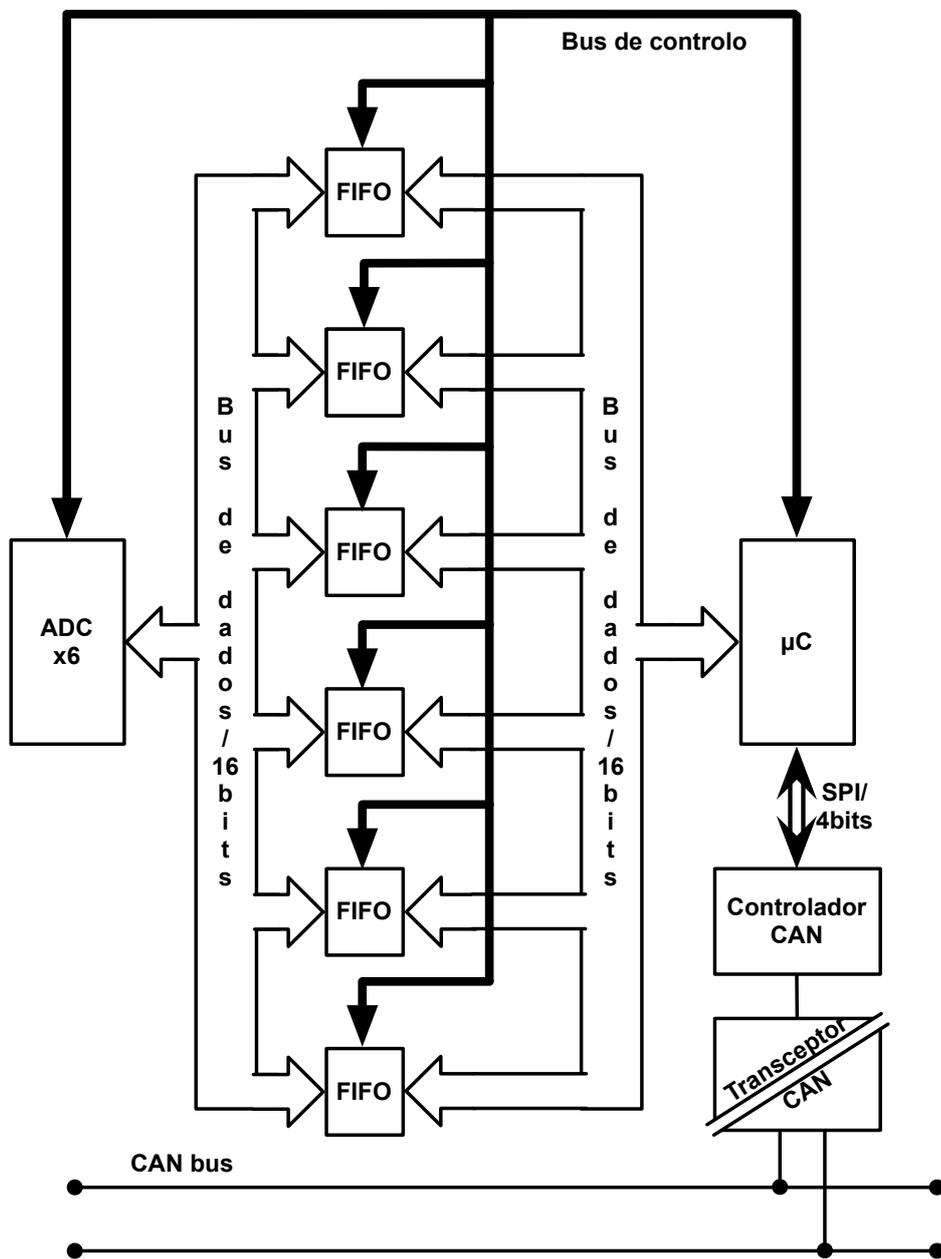


Figura 3.6: Diagrama do mundo digital do sensor inteligente

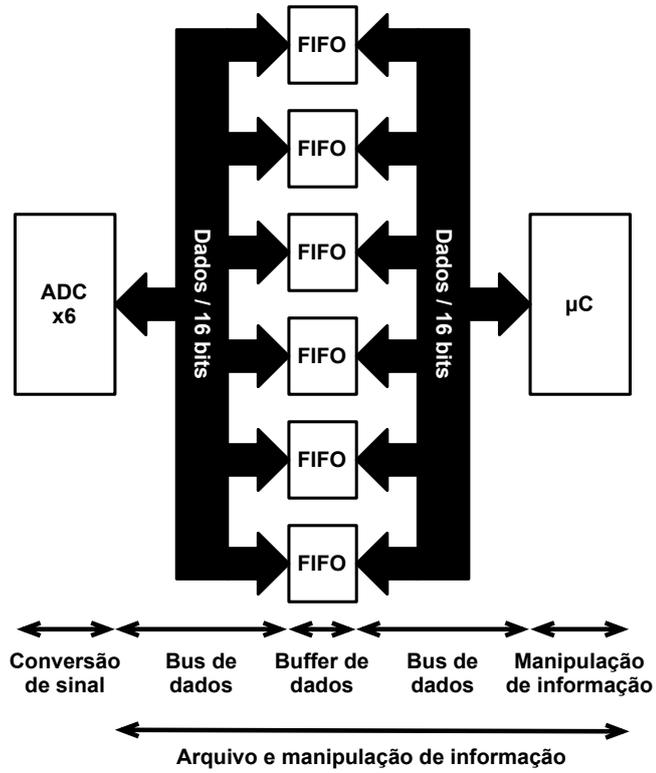


Figura 3.7: Diagrama do bloco de arquivo e manipulação de informação

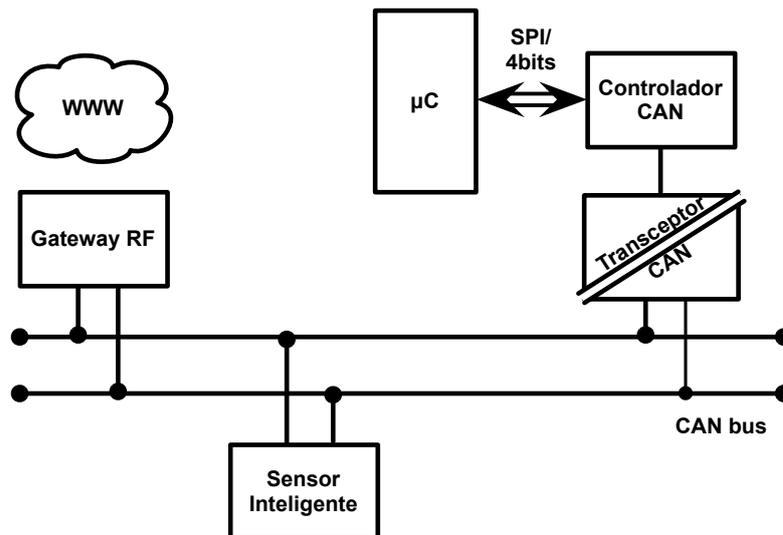


Figura 3.8: Diagrama do bloco de comunicação

Por fim, a figura 3.9 ilustra toda a estrutura funcional do sensor inteligente desde a sensorização à comunicação.

3.2 Configuração Física

Construtivamente, o sensor inteligente é realizado por duas placas de circuito impresso distintas, que alojam 3 grupos de componentes diferentes, designadamente componentes analógicos, digitais e de potência. A divisão em duas placas distintas surge com vista a isolar electronicamente o ‘mundo’ analógico do ‘mundo’ digital: esta separação minimiza as perturbações mútuas provocadas pelo ruído electromagnético. Apesar deste ruído digital ser de alta frequência, o não isolamento das variáveis analógicas causa uma deterioração da qualidade do sinal e, consequentemente, da medida. Assim, a divisão de placas é feita tendo em conta a natureza funcional dos componentes, analógica ou digital.

A placa analógica aloja todos os componentes analógicos (arranjo resistivo e amplificador de isolamento), os ADC e as alimentações e referências de terra necessárias para os circuitos da placa.

A placa digital integra todos os componentes digitais (FIFO, μC , controlador CAN e transceptor CAN) e as alimentações e referências de terra digitais.

As razões que levaram à colocação dos ADC na placa analógica em vez da placa digital, merecem destaque, uma vez que a escolha da placa da sua colocação não é indiferente nem consensual por se tratar de um dispositivo híbrido. Complementar-

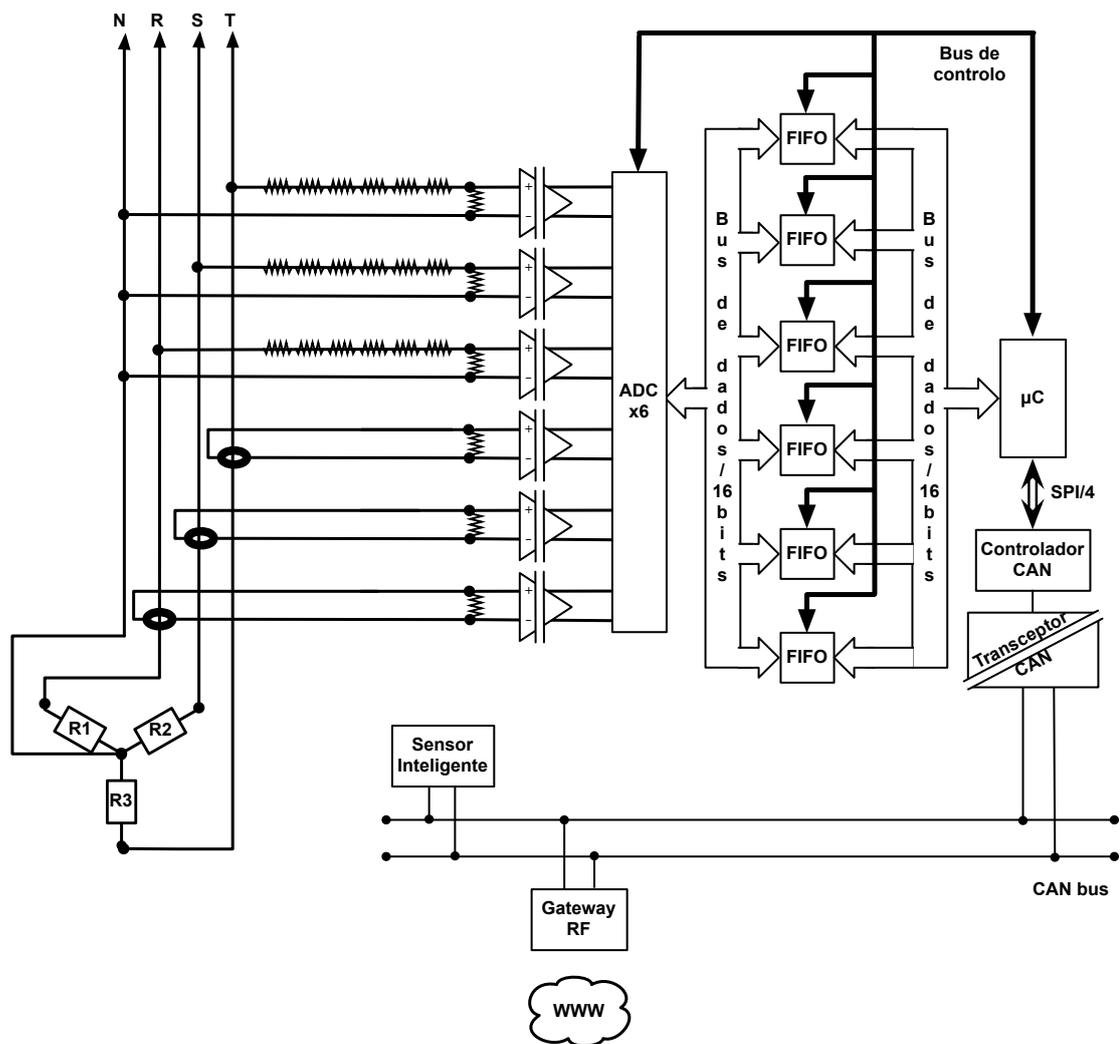


Figura 3.9: Sensor inteligente a medir um circuito estrela e a comunicar sobre uma rede CAN bus

mente, é necessário abordar algumas questões relacionadas com a alimentação dos dispositivos da unidade. Tendo em conta as especificações dos dispositivos, haverão 4 referências de terra distintas e várias tensões, quer ‘analógicas’ quer ‘digitais’, consoante as necessidades dos dispositivos. As 4 referências de terra dividem-se em duas terras analógicas e duas terras digitais, isto é, duas terras destinadas a componentes analógicos e duas terras destinadas a elementos digitais, para servir ambos os ‘lados’ dos circuitos galvanicamente desacoplados. Uma das terras analógicas bem como uma alimentação unicamente alimentam os circuitos de entrada dos amplificadores de isolamento. A outra terra analógica, bem como a outra alimentação alimentam os circuitos de saída dos amplificadores de isolamento e a parte analógica dos ADC. Desta alimentação é ainda derivada uma tensão de referência analógica para o ADC. A parte digital dos ADC, os FIFO, o μC , o controlador CAN e o circuito de ligação ‘interna’ do transceptor CAN partilham a mesma referência de terra e alimentações digitais. O circuito de linha do transceptor CAN tem a outra terra digital bem como a respectiva alimentação. De notar que todas as referências de terra são obtidas por conversores DC/DC a partir da alimentação geral (cabo CAN).

Regressemos agora à discussão da integração dos ADC. Assim, ao optarmos por colocar os ADC na placa analógica confinamos o mundo analógico a essa mesma placa, logo menos sujeito a perturbações. É verdade que terá de se levar potência e referências de terra digitais à placa analógica para alimentar a parte digital dos ADC; no entanto, esta situação introduz menos ruído nos sinais analógicos do que levar estes sinais, potência analógica e referências de terra analógicas à placa digital,

onde ficariam mais expostos ao ruído digital. A quantificação de maior ou menor ruído é feita pela frequência de actividade nas linhas digitais. Levar as variáveis analógicas à placa digital iria expô-las a todo o ruído digital (conversão, leitura de ADC, escrita de FIFO, leitura de FIFO, escrita no μC e comunicação), enquanto que, se a conversão for feita na placa analógica os sinais analógicos apenas ficam sujeitas ao ruído proveniente da conversão, leitura de ADC e escrita de FIFO. Não podemos ignorar que o *bus* de controlo do ADC é partilhado pelos FIFO e que esta situação pode também introduzir ruído. Contudo o tráfego neste *bus* é muito menor e ocorre nos tempos mortos entre as conversões analógico digitais.

Seguidamente abordemos a questão de alimentação do sensor inteligente. Existem diversas formas de alimentar este sensor, desde logo através de uma fase dos circuitos a medir. As outras formas equacionadas foram por bateria ou por alimentação externa, a partir de uma fonte de potência. Qualquer uma das opções apresenta vantagens e desvantagens. Começaremos pela primeira opção: a alimentação a partir de uma fase dos circuitos a medir apresenta como grande vantagem aproveitar os recursos existentes, tornando esta opção mais económica; no entanto, a alimentação apresenta muito ruído electromagnética e é susceptível aos picos de potência da fase. Desenvolver um sistema de alimentação deste tipo é complexo e impossível num quadro temporal de 1 ano, o tempo disponível para a execução deste projecto. Assim esta opção foi posta de parte.

Restam a alimentação por baterias ou por fonte de potência externa. A alimentação por baterias é a alimentação mais limpa das três hipóteses, possibilitando

a construção de um sensor totalmente sem fios. No entanto, apresenta algumas desvantagens económicas e estruturais que têm de ser consideradas. Fisicamente o encapsulamento do sensor teria de ser maior e implica uma substituição das baterias de tempos a tempos, o que obriga a uma paragem dos equipamentos monitorizados. Outra desvantagem é que cada equipamento teria a sua bateria o que torna a alimentação do sistema dispendiosa. E uma vez que a comunicação do sensor será via CAN *bus* o sistema nunca seria puramente sem fios, não fazendo sentido optar por este tipo de alimentação.

Assim sendo, a opção tomada recai sobre a utilização de uma fonte externa. Este tipo de alimentação é independente das fases do circuito analisado, é limpa e uma mesma fonte de alimentação pode alimentar vários equipamentos. Com esta opção servimo-nos da rede CAN *bus* para passar mais um par de fios de alimentação para o interior do sensor. Embora este não seja um dispositivo sem fios, esta opção constitui uma oportunidade de realização de uma unidade completa no quadro temporal de um ano lectivo.

3.3 *Software* - Organização Funcional

O *software* realizado para esta unidade é constituído por dois blocos de funções distintas: (i) funções relativas à aquisição de dados e, (ii) funções relativas à comunicação com o exterior. Cultivando a simplicidade e, portanto, a eficiência e a fiabilidade da solução, estas tarefas não podem ser concorrentes mas rigorosamente

sequenciais e mutuamente exclusivas.

Deste modo, quando inicializado, o dispositivo recebe pela rede uma mensagem da *gateway* de hierarquia superior, indicando o tipo de circuito a analisar - monofásico, estrela ou triângulo. O envio desta mensagem evita que o dispositivo adquira dados das linhas que não se encontram activas.

Em regime ‘de cruzeiro’, a activação da função aquisição de dados faz-se na sequência da recepção de mensagem específica para o efeito (*trigger*) recebida da *gateway*. Esta função ordena a conversão das 4096 amostras de cada variável seleccionada e a escrita dos resultados nos respectivos FIFO.

A função transmissão de dados para a *gateway*, unidade de hierarquia superior, é feita pela leitura sequencial do bloco de FIFO, constituição das tramas de dados CAN e comunicação dos mesmos à referida *gateway*. Após o envio integral dos dados, a unidade aguarda a recepção de uma mensagem de confirmação (*acknowledgement*) da boa recepção integral dos pacotes de dados.

Um novo ciclo de aquisição de dados é activado através da recepção de nova uma mensagem para início de aquisição de dados.

3.4 Interligação para Integração

3.4.1 Integração de Sensores

A comunicação deste sensor, como já foi referido anteriormente, é cablada via CAN. As razões para esta opção têm que ver com a aplicação deste sensor, com os

locais de instalação e, circunstancialmente, com o tempo disponível para o desenvolvimento da mesma.

Regra geral este dispositivo será instalado em armários bastidores onde existirá um conjunto apreciável destes dispositivos. Tipicamente os armários bastidores são metálicos o que impossibilita a comunicação sem fios com o exterior, para o que se teria que colocar a antena fora do armário. Tendo em conta que existirá mais que uma unidade por armário, é mais prático e sensato os sensores comunicarem sobre uma rede cablada no interior do armário e sem fios fora dele através da utilização de uma *gateway* RF externa ao armário. Assim, a escolha recaiu naturalmente por uma rede cablada. Uma vez que se pretende instalar estes dispositivos em motores e transformadores a escolha recaiu sobre uma rede CAN uma vez que esta rede foi desenvolvida precisamente para meios ruidosos como é o caso dos descritos. Além disso com a rede CAN é bem conhecida no LAII/CI.

3.4.2 Comunicação Remota

Embora a comunicação deste sensor seja em CAN nada impede que ele seja acedido remotamente para realização do diagnóstico do dispositivo que está a monitorizar. Para tal basta pendurar sobre a rede CAN *bus* uma *gateway* RF que disponibilize toda a informação desejada na web para esta ser acedida sempre que desejado. Contudo, este ponto não constituí parte do meu trabalho.

No entanto, enuncio 3 formas de realizar esta comunicação remota, *Ethernet* cablada, WLAN - *Wireless Local Area Network* ou, mesmo, através de modem GPRS,

sobre a Internet.

4

Conclusão

O sensor inteligente foi concebido tendo em consideração o estrito quadro inicial de requisitos, o qual veio a evoluir na fase final deste projecto, por forma a acomodar outros objectivos, noutros mercados. De salientar, contudo, que este dispositivo se veio a revelar adequado a dois novos quadros de aplicação, apenas tendo que ser alterado o *software* aplicacional respectivo.

Algumas unidades, enquanto protótipos de desenvolvimento, foram construídas e testadas na Eneida, Lda., havendo-se verificado que o dispositivo funciona correctamente, devidamente articulada com uma *gateway* CAN/Wi-Fi e uma pequena aplicação SCADA correndo num PC/Windows para mais fácil interacção humana de comandos e diagnóstico de funcionamento. De resto, como este dispositivo pode servir propósitos de aplicação substancialmente diferentes, para mercados diferenciados, o *software* de aplicação reside na referida unidade *gateway* de hierarquia superior.

Assim, e dependendo da evolução dos mercados de aplicação deste dispositivo,

novas capacidades de processamento interno poderão vir a revelar-se aconselháveis ou, mesmo, indispensáveis, sobretudo com vista a incorporar funções de processamento actualmente cometidas à *gateway*, o que exigirá a substituição deste processador por outro mais potente, em rapidez e capacidade de memória RAM interna. Isto constitui o maior contributo de trabalho futuro que pode, nesta fase, ser aconselhado, já que o *software* de cada caso específico em apreço terá que ser desenvolvido por medida.

Bibliografia

- [1] Fradwn, J., Handbook of Modern Sensors. Physics, Designs, and Applications, New York, Springer, 3^a Edição.
- [2] Zhao, F., Wireless Sensor Networks: An Information Processing Approach. Morgan Kaufmann Publishers, 1^a Edição.
- [3] Wolf, W., Computers as Components. Principles of Embedded Computing Systems Design. Morgan Kaufmann Publishers, 2^a Edição, 2008.
- [4] Groover, P., Automation, Production Systems, and Computer - Integrated Manufacturing, Prentice-Hall, 2^a Edição, 2001.
- [5] Shorey, R., Mobile, Wireless, And Sensor Networks. Technology, Applications, and Future Dorections., John Willey & Sons, 1^a Edição, 2006.
- [6] <http://www.sypris.com/filemanager/library/NT-Datasheet.pdf> - Consultado a 17/01/2010
- [7] <http://www.sypris.com/test-and-measurement/magnetics-fw-bell/open-loop-sensors> - Consultado a 17/01/2010

- [8] <http://www.sypris.com/test-and-measurement/magnetics-fw-bell/closed-loop-sensors> - Consultado a 17/01/2010
- [9] http://www.sypris.com/FileManager/Library/Universal_Current_Sensor.PDF
- Consultado a 17/01/2010
- [10] http://www.sypris.com/FileManager/Library/Magnetoresistive_Tutorial.pdf -
Consultado a 17/01/2010
- [11] http://www.sypris.com/FileManager/Library/Methods_Current_Measurement.pdf
- Consultado a 17/01/2010
- [12] http://www.sypris.com/FileManager/Library/Hall_Effect_Devices.pdf - Con-
sultado a 17/01/2010
- [13] http://www.sypris.com/FileManager/Library/Hall_Effect_Gauss.PDF - Con-
sultado a 17/01/2010
- [14] http://www.sypris.com/filemanager/library/CMR-25_datasheet.pdf - Consul-
tado a 17/01/2010
- [15] <http://www.sypris.com/test-and-measurement/magnetics-fw-bell/cds-series> -
Consultado a 17/01/2010
- [16] <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/electric/voldiv.html#c1> - Consul-
tado a 17/01/2010
- [17] <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/electric/vdivac.html#c1> - Consul-
tado a 17/01/2010

- [18] <http://people.clarkson.edu/~jsvoboda/eta/designLab/VoltageDividerDesign.html>
- Consultado a 17/01/2010
- [19] <http://www.facstaff.bucknell.edu/mastascu/eLessonsHtml/Resist/Resist3.html>
- Consultado a 17/01/2010
- [20] <http://www.slac.stanford.edu/history/sureports/M-247.pdf> - Consultado a
17/01/2010
- [21] http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/6/66/AC_star_connection.svg/120px-AC_star_connectiong.svg - Consultado a 17/01/2010
- [22] http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/f/f8/AC_delta_connection.svg/120px-AC_delta_connection.svg - Consultado a 17/01/2010
- [23] http://dee.feg.unesp.br/Disciplinas/SEL4001/Capitulo_6.pdf - Consultado a
17/01/2010
- [24] <http://www.faatensp.edu.br/publicacoes/01%20Circuitos%20Trifásicos.pdf> -
Consultado a 17/01/2010
- [25] http://www.selinc.com.br/art_tecnicos/6018.pdf - Consultado a 17/01/2010
- [26] http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/8/8f/Voltage_divider.svg/100px-Voltage_divider.svg.png - Consultado a 17/01/2010
- [27] <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ads1278.pdf> - Consultado a 17/08/2010
- [28] <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ads8365.pdf> - Consultado a 17/08/2010

- [29] <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/msp430f2416.pdf> - Consultado a 17/08/2010
- [30] <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/msp430f47126.pdf> - Consultado a 17/08/2010
- [31] <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/sn74v245.pdf> - Consultado a 17/08/2010
- [32] <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/sn74v3660.pdf> - Consultado a 17/08/2010
- [33] <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/msp430f2410.pdf> - Consultado a 17/08/2010
- [34] <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/msp430f5418.pdf> - Consultado a 17/08/2010
- [35] <http://www.avagotech.com/docs/AV02-1436EN> - Consultado a 17/08/2010