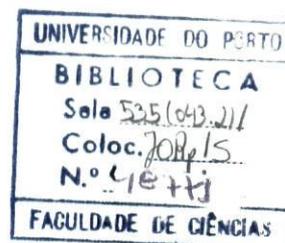


Pedro Alberto da Silva Jorge

Sensores Ópticos para Medição de Corrente Eléctrica em Alta-tensão



Departamento de Física
Faculdade de Ciências da Universidade do Porto

J.R. 19-07-02

TA 1800 JORp S 2001

Pedro Alberto da Silva Jorge

O Presidente do Júri



(Prof. Luís Miguel Bernardino)

Sensores Ópticos para Medição de Corrente Eléctrica em Alta-tensão



*Dissertação submetida, para a obtenção do
grau de Mestre em Optoelectrónica e Lasers*

Departamento de Física
Faculdade de Ciências da Universidade do Porto
Abril de 2001

Dissertação realizada sob a supervisão do Doutor José Luís Campos de Oliveira Santos e do Doutor Luís Alberto Almeida Ferreira, Professores Auxiliares do Departamento de Física da Faculdade de Ciências da Universidade do Porto

“A experiência nunca erra, é tão-só o vosso julgamento que erra ao prometer a si mesmo resultados que não decorrem das vossas experiências.”

Leonardo Da Vinci

“Uma ideia é como uma montanha, o desejo de conquista nasce súbita e inexplicavelmente. E a descoberta é feita no terreno, subindo lenta e metodicamente, enriquecendo, a cada passo, a nossa experiência. Chegados ao cume, o caminho, com tanto custo percorrido, torna-se evidente. Um mundo novo de horizontes e cumes, mais altos, revela-se, pronto para ser conquistado.”

Jorge Paz

À Nocas. Aos meus pais. Ao meu amigo Tomazini, e à sua busca pela perfeição.

Agradecimentos

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer aos meus supervisores, o Doutor José Luís Campos de Oliveira Santos e o Doutor Luís Alberto Almeida Ferreira, não só pelo acompanhamento científico essencial, mas também pela motivação que sempre souberam transmitir.

Ao Doutor António Lobo, principal responsável, juntamente com os meus supervisores, por muitas das ideias exploradas nesta tese.

Destaco ainda o valioso contributo científico do Professor Faramarz Farahi, da Universidade de North Caroline, USA.

Agradeço também ao meu colega Paulo Caldas pela participação efectiva na realização de grande parte do trabalho laboratorial.

Ao Miguel Ângelo pela sua preciosa ajuda e trabalho realizado na área da electrónica. Ao Filipe pela meticulosa revisão da tese. A todos os meus colegas da Unidade de Optoelectrónica, e em particular à Luísa, por todas as ajudas e apoio prestados.

Agradeço especialmente os contributos essenciais do INESC Porto e da Fundação para a Ciência e a Tecnologia sem cujos apoios este trabalho não teria sido possível, ao INESC pelo acolhimento e disponibilização de material e infra-estruturas, e à Fundação pela bolsa de Mestrado que me foi atribuída.

Sumário

O trabalho realizado nesta Tese enquadra-se na área dos sensores ópticos para medição de correntes eléctricas. Este tipo de sensores é especialmente atractivo para aplicações de medição e protecção em ambientes de alta-tensão.

No primeiro capítulo é apresentada uma breve introdução à área explorada e feito um estudo do estado actual dos sensores ópticos de corrente eléctrica em termos científicos e em termos de implementação no mercado industrial.

No segundo capítulo é descrito todo o trabalho realizado com uma configuração polarimétrica baseada no efeito de Faraday. É explicado o princípio de funcionamento da configuração proposta e apresentado um modelo teórico com o qual podem ser avaliadas algumas das propriedades do sensor. É descrito todo o processo de implementação experimental do sensor no laboratório. São apresentados resultados experimentais que confirmam a validade da configuração estudada.

Descreve-se ainda a construção dum protótipo portátil com o qual foram efectuados vários testes. Foram realizadas demonstrações do funcionamento do sensor na EFACEC. O sensor foi calibrado e testado em ambiente de alta tensão no laboratórios da EDP. Finalmente são apresentados resultados obtidos em testes de campo realizados numa subestação em Vermoim.

Os resultados obtidos permitem confirmar que a configuração estudada é de facto adequada para monitorização de correntes eléctricas em ambientes de alta tensão. Como resultado dos últimos testes foi apresentado o pedido de patenteamento do sensor ao Instituto Nacional da Propriedade Industrial.

No terceiro capítulo é estudada uma inovadora configuração interferométrica em *bulk*, com percurso óptico fechado em torno do condutor, com boas características para aplicação na medição de correntes eléctricas.

São explicados todos os conceitos subjacentes ao princípio do funcionamento do sensor e apresentado o modelo teórico que permitiu avaliar algumas das propriedades da configuração estudada e ajudou a dimensionar a cabeça sensora construída.

É descrito todo o trabalho de implementação experimental no laboratório. Finalmente, são apresentados resultados experimentais que permitem validar o conceito explorado e comprovar a possibilidade de detecção remota.

No quarto capítulo são tecidas algumas considerações acerca do trabalho realizado e apresentadas algumas ideias para trabalho a realizar futuramente.

Summary

All the work in this Thesis is in the framework of optical sensors applied for the measurements of electrical currents in high voltage environments.

In Chapter 1 a brief description of this area of scientific research is provided. State of the art work is presented and some considerations are made about already available commercial products in this area.

In Chapter 2 a polarimetric configuration of a sensor based in the Faraday effect is presented. Some simulation results useful for evaluating sensor performance are described. Experimental results are presented that validate the application of the studied sensor.

A portable prototype of the sensor is built and tested. Several test results are presented. The sensor was calibrated in the laboratories of the national company of electrical energy (EDP). Field tests in a real sub-station are made. Results of measurements in high voltage environment are presented. The sensor was tested both for measuring and protection applications.

All the tests made confirm the sensor suitability for measuring electrical currents in high-voltage environment. A patent of the studied configuration was requested to the National Patent Office.

In Chapter 3 a novel closed loop bulk interferometric configuration for the measurement of electrical current is presented.

Principle of operation is explained and explored with the aid of computer simulations. The proposed configuration is set-up in the laboratory for experimental tests.

Results are presented that validate the new configuration for the remote measurement of electrical current.

Finally in Chapter 4 some considerations are made and some clues for future work presented.

Índice

1	TECNOLOGIA ÓPTICA PARA MEDIÇÃO DE CORRENTE ELÉCTRICA.....	1
1.1	Introdução.....	2
1.2	Transformadores de medida convencionais.....	2
1.3	Sensores ópticos de medida de corrente eléctrica.....	7
1.3.1	Princípio de funcionamento.....	8
1.3.2	Métodos de análise de sinal.....	11
1.3.3	Principais problemas.....	16
1.3.4	Sensores de corrente eléctrica com elemento transdutor em fibra óptica.....	17
1.3.5	Sensores de corrente eléctrica com elemento transdutor em <i>bulk</i>	21
1.3.6	Sensores ópticos baseados na detecção do campo magnético.....	28
1.3.7	Sensores de corrente eléctrica híbridos.....	30
1.4	Sensores ópticos de corrente eléctrica: presente e futuro.....	32
1.4.1	Protótipos comerciais.....	33
1.4.2	Que futuro?.....	35
1.5	Conteúdo da tese.....	36
2	SENSOR MAGNETO-ÓPTICO POLARIMÉTRICO.....	38
2.1	Introdução.....	39
2.2	Princípio de funcionamento.....	39
2.3	Modelização teórica.....	41
2.3.1	Cálculo matricial das expressões do campo eléctrico.....	41
2.3.2	Função de transferência do sensor.....	46
2.3.3	Dependência da sensibilidade com a geometria.....	49
2.3.4	Efeito da birrefringência linear.....	52
2.3.5	Campos magnéticos externos.....	56
2.4	Verificação experimental do princípio de funcionamento.....	60
2.4.1	Montagem laboratorial.....	61
2.4.2	Testes experimentais.....	64
2.5	Protótipo experimental.....	67
2.5.1	Caracterização do sensor.....	70
2.5.2	Testes de baixa tensão na EFACEC.....	78
2.5.3	Ensaio realizados no LABLEC.....	80
2.5.4	Ensaio realizados na subestação de Vermoim.....	88
2.6	Conclusão.....	98

3	SENSOR INTERFEROMÉTRICO DE CORRENTE ELÉCTRICA	100
3.1	Introdução.....	101
3.2	Princípio de funcionamento.....	101
3.3	Modelização teórica	105
3.3.1	Cálculo matricial das expressões do campo eléctrico.....	105
3.3.2	Função de transferência do sensor.....	108
3.3.3	Efeito da birrefringência linear.....	109
3.3.4	Campos magnético externos.....	112
3.4	Verificação experimental do princípio de funcionamento.....	114
3.4.1	Montagem experimental	114
3.4.2	Resultados experimentais	119
3.5	Análise e discussão dos resultados.....	129
3.6	Conclusão.....	132
4	CONSIDERAÇÕES SOBRE O TRABALHO REALIZADO.....	133
4.1	Sensor polarimétrico.....	134
4.1.1	Objectivos alcançados.....	134
4.1.2	Conclusões e perspectivas futuras	135
4.2	Sensor interferométrico.....	135
4.2.1	Objectivos alcançados.....	135
4.2.2	Conclusões e perspectivas futuras	136
	ANEXOS.....	137
I.	Despolarizador em fibra óptica.....	138
II.	Especificações dos componentes ópticos de ambos os sensores	140
III.	Sistema de filtragem e amplificação da unidade de processamento	145
IV.	Registos oscilográficos dos ensaios em alta-tensão.....	147
V.	Circuito de amplificação do sinal S_1 do sensor interferométrico.	150
	REFERÊNCIAS	151

1 TECNOLOGIA ÓPTICA PARA MEDIÇÃO DE CORRENTE ELÉCTRICA

1.1 Introdução

Caso vivesse nos dias de hoje, Arquimedes bem poderia ter dito: “Controlem-me o electrão e eu moverei o mundo”, pois a electricidade é, sem dúvida, uma das alavancas da nossa civilização. Já uma vez alguém disse uma frase bastante ilustrativa sobre o assunto: “No nosso planeta, à medida que vai girando na sua revolução diária, vão aparecendo, no hemisfério em que se faz noite, tantos pontos de luz eléctrica que o seu número supera o das estrelas que, num dia sereno, se vêem no firmamento.”

A produção mundial de energia eléctrica em 1998 foi de aproximadamente $1500 TWh$ ^[1] e as perspectivas de crescimento apontam para um aumento de cerca de 70% até 2020! A gestão de um recurso tão fundamental é muito importante e um dos seus aspectos mais críticos passa pela medição correcta dos parâmetros associados à electricidade: a tensão, a corrente, a frequência, etc., a partir dos quais se determina a quantidade de energia. Esta medição torna-se uma tarefa delicada quando, por razões de poupança de energia, o transporte e distribuição da mesma se fazem a tensões cada vez mais elevadas. É neste contexto que surgem os transformadores de medida de corrente ou tensão eléctrica^[2].

1.2 Transformadores de medida convencionais

Os aparelhos de medida de corrente alternada, voltímetros e amperímetros, contadores, etc., são construídos mais vulgarmente para utilização a baixa tensão. A sua utilização directa na linha de alta tensão seria extremamente perigosa para o utilizador. Os transformadores de medida cumprem a função de manter electricamente separados os circuitos de alta e de baixa tensão, unindo-os por acoplamento magnético. Além disso, permitem reduzir a magnitude da grandeza a medir, tornando possível a utilização de aparelhos de medida comuns, de baixa tensão, com segurança máxima. Caso a grandeza ‘reduzida’ ou transformada seja a corrente ou a tensão, fala-se de um transformador de corrente ou de um transformador de tensão, respectivamente. Baseando-se no princípio da indução electromagnética, estes dispositivos funcionam somente para correntes ou tensões alternadas. Existem ainda outros dispositivos para medição de corrente eléctrica, tais como os sensores por efeito Hall, que têm a vantagem de conseguir medir correntes contínuas mas a grande desvantagem de necessitar de alimentação externa.

Por motivos económicos óbvios, o grau de precisão com que a medição da energia é efectuada é extremamente importante. Pelo enrolamento secundário do transformador deve

fluir uma corrente proporcional, em cada instante, à corrente que circula pelo primário e com uma diferença de fase relativa que deve ser a menor possível. A proporcionalidade é assegurada pela relação de transformação e é dada pela razão entre o número de espiras no enrolamento primário e o número de espiras no enrolamento secundário. Um transformador de tensão com uma relação de transformação de 10 : 1 reduz uma tensão no primário de, por exemplo, 220V para uma tensão no secundário de 22V. Contudo, ao contrário de outros aparelhos de medida, como por exemplo uma balança, em que o grau de precisão é sempre o mesmo, independentemente da grandeza a medir e dentro da mesma gama de medição, no transformador tal não acontece. Num transformador de medida, para a mesma gama de medição, o grau de precisão não é igual para todas as correntes ou tensões que se pretendem determinar. Tal deve-se ao facto de, no fenómeno de transformação, entrarem em jogo a histerese e parâmetros como variações da permeabilidade magnética do ferro e das resistências dos enrolamentos com a temperatura de funcionamento. O grau de precisão de cada medida vai, assim, variar um pouco de acordo com o valor dessa mesma medida.

Tendo em conta esta característica, os transformadores de medida são construídos em várias classes, de acordo com o grau de precisão pretendido. Em cada aparelho, de acordo com a classe a que pertence, o grau de precisão exprime-se pela percentagem de erro com que será indicado o resultado da medida. É necessário ter em conta que esta percentagem variará caso a corrente ou tensão medida se afaste, ainda que pouco, da intensidade ou tensão nominal primária para a qual o transformador foi construído. Para ilustrar este problema podem ser observadas, na Figura 1.1, as curvas simplificadas para as variações do erro máximo na relação de transformação, em função das diferentes intensidades de corrente que circulam nos transformadores de corrente, de acordo com as classes de precisão de um determinado fabricante.

Pode-se observar que, por exemplo, num transformador de corrente de classe 0.5, para uma corrente primária de 100 A a relação de transformação não variará mais de $\pm 0.5\%$, desde que a corrente se mantenha em torno dos 100 A. Todos os transformadores de corrente são construídos de modo a suportarem sobreintensidades de 20% do valor da corrente nominal. De facto, observa-se que, para o mesmo exemplo, caso a corrente atinja os 120 A o erro máximo na relação de transformação não ultrapassará os $\pm 0.5\%$. Contudo, para intensidades de corrente cada vez menores, o erro irá aumentar gradualmente sendo de $\pm 0.75\%$ para 20 A e de $\pm 1\%$ para 10 A.

Este fenómeno impõe que um transformador de medida seja especificamente construído para operar a uma determinada corrente ou tensão nominal primária e dentro de uma determinada classe de precisão. Isto obriga a que se definam, a nível internacional, de

modo a orientar os fabricantes, valores padrão de correntes ou tensões nominais primárias e classes de precisão.

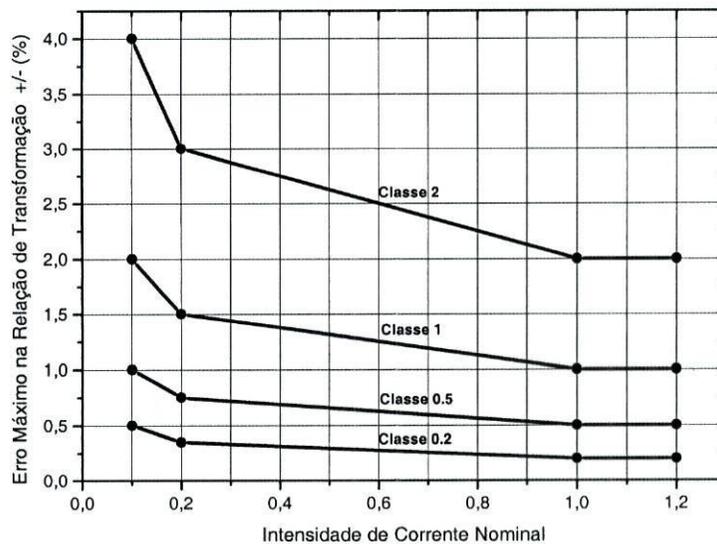


Figura 1.1 – Erros máximos na relação de transformação em função das diferentes intensidades de corrente nominal primária, nos transformadores de corrente, de acordo com a classe de precisão^[2].

Embora a classificação possa variar ligeiramente de acordo com o fabricante, geralmente podem ser identificadas, para transformadores de corrente, as classes de precisão 0.2, 0.5, 1 e 2. Quanto a correntes nominais primárias podem ser encontrados muitos valores discretos dentro de várias gamas de medição. Assim, podem ser encontrados, por exemplo, na gama dos 10 aos 500 A, os valores: 10, 12.5, 15, 20, 30, ..., 100, 125, 150, 200, 250, 300, 400 e 500 A. Salvo indicação contrária, será sempre escolhida uma relação de transformação tal que a corrente no secundário seja de 1 ou 5 A. No caso dos transformadores de tensão, as tensões primárias estão normalizadas em vários países e compreendem os valores: 1, 3, 6, 10, 15, ..., 80, 100, 150, 200 e 300 kV. Também neste caso, deverá sempre ser suportada uma sobretensão de 20% do valor da tensão nominal. Já a tensão secundária pode ter os valores 10, 110 e 150 V. Este tipo de transformadores está usualmente limitado às classes de precisão: 0.5 e 1.0.

O desvio de fase relativo, entre as correntes ou tensões no primário e no secundário, que deve ser o mais próximo possível de 0°, sofre, por razões idênticas, flutuações que variam com a intensidade de corrente medida. Também aqui se definem classes de precisão 0.2, 0.5 e 1 relativas ao erro de leitura da fase.

Tudo isto vai obrigar o utilizador a realizar uma escolha criteriosa do transformador de medida a adquirir para cada caso específico. Obviamente, o preço aumenta rapidamente para melhores classes de precisão e com o aumento da corrente ou tensão nominal primária.

Esta característica levanta ainda outros problemas. Sendo utilizados para uma gama muito limitada da grandeza a medir, quando sujeitos a sobrecargas muito elevadas os transformadores de medida podem facilmente, através da sobreprodução de calor, ser danificados ou destruídos colocando em perigo o utilizador e os dispositivos que deveriam, à partida, proteger. Estes fenómenos podem facilmente ocorrer tanto por sobrecarga da linha, como por curto-circuitos ou descargas eléctricas atmosféricas sobre o sistema. Os dois últimos acontecimentos são especialmente rápidos, intensos e perigosos.

Para combater estes acidentes várias precauções devem ser tomadas. Assim, os circuitos de alta tensão possuem, normalmente, vários dispositivos de protecção tais como, disjuntores, relés e cabos OPGW^a que actuam abrindo o circuito ou fazendo ligação de descarga à terra. Dada a natureza de alta frequência destes fenómenos, conhecidos como transitórios, os mecanismos de protecção necessitam de ser extremamente rápidos. Em muitos casos são utilizados transformadores de banda larga cujo único propósito é detectar a sobrecarga e accionar, em tempo útil, o mecanismo de protecção adequado, evitando a destruição dos transformadores de medida. São normalmente chamados transformadores de disparo ou de protecção.

Todos estes componentes, transformadores de medida, disjuntores, etc., devem possuir por razões de segurança, dada a ordem de grandeza das tensões em jogo, um isolamento relativo à terra extremamente eficaz. Tendo em conta o elevadíssimo número de espiras em cobre necessário para obter as relações de transformação pretendidas e considerando que usualmente o transformador possui um núcleo em ferro, facilmente se conclui que na maioria das situações de alta tensão os transformadores de medida são dispositivos de grandes dimensões e com um peso muito elevado. Não podem, por isso, ser suspensos da linha, isto é, necessitam de uma estrutura de suporte extremamente robusta. Ora, não é só o transformador que deve ser isolado mas toda esta infra-estrutura. Tudo isto traduz-se, em muitos casos, numa estrutura com vários metros de altura e algumas toneladas de peso envolvida em isolamento cerâmico com preenchimento a óleo e papel. Em alguns dispositivos, especialmente comutadores, o isolamento é realizado através de uma atmosfera de SF₆. Além deste isolamento, o próprio transformador deve possuir um bom isolamento

^a OPGW – Optical Ground Wire. Cabo colocado nas linhas de alta-tensão, com ligação à terra, para protecção contra descargas eléctricas atmosféricas. Possui normalmente um cabo de fibras ópticas no seu interior para transmissão de dados.

eléctrico interno entre o núcleo e o secundário. Este isolamento é conseguido com enrolamentos em papel e por imersão em óleo. O óleo possui, muitas vezes, uma dupla função pois deve ser também um bom condutor térmico de modo a permitir o arrefecimento do transformador por troca de calor com o ambiente exterior. Todos estes acessórios implicam inspecção e manutenção periódicas. É conhecido que muitos destes dispositivos após vários anos de serviço explodem subitamente projectando óleo a alta temperatura e papel a várias dezenas de metros de distância. O acondicionamento destes transformadores segue, assim, uma série de normas de modo a garantir a segurança do meio em que se inserem.

A grande dimensão da maioria destes dispositivos de medida complica muito o procedimento de transporte e instalação dos mesmos em circuitos de alta tensão obrigando, na maioria dos casos, á interrupção do funcionamento do circuito. Estas operações são normalmente, pelos meios humanos e logísticos que envolvem, extremamente dispendiosas.

Embora sejam dispositivos surpreendentemente eficientes em termos energéticos, os transformadores consomem energia eléctrica, especialmente em situações de sobre e subcarga. Além de consumirem energia do próprio circuito onde se inserem, dada a bidireccionalidade do circuito electromagnético, estes aparelhos introduzem interferências na linha de alta tensão.

Apesar de todos estes problemas, durante muito tempo, os transformadores de medida convencionais não sofreram, praticamente, alterações tecnológicas significativas, salvo uma ou outra excepção a nível de materiais, e em particular em termos de isolamento eléctrico. Esta inércia na inovação tecnológica tem origem no elevado tempo de vida média atingido por estes aparelhos, associado à estabilidade mecânica e eléctrica que os mesmos conseguem manter ao longo de vários anos sem desvios significativos das suas características. Destas capacidades provém o elevado nível de confiança que a industria deposita na sua utilização.

Apesar do excelente comportamento, os transformadores de medida convencionais exigem na sua utilização uma série de requisitos inerentes às suas características, que foram acima mencionados, que os tornam pouco atractivos. Além disso, pela sua constituição, especialmente dos isolamentos, está-lhes associada uma incompatibilidade com as exigências crescentes de reciclagem e compatibilidade ambiental.

A conjugação destes factores tecnológicos e económicos tem vindo a acelerar, especialmente nos últimos anos, o esforço das empresas que operam neste domínio para introduzir novos sistemas e processos de controlo e medida de redes de potência.

A tecnologia que se encontra, neste momento, mais desenvolvida e que apresenta maior probabilidade de vir a ser adoptada é a que se baseia em sistemas ópticos e optoelectrónicos.

1.3 Sensores ópticos de medida de corrente eléctrica

Já desde a década de 70 que se investiga a possibilidade de recorrer a fenómenos ópticos para medição de correntes e tensões em linhas de alta tensão^[3]. Apesar de, já nos anos 80, aparecerem algumas soluções e sistemas experimentais^[4], só na última década é que começaram a ser divulgadas aplicações deste tipo de sensores no terreno, em subestações e linhas de transporte e distribuição de energia^[5, 6]. O investimento justifica-se pelo facto dos sensores ópticos possuírem características intrínsecas extremamente atractivas para utilização em ambientes hostis do ponto de vista electromagnético. De facto, comparativamente aos sensores convencionais, os sensores ópticos apresentam algumas vantagens significativas, sendo as mais importantes, nesta área de aplicação, as a seguir mencionadas^[7]:

- devido às suas características dieléctricas possuem um isolamento eléctrico intrínseco;
- são electricamente passivos, o que os torna imunes a interferências electromagnéticas;
- possuem uma maior largura de banda e uma gama dinâmica mais alargada;
- possibilitam medição *AC* e *DC* ;
- ao contrário dos transformadores de medida convencionais, não apresentam efeitos de saturação;
- são compatíveis com a tecnologia de sistemas de comunicação por fibra óptica, possibilitando a detecção remota, multiplexagem e transmissão de dados a longas distâncias;
- são, regra geral, muito mais pequenos, leves, simples e baratos.

Por todas estas razões e dada a apetência por novas soluções, a área dos sensores ópticos de corrente eléctrica está, hoje em dia, substancialmente desenvolvida^[8]. Actualmente, a grande diversidade de sensores ópticos de corrente eléctrica existente pode ser organizada em quatro grandes grupos:

1. Sensores ópticos totalmente em fibra. Nestes casos o elemento sensor é a própria fibra óptica que pode ser 'enrolada' em torno do condutor um número arbitrário de vezes consoante a sensibilidade desejada.
2. Sensores ópticos em *bulk*^b. O elemento sensor é constituído por prismas de vidro, com alta constante de Verdet, que usualmente formam um circuito fechado em torno do condutor.

^b A designação *bulk* pretende identificar os sistemas implementados com componentes ópticos convencionais, por oposição aos, relativamente novos, sistemas em fibra e sistemas integrados.

3. Sensores que usam mecanismos sensíveis ao campo magnético (efeito de Faraday em filmes ferromagnéticos, magnetorestrição, etc.). Nestes casos é medido o campo magnético na vizinhança do condutor. Em alguns casos é utilizado um concentrador magnético para aumentar a sensibilidade.
4. Sensores híbridos. Neste tipo de sensores o transformador de corrente convencional funciona como primeiro transdutor em torno do condutor, sendo o sensor óptico utilizado no secundário como mecanismo de transdução final.

Na Figura 1.2 pode ser observado um exemplo representativo de cada um destes grupos de sensores.

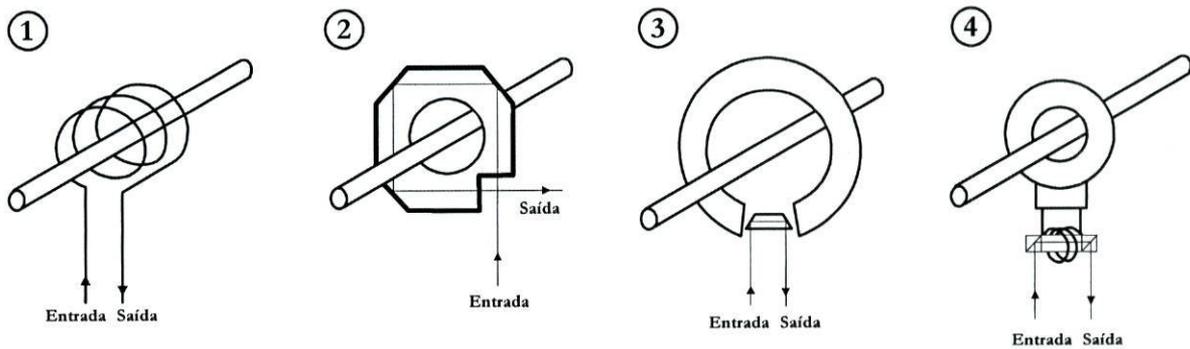


Figura 1.2 – Representação dos grupos em que podem ser organizados os vários tipos de sensores ópticos de corrente eléctrica existentes.

Cada um destes tipos de sensores tem vantagens e desvantagens que serão posteriormente mencionadas.

1.3.1 Princípio de funcionamento

Embora haja excepções, uma considerável maioria dos sensores ópticos de corrente eléctrica existentes baseiam o seu princípio de funcionamento no efeito magneto-óptico ou efeito de Faraday^[9].

Apesar da novidade destas tecnologias, as descobertas dos fenómenos físicos que as sustentam são relativamente antigas. Foi em 1875 que Michael Faraday descreveu pela primeira vez o efeito que actualmente tem o seu nome ou efeito magneto-óptico. Faraday observou que quando luz linearmente polarizada se propagava num pedaço de vidro, o seu plano de vibração rodava sob a acção de um campo magnético aplicado segundo a direcção de propagação da radiação. Este fenómeno tem origem na interacção entre o campo magnético \vec{H} e os electrões em movimento sob influência do campo eléctrico \vec{E} da radiação óptica incidente.

Do ponto de vista clássico, para materiais não magnéticos, o fenómeno pode ser explicado da seguinte maneira: quando radiação monocromática, circularmente polarizada, se propaga através de um meio material, os electrões, elasticamente ligados aos núcleos, tendem a mover-se em círculo, devido à influência do campo eléctrico rotativo. Quando um campo magnético é aplicado segundo uma direcção perpendicular ao plano dessa 'órbita' surge uma força radial F_M aplicada sobre o electrão. Essa força radial pode ou não ser dirigida para o centro da órbita dependendo do sentido de rotação da radiação e do sentido do campo magnético. A força radial resultante, força magnética mais força elástica de restituição, vai ter dois valores distintos (dependendo do sentido de F_M) originando, para um dado campo magnético, dois momentos dipolares distintos. Em consequência, radiações com polarização circular direita e polarização circular esquerda vão experimentar, para um mesmo campo magnético, índices de refração diferentes. A presença do campo magnético induz, no meio de propagação, uma birrefringência circular. Isto implica que luz com polarização circular esquerda se propague com velocidade diferente de luz com polarização circular direita. Para um estado de polarização genérico, que pode ser descrito como a combinação de dois modos circulares ortogonais (esquerdo e direito), isto traduz-se na introdução de um desfasamento proporcional ao campo magnético entre as duas componentes. No caso particular de luz linearmente polarizada, o desfasamento entre os dois modos circulares traduz-se numa rotação do plano de vibração do campo eléctrico.

Este fenómeno é muito semelhante à actividade óptica no modo com afecta a polarização. Existe, no entanto, uma diferença fundamental. Enquanto a actividade óptica é um efeito recíproco, isto é, o sentido de rotação muda de acordo com o sentido de propagação, o efeito de Faraday é não-recíproco, ou seja, só depende do sentido do campo magnético e não do sentido de propagação da radiação^c. Assim, para um mesmo campo magnético, se num meio magneto-óptico ocorrer uma reflexão que inverta o sentido de propagação da radiação, a rotação da polarização vai acumular-se. Esta propriedade revela-se fundamental em muitas configurações de sensores baseados neste princípio. É também esta a base de funcionamento dos isoladores ópticos.

O ângulo de rotação do plano de vibração do campo eléctrico θ_t , é proporcional ao campo magnético \vec{H} , ao comprimento de interacção L , e à constante de Verdet do meio V . Estas grandezas estão relacionadas de acordo com a seguinte equação:

^c Esta afirmação é válida para um referencial independente da radiação. No seu referencial próprio, se o plano de vibração do campo eléctrico rodar para a esquerda quando a radiação se propaga num sentido, rodará para a direita ao propagar-se no sentido inverso. Num referencial externo, no entanto, o sentido de rotação do plano de vibração do vector campo eléctrico é sempre o mesmo.

$$\theta_t = \int_L V \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (1.1)$$

Esta expressão torna evidente que só as linhas de força do campo magnético segundo a direcção de propagação, ou seja, a componente do campo magnético perpendicular à 'órbita' dos electrões, contribui de forma efectiva para rodar a polarização. Caso o percurso óptico não seja fechado, a modulação óptica será proporcional apenas ao campo magnético ao longo do percurso percorrido, independentemente da sua origem. Para que a modulação óptica seja univocamente proporcional a uma corrente, o percurso óptico da radiação deve, de acordo com a lei de Ampère, ser fechado em torno do condutor pelo qual circula essa corrente. Quando o caminho óptico forma um percurso fechado a equação (1.1) torna-se:

$$\theta_t = \oint V \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (1.2)$$

É combinando esta relação com a lei de Ampère que se torna possível converter a informação sobre um campo magnético, ou a corrente que o origina, numa modulação proporcional dum sinal óptico. Na situação em que a radiação descreve um percurso fechado de N voltas em torno de um condutor (plano de rotação perpendicular ao eixo do condutor) a rotação θ_t será dada idealmente por:

$$\theta_t = \mu V N I \quad (1.3)$$

em que I é a corrente que atravessa o condutor e μ a permeabilidade magnética do meio.

O parâmetro fundamental desta relação é a constante de Verdet, pois é o factor de proporcionalidade que determina a sensibilidade do material ao campo magnético. Esta constante está relacionada com os parâmetros do meio pela seguinte expressão^[10]:

$$V \approx -\frac{\pi\gamma}{\lambda n} \quad (1.4)$$

em que γ é uma constante do material chamada coeficiente de magnetogiração, λ é o comprimento de onda da radiação e n o índice de refração do meio. Como se observa, a constante de Verdet apresenta uma dependência inversa com o comprimento de onda. Além disso, através dos outros parâmetros, exhibe também uma dependência com a temperatura^[11, 12]. O grau desta dependência depende do tipo de material em questão e pode limitar seriamente o desempenho de um sensor. O efeito de Faraday observa-se em todo o tipo de materiais, isto é, em materiais diamagnéticos, paramagnéticos e ferromagnéticos^[12, 13]. Para materiais diamagnéticos onde a constante de Verdet tem valores relativamente modestos a sua dependência com a temperatura é reduzida. Nos materiais paramagnéticos os valores da constante de Verdet são bastante mais elevados mas o mesmo acontece com a sua dependência com a temperatura. As constantes de Verdet mais elevadas obtêm-se em materiais ferromagnéticos. Nestes materiais, a dependência com a temperatura varia com a

composição e com o comprimento de onda. De referir que estes materiais apresentam fenómenos de saturação que são, por regra, indesejáveis.

Existe, assim, um compromisso claro entre sensibilidade, comprimento de onda de funcionamento e estabilidade com a temperatura que deve ser tomado em conta no dimensionamento de qualquer sistema baseado neste fenómeno. Na tabela 1.1 podem ser observados, a título de exemplo, os valores de V para alguns dos materiais mais utilizados em sensores ópticos de corrente eléctrica.

A maioria dos materiais apresenta uma constante de Verdet positiva. Nestes casos, o sentido de rotação da polarização é levogiro quando a radiação se propaga no sentido positivo do campo magnético e dextrogiro quando segue em sentido contrário. Para constantes de Verdet negativas passa-se exactamente o inverso.

$\lambda = 633 \text{ nm}$	Material	Constante de Verdet $^{\circ}/(\text{cm} \cdot T)$
Diamagnéticos	Vidro Flint	5.28
	BK-7	2.3
	SF-57	11.5
	SiO ₂	2.1
	BSO	67
Paramagnéticos	ZnSe	18.3
Ferromagnéticos	Ga:YIG	1800

Tabela 1.1 – Valores da constante de Verdet para alguns dos materiais mais usados em sensores ópticos de corrente eléctrica.

Mesmo para constantes de Verdet elevadas, o efeito provocado pelo campo magnético na polarização é, na maioria dos casos, significativamente pequeno (décimas de grau por kA). Felizmente, alguns métodos utilizados em tecnologia de sensores ópticos permitem analisar com precisão alterações mínimas nas propriedades da radiação.

1.3.2 Métodos de análise de sinal

Uma vez transformada a informação do campo magnético numa modulação do estado de polarização da radiação óptica é necessário extrair essa mesma informação. Como os fotodetectores existentes são sensíveis unicamente à potência óptica incidente, para obter um

sinal com informação útil, são necessários métodos que permitam traduzir uma variação do estado de polarização numa variação de potência óptica.

Excluindo qualquer processamento adicional podem-se considerar dois métodos de análise fundamentais: análise polarimétrica e análise interferométrica do sinal^[8, 14].

Detecção polarimétrica

O esquema básico de detecção que permite determinar o ângulo de rotação θ_t do plano de vibração do campo eléctrico da radiação óptica está representado na Figura 1.3.

O polarizador linear à entrada permite definir o estado inicial de polarização da radiação. A presença dum analisador à saída, tipicamente fazendo um ângulo $\alpha = 45^\circ$ com o polarizador de entrada, vai transformar a rotação da polarização, provocada pelo campo magnético, numa variação de intensidade do sinal óptico detectado. Este sinal é definido, para um sistema sem perdas, por:

$$P = \frac{P_0}{2} (1 + \text{sen } 2\theta_t) \quad (1.5)$$

De acordo com a lei de Malus^[9], para o caso particular^d de $\alpha = 45^\circ$, a potência detectada P , quando não existe nenhuma rotação da polarização, entre o polarizador e o analisador, é de apenas metade da potência de entrada P_0 . No entanto, é nesta situação que a sensibilidade a variações do azimute é máxima e linear (para pequenas variações θ em que $\text{sen } 2\theta \approx 2\theta$).

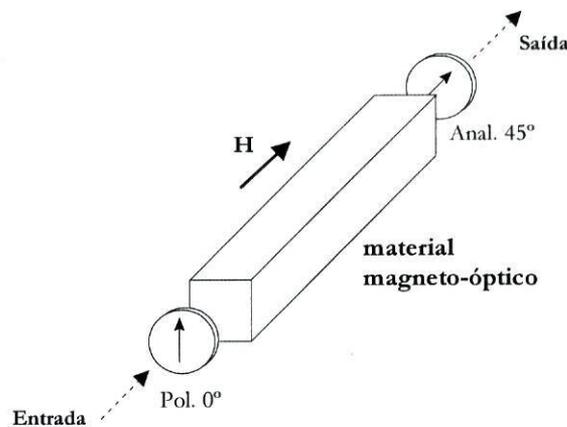


Figura 1.3 – Esquema básico de detecção polarimétrica utilizado em sensores ópticos de corrente eléctrica.

^d No caso geral, em que os eixos do polarizador e do analisador fazem um ângulo α entre si, a potência óptica de saída é dada por: $P = \frac{1}{2} P_0 [1 + \cos(2\alpha)]$. No caso particular em que $\alpha = 45^\circ + \theta_t$, a potência será $P = \frac{1}{2} P_0 \left\{ 1 + \cos \left[2 \left(\frac{\pi}{4} + \theta_t \right) \right] \right\}$. A simplificação desta expressão origina a expressão (1.5).

Este método é extremamente simples e fácil de implementar. No entanto, o sinal de saída apresenta uma dependência com a potência óptica P_0 , sendo por isso susceptível a flutuações da mesma. Este problema pode ser resolvido dividindo a componente AC ($P_{AC} = (P_0/2)\text{sen}2\theta_i$), pela componente DC ($P_{DC} = P_0/2$), obtendo-se um sinal independente de P_0 :

$$\frac{P_{AC}}{P_{DC}} = \text{sen}2\theta_i \quad (1.6)$$

Esta técnica tem o inconveniente de permitir apenas medições AC , isto é, qualquer variação DC na corrente será indistinguível duma flutuação de P_0 .

Uma variante de implementação de detecção polarimétrica mais elaborada está representada na Figura 1.4. Neste exemplo o sistema foi implementado em fibra óptica mas o princípio também é válido para sistemas em *bulk*.

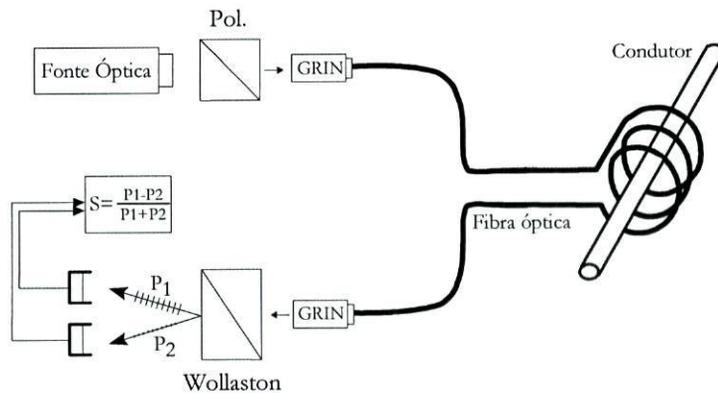


Figura 1.4 – Detecção polarimétrica implementando o processamento de dupla quadratura.

Esta técnica, normalmente denominada detecção de dupla quadratura, consiste em dividir o sinal de saída em duas componentes ortogonais. Tipicamente isso é conseguido colocando dois polarizadores à saída fazendo ângulos de $\pm 45^\circ$ com o polarizador de entrada, ou através dum prisma de Wollaston cuidadosamente alinhado ou ainda recorrendo a um divisor de feixe dependente da polarização PBS^c . O importante é obter à saída dois sinais em oposição de fase dados por:

$$\begin{cases} P_1 = \frac{P_0}{2}(1 + \text{sen}2\theta_i) \\ P_2 = \frac{P_0}{2}(1 - \text{sen}2\theta_i) \end{cases} \quad (1.7)$$

^cPBS - Polarizing Beam Splitter. É um divisor de potência que separa a radiação baseando-se na sua polarização. Cada uma das componentes ortogonais de polarização é enviada numa direcção diferente (normalmente direcções perpendiculares).

Estes dois sinais, detectados separadamente e depois processados electronicamente dão origem a uma saída da forma:

$$S = \frac{P_1 - P_2}{P_1 + P_2} = \text{sen } 2\theta_t \quad (1.8)$$

O resultado, assim obtido, é idêntico ao do processamento *AC/DC* em termos de sensibilidade. Mas este esquema, apesar de mais complexo, apresenta uma melhor rejeição ao ruído chamado de ‘modo comum’, ou seja, ruído que afecta os dois sinais da mesma maneira é eliminado.

Estes são os dois métodos básicos de análise polarimétrica, devendo, no entanto, ser mencionado que não têm em conta vários problemas como a birrefringência linear, dependência da sensibilidade com a temperatura, etc. Outros métodos com processamentos mais complexos, necessários para resolver esses problemas, serão discutidos posteriormente.

Deteção interferométrica

O que, em termos de polarização linear, é observado como uma rotação do plano de vibração do campo eléctrico pode, em termos de polarização circular, ser analisado como um desfasamento entre dois modos circulares ortogonais. O problema será então traduzir não uma rotação de polarização mas uma diferença de fase numa modulação de potência óptica. Tal só é possível através de métodos interferométricos^[15].

A configuração interferométrica mais popular para sensores de corrente eléctrica, representada na Figura 1.5, baseia-se no interferómetro de Sagnac^[16].

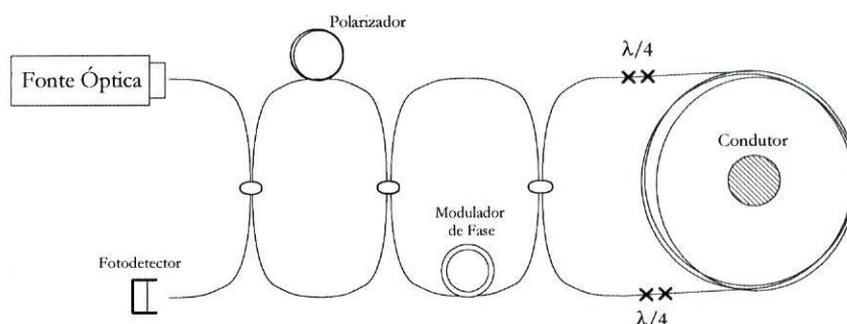


Figura 1.5 – Esquema de análise interferométrica implementado em fibra óptica (configuração de Sagnac).

Este tipo de interferómetros, muito utilizado em giroscópios, é sensível apenas a efeitos não-recíprocos. O efeito de Faraday, satisfazendo esta propriedade, vai introduzir entre as duas ondas contrapropagantes uma diferença de fase proporcional à corrente que passa no condutor. Para que tal aconteça, é necessário que as duas ondas possuam a mesma polarização

circular^f. É esse o papel das lâminas de atraso ($\lambda/4$), isto é, convertem a polarização linear à entrada do interferómetro em polarização circular dentro do anel e novamente em polarização linear à saída. A informação contida na fase relativa destes dois sinais pode posteriormente ser analisada por métodos bem conhecidos em interferometria como processamento heterodino, pseudo-heterodino^[15], etc.

Além da configuração de Sagnac é também possível uma configuração em reflexão^[17], sendo que neste caso as duas ondas têm o mesmo sentido de propagação e as suas polarizações são sempre ortogonais. Entre a fonte óptica e a lâmina de atraso as ondas propagam-se nos eixos de fibra altamente birrefringente (*PMF*^g); após a passagem pela lâmina de atraso as duas polarizações lineares ortogonais são transformadas em polarizações circulares ortogonais, sendo que após a reflexão ocorre o processo inverso. A imunidade a efeitos recíprocos é, neste caso, garantida precisamente pela reflexão. Após a reflexão cada uma das componentes de polarização vai percorrer o percurso anteriormente efectuado pela componente ortogonal. No final, ambas as componentes percorreram o mesmo percurso óptico total, compensando desta forma todos os efeitos recíprocos mas mantendo um desfasamento proporcional à corrente medida.

A principal vantagem destes métodos é precisamente um certo grau de imunidade a grande parte das perturbações recíprocas que afectam o sinal, ao ruído induzido por vibrações, à birrefringência linear residual, às variações de temperatura, etc. Potencialmente esta característica permite obter resoluções de medição superiores às conseguidas com outros métodos, o que é uma vantagem significativa dada a pequena dimensão dos efeitos observados. Além disso, o facto de este tipo de interferómetros estar intrinsecamente balanceado torna-o atractivo para uso com fontes de baixa coerência.

A variação da sensibilidade com a temperatura continua, apesar de tudo, a ser um problema que tem de ser minimizado com outras técnicas. Além disso, a maioria dos métodos de análise da fase implicam modulação do sinal óptico o que, embora permita evitar ruído electrónico de baixa frequência, pode limitar bastante a largura de banda do sistema. Ao trabalhar com interferómetros é necessário ter em conta que qualquer flutuação no comprimento de onda de emissão da fonte óptica se vai traduzir em ruído de fase que pode limitar seriamente o mínimo sinal detectável^[15]. Outro parâmetro crucial é o de orientação e desfasamento introduzidos pela lâmina de atraso $\lambda/4$, já que pequenos desvios relativamente à

^f Note-se que, embora no referencial próprio cada onda tenha, por exemplo, polarização circular direita, como se propagam em sentidos opostos quando as duas ondas se cruzam os correspondentes vectores campo eléctrico rodam em sentidos opostos.

^g PMF – Polarization maintaining fiber.

situação óptima podem implicar perdas de sensibilidade significativas^[18]. Apesar de tudo, a tecnologia interferométrica está bastante avançada e várias soluções têm surgido que permitem minimizar a maioria destes problemas.

1.3.3 Principais problemas

Apesar de todas as vantagens, os sensores ópticos de corrente eléctrica sofrem também de vários problemas que limitam, muitas vezes seriamente, o seu potencial desempenho^[19]. Um esforço considerável tem sido desenvolvido com o intuito de ultrapassar estas dificuldades existindo actualmente um grande número de soluções razoáveis.

A precisão com que uma corrente pode ser medida com os sensores ópticos estudados depende da precisão com que é medida a rotação de polarização ou a diferença de fase introduzida pela corrente e o grau de confiança do modelo que relaciona estes parâmetros. Para além dos problemas mais convencionais relacionados com ruído electrónico, ruído da fonte óptica, etc., este tipo de sensores tem um conjunto específico de problemas relacionados com o princípio em que se baseiam. Um dos principais problemas, que afecta principalmente os sensores baseados integralmente em fibra óptica, é a birrefringência linear induzida^[20-22]. Este fenómeno traduz-se em diferentes velocidades de propagação para dois modos de polarização linear ortogonais. Radiação linearmente polarizada propagando-se num meio com este atributo vai transformar-se, devido ao desfasamento introduzido entre as duas componentes, em radiação elipticamente polarizada. Isto, por sua vez, acarreta uma diminuição de sensibilidade pois o sinal de saída, dado em condições ideais pela equação (1.6) ou (1.8), obedece na prática às seguintes condições:

$$S = \text{sen}(2\theta L) \quad \text{se } \beta \ll 2\theta \quad (1.9)$$

$$S = 2\theta \frac{\text{sen}(\beta L)}{\beta} \quad \text{se } \beta \gg 2\theta \quad (1.10)$$

em que β é a birrefringência linear, normalmente medida em rad/m , e θ a rotação de Faraday por unidade de comprimento, também em rad/m . Além de diminuir, a sensibilidade vai variar com a temperatura, pois a birrefringência linear induzida depende deste parâmetro. Este problema afecta principalmente os sensores em fibra óptica porque, mesmo que a fibra possua uma birrefringência linear intrínseca muito reduzida, qualquer curvatura, tensão mecânica ou mesmo gradiente térmico vai induzir este tipo de birrefringência. Embora este problema também possa afectar sensores *bulk*, é possível minimizá-lo utilizando vidros com birrefringência linear intrínseca muito baixa associada com coeficientes foto-elásticos reduzidos^[13]. A própria dimensão dos elementos sensores *bulk* torna-os mais estáveis em termos mecânicos e termodinâmicos. Pelas mesmas razões, os sensores em fibra são muito

mais susceptíveis a ruído ambiental como vibrações mecânicas e variações de pressão^[23], fenómenos que também vão induzir birrefringência linear na fibra.

A temperatura é, na maioria das situações, um parâmetro fundamental de qualquer sistema. Assim, além de fazer variar qualquer birrefringência linear existente, faz variar a constante de Verdet o que introduz ainda mais ambiguidades no sinal. Este é um problema que afecta tanto os sensores em fibra como os sensores *bulk*. Já foi referido que este efeito é tanto maior quanto maior for o valor da constante de Verdet. Para cumprir as exigências de precisão, que como foi visto são impostas nesta área de aplicação, é muitas vezes necessário compensar as variações induzidas pela temperatura^[24]. Normalmente é possível saber qual a dependência da constante de Verdet de um determinado material em função da temperatura, o que torna possível compensar este efeito recorrendo a processamento electrónico do sinal. Esta solução é obviamente mais eficaz em sensores *bulk* onde as variações de temperatura são mais lentas e uniformes. Além de variar com a temperatura, a constante de Verdet depende também do comprimento de onda^[25]. Em certas situações pode ser necessário estabilizar o comprimento de onda de emissão da fonte óptica para evitar os problemas já mencionados.

Pelo que foi dito até agora, facilmente se conclui que qualquer fenómeno que afecte a polarização entre o momento em que o estado inicial de polarização é definido até ao momento em que é analisado, vai comprometer o desempenho do sensor. No caso particular dos sensores em *bulk*, cujo percurso óptico é fechado em torno do condutor, surge mais uma fonte de perturbação. Para que a radiação rodeie o condutor é necessário a ocorrência de reflexões internas. Excepto em alguns casos particulares, luz linearmente polarizada transforma-se, após uma reflexão interna, em luz elipticamente polarizada^[22, 26]. Isto ocorre porque é introduzida uma diferença de fase entre as duas componentes lineares ortogonais. Algumas das soluções existentes passam precisamente pela exploração dos casos particulares da reflexão, nomeadamente recorrendo à reflexão no ângulo crítico. Esta e outras soluções serão descritas na secção dedicada a este tipo de sensores.

1.3.4 Sensores de corrente eléctrica com elemento transdutor em fibra óptica

Nos sensores em que a própria fibra óptica é o elemento transdutor, é extremamente prático implementar uma configuração em que é medido o integral do campo magnético em torno do condutor, simplesmente enrolando a fibra em torno do mesmo. Tal dispositivo permite obter imunidade a campos magnéticos gerados por fontes externas. Além disso, é possível regular a sensibilidade à corrente variando o número de voltas da fibra em torno do condutor. Estas características tornam este tipo de sensores extremamente atractivos e, de facto, era deste tipo o primeiro sensor óptico de corrente eléctrica demonstrado em ambiente

industrial em 1979^[9]. Infelizmente, as primeiras tentativas de utilizar a fibra óptica convencional como meio magneto-óptico não foram muito bem sucedidas devido a problemas de estabilidade provocados pela birrefringência linear induzida. Em situações mais desfavoráveis, este fenómeno pode ocultar completamente a pequena modulação de Faraday. As vantagens mencionadas, contudo, são suficientemente importantes para justificar um forte investimento na busca de novas soluções para este tipo de sensores. Os melhoramentos sucessivos no processo de fabricação da fibra óptica permitem a sua produção com birrefringência linear intrínseca muito reduzida. No entanto, o problema é que o coeficiente foto-elástico da fibra convencional de sílica é muito elevado tornando-a extremamente susceptível à birrefringência linear induzida por tensão mecânica (que pode ter origem na curvatura da fibra, em micro-curvaturas induzidas por vibrações e em gradientes térmicos).

Uma das técnicas mais utilizadas para reduzir a birrefringência induzida por curvatura é o tratamento térmico do enrolamento de fibra logo após o seu fabrico^[12, 27]. Um aquecimento e arrefecimento lento e controlado permitem um relaxamento das tensões induzidas no enrolamento. A fibra é usualmente colocada num invólucro protector de plástico de modo a facilitar o seu manuseamento e a servir de protecção. Uma das desvantagens é que a fibra fica bastante fragilizada após o tratamento térmico, quer porque é necessário retirar o revestimento protector quer pela exposição às elevadas temperaturas. Além disso, embora no laboratório sensores construídos com este tipo de fibra tenham uma dependência com a temperatura reduzida, limitada à dependência térmica da constante de Verdet da sílica, em aplicações práticas o acondicionamento da fibra numa estrutura de suporte vai reintroduzir birrefringência. Assim, será sempre necessário implementar outros mecanismos de compensação.

Recentemente foi desenvolvido um vidro especial ('Flint Glass')^h, especialmente concebido para utilização em sensores de corrente eléctrica. O vidro Flint^[28, 29] para operação a 850 nm^i tem uma constante foto-elástica setecentas e oitenta vezes inferior à da sílica fundida, e uma constante de Verdet seis vezes mais elevada. Estas propriedades, aliadas a uma birrefringência linear intrínseca muito reduzida (0.035 rad/m), permitem obter resultados muito interessantes. Na Figura 1.6 pode ser observado um sensor com a configuração polarimétrica básica que foi implementado usando a fibra Flint somente no anel que constitui a cabeça sensora. A luz duma fonte de baixa coerência (SLD^j a 840 nm) é conduzida até à

^h Fibra óptica fabricada com este vidro foi produzida por um consórcio entre a Tokio Electric Power Co. e a HOYA Corporation.

ⁱ Existe vidro Flint optimizado para operação a 850 nm e para operação a 1550 nm .

^j SLD – Super Luminescent Diode.

cabeça sensora por fibra *PMF* onde é polarizada linearmente. O sinal é modulado no anel sensor e depois de passar por um analisador é dividido em dois, sendo posteriormente conduzido por fibra multimodo até uma unidade de detecção onde sofre um processamento combinado de análise *AC/DC* com dupla quadratura. Apesar das características favoráveis da fibra, para otimizar os resultados foi necessário fixar cuidadosamente a fibra Flint num aro metálico de modo a evitar vibrações e torções da mesma pois, mesmo não havendo birrefringência significativa, a simples torção do eixo da fibra provoca a rotação do plano de polarização. Foi implementado e testado um protótipo com esta configuração, tendo sido obtidos resultados que satisfazem a norma japonesa JEC1201-1PS de precisão padrão^[30]. O sensor implementado demonstrou um grau elevado de imunidade a vibrações e a dependência com a temperatura, limitada à variação térmica da constante de Verdet, provocou variações de apenas $+0.01\%/^{\circ}\text{C}$ num intervalo de temperatura entre os -20°C e os $+80^{\circ}\text{C}$. Foi ainda desenvolvida, pelo mesmo grupo de investigação, uma configuração em reflexão^[31, 32]. Colocando um espelho numa das extremidades da fibra, para além de duplicar a sensibilidade, é conseguida uma maior imunidade a vibrações e torções sem ser necessário grande cuidado na fixação da fibra.

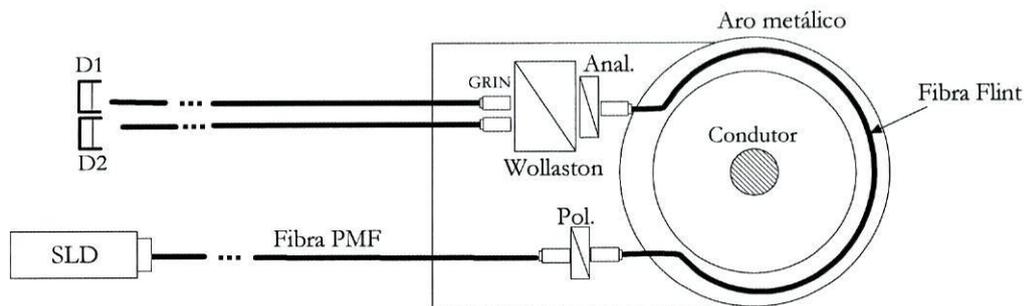


Figura 1.6 – Configuração típica dum sensor óptico de corrente eléctrica com elemento transdutor em fibra óptica.

Outra técnica para suprimir o efeito da birrefringência linear consiste em introduzir na fibra uma birrefringência circular elevada que será adicionada à birrefringência circular de Faraday, colocando o sistema na situação dada pela equação (1.9). Isto pode ser conseguido torcendo a fibra de forma controlada^[33]. Este procedimento é delicado e o efeito conseguido é moderado sendo necessário introduzir uma torção elevada na fibra para conseguir o resultado pretendido. Isto levanta problemas pois há o risco de ruptura^k e é necessário utilizar enrolamentos com diâmetros elevados ($> 20\text{ cm}$). Além disso, a birrefringência circular induzida tem uma dependência térmica significativa comprometendo a estabilidade do sensor. Outro processo equivalente consiste em utilizar fibra com birrefringência elíptica elevada

^k Para uma fibra padrão com $125\ \mu\text{m}$ de diâmetro o valor crítico é de $30 - 40\ \text{voltas} / \text{m}$.

(SEB)¹³⁴). Este efeito é conseguido rodando uma preforma com alta birrefringência linear durante o processo de estiramento da fibra. Controlando a velocidade de rotação durante o processo de fabrico é possível conseguir fibra com modos de polarização quasi-circulares com uma sensibilidade ao efeito de Faraday semelhante à da fibra normal mas com uma imunidade quase total a qualquer birrefringência adicional introduzida por curvatura ou vibrações. A grande desvantagem é que a birrefringência elíptica da fibra é fortemente dependente da temperatura. Mesmo assim, recorrendo a esquemas de compensação da temperatura já foi demonstrada uma dependência de apenas $+0.05\%/^{\circ}C$ para um intervalo de temperatura de $20^{\circ}C - 70^{\circ}C$.

Embora grandes avanços tenham sido conseguidos através do desenvolvimento de novas fibras, estas soluções são dispendiosas ou de implementação delicada, e não resolvem todos os problemas. Assim, existe também uma grande variedade de configurações e esquemas de processamento para minimizar os efeitos ambientais e da birrefringência linear.

De entre os sistemas mais eficazes destacam-se aqueles com configuração recíproca, quer polarimétricos quer interferométricos. Nos esquemas polarimétricos existem configurações simples desde um anel de fibra com um espelho numa das extremidades (normal ou com um elemento de rotação de Faraday³⁵), até esquemas mais complexos com configurações de fibra em ponte, com feixes contrapropagantes provenientes de duas fontes ópticas, funcionando alternadamente e com dois detectores. A este último tipo de esquemas mais complexos está normalmente associado um processamento de sinal mais elaborado. Numa destas configurações³⁶ foi conseguida uma redução por um factor de dez da dependência da birrefringência circular com a temperatura. Foi também conseguida imunidade aos efeitos da birrefringência linear e reduzidos os efeitos da temperatura e das vibrações. Este esquema consegue ser completamente independente da potência óptica da fonte e das perdas ao longo da fibra. A grande estabilidade alcançada permite a medição de correntes *DC*.

Os esquemas interferométricos, nomeadamente de Sagnac¹⁶ ou em reflexão¹⁷, são também muito utilizados em sensores em fibra devido às suas propriedades de imunidade intrínseca a efeitos recíprocos. Além disso, a resolução interferométrica é potencialmente mais elevada. Também neste campo várias alternativas têm surgido, pois apesar das suas vantagens estas configurações ainda apresentam problemas, como a dependência da constante de Verdet com a temperatura³⁷. O problema mais específico está relacionado com as lâminas de atraso $\lambda/4$, pois a diferença de fase introduzida por estes dispositivos entre as duas componentes ortogonais de polarização depende da temperatura e do comprimento de onda da radiação¹⁸.

¹ SEB - Spun Elliptically Birefringent fiber.

Obviamente, este é um parâmetro crucial pois, ao mínimo desvio da lâmina, luz que devia ser circularmente polarizada torna-se elipticamente polarizada, o que tem consequências directas na sensibilidade do sensor. Assim, paralelamente ao desenvolvimento de novas configurações surge um investimento no estudo teórico da evolução da polarização ao longo do sensor^[38]. Com base nesses estudos vários esquemas de processamento têm surgido melhorando substancialmente o desempenho dos sensores.

É precisamente essa a origem da maioria dos esquemas de compensação da temperatura^[24]. Com base em estudos efectuados é possível usar certas combinações da orientação do polarizador e do analisador para anular o efeito da temperatura na constante de Verdet e na lâmina de atraso. É também possível determinar um factor de calibração que permite aplicar uma versão modificada de processamento *AC / DC* com um resultado imune à temperatura. Nestes casos é necessário calibrar os elementos sensores individualmente. Uma análise completa do estado de polarização medindo os seus azimute e elipticidade permite distinguir os efeitos da temperatura do efeito induzido pela corrente. O esquema necessário para efectuar estas medições é, contudo, bastante complexo.

A própria birrefringência linear pode ser separada da rotação de Faraday implementando um esquema de processamento que envolve a multiplexagem temporal de dois estados de polarização à entrada (um linear e outro circular). Com os dois sinais assim obtidos é possível calcular directamente a rotação induzida pela corrente.

Em suma, pode afirmar-se que existe hoje em dia um grande número de técnicas desenvolvidas para ultrapassar as limitações impostas pelos problemas descritos. Essas técnicas incluem desde o processo de fabricação da própria fibra, passando por configurações recíprocas até esquemas de processamento altamente sofisticados.

1.3.5 Sensores de corrente eléctrica com elemento transdutor em *bulk*

Em face dos problemas encontrados na implementação de sensores de corrente eléctrica totalmente em fibra óptica, desde cedo que foram procuradas alternativas mais simples. Os dispositivos baseados em elementos sensores *bulk* rapidamente se impuseram constituindo hoje em dia uma tecnologia mais desenvolvida e com maior implementação industrial.

Estes sensores, construídos em simples blocos de vidro com uma constante de Verdet elevada, são normalmente pequenos, leves e robustos, não sofrendo de problemas associados à birrefringência linear induzida. De facto, dadas as suas dimensões e os baixos coeficientes foto-elásticos, é possível conseguir vidros com birrefringência linear intrínseca desprezável. O principal problema destes sensores relaciona-se com a necessidade de ocorrerem reflexões

para que a radiação circule em torno do condutor. Em qualquer reflexão interna que ocorra num ângulo superior ao ângulo crítico é introduzida uma diferença de fase entre as duas componentes ortogonais de polarização. Num sensor polarimétrico ou interferométrico isto constitui uma fonte de ruído incontornável^[22]. Este problema foi observado em sistemas de forma quadrada e triangular. Os sensores assim construídos apresentavam diminuição da sensibilidade o que dificultava a medição com a precisão pretendida. Embora a construção destes dispositivos seja muito simples o problema da reflexão limita frequentemente a sua utilidade.

De entre as possíveis soluções destacam-se os sistemas onde a reflexão ocorre no ângulo crítico^[39] e a dupla reflexão^[40, 41]. Foi ainda proposto um esquema onde através de revestimentos especiais é possível minimizar o efeito sobre o estado de polarização após a reflexão^[42]. O esquema de dupla reflexão representado na Figura 1.7 foi proposto por Tadachi *et al.* e constitui uma patente desde 1986^[43].

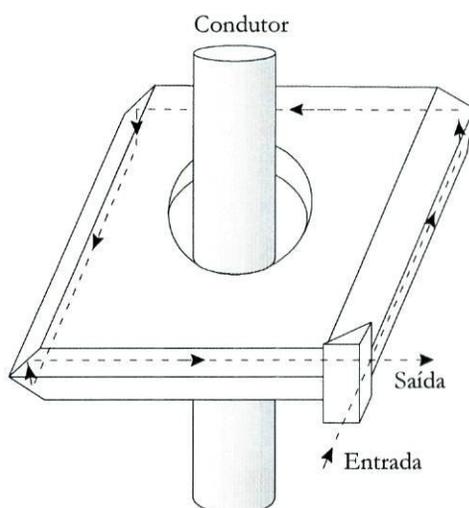


Figura 1.7 – Configuração *bulk* com dupla reflexão.

Esta solução baseia-se na ocorrência de duas reflexões sucessivas em cada canto, sendo que a diferença de fase introduzida na primeira reflexão é compensada na segunda reflexão que tem um efeito complementar. A compensação ocorre porque a disposição relativa das duas superfícies reflectoras faz com que, por exemplo, a componente de \vec{E} paralela ao plano de incidência na primeira reflexão seja perpendicular ao plano de incidência na segunda reflexão. Deste modo, após as duas reflexões com o mesmo ângulo de incidência às duas componentes do campo eléctrico será adicionado o mesmo termo de fase, permanecendo nula a fase relativa entre elas.

Embora esta configuração resolva o problema da reflexão cria no entanto outros problemas importantes, todos eles originados pela propagação nos cantos entre reflexões. Nos cantos, a radiação propaga-se numa direcção perpendicular à direcção de propagação no resto

do sensor e, além disso, durante esse percurso o seu estado de polarização é elíptico. Por isso, qualquer componente do campo magnético segundo essa direcção vai afectar o sinal duma forma não linear. Isto significa que o sensor não é completamente imune a campos magnéticos externos. Além disso, se a cabeça sensora não estiver perpendicular ao condutor onde é colocada, como está representado na Figura 1.7, vai existir uma componente do próprio campo magnético que se pretende medir que é paralela à direcção de propagação da radiação nos cantos, e que também vai introduzir desfasamentos indesejáveis entre as duas componentes de polarização^[22, 26]. Para minimizar este problema foi proposto o isolamento magnético dos cantos^[44], mas a solução encontrada além de complexa não é muito eficaz.

O cálculo matricial de Jones^[45], associado a uma escolha adequada de eixos de referência^m, permite acompanhar de forma simples a evolução da polarização ao longo do sensor e prever o comportamento em cada situação. Conhecendo o vector campo eléctrico \vec{E}_{in} à entrada do sistema é possível, com este método, prever o campo eléctrico à saída. No caso do sensor quadrado com dupla reflexão o campo é dado por:

$$\vec{E}_{out} = P[\alpha] F_4 R_s F_3' R_p F_3 R_s F_2' R_p F_2 R_s F_1' R_p F_1 \vec{E}_{in} \quad (1.11)$$

As matrizes dos vários elementos ópticos, definidas de acordo com a notação matricial de Jones, são descritas seguidamente. A matriz $P[\alpha]$ descreve um polarizador linear orientado a um ângulo α com a posição horizontal e é dada por:

$$P[\alpha] = \begin{pmatrix} \cos^2(\alpha) & \sin(\alpha)\cos(\alpha) \\ \sin(\alpha)\cos(\alpha) & \sin^2(\alpha) \end{pmatrix} \quad (1.12)$$

As matrizes R_s e R_p correspondem às duas reflexões sucessivas que ocorrem nos cantos da cabeça sensora:

$$R_s = \begin{pmatrix} \delta_x & 0 \\ 0 & \delta_y \end{pmatrix}, R_p = \begin{pmatrix} \delta_y & 0 \\ 0 & \delta_x \end{pmatrix} \quad (1.13)$$

em que δ_x e δ_y são os coeficientes de reflexão de Fresnelⁿ das componentes ortogonais do campo eléctrico. As matrizes F_i correspondem à propagação em cada braço sensor e as matrizes F_i' à propagação nos cantos, entre reflexões. Estas matrizes descrevem as

^m Normalmente, associa-se ao formalismo de Jones um sistema de referência cartesiano, com o eixo das abcissas perpendicular ao plano de incidência definido pelos eixos $z - y$, considera-se que a radiação se propaga sempre em direcção ao observador e que o azimute do vector campo eléctrico se mede a partir do eixo x e no sentido contrário ao dos ponteiros do relógio.

ⁿ Para uma reflexão que ocorre num meio com índice de refração n imerso num meio de índice n_0 ($n > n_0$) os coeficientes δ_x e δ_y são dados por: $\delta_x = \frac{1 + i\alpha}{1 - i\alpha}$ e $\delta_y = \frac{n_0^2 + in^2\alpha}{n_0^2 - in^2\alpha}$ em que $\alpha = \frac{(n^2 \sin^2 \psi - n_0^2)^{1/2}}{n \cos \psi}$ sendo ψ o ângulo de incidência. Neste caso particular $\psi = 45^\circ$ e $n_0 \approx 1$.

propriedades de birrefringência circular (rotação de Faraday) e linear do meio óptico e são definidas como^[46]:

$$F_i = \begin{pmatrix} A_i & -B_i \\ B_i & A_i^* \end{pmatrix} \text{ com } (i = 1, 2, 3, 4) \quad (1.14)$$

em que, para o caso particular em que a direcção característica de birrefringência linear está alinhada com a polarização de entrada, os elementos da matriz se definem:

$$\begin{aligned} A_i &= \cos\left(\frac{L\rho}{2}\right) + i \operatorname{sen}\left(\frac{L\rho}{2}\right)\frac{\beta}{\rho}, \\ B_i &= \operatorname{sen}\left(\frac{L\rho}{2}\right)\frac{2\theta}{\rho} \end{aligned} \quad (1.15)$$

onde L é o comprimento de interacção percorrido pela radiação, β a birrefringência linear e θ a rotação de Faraday por unidade de comprimento. O parâmetro ρ engloba a birrefringência linear e circular do meio e é dado por:

$$\rho = \sqrt{\beta^2 + 4\theta^2} \quad (1.16)$$

No caso particular em que a birrefringência linear é desprezável ($\beta \approx 0$) a matriz F_i reduz-se a uma simples matriz de rotação:

$$F_i = \begin{pmatrix} \cos \theta_t & -\operatorname{sen} \theta_t \\ \operatorname{sen} \theta_t & \cos \theta_t \end{pmatrix} \quad (1.17)$$

Em que θ_t é a rotação de Faraday acumulada ao longo de todo o percurso óptico. Na ausência de campos externos, e estando o sensor perpendicular ao condutor, a rotação de Faraday nos cantos é nula pelo que as matrizes F_i' se reduzem à matriz identidade. Nestas condições, verifica-se que o estado de polarização se mantém inalterado após as duas reflexões:

$$\vec{E}_{reflectido} = \begin{pmatrix} \delta_x & 0 \\ 0 & \delta_y \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta_x & 0 \\ 0 & \delta_y \end{pmatrix} \vec{E}_{inicial} = \delta_x \delta_y \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \vec{E}_{inicial} \quad (1.18)$$

O produto $\delta_x \delta_y$ traduz-se somente num termo de fase adicionado às duas componentes do campo eléctrico. Na prática, o percurso entre reflexões é reduzido ao mínimo para que as condições sejam o mais próximo possível das ideais. Apesar dos problemas que apresenta, vários sistemas com esta configuração foram apresentados e testados em situações reais obtendo-se resultados bastante satisfatórios e comparáveis com os dos transformadores convencionais.

Considerando o problema do isolamento a campos externos, de extrema importância em situações reais e em sistemas trifásicos onde a proximidade dos outros condutores é estrutural, a solução do ângulo crítico é mais eficaz. Quando a reflexão total interna ocorre exactamente no ângulo crítico, os coeficientes de Fresnel δ_x e δ_y são iguais à unidade. Nesta situação, a matriz referente à reflexão, dada pela equação (1.13), corresponde à matriz

identidade e o percurso óptico satisfaz efectivamente a lei de Ampère. Para uma configuração triangular^[39], como a da Figura 1.8, o campo à saída do sensor é dado por:

$$\vec{E}_{out} = P[\alpha]F[\theta_3]R_2F[\theta_2]R_1F[\theta_1]\vec{E}_{in} \quad (1.19)$$

Em que as matrizes R_1 e R_2 , definindo as reflexões no ângulo crítico, correspondem à matriz identidade. Deste modo, é garantida a estabilidade do factor de proporcionalidade entre o sinal obtido e a corrente que passa no condutor e que depende somente da geometria e da constante de Verdet. Usando esta configuração combinada com o método de análise em dupla quadratura foi medida uma corrente de 3000 A com uma sensibilidade de $2.3 \times 10^{-5} \text{ rad/A}$ e resolução de $20 \text{ mA}/\sqrt{\text{Hz}}$ numa gama de frequências de DC até 10 kHz^[47].

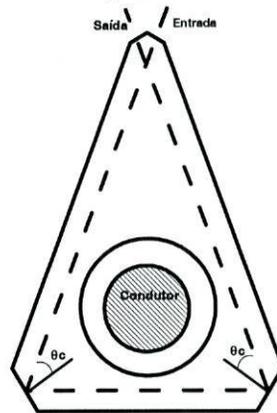


Figura 1.8 – Configuração em *bulk* de forma triangular baseada na reflexão total interna no ângulo crítico^[47].

Esta configuração é muito mais simples que a do sensor quadrado e garante uma imunidade efectiva a campos magnéticos externos. No entanto, para que assim seja, é necessário polir as superfícies de reflexão interna com uma tolerância angular inferior a $\pm 0.01^\circ$, de modo a garantir que os dois ângulos de incidência sejam exactamente iguais ao ângulo crítico. O mínimo desvio traduz-se em ambiguidades do factor de escala do sensor. Esta propriedade implica que o desempenho do sensor dependa da estabilidade do comprimento de onda da radiação e do índice de refração do meio externo, parâmetros que influenciam a condição de ângulo crítico.

Foi testada a possibilidade de isolar os cantos onde ocorrem as reflexões com recipientes de gás inerte, garantindo assim a imunidade do índice de refração externo à humidade e à temperatura. Esta solução funciona mas torna o sensor bastante mais caro devido à complexidade acrescida^[48].

Recentemente, foi proposta uma alternativa aos dois métodos até agora descritos. Consiste num prisma poligonal com revestimentos nas superfícies reflectoras que, obedecendo a determinadas condições, garantem a isotropia do percurso óptico^[49]. Com esta técnica consegue-se um percurso fechado e isotrópico, condição essencial para a medição unívoca de

correntes eléctricas. De facto, os sensores assim construídos demonstraram uma grande imunidade a campos magnéticos externos mesmo sem qualquer isolamento magnético. Embora tenha sido demonstrado no laboratório, não se conhecem ainda sistemas deste tipo testados em condições reais.

Ao contrário dos sensores em fibra, nesta categoria de sensores normalmente a radiação só circula uma vez em torno do condutor. Embora a constante de Verdet dos materiais utilizados seja elevada relativamente à das fibras, esta limitação implica sensibilidades relativamente baixas. Para ultrapassar este problema várias configurações *bulk* alternativas foram propostas. Numa delas a cabeça sensora consiste num prisma em forma de anel com superfícies curvas polidas^[50]. Um pequeno prisma colocado na superfície do anel permite injectar luz que, para determinados ângulos de entrada, circula cinco vezes em torno do condutor sofrendo sempre reflexões no ângulo crítico. Além da vantagem de aumentar a sensibilidade por um factor de cinco, o percurso óptico é efectivamente fechado o que resolve o problema da interferência magnética externa. Existem também configurações quadradas, baseadas no princípio das reflexões complementares em que a radiação circula em torno do condutor várias vezes^[51, 52]. Neste tipo de configurações, como o percurso óptico é muito maior, a birrefringência linear acumulada pode causar problemas na linearidade do sensor. Além disso, o número de voltas em torno do condutor está limitado por problemas de alinhamento, potência óptica disponível e pela própria dimensão da cabeça sensora.

Uma desvantagem comum a muitas configurações em *bulk* é que, na sua maioria, para que sejam instalados na linha condutora é necessário interromper o circuito. Para contornar este problema foi sugerida uma configuração triangular, idêntica à anterior, mas com a particularidade de ser constituída por dois elementos de vidro simétricos, permitindo a sua colocação em torno do condutor sem interromper o circuito^[53]. Existem também soluções idênticas com configurações em quadrado. Uma delas constitui inclusive o protótipo de um produto comercial testado em situações reais. Este sensor, baseado nas reflexões complementares, é bastante semelhante ao da Figura 1.7, com a excepção de estar dividido em duas partes simétricas, possuindo cada uma delas dois prismas magneto-ópticos dispostos em ângulo recto^[54]. Cada uma dessas partes possui um espelho numa das extremidades pelo que o percurso total da radiação é equivalente a duas circulações em torno do condutor, duplicando a sensibilidade. Outra configuração semelhante baseia-se num quadrado completo, cortado a meio e com um espelho numa extremidade^[55]. Também neste caso o percurso óptico equivale a duas voltas em torno do condutor pelo que a sensibilidade vem multiplicada por um factor de dois. Este sensor é construído num material diamagnético ($BSO: Bi_{12}SiO_{20}$) que possui uma constante de Verdet elevada e uma fraca dependência da mesma na temperatura. Este material

também possui um elevado grau de actividade óptica. Assim, a birrefringência circular total (actividade óptica mais rotação de Faraday) é bastante superior á birrefringência linear. Nestas condições, e devido á presença do espelho que permite anular o efeito recíproco da actividade óptica, é possível aproximar o sinal de saída à equação (1.9); isto é, consegue-se obter um sinal independente da birrefringência linear e da actividade óptica.

A maioria dos sensores é dimensionada para a medição de uma única corrente eléctrica. A pensar em aplicações em sistemas de alta tensão trifásicos foi proposto um sensor capaz de medir simultaneamente duas correntes eléctricas baseado num sistema com duas cabeças quadradas, com reflexões a 45° , e recorrendo a um sistema de desmodulação pseudo-heterodino^[56]. Duas correntes independentes foram medidas com este sistema com uma resolução de $1.2 A/\sqrt{Hz}$. Os autores prevêem ainda a possibilidade de aumentar o número de cabeças sensoras permitindo a medição de várias correntes simultaneamente.

Tal como nos sensores em fibra, nos sensores *bulk* existe também uma dependência da constante de Verdet na temperatura. Essa dependência é especialmente agravada quando são utilizados materiais com constantes de Verdet mais elevadas. O comportamento de V com a temperatura é normalmente bem conhecido. Assim, se a temperatura for determinada vários esquemas de compensação são possíveis^[24]. É possível compensar electronicamente a variação da constante de Verdet recorrendo a uma ‘tabela’ digital. Naturalmente, este esquema requer a medição simultânea da temperatura. É também possível variar o estado de polarização à entrada do sensor de modo a compensar as variações de V de forma passiva^[57]. Isto foi demonstrado colocando, antes do elemento sensor, uma lâmina de atraso com uma dependência natural na temperatura apropriada. Uma análise AC/DC do sinal, combinada com uma teoria rigorosa, permite implementar um esquema de processamento modificado originando o sinal^[58]:

$$S = \frac{I_{AC}}{1 + kI_{DC}} \quad (1.20)$$

em que k é um factor de correcção que pode ser introduzido através da orientação do polarizador de entrada relativamente ao meio de Faraday.

Geralmente a radiação é conduzida até ao sensor por fibra óptica que preserva a polarização (PMF), passando para a cabeça sensora por meio de lentes colimadoras. Após completar o seu percurso em torno do condutor volta a ser acoplada à mesma ou a uma segunda fibra óptica para ser conduzida à unidade de processamento. Toda esta estrutura é afectada por vibrações mecânicas. Facilmente se observam flutuações do estado de polarização e do nível de potência óptica. Também neste campo se procuram soluções cada vez mais eficientes visando alcançar resoluções cada vez maiores. Num desses esquemas

recorre-se à divisão do sinal na saída da cabeça sensora em duas componentes; uma delas passa por um analisador enquanto a outra não. Assim, a primeira contém a informação sobre a corrente a medir, enquanto que a segunda permite referenciar as várias flutuações ao longo do sistema^[47, 59]. O processamento combinado destes dois sinais resulta num outro praticamente imune a essas flutuações. Embora se recorra muitas vezes a configurações recíprocas, o ruído ambiental nem sempre é exclusivamente recíproco. Nesse sentido, foi implementado um esquema de compensação que além de possuir uma configuração intrinsecamente imune a efeitos recíprocos (feixes contrapropagantes), possui um esquema de acoplamento e detecção que combinado com processamento *AC/DC* consegue compensar igualmente efeitos não recíprocos induzidos por vibrações^[60].

A constante busca de novas configurações e esquemas de compensação neste campo específico dos sensores ópticos de corrente eléctrica, aliada às vantagens relativas deste tipo de configurações em relação aos sensores em fibra, tornaram os sensores *bulk* no sector tecnológico mais desenvolvido e majoritário em termos de implementação de protótipos industriais.

1.3.6 Sensores ópticos baseados na detecção do campo magnético

Nas configurações descritas na classe de sensores em *bulk* a radiação, de uma forma ou de outra, circula em torno do condutor. Já foi dito que isto é essencial quando se pretende medir univocamente uma corrente num local onde há vários condutores. Para certas situações específicas, como em aplicações de protecção em que se pretende apenas detectar uma sobreintensidade e não o seu valor, ou quando se pretende medir efectivamente o campo magnético independentemente da sua origem, existem configurações mais simples. Quando uma configuração fechada é substituída por um só prisma de material magneto-óptico ou outro dispositivo sensível ao campo magnético, temos outra categoria de dispositivos. Na ausência de campos externos uma calibração adequada permite inferir efectivamente a corrente através do campo magnético na proximidade dum condutor. Um só prisma, colocado junto do condutor ou fonte de campo magnético, disposto com um polarizador e analisador como na Figura 1.3, é a configuração mais simples^[61]. É exactamente na simplicidade e baixo preço que reside o seu maior atractivo. Em alguns casos o material sensível ao campo magnético pode ser colocado numa abertura dum concentrador magnético que rodeia o condutor de modo a aumentar a sua sensibilidade^[62, 63].

Obviamente, os problemas mencionados também são válidos para estas configurações. Assim, para obter um melhor desempenho em função da temperatura, existe uma configuração em reflexão com um cristal em *BSO*. A actividade óptica deste material

combinada com a reciprocidade da configuração permite obter uma maior estabilidade em temperatura e imunidade a vibrações^[64].

É nesta categoria de sensores que são mais utilizados materiais ferromagnéticos como o *YIG* ($Y_3Fe_5O_{12}$) tanto na forma cristalina como em forma de filme fino^[8, 62, 65, 66]. Com dopagens com *Bi* conseguem-se coeficientes de rotação de Faraday da ordem de $2200^\circ/cm$ para $\lambda = 1.5 \mu m$ com variações com a temperatura inferiores a $\pm 2.5\%$. Usando *Gd* o coeficiente em temperatura pode ser reduzido para $\pm 0.5\%$. Quando o crescimento do cristal se faz de forma epitaxial é possível obter um controlo muito maior sobre vários parâmetros, tais como, sensibilidade, estabilidade com a temperatura e perdas no acoplamento óptico ao sensor. Além disso, dada a reduzida dimensão do elemento sensor a largura de banda é substancialmente aumentada. Esta sintonização das propriedades é normalmente conseguida por dopagem com terras raras. Embora limitados pela saturação magnética dos filmes, este tipo de sensores consegue desempenhos muito favoráveis em certas aplicações específicas como a protecção. Este género de configurações é especialmente usado no Japão onde as exigências de precisão são mais reduzidas.

Existem outros fenómenos que podem ser aproveitados para medição de campos magnéticos, nomeadamente a magnetorestrição^[67]. Quando um material magnetorestritivo está sujeito à influência de um campo magnético as suas dimensões são moduladas pelas variações do campo. Se uma fibra óptica estiver de algum modo ligada a esse material também as suas dimensões serão moduladas pelo campo magnético. Colocando essa fibra num dos braços de um interferómetro de Mach-Zehnder a fase do mesmo vai variar de acordo com a expressão:

$$\phi = \frac{2\pi n \xi}{\lambda} L \eta e(H) \quad (1.21)$$

em que λ é o comprimento de onda da radiação, n o índice de refração da fibra óptica, L o comprimento de fibra que sofre a tensão dependente do campo dada por $e(H)$, η o coeficiente de eficiência que relaciona a tensão no material magnetorestritivo com a tensão na fibra e ξ é um parâmetro de correcção foto-elástico que depende do material da fibra.

O parâmetro η depende fortemente da maneira como a fibra está ligada ao material magnetorestritivo. A fibra pode ser enrolada em torno do material, pode ser colada a uma peça de material ou pode ser revestida por filmes de material magnetorestritivo.

Um dos maiores problemas deste tipo de sensores reside no facto da presença do próprio sensor poder modificar o campo a medir. Além disso, também não existe qualquer imunidade a campos gerados por outras fontes. O elemento magnetorestritivo é electricamente condutor o que elimina a principal vantagem dos sensores ópticos. As características da magnetorestrição limitam a utilização destes sensores à medição de correntes

relativamente baixas e numa gama de frequências muito limitada (baixa frequência). Apesar de tudo foram experimentadas configurações interferométricas, usando fibra enrolada em torno de um cilindro, em que foi conseguida uma resolução de $20 pT / \sqrt{Hz}$. Este e outros dispositivos polarimétricos/interferométricos podem assim ser úteis na detecção de campos magnéticos ou correntes eléctricas muito pequenas.

1.3.7 Sensores de corrente eléctrica híbridos

Quando se combina um transformador convencional que faz a transdução da corrente da linha para uma corrente mais pequena ou para uma tensão, com um sensor óptico que, após uma segunda transdução, transporta a informação sobre o mensurando na forma de radiação através duma fibra óptica para uma unidade de detecção remota, obtém-se um sensor de corrente híbrido^[8]. Este tipo de dispositivos combina as propriedades de isolamento dos sensores ópticos com a fiabilidade da tecnologia já estabelecida dos sensores convencionais. A grande vantagem é precisamente uma redução substancial na necessidade de isolamento de sistemas já existentes diminuindo os seus custos. O elemento essencial desta combinação é o conversor electro-óptico que converte a modulação da corrente eléctrica que se pretende medir numa modulação dum sinal óptico. É a parte da modulação óptica que distingue as diferentes soluções existentes.

Colocando uma resistência de alta potência nos terminais do secundário dum transformador de corrente obtém-se um sinal em tensão proporcional à corrente que passa na linha. Esse sinal de tensão pode ser utilizado para deformar um cilindro piezoeléctrico no qual está enrolada uma fibra óptica. Se essa fibra fizer parte do braço de um interferómetro de Mach-Zehnder obtém-se uma modulação na fase da radiação proporcional à corrente a medir^[68]. Um esquema assim construído recorrendo a processamento pseudo-heterodino para desmodulação da fase conseguiu uma resolução superior a $0.1 A / \sqrt{Hz}$ num intervalo de correntes de 1 – 140 A para uma gama de frequências de 30 a $10^4 Hz$. Outra configuração semelhante utiliza uma rede de difracção em fibra óptica (rede de Bragg) colada no cilindro piezoeléctrico^[69]. A deformação do cilindro origina uma variação do comprimento de onda reflectido pela rede de Bragg. Esta informação por sua vez pode posteriormente ser analisada remotamente de forma interferométrica. Uma configuração deste tipo tem a vantagem de codificar a informação da corrente num parâmetro intrínseco como é o comprimento de onda e, por isso, imune às flutuações da potência óptica ao longo do sistema. O facto de o interferómetro de análise poder ser colocado remotamente num ambiente controlado é também muito vantajoso pois os interferómetros em fibra são muito susceptíveis a ruído ambiental. Existem também configurações em que o sinal óptico é modulado em

intensidade^[70]. Neste caso é colocado em paralelo com a resistência de carga um *LED* ° de alta potência cuja intensidade de emissão depende directamente da corrente no primário. A resistência deve ser dimensionada para que a corrente a passar no *LED* esteja sempre dentro do intervalo entre 1 e 500 mA de modo a garantir a linearidade do dispositivo. Além disso, como a tensão de ruptura em polarização inversa é de apenas 30V, é necessário colocar uma ponte rectificadora entre a resistência e o *LED* que tem de ser protegido contra transitórios. Como a potência de emissão depende da temperatura, para realizar medições com precisão razoável é necessário algum esquema de compensação da mesma. Independentemente destas desvantagens este é um sistema barato e de fácil implementação que pode ser usado para medidas de baixa precisão. Uma maneira de ultrapassar a dependência na temperatura é converter a informação da corrente num sinal modulado em frequência^[70]. Isto pode ser efectuado usando um conversor tensão/frequência. O sinal cuja frequência é proporcional à corrente pode posteriormente ser aplicado a um *LED* convertendo-se num sinal óptico. Como a informação está contida na frequência do sinal a medição é independente da potência óptica e da temperatura. O sinal óptico pode ser detectado remotamente numa unidade de processamento onde sofre a transformação inversa frequência/tensão. Com este sistema melhoram-se substancialmente os resultados mas com o custo de uma complexidade acrescida. Um dos problemas deste sistema é a necessidade de alimentação eléctrica da cabeça sensora o que obriga à utilização de baterias ou de um segundo TC para obter energia da própria linha. Existe ainda a hipótese de alimentar o circuito através da conversão de um sinal óptico, enviado por uma fibra, em energia eléctrica.

Foi ainda descrito um sistema que utiliza um dispositivo de cristais líquidos para modular o comprimento de onda da radiação de uma fonte de luz branca. O comprimento de onda transmitido depende da corrente a medir^[71]. Este sistema tem as vantagens de ser independente da potência óptica, ser de fácil implementação e proporcionar baixo custo. A sua dependência com a temperatura continua, no entanto, a ser um problema que limita a precisão das medições.

Apesar de alguns problemas, existem várias alternativas dentro deste grupo de sensores. A vantagem da compatibilidade destes dispositivos com a tecnologia convencional é um factor muito importante motivando a procura de novas soluções. Este tipo de sensores pode ter um papel importante na aceitação da tecnologia óptica pois representam um estado intermédio entre a tecnologia convencional e a nova tecnologia.

° LED – Light Emitting Diode.

1.4 Sensores ópticos de corrente eléctrica: presente e futuro

A longa lista de sensores enumerados permite avaliar um elevado grau de desenvolvimento da tecnologia óptica para medição de correntes eléctricas. Foram identificados e descritos quatro grandes grupos, cada qual com as suas vantagens e desvantagens.

Foi identificado o principal problema dos sensores com elemento transdutor em fibra óptica: a birrefringência linear induzida. Várias configurações e esquemas de processamento têm surgido para minimizar este problema e apesar de já haver alguns sensores deste tipo anunciados como produtos comerciais é necessário continuar a busca por soluções mais eficazes, simples e baratas para conseguir um produto competitivo. A grande versatilidade no controlo da sensibilidade e desenho da cabeça sensora aliada a um potencial baixo custo poderão tornar esta alternativa bastante competitiva quando atingir um estágio de maior maturação.

É na área dos sensores *bulk* que existe o maior número de protótipos comerciais. Estes sensores, ultrapassada a dificuldade das reflexões nos cantos, o que permite a sua implementação de acordo com a lei de Ampère, constituem uma solução vantajosa na área da medição de correntes elevadas a alta tensão. Sendo em geral mais compactos e robustos, apesar de mais dispendiosos, em algumas configurações apresentam ainda a grande vantagem de poderem ser colocados e retirados da linha sem ser necessário interromper o circuito.

As configurações onde é usado um concentrador magnético com um dispositivo sensível ao campo magnético numa abertura, não satisfazendo a lei de Ampère, não serão muito indicados para medição de correntes com muita precisão. Mas continuam a ser soluções atractivas pelas suas simplicidade e baixo preço para aplicações de protecção ou de baixa exigência de resolução. No Japão, onde essas exigências são mais reduzidas, este tipo de sensores já é comercializado.

Os sensores baseados no efeito magnetorestritivo, não se enquadrando muito bem no ambiente de alta tensão, constituem, no entanto, dispositivos extremamente sensíveis que podem ser usados em outras aplicações para medição de correntes muito reduzidas.

Os sensores híbridos têm a grande vantagem de poder ser aplicados sobre sensores convencionais que já se encontram em serviço permitindo aligeirar significativamente as exigências de isolamento, com benefícios económicos e ambientais significativos. Pelas suas características poderão constituir um passo intermédio na transição da tecnologia convencional para a tecnologia óptica.

Verifica-se, assim, que cada grupo apresenta um conjunto de vantagens e desvantagens específicas. Pode-se especular prevendo que cada um encontrará o seu lugar no mercado em diferentes áreas de aplicação.

1.4.1 Protótipos comerciais

Presentemente existem várias configurações de sensores ópticos de corrente eléctrica na forma de protótipo comercial com testes efectuados e provas dadas em situações reais^[5, 6]. A comprovação de que é esta a tecnologia que irá constituir a nova geração de sensores de corrente reside no facto de serem as companhias líderes mundiais na área do transporte e abastecimento de energia eléctrica, como a Siemens, a ABB e a Hitachi, as responsáveis pela grande maioria destes protótipos.

A empresa ABB produz um sensor óptico de corrente eléctrica^[72] designado *MOCT*^p. Este sensor é já um produto disponível para comercialização. O dispositivo em causa é um sensor de Faraday com análise polarimétrica e tem uma configuração *bulk* em forma quadrada recorrendo ao princípio da dupla reflexão. Estando disponível para operação a tensões entre os 72 e os 800 kV, as suas especificações incluem uma gama dinâmica que vai dos 5 aos 2000 A, existindo versões disponíveis para outras gamas de medição. A sua resolução é superior à especificada pela classe 0.2 da norma IEC 185. Todos os sistemas são testados para um intervalo de temperaturas entre os -30 e +80 °C estando sempre assegurada uma precisão abaixo dos 0.3%. Para aplicações de protecção é garantida uma boa reprodução da forma de onda para correntes até aos 100 kA. Presentemente estão instaladas cerca de 300 unidades, na sua maioria nos Estados Unidos da América, funcionando em muitos casos como sistemas de teste, em paralelo com os convencionais.

Outra empresa que apresenta os seus produtos como estando disponíveis para comercialização é a divisão de transmissão e distribuição da Alstom^[73]. Esta empresa Francesa possui já três dos seus dispositivos ópticos em funcionamento nos Estados Unidos da América e outros em testes na EdF (Electricité de France) e na KEMA da Holanda, (esta última empresa é uma das pioneiras na área dos sensores ópticos de corrente eléctrica^[4]). O sensor em causa baseia-se numa configuração *bulk* com circuito óptico fechado em torno do condutor. De momento só estão disponíveis sensores para aplicações de medição da classe 0.2, para correntes nominais dos 40 aos 4000 A para operação a tensões da linha dos 100 aos 800 kV. Estão também a ser testadas versões para aplicações de protecção.

^p MOCT – Magneto-Optic Current Transducer

A Siemens apresentou recentemente na feira Hanover-2000 o seu *SIFOCS*[¶], um sensor óptico de corrente eléctrica baseado numa configuração totalmente em fibra óptica^[74]. Actualmente está a ser usado apenas em aplicações de protecção mas apresenta uma precisão de classe 0.5. Para aplicações de medida, este sensor ainda não é, segundo a Siemens, economicamente viável. A empresa continua, contudo, a trabalhar no aperfeiçoamento deste e doutros sensores ópticos.

A empresa Japonesa NGK afirma ter já vendido e instalado mais de 100 unidades do seu sensor óptico^[62]. Neste caso, trata-se duma configuração em que é combinado um cristal *BSO* com um concentrador magnético. Não satisfazendo a lei de Ampère, a resolução destes dispositivos é limitada. O mercado Japonês, no entanto, é um caso particular em que os requisitos de precisão são relativamente baixos. Os dispositivos instalados são aplicados para fins de protecção e apresentam uma precisão de 1%. Apesar de tudo, as próprias empresas Japonesas reconhecem nesta área de sensores um mercado de nível mundial. Assim, a NGK apresentou já uma versão melhorada do seu sensor com uma classe de precisão 0.3 que se encontra em testes nos Estados Unidos da América. A também Japonesa Hitachi é uma das líderes mundiais no ramo da investigação de sensores ópticos de corrente eléctrica, sendo proprietária de várias patentes de configurações em *bulk*^[43].

Um acontecimento que demonstra bem o nível de desenvolvimento desta tecnologia é o aparecimento recente duma nova empresa, a NxtPHASE, criada unicamente com o objectivo de, a curto prazo, desenvolver e comercializar transformadores ópticos de medida^[75]. O sensor desta empresa, o *NXCT*[†], encontra-se actualmente na última fase de desenvolvimento: os testes de campo. Baseado numa configuração de um enrolamento em fibra como elemento sensor, apresenta uma gama dinâmica dos 100 mA aos 100 kA e uma precisão superior à classe 0.2 IEC e classe 0.3 IEEE, cumprindo assim os requisitos para aplicações de medição. Estas especificações são válidas desde 5% a 200% da corrente nominal. Reproduzindo fielmente a forma de onda desde DC até 10 kHz o sensor pode ser usado também em aplicações de protecção. A NxtPHASE publicita ainda o seu produto como possuindo um isolamento baseado num compósito leve o que facilita o transporte e a instalação. A empresa assegura que a manutenção do dispositivo em funcionamento é extremamente simples e barata dado não existirem óleos ou gases perigosos no isolamento, sendo que apenas a componente electrónica e não a cabeça sensora necessitará de manutenção periódica.

¶ SIFOCS – Siemens Fiber Optic Current Sensor.

† NXCT – NxtPhase Optical Current Transducer.

A maioria das empresas referidas possui mais do que uma configuração óptica, e além de sensores de corrente, a maioria também fabrica sensores ópticos de tensão, apresentando inclusive sistemas integrados capazes de realizarem a medição da corrente e da tensão simultaneamente. Em alguns casos os sensores podem ser simultaneamente utilizados para fins de medição e de protecção, algo inédito no mercado convencional. A maioria dos fornecedores garante para os seus produtos um tempo de vida igual ou superior ao dos sistemas convencionais aliando esta vantagem a uma manutenção mais reduzida ou praticamente nula.

Na maioria dos casos, os fabricantes apresentam produtos para utilização a tensões superiores a 100kV por razões de viabilidade económica, pois, actualmente, só para tensões dessa ordem de grandeza é que os sensores ópticos são competitivos.

O empenhamento de todas estas grandes empresas no desenvolvimento de uma nova tecnologia demonstra claramente a importância da mesma. Mas apesar da implementação comercial destes dispositivos estar a dar os primeiros passos, não se pode falar ainda dum mercado para transformadores de medida não convencionais do ponto de vista dos utilizadores. Em grande parte dos casos em que existem sistemas em funcionamento em situações reais, a instalação não resultou propriamente dum pedido do utilizador mas sim de uma oportunidade vislumbrada pelas empresas produtoras de testarem os seus produtos. Em alguns casos, a instalação é feita em paralelo com sistemas convencionais a pedido das próprias empresas produtoras. Estas situações são porém de extrema importância uma vez que lhes permitem testar os seus aparelhos, recolher dados, melhorar desempenhos e de alguma forma ganhar a confiança dos utilizadores.

1.4.2 Que futuro?

Sendo uma tecnologia extremamente jovem, não existem ainda dados suficientes sobre os transformadores ópticos de medida que permitam analisar de forma conclusiva, do ponto de vista do utilizador, as reais vantagens da sua utilização. Existe ainda um certo cepticismo por parte dos potenciais clientes, o que não significa que não haja efectivamente uma certa abertura da sua parte. Muito pelo contrário, muitos deles estão informados e conscientes de todas as vantagens anunciadas. É necessário, contudo, que a nova tecnologia confirme no terreno e ao longo do tempo todas as capacidades apregoadas.

Actualmente, um dos principais entraves a uma mais rápida aceitação da nova geração de sensores passa pela não existência de normas de utilização e de comunicação com os outros sistemas. Apesar de já haver projectos de normas internacionais em fase bastante avançada, e de já haverem aparelhos conformes com as normas desses projectos, enquanto essas normas

não forem perfeitamente definidas e aceites internacionalmente não existirá uma abertura clara aos novos dispositivos.

Os transformadores de medida convencionais têm tempos de vida média elevados (estimado em 40 anos), e apesar da possibilidade de falha catastrófica e da necessidade de uma manutenção cuidada, existe toda uma série de meios técnicos e humanos com enormes custos associados que não pode ser descartada de um momento para o outro. É necessário dissipar as dúvidas existentes quanto à longevidade dos sensores da nova geração que deve demonstrar ser pelo menos semelhante à dos sensores convencionais. Além disso, é essencial esclarecer os utilizadores quanto à facilidade de instalação dos novos sensores e à reduzida manutenção necessária, não sendo requerida mão-de-obra com formação demasiado especializada.

Um dos pontos mais críticos relaciona-se com os valores de corrente e tensão utilizados nas subestações para registo, medida, protecção e controlo. Dada as grandezas normalmente geradas pelos sensores convencionais (tensões da ordem dos 110V e correntes entre 1 e 5A) estes sinais são designados como sendo 'de potência', enquanto que os sinais originados pelos novos transdutores (tensões máximas de 10V e correntes na ordem dos mA) são geralmente designados digitais ou de baixa potência. De facto, o que no futuro pode vir a ser uma vantagem, quando as subestações da nova geração, com controlo essencialmente digital, se generalizarem, é hoje em dia a maior desvantagem da nova geração. Neste aspecto os sensores híbridos, estando mais próximos da tecnologia convencional, poderão representar um papel importante numa fase de transição entre as duas gerações.

Conclui-se que a implementação da nova tecnologia de sensores ópticos passa também pela renovação da tecnologia associada a toda a infra-estrutura de transporte de energia (incluindo subestações) para a geração digital. Dada a dimensão da mudança, o problema deixa de ser puramente tecnológico assumindo uma grande importância económica. Não restando dúvidas de que a tecnologia óptica é o futuro no que diz respeito à medição e controlo da corrente eléctrica em ambientes de alta tensão, o mesmo não se pode dizer em relação à data em que isso será assumido. O futuro sim, mas para quando?

1.5 Conteúdo da tese

O conteúdo desta tese está obviamente relacionado com sensores ópticos de corrente eléctrica. Em particular, são apresentadas duas configurações distintas.

No segundo capítulo será apresentada uma configuração polarimétrica baseada no efeito de Faraday em dois prismas diamagnéticos colocados simetricamente em torno do condutor. São apresentados o princípio de funcionamento e o modelo teórico que permite

prever algumas características do sensor. São apresentados resultados laboratoriais que comprovam o princípio de funcionamento e que se correlacionam satisfatoriamente com o modelo teórico. É descrito todo o processo que permitiu passar duma montagem laboratorial para um protótipo da cabeça sensora. O dispositivo construído, juntamente com uma unidade de processamento ao qual está acoplado por um cabo de fibras ópticas, foi testado tanto em ambiente laboratorial como em diversas situações reais. Assim, são também apresentados resultados de campo conseguidos em laboratórios da EFACEC, da EDP e numa subestação em Vermoim.

Os resultados apresentados, embora preliminares, foram suficientemente encorajadores para que fosse submetida uma patente ao gabinete nacional de propriedade industrial que se encontra neste momento em fase de avaliação.

No terceiro capítulo é apresentada uma inovadora configuração interferométrica em *bulk* de forma quadrada e baseada no princípio da dupla reflexão. É explicado o princípio de funcionamento e apresentado um modelo teórico que permite explorar o comportamento do sensor. São apresentados resultados experimentais que demonstram claramente a validade do conceito explorado e o funcionamento remoto do sistema sensor.

Finalmente, no quarto capítulo, são efectuadas algumas considerações acerca do trabalho realizado e são analisadas as perspectivas de futuro das duas configurações propostas.

2 SENSOR MAGNETO-ÓPTICO POLARIMÉTRICO

2.1 Introdução

No âmbito de um projecto de investigação da Unidade de Optoelectrónica e Sistemas Electrónicos (UOSE) do INESC Porto^s, foi modelizado, desenvolvido e testado um sensor óptico de corrente eléctrica.

No presente capítulo é descrito todo o processo desde a explicação do princípio de funcionamento, e apresentação do respectivo modelo teórico, até à verificação experimental do conceito explorado.

Uma vez testada a validade do conceito, foi implementado um protótipo experimental com o qual foram realizados diversos testes, nomeadamente nos laboratórios da EFACEC, na EDP e na subestação de Vermoim. O resultados experimentais obtidos são apresentados e analisados.

2.2 Princípio de funcionamento

A configuração proposta baseia-se no efeito de Faraday e num esquema de detecção polarimétrico. A cabeça sensora idealizada consiste em dois prismas dispostos simetricamente em torno do condutor. Na Figura 2.1 encontra-se um esquema onde pode ser observada a disposição dos seus componentes.

O bom funcionamento do princípio explorado depende da estabilidade da polarização na entrada da cabeça sensora. Para evitar flutuações imprevisíveis da potência óptica devidas a alterações aleatórias do estado de polarização existem duas opções: ou a radiação da fonte óptica é previamente despolarizada, ou se utiliza uma fonte com um grau de polarização elevado associada com uma fibra óptica que preserve o estado da polarização (PMF). Em ambos os casos é garantida a estabilidade do nível de potência óptica transmitida pelo polarizador linear. A primeira hipótese, sendo de mais fácil implementação, foi escolhida para esta configuração.

A radiação despolarizada é conduzida através de uma fibra óptica monomodo convencional até à cabeça sensora, onde um acoplador encaminha metade da potência disponível para cada braço. À entrada de cada um dos divisores de potência (BS ^t) a radiação é

^s Projecto HIPOWER (Agência de Inovação S.A./PRAXIS XXI/P014-P31B-09/96). Projecto de investigação e desenvolvimento envolvendo a EFACEC ENERGIA como coordenador, a ENT, o INESC, a ADFCUP e que visava a exploração de novas tecnologias para medição de corrente eléctrica.

^t BS - Beam Splitter. Um divisor de onda normal divide a potência óptica, geralmente em partes iguais, enviando-a em direcções diferentes (geralmente direcções perpendiculares).

colimada por uma lente GRIN^u e, devido à presença do polarizador, propaga-se através do prisma magneto-óptico com uma polarização linear bem definida.

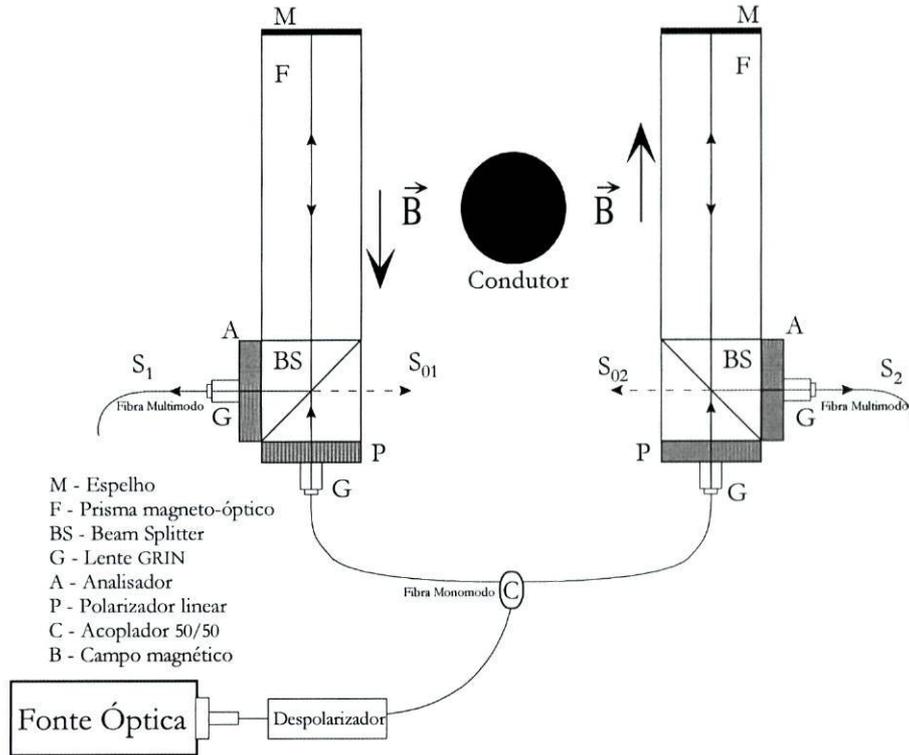


Figura 2.1 – Disposição dos componentes do sensor óptico estudado.

Quando uma corrente eléctrica circula no condutor o campo magnético gerado vai induzir, através do efeito de Faraday, uma rotação do plano de vibração do campo eléctrico que é directamente proporcional a essa mesma corrente. Em consequência da não reciprocidade do efeito de Faraday, após a reflexão no espelho a rotação acumula-se, duplicando a sensibilidade do sensor. Finalmente, a presença à saída dum analisador orientado a 45° , relativamente ao polarizador de entrada, permite transformar a rotação da polarização numa modulação de potência óptica directamente proporcional à corrente que se pretende medir. No entanto, como no início do percurso óptico está colocado um divisor de potência 50/50, apenas metade da radiação segue este percurso. A outra metade, após uma reflexão a 45° no divisor BS, origina as saídas S_{01} e S_{02} que não sofrem qualquer modulação.

Embora este esquema se baseie na configuração polarimétrica mais básica, a duplicação dos braços sensores permite obter duas saídas, S_1 e S_2 , que sendo provenientes de lados opostos do condutor estarão sempre em oposição de fase. Esta característica é favorável à implementação de diversos tipos de processamento. Nomeadamente, permite implementar o

^u GRIN – graded index. Este tipo de lentes baseia-se na modulação do perfil de índice de refração. São normalmente associadas às fibras ópticas para realizar acoplamento da fibra para o exterior e vice-versa.

esquema de processamento soma/diferença sem necessidade de recorrer a componentes caros como prismas de Wollaston ou divisores de potência dependentes da polarização (*PBS*). Além disso, a existência das saídas S_{01} e S_{02} , que não sofrem qualquer modulação induzida pelo campo magnético, poderá servir para implementar um esquema de referenciação em intensidade. Como a informação de interesse está contida numa modulação da potência óptica, a radiação pode ser transportada para detecção remota através de fibras ópticas multimodo. A simetria desta configuração, combinada com processamento adequado, assegura um certo grau de imunidade ao ruído chamado de ‘modo comum’, isto é, ruído que afecta os dois sinais da mesma maneira.

Como material transdutor foi escolhido vidro amorfo *SF57*. Este material é adequado para sensores polarimétricos pois possui uma birrefringência linear intrínseca muito reduzida. Além disso, o seu coeficiente foto-elástico é muito pequeno (inferior ao da sílica em duas ordens de grandeza) pelo que, em princípio, a birrefringência linear induzida por tensões ou gradientes térmicos deverá ser desprezável. Acresce que a constante de Verdet do *SF57* é cerca de cinco vezes maior do que a da sílica, e a sua variação com a temperatura é muito pequena. Tendo em conta todas estas propriedades, o material escolhido vai contribuir para uma maior estabilidade da função de transferência do sensor.

Para avaliar e quantificar as características deste conceito foi elaborado um modelo teórico baseado no formalismo matricial de Jones^[45].

2.3 Modelização teórica

O formalismo matricial de Jones permite compreender de forma prática e simples a evolução da polarização ao longo de um determinado percurso óptico. Como na maioria dos sensores ópticos de corrente eléctrica a radiação tem, a qualquer instante, um estado de polarização bem definido, esta ferramenta matemática é a mais adequada para a construção de modelos teóricos de configurações como a que está a ser estudada.

2.3.1 Cálculo matricial das expressões do campo eléctrico

Qualquer estado de polarização bem definido pode ser completamente descrito por um vector de Jones. Um estado de polarização genérico associado a radiação monocromática pode ser representado pela matriz:

$$\vec{E} = \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_{0x} e^{i(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r} - \phi_1)} \\ E_{0y} e^{i(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r} - \phi_2)} \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

em que E_x e E_y correspondem às duas componentes ortogonais do vector \vec{E} , sendo E_{0x} e E_{0y} as respectivas amplitudes, ω a frequência da radiação, t o tempo, \vec{k} a constante de propagação, \vec{r} o vector de posição e ϕ_1 e ϕ_2 a fase inicial de cada uma das componentes. Assumindo a mesma amplitude E_0 para ambas as componentes de polarização, e considerando uma diferença de fase relativa dada por $\delta = \phi_1 - \phi_2$, é possível simplificar a expressão anterior para obter:

$$\vec{E} = E_0 e^{i(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r} - \phi_1)} \begin{pmatrix} 1 \\ e^{i\delta} \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

Normalizando esta expressão obtém-se o vector de Jones geral na sua forma mais simples:

$$\vec{E} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ e^{i\delta} \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

Deste modo, uma polarização linear genérica, isto é, com $\delta = 0$, e fazendo o vector campo eléctrico um ângulo α com o eixo das abcissas, pode ser descrita pelo vector:

$$\vec{E} = \begin{pmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

De uma forma semelhante, qualquer elemento óptico, ou antes, o seu efeito sobre a polarização, é completamente descrito por uma matriz 2×2 :

$$T = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

em que os elementos a_{xy} descrevem as propriedades de birrefringência óptica do componente em causa. Operando a matriz T sobre um qualquer estado de polarização inicial, \vec{E}_i , obtém-se o estado de polarização final, \vec{E}_f , após a passagem da radiação através do elemento óptico.

$$\vec{E}_f = T \cdot \vec{E}_i = \begin{pmatrix} a_{11}E_{ix} + a_{12}E_{iy} \\ a_{21}E_{ix} + a_{22}E_{iy} \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

Definindo uma matriz para cada um dos elementos ópticos da configuração em estudo, torna-se muito simples, conhecido o estado de polarização inicial, obter as expressões para o campo eléctrico à saída de cada um dos braços sensores.

Por simplicidade, considera-se a propagação da radiação apenas após a sua passagem pelo primeiro polarizador, cujo eixo de transmissão está orientado segundo a direcção das abcissas. Nesta situação, os campos eléctricos à saída de cada braço sensor, denominados respectivamente \vec{E}_1 e \vec{E}_2 , serão obtidos efectuando as operações:

$$\vec{E}_1 = P[45^\circ] \cdot BS \cdot M \cdot F[-\theta_t] \cdot M \cdot F[\theta_t] \cdot BS \cdot \vec{E}_i \quad (2.7)$$

e

$$\vec{E}_2 = P[45^\circ] \cdot BS \cdot M \cdot F[\theta_t] \cdot M \cdot F[-\theta_t] \cdot BS \cdot \vec{E}_i \quad (2.8)$$

em que o estado inicial de polarização é definido por:

$$\vec{E}_i = \frac{E_0}{2} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

onde E_0 é a amplitude do campo eléctrico à saída do despolarizador. Considera-se, assim, que a passagem da radiação através do acoplador e do polarizador, desprezando as perdas durante o percurso, reduz a potência óptica disponível para um quarto do seu valor à saída do despolarizador.

As matrizes dos restantes componentes são a seguir descritas. A matriz $P[45^\circ]$ descreve um polarizador orientado a 45° relativamente ao eixo das abcissas. Na sua forma genérica, para um polarizador orientado a um ângulo α , é definida por:

$$P(\alpha) = \begin{pmatrix} \cos^2(\alpha) & \cos(\alpha)\sin(\alpha) \\ \cos(\alpha)\sin(\alpha) & \sin^2(\alpha) \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

A matriz F representa o efeito do prisma magneto-óptico, que numa situação geral inclui as suas propriedades de birrefringência linear e circular. No entanto, na ausência de birrefringência linear, é equivalente a uma matriz de rotação de coordenadas, onde o ângulo de rotação θ_t corresponde à rotação de Faraday:

$$F[\theta_t] = \begin{pmatrix} \cos \theta_t & -\sin \theta_t \\ \sin \theta_t & \cos \theta_t \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

A mudança de sinal do parâmetro θ_t , introduzida nas expressões matriciais após a reflexão, obedece a uma convenção do formalismo de Jones^[45] para fenómenos não recíprocos. A matriz M representa a inversão de coordenadas que ocorre numa reflexão com incidência normal no espelho:

$$M = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

Esta matriz aparece uma segunda vez, após a aplicação da matriz $F[-\theta_t]$, para que o resultado final seja representado no sistema de coordenadas original, podendo mais facilmente ser comparado com a polarização inicial na entrada.

Finalmente, a matriz BS representa a divisão 50/50 que ocorre na passagem pelo divisor de potência e é definida por:

$$BS = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

Realizando as operações matriciais obtêm-se as expressões para os vectores de campo eléctrico nas saídas do sensor. No entanto, pretende-se determinar a intensidade luminosa e

não a amplitude do campo. A menos de uma constante de proporcionalidade a intensidade pode ser calculada pela expressão:

$$I = \vec{E} \cdot \vec{E}^* \quad (2.14)$$

isto é, o produto interno entre o vector campo eléctrico e o seu complexo conjugado. Aplicando esta operação aos campos resultantes das expressões matriciais obtêm-se os sinais em intensidade, S_1 e S_2 , que correspondem aos sinais detectados nas saídas do sensor óptico:

$$S_1 = \frac{E_0^2}{32} (1 + \text{sen}[4L\theta]) \quad (2.15)$$

e

$$S_2 = \frac{E_0^2}{32} (1 - \text{sen}[4L\theta]) \quad (2.16)$$

Em ambas as expressões o factor $1/32$ resulta das sucessivas divisões de potência, L é o comprimento do prisma magneto-óptico e θ a rotação de Faraday por unidade de comprimento. As duas saídas são, efectivamente, dois sinais em oposição de fase adequados à implementação do processamento soma/diferença:

$$S = \frac{S_1 - S_2}{S_1 + S_2} = \text{sen}(4L\theta) \quad (2.17)$$

Após o processamento é obtido um sinal que, em condições ideais de acoplamento, é imune a flutuações de potência óptica desde a fonte até ao acoplador. Para caracterizar o sinal e relacioná-lo com a corrente a medir é necessário quantificar o valor de θ . De acordo com o princípio de Faraday, o ângulo de rotação total da polarização (θ_t) é dado pelo integral do campo magnético ao longo de todo o percurso óptico:

$$\theta_t = \int_L V \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (2.18)$$

em que V é a constante de Verdet do material e L o comprimento do percurso óptico da radiação. A relação entre a corrente eléctrica I , que atravessa um condutor, e a indução magnética $\vec{B} = \mu_0 \vec{H}$, por ela gerada, é dada pelo integral de linha ao longo duma qualquer curva fechada Γ que circula o condutor (ver Figura 2.2):

$$\oint_{\Gamma} \vec{B} \cdot d\vec{s} = \mu_0 I \quad (2.19)$$

em que $d\vec{s}$ é um elemento infinitesimal de linha e μ_0 é a permeabilidade magnética do vazio (e como o material dos prismas é não-magnético assume-se que $\mu_{\text{material}} \approx \mu_0$).

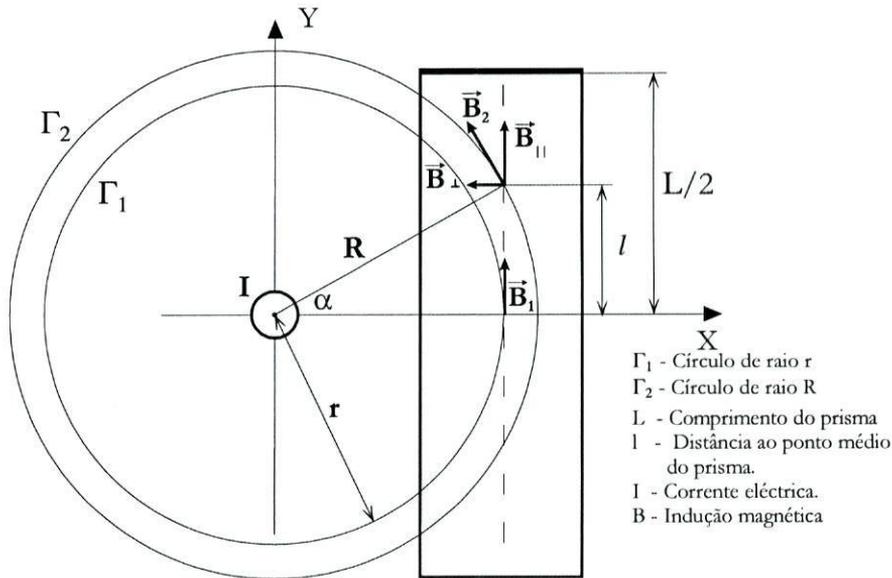


Figura 2.2 - Esquema utilizado para o cálculo da indução magnética na proximidade do condutor.

Considerando Γ um círculo de raio r , o valor da indução magnética ao longo da circunferência em torno do condutor é dado por:

$$\|\vec{B}\| = \frac{\mu_0 I}{2\pi r} \quad (2.20)$$

Esta expressão permite obter o valor de \vec{B} no ponto médio de cada um dos prismas, admitindo que o condutor está perfeitamente centrado com a cabeça sensora a uma distância r de cada um dos braços. No entanto, à medida que a radiação se afasta deste ponto o valor do campo magnético vai decrescer, pois estar-se-á a considerar círculos de raio cada vez maior. De acordo com a geometria da Figura 2.2, pode verificar-se que a expressão geral para a indução magnética em qualquer posição ao longo dos prismas é dada por:

$$\vec{B} = \frac{\mu_0 I}{2\pi \sqrt{r^2 + \left(\frac{l}{2}\right)^2}} \quad (2.21)$$

em que l é a distância ao ponto médio do prisma. Considerando a componente do campo magnético que é paralela ao percurso da radiação, pois apenas esta contribui efectivamente para rodar a polarização, pode escrever-se:

$$\vec{B}_{\parallel} = \vec{B}_2 \cdot \cos(\alpha) = \frac{\mu_0 I r}{2\pi \left[r^2 + \left(\frac{l}{2}\right)^2 \right]} \quad (2.22)$$

Substituindo este resultado na equação (2.18) obtém-se a expressão para a rotação de Faraday:

$$\theta_t = V \int_{-L/2}^{L/2} \frac{\mu_0 I r}{2\pi \left[r^2 + \left(\frac{l}{2} \right)^2 \right]} dl \quad (2.23)$$

em que L é o comprimento total do prisma magneto-óptico. Resolvendo o integral e normalizando relativamente ao comprimento, obtém-se o valor da rotação de Faraday por unidade de comprimento:

$$\theta = 2 \frac{V \mu_0 I}{L 2\pi} \arctan \left[\frac{L}{2r} \right] \quad (2.24)$$

A substituição desta expressão nas equações (2.15) e (2.16) permite prever qual será o comportamento dos sinais ópticos à saída do sensor em função da corrente que circula no condutor.

2.3.2 Função de transferência do sensor

Para efectuar a simulação do comportamento do sensor é necessário atribuir valores aos diversos parâmetros do sistema. Consideraram-se prismas de SF57 (cuja constante de Verdet, a 850 nm , é aproximadamente $11.7 \text{ rad}/(\text{m} \cdot \text{T})$) com 8 cm de comprimento (L), situados a uma distância de 5 cm do condutor (r). Nestas condições, considerando ainda que $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} (\text{T} \cdot \text{m})/\text{A}$, o comportamento do sinal de saída S (eq. 2.17) em função da corrente deverá ser semelhante ao que está representado no gráfico da Figura 2.3.

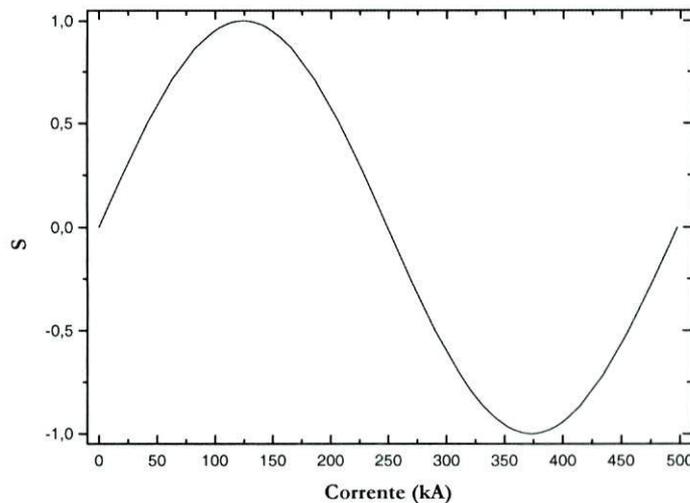


Figura 2.3 – Comportamento do sinal de saída do sensor em função da corrente que passa no condutor.

O sinal obtido varia sinusoidalmente com a corrente eléctrica e completa um período quando esta atinge os 500 kA . Isto corresponde a uma sensibilidade de $12.6 \text{ mrad}/\text{kA}$, ou seja, $0.72^\circ/\text{kA}$. Isto significa que, para cada μW de potência óptica na saída S_1 , a passagem de uma corrente de 1 kA no condutor vai provocar uma modulação com apenas 12.6 nW de amplitude. Em termos relativos isto corresponde a uma modulação de 1.26% da potência

óptica para cada kA de corrente eléctrica que passa no condutor. Este resultado ilustra perfeitamente a importância de maximizar o nível de potência óptica na saída do sensor. Apesar de tudo, o sensor foi propositadamente dimensionado para medir correntes na ordem dos kA . Numa configuração com estas características, a gama de operação linear, onde a aproximação $\text{sen}(\theta) \approx \theta$ é válida, vai aproximadamente dos -30 até aos $30kA$, como se pode verificar no gráfico da Figura 2.4.

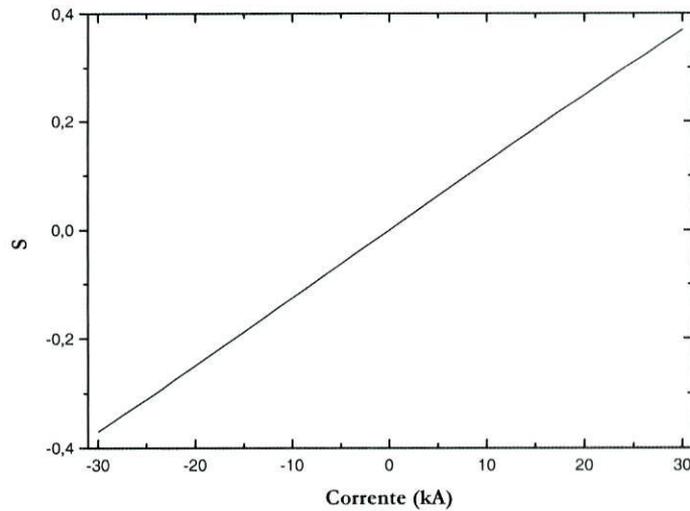


Figura 2.4 – Gama de medição linear da configuração estudada.

Este comportamento ilustra o que ocorreria numa situação ideal. No entanto, a partir do acoplador em fibra o percurso óptico da radiação deixa de ser comum. Nestas condições, é provável que ocorram diferenças tanto ao nível da potência óptica acoplada como ao nível das perdas em cada um dos braços sensores. Definindo o parâmetro k como a razão entre as potências ópticas acopladas em cada um dos braços, pode escrever-se uma expressão que, ao substituir a equação (2.17), se aproxima duma situação mais real:

$$S = \frac{kS_1 - S_2}{kS_1 + S_2} = \frac{k - 1 + (1 + k)\text{sen}(4L\theta)}{k + 1 + (k - 1)\text{sen}(4L\theta)} \quad (2.25)$$

Considerar, por exemplo, $k = 0.9$ implica que, devido a perdas ou diferenças no acoplamento, o braço 1 recebe menos 10% de potência óptica do que o braço 2. As consequências desta diferença podem ser observadas na Figura 2.5.

Verifica-se que, na zona de operação linear, o erro introduzido se traduz essencialmente por um deslocamento *DC* da função de transferência. Aparentemente, nestas condições, poder-se-á facilmente compensar esta desigualdade atribuindo ganhos diferentes aos dois detectores. Esta solução, no entanto, só é válida se as flutuações forem estacionárias no tempo. É muito importante compensar a diferença entre os dois canais, principalmente quando se aplica o processamento soma/diferença. Este processamento foi pensado para

eliminar flutuações comuns aos dois sinais, e para esse propósito funciona muito bem. Caso as flutuações tenham sinais opostos, contudo, o processamento diferencial amplificará essa diferença. Este fenómeno é perfeitamente visível na Figura 2.6 onde se encontra uma representação do erro introduzido em S , em relação à situação ideal, por uma diferença de apenas 1% entre a potência óptica nos dois canais em função da corrente medida.

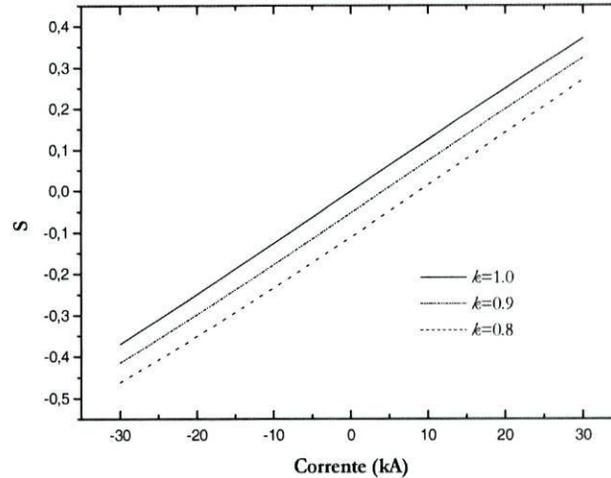


Figura 2.5 – Comportamento da função de transferência do sensor para vários valores do parâmetro k .

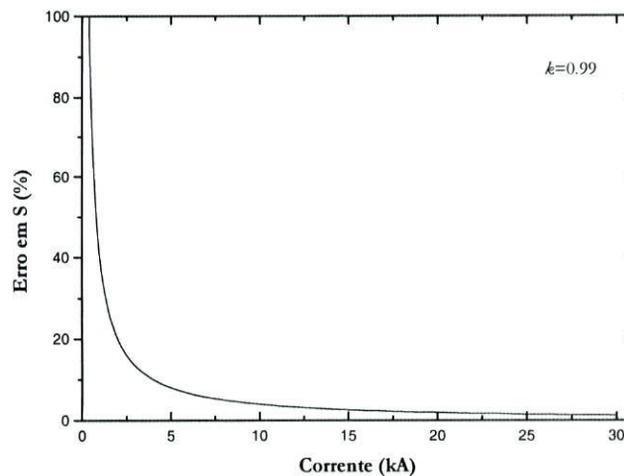


Figura 2.6 – Erro introduzido por uma diferença de 1% entre as potências ópticas acopladas em cada um dos braços sensores em função da corrente medida.

Verifica-se que o erro introduzido é de facto muito elevado, sendo inferior a 10% só para correntes superiores a 4 kA. Para implementar com sucesso o processamento em causa é necessário efectuar uma normalização prévia dos dois sinais. Em certa medida tal pode ser realizado utilizando as saídas S_{01} e S_{02} . A solução mais eficaz, limitada no entanto à detecção de correntes alternadas, passará pelo registo dos valores médios de tensão gerados pelos sinais

ópticos nas duas saídas. Com esta informação, os ganhos electrónicos nos dois braços podem ser ajustados por forma a manter-se a condição $k = 1$.

2.3.3 Dependência da sensibilidade com a geometria

Com o auxílio do modelo desenvolvido é possível explorar o comportamento do sinal de saída em função da posição do condutor relativamente aos dois braços sensores. O condutor pode ser deslocado numa direcção perpendicular ao comprimento dos prismas (direcção xx) ou segundo uma direcção paralela aos mesmos (direcção yy).

Para analisar a variação segundo xx , é necessário modificar a equação (2.24) pois a rotação de Faraday provocada pelo campo magnético será diferente em cada um dos braços sensores. Assim, considera-se uma rotação θ_1 para o braço 1 e uma rotação θ_2 para o braço 2 que são definidas respectivamente por:

$$\theta_1 = 2 \frac{V}{L} \frac{\mu_0 I}{2\pi} \arctan \left[\frac{L}{2(r-d)} \right] \quad (2.26)$$

e

$$\theta_2 = 2 \frac{V}{L} \frac{\mu_0 I}{2\pi} \arctan \left[\frac{L}{2(r+d)} \right] \quad (2.27)$$

em que d corresponde ao deslocamento do condutor relativamente à posição central. Estas expressões são idênticas à que foi anteriormente utilizada, unicamente foram consideradas distâncias diferentes entre o condutor e cada um dos braços sensores.

Numa situação prática irão ser medidos essencialmente sinais AC , em que o resultado da medição é um valor eficaz (rms ^v) sempre positivo. Para obter um gráfico facilmente comparável com futuros dados experimentais, considerou-se apenas o módulo da componente AC nas expressões (2.15) e (2.16), ou seja, as expressões para θ_1 e θ_2 foram ambas substituídas na equação: $\sin[4\theta L]$. Resultaram dessa substituição expressões para S_1 e S_2 em que a variação do sinal com a corrente tem o mesmo sinal. Consegue-se, assim, reproduzir um comportamento semelhante a uma medição do valor eficaz sem complicar demasiado as expressões. Com estas equações é possível obter um gráfico representando os sinais de saída de cada um dos braços sensores em função do deslocamento do condutor relativamente à posição central. Na Figura 2.7 pode ser observado o resultado dessa simulação considerando que uma corrente de $1kA$ atravessa o condutor. Para melhor avaliar o efeito do deslocamento ambos os sinais foram normalizados relativamente ao seu valor na posição central ($d = 0$).

Como seria de esperar, existe uma forte dependência da sensibilidade em função da posição do condutor. Na direcção considerada, o comportamento dos dois sinais é idêntico

^v rms - root mean square.

mas ocorre de forma simétrica. Quando a sensibilidade aumenta para um braço diminui para o outro. Uma qualquer perturbação na posição do condutor afectará os dois braços com flutuações de sinais opostos e grandezas ligeiramente diferentes. Este tipo de comportamento, como já foi mencionando, é desfavorável à aplicação do processamento soma/diferença.

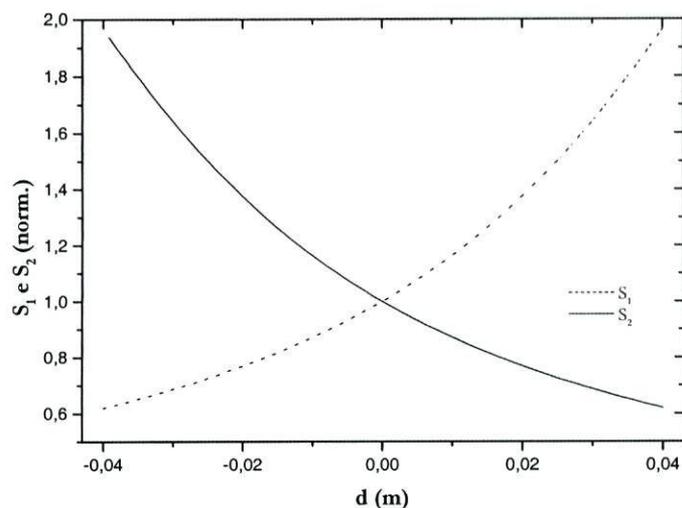


Figura 2.7 – Variação do módulo da componente AC dos sinais S_1 e S_2 em função da posição do condutor segundo a direcção xx para uma corrente de 1 kA .

Na Figura 2.8 encontra-se representado o comportamento do erro introduzido no sinal processado (S) para variações de r de $\pm 2,5\text{ mm}$. Podem ser observadas três curvas correspondentes a diferentes correntes a circular no condutor, nomeadamente 1 , 10 e 30 kA . Verifica-se que este erro aumenta substancialmente com a corrente medida.

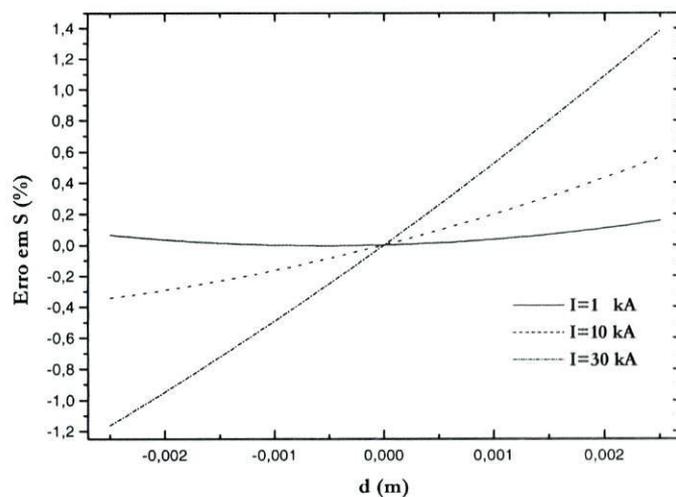


Figura 2.8 – Erro introduzido no sinal S por variações da posição do condutor segundo a direcção xx , para correntes de 1 , 10 e 30 kA .

Embora, em determinadas situações, este erro possa tornar-se elevado, se os prismas forem colocados num suporte robusto, fixado rigidamente ao condutor de modo a garantir que as variações de posição sejam sempre inferiores a 1 mm , o erro introduzido no sinal S será inferior a 0.4% para correntes até aos 30 kA .

Considerando a variação da posição do condutor segundo a direcção yy é necessário rescrever a expressão para a rotação de Faraday:

$$\theta = 2 \frac{V}{L} \frac{\mu_0 I}{2\pi} \left(\arctan \left[\frac{L-h}{2r} \right] + \arctan \left[\frac{h}{2r} \right] \right) \quad (2.28)$$

em que h corresponde à posição do condutor segundo yy relativamente à base do prisma. Uma vez que se considera o sensor centrado relativamente ao condutor segundo a direcção xx , a rotação provocada em cada um dos braços é igual. Seguindo um raciocínio idêntico ao anterior, isto é, considerando apenas o módulo da componente AC dos sinais, para uma corrente de 1 kA obtém-se o resultado que está representado no gráfico da Figura 2.9. Mais uma vez, ambos os sinais estão normalizados relativamente ao seu valor na posição central, neste caso para $h = 0.04\text{ m}$.

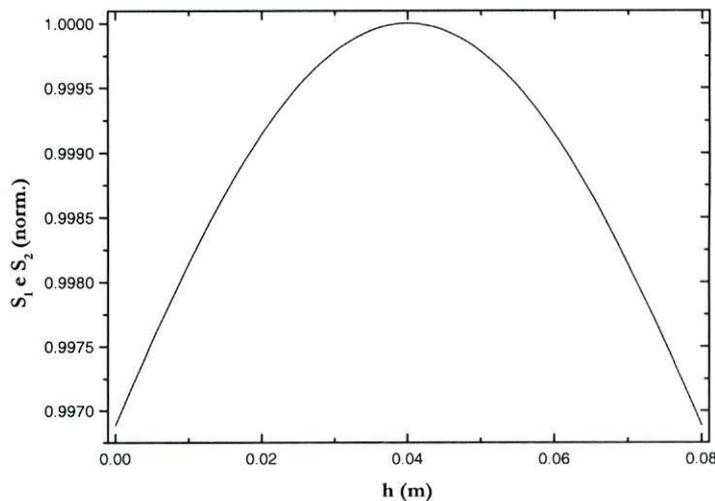


Figura 2.9 – Comportamento do módulo da componente AC dos sinais S_1 e S_2 em função da posição do condutor segundo a direcção yy , para uma corrente de 1 kA .

Nesta direcção existe uma dependência bastante mais fraca dos sinais de saída com a posição. Neste caso, o comportamento das duas saídas é absolutamente idêntico, isto é, as amplitudes dos sinais de saída dos dois canais diminuem qualquer que seja o sentido do deslocamento do condutor. Depois de aplicado o processamento, em princípio, o sensor será menos sensível a variações de posição nesta direcção. Este facto pode ser confirmado na Figura 2.10 em que estão representados os erros introduzidos na saída S por variações de $\pm 5.5\text{ mm}$ na posição do condutor segundo a direcção considerada e em torno da posição

correspondente ao máximo para S . Encontram-se representadas curvas correspondendo a correntes a circular no condutor de 1 e 30 kA.

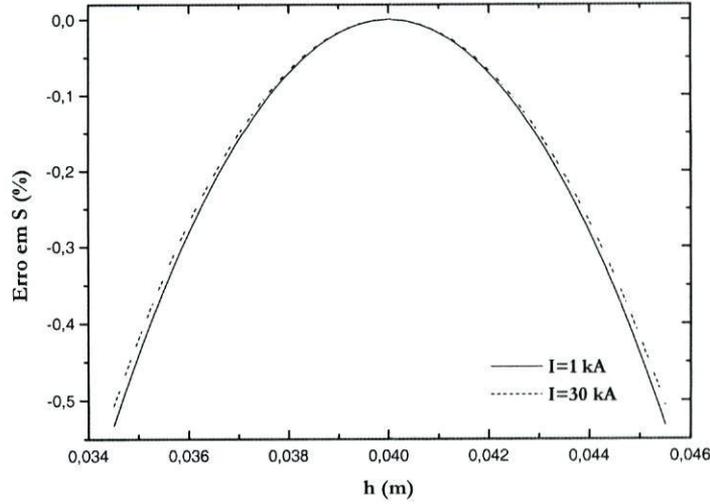


Figura 2.10 – Variação do erro introduzido em S por mudança da posição do condutor segundo a direcção yy . Consideraram-se variações de 5.5 mm em torno da posição central, e correntes de 1 e 30 kA.

De facto, verifica-se que para correntes até aos 30 kA e variações de posição inferiores a ± 5 mm o erro da saída S é inferior a 0.5%.

A análise destes comportamentos permite concluir que é importante fixar o sensor ao condutor de forma bastante robusta. Verificou-se ainda que a qualidade do sinal é mais sensível a variações da posição do condutor segundo a direcção xx , pelo que a fixação segundo esta direcção deverá ser mais cuidada. Além disso, ficou claro que a posição de máxima sensibilidade ocorre quando o condutor está perfeitamente centrado relativamente aos dois prismas magneto-ópticos.

2.3.4 Efeito da birrefringência linear

Embora o material escolhido, o SF57, contribua para atenuar substancialmente o problema da birrefringência linear, é conveniente analisar o comportamento do sinal de saída na presença deste fenómeno. Para incluir esta propriedade do material nas equações é necessário rescrever as expressões matriciais (2.7) e (2.8), substituindo a matriz $F[\theta_t]$ pela sua forma geral^[46]:

$$F[\beta, \theta, \sigma] = \begin{pmatrix} \cos\left(\frac{L\rho}{2}\right) + i \operatorname{sen}\left(\frac{L\rho}{2}\right) \frac{\beta}{\rho} \cos(2\sigma) & \frac{i\beta \operatorname{sen}(2\sigma) \operatorname{sen}\left(\frac{L\rho}{2}\right)}{\rho} - \operatorname{sen}\left(\frac{L\rho}{2}\right) \frac{2\theta}{\rho} \\ \frac{i\beta \operatorname{sen}(2\sigma) \operatorname{sen}\left(\frac{L\rho}{2}\right)}{\rho} + \operatorname{sen}\left(\frac{L\rho}{2}\right) \frac{2\theta}{\rho} & \cos\left(\frac{L\rho}{2}\right) - i \operatorname{sen}\left(\frac{L\rho}{2}\right) \frac{\beta}{\rho} \cos(2\sigma) \end{pmatrix} \quad (2.29)$$

em que β é a birrefringência linear (por unidade de comprimento) e σ é o seu eixo próprio ou direcção característica. O parâmetro ρ inclui a birrefringência linear e a birrefringência circular (que corresponde à rotação de Faraday) do meio, e é definido pela expressão:

$$\rho = \sqrt{\beta^2 + 4\theta^2} \quad (2.30)$$

Considera-se, por uma questão de simplicidade, que a direcção característica da birrefringência linear é $\sigma = 0^\circ$. Ao fazer esta substituição ganha-se muito em simplificação matemática e não se perde generalidade pois a variação do ângulo σ apenas tem influência na 'intensidade' com que a birrefringência linear afecta o sinal. Neste caso particular, com $\sigma = 0^\circ$, o eixo de birrefringência está alinhado com a polarização à entrada e o efeito da birrefringência linear está perto do seu máximo.

Efectuando todas as substituições necessárias obtêm-se novas expressões para as saídas S_1 e S_2 :

$$S_1 = \frac{E_0^2}{32} \left(1 + \frac{2\theta}{\rho} \text{sen}(2L\rho) \right) \quad (2.31)$$

e

$$S_2 = \frac{E_0^2}{32} \left(1 - \frac{2\theta}{\rho} \text{sen}(2L\rho) \right) \quad (2.32)$$

O sinal S , resultante do processamento soma/diferença, é nesta situação definido por:

$$S = \frac{2\theta}{\rho} \text{sen}(2L\rho) \quad (2.33)$$

Pela simples observação da expressão resultante, pode afirmar-se que da presença da birrefringência linear vai resultar uma diminuição da sensibilidade. Além disso, como a birrefringência linear induzida depende de factores ambientais como a temperatura e tensões mecânicas, fica também comprometida a estabilidade temporal da função de transferência do sensor.

Para avaliar este efeito recorre-se, uma vez mais, à representação gráfica. Considera-se ainda um sistema com as mesmas características geométricas. Como o SF57 tem uma birrefringência linear muito baixa optou-se por considerar valores mais elevados do que os reais com o intuito de perceber de que forma este fenómeno afecta o sinal. Assim, considera-se um intervalo de variação para β entre os 0 rad/m e os 10 rad/m . Esta variação corresponde, aproximadamente, ao comportamento de um material com uma birrefringência linear de 0.5 rad/m submetido a uma variação de temperatura de 100°C . No gráfico da Figura 2.11 pode ser observada a influência da birrefringência linear sobre a função de transferência do sensor.

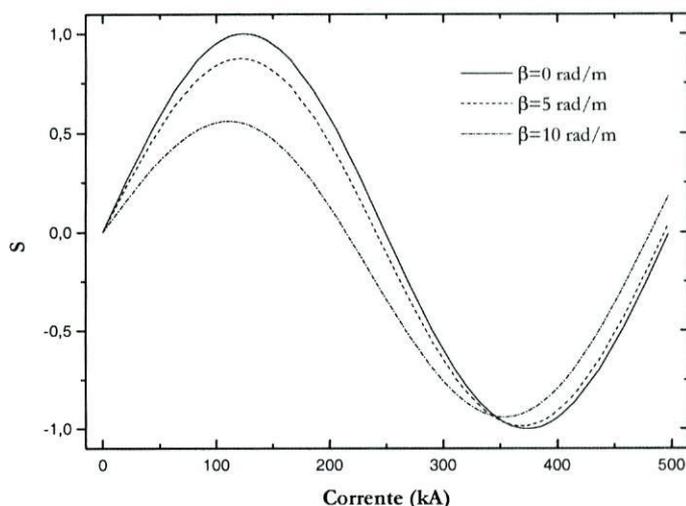


Figura 2.11 – Função de transferência do sensor para vários valores da birrefringência linear.

Verifica-se que existe, de facto, uma forte dependência da função de transferência com este parâmetro. Esse efeito é mais visível no gráfico da Figura 2.12 onde está representada a gama linear de operação para três valores diferentes de birrefringência linear $\beta = 0, 5$ e 10 rad/m . Considerando que, caso ocorram flutuações acentuadas da temperatura, para um mesmo valor da corrente a medir, o valor do sinal de saída pode pertencer a qualquer uma das curvas representadas, compreende-se que a birrefringência linear é, de facto, uma fonte de ambiguidade indesejável.

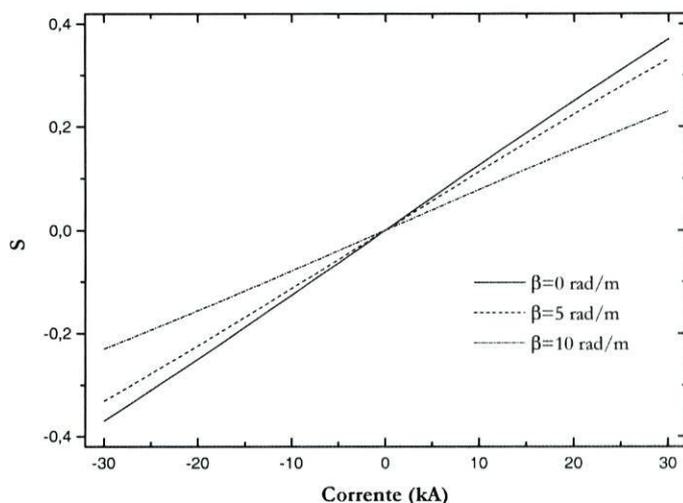


Figura 2.12 – Gama linear da função de transferência do sensor para vários valores de birrefringência linear.

As situações representadas nos gráficos são, no entanto, casos muito desfavoráveis. Assumiu-se um material com uma birrefringência linear relativamente elevada e com o seu eixo característico numa posição muito desfavorável. Na Figura 2.13 pode verificar-se que,

quando a polarização à entrada do sensor faz um ângulo de $\sigma \approx 60^\circ$ com a direcção característica da birrefringência linear, o efeito desta na função de transferência do sensor é substancialmente reduzido.

De facto, uma simples mudança na orientação inicial da polarização pode reduzir substancialmente o efeito nefasto da birrefringência linear. Este é um parâmetro importante a ter em conta ao implementar um sistema com as características estudadas.

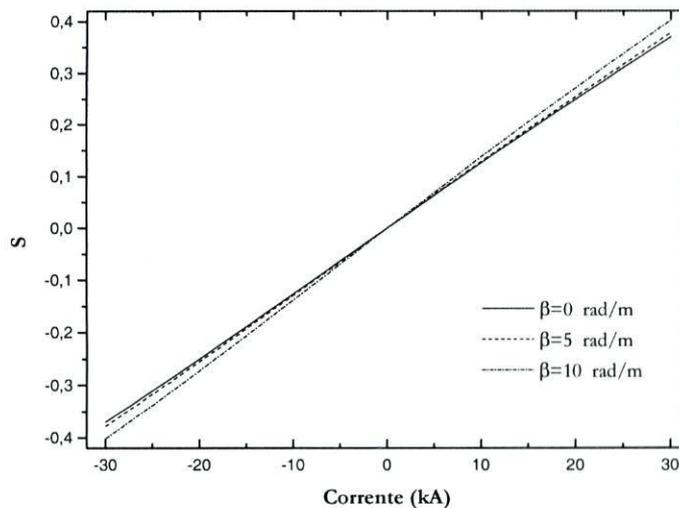


Figura 2.13 – Efeito da birrefringência linear na função de transferência do sensor, quando a direcção característica está orientada a 60° relativamente à polarização de entrada.

Uma propriedade característica do SF57 resulta do facto de este material não ser um meio cristalino mas sim um vidro amorfo. Ou seja, não se pode falar duma direcção característica de birrefringência linear. Na realidade tudo se passa como se o material fosse constituído por uma sucessão de N pequenos cristais, cada qual com a sua direcção característica orientada segundo uma direcção aleatória. Devido a limitações de ordem prática considerou-se $N = 10$. Para simular esta situação substituiu-se, nas expressões matriciais correspondentes, a matriz $F[\beta, \theta, \sigma]$ por uma sucessão de 10 matrizes onde o ângulo σ de cada uma delas foi gerado aleatoriamente. Dada a complexidade das expressões obtidas, recorreu-se ao cálculo numérico para obter o gráfico pretendido. Na Figura 2.14 pode ser observado o comportamento da função de transferência do sensor para vários valores de birrefringência linear.

Verifica-se que, pelo facto de não existir uma orientação definida para o eixo de birrefringência linear, o efeito final desta sobre a função de transferência, mesmo para valores elevados de β , é substancialmente reduzido. Recorde-se que numa situação real N é muito

elevado e, nesse caso, o efeito de β deverá tornar-se residual. Espera-se assim que neste sensor a birrefringência linear não seja uma fonte de degradação significativa.

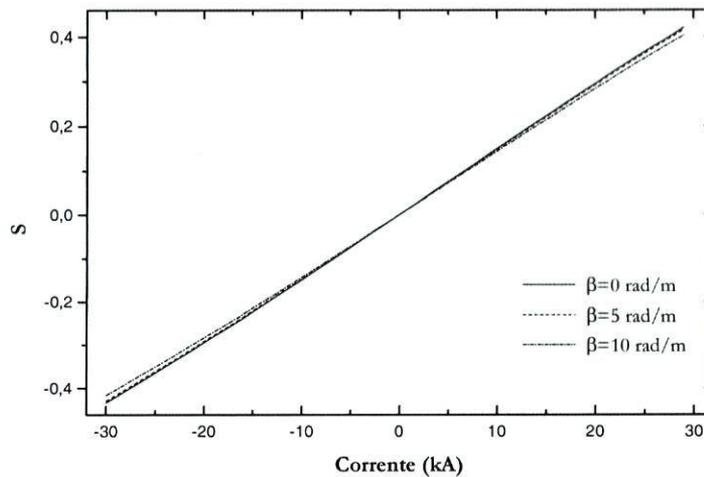


Figura 2.14 – Efeito da birrefringência linear na função de transferência considerando um material amorfo.

2.3.5 Campos magnéticos externos

Um problema muito importante que deve ser considerado é a susceptibilidade a perturbações induzidas por campos magnéticos externos. Num ambiente real de alta tensão a situação mais frequente é a utilização de sistemas trifásicos. Nestes casos, existirão sempre, pelo menos, mais dois condutores eléctricos na vizinhança do sensor. Além disso, as distâncias em jogo são geralmente reduzidas e a corrente que circula nos outros condutores é da mesma ordem de grandeza da corrente em medição. Como a configuração proposta não apresenta um percurso óptico fechado em torno do condutor, é sensível a qualquer campo magnético, independentemente da sua origem. Por tudo isto, é conveniente utilizar o modelo teórico desenvolvido para avaliar até que ponto as ditas interferências podem comprometer o desempenho do sensor.

Por simplicidade, foram consideradas apenas duas situações para o posicionamento do condutor externo que estão ilustradas na Figura 2.15.

Na primeira situação, considera-se que o condutor externo está colocado segundo a direcção xx , a uma distância $d + r$ do primeiro condutor. Com esta disposição, considerando as duas correntes I_1 e I_2 a circular no mesmo sentido, o campo magnético gerado pelo primeiro condutor é igual nos dois braços mas de sinal contrário. Por outro lado, o campo induzido pelo condutor externo possui o mesmo sentido nos dois braços mas grandezas diferentes. Assim sendo, a rotação de Faraday provocada pelo campo magnético resultante em cada um dos braços vai ser diferente.

Considerando a geometria da Figura 2.15-(a), para o braço que se encontra mais próximo do condutor externo, a rotação de Faraday será dada por:

$$\theta_1 = 2 \frac{\mu_0 V}{2\pi} \left[I_1 \arctan\left(\frac{L}{2r}\right) - I_2 \arctan\left(\frac{L}{2d}\right) \right] \quad (2.34)$$

Em contrapartida, para o braço mais afastado do condutor externo, a rotação de Faraday resultante é:

$$\theta_2 = 2 \frac{\mu_0 V}{2\pi} \left[I_1 \arctan\left(\frac{L}{2r}\right) + I_2 \arctan\left(\frac{L}{2(d+2r)}\right) \right] \quad (2.35)$$

Substituindo estas expressões nas equações (2.15) e (2.16) é possível calcular qual o efeito dos campos magnéticos externos na função de transferência do sensor.

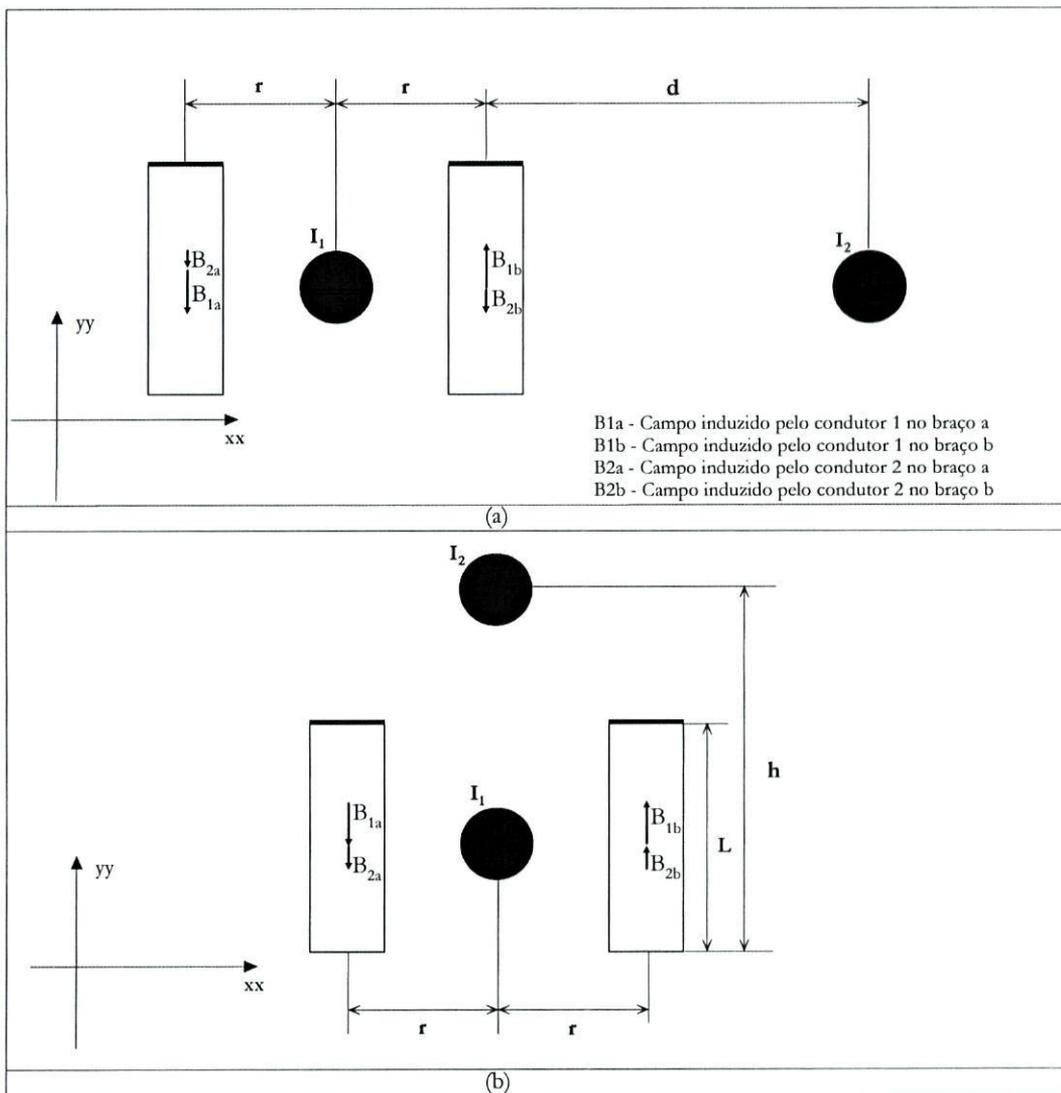


Figura 2.15 – Duas situações consideradas para estudar a presença de condutores externos (correntes eléctricas fluindo para fora da folha). (a) – O condutor externo está posicionado segundo o eixo xx . (b) – O condutor externo está posicionada segundo o eixo yy .

Tendo em conta o grande número de variáveis envolvido não é fácil sintetizar toda a informação relacionada com este assunto num só gráfico. Optou-se por tentar considerar um caso simples que seja ilustrativo e próximo de uma situação prática. Foi considerado um condutor externo, posicionado a uma distância $d = 1,5\text{ m}$ de um dos braços sensores, percorrido por uma corrente de 12 kA . No gráfico da Figura 2.16 está representado o erro introduzido no sinal de saída S em função da corrente em medição. Obviamente, quando a corrente medida é muito inferior à corrente externa, o erro introduzido é elevado, tanto que se optou por o representar apenas para correntes a partir dos 500 A .

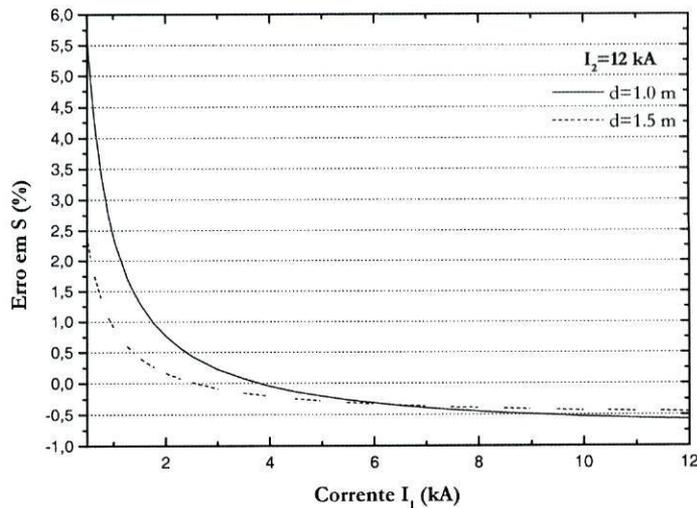


Figura 2.16 – Erros introduzidos no sinal S por uma corrente externa de 12 kA que passa por um condutor colocado a 1 m ou a $1,5\text{ m}$ do sensor.

Apesar de tudo, verifica-se que, no intervalo de correntes entre $1,5$ e 12 kA o erro é sempre inferior a $0,5\%$. Isto significa que, nas condições consideradas, o sensor poderia ser utilizado como um dispositivo de classe 0.5 para uma corrente nominal de 10 kA .

Note-se, que, caso o condutor externo estivesse colocado a uma distância de $d = 1\text{ m}$, o dispositivo já não cumpriria as mesmas especificações. Este tipo de comportamento implica que o sensor tem que ser dimensionado e calibrado para cada aplicação de modo a cumprir determinadas especificações.

De um modo análogo é possível simular a situação representada na Figura 2.15-(b) em que o condutor externo se encontra a uma distância h , medida a partir da base dos prismas, numa direcção definida pelo eixo yy . Neste caso, a rotação de Faraday provocada pelo campo magnético resultante é igual, em módulo, para os dois braços sensores e é dada por:

$$\theta = \frac{\mu_0 V}{2\pi} \left[2I_1 \arctan\left(\frac{L}{2r}\right) + I_2 \arctan\left(\frac{L-h}{r}\right) + I_2 \arctan\left(\frac{h}{r}\right) \right] \quad (2.36)$$

Considerou-se uma situação idêntica à anterior, isto é, um condutor externo colocado a uma distância $h = 1,5\text{ m}$ da base dos prismas, através do qual circula uma corrente de 12 kA . O efeito da corrente externa sobre o sinal de saída do sensor pode ser observado na Figura 2.17. Comparando com a situação anterior verifica-se que, para um mesmo valor de corrente a passar no condutor, praticamente à mesma distância que anteriormente, o erro introduzido é ligeiramente superior. De facto, neste caso, o erro só é inferior a $0,5\%$ para correntes a partir dos $3,5\text{ kA}$.

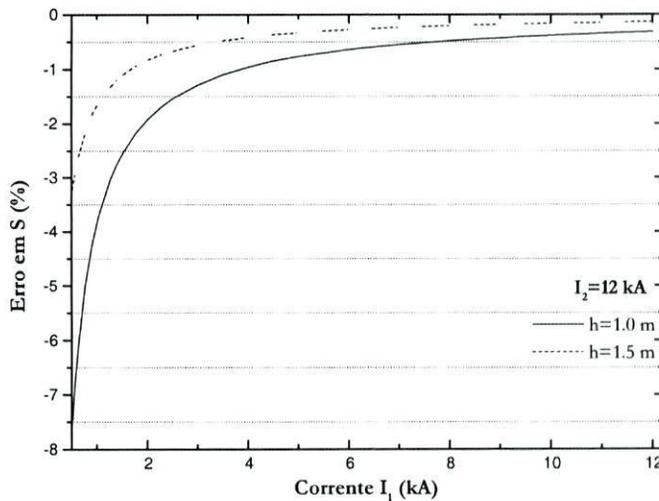


Figura 2.17 – Erro introduzido no sinal S por uma corrente de 12 kA a circular por um condutor externo situado a distâncias de $h = 1$ e $1,5\text{ m}$ da base dos prismas magneto-ópticos.

Esta situação demonstra ser mais sensível a variações da posição do condutor externo. Se for considerada uma distância de $h = 1\text{ m}$, o erro introduzido aumenta de forma mais acentuada relativamente à situação anterior. Tal deve-se, mais uma vez, ao processamento soma/diferença. Enquanto que na situação anterior os campos externos apareciam com o mesmo sinal algébrico nos dois braços sensores, neste caso esses campos têm sinais opostos. Já se verificou que este tipo de perturbações é mais desfavorável para o processamento em causa.

Apesar dos erros introduzidos, verifica-se que a presença de campos magnéticos externos, apesar de limitar a utilização do sensor a determinados intervalos de operação, não invalida o seu uso para aplicações de medição de correntes eléctricas. A situação representada nas simulações é, aliás, mais desfavorável do que uma situação real. Num sistema trifásico real, geralmente, as correntes que circulam nos três condutores são aproximadamente iguais no que diz respeito ao seu valor eficaz. Além disso, as distâncias envolvidas serão, em muitas situações, superiores às consideradas. Os resultados obtidos permitem concluir que, embora

seja necessário um dimensionamento cuidadoso da geometria do sensor para cada aplicação específica, a sua utilização como aparelho de medida pode ser viável.

Com o auxílio dos resultados obtidos através do modelo teórico, foi dimensionado um sistema com características idênticas às consideradas nas simulações. O objectivo era construir um dispositivo capaz de medir correntes elevadas em ambientes de alta tensão, para aplicações de medição e de protecção. Não foram efectuadas simulações para a detecção de transitórios pois a largura de banda intrínseca do sensor é extremamente elevada e, em princípio, é limitada essencialmente pela electrónica de detecção e processamento.

Após um processo de escolha e aquisição de todos os componentes necessários, procedeu-se à implementação do sensor no laboratório para comprovar experimentalmente o conceito explorado. A informação detalhada sobre os componentes ópticos do sensor pode ser consultada em anexo.

2.4 Verificação experimental do princípio de funcionamento

A configuração do sensor óptico idealizado é estruturalmente simétrica pois consiste em dois braços idênticos, colocados em lados opostos do condutor. Por esse motivo, para a realização dos primeiros testes experimentais, cujo objectivo era averiguar a validade do princípio de funcionamento, optou-se por montar somente um dos braços sensores.

A configuração implementada para a realização dos testes experimentais pode ser observada na Figura 2.18.

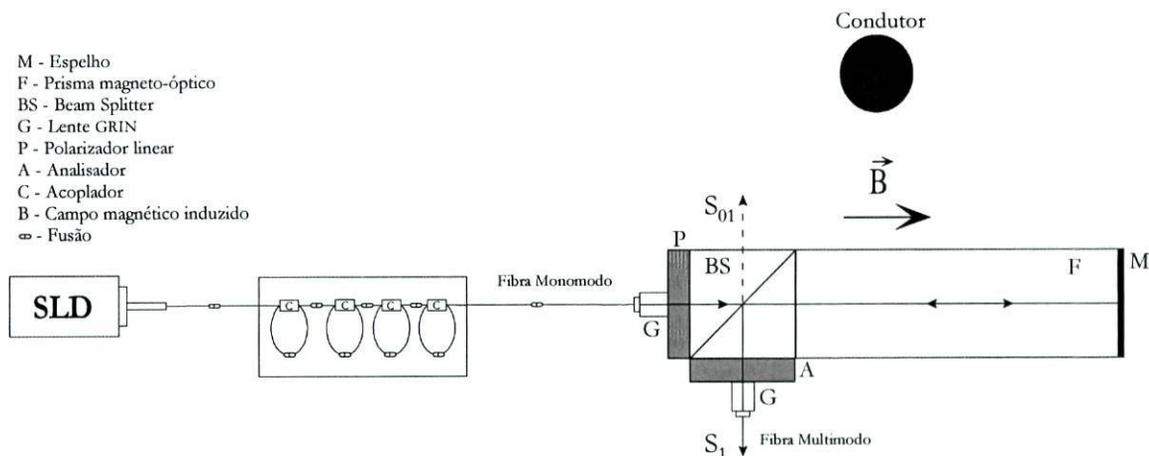


Figura 2.18 – Esquema do sistema experimental implementado no laboratório para verificação do princípio de funcionamento.

2.4.1 Montagem laboratorial

Para fonte óptica do sistema optou-se por utilizar um diodo superluminescente (*SLD*) com comprimento de onda central de 820 nm . A escolha deveu-se, principalmente, a uma questão de disponibilidade tanto da fonte óptica em si como de outros componentes adequados para utilização no comprimento de onda em questão, entre os quais a própria fibra óptica monomodo. Esta fonte óptica, de espectro largo ($FWHM^w \approx 30\text{ nm}$), é fornecida com um controlador de temperatura e corrente pois é muito sensível a estes parâmetros. O dispositivo é fornecido com *pigtail*^x, com uma potência óptica disponível à saída da fibra de aproximadamente 1 mW . Esta fibra foi interligada, através de uma fusão, a uma fibra monomodo com ligação a um despolarizador e à cabeça sensora. Nesta ligação ocorreram perdas importantes de potência ($\sim 3\text{ dB}$) devido à diferença de características existente entre as duas fibras. Enquanto a fibra monomodo tinha características padrão com medidas de núcleo/bainha de $9/125\ \mu\text{m}$, na fibra do *SLD* essas medidas eram de $4/90\ \mu\text{m}$. Em contrapartida, numa fusão entre duas fibras iguais, em condições laboratoriais, as perdas de potência rondam os 0.13 dB .

Como o processamento de sinal do sensor se baseia na potência óptica detectada, é importante maximizar o nível de potência à saída reduzindo as perdas ao mínimo. Mais importante ainda é a estabilidade do nível de potência acoplada ao sensor. Contudo, à entrada do elemento sensor existe um polarizador linear, a fonte óptica utilizada tem um grau de polarização relativamente elevado (aproximadamente 50% ^y) e a ligação entre a mesma e o elemento sensor é feita através da fibra óptica monomodo convencional. Esta combinação vai ser propícia a que, devido a efeitos mecânicos ou ambientais, se possam verificar flutuações acentuadas da potência óptica injectada no prisma sensor. Embora o esquema de processamento que se pretende implementar seja concebido para tornar o sinal independente de flutuações de potência, é conveniente minimizar as mesmas para níveis reduzidos logo à partida.

A presença do despolarizador em fibra pretende, precisamente, evitar estes problemas. O dispositivo em causa consiste num conjunto de acopladores em fibra óptica interligados

^w FWHM - Full Width at Half Maximum.

^x Uma fonte óptica ou um fotodetector fornecidos com *pigtail* são dispositivos vendidos pelo fabricante com uma fibra óptica previamente alinhada com o detector ou emissor.

^y De uma forma simplificada, o grau de polarização linear (*GP*) de uma fonte óptica pode ser averiguado interpondo, entre a mesma e um fotodetector, um polarizador linear e uma lâmina de atraso de meia onda. Rodando a lâmina de atraso de 180° e registando a máxima e a mínima potência detectada, dadas respectivamente por S_{max} e S_{min} , pode calcular-se o grau de polarização linear através da expressão: $GP(\%) = 100 \times \frac{S_{\text{max}} - S_{\text{min}}}{S_{\text{max}} + S_{\text{min}}}$

como se vê na Figura 2.18 (os detalhes sobre o seu funcionamento e construção podem ser encontrados em anexo). A sua utilização no sistema permitiu obter, à saída da lente GRIN, imediatamente antes do polarizador de entrada, um grau de polarização de aproximadamente 2%. Esta redução permitiu estabilizar substancialmente o nível de potência óptica transmitido pelo polarizador linear de entrada. No entanto, devido ao elevado número de fusões efectuadas na sua construção, juntamente com a atenuação própria dos acopladores, as perdas de potência introduzidas por este dispositivo foram relativamente elevadas ($\approx 8\text{ dB}$).

Também na cabeça sensora ocorreram perdas de potência significativas. Tanto no polarizador de entrada como no analisador à saída, para além da redução de potência em 50% prevista pela teoria, ocorreu uma diminuição de 40% devida à atenuação intrínseca destes elementos ópticos. Além disso, na passagem da radiação da lente GRIN monomodo para a lente GRIN multimodo também se perdeu alguma potência devido à colimação não ideal do feixe. A acumulação de todas estas perdas traduziu-se numa potência óptica de saída de apenas alguns microwatt.

Como a potência óptica era um factor crítico, uma etapa muito importante na montagem do braço sensor consistiu no alinhamento preciso de todos os seus elementos ópticos. Para facilitar todo o processo recorreu-se a um laser de *He-Ne* com emissão de radiação visível (632.8 nm).

Na Figura 2.19 e Figura 2.20 podem ser observadas fotografias que mostram a montagem implementada no laboratório e que corresponde ao esquema da Figura 2.18. Na Figura 2.19 pode ver-se a fibra óptica monomodo, protegida por um revestimento amarelo, que transporta a radiação do *SLD* até à cabeça sensora. O cabo monomodo amarelo possui, na extremidade que termina exactamente antes do polarizador, a lente GRIN que colima o feixe que se vai propagar através da cabeça sensora. O cabo azul que se vê interligando a cabeça sensora e os fotodetectores é constituído por fibra óptica multimodo. Neste caso existe, na extremidade junto ao analisador de saída, uma lente GRIN multimodo que capta a radiação após esta ter percorrido a cabeça sensora e faz o acoplamento à fibra multimodo. Ambas as lentes estão solidárias com suportes de ajuste micrométrico para facilitar o alinhamento. Na outra extremidade, a fibra óptica de saída é alinhada com o fotodetector com o auxílio de um pequeno conector. Foram detectadas as saídas S_1 e S_{01} mas esta última não foi utilizada para nenhum processamento, tendo apenas servido para monitorização da potência acoplada. Para detecção da radiação foram utilizados fotodetectores de silício com amplificação integrada (*RS 308-067*), com largura de banda de 5 kHz e uma área de detecção de 5 mm^2 . O pico de sensibilidade é próximo dos 900 nm e a responsividade, nos 425 nm , é de $30\text{ mV}/\mu\text{W}/\text{cm}^2$.

Tipicamente, a 800nm , o valor da responsividade é cerca de 4 vezes maior, sendo aproximadamente $120\text{mV} / \text{mW} / \text{cm}^2$.

Para a realização dos testes de medição de correntes eléctricas elevadas, foi concebida uma fonte de corrente eléctrica alternada (50Hz) capaz de gerar correntes dos 0 aos $2000A_{rms}$. Esta fonte, que proporcionava uma tensão muito baixa, permitiu efectuar em segurança todos os testes experimentais em ambiente laboratorial. A corrente era controlada através duma escala graduada cuja menor divisão correspondia aproximadamente a $80.5A_{rms}$. A calibração desta escala foi efectuada recorrendo a uma pinça amperimétrica. No entanto, como a pinça disponível só permitia medir correntes até aos $400A_{rms}$, a curva de calibração completa, até aos $2000A_{rms}$, foi obtida por extrapolação. Verificou-se, com o auxílio da pinça amperimétrica, que, em média, o erro cometido ao ajustar um valor na escala e ao obter o valor de corrente correspondente através da curva de calibração ronda os $15A_{rms}$.

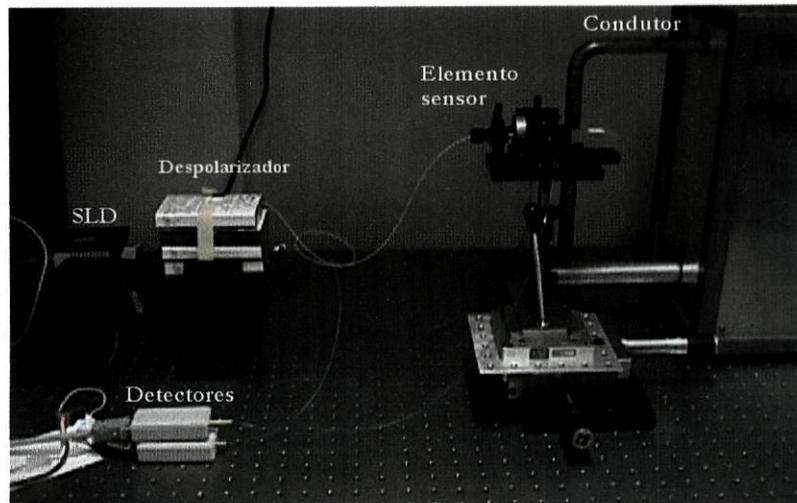


Figura 2.19 – Sistema experimental implementado para a realização dos primeiros testes laboratoriais.

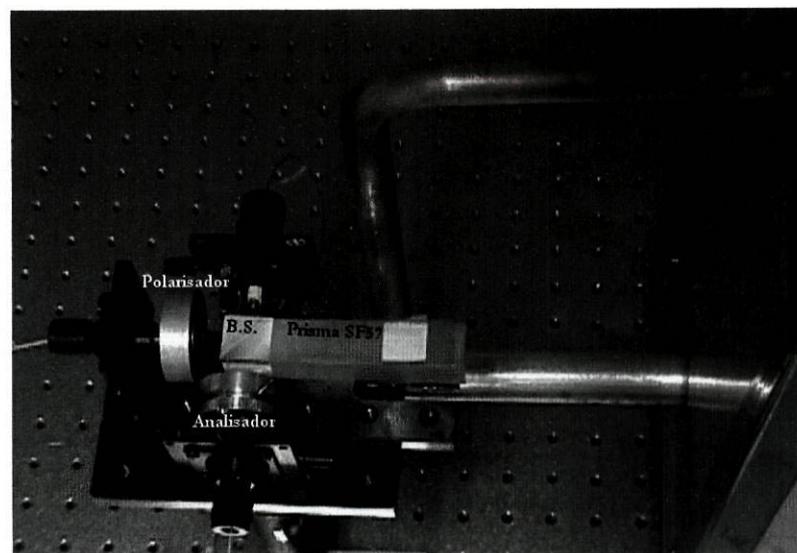


Figura 2.20 – Pormenor do elemento sensor junto ao condutor de corrente.

2.4.2 Testes experimentais

Uma vez concluída a implementação e o alinhamento da montagem experimental, foram efectuados vários testes para comprovar as expectativas criadas pelos resultados teóricos obtidos. Em particular, foram avaliados os seguintes parâmetros:

- linearidade da função de transferência do sensor,
- birrefringência linear do SF57 e sua dependência com a temperatura,
- reprodução de formas de onda de corrente alternada.

Linearidade

Para averiguar a linearidade de resposta do sensor fez-se variar a corrente num intervalo entre os 0 e os $1500 A_{rms}$, em incrementos de aproximadamente $100 A_{rms}$. Para cada valor de corrente eléctrica foi registada a tensão do sinal de saída. Como o sinal originado pelo detector era muito pequeno, apesar da amplificação integrada, foi colocado um filtro passa-banda a $50 Hz$ com um factor de ganho de 100 vezes. A distância entre o ponto médio do prisma e o condutor, segundo a direcção xx , foi fixada em $r = 3 cm$. Segundo a direcção yy , fixou-se a distância h , entre a base do prisma e o condutor, em $4 cm$, ou seja no ponto médio, por ser esta a posição de máxima sensibilidade.

No gráfico da Figura 2.21 encontram-se representados os resultados experimentais obtidos na situação descrita. Estes resultados ilustram o comportamento real da saída S_1 em função da corrente que circula no condutor.

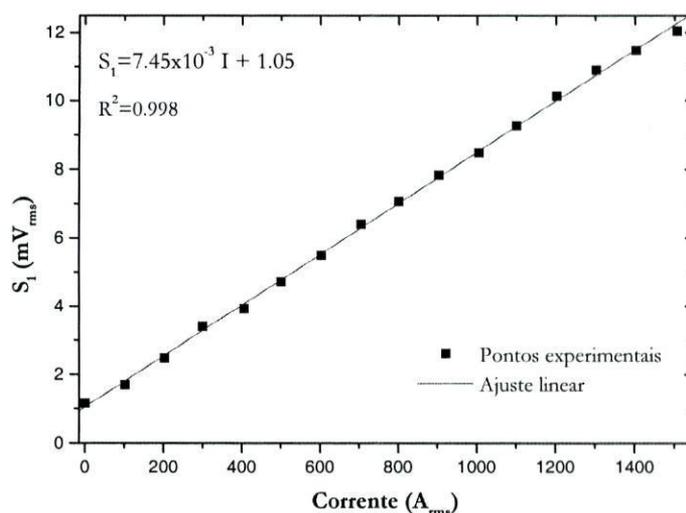


Figura 2.21 – Resultados experimentais de tensão medida em função da corrente no condutor e respectivo ajuste linear.

Os resultados obtidos permitiram confirmar uma boa linearidade de resposta do sensor no intervalo estudado. As pequenas flutuações observadas devem-se, em parte, ao erro

cometido na leitura da escala da fonte de corrente. Foram calculados um coeficiente de correlação linear $R^2 = 0.998$ e uma sensibilidade de $7.45 \text{ mV} / \text{kA}(\text{rms})$. Tendo em conta a responsividade do fotodetector, e o factor de amplificação de 100 vezes do filtro passa banda, a variação equivalente em termos de potência óptica é de aproximadamente $12.4 \text{ nW} / \text{kA}_{\text{rms}}$. Este é um valor extremamente pequeno que demonstra bem a necessidade de acoplar o máximo de potência óptica possível na cabeça sensora.

Birrefringência linear

Embora no SF57, um vidro amorfo com baixo coeficiente foto-elástico, a birrefringência linear intrínseca ou induzida seja muito pequena, é conveniente investigar a variação deste parâmetro com a temperatura, uma vez que este fenómeno pode ser responsável por flutuações na resposta do sensor.

Para avaliar o comportamento da birrefringência linear com a temperatura foi utilizado o sistema representado na Figura 2.22. Provocando uma variação na direcção da polarização à entrada do prisma de SF57, através da rotação da lâmina de atraso de meia onda, registou-se, para várias direcções de polarização, o máximo e mínimo valor detectados durante uma rotação de 180° do analisador. Com estes dados foi possível calcular o grau de polarização linear para as várias posições da lâmina de atraso. Na ausência de corrente aplicada ao condutor e para uma birrefringência linear igual a zero, nas condições representadas na figura, o grau de polarização à saída deve ser 100%.

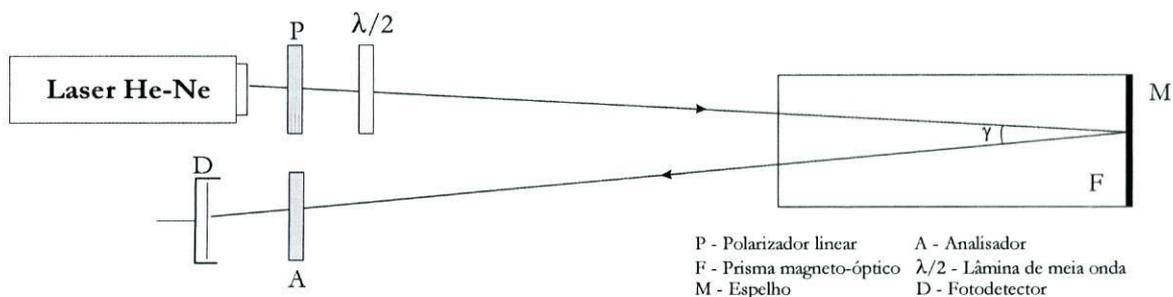


Figura 2.22 – Montagem experimental utilizada para avaliar a influência da birrefringência linear ($\gamma \approx 0^\circ$).

Na presença de birrefringência linear, após percorrer o prisma, a radiação ficará elipticamente polarizada, diminuindo o grau de polarização linear medido. O desvio do grau de polarização linear em relação a 100% constitui, assim, uma medida da birrefringência linear do material.

Este procedimento foi repetido à temperatura ambiente, aproximadamente 20°C , e após o aquecimento do prisma até uma temperatura de 60°C .

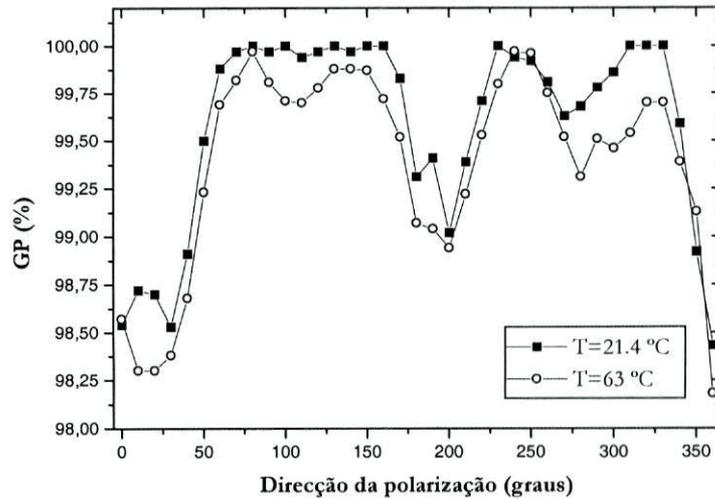


Figura 2.23 – Variação do grau de polarização linear da radiação após percorrer o prisma de SF57 em função da direção inicial da polarização.

Observando os resultados experimentais representados nos gráficos da Figura 2.23 verifica-se que, embora para determinadas orientações da lâmina de atraso seja visível uma diminuição do grau de polarização linear, essa variação é muito pequena (cerca de 2%) e corresponde a uma birrefringência linear desprezável. Ou seja, pode considerar-se que não existe nenhum eixo próprio de birrefringência linear. Além disso, verifica-se que, no intervalo de temperaturas considerado, o comportamento é essencialmente o mesmo.

Estes resultados permitem confirmar que o material escolhido é perfeitamente adequado para sensores baseados no efeito magneto-óptico.

Medição de sinais AC

Finalmente, e como o sensor se destina a medir correntes alternadas, foi registada a forma de onda sinusoidal, a 50 Hz, gerada pela fonte de corrente para vários valores de corrente eficaz. No gráfico da Figura 2.24 podem comparar-se as formas de onda, que foram registadas através de um sistema de aquisição de dados, para três valores diferentes de corrente eficaz, 500, 1000 e 1500 A_{rms} .

O estudo dos resultados obtidos permitiu chegar a conclusões importantes. Verificou-se que a forma de onda é reproduzida com fidelidade, independentemente do valor de pico da corrente; ou seja, a onda medida é também uma onda sinusoidal a 50 Hz não sendo introduzidas distorções significativas pelo processo de medição. Além disso, embora esteja presente um pequeno atraso de fase entre o sinal aplicado e o sinal medido, este desfasamento é constante e independente do valor de pico da corrente e provavelmente foi introduzido pela electrónica de detecção e aquisição de sinal.

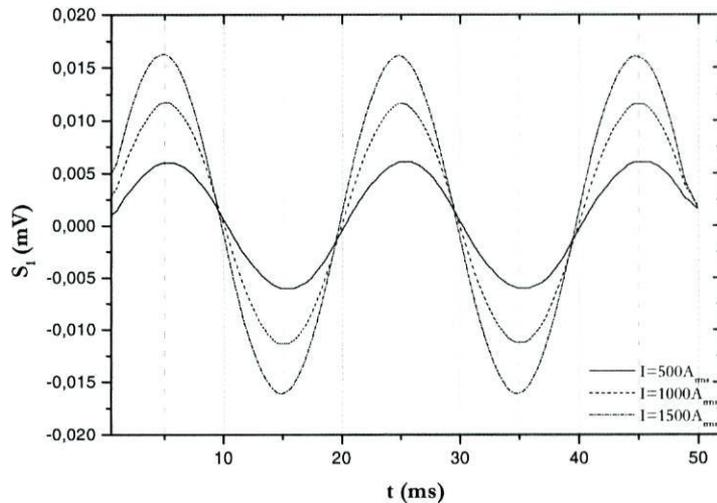


Figura 2.24 – Sinais de saída do sensor resultantes da medição da forma de onda a 50 Hz da fonte de corrente, para valores da corrente eficaz de 500, 1000 e 1500 A_{rms} .

A aquisição e processamento de todos os dados recolhidos foram efectuados com o auxílio duma placa *GPIB* e dum programa elaborado com *software LabView™*.

Esta primeira fase experimental constituiu uma etapa importante do trabalho realizado. Além de terem sido obtidos resultados favoráveis, foi adquirida uma maior sensibilidade prática que se demonstrou fundamental na fase seguinte: a implementação dum protótipo completo do sensor proposto.

2.5 Protótipo experimental

Concluídos os primeiros ensaios, que permitiram confirmar a validade do princípio de funcionamento e avaliar o futuro desempenho do sensor, avançou-se para a implementação da configuração completa, tal como está representada na Figura 2.1.

Uma vez que se pretendia construir um dispositivo que pudesse ser manuseado e transportado para realização de testes no exterior, o primeiro passo desta fase do trabalho consistiu em conceber e construir um invólucro protector para a cabeça sensora. O objectivo deste invólucro é proteger, manter a disposição geométrica e assegurar o alinhamento de todos os componentes ópticos da cabeça sensora. Além disso, deve permitir a fácil adaptação de todo o conjunto a vários tipos de condutores. Escolheu-se trabalhar em acrílico (Perspex) pela facilidade com que a sua forma pode ser moldada e pelas suas características dieléctricas.

Construiu-se um invólucro constituído por duas peças iguais com diversos compartimentos dispostos de modo a albergar e fixar os diversos componentes, incluindo o

acoplador que divide a potência óptica entre os dois braços. Os divisores de potência e os prismas de *SF57* foram colados entre si através de uma cola *epoxy* com propriedades ópticas adequadas. Estes componentes foram colocados nos respectivos compartimentos e cuidadosamente alinhados com as lentes GRIN de entrada e saída. Todo o sensor foi montado e alinhado sobre uma das peças da caixa; a colocação da segunda peça e a sua cuidadosa fixação garantiu finalmente a estabilidade de todo o conjunto. Na Figura 2.25 pode ser observado um desenho esquemático onde estão especificadas todas as dimensões do invólucro, juntamente com uma fotografia das duas peças em acrílico após a sua fabricação de acordo com essas especificações. Foi deixado em aberto o espaço entre os dois prismas onde passa o condutor pois, assim, pode ser construído um adaptador para cada tipo de condutor.

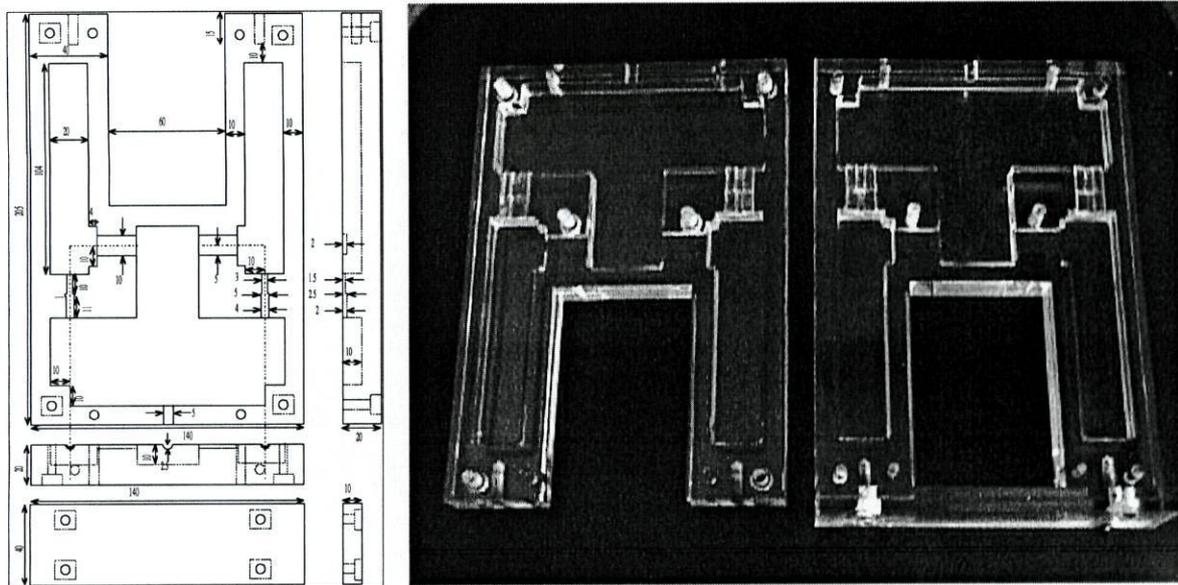


Figura 2.25 – Desenho esquemático especificando as medidas (em *mm*) do invólucro protector (à esquerda) e fotografias das duas peças fabricadas de acordo com essas especificações (à direita).

O resultado final foi uma cabeça sensora monolítica e dieléctrica cuja única comunicação para o exterior é um cabo com três fibras ópticas: uma fibra monomodo proveniente do *SLD* que transporta a radiação até à cabeça sensora e duas fibras multimodo que transportam os sinais provenientes de cada um dos canais, modulados pela corrente, até uma unidade de detecção e processamento.

Uma parte essencial do dispositivo construído consiste, precisamente, numa unidade contendo todos os elementos externos necessários para o funcionamento da cabeça sensora. Esta unidade contém: um *SLD* com o respectivo controlador de corrente e temperatura; um pequeno compartimento onde foi colocado o despolarizador; um bloco de processamento electrónico que inclui detecção, amplificação e filtragem; e uma fonte de alimentação que

fornece energia a todos estes dispositivos e que pode funcionar por ligação à rede ou alimentada a baterias.

Cada um dos sinais ópticos detectados (S_1 e S_2) provenientes dos dois braços sensores, após a passagem pelo bloco de amplificação e filtragem, dá origem a dois sinais eléctricos. Na saída A obtém-se um sinal de banda larga com uma amplificação reduzida. Na saída B obtém-se um sinal com uma maior amplificação e uma filtragem selectiva em torno dos 50 Hz . Esta saída possui, relativamente ao canal A , um andar de ganho suplementar ajustável (por um factor entre dez e trinta). O dispositivo construído fornece, assim, dois pares de sinais: S_{1A}, S_{2A} e S_{1B}, S_{2B} . Com os sinais do canal A , com largura de banda elevada e baixa sensibilidade, pretende-se monitorar a ocorrência de transitórios, sinais com componentes de alta frequência e cujos valores de pico podem ultrapassar centenas de vezes o valor nominal da corrente da rede. Com os sinais do canal B , com ganho mais elevado e filtragem selectiva, pretende-se monitorar o sinal de 50 Hz da rede pública.

Todo este conjunto está acondicionado numa pequena caixa. No painel frontal desta caixa estão disponíveis ajustes de ganho para o canal B . Encontram-se ainda quatro saídas BNC correspondendo aos quatro sinais descritos. No painel traseiro da caixa, além das saídas para alimentação eléctrica (AC ou DC), encontram-se as saídas/entradas dos sinais ópticos por meio de um cabo com três fibras ópticas. As especificações dos circuitos de amplificação e filtragem da unidade de processamento podem ser consultadas em anexo. Na Figura 2.26 encontra-se uma fotografia onde pode ver-se o aspecto final da cabeça sensora e na Figura 2.27 uma fotografia da unidade de processamento.

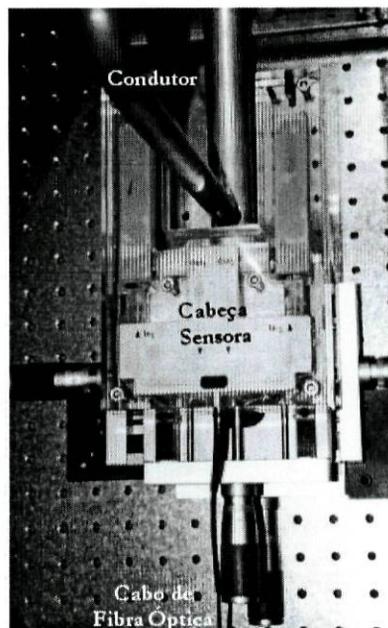


Figura 2.26 – Aspecto final da cabeça sensora construída.

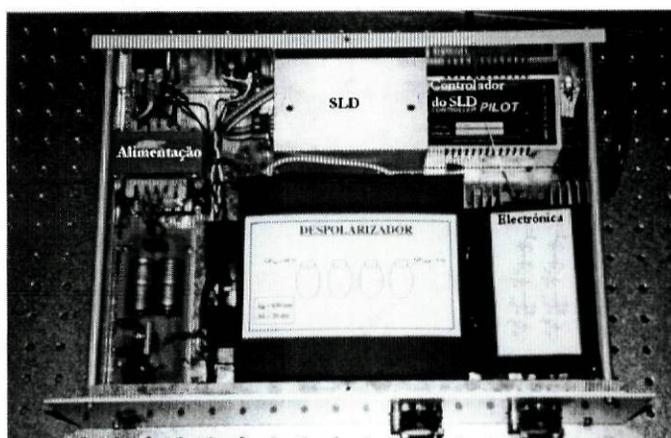


Figura 2.27 – Aspecto do interior da unidade de processamento.

O conjunto composto por estes dois elementos, cabeça sensora e unidade de processamento, ligado por um cabo de fibras ópticas com 15 m, constitui um dispositivo que pode ser transportado para o exterior e adaptado a diversos tipos de condutores, mantendo as suas características de funcionamento. Construiu-se, assim, um ‘protótipo’ com o qual foram realizados vários testes.

Inicialmente o sensor foi testado nos laboratórios do INESC Porto para avaliar e caracterizar o seu desempenho. Posteriormente foram realizados testes demonstrativos nas instalações da EFACEC, onde se trabalhou ainda em baixa tensão mas com correntes mais elevadas (até aos 4000 A_{rms}). Tendo sido obtidos resultados encorajadores procedeu-se à realização de testes em ambiente de alta tensão, até 200 kV, nos laboratórios da EDP (LABLEC). Neste local foi ainda possível calibrar o sensor óptico através da comparação com os padrões da EDP. Finalmente, foram realizados ensaios em ambiente real na subestação de Vermoim. Em particular foram testados o corte e ligação de uma bateria de condensadores e de um transformador de potência para monitorização de transitórios. Os mesmos dispositivos foram também monitorados em regime normal de operação.

2.5.1 Caracterização do sensor

Os primeiros ensaios com o dispositivo completo foram realizados nos laboratórios do INESC Porto. Com estes testes pretendeu-se verificar e avaliar os seguintes parâmetros: a linearidade de resposta, numa gama de corrente entre os 0 e os 2000 A_{rms} ; a sensibilidade e a resolução no mesmo intervalo; a variação da sensibilidade em função da posição relativa do conjunto sensor/condutor; e, ainda, a estabilidade da fase da forma de onda medida para vários valores de corrente. Na fotografia da Figura 2.28 pode observar-se a montagem laboratorial com a qual foram efectuados os testes experimentais.

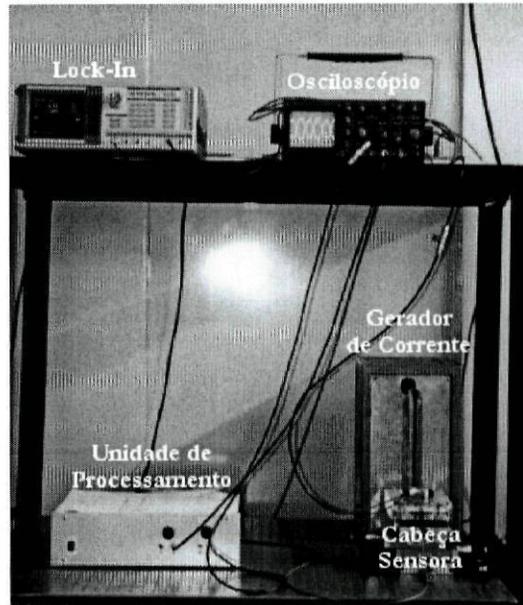


Figura 2.28 Esquema experimental com o qual foram realizados os ensaios laboratoriais.

Antes de serem realizadas as medições, o ganho variável das duas saídas do canal B foi ajustado de modo a garantir uma sensibilidade idêntica para cada um dos braços sensores. Esse ajuste foi mantido durante todas as medições efectuadas no laboratório.

A montagem de todo o sistema dentro do invólucro protector limitou bastante a qualidade do alinhamento das lentes GRIN ao inviabilizar a utilização dos suportes micrométricos. Além disso, as fusões efectuadas em fibra multimodo apresentavam perdas superiores ao normal. Deste modo, os sinais de saída de ambos os braços sensores eram de aproximadamente 100 nW . Apesar da pouca potência óptica disponível, os sinais eléctricos nas saídas do canal A eram da ordem das dezenas de milivolts, mesmo para correntes relativamente elevadas. Já nas saídas do canal B , devido a uma etapa suplementar de amplificação (por um factor entre dez e trinta), o sinal de saída era da ordem das centenas de milivolts. Nos testes realizados no laboratório só foram utilizadas as saídas do canal B , uma vez que não se efectuou qualquer ensaio envolvendo transitórios. Nesta fase, não foi aplicado o processamento soma/diferença, pelo que os resultados apresentados se referem apenas a uma ou a ambas as saídas S_{1B} e S_{2B} , registadas individualmente.

Linearidade e sensibilidade

Para avaliar a linearidade e sensibilidade do sistema fez-se variar a corrente em intervalos regulares. A corrente máxima disponível no laboratório era de $2000 A_{rms}$. Nesta gama de correntes, foram registados os valores de saída dos sinais S_{1B} e S_{2B} para incrementos de aproximadamente $100 A_{rms}$ da corrente eficaz. O condutor esteve sempre centrado em

relação à cabeça sensora, na posição de máxima sensibilidade. Os resultados obtidos podem ser observados no gráfico da Figura 2.29.

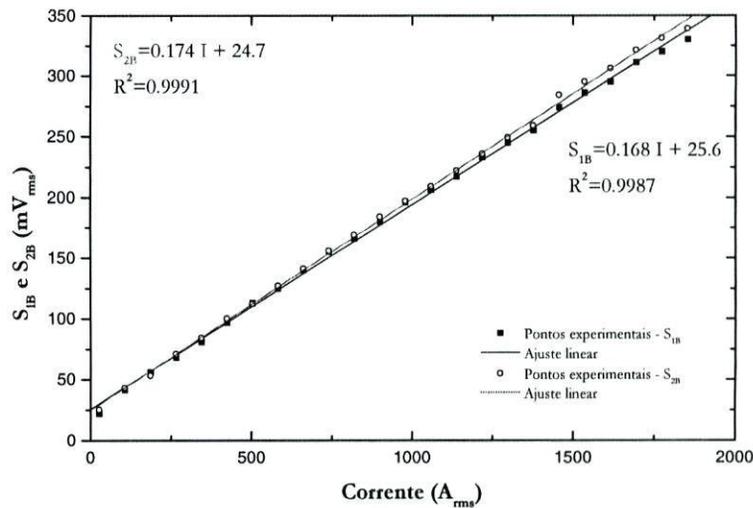


Figura 2.29 – Comportamento dos sinais de saída S_{IB} e S_{2B} em função da corrente eléctrica que percorre o condutor.

A observação do gráfico permite confirmar que a linearidade apresenta, até aos $2000 A_{rms}$, um bom coeficiente de correlação linear para ambos os canais. De acordo com o modelo teórico, para a configuração geométrica actual, a resposta do sensor deverá manter-se linear até aos $30 kA$. Mas, simplesmente alterando essa geometria, será possível aumentar a gama linear, podendo a consequente perda de sensibilidade ser compensada com um aumento da potência óptica disponível e uma melhoria do sistema electrónico de detecção e amplificação. A configuração estudada poderá, deste modo, ser adaptada a diversas situações.

As rectas obtidas permitem também estimar a sensibilidade do sensor. Observando as equações dos ajustes lineares, pode concluir-se que os dois canais tinham uma sensibilidade de aproximadamente $0.17 mV/A(rms)$. Neste caso não é possível calcular a equivalência em termos de potência óptica pois o ajuste de ganho não possuía nenhuma escala graduada. Recorde-se, no entanto, que apesar da sensibilidade obtida ser bastante superior à obtida nos testes preliminares, ela deve-se exclusivamente a uma amplificação muito maior do sinal óptico, que é neste caso bastante mais reduzido.

Dependência da sensibilidade com a geometria

Como foi demonstrado através do modelo teórico desenvolvido, a sensibilidade do sensor depende da geometria do conjunto sensor/condutor. Para verificar experimentalmente esse comportamento foram efectuados alguns testes.

Os ensaios realizados no laboratório consistiram em variar a posição do sensor relativamente ao condutor e observar a resposta de cada um dos canais a um valor fixo da corrente. Num dos testes, o deslocamento foi efectuado no sentido do comprimento dos prismas (designado por yy no laboratório); no outro teste fez-se variar a posição relativa segundo o eixo dos xx (no sentido da largura do sensor). Os resultados obtidos para cada um dos braços do sensor encontram-se na Figura 2.30, para a primeira situação, e na Figura 2.31, para a segunda situação.

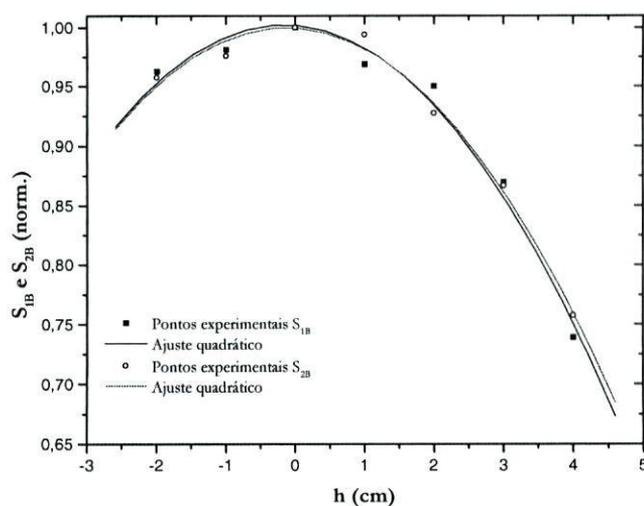


Figura 2.30 – Variação da resposta de ambos os canais do sensor a um valor de corrente fixo em função da posição relativa do conjunto sensor/condutor segundo a direcção yy .

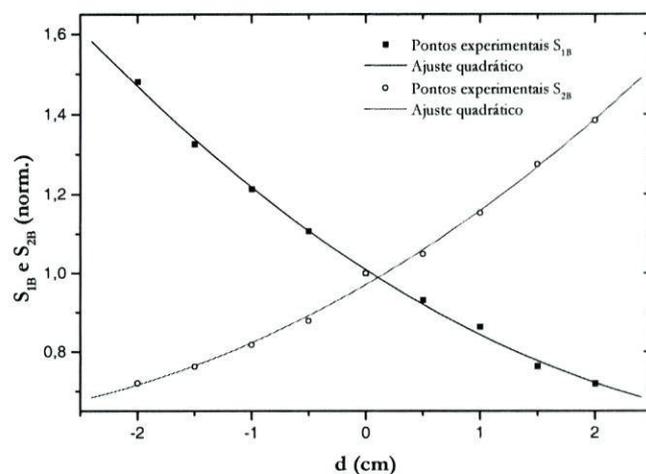


Figura 2.31 – Variação da resposta de ambos os canais do sensor a um valor de corrente fixo em função da posição relativa do conjunto sensor/condutor segundo o eixo xx .

A observação dos gráficos obtidos permite verificar, em ambos os casos, um comportamento idêntico ao previsto pelo modelo teórico. Além disso, verificou-se que a posição de máxima sensibilidade coincidia com a posição geométrica esperada.

Para o caso do deslocamento segundo yy , num dos sentidos não foi possível afastar mais o condutor, por isso, os gráficos representados não são perfeitamente simétricos em torno da posição de equilíbrio. No entanto, é evidente que a variação de sensibilidade ocorre de igual forma em ambos os sentidos em torno da posição de equilíbrio e com o mesmo sinal algébrico para os dois canais (diminui para ambos).

Também no caso do deslocamento segundo xx o comportamento da sensibilidade é muito semelhante ao previsto pelo modelo teórico. A dependência da sensibilidade com a posição é muito mais forte do que na situação anterior. Confirma-se que um deslocamento em torno da posição de equilíbrio vai provocar perturbações de sinal oposto em cada um dos braços sensores e de grandezas ligeiramente diferentes. Já se constatou que esta conjugação de factores pode ser nefasta para um sinal que resulte do processamento soma/diferença dos dois canais. Para evitar estes problemas é necessário assegurar uma fixação extremamente eficaz ao condutor, especialmente nesta direcção.

Resolução

Com o objectivo de estimar a resolução do sensor procedeu-se à monitorização do sinal de saída em função do tempo à medida que se aplicavam variações súbitas, ou 'degraus', de corrente. Para determinar a resolução com este método é essencial conhecer a largura de banda com que é efectuada a aquisição do sinal, utilizando para tal, um amplificador *lock-in*. Para obter uma onda de referência, necessária ao funcionamento do *lock-in*, colocou-se um toro metálico com um enrolamento em cobre junto do condutor. Este dispositivo permitiu obter uma onda com a mesma frequência e com uma relação de fase conhecida e constante com a corrente medida^z.

Uma constante de tempo no *lock-in* de $t = 1\text{ s}$, combinada com um filtro de 12 dB/oct , resultou na aquisição do sinal com uma largura de banda efectiva de 125 mHz . Os pontos experimentais foram adquiridos à frequência de 1 Hz . Estabelecidas as condições de aquisição procedeu-se à realização dos testes.

^z A variação do fluxo magnético (ϕ_n) na vizinhança do condutor induz uma força electromotriz (Ve) nos terminais do enrolamento de cobre proporcional à corrente que passa no condutor: $Ve = -\partial\phi_n/\partial t$. Quando o campo magnético apresenta uma variação sinusoidal no tempo resulta uma diferença de fase de $\pi/2$ entre o campo indutor e a tensão induzida.

Para determinar a resolução foram medidas variações do valor da corrente ao longo do tempo. Efectuaram-se ‘saltos’ quase instantâneos no valor da corrente eficaz com amplitudes de 39, 20 e 7 A_{rms} respectivamente, intercalados entre si de mais de um minuto. A resposta do sensor pode ser observada na Figura 2.32.

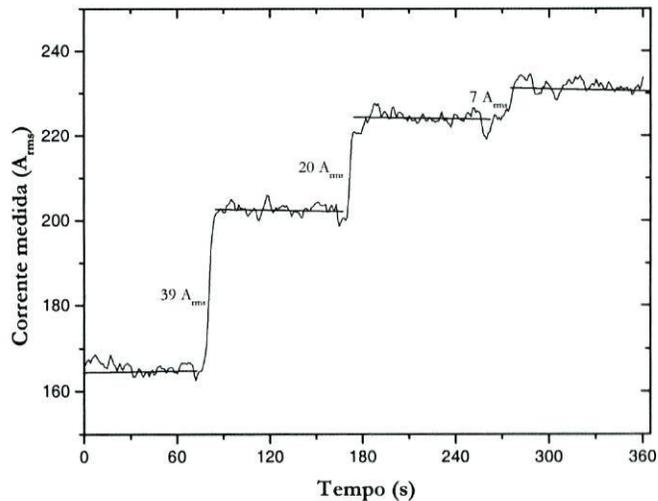


Figura 2.32 – Medição de variações de corrente ao longo do tempo. Estão representados ‘saltos’ de corrente com amplitudes de 39, 20 e 7 A_{rms} .

Em cada um dos ‘patamares’ de corrente foi medido o valor de tensão eficaz à saída do detector. A realização de uma análise estatística do sinal permitiu determinar o valor médio e as respectivas flutuações. Com os quatro valores de correspondência entre a tensão e a corrente procedeu-se à calibração do sistema. A curva de calibração está representada na Figura 2.33.

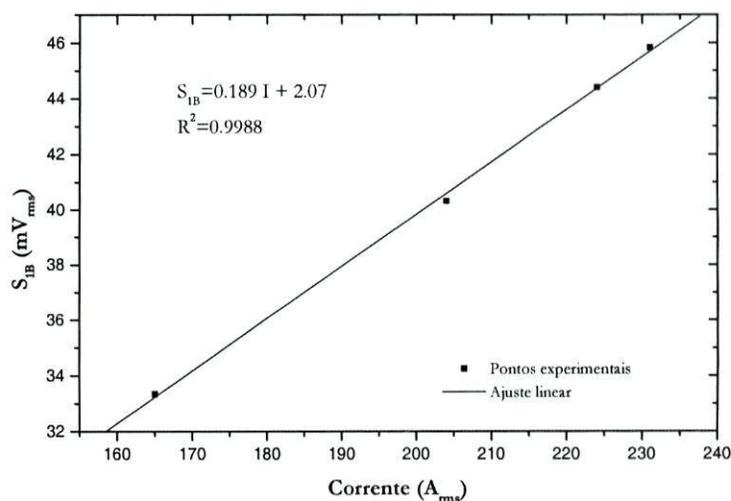


Figura 2.33 – Curva de calibração utilizada para o cálculo da resolução.

Verifica-se que os resultados, tanto em termos de linearidade como de sensibilidade, são muito semelhantes aos obtidos nos testes anteriores. Uma vez determinada a equação da recta:

$$S_{1B} = 0.189I + 2.083 \quad (2.37)$$

é possível associar a cada valor de tensão um valor de corrente medido:

$$I_{medido} = \frac{S_{1B} - 2.083}{0.189} \quad (2.38)$$

Do mesmo modo, às flutuações ΔV do valor da tensão, podem ser correspondidos valores de flutuações da corrente medida ΔI :

$$\Delta I = \frac{\Delta V}{0.189} \quad (2.39)$$

Na Tabela 2.1, pode observar-se os valores de tensão obtidos e as respectivas flutuações associadas, para cada um dos patamares de corrente aplicada; pode também ver-se a conversão destes valores em valores correspondentes de correntes medidas e respectivas flutuações.

Para determinar a resolução raciocinou-se da seguinte maneira: considerando um dos 'saltos' de corrente representados no gráfico, pode dizer-se que a comutação ocorre de um valor médio I_1 para um valor médio I_2 , com flutuações associadas $\pm\Delta I_1$ e $\pm\Delta I_2$. Tendo em conta que $\Delta I_1 \approx \Delta I_2$, pode considerar-se, por simplicidade, um único valor ΔI .

Nesta situação, o mínimo incremento de corrente que se consegue distinguir será o que existe entre os valores I_1 e $I_1 + 2\Delta I$, ou seja, $2\Delta I$. O valor de $2\Delta I$, normalizado à largura de banda, constitui efectivamente o valor da resolução do sistema.

Corrente aplicada (A_{rms})	S_{1B} (mV_{rms})	$2\Delta V$ (mV_{rms})	Corrente medida (A_{rms})	$2\Delta I$ (A_{rms})
165	33.34	0.25	165.6	1,3
204	40.31	0.26	202.4	1,4
224	44.40	0.29	224.1	1,6
231	45.83	0.26	231.7	1,4

Tabela 2.1 – Valores de tensão e respectivas flutuações obtidos para os quatro valores de corrente aplicada. Correspondência desses valores com valores de corrente medidos e respectivas flutuações.

Desta forma, calculou-se a resolução R para o valor médio de $2\Delta I$, normalizado à largura de banda (B):

$$R = \frac{2\Delta\bar{I}}{\sqrt{B}} = \frac{1.4 A_{rms}}{\sqrt{125 \text{ mHz}}} = 4 A_{rms} / \sqrt{\text{Hz}} \quad (2.40)$$

Conclui-se, assim, que o valor de resolução do sistema é de $4 A_{rms} / \sqrt{\text{Hz}}$. Este valor está limitado essencialmente pelo ruído electrónico que, na presente configuração, é ainda bastante elevado. No entanto, a razão sinal/ruído pode facilmente ser aumentada, quer aumentando a potência óptica acoplada quer melhorando a electrónica de amplificação e filtragem.

Monitorização da fase

Foram realizados testes para verificar a estabilidade do valor da fase relativa, entre o sinal que circula no condutor e o sinal efectivamente medido, em função do tempo e da corrente eficaz. É em aplicações de medição de energia, particularmente energia eléctrica reactiva, que este parâmetro assume especial importância. É essencial que a fase relativa entre os dois sinais seja o mais próximo possível de zero. Mais importante ainda é que essa fase não varie com a corrente medida

A monitorização da fase foi realizada com a ajuda de um amplificador *lock-in*. Foram apenas registadas variações da fase em torno de um zero preestabelecido pois o *lock-in* anulou o desfasamento *DC* que existia entre os dois sinais. Esse desfasamento ($\pi/2$) originado pelo fenómeno de indução, no entanto, é constante e não depende da corrente medida.

Na Figura 2.34 (a) e (b) podem comparar-se as variações da corrente que ocorreram num intervalo de 74 s e as correspondentes variações da fase no mesmo intervalo.

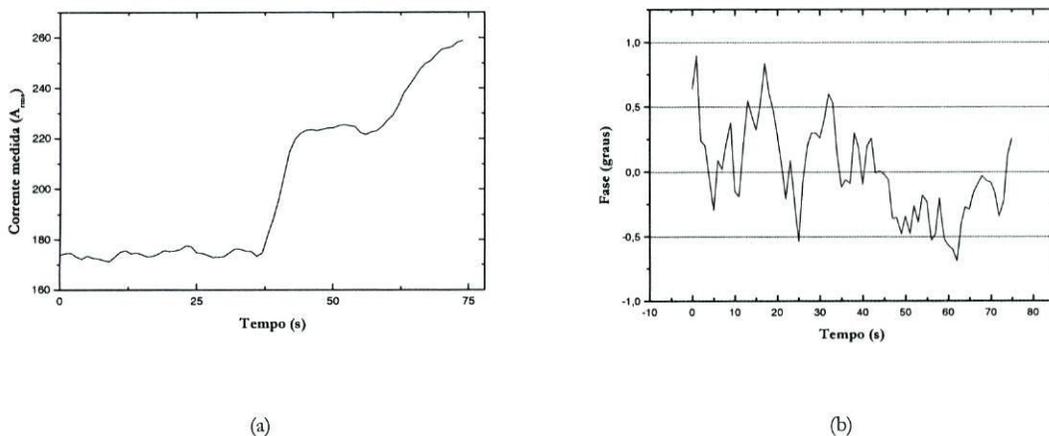


Figura 2.34 –Medição de variações de corrente (a) e de fase (b) ao longo do mesmo intervalo de tempo.

A observação dos dois gráficos permite verificar que, apesar das variações do valor eficaz da corrente, o valor de fase medido permanece estável. Realizando uma análise estatística do sinal da fase, verifica-se que o seu valor médio é de 0° com flutuações associadas

de $\pm 0.4^\circ$. A existência de ruído electrónico a 50 Hz é responsável por esta pequena instabilidade. Mais uma vez o aumento da potência óptica e um melhor dimensionamento da electrónica poderão melhorar substancialmente os resultados.

Os testes realizados permitiram caracterizar o desempenho do sensor. Foi possível confirmar algumas das características previstas pelo modelo teórico como boa linearidade, boa reprodução da forma de onda em termos de amplitude e fase, etc. Foi também possível detectar alguns aspectos a melhorar como a fixação do sensor ao condutor, devido à dependência da sensibilidade com a geometria, e a necessidade de aumentar a potência óptica disponível e reduzir o ruído electrónico, com o objectivo de melhorar a resolução e a estabilidade da fase.

2.5.2 Testes de baixa tensão na EFACEC

Uma vez testado e caracterizado nos laboratórios do INESC Porto, o sensor foi transportado para as instalações da EFACEC com o intuito de realizar uma demonstração do seu funcionamento, no âmbito de um projecto de investigação envolvendo as duas instituições.

Na EFACEC, utilizando equipamento que a empresa usa para testar os seus produtos, foi possível realizar testes de linearidade numa gama de correntes entre os 0 e os $4000 A_{rms}$, em baixa tensão. Os sinais das saídas do sensor óptico (S_{1B} e S_{2B}) foram comparados com o sinal proveniente dum toro padrão da EFACEC. Observou-se ainda a relação de fase entre os três sinais. Nas figuras 2.35 e 2.36, podem ver-se algumas fotografias efectuadas durante a realização desses testes.

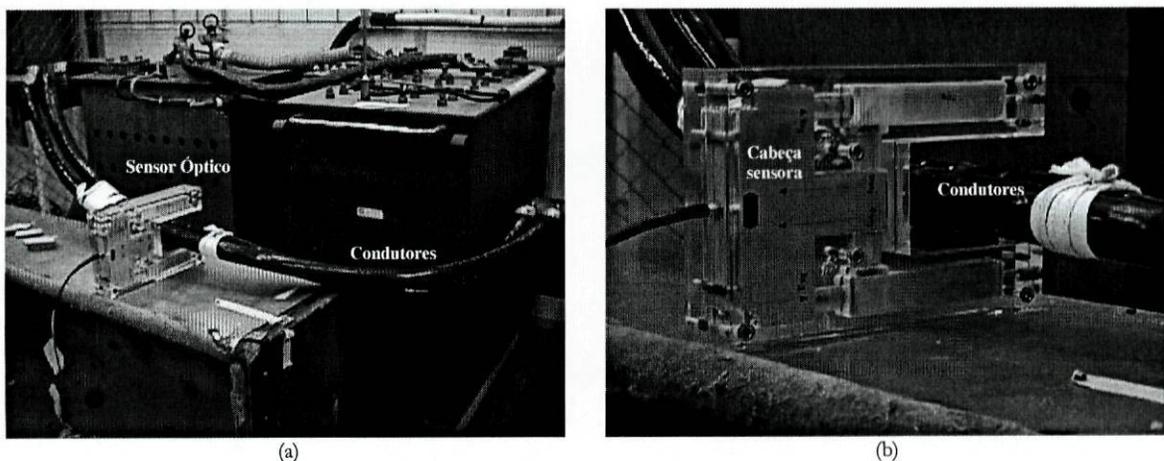


Figura 2.35 – (a) Sensor em teste de baixa tensão nas instalações da EFACEC. (b) Pormenor da cabeça sensora e do condutor durante o ensaio de baixa tensão.

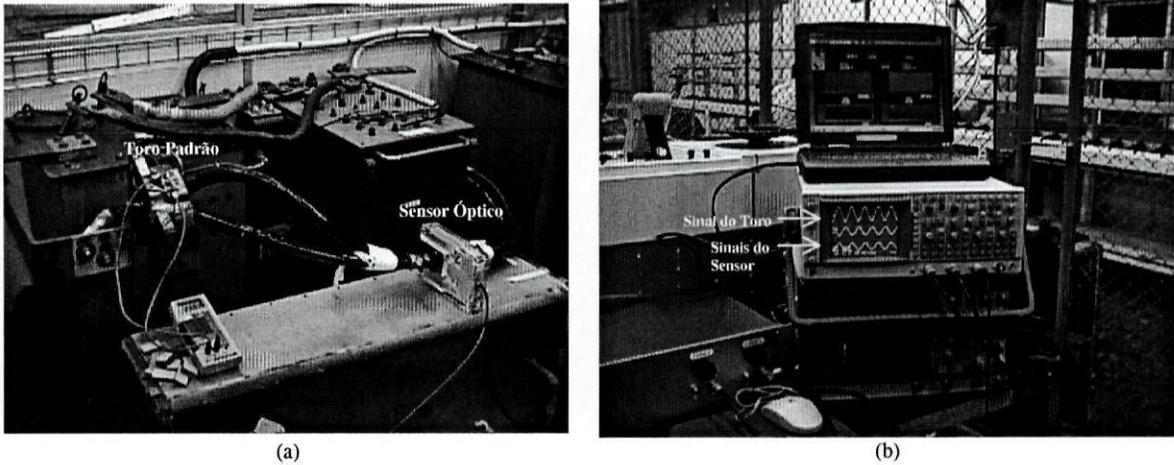


Figura 2.36 – (a) Sensor óptico e toro padrão em medição simultânea. (b) Leitura das formas de onda do toro de referência e do sensor óptico no osciloscópio.

Com o auxílio de um sistema de aquisição de dados e de um osciloscópio digital foram registados os valores de tensão eficaz provenientes de cada uma das saídas (S_{1B} e S_{2B}), para vários valores de corrente dentro do intervalo $0 - 4000 A_{rms}$. Os resultados obtidos podem ser observados no gráfico da Figura 2.37. Como o ganho das duas saídas não foi equalizado, verifica-se que a sensibilidade dos dois sinais é diferente. O valor da sensibilidade é de $0.387 mV/A(rms)$ para a saída S_{1B} e de $0.258 mV/A(rms)$ para a saída S_{2B} . Apesar de tudo, fica comprovada a elevada linearidade numa gama de correntes que vai até aos $4000 A_{rms}$.

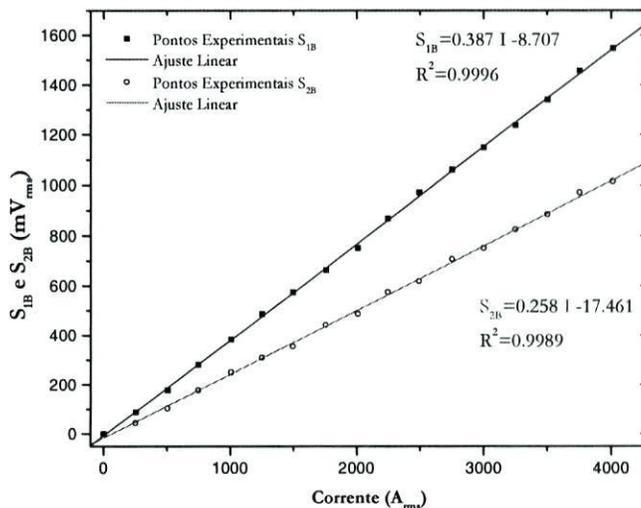


Figura 2.37 – Variação linear dos sinais S_{1B} e S_{2B} em função da corrente no condutor. Medição em baixa tensão.

A medição simultânea, com o sensor óptico e com o toro padrão, permitiu avaliar a capacidade do sensor óptico reproduzir com fidelidade a forma de onda da rede, tanto em amplitude e frequência, como em fase. Na Figura 2.38 encontra-se um dos oscilogramas registados durante os ensaios.

A análise de vários oscilogramas revelou que a correlação dos dois sinais era bastante elevada, isto é, as formas de onda obtidas com o sensor óptico e com o sensor convencional apresentavam características bastante idênticas: um sinal sinusoidal a 50 Hz, com uma amplitude directamente proporcional à corrente medida, e em fase com o sinal medido. Existe um pequeno desfasamento mas é constante e invariante com a corrente medida. Este desfasamento demonstrou ser independente do valor da corrente eficaz que circulava no condutor, indiciando a sua origem na electrónica de filtragem e detecção e não em alguma propriedade intrínseca do sensor.

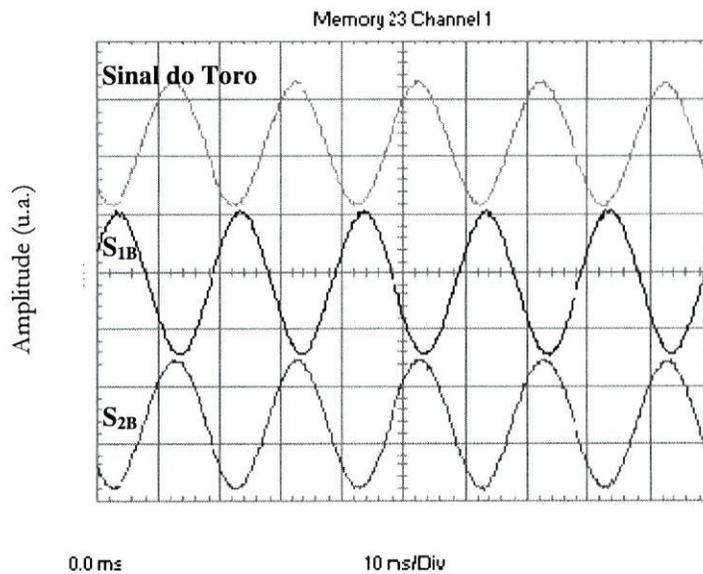


Figura 2.38 – Registo das formas de onda do sensor óptico (S_{1B} e S_{2B}) e do toro padrão.

A realização destes testes permitiu confirmar a linearidade do sensor óptico numa gama de correntes mais alargada e comparar o seu desempenho directamente com um sensor convencional. Dada a qualidade dos resultados foi preparada a realização de testes em ambiente de alta tensão.

2.5.3 Ensaio realizados no LABLEC

Como preparação para testes de campo, em condições reais, foram realizados vários ensaios nos Laboratórios da EDP (LABLEC). O objectivo era calibrar e caracterizar em ambiente de alta-tensão os protótipos desenvolvidos, nomeadamente o sensor óptico e um sensor GMR^{aa}.

^{aa} No âmbito do projecto de investigação em que foi desenvolvido este sensor óptico pelo INESC Porto, também foi fabricado um sensor GMR (Giant Magnetic Resistance), pela empresa ENT, que se baseia na variação da resistência com o campo magnético dum elemento semiconductor inserido numa ponte de Wheatstone. Este sensor também tem comunicação exclusivamente óptica entre a unidade de detecção e a cabeça sensora.

Foram realizados os seguintes ensaios:

- Calibração em baixa tensão – Observação e registo do sinal de saída do sensor para vários valores de corrente, em regime permanente (operação a 50 Hz) e em situação de baixa tensão. A calibração foi efectuada comparando a resposta do sensor óptico com a resposta de sensores padrão utilizados pela EDP. Monitorização da fase relativa entre o sinal medido pelo sensor e o sinal da rede.
- Transitórios – Simulação, em situação de baixa tensão, da ocorrência de transitórios, ligação e corte de corrente.
- Teste em alta tensão – Monitorização da resposta do sensor para uma corrente de $500 A_{rms}$ a 50 Hz , em regime permanente, para vários valores de tensão: 0 , 100 e 200 kV .

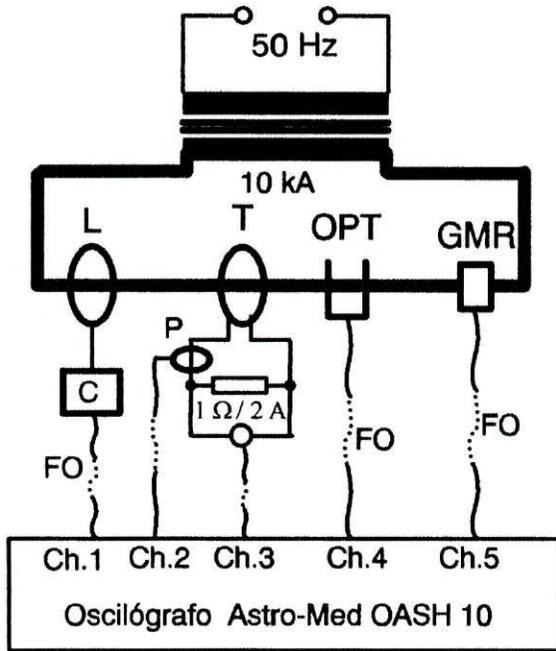
Uma vez que não se aplicou nenhum processamento utilizando simultaneamente as duas saídas em oposição de fase do sensor óptico, na realização destes testes monitorou-se somente a saída proveniente de um dos braços sensores. No entanto, como também se fez alguns testes com transitórios, foram efectuados registos recorrendo a ambas as saídas (S_{1A} e S_{1B}). A leitura dos sinais foi realizada por um oscilógrafo (Astro-Med OASH 10) que registava as formas de onda provenientes dos sensores em teste e dos sensores padrão numa folha de papel graduado.

Calibração

Os primeiros ensaios realizados destinaram-se à calibração dos sensores em teste através da comparação com os sinais de vários padrões, baseados em sensores convencionais, da EDP. O esquema do dispositivo experimental utilizado para a realização dos testes de calibração em baixa tensão está representado na Figura 2.39.

Pode observar-se na figura e respectiva legenda que, além do sensor óptico e do GMR, estavam disponíveis mais três sinais, provenientes de padrões normalmente utilizados pela EDP, precisamente para fins de calibração. Nomeadamente, estavam presentes: uma pinça de corrente (L) aplicada directamente no condutor e com comunicação óptica até à zona de processamento, um sensor toroidal (T) aplicado directamente no condutor e uma outra pinça amperimétrica (P) aplicada no secundário do sensor toroidal.

Foram efectuadas medições da forma de onda e do seu valor eficaz para valores de corrente de 286 , 492 , 1000 , 2000 , 3000 e $4005 A_{rms}$. Através da comparação dos sinais de saída dos padrões e do sensor óptico, foi obtida a curva de calibração que está representada na Figura 2.40. Verifica-se que a resposta do sensor é perfeitamente linear.



Legenda:

- L – Pinça de corrente LEM- flex
- C – Unidade de conversão de sinal eléctrico em sinal óptico
- FO – Fibra óptica
- T – Toro Padrão 500/1 (N.º 83112; cl.0.1; 15 VA)
- P – Pinça amperimétrica
- OPT – Sensor óptico
- GMR – Sensor magneto-resistivo

Figura 2.39 – Esquema do dispositivo experimental com o qual foram realizados os testes de calibração.

Na presente configuração, a sensibilidade do sinal S_{IB} é de $0.246 mV/A(rms)$. As variações observadas até agora no valor da sensibilidade, nos vários testes realizados, devem-se simplesmente ao ajuste no ganho variável do circuito de amplificação. Esses ajustes foram efectuados para adaptar o sinal de saída às diversas situações experimentais. Neste caso, o ganho foi controlado de modo a ajustar o sinal à escala do papel do oscilógrafo.

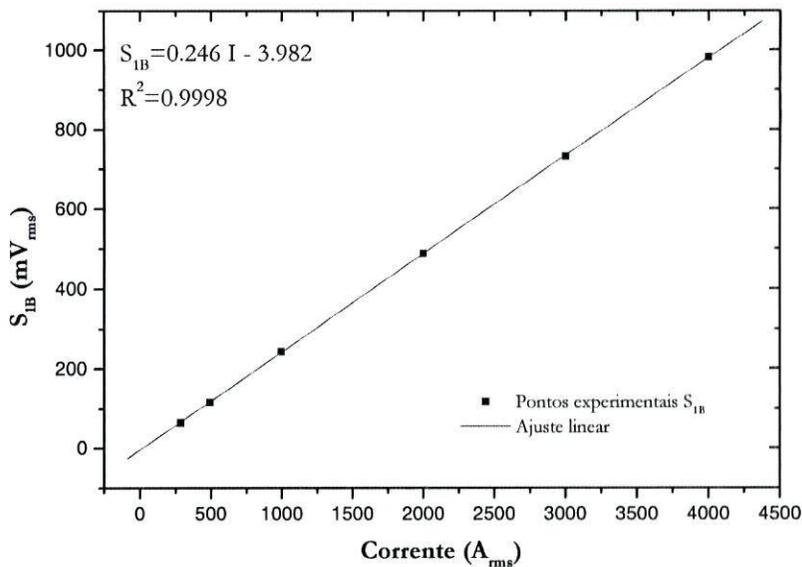


Figura 2.40 – Curva de calibração da saída S_{IB} do sensor óptico.

Monitorização da fase

Um parâmetro de grande importância, nomeadamente para a medição de energia, é a medição da fase do sinal da rede com o mínimo desvio possível. Usando o mesmo esquema experimental, foi comparada a fase medida pelo sensor óptico, na saída S_{2A} , com a fase medida por um dos padrões. O resultado da comparação paramétrica das duas ondas pode ser observado na Figura 2.41.

Analisando a figura, conclui-se que existe um desfasamento entre as duas ondas que é, apesar de tudo, constante no tempo (a elipse é perfeitamente simétrica). A espessura que se observa no traçado da elipse é provocada por flutuações de amplitude presentes no sinal do sensor óptico. Neste teste, como foi utilizado o canal A, com filtragem reduzida, o sinal aparece um pouco mais ruidoso.

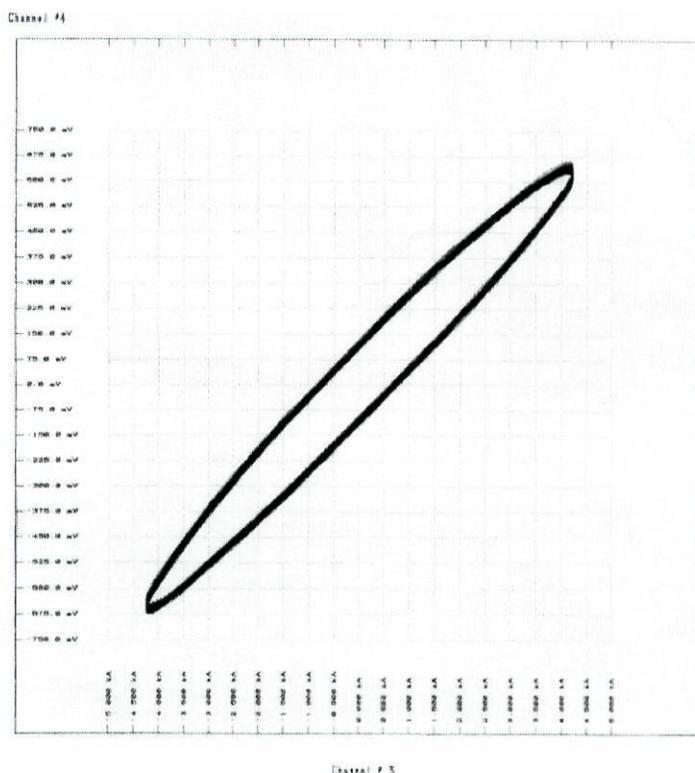


Figura 2.41 – Representação paramétrica (XY) da relação de fase entre o sinal medido pelo sensor óptico e o sinal medido pelo toro padrão.

Monitorização de transitórios

Ainda no mesmo esquema experimental, de baixa tensão, foram efectuadas simulações de ocorrência de transitórios. Para tal, uma corrente alternada com valor eficaz de $3042 A_{rms}$ foi ligada e cortada repentinamente. Foram efectuadas medições na ligação e no corte, utilizando o sinal S_{2B} (com filtro centrado nos $50 Hz$) e o sinal S_{2A} (com uma largura de

banda de aproximadamente 60kHz). Os oscilogramas obtidos podem ser analisados na Figura 2.42 (a), (b), (c) e (d). Em cada um dos oscilogramas, os canais assinalados *Ch.1*, *Ch.2*, *Ch.3*, *Ch.4* e *Ch.5* correspondem respectivamente ao sinal da pinça de corrente (*L*), ao sinal da pinça amperimétrica (*P*), ao sinal do Toro padrão (*T*), ao sinal do sensor óptico (foram usadas alternadamente as saídas S_{2A} e S_{2B}) e ao sinal do sensor *GMR*.

Como seria de esperar, na saída S_{2B} há uma reprodução bastante aproximada da forma de onda a 50Hz após a ligação e antes do corte da corrente, isto é, durante o regime de operação normal. No entanto, o sinal desta saída não consegue representar correctamente o que se passa no momento da ligação ou do corte da corrente. Tal deve-se, obviamente, à presença do filtro a 50Hz que atenua fortemente as altas frequências existentes no sinal nestes momentos, para além de introduzir distorções de fase.

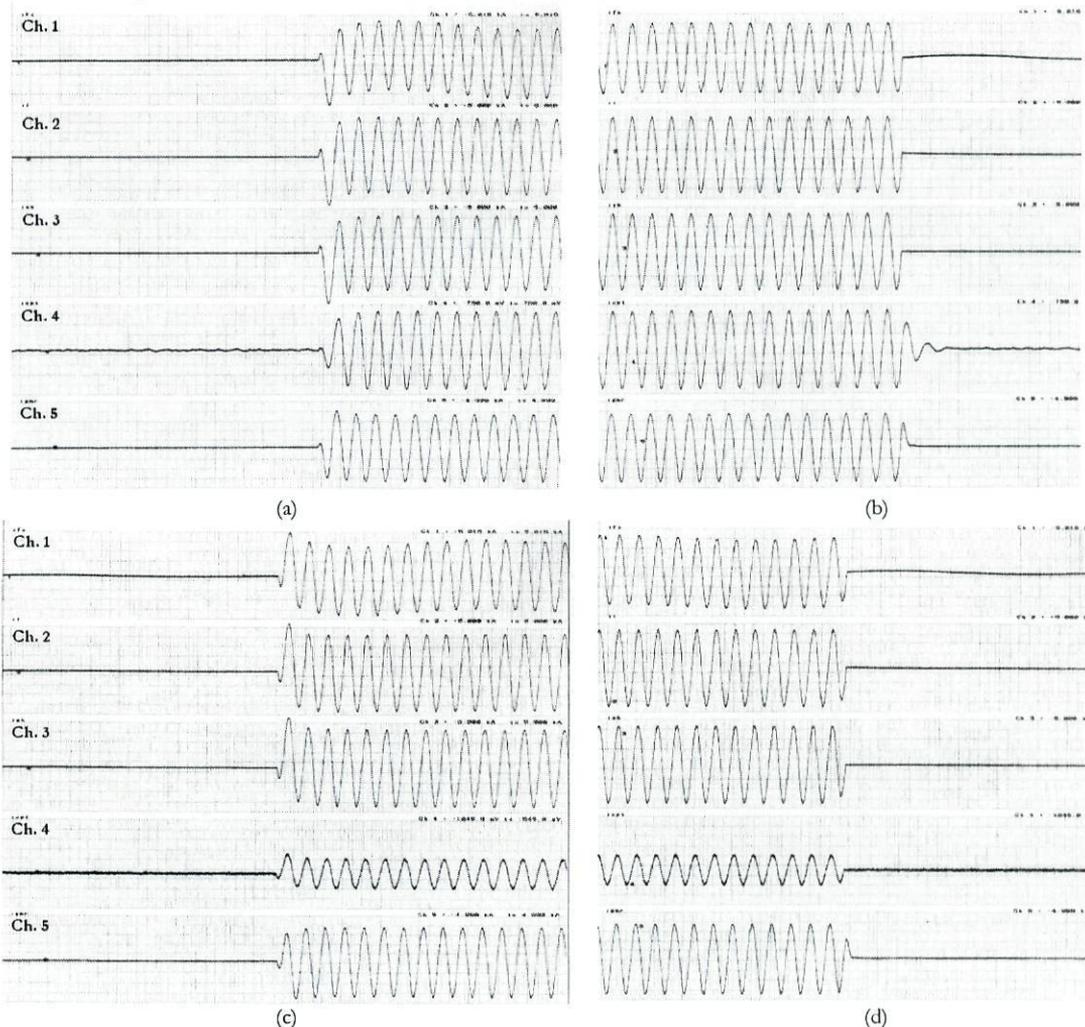


Figura 2.42 – Oscilogramas registados durante os ensaios. (a) Ligação da corrente monitorada pelo canal *B*. (b) Corte da corrente monitorada pelo canal *B*. (c) Ligação da corrente monitorada pelo canal *A*. (d) Corte da corrente monitorada pelo canal *A*.

Contudo, na saída S_{2A} , apesar da menor razão sinal/ruído, é possível observar um comportamento idêntico ao registado pelos padrões, quer nos momentos de corte e ligação, quer durante o regime de operação normal. A partir destes registos é possível estimar o coeficiente de modulação da corrente sobre a potência óptica. Na ausência de corrente eléctrica, o sinal em tensão do sensor óptico era de aproximadamente 745 mV . Quando uma corrente de 3042 A_{rms} passa através do condutor, o sinal do sensor sofre uma modulação sinusoidal com um valor eficaz de 62.9 mV_{rms} . Estes valores indicam uma modulação de $21\text{ mV}/\text{kA}(rms)$. Em termos relativos o coeficiente de modulação da potência óptica será de $2.8\%/kA$. Este valor é aproximadamente o dobro do que foi estimado pelo modelo teórico. Para além das aproximações relativas à constante de Verdet e ao comprimento de onda da radiação, uma condição que pode contribuir para esta discrepância é o facto do sinal do detector utilizado possuir um pequeno *offset* negativo. Assim, o valor *DC* da tensão do sinal de saída pode estar a ser subestimado. Apesar de tudo, o valor obtido para o coeficiente de modulação é bastante próximo do valor teórico.

De uma forma geral, o comportamento observado corresponde ao que se esperava pois cada um dos sinais cumpriu a função para que foi preparado: o sinal do canal *A* para monitorar comportamentos transitórios e o do canal *B* para medir e monitorar a corrente durante a operação em regime contínuo.

Medições de corrente em situação de alta tensão

Para verificar o comportamento do sensor em ambientes de alta tensão, foram efectuadas medições de uma corrente de aproximadamente 500 A_{rms} , em regime permanente, sob tensões de 0 , 100 kV e 200 kV .

Como se esperava, a resposta do sensor permaneceu inalterada ao longo dos vários testes, isto é, o valor de corrente medido demonstrou ser independente da tensão na linha (os oscilogramas correspondentes a estes ensaios podem ser observados em anexo). Ficou assim comprovada a capacidade do sensor desenvolvido operar em linhas de alta tensão.

Como o objectivo dos ensaios realizados era avaliar a possibilidade de efectuar testes de campo numa subestação, os resultados obtidos foram cuidadosamente analisados.

Análise dos resultados

A resposta do sensor óptico correlaciona-se muito bem com a resposta dos sensores padrão ($R^2 = 0.9998$), apresentando uma resposta linear dentro da gama de valores de corrente testada. Registou-se uma sensibilidade, que pode ser ajustada electronicamente, de $0.246\text{ mV}/\text{A}(rms)$. Este valor, apesar de pequeno, é suficiente para que na medição de valores

na ordem de milhares de amperes a razão sinal/ruído seja elevada. No entanto, para medição de sinais mais pequenos (centenas de amperes), a razão sinal/ruído pode baixar significativamente. Para as saídas do canal A esta situação é agravada por uma sensibilidade entre dez a trinta vezes mais pequena. Apesar de tudo, foi possível estimar um coeficiente de modulação que indicava uma variação de 2,8% da potência óptica por cada kA de corrente.

Durante o registo dos sinais observaram-se flutuações de amplitude a baixa frequência. A origem destas flutuações é, no entanto, alheia à cabeça sensora, isto é, não tem origem na parte óptica mas sim na unidade de processamento. Apesar da filtragem, devido à grande amplificação, existe ainda algum ruído electrónico. Assim sendo, sobreposto ao sinal a 50 Hz , está presente uma componente de ruído electrónico à mesma frequência, cuja fase varia aleatoriamente. Da soma destes dois sinais resulta uma onda a 50 Hz com um batimento a baixa frequência. A solução deste problema passa simplesmente pelo aumento da potência óptica acoplada à cabeça sensora e uma melhoria de todo o bloco de detecção, amplificação e filtragem. Além disso, o cabo de fibras ópticas pode ser aumentado de modo a permitir a realização das medições num local mais afastado e com menor ruído electromagnético. Após estes melhoramentos será possível, nas saídas B , medir correntes mais pequenas com menores flutuações do sinal.

A fase do sinal medido pelo sensor óptico apresenta um desfasamento relativamente à onda medida pelo padrão. No entanto, este desfasamento não constitui um problema pois é constante no tempo. Tal pode ser verificado observando a simetria da elipse. Além disso, é também independente da corrente medida (este facto foi constatado em testes anteriores). Assim, pode ser encarado simplesmente como um *offset* constante na fase que se anula facilmente com algum processamento do sinal. A espessura do traço da elipse é devida à presença de flutuações de amplitude que, como foi explicado, podem ser reduzidas.

Na medição dos transitórios com a saída S_{2B} , os resultados não têm qualquer significado. Devido à presença do filtro passa-banda a 50 Hz , não foi possível observar correctamente os instantes onde ocorreu comutação, simplesmente porque as altas frequências sofriam uma maior distorção de fase e amplitude

Já na saída S_{2A} , os oscilogramas registados permitem verificar, por comparação com os sinais dos padrões, que o sensor óptico reproduziu correctamente as oscilações de corrente. Na presente configuração, a largura de banda desta saída está limitada a aproximadamente 60 kHz . Esta limitação deve-se, contudo, exclusivamente à componente electrónica de detecção e amplificação. A largura de banda intrínseca do sensor é muito superior a este valor (da ordem das centenas de megahertz). O sinal desta saída não passou por nenhum estágio de

filtragem nem foi tão amplificado como a saída *B*, e apresenta, por isso, uma menor amplitude e uma menor razão sinal/ruído. Permite, no entanto, monitorar as correntes elevadas que ocorrem nos transitórios. Neste caso, como os testes foram realizados em baixa tensão apenas se observou uma comutação muito rápida do sinal, sem nenhuma sobreintensidade significativa associada. Numa situação real, a utilização simultânea de ambas as saídas (*A* e *B*) permitirá monitorar os transitórios, com valores de corrente muito elevados, e a corrente nominal, de valores mais baixos.

Nos testes de alta tensão, verificou-se que a resposta do sensor óptico se mantinha praticamente inalterada (aparte flutuações) para todos os valores de tensão experimentados (0, 100 kV e 200 kV). Em todos os casos, o sinal registado era uma onda a 50 Hz com um valor de aproximadamente 125 mV_{rms}, que corresponde, de acordo com a curva de calibração, a 492 A_{rms}. Confirmou-se, assim, a independência do desempenho do sensor relativamente ao valor de tensão na linha.

Após a realização destes testes, conclui-se que o investimento numa unidade de processamento com um sistema electrónico de qualidade, dimensionado de acordo com as especificações (de medição e de protecção) pretendidas, contribuirá para a minimização dos problemas apresentados. A utilização de uma fonte óptica de potência mais elevada ou o aperfeiçoamento do acoplamento da radiação à cabeça sensora também poderão contribuir fortemente para uma melhoria da razão sinal/ruído de ambos os canais. Está também em aberto a utilização simultânea dos dois sinais (1 e 2) para obter, por processamento, um sinal imune a todas as interferências que afectem do mesmo modo os dois braços sensores. O cabo de fibra óptica deve ser aumentado para que o processamento possa ser efectuado numa localização mais afastada do local da medição, num ambiente mais favorável do ponto de vista do ruído electromagnético.

Resumindo, há todo um trabalho de engenharia que deverá ser concretizado até ser possível passar do protótipo ao produto. Apesar de tudo, os resultados foram satisfatórios e viabilizaram a realização de testes de campo numa subestação.

2.5.4 Ensaio realizados na subestação de Vermoim

Em consequência de uma análise favorável dos testes realizados anteriormente tornou-se possível testar o sensor óptico numa subestação. Foram realizados vários ensaios na subestação de Vermoim, com o objectivo de caracterizar e avaliar o desempenho dos protótipos desenvolvidos, nomeadamente o sensor óptico e o sensor GMR, numa situação real. Estes testes constituem ainda um primeiro passo para a viabilização dos dispositivos como futuros produtos comerciais.

Foram realizados os seguintes ensaios:

- Medição da corrente de ligação (numa fase) de um escalão de uma bateria de condensadores de 40 MVAR ^{bb} a uma linha de 60 kV (os outros dois escalões encontravam-se ligados).
- Medição da extra-corrente de ligação (numa fase) de um auto-transformador $150\text{ kV} / 220\text{ kV}$.

Uma vez mais, só foram utilizados os sinais originados por um dos braços sensores, a saída S_{2A} para monitorização dos transitórios no corte e ligação da corrente e a saída S_{2B} para monitorização da corrente a 50 Hz em regime permanente. Uma vez que o ambiente de realização dos testes era extremamente ruidoso do ponto de vista electromagnético, foi colocado um filtro passa-baixo na saída S_{2A} , limitando a largura de banda de detecção deste sinal a 7.5 kHz . Este valor foi considerado, pelos técnicos da EDP, como sendo suficiente para reproduzir o tipo de transitórios em estudo.

Ensaio 1 – Corrente de ligação de um escalão de uma bateria de condensadores de 40 MVAR

O primeiro ensaio realizado foi a medição da corrente de ligação de um escalão de uma bateria de condensadores. No momento da ligação previa-se a ocorrência de um forte transitório, caracterizado por uma alta intensidade de corrente e componentes de frequência elevada, após o qual se esperava uma corrente de regime contínuo de aproximadamente 385 A_{rms} .

Na Figura 2.43 pode ser analisado o esquema representativo da situação em que decorreu este teste. Nomeadamente, está representada a bateria de condensadores e os vários sensores utilizados: protótipos (sensor óptico) e sensores padrão convencionais (pinça de corrente, *LEM*, e transformador de medição da instalação, *TI*). Na Figura 2.44 pode ser

^{bb} *VAR* (volt ampere reactivo) – Unidade utilizada para exprimir a parte imaginária do vector potência, correspondente ao contributo de componentes reactivos, tais como condensadores e bobinas, cujo contributo para a parte real é praticamente nulo.

observada uma fotografia da bateria de condensadores onde foram colocados os sensores, e uma fotografia dos mesmos colocados no condutor onde foi medida a corrente.

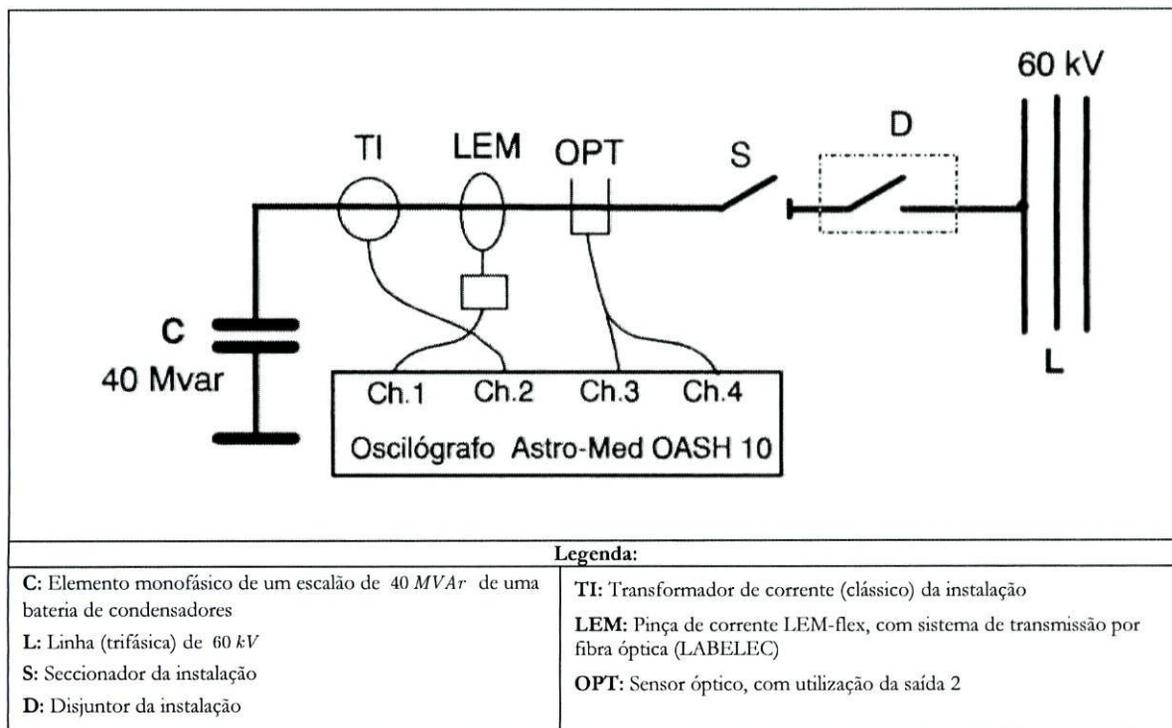


Figura 2.43 – Esquema representando a situação em que foi medida a corrente de ligação da bateria de condensadores.

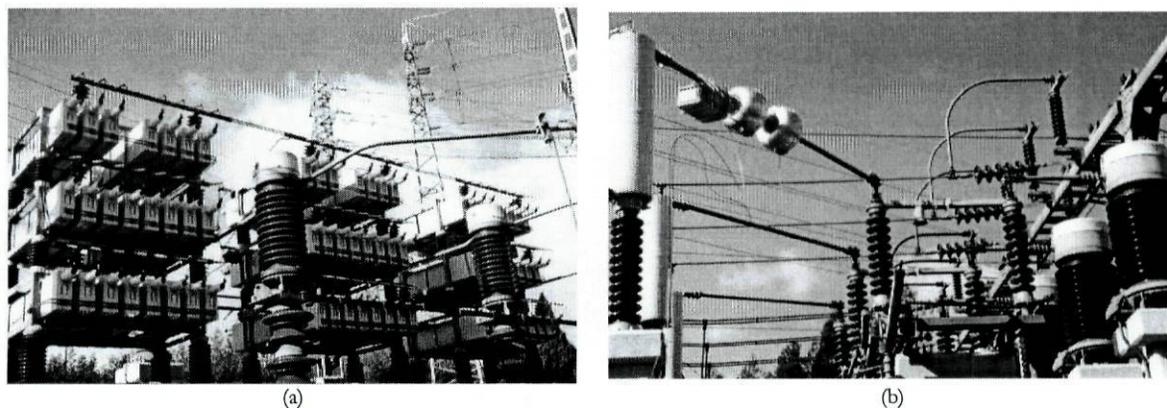


Figura 2.44 – (a) Bateria de condensadores de 40 MVar onde foram efectuados os ensaios com o sensor óptico. (b) Elementos sensores colocados no condutor onde passa a corrente.

Como mera precaução, todos os sensores se encontravam protegidos por uma coquilha condutora colocada ao potencial da linha. O único contacto de todos os sensores com as respectivas unidades de medição, que se encontravam no solo, era o respectivo cabo de fibras ópticas (excepto no transformador de medida). Em todos estes cabos foi enrolada uma mecha de cobre fazendo ligação à terra. Embora os cabos de fibras ópticas sejam dieléctricos, as elevadíssimas tensões em jogo tornaram necessárias estas precauções. Bastaria a presença de alguma humidade ou poeiras sobre o cabo para que pudesse ocorrer uma descarga

sobre o mesmo; a data dos testes de campo chegou inclusive a ser condicionada pelas condições meteorológicas, pois a humidade atmosférica podia ser perigosa. Embora as necessidades de isolamento nos sensores ópticos seja muito mais reduzida do que nos sensores convencionais, este é um aspecto que não pode, de modo algum, ser descurado.

Foram efectuados vários registos oscilográficos: no momento da ligação da corrente (Figura 2.45), durante a operação em regime contínuo (Figura 2.46) e no momento em que foi cortada a corrente (Figura 2.47). Nos oscilogramas em que estão representadas estas situações os canais assinalados *Ch.1*, *Ch.2*, *Ch.3* e *Ch.4* correspondem, respectivamente, ao sinal da pinça de corrente (*LEM*), ao sinal do transformador da instalação (*TI*), ao sinal S_{2B} do sensor óptico e ao sinal S_{2A} do sensor óptico.

De um modo geral, observa-se imediatamente que os sinais do sensor óptico (canal *A*) estão muito mais afectados pelo ruído do que nos testes realizados anteriormente. Tal deve-se, não só ao elevado nível de ruído electromagnético do ambiente circundante, mas também ao facto das correntes de regime contínuo medidas serem relativamente baixas, em comparação com os testes anteriores.

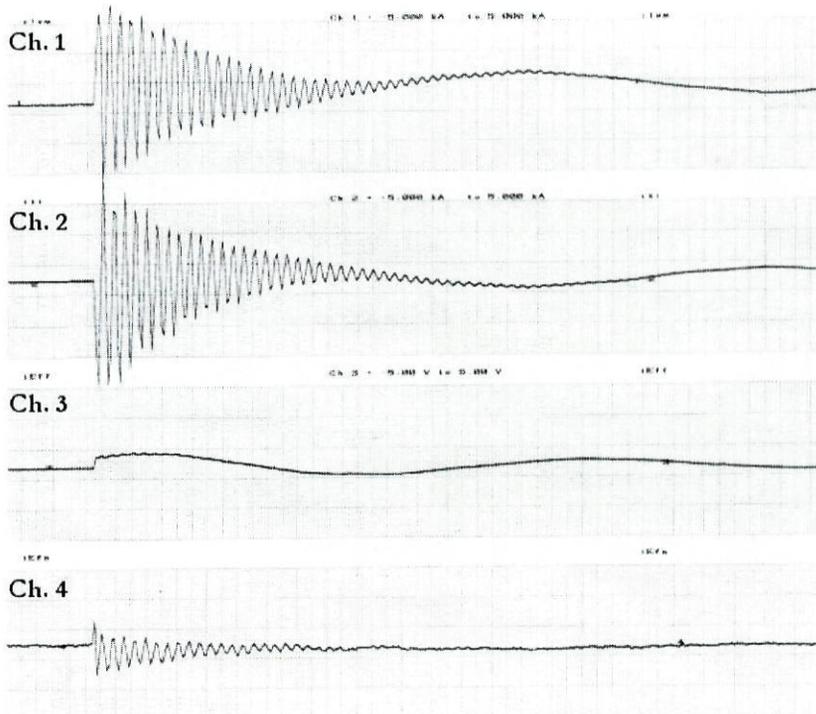


Figura 2.45 – Ligação da bateria de condensadores. *Ch.1* – Pinça *LEM*; *Ch.2* – Transformador da instalação *TI*; *Ch.3* – Sensor óptico S_{2B} ; *Ch.4* – Sensor óptico S_{2A} . A escala horizontal é de $625 \mu s/div$ em todos os canais. Em *Ch.1* e *Ch.2* a escala vertical é de $2 kA/div$.

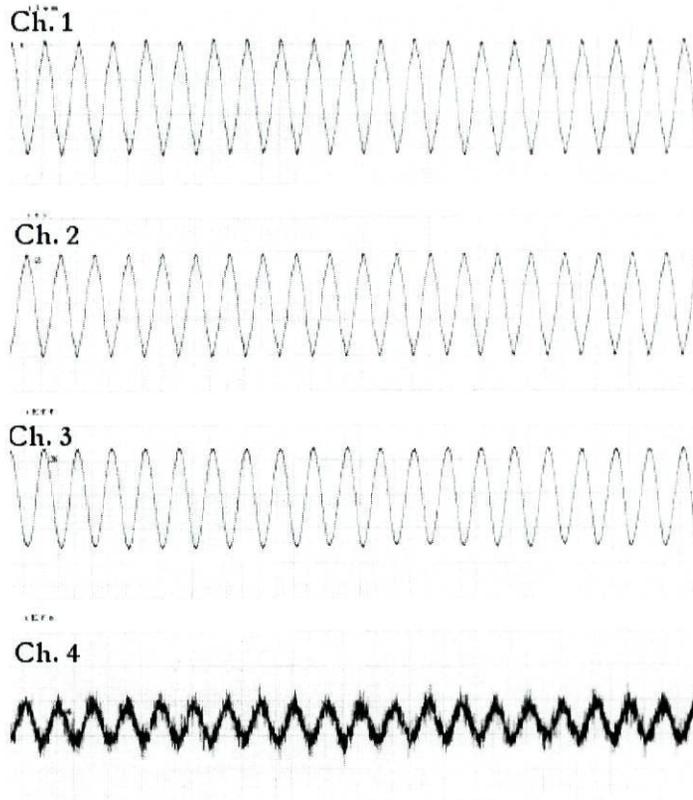


Figura 2.46 – Operação em regime permanente da bateria de condensadores. *Ch.1* – Pinça *LEM* ; *Ch.2* – Transformador da instalação *TI* ; *Ch.3* – Sensor óptico S_{2B} ; *Ch.4* – Sensor óptico S_{2A} . A escala horizontal é de 10 ms/div em todos os canais. Em *Ch.1* e *Ch.2* a escala vertical é de 400 A/div .

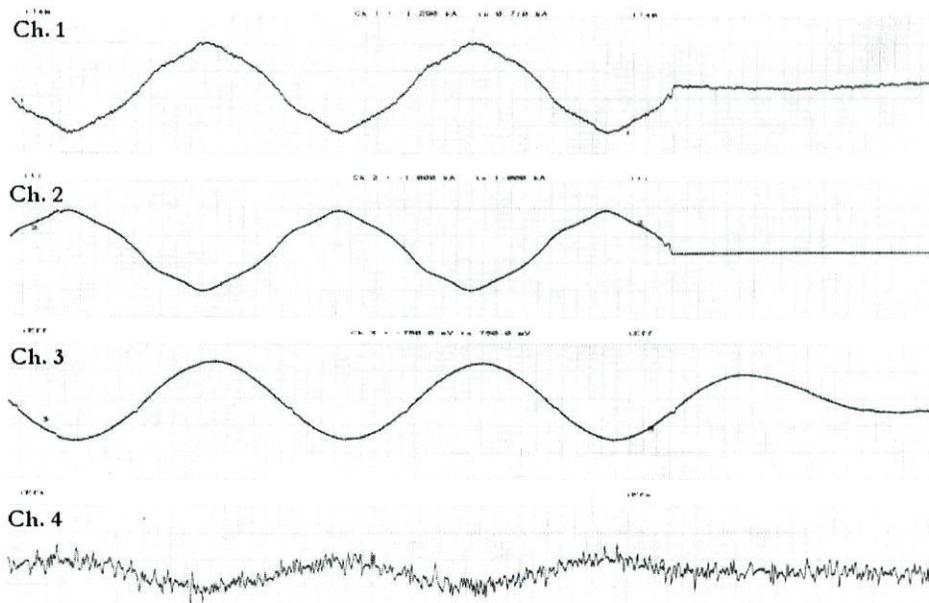


Figura 2.47 – Corte de corrente da bateria de condensadores. *Ch.1* – Pinça *LEM* ; *Ch.2* – Transformador da instalação *TI* ; *Ch.3* – Sensor óptico S_{2B} ; *Ch.4* – Sensor óptico S_{2A} . A escala horizontal é de 1 ms/div em todos os canais. Em *Ch.1* e *Ch.2* a escala vertical é de 400 A/div .

Ensaio 2 – Medição da extra-corrente de ligação de um auto-transformador 150 kV / 220 kV

O segundo teste realizado foi a medição da extra-corrente de ligação de um auto-transformador 150 kV / 220 kV. O transformador foi inicialmente ligado do lado dos 220 kV e só depois do lado dos 150 kV. A operação de corte foi efectuada por ordem inversa. Esperava-se a ocorrência de fortes transitórios no momento da ligação dos 220 kV.

As condições em que foi realizado o segundo teste estão representadas no esquema da Figura 2.48. Na Figura 2.49 pode ser vista uma fotografia do auto-transformador e uma fotografia do sensor óptico colocado numa das linhas (correspondendo a uma das fases) de ligação ao transformador.

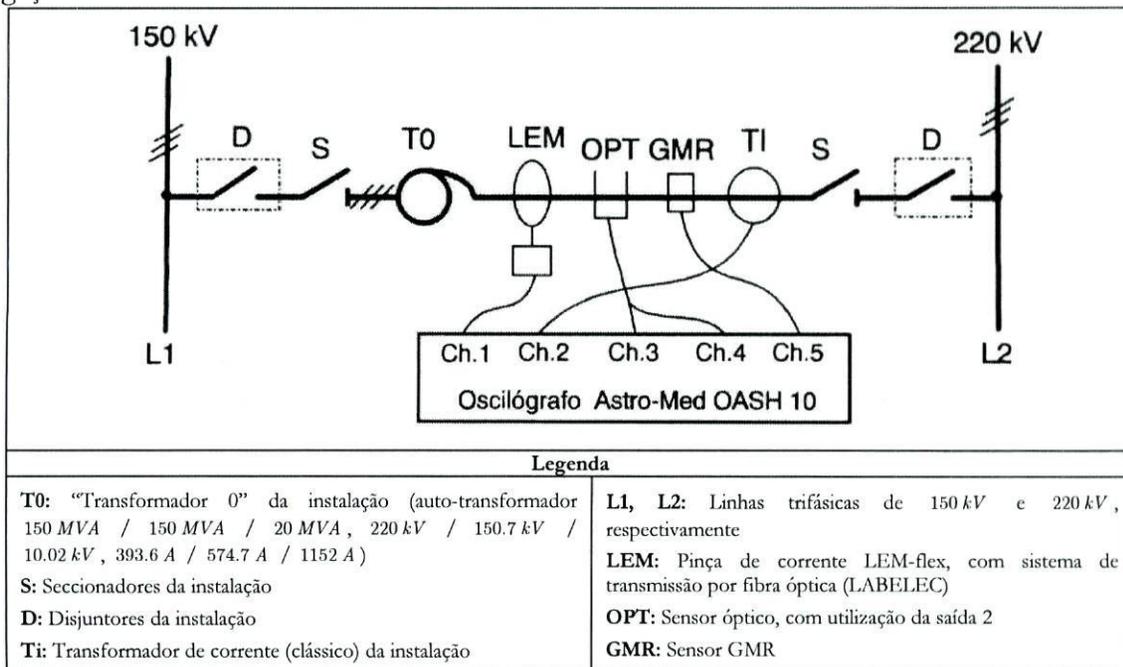


Figura 2.48 – Esquema representando a situação em que foi efectuada a medição extra-corrente de ligação de um auto-transformador.

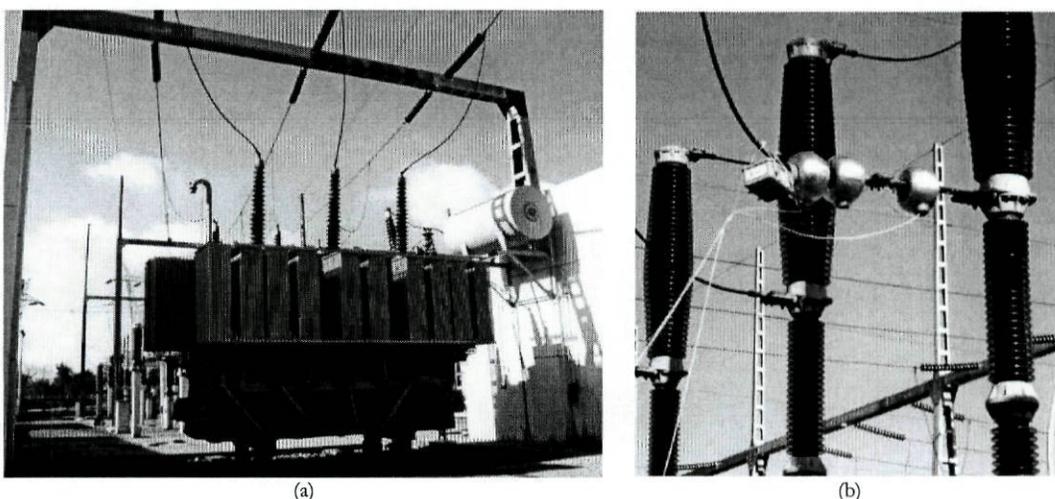


Figura 2.49 – (a) Auto-transformador 150 kV/220 kV. (b) Elementos sensores colocados numa das fases do auto-transformador, junto a um disjuntor.

Foram efectuados registos oscilográficos nas várias etapas de ligação e corte da corrente do transformador: na ligação dos 220 kV (Figura 2.50); na ligação dos 150 kV (Figura 2.51); no corte dos 150 kV (Figura 2.52) e no corte dos 220 kV (Figura 2.53).

Nos oscilogramas que ilustram estes resultados, os canais *Ch.1*, *Ch.2*, *Ch.3*, *Ch.4* e *Ch.5* correspondem respectivamente ao sinal da pinça de corrente (*LEM*), ao sinal do transformador da instalação (*TI*), ao sinal S_{2B} do sensor óptico, ao sinal S_{2A} do sensor óptico e ao sinal do *GMR*.

Também neste caso, e por razões idênticas, a quantidade de ruído electromagnético que afecta os sinais do sensor óptico (canal *A*) é mais elevada.

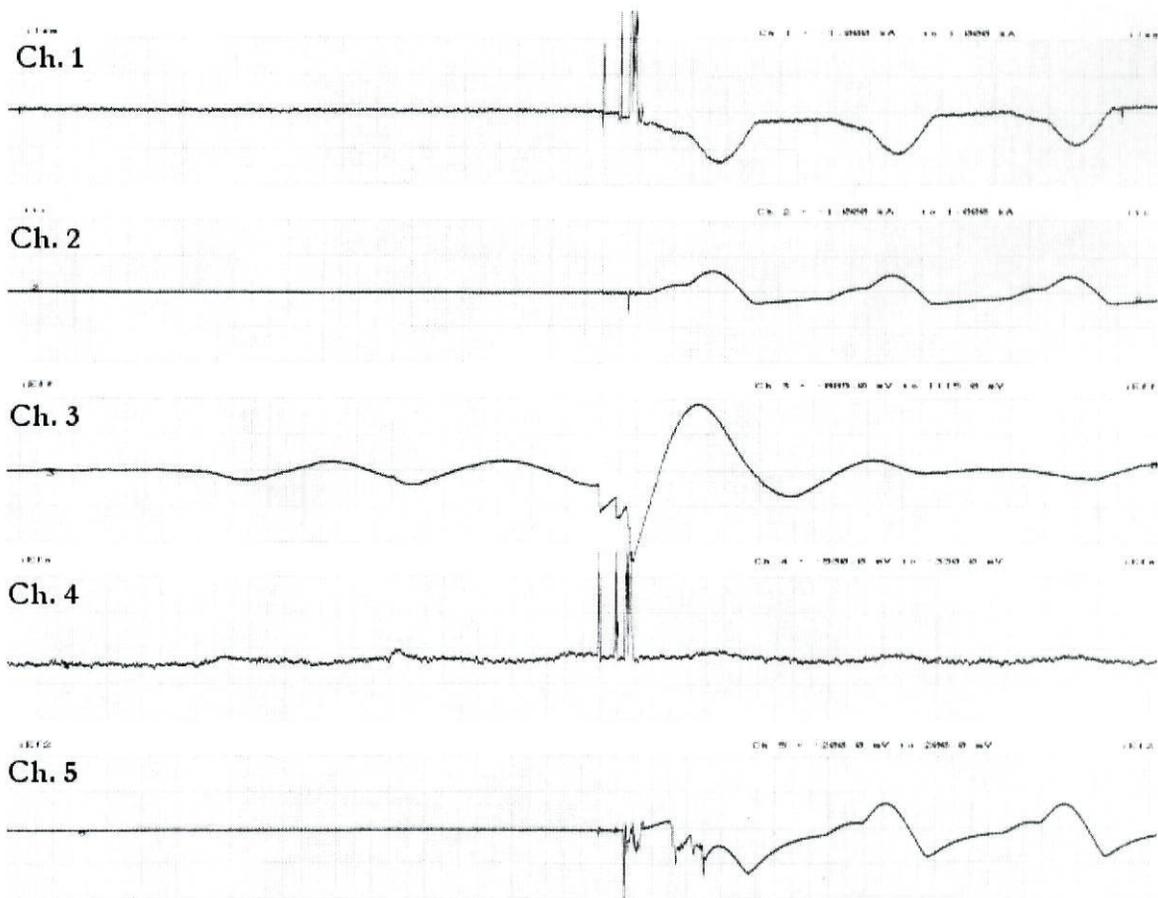


Figura 2.50 - Ligação dos 220 kV do auto-transformador. *Ch.1* - Pinça *LEM*; *Ch.2* - Transformador da instalação *TI*; *Ch.3* - Sensor óptico S_{2B} ; *Ch.4* - Sensor óptico S_{2A} . *Ch.5* - Sensor *GMR*. A escala horizontal é de 2 ms/div em todos os canais. Em *Ch.1* e *Ch.2* a escala vertical é de 500 A/div.

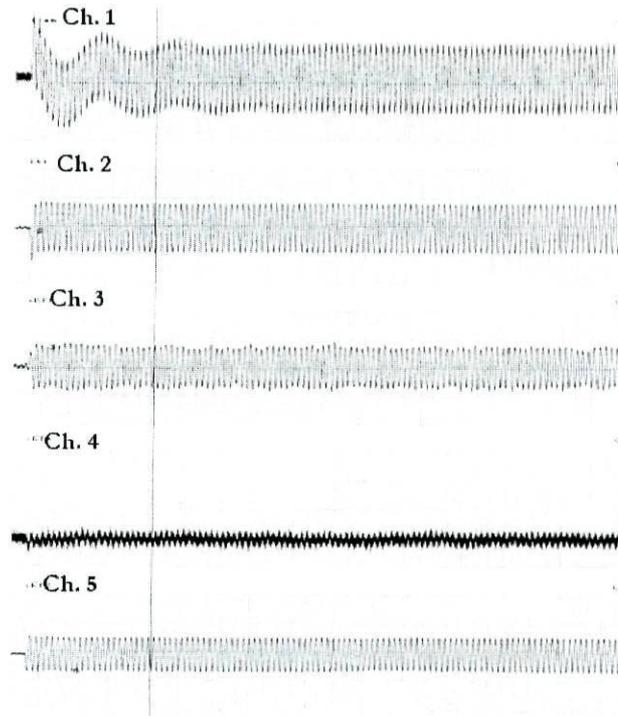


Figura 2.51 – Ligação dos 150 kV do auto-transformador. *Ch.1* – Pinça *LEM* ; *Ch.2* – Transformador da instalação *TI* ; *Ch.3* – Sensor óptico S_{2B} ; *Ch.4* – Sensor óptico S_{2A} ; *Ch.5* – Sensor *GMR* . A escala horizontal é de 50 ms/div em todos os canais. Em *Ch.1* e *Ch.2* a escala vertical é de 175 A/div .

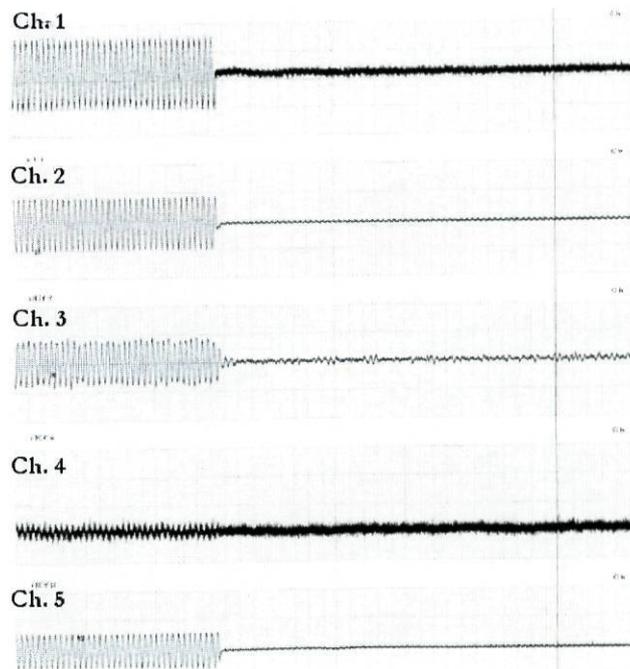


Figura 2.52 – Corte dos 150 kV do auto-transformador. *Ch.1* – Pinça *LEM* ; *Ch.2* – Transformador da instalação *TI* ; *Ch.3* – Sensor óptico S_{2B} ; *Ch.4* – Sensor óptico S_{2A} ; *Ch.5* – Sensor *GMR* . A escala horizontal é de 50 ms/div em todos os canais. Em *Ch.1* e *Ch.2* a escala vertical é de 175 A/div .

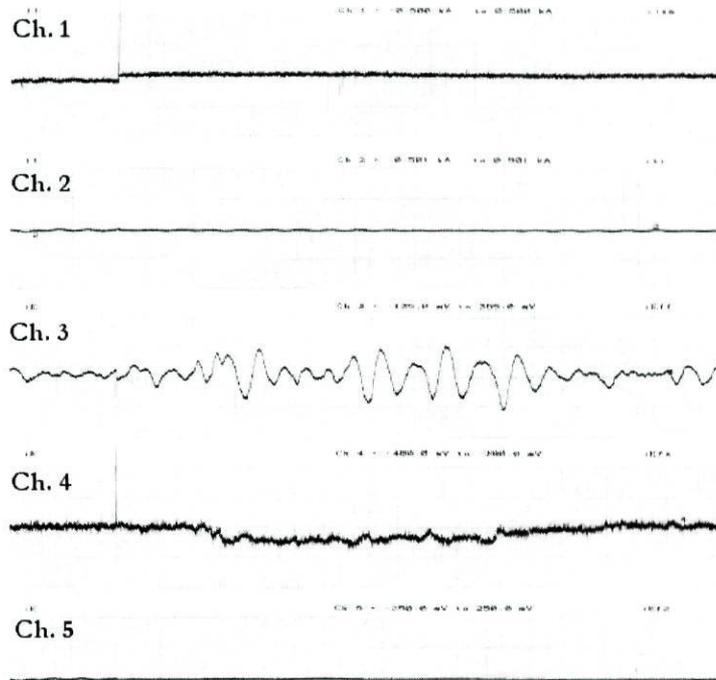


Figura 2.53 – Corte dos 220 kV do auto-transformador. *Ch.1* – Pinça *LEM*; *Ch.2* – Transformador da instalação *TI*; *Ch.3* – Sensor óptico S_{2B} ; *Ch.4* – Sensor óptico S_{2A} ; *Ch.5* – Sensor *GMR*. A escala horizontal é de 10 ms/div em todos os canais. Em *Ch.1* e *Ch.2* a escala vertical é de 250 A/div.

Análise dos resultados

De um modo geral, o sensor óptico reproduziu o comportamento da corrente durante os vários testes. Embora em todos os registos do oscilógrafo se possa observar simultaneamente os dois canais (*A* e *B*) de um dos braços do sensor óptico, durante a monitorização de transitórios somente o sinal S_{2A} tem significado. Nestas situações o sinal da saída S_{2B} , devido à filtragem a 50 Hz, não fornece qualquer informação relevante.

Na medição da corrente de ligação (Figura 2.45), numa fase, de um escalão de uma bateria de condensadores, observa-se uma oscilação inicial com uma frequência aproximada de 2 kHz e com uma amplitude que excede os 10 kA_{pp}! Esta oscilação, fortemente amortecida, rapidamente dá lugar ao regime normal a 50 Hz.

Apesar da escala do oscilógrafo para o sensor óptico não ter sido ajustada de forma adequada ao teste em causa, pode verificar-se que o sinal da saída S_{2A} reproduz correctamente a resposta dos sensores de referência aos transitórios de corrente. No entanto, devido ao pequeno ganho deste sinal e à escala desajustada, só é possível observar as oscilações iniciais de alta frequência que possuem uma grande intensidade de corrente. As oscilações de baixa frequência que se seguem já correspondem à transição para o sinal de regime permanente e,

por isso, a corrente que lhes está associada é mais baixa, não sendo visível na presente escala. Contudo, quando o sistema entra em regime permanente (as oscilações da corrente em regime permanente eram de aproximadamente $1160 A_{pp}$) verifica-se que ambos os canais do sensor óptico reproduzem um sinal a $50 Hz$ proporcional aos sinais reproduzidos pelos padrões (Figura 2.46). No entanto, devido à filtragem muito selectiva, a forma de onda reproduzida pelo canal B é perfeitamente sinusoidal, ao contrário do sinal real que apresenta uma ligeira distorção. Para reproduzir fielmente a forma de onda, o factor de qualidade do filtro a $50 Hz$ tem que ser reduzido. Apesar de tudo, esta distorção pode ser adivinhada no sinal do canal A , embora com dificuldade devido à pequena razão sinal ruído.

No processo de corte da corrente, a resposta do canal A aparenta ser idêntica à dos sensores de referência. Contudo, a pequena razão sinal/ruído não permite comparar com exactidão a resposta do sensor com a resposta dos padrões.

Na medição extra-corrente de ligação (numa fase) de um transformador, na ligação dos $220 kV$ (Figura 2.50), observa-se um comportamento transitório onde ocorrem vários picos de corrente com cerca de $1.5 kA$ de amplitude. Tal como na situação anterior, na saída S_{2A} do sensor óptico consegue observar-se uma resposta idêntica à dos sensores de referência enquanto a corrente transitória é muito elevada. Quando a oscilação de corrente perde intensidade deixa de ser observável neste canal. Neste caso, a oscilação de baixa frequência ($\sim 50 Hz$) que se observa nos outros sensores é diferente de caso para caso. Isto pode indiciar que este comportamento não corresponde a um sinal real mas a uma reacção dos vários sensores às altas frequências e elevada intensidade da corrente nos primeiros instantes. Curiosamente, é possível observar um sinal em ambos os canais do sensor óptico antes de ter sido efectuada a ligação do transformador na fase sob medição. Este sinal tem origem em campos magnéticos gerados por outra das fases do transformador e é claramente um fenómeno de interferência de campos externos.

Quando se efectuou a ligação dos $150 kV$ (Figura 2.51), não ocorreu nenhum transitório significativo, passando unicamente a haver uma corrente em regime permanente. Assim sendo, o sinal é bem reproduzido na saída S_{2B} . É possível, no entanto, observar algum ruído de baixa frequência. Na resposta da pinça de corrente ($Ch.1$) observa-se uma oscilação de baixa frequência que não condiz com a resposta do transformador do sistema ($Ch.2$). Mais uma vez este comportamento indicia que os sensores convencionais padrão apresentam, por vezes, respostas que não correspondem a sinais reais mas antes a reacções a sinais muito intensos ou de alta frequência.

Na situação que corresponde ao corte dos 150 kV (Figura 2.52), apesar do elevado ruído, pode observar-se na saída S_{2A} uma correcta representação do corte abrupto da corrente. Quando se desligou os 220 kV já nenhuma corrente circulava no condutor pelo que em todos os sensores se observa um elevado nível de ruído (Figura 2.53). No entanto, tanto no sinal da pinça de corrente como no canal A do sensor óptico (*Ch.1* e *Ch.4* respectivamente), observa-se um pico muito curto e muito intenso. Este sinal, não corresponde a nenhuma corrente eléctrica mas deverá estar relacionado com a libertação da energia magnética armazenada no núcleo do transformador. O facto de apenas um dos sensores padrão ter detectado este sinal é revelador das potencialidades do sensor óptico em múltiplas aplicações.

Após a análise de todos os resultados experimentais é possível retirar várias conclusões. Tornou-se evidente que a utilização simultânea de ambos os canais permite que, a todo o momento, seja possível medir a corrente e monitorar a ocorrências de transitórios.

Em todos os ensaios foi constante a presença de um elevado nível de ruído no sinal, principalmente na saída A . A principal contribuição para este problema foi o elevado nível de ruído electromagnético existente no recinto da subestação. Para agravar a situação, o facto do cabo de fibras ópticas que ligava o sensor à unidade de processamento ter somente 15 m obrigou a que, em todos os ensaios, a detecção do sinal fosse realizada na proximidade dos condutores. Mas o principal problema do presente dispositivo está essencialmente relacionado com o dimensionamento da electrónica de filtragem e amplificação e a baixa potência óptica dos sinais. A experiência demonstrou que a filtragem do canal B era demasiado apertada; a substituição do actual filtro por um de menor factor de qualidade permitirá observar pequenas distorções da forma de onda que poderão, eventualmente, conter informação relevante. Também se tornou evidente que o canal A necessita de maior amplificação e de uma maior filtragem. Ou seja, o compromisso entre ganho e largura de banda em ambos os canais deverá ser optimizado para cada aplicação específica. O problema da actual configuração é que foi dimensionada para medir correntes muito elevadas. Um dimensionamento mais específico da unidade de processamento para cada aplicação aumentará substancialmente o desempenho do sensor.

Um problema directamente relacionado com o nível de ruído electrónico é a potência óptica acoplada na cabeça sensora. Na actual configuração as perdas são demasiado elevadas e a potência inicial, de aproximadamente 1 mW , também é muito pequena. Se considerarmos que as variações de potência introduzidas pela modulação de Faraday são apenas uma pequena fracção da potência total do sinal de saída, facilmente se compreende que este é um problema

crucial. Uma maior potência óptica no sinal de saída é essencial para diminuir as exigências de qualidade na electrónica de detecção e amplificação e tornar o sensor mais barato e competitivo.

Infelizmente, não foi possível implementar qualquer processamento de sinal mais elaborado, envolvendo as duas saídas. O sensor não foi explorado em todas as suas potencialidades. A grande vantagem da configuração proposta é precisamente a disposição simétrica dos braços sensores e a obtenção de duas saídas em oposição de fase muito convenientes para a implementação de processamento. A implementação do processamento soma/diferença, combinada com referenciação em intensidade através das saídas S_{01} e S_{02} , aumentará substancialmente a imunidade do sensor a várias fontes de ruído.

Num dos testes foi observado um fenómeno de interferência de campos magnéticos originados pelas outras fases do dispositivo que estava a ser monitorado. Esta ocorrência revela a importância de um problema que merece mais estudo, quer a nível teórico, quer a nível experimental.

Conclui-se, assim, a necessidade de um aperfeiçoamento e algum trabalho de engenharia a aplicar na unidade de processamento e na cabeça sensora. Os testes efectuados contribuíram com informação que será uma grande mais valia no processo de melhoramento do sensor óptico idealizado.

Apesar de todos os problemas apontados, ficou demonstrada a aplicabilidade do conceito proposto para medição de correntes eléctricas e monitorização de transitórios em ambientes de alta-tensão.

2.6 Conclusão

Todo o trabalho realizado foi uma experiência extremamente enriquecedora quer do ponto de vista pessoal quer do ponto de vista da Unidade de Optoelectrónica e Sistemas Electrónicos do INESC Porto.

Foram percorridas todas as etapas desde a concepção abstracta da configuração do sensor, e sua exploração virtual recorrendo à modelização teórica, até à concretização prática dum dispositivo funcional que foi testado no terreno. Em termos pessoais, ao longo de todo o percurso, foi adquirida muito experiência e aprendidas muitas lições, especialmente com os erros cometidos, que constituem uma mais valia indiscutível em termos de trabalho futuro. Do ponto de vista da Unidade foi dado mais um passo em frente para quebrar a fronteira existente entre o mundo da investigação académica e as aplicações industriais.

O culminar deste trabalho foi o pedido de patenteamento, do conceito explorado, por parte da EFACEC, ao Instituto Nacional da Propriedade Industrial. Esta poderá ser a consequência mais importante deste trabalho, caso tenha efeitos práticos visíveis.

Isto levanta a questão do que ficou por fazer e poderá, eventualmente, ser realizado no futuro. Embora os testes efectuados tenham sido importantes, não só pelos resultados científicos obtidos, mas também pelo acto em si de colaboração entre um instituto de investigação e desenvolvimento e a indústria Portuguesa, muito ficou por fazer. O conceito proposto inicialmente não foi completamente testado. Em todos os testes realizados só foi utilizado um dos braços sensores. Ora, a característica, eventualmente inovadora, deste sensor é precisamente a sua simetria que permite obter as duas saídas em oposição de fase. Considerando os resultados obtidos só com um braço sensor, seria muito interessante testar, de facto, a configuração completa. Ficou bem patente nos resultados experimentais a necessidade de remodelar a unidade de detecção e processamento. O aumento da potência da fonte óptica, e a adequação da filtragem e da amplificação a uma gama de correntes mais específica, permitirá otimizar o desempenho do sensor. A implementação de processamento soma/diferença combinada com normalização *AC/DC* possibilitará, sem dúvida, obter resultados mais interessantes. Mais importante do que o patenteamento do conceito, a construção de um verdadeiro protótipo comercial seria o próximo passo a dar. Embora, na actual conjuntura, esse passo seja improvável, o trabalho realizado constitui, sem dúvida, uma contribuição importante para que tal possa acontecer.

3 SENSOR INTERFEROMÉTRICO DE CORRENTE ELÉCTRICA

3.1 Introdução

O sensor óptico apresentado no segundo capítulo constituiu a primeira incursão da Unidade de Optoelectrónica e Sistemas Electrónicos do INESC Porto na área dos sensores ópticos de corrente eléctrica. A experiência adquirida, tanto a nível teórico como a nível experimental, foi fundamental e permitiu estabelecer as bases de uma nova área de investigação dentro da Unidade.

No presente capítulo, dando continuidade ao trabalho realizado, é apresentada uma nova configuração de um sensor óptico de corrente eléctrica. O novo sensor baseia-se igualmente no efeito de Faraday. No entanto, neste caso, a corrente eléctrica vai modular a fase de um interferómetro de Sagnac em *bulk*.

Este desenvolvimento ocorreu a partir da colaboração que a Unidade tem tido com o Departamento de Física da Universidade de North Caroline, USA, na pessoa do Professor Faramarz Farahi.

No que se segue é apresentado um modelo teórico que permite explorar e testar algumas das propriedades da configuração estudada. São também apresentados resultados experimentais, obtidos no laboratório, que permitem validar o conceito explorado.

3.2 Princípio de funcionamento

A configuração que se pretende estudar está representada esquematicamente na Figura 3.1. Tendo em conta a complexidade do percurso óptico da radiação apresenta-se também, na Figura 3.2, uma representação tridimensional em perspectiva cavaleira da cabeça sensora para facilitar a compreensão dos conceitos explorados.

Os símbolos indicados na Figura 3.1 pretendem identificar os seguintes componentes ópticos da cabeça sensora: PBS_1 e PBS_2 , divisores de potência dependentes da polarização^{cc}; BS_1 e BS_2 , divisores de potência normais^{dd}; P_{45° , polarizadores lineares, orientados a 45° relativamente à direcção inicial de polarização; A_1 e A_2 , prismas de ângulo recto; $\lambda/4$, lâminas de atraso de um quarto de comprimento onda, orientadas a $\pm 45^\circ$; e F_1 , F_2 , F_3 e F_4 , prismas de material magneto-óptico (*SF57*). Os percursos diferenciados a vermelho e a azul representam o caminho óptico efectuado por cada uma das componentes ortogonais de

^{cc} *PBS* - Polarizing Beam Splitter, é um divisor de potência que separa a radiação baseando-se na sua polarização. Cada uma das componentes ortogonais de polarização é enviada numa direcção diferente (direcções perpendiculares).

^{dd} *BS* - Beam Splitter, um divisor de onda normal divide a potência óptica, normalmente em partes iguais, enviando-a em direcções diferentes (geralmente direcções perpendiculares)

Potencialmente, estes dois sinais podem interferir entre si. Para tal, é necessária a presença de um polarizador linear na saída. Ao projectar parte da potência óptica de cada uma das componentes de polarização na mesma direcção, parte da energia das duas ondas vai, de facto, interferir. Uma vez que a diferença de percursos ópticos é fixa, a única forma de percorrer toda a função de transferência deste interferómetro, gerando artificialmente uma portadora, é através da modulação adequada da corrente de injeção do laser que ilumina o sistema. Idealmente, a melhor visibilidade para as franjas de interferência será conseguida com o polarizador de saída orientado a 45° . O sinal deste interferómetro não é modulado pela corrente e destina-se a ser utilizado como sinal de referência, o que permitirá compensar algumas flutuações através de processamento de sinal adequado.

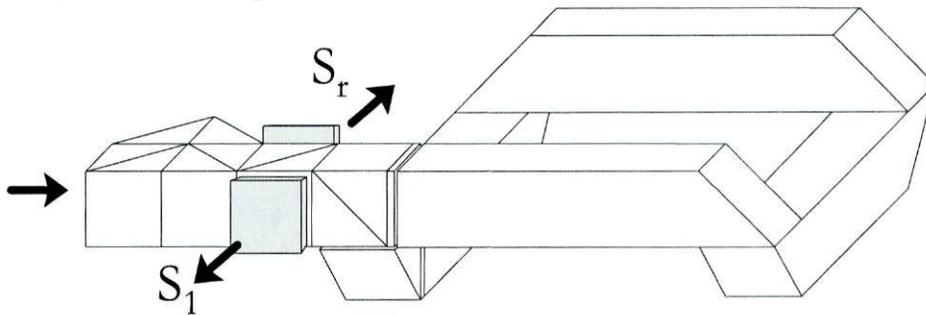


Figura 3.2 – Representação tridimensional da cabeça sensora interferométrica.

O segundo módulo é constituído por um interferómetro de Sagnac onde, em determinadas condições, o campo magnético induzido pela corrente eléctrica que passa no condutor, vai proporcionar a modulação de fase do sinal S_1 .

Esta parte da cabeça sensora vai ser percorrida pela radiação que segue em frente no divisor BS_2 . Neste caso, as duas componentes ortogonais de polarização vão seguir novamente percursos distintos ao serem separadas no divisor PBS_2 . A componente que segue em frente, ao encontrar uma lâmina de atraso de um quarto de comprimento de onda (orientada a 45°), transforma-se em radiação circularmente polarizada e percorre os prismas de SF57 que contornam o condutor no sentido contrário aos ponteiros do relógio. Já foi referido, no primeiro capítulo, que um dos problemas das configurações em quadrado, como a que aqui se apresenta, é a necessidade de reflexões internas para que a radiação contorne o condutor. Nomeadamente devido aos termos de fase introduzidos em qualquer reflexão interna que não ocorra no ângulo crítico. Para contornar esse problema, na presente configuração recorreu-se à solução da dupla reflexão. Os prismas em torno do condutor foram desenhados de modo a que, em cada canto, ocorram duas reflexões a 45° com efeito complementar na fase. Assim, garante-se que ambas as componentes ortogonais de polarização vão manter o desfasamento que tinham antes das reflexões. Isto é, neste caso, ao

chegar ao fim do percurso quadrado, a radiação vai, em condições ideais, continuar circularmente polarizada. Se assim for, ao encontrar a segunda lâmina de atraso, desta vez a -45° , o desfasamento de $\pi/2$, que foi introduzido pela primeira lâmina, vai ser compensado e a radiação vai recuperar um estado de polarização linear. Dada a disposição relativa das lâminas de atraso, contudo, após todo este percurso, a radiação acaba por ficar com um estado de polarização linear que é ortogonal ao que possuía antes de entrar no interferómetro de Sagnac. Assim sendo, ao passar em PBS_2 esta radiação é de novo encaminhada em direcção ao primeiro interferómetro. Chegando ao divisor BS_2 metade da radiação sofre uma reflexão a 45° dando origem à saída S_1 .

Entretanto, a componente ortogonal segue um percurso idêntico, mas circula o interferómetro de Sagnac no sentido dos ponteiros do relógio e com uma polarização circular ortogonal^{ee} (isto é, rodando em sentido contrário) à da onda que segue no outro sentido. Assim, uma vez concluído todo o percurso, as duas componentes de polarização voltam a encontrar-se na saída S_1 , mas com os respectivos estados de polarização linear trocados (relativamente ao estado de polarização inicial). Mais uma vez, está-se na presença de um sinal potencialmente interferométrico. Para observar a interferência basta introduzir um polarizador linear para projectar parte da potência óptica de cada uma das componentes na mesma direcção. Na presença de uma corrente eléctrica, o campo magnético a que os prismas de $SF57$ são submetidos faz, através do efeito de Faraday, com que estes se tornem num meio óptico circularmente birrefringente. Uma vez que as duas ondas contrapropagantes possuem polarizações circulares ortogonais, a presença de um campo magnético vai introduzir um desfasamento relativo que se traduz numa modulação de fase do interferómetro de Sagnac. Mais precisamente, a fase da portadora gerada no primeiro interferómetro vai ser modulada, no segundo interferómetro, pela corrente eléctrica que se pretende medir.

Introduzindo os dois sinais interferométricos, S_1 e S_r , num amplificador *lock-in*, o primeiro como sinal e o segundo como referência, é possível extrair a amplitude da modulação de fase que é directamente proporcional à corrente eléctrica. A cabeça sensora que foi descrita constitui, assim, um sensor óptico interferométrico de corrente eléctrica, em *bulk*. Neste caso, como a radiação descreve um percurso fechado em torno do condutor, de acordo com a lei de Ampère, o sensor é sensível apenas a campos magnéticos gerados no condutor em que se efectua a medição. Isto é, em princípio, esta configuração é imune a campos magnéticos externos. O facto de ser um sensor interferométrico confere-lhe, potencialmente, a

^{ee} No seu referencial próprio as duas ondas têm o mesmo estado de polarização circular; no entanto, um observador externo verifica que quando as duas ondas se cruzam os respectivos vectores de campo eléctrico rodam em sentidos contrários. Esta condição é essencial para que ocorra modulação de fase no interferómetro.

possibilidade de efectuar medições com maior precisão. Acrescente-se o facto do elemento sensor ser um interferómetro de Sagnac, que é sensível somente a fenómenos não-recíprocos, como o efeito de Faraday, e potencialmente imune a efeitos recíprocos, como vibrações, flutuações de temperatura, etc., e pode concluir-se que esta configuração possui características muito favoráveis à medição de correntes eléctricas.

Uma vez mais, o material escolhido foi o *SF57* cujas características, amplamente discutidas nos capítulos anteriores, são extremamente favoráveis a este tipo de sensores.

O facto de se recorrer ao processamento pseudo-heterodino permite transportar o sinal a medir para uma banda de frequências mais alta, evitando o ruído electrónico de baixa frequência. Este processamento, no entanto, implica limitações à largura de banda do sensor, o que pode ser um impedimento em aplicações de protecção na monitorização de transitórios de alta frequência. Este tipo de processamento foi escolhido apenas pela simplicidade com que pode ser implementado no laboratório. Não é obviamente a única solução, outros tipos de processamento, impondo menores limitações à largura de banda, poderão ser escolhidos para extrair a informação da fase em aplicações de protecção. No trabalho apresentado apenas se pretende demonstrar no laboratório o princípio de funcionamento do sensor em aplicações de medição de corrente.

Antes de passar à implementação laboratorial, foi elaborado um modelo teórico do sensor. O modelo implementado permitiu avaliar algumas das propriedades mais importantes e teve um papel relevante no que diz respeito ao dimensionamento da cabeça sensora, tanto em termos geométricos como em termos dos materiais escolhidos.

3.3 Modelização teórica

Mais uma vez, todo o funcionamento da cabeça sensora se baseia em alterações bem definidas do estado de polarização. À semelhança do que foi feito com o sensor polarimétrico no segundo capítulo, recorreu-se à notação matricial de Jones para construir o modelo teórico do sensor óptico estudado.

3.3.1 Cálculo matricial das expressões do campo eléctrico

Numa primeira abordagem, por uma questão de simplicidade, foram consideradas condições ideais. Parte-se do princípio que o condutor está centrado relativamente aos quatro prismas que o rodeiam. Assume-se também que o mesmo está numa posição perpendicular à base dos prismas. Nestas condições, como foi explicado no capítulo 1, e se a radiação se propagar paralelamente à base de cada um dos prismas, incidindo exactamente a 45° nas

superfícies reflectoras, tanto as reflexões como a propagação nos cantos podem ser ignoradas. Deste ponto de vista, o sensor modelizado pode ser equiparado a um só prisma com um quarto do comprimento total mas com uma sensibilidade quatro vezes maior. Ignorando, de momento, qualquer efeito da birrefringência linear, as duas componentes ortogonais do campo eléctrico, denominadas \vec{E}_1 e \vec{E}_2 , na saída de referência do primeiro interferómetro, podem ser obtidas a partir das expressões matriciais:

$$\vec{E}_1 = P[45^\circ] \cdot BS_2 \cdot BS_1 \cdot PBS_1[90^\circ] \cdot \vec{E}_i \quad (3.1)$$

e

$$\vec{E}_2 = P[45^\circ] \cdot BS_2 \cdot BS_1 \cdot PBS_1[0^\circ] \cdot \vec{E}_i e^{-i\Delta\phi} \quad (3.2)$$

Em ambos os casos, considerou-se o campo eléctrico inicial após a passagem pelo primeiro polarizador, isto é, radiação linearmente polarizada a 45° descrita pelo vector:

$$\vec{E}_i = \frac{E_0}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

em que E_0 é a amplitude do campo eléctrico antes do polarizador da radiação electromagnética suposta despolarizada, e o factor $1/\sqrt{2}$ resulta da redução de 50% de potência à passagem pelo mesmo. As matrizes $P[45^\circ]$, BS e $PBS_1[90^\circ]$, representam respectivamente um polarizador orientado a 45° , um divisor de potência e um divisor de potência dependente da polarização. As duas primeiras matrizes já foram definidas no capítulo 2 pelas equações (2.10) e (2.13) respectivamente. A matriz $PBS_1[90^\circ]$ é idêntica à matriz de um polarizador orientado segundo o eixo das ordenadas, pelo que também pode ser calculada pela expressão (2.10), bastando substituir o ângulo α por 90° . O termo de fase, $\Delta\phi$, resulta da diferença de percursos ópticos introduzida entre as duas componentes de polarização no primeiro interferómetro e é dado pela expressão:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi n \Delta l}{\lambda} \quad (3.4)$$

em que n é o índice de refração do meio, λ é o comprimento de onda da radiação, e Δl é a diferença geométrica entre os dois percursos. Concretizando as operações matriciais, através das expressões obtidas para o campo eléctrico, é possível, a menos de uma constante, calcular a intensidade da radiação através da relação:

$$I = (\vec{E}_1 + \vec{E}_2) \cdot (\vec{E}_1 + \vec{E}_2)^* \quad (3.5)$$

ou seja, efectuando o produto interno do vector campo eléctrico resultante com o seu complexo conjugado. O resultado deste cálculo permite obter a expressão para o sinal que deverá ser detectado na saída de referência:

$$S_r = \frac{E_0^2}{8}(1 + \cos[\Delta\phi]) \quad (3.6)$$

Por outro lado, considerando a radiação que percorre o percurso total da cabeça sensora, para obter o campo eléctrico resultante na saída S_1 basta realizar as seguintes operações matriciais:

$$\begin{aligned} \vec{E}_1' &= P[45^\circ] \cdot BS_2 \cdot PBS_2[90^\circ] \cdot \lambda[4, -45^\circ] \cdot F[\theta_t] \\ &\cdot \lambda[4, 45^\circ] \cdot PBS_2[90^\circ] \cdot BS_2 \cdot BS_1 \cdot PBS_1[90^\circ] \cdot \vec{E}_{in} \end{aligned} \quad (3.7)$$

e

$$\begin{aligned} \vec{E}_2' &= P[45^\circ] \cdot BS_2 \cdot PBS_2[0^\circ] \cdot \lambda[4, -45^\circ] \cdot F[-\theta_t] \\ &\cdot \lambda[4, 45^\circ] \cdot PBS_2[0^\circ] \cdot BS_2 \cdot BS_1 \cdot PBS_1[0^\circ] \cdot \vec{E}_i e^{-i\Delta\phi} \end{aligned} \quad (3.8)$$

em que a matriz $F[\theta_t]$ representa o meio magneto-óptico. Na ausência de birrefringência linear, esta matriz corresponde a uma matriz de rotação de coordenadas, definida pela equação (2.11), em que o ângulo θ_t é dado pela rotação de Faraday. A matriz $\lambda[4, 45^\circ]$ representa uma lâmina de atraso, de um quarto de comprimento de onda, orientada a 45° , cuja matriz genérica é dada por^[45]:

$$\lambda[m, \alpha] = \begin{pmatrix} \cos\left[\frac{\pi}{m}\right] + i \operatorname{sen}\left[\frac{\pi}{m}\right] \cos[2\alpha] & i \operatorname{sen}\left[\frac{\pi}{m}\right] \operatorname{sen}[2\alpha] \\ i \operatorname{sen}\left[\frac{\pi}{m}\right] \operatorname{sen}[2\alpha] & \cos\left[\frac{\pi}{m}\right] - i \operatorname{sen}\left[\frac{\pi}{m}\right] \cos[2\alpha] \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

em que m determina o grau de atraso introduzido pela lâmina ($m = 4$ para uma lâmina de um quarto de comprimento de onda, $m = 2$ para uma lâmina de meio comprimento de onda) e α a sua orientação relativamente ao eixo das abcissas.

Com os vectores de campo eléctrico resultantes das operações matriciais pode calcular-se a função que descreve o comportamento da intensidade na saída S_1 :

$$S_1 = \frac{E_0^2}{16}(1 + \cos[\Delta\phi + 2\theta L]) \quad (3.10)$$

em que θ é a rotação de Faraday por unidade de comprimento e L é o comprimento total do meio magneto-óptico, que neste caso corresponde à extensão percorrida pela radiação nos quatro prismas de SF57.

Modulando a corrente de injeção do laser com uma função dente-de-serra, à frequência ω , com uma amplitude adequada a uma excursão de fase de 2π , e ignorando o efeito do retorno (*flyback*) dessa função, os sinais resultantes em cada uma das saídas vão variar no tempo da forma descrita pelas equações:

$$S_r = \frac{E_0^2}{8}(1 + \cos[\omega t + \phi_0]) \quad (3.11)$$

$$S_1 = \frac{E_0^2}{16}(1 + \cos[\omega t + 2\theta L + \phi_0]) \quad (3.12)$$

em que o termo ωt resulta da variação temporal imposta à fase pela modulação do comprimento de onda do laser e ϕ_0 é a parte quase-estática da fase $\Delta\phi$ (eq. 3.4). O sinal dado pela equação (3.11) é uma portadora com frequência ω e fase aproximadamente constante (aparte flutuações). O sinal dado pela equação (3.12) é uma portadora com a mesma frequência mas cuja fase, para além do termo quase-estático, contém informação acerca da corrente que flui através do condutor. Introduzindo estes dois sinais num amplificador *lock-in*, o primeiro como onda de referência e o segundo como sinal a analisar, é possível extrair a fase relativa dos dois sinais:

$$\phi = 2\theta L + \phi_0 - \phi_0 = 2\theta L \quad (3.13)$$

isto é, obtém-se um sinal directamente proporcional à corrente que se pretende medir. Neste caso, a modulação de Faraday corresponde, não a uma rotação do plano de vibração do campo eléctrico, mas a uma modulação de fase da portadora. No entanto, o seu valor é igualmente calculado através da expressão (2.18). Assim, a modulação de Faraday, por unidade de comprimento, é dada por:

$$\theta = 2 \frac{V}{L} \frac{\mu_0 I}{2\pi} \arctan \left[\frac{L}{2r} \right] \quad (3.14)$$

Como tal, na presença de uma corrente eléctrica I , a variação de fase medida pelo *lock-in* é dada por:

$$\phi = 2\theta L = 4V \frac{\mu_0 I}{2\pi} \arctan \left[\frac{L}{2r} \right] \quad (3.15)$$

em que V é a constante de Verdet, μ_0 a permeabilidade magnética do vázio (como o meio é não magnético pode considerar-se $\mu_{\text{meio}} \approx \mu_0$) e r é a distância do condutor a cada um dos prismas. Nas condições ideais até aqui assumidas, continua válida a aproximação de considerar um só prisma com um quarto do comprimento e uma sensibilidade quatro vezes maior, isto é, um prisma de comprimento $L/4$, onde ocorre uma modulação de fase 4ϕ . Nesta situação, o comportamento da fase será equivalente ao que ocorre para o percurso quadrado completo.

3.3.2 Função de transferência do sensor

Com a expressão (3.15), e tendo em conta as aproximações efectuadas, é possível avaliar o comportamento da fase com a corrente eléctrica. Para tal, é necessário atribuir valores aos vários parâmetros do sistema.

A constante de Verdet do SF57, a 850 nm , é aproximadamente $11.7 \text{ rad}/(m \cdot T)$. Considera-se que o condutor está localizado a uma distância de 5 cm relativamente a cada um dos prismas. Num quadrado satisfazendo estas condições, e tendo em conta as dimensões de cada um dos elementos da cabeça sensora, a radiação percorre um comprimento total de

$L = 39\text{ cm}$. O valor da permeabilidade magnética é $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} (\text{T} \cdot \text{m}) / \text{A}$. Substituindo estes valores na expressão para a fase é possível representar o comportamento da mesma em função da corrente que percorre o condutor. O gráfico que descreve esse comportamento está representado na Figura 3.3.

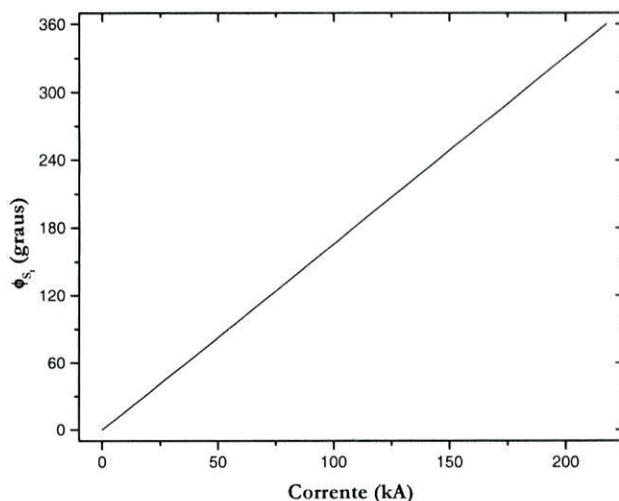


Figura 3.3 – Comportamento da fase do sinal do interferómetro de Sagnac em função da corrente que atravessa o condutor.

Verifica-se que, nas condições ideais que foram consideradas, a fase do sinal S_1 varia linearmente com a corrente medida. Para a configuração em causa, obtém-se uma excursão de 2π na fase da portadora para uma corrente de aproximadamente 217 kA , o que implica uma sensibilidade de $1.66^\circ/\text{kA}$. Este valor é aproximadamente 2.4 vezes superior à sensibilidade calculada no capítulo 2 para o sensor polarimétrico. A desigualdade deve-se, exclusivamente, às diferentes extensões do percurso óptico da radiação nos dois sensores. De facto, a razão entre os dois percursos (16 cm no sensor polarimétrico e 39 cm no sensor interferométrico) é aproximadamente 2.4. A grande vantagem da configuração interferométrica é que, neste caso, a informação está contida na fase e é, idealmente, independente das flutuações de potência óptica.

3.3.3 Efeito da birrefringência linear

Ao contrário do que acontece numa configuração polarimétrica, neste caso a corrente eléctrica vai, em princípio, modular apenas a fase do sinal. Apesar da birrefringência linear, intrínseca ou induzida, ser bastante reduzida no SF57, é importante verificar de que modo é que a sua presença vai afectar o sinal. Para que o efeito da birrefringência linear seja incluído nas expressões matriciais (3.7) e (3.8) é necessário substituir a matriz $F[\theta_i]$ pela sua forma geral $F[\theta, \beta, \sigma]$, dada pela equação (2.29). Como referido anteriormente, β é a birrefringência linear e σ o ângulo que define a sua direcção característica. Neste caso, como a radiação é

injectada no meio magneto-óptico circularmente polarizada, o efeito da birrefringência linear, num meio cristalino, é independente da sua direcção característica. A realização das novas operações matriciais e o respectivo cálculo da intensidade do sinal, permitem obter a expressão que descreve o comportamento de S_1 na presença de birrefringência linear:

$$S_1 = E_0^2 \frac{8\theta^2 + \beta^2 (1 + \cos[L\rho])}{8\rho^2} (1 + \cos[\omega t + 2\psi]) \quad (3.16)$$

em que o parâmetro ρ está definido na equação 2.30 e a fase ψ é definida por:

$$\psi = \arctan\left[\frac{2\theta}{\rho} \tan\left[\frac{L\rho}{2}\right]\right] + \frac{\phi_0}{2} \quad (3.17)$$

Analisando estas equações verifica-se que, na presença de birrefringência linear, a amplitude do sinal de saída do sensor vai ser modulada por uma função periódica que depende de β e de θ . No entanto, graças ao uso do *lock-in*, é possível extrair somente a informação contida na fase da portadora, independentemente de flutuações na sua amplitude. Mas, observando a equação (3.17), verifica-se que também a fase é afectada pela presença de birrefringência linear. Uma vez que a birrefringência linear é um parâmetro que varia com a temperatura e com as tensões internas do material, além da alteração de sensibilidade que implica, pode também ser uma fonte importante de ambiguidade. Recorrendo à nova expressão para a fase, é possível estudar o comportamento da função de transferência do sensor na presença de birrefringência. Para tal, mantendo um sistema com as mesmas características, considera-se um intervalo de variação para β entre os 0 rad/m e os 10 rad/m . Já foi referido que esta variação corresponde, aproximadamente, ao comportamento de um material com uma birrefringência linear de 0.5 rad/m submetido a uma variação de temperatura de 100°C , valores que são muito exagerados para o SF57 mas que permitem observar e compreender mais facilmente o efeito da birrefringência linear.

O gráfico obtido nestas condições está representado na Figura 3.4 e permite verificar que, de facto, variações da birrefringência linear poderão introduzir alguma ambiguidade nas medições. Para melhor avaliar o erro introduzido por este fenómeno, na Figura 3.5 pode observar-se o erro absoluto introduzido no valor da fase medida para valores de birrefringência linear de $\beta = 5\text{ rad/m}$ e $\beta = 10\text{ rad/m}$.

Verifica-se que, na gama de correntes consideradas, o desvio introduzido na fase aumenta de forma não linear com o aumento da corrente eléctrica em medição. Apesar de tudo, o erro relativo varia pouco: de aproximadamente 8% para correntes pequenas, diminui para cerca de 5% para correntes mais elevadas. Erros desta magnitude são inaceitáveis para a maioria das aplicações. Mas estes valores dizem respeito a um valor muito exagerado da birrefringência linear (10 rad/m). Diminuindo o valor de β para 5 rad/m verifica-se que a

gama de variação do erro diminui: para correntes pequenas o seu valor é de aproximadamente 2% e para correntes mais elevadas cerca de 1%.

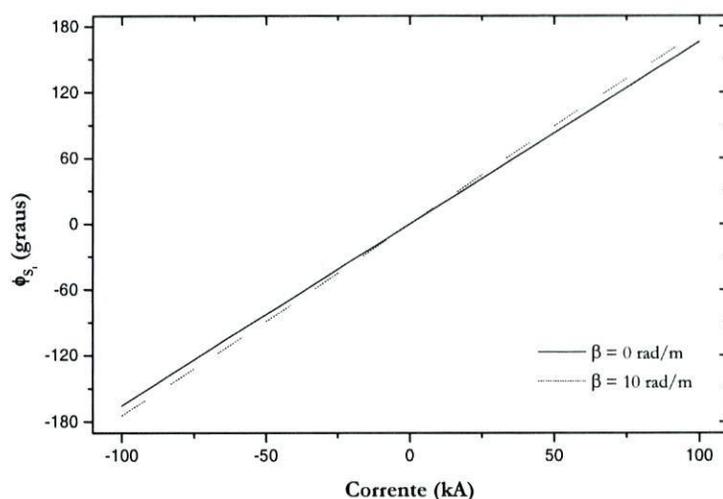


Figura 3.4 – Comportamento da fase em função da corrente medida para valores de birrefringência de $\beta = 0$ e 10 rad/m .

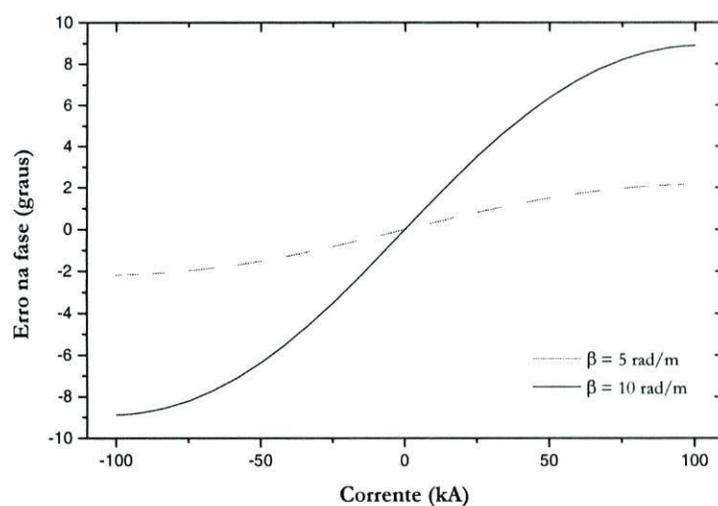


Figura 3.5 – Erro introduzido na fase pela presença de birrefringência linear em função da corrente medida (valores de β de 5 rad/m e 10 rad/m).

Esta tendência parece indicar que, à semelhança do que se verificou com o modelo teórico do sensor polarimétrico, o facto de o SF57 ser um vidro amorfo contribui para que o efeito da birrefringência seja mínimo. No entanto, dada a complexidade das expressões obtidas neste caso, não foi possível, com a ferramenta computacional que estava a ser utilizada (*Mathematica™* 3.0), concretizar o mesmo tipo de simulações para o sensor interferométrico. Pode, contudo, afirmar-se com segurança que, sendo o valor de birrefringência linear presente no SF57 meramente residual, os erros introduzidos serão muito inferiores aos representados no gráfico da Figura 3.5. Isto é, também neste sensor o efeito da birrefringência linear será bastante reduzido.

3.3.4 Campos magnético externos

Uma característica muito importante desta configuração é a imunidade a campos magnéticos externos. No entanto, tal imunidade só é verdadeira em situações ideais. Na realidade, o percurso óptico não é perfeitamente fechado. Nos cantos, onde ocorre a dupla reflexão, a radiação propaga-se numa direcção perpendicular ao campo magnético que está a medir. Este campo magnético, ou qualquer outro contido no mesmo plano, não vai influenciar a radiação. Mas, caso exista algum campo magnético paralelo à direcção de propagação nos cantos, a radiação também vai ser modulada pelo efeito magneto-óptico nesta parte do seu percurso. Como entre reflexões a radiação está elipticamente polarizada, este fenómeno pode ser uma fonte de ruído importante. Existem duas situações em que surgem campos magnéticos nesta direcção. Quando a cabeça sensora não se encontra perfeitamente perpendicular ao condutor (tal como é representada nas figuras), a própria corrente que está a ser medida vai gerar um campo magnético com uma componente paralela à propagação nos cantos. Do mesmo modo, qualquer outro condutor externo que não seja paralelo ao condutor em que está colocado o sensor, também irá gerar campos na dita direcção. Numa situação real ambas as situações podem facilmente ocorrer.

Para avaliar de que forma este problema vai afectar a fiabilidade das medições é necessário aperfeiçoar o modelo teórico de modo a incluir as reflexões e a propagação nos cantos.

Para descrever as reflexões podem ser usadas as matrizes R_{\perp} e $R_{//}$ que correspondem às duas reflexões sucessivas que ocorrem nos cantos da cabeça sensora e são definidas respectivamente por^[10, 45]:

$$R_{\perp} = \begin{pmatrix} \delta_x & 0 \\ 0 & \delta_y \end{pmatrix}, \quad R_{//} = \begin{pmatrix} \delta_y & 0 \\ 0 & \delta_x \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

em que os coeficientes de Fresnel δ_x e δ_y estão definidos como:

$$\delta_x = \frac{1 + i\alpha}{1 - i\alpha} \quad (3.19)$$

e

$$\delta_y = \frac{n_0^2 + in^2\alpha}{n_0^2 - in^2\alpha} \quad (3.20)$$

O coeficiente α é dado pela expressão:

$$\alpha = \frac{(n^2 \sin^2 \psi - n_0^2)^{1/2}}{n \cos \psi} \quad (3.21)$$

em que o parâmetro ψ é o ângulo de incidência da radiação, n é o índice de refração do material magneto-óptico e n_0 é o índice de refração do meio exterior.

Considerando o estado de polarização \vec{E}_i , imediatamente antes da primeira reflexão, é possível determinar, na ausência de campos externos, qual o estado da polarização após a segunda reflexão através da operação matricial:

$$\vec{E}_f = \begin{pmatrix} \delta_x & 0 \\ 0 & \delta_y \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta_x & 0 \\ 0 & \delta_y \end{pmatrix} \vec{E}_i = \delta_x \delta_y \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \vec{E}_i \quad (3.22)$$

em que a polarização \vec{E}_i é definida como:

$$\vec{E}_i = \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} \quad (3.23)$$

Facilmente se pode verificar que, em condições ideais, após a ocorrência de ambas as reflexões, as duas componentes de polarização permanecem inalteradas, excepto por um termo de fase comum contido nos coeficientes δ_x e δ_y .

No entanto, caso ocorra alguma modulação através do efeito de Faraday durante a propagação entre reflexões, será introduzido um desfaseamento entre as duas componentes de polarização e a radiação ficará elipticamente polarizada. Para modelizar o efeito de eventuais campos externos, é necessário rescrever as expressões matriciais (3.7) e (3.8) incluindo as matrizes para as reflexões e novas matrizes F para a modulação de Faraday nos cantos:

$$\vec{E}'_1 = P[45^\circ] \cdot BS_2 \cdot PBS_2[90^\circ] \cdot \lambda[4, -45^\circ] \cdot F_4[\theta_4] \cdot R_\perp \cdot F'_3[\theta'_3] \cdot R_{//} \cdot F_3[\theta_3] \cdot R_\perp \cdot F'_2[\theta'_2] \cdot R_{//} \cdot F_2[\theta_2] \cdot R_\perp \cdot F'_1[\theta'_1] \cdot R_{//} \cdot F_1[\theta_1] \cdot \lambda[4, 45^\circ] \cdot PBS_2[90^\circ] \cdot BS_2 \cdot BS_1 \cdot PBS_1[90^\circ] \cdot \vec{E}_i \quad (3.24)$$

e

$$\vec{E}'_1 = P[45^\circ] \cdot BS_2 \cdot PBS_2[90^\circ] \cdot \lambda[4, -45^\circ] \cdot F_4[-\theta_4] \cdot R_\perp \cdot F'_3[-\theta'_3] \cdot R_{//} \cdot F_3[-\theta_3] \cdot R_\perp \cdot F'_2[-\theta'_2] \cdot R_{//} \cdot F_2[-\theta_2] \cdot R_\perp \cdot F'_1[-\theta'_1] \cdot R_{//} \cdot F_1[-\theta_1] \cdot \lambda[4, 45^\circ] \cdot PBS_2[0^\circ] \cdot BS_2 \cdot BS_1 \cdot PBS_1[0^\circ] \cdot \vec{E}_i e^{-i\Delta\phi} \quad (3.25)$$

Em cada uma destas expressões, as matrizes de rotação $F[\theta_n]$ são definidas pela expressão (2.11) e traduzem o efeito de Faraday; as matrizes $F'[\theta'_n]$ são exactamente iguais mas referem-se à propagação na direcção perpendicular. Em qualquer dos casos a expressão utilizada para definir a rotação de Faraday, em cada um dos segmentos, é dada por:

$$\theta_n = 2V \frac{\mu_0 I_n}{2\pi} \arctan \left[\frac{L_n}{2r_n} \right] \quad (3.26)$$

em que o parâmetro n apenas indica o segmento da cabeça sensora em causa.

Com as novas expressões é possível avaliar a influência de campos magnéticos externos e de desvios da posição da cabeça sensora.

Mais uma vez, as expressões matriciais dão origem a resultados demasiado complexos para serem tratados com o software *Mathematica*[™] 3.0. Para analisar este tipo de situações será necessário recorrer ao cálculo numérico para o qual existem ferramentas computacionais mais adequadas. Este é um trabalho importante que deverá ser realizado num futuro próximo.

3.4 Verificação experimental do princípio de funcionamento

O modelo teórico desenvolvido permitiu adquirir alguma sensibilidade acerca das propriedades do conceito explorado e teve um papel fundamental no dimensionamento e escolha dos materiais com que o sensor óptico foi finalmente implementado experimentalmente. Na Figura 3.6 pode ser observado um esquema do dispositivo experimental que foi utilizado no laboratório para verificar a validade do conceito explorado e para caracterizar o desempenho do sensor.

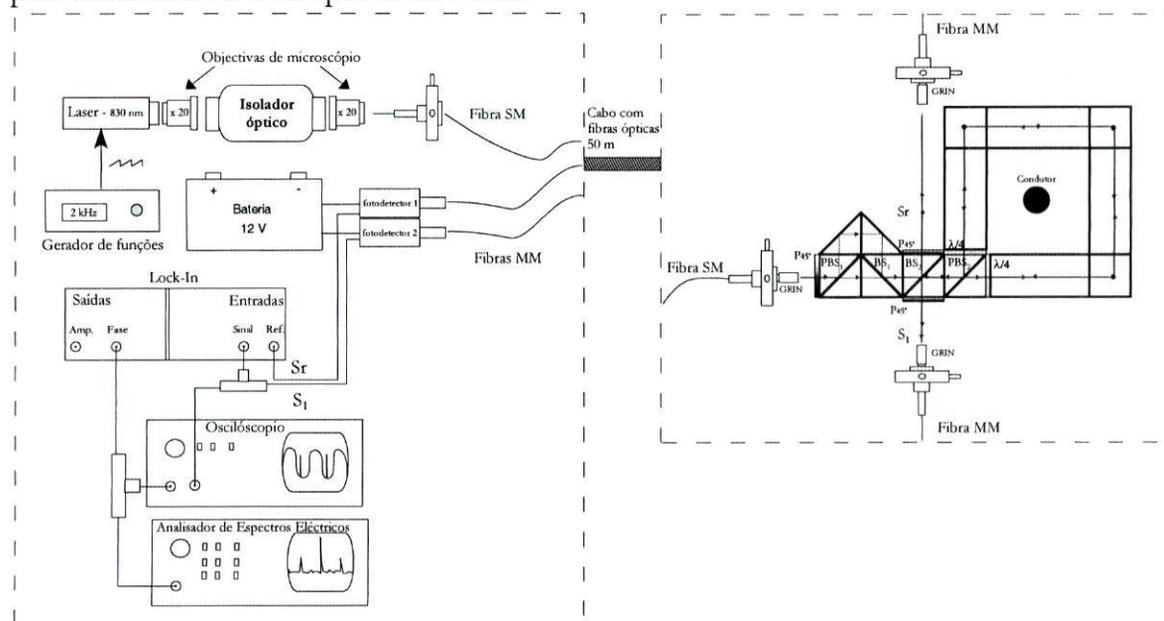


Figura 3.6 – Esquema do dispositivo experimental utilizado para verificar a validade do conceito estudado. Para testar a possibilidade de detecção remota, a cabeça sensora e o condutor eléctrico estavam ligados à fonte de radiação e a todos os dispositivos de detecção e análise de sinal por um cabo de fibras ópticas de 50 m de comprimento.

3.4.1 Montagem experimental

A primeira fase de implementação experimental da cabeça sensora idealizada passou pela escolha e dimensionamento de todos os componentes ópticos. A maioria dos componentes convencionais como os divisores de potência, normais ou dependentes da polarização, são normalmente fornecidos pelos fabricantes com medidas predeterminedas. De modo a facilitar o alinhamento e favorecer a estabilidade mecânica do sistema, tentou-se utilizar componentes cujas dimensões fossem compatíveis entre si. Foram escolhidos divisores de potência em forma de cubo com 2 cm de lado. Assim, todos os outros componentes foram seleccionados usando estas medidas como referência, o que permitiu construir uma cabeça sensora idêntica à que está representada na Figura 3.2. No caso dos prismas em SF57, uma vez que não estavam disponíveis elementos com a forma desejada, foi necessário desenhar e encomendar à Schott Glass os componentes com as dimensões pretendidas. Para montar e

alinhar todos os elementos, foi desenhada uma base em vidro na qual foi recortado um orifício para a passagem do condutor eléctrico. As especificações dos elementos ópticos mais importantes da cabeça sensora podem ser consultadas em anexo.

Para fonte óptica do sistema, foi escolhido um díodo laser monomodo com comprimento de onda de 830 nm (Hitachi – HL8311E). A principal razão para a utilização de uma fonte óptica monomodo foi, obviamente, a necessidade de um elevado grau de coerência devido às características interferométricas do sistema. Numa fonte com estas propriedades, para garantir alguma estabilidade do sinal interferométrico, é crucial que sejam evitadas quaisquer reflexões para dentro da cavidade laser. Para minimizar este tipo de problemas foi necessário recorrer à utilização de um isolador óptico. Além disso, a extremidade da fibra óptica a partir da qual se fazia o acoplamento da radiação foi cortada em ângulo para reduzir a reflexão de Fresnel.

Para assegurar o bom funcionamento do conceito explorado é necessário garantir a estabilidade do estado de polarização linear (a 45°) na entrada da cabeça sensora. Só assim, cada uma das componentes ortogonais de polarização que são separadas no divisor PBS_1 terá aproximadamente o mesmo nível de potência óptica, garantindo uma boa visibilidade das franjas de interferência. Colocar um polarizador a 45° antes do divisor PBS_1 garante que a potência óptica seja distribuída equitativamente pelos dois modos ortogonais. No entanto, para evitar flutuações de potência, ainda é necessário, ou despolarizar totalmente o laser, ou utilizar fibra altamente birrefringente para garantir a estabilidade da polarização à saída da lente GRIN. O díodo laser utilizado possuía um elevado grau de polarização linear ($\approx 97\%$). No entanto, após a passagem pelo sistema de colimação, pelo isolador óptico, por 50 m metros de fibra óptica e finalmente pela lente GRIN, a radiação foi parcialmente despolarizada. O grau de polarização linear medido após este percurso, na saída da lente GRIN, embora sofresse algumas flutuações, era em média $\approx 60\%$. Assim, como se pretendia apenas comprovar o princípio de funcionamento em condições laboratoriais, e neste sensor a informação essencial está contida na fase do sinal, e não na sua amplitude, optou-se por utilizar o sistema nestas condições. O facto de a radiação estar parcialmente polarizada, embora possa provocar algumas variações de potência acoplada, garante sempre um nível de potência mínimo em cada uma das ondas contrapropagantes. Além disso, em condições laboratoriais existia, a todo o momento, a possibilidade de otimizar o alinhamento. Obviamente, num sistema prático funcional será necessário adoptar uma das soluções acima mencionadas

O alinhamento dos vários componentes foi efectuado por etapas. Numa primeira fase, foi montado e alinhado o interferómetro de Mach-Zehnder. Os vários elementos foram

unidos opticamente com um gel de índice de refração semelhante ao do vidro. Este produto, para além de evitar reflexões indesejáveis nas interfaces, garantia alguma estabilidade mecânica. Apesar do alinhamento ter sido efectuado manualmente, a compatibilidade geométrica dos componentes, que estavam colocados sobre a base de vidro, permitiu, através da monitorização em tempo real do sinal interferométrico, obter franjas com visibilidade de aproximadamente 40%. A fixação de todos os componentes com fita adesiva permitiu manusear o interferómetro de Mach-Zehnder sem perturbar o seu alinhamento. Nestas condições, foi possível alinhar separadamente o segundo interferómetro tornando a tarefa mais simples (a passagem pelo primeiro interferómetro, além de diminuir a potência óptica disponível, degradava ligeiramente a colimação da radiação).

O ponto essencial no funcionamento do segundo interferómetro é o correcto alinhamento das lâminas de atraso. É crucial que a radiação circule no interferómetro circularmente polarizada. Para que tal aconteça, as lâminas devem estar orientadas precisamente a 45° . O mínimo desvio implica que a radiação se propague elipticamente polarizada provocando uma diminuição da sensibilidade. Devido à necessidade de manter todos os componentes em contacto óptico, as lâminas de atraso, com uma espessura de 2mm , foram 'coladas' aos prismas de *SF57* com gel de adaptação de índice de refração. Isso implicou que o alinhamento tivesse de ser efectuado manualmente. Para realizar o alinhamento, foi injectada luz linearmente polarizada, através da lâmina de atraso, directamente no segundo interferómetro e monitorou-se a potência óptica transmitida por um analisador na saída. Estando a lâmina alinhada com a polarização de entrada, a radiação chegava ao fim do seu percurso linearmente polarizada. À medida que se rodava a lâmina e esta se aproximava da posição ideal (45°), a radiação na saída apresentava um estado de polarização elíptico cada vez mais próximo do circular. Na presença de radiação circularmente polarizada, a rotação do analisador de saída deixava de influenciar, de maneira significativa, o nível de potência óptica do sinal detectado. Com este método conseguiu-se alinhar a lâmina de atraso a menos de 1° .

Uma vez concluído o alinhamento do segundo interferómetro, juntou-se o interferómetro de Mach-Zehnder e uniram-se todos os componentes com gel de adaptação de índice de refração. Para que todo o sistema funcionasse em boas condições era essencial garantir a boa colimação e alinhamento dos feixes; isto é, era necessário garantir que, na saída, as duas ondas fossem o mais coplanares possível, minimizando a modulação espacial da frente de onda e garantindo uma boa visibilidade da portadora gerada por modulação temporal. Efectuando pequenos ajustes na orientação das lentes GRIN, de entrada e saída, que se encontravam colocadas em suportes micrométricos, era possível observar variações na

visibilidade das franjas de interferência e efectuar, assim, uma optimização do sinal. No entanto, não foi possível optimizar os dois sinais simultaneamente, isto é, a condição de visibilidade máxima para cada um dos sinais ocorria para diferentes posições das lentes GRIN. Assim, foi necessário encontrar uma situação de compromisso num ponto onde a visibilidade dos dois sinais fosse satisfatória.

Para detectar o sinal de referência (S_r) foi utilizado um fotodetector de silício com amplificação integrada (RS 308-067) com uma largura de banda de 5kHz . Para a detecção do sinal (S_1) foi utilizado um fotodetector de silício (Siemens SFH202) montado numa configuração de transimpedância com dois andares de amplificação com um ganho de 0.11 V/nW e uma largura de banda de 6kHz . As especificações dos detectores e do esquema de amplificação podem ser consultadas em anexo. Para minimizar o ruído electrónico a 50Hz os fotodetectores e o controlador de corrente do díodo laser foram alimentados através de baterias.

Ambos os sinais, depois de detectados e amplificados, eram introduzidos num amplificador *lock-in* através do qual era possível extrair a fase da portadora com a informação da corrente medida. Para observação e registo do sinal foi utilizado um analisador de espectros eléctricos.

Para testar o conceito de detecção remota, tanto o sistema laser como o sistema de detecção e análise do sinal foram colocados a 50m da cabeça sensora. A comunicação entre as duas partes do sistema foi efectuada através de um cabo com três fibras ópticas. Uma fibra monomodo para levar a radiação até à cabeça sensora e duas fibras multimodo para recolher o sinal de referência e o sinal de medida.

Para gerar a portadora, a corrente do díodo laser foi modulada com uma onda dente-de-serra a uma frequência de 2kHz . De modo a obter nas saídas do sensor os sinais sinusoidais descritos nas equações (3.11) e (3.12), é necessário que a amplitude de modulação provoque uma variação de 2π na fase do interferómetro. A relação entre a fase e a corrente do laser é dada pela expressão:

$$\partial\phi = \frac{2\pi n\Delta l}{c} \partial\nu = \frac{2\pi n\Delta l}{c} Kd(\omega) \partial i \quad (3.27)$$

em que $Kd(\omega)$ é o coeficiente de variação da frequência de emissão do laser (ν) com a corrente de modulação (i). Tipicamente, este coeficiente é da ordem de 3GHz mA^{-1} ^[15]. Sabendo o índice de refração dos prismas do primeiro interferómetro ($n = 1.5$), assumindo uma diferença de percursos entre as duas ondas (Δl) de aproximadamente 4cm e conhecendo a velocidade da luz no vácuo ($c = 3 \times 10^8\text{ m/s}$), pode estimar-se que a amplitude de corrente da onda dente-de-serra necessária para provocar uma excursão de fase de 2π é de

$\partial i \approx 1.67 \text{ mA}$. Obviamente o valor calculado apenas serviu de referência. Para garantir uma modulação exactamente por 2π a corrente de modulação foi ajustada ao mesmo tempo que o sinal de saída era observado no osciloscópio e no analisador de espectros eléctricos. A avaliação visual no osciloscópio e a monitorização da amplitude dos vários harmónicos da portadora no analisador de espectros permitiram otimizar a modulação.

Todo o processo de alinhamento e optimização dos sinais foi bastante lento porque o número de graus de liberdade do sistema era bastante elevado. Embora tivesse sido um processo penoso, foi adquirida bastante sensibilidade prática, que será útil no melhoramento do actual sistema ou na implementação de novas configurações.

Na fotografia da Figura 3.7 pode ser observada a cabeça sensora colocada em torno do condutor do gerador de corrente (o mesmo que foi usado para testar o sensor polarimétrico), nos laboratórios do INESC Porto. Num dos prismas sensores pode ver-se uma bobina que foi utilizada para aplicação de correntes eléctricas a outras frequências. A fotografia da Figura 3.8 dá uma vista mais geral da cabeça sensora e do sistema gerador de corrente.

Concluída a optimização de todo o sistema, procedeu-se à realização de ensaios experimentais para testar a validade do conceito estudado.

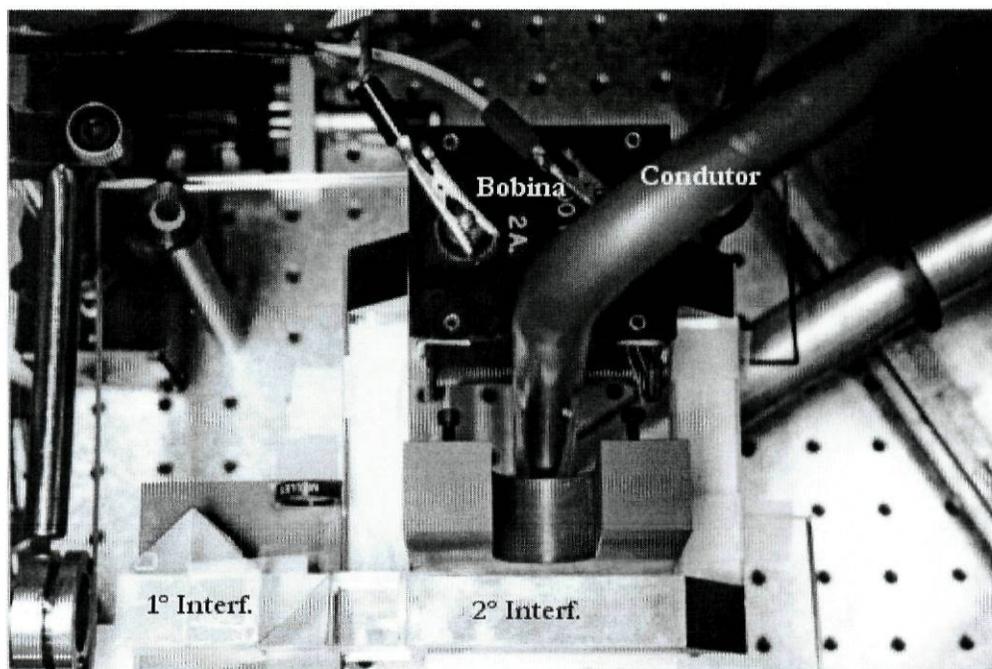


Figura 3.7 – Cabeça sensora montada sobre uma base de vidro, em torno do condutor eléctrico

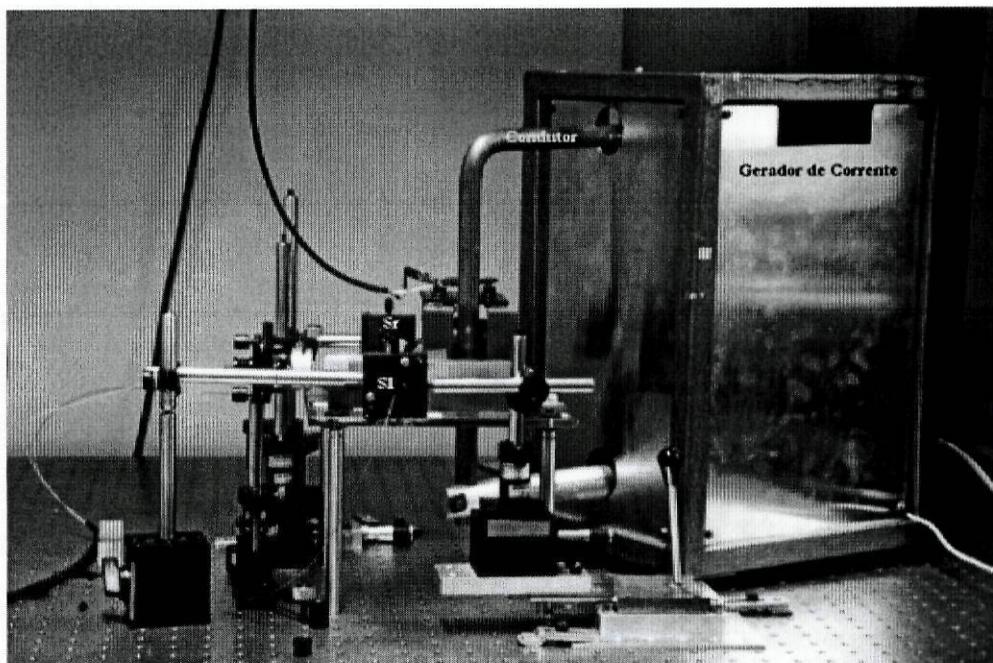


Figura 3.8 – Vista geral da cabeça sensora e do gerador de corrente.

3.4.2 Resultados experimentais

Para realizar os testes de medição foi utilizada a mesma fonte de corrente com a qual se testou o sensor polarimétrico do capítulo 2. Com esta fonte é possível gerar correntes, à frequência da rede, até próximo dos $2000 A_{rms}$. Para efectuar algumas medições a outras frequências foi introduzida, em torno de um dos prismas sensores, uma bobina de $2 A$ e 600 espiras. Essencialmente, foram realizados os seguintes ensaios:

- Avaliação da linearidade e sensibilidade de resposta do sensor (fase vs. corrente) para correntes a $50 Hz$.
- Reprodução da forma de onda a $50 Hz$. Foram medidas correntes a frequências mais elevadas (até $7 kHz$) para avaliar a largura de banda do sensor.
- Avaliação da resolução através de dois métodos: por observação da razão sinal/ruído no analisador de espectros eléctricos; por monitorização do sinal no tempo e aplicação de ‘saltos’ no valor eficaz da corrente, avaliando o mínimo sinal detectável.
- Avaliação da linearidade de resposta do sensor (fase vs. corrente) para correntes a $60 Hz$. Também foi determinada a resolução do sensor nesta frequência.

Linearidade

Para avaliar a linearidade de resposta do sensor fez-se variar a corrente entre os 0 e os $1800 A_{rms}$, com incrementos de aproximadamente $300 A_{rms}$. A fase do sinal S_1 , lida pelo *lock-in*,

foi introduzida no analisador de espectros eléctricos e o valor de tensão eficaz do pico a 50 Hz ($V_{\phi_{50\text{Hz}}}$) foi registado para cada valor de corrente. A aquisição do valor da fase com o *lock-in* era efectuada com uma largura de banda de 72 Hz . Por outro lado, a amplitude do sinal da fase era medida no analisador de espectros eléctricos com uma largura de banda de 488 mHz .

No gráfico da Figura 3.9 pode ver-se o comportamento da fase do sinal S_1 , em função da corrente que percorre o condutor.

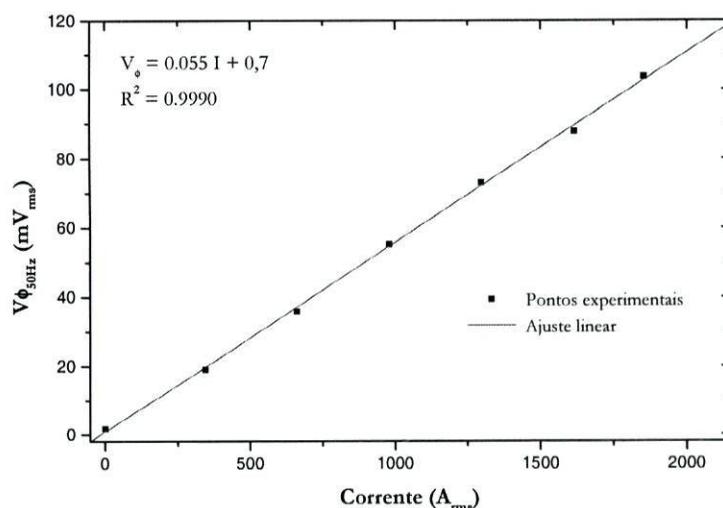


Figura 3.9 – Pontos experimentais ilustrando o comportamento linear da variação da fase com a corrente eléctrica.

Os resultados experimentais permitem confirmar que, efectivamente, a fase da portadora do segundo interferómetro varia linearmente com o valor da corrente. A sensibilidade estimada através do ajuste linear é de $55\text{ mV} / \text{kA}(rms)$. Considerando que no *lock-in* uma tensão de 10 V corresponde a uma variação de 180° na fase, a sensibilidade calculada corresponde a aproximadamente $1^\circ / \text{kA}(rms)$. Este valor, embora bastante próximo do que foi estimado pelo modelo teórico ($1.66^\circ / \text{kA}$), é um pouco mais baixo. Esta diminuição da sensibilidade experimental está relacionada com dois factores: nas simulações considerou-se um campo magnético com linhas de força concêntricas quando, na realidade, se verificava alguma distorção das linhas de campo, daí poder existir alguma discrepância entre a rotação de Faraday calculada pelo modelo teórico e a provocada pelo gerador de corrente; por outro lado, alguns problemas práticos, que serão discutidos mais à frente, contribuíram para atenuar a sensibilidade.

Este resultado constitui, apesar de tudo, a confirmação experimental do princípio de funcionamento proposto.

Reprodução da forma de onda

A fidelidade com que o sensor reproduz a forma de onda de corrente alternada é um parâmetro importante. Já foi referido que a diferença de fase entre o sinal medido e o sinal real deve ser o mais próximo possível de zero. Além disso, é extremamente importante que o valor da fase não dependa do valor da corrente a ser medida.

Para avaliar estas propriedades, comparou-se o sinal medido pelo sensor óptico e o sinal da fonte de corrente. A bobina, que estava colocada num dos braços do sensor, fornecia uma tensão sinusoidal nos seus terminais directamente proporcional à corrente do gerador (devido ao fenómeno de indução electromagnética existe um desfasamento de $\pi/2$ entre a tensão induzida e o campo magnético indutor). Este sinal constituiu o termo de comparação com o sinal do sensor óptico. Foram efectuadas fotografias às formas de onda no osciloscópio, para diferentes valores de corrente, em que se podem comparar os dois sinais. A fotografia da Figura 3.10 foi efectuada quando circulava no condutor uma corrente de $1613 A_{rms}$; no caso da Figura 3.11 a corrente era de $819 A_{rms}$.

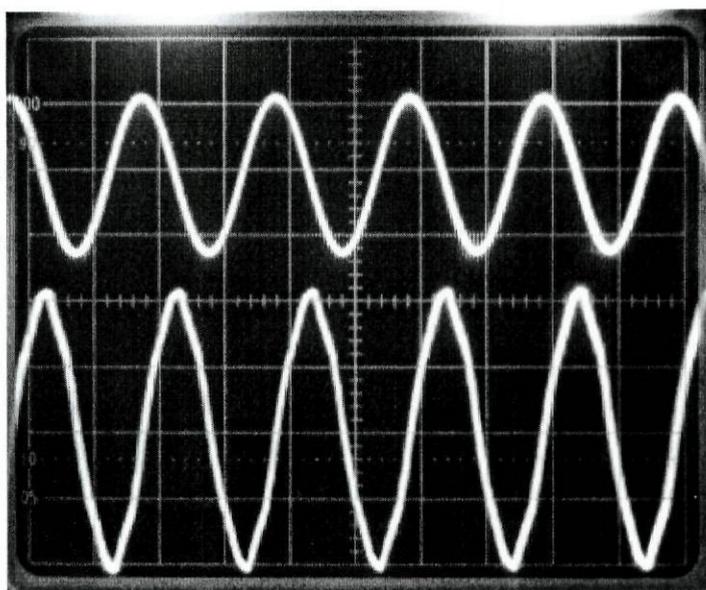


Figura 3.10 – Em cima (Ch.1): Fase do sinal S_1 do sensor óptico. Em baixo (Ch.2): Sinal reproduzido pela bobina para uma corrente de $1613 A_{rms}$ no gerador. Escalas: Ch.1 $\rightarrow 0.5 V/div$; Ch.2 $\rightarrow 2 V/div$.

Pode observar-se, comparando as duas situações representadas, a existência de um desfasamento entre os dois sinais, que, apesar de tudo, se mantém inalterado com a corrente medida. Como o desfasamento é constante, poderá ser eliminado por qualquer aparelho de medição de fase, como um *lock-in*. Neste caso, o desfasamento ($\sim \pi/2$) deve-se essencialmente à bobina e a algum atraso introduzido pela filtragem do sinal. Devido à filtragem passa-banda muito apertada, necessária para reduzir o ruído, o sinal do sensor óptico

reproduz uma onda a 50 Hz quase perfeita quando, na realidade, o sinal apresentava uma pequena distorção, como se pode observar no sinal reproduzido pela bobina. Caso haja interesse em registar essas pequenas distorções do sinal, a situação poderá ser resolvida reduzindo um pouco a qualidade da filtragem.

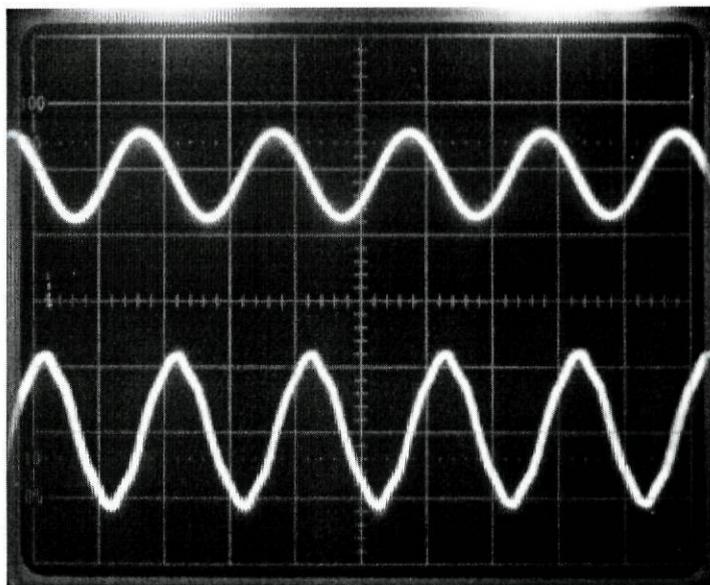


Figura 3.11 – Em cima (*Ch.1*): Fase do sinal S_1 do sensor óptico. Em baixo (*Ch.2*): Sinal reproduzido pela bobina para uma corrente de 819 A_{rms} no gerador. Escalas: *Ch.1* $\rightarrow 0.5\text{ V/div}$; *Ch.2* $\rightarrow 2\text{ V/div}$.

Com o processamento pseudo-heterodino, a largura de banda do sensor está reduzida a sinais cuja frequência não exceda um décimo da frequência da portadora, neste caso, 200 Hz . No entanto, é possível efectuar medições da corrente com a largura de banda limitada somente pelos detectores. Para tal, é necessário ler o sinal óptico proveniente do segundo interferómetro sem aplicar modulação para gerar a portadora. O único problema é que, nesta situação, não há garantia de que o interferómetro esteja no ponto de quadratura, isto é, não é possível controlar a sensibilidade, nem mesmo manter o seu valor constante. Apesar de tudo, este sinal poderá ser útil para medição de transitórios, em que é necessária uma grande largura de banda, e uma baixa sensibilidade não constitui problema face à amplitude da corrente neste tipo de sinais.

Para comprovar a possibilidade de efectuar medições nestas condições, foi desligada a modulação do laser e o sinal S_1 foi observado directamente no osciloscópio. O resultado pode ser observado na fotografia da Figura 3.12, em que são novamente comparados o sinal do sensor óptico e o sinal da bobina para uma corrente de 819 A_{rms} .

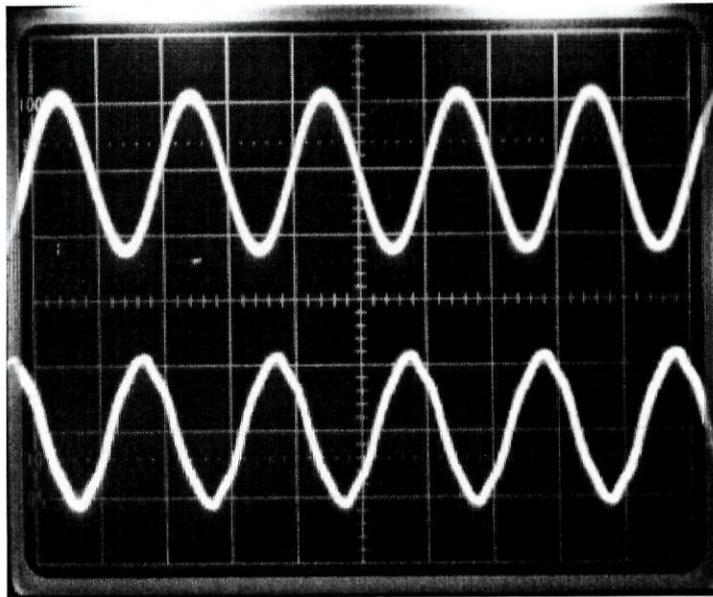


Figura 3.12 – Em cima (Ch.1): Amplitude do sinal S_1 do sensor óptico. Em baixo (Ch.2): Sinal reproduzido pela bobina para uma corrente de $819 A_{rms}$. Escalas: Ch.1 $\rightarrow 0.1 V/div$; Ch.2 $\rightarrow 2 V/div$.

De facto, o único problema deste tipo de medições é que não é possível garantir a estabilidade da função de transferência do sensor num ponto de sensibilidade máxima. No entanto, este método poderá eventualmente ser utilizado para medições de banda larga e de baixa precisão como é o caso dos transitórios. Neste caso específico, contudo, devido à pequena amplitude do sinal de corrente a $50 Hz$, foi necessário aplicar filtragem passa-banda para reduzir o ruído e obter uma forma de onda reconhecível no osciloscópio. Para confirmar, de facto, a possibilidade de medição a frequências mais elevadas com este método, recorreu-se à bobina ligada a um gerador de funções numa configuração *RLC* em ressonância, para aplicar sinais até aos $7 kHz$. Aplicando $1 A_{pp}$ (a uma dada frequência ω) na bobina, registou-se, com o auxílio do analisador de espectros, a amplitude de S_1 à frequência do sinal aplicado. No gráfico da Figura 3.13 podem ver-se os resultados obtidos até aos $5 kHz$. Embora tivessem sido observados sinais a frequência mais elevadas (até aos $7 kHz$), nessa zona do espectro não foi possível garantir a estabilidade da frequência do gerador de funções. Além disso, essa zona do espectro já estava fora da largura de banda do detector o que contribuía para uma maior atenuação do sinal. A largura de banda intrínseca do sensor é limitada apenas pelo tempo de percurso da radiação na cabeça sensora e é da ordem das centenas de megahertz. Na prática, a largura de banda do dispositivo será sempre limitada pelas características da electrónica de detecção.

Observando os resultados verifica-se que, apesar do valor da corrente aplicada na bobina ser o mesmo a todas as frequências, o valor de tensão registado apresenta algumas

variações. A principal razão para as diferenças apresentadas está relacionada com a variação da sensibilidade do interferómetro ao longo dos testes. Os resultados obtidos permitem, apesar de tudo, comprovar que é possível medir sinais com frequências mais elevadas, analisando directamente a amplitude do sinal de saída do interferómetro.

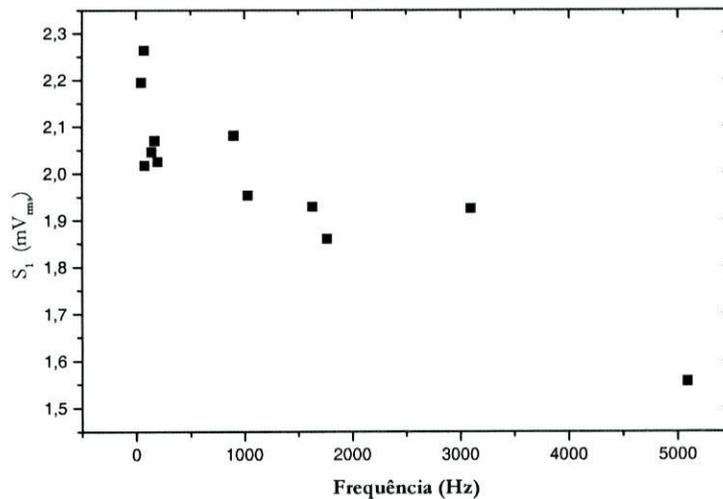


Figura 3.13 – Variação do sinal S_1 em função da frequência da corrente aplicada na bobina. Em todos os casos o valor da corrente era $1 A_{pp}$.

Resolução

A avaliação da resolução do sensor foi efectuada com dois métodos distintos. Inicialmente, o cálculo da resolução foi realizado directamente a partir da razão sinal/ruído do sinal observado no analisador de espectros. A resolução, que se pode definir como o mínimo sinal de corrente detectável I_{min} , é calculada através da seguinte expressão:

$$I_{min} = \frac{I_{aplicado}}{\sqrt{B}} \times 10^{\frac{(r-s)}{20}} \quad (3.28)$$

em que B é a largura de banda com que o sinal é adquirido e $(r - s)$ é a diferença em dB entre o valor de pico do sinal e o patamar de ruído, isto é, a razão sinal/ruído.

Aplicando um sinal de corrente de $100 A_{rms}$ com o gerador, foi registado o espectro eléctrico do sinal da fase de S_1 . O resultado está representado na Figura 3.14.

Observando o gráfico vê-se distintamente um pico de tensão nos $50 Hz$ sobreposto ao ruído de fundo. Identificado a vermelho pode ver-se o espectro registado antes da aplicação de qualquer sinal. Foi estimada uma razão sinal/ruído de $22.4 dB$ o que, de acordo com a expressão (3.28), corresponde a uma resolução de $17.25 A_{rms} / \sqrt{Hz}$. É uma resolução limitada essencialmente por um elevado nível de ruído de fase do interferómetro. Este problema pode ser substancialmente reduzido melhorando a estabilidade espectral da fonte óptica.

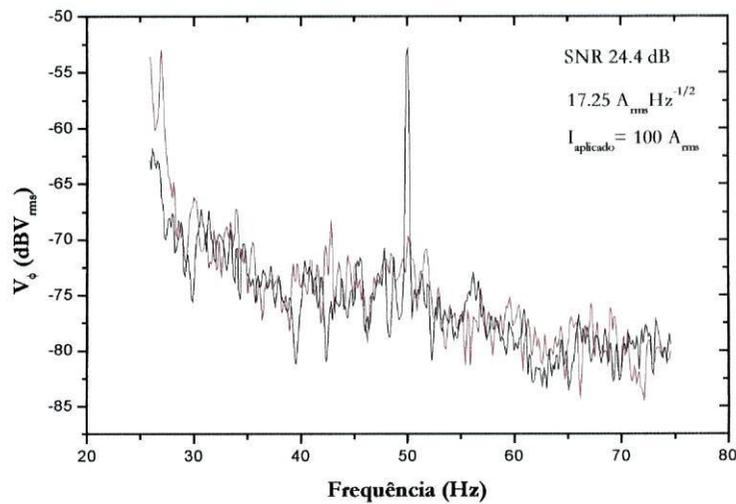


Figura 3.14 – Espectro de frequências da fase lida pelo *lock-in* com um sinal de $100A_{rms}$ a 50 Hz (a preto). Espectro da fase sem nenhum sinal aplicado (a vermelho).

Foram também registados os espectros de frequência do sinal da portadora a 2 kHz onde se pode observar a energia do sinal da corrente a 50 Hz distribuída nos harmónicos 1950 Hz e 2050 Hz . Neste caso, como a energia do sinal se encontra dividida nestes dois harmónicos, para calcular a resolução, por norma, somam-se 6 dB à razão sinal/ruído de um dos harmónicos. Na Figura 3.15 pode ser observado um dos espectros registados. A razão sinal/ruído estimada é de 23.8 dB o que equivale a uma resolução de $9.24A_{rms}/\sqrt{\text{Hz}}$. Obviamente, a diferença entre os resultados obtidos com os dois métodos deve-se ao facto de terem sido adicionados os 6 dB ao valor real da razão sinal/ruído no segundo caso. O resultado anterior é, em princípio, mais correcto.

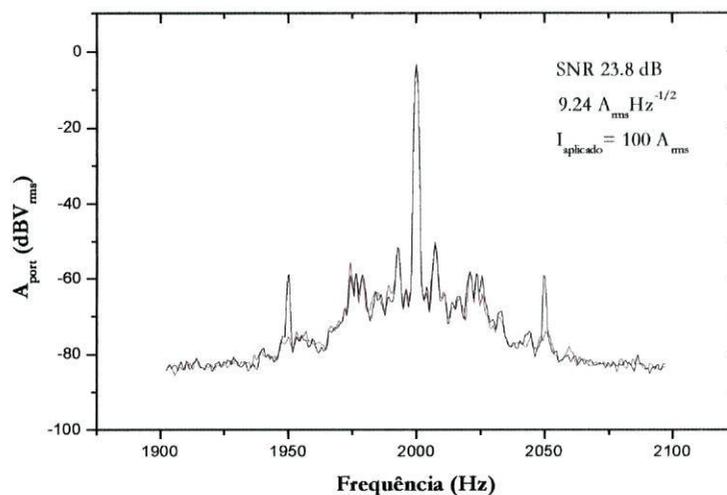


Figura 3.15 – Espectro de frequência da portadora a 2 kHz com um sinal de $100A_{rms}$ de corrente a 50 Hz (a preto). Espectro da portadora sem nenhum sinal aplicado (a vermelho).

A resolução foi ainda calculada por um outro método. À semelhança do que foi feito no capítulo 2, monitorou-se a variação do sinal do sensor, neste caso a fase, durante um intervalo de tempo durante o qual foi aplicado um ‘degrau’ de corrente. Para efectuar o registo da fase em função do tempo foi utilizado outro *lock-in*. Monitorou-se a amplitude da fase a 50 Hz usando como sinal de referência o sinal da bobina. Como foi explicado anteriormente, o mínimo sinal detectável corresponde a $2\Delta\bar{I}$, em que $\pm\Delta\bar{I}$ representa as flutuações médias associadas a cada um dos patamares de corrente. Como o valor da resolução tem de ser sempre normalizado à largura de banda é necessário efectuar a operação:

$$I_{min} = \frac{2\Delta\bar{I}}{\sqrt{B}} \quad (3.29)$$

em que B é a largura de banda de aquisição do sinal.

Um dos resultados obtidos pode ser observado na Figura 3.16. Neste caso foi aplicada uma variação de corrente de 108 A_{rms} . A largura de banda do segundo *lock-in*, com o qual foi adquirido o sinal, era de 122 mHz . Com este método, foi obtida uma resolução de $22.4\text{ A}_{rms}/\sqrt{\text{Hz}}$. Sendo este o pior valor obtido para a resolução, a ordem de grandeza de todos eles é a mesma.

Os valores de resolução obtidos são de alguma forma limitados em face do potencial da técnica interferométrica. Este facto deve-se essencialmente ao elevado nível de ruído na fase medida. Estas flutuações estão relacionadas com ruído de fase introduzido nos interferómetros através de perturbações espectrais da fonte óptica e poderão ser substancialmente reduzidas se o laser for estabilizado de forma mais eficiente.

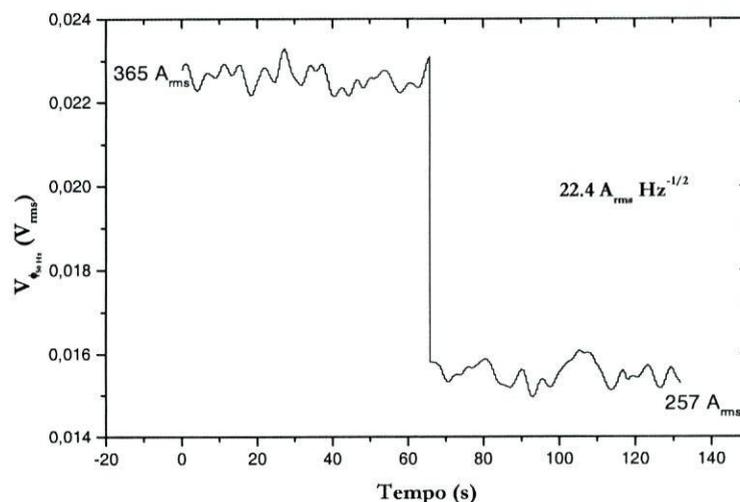


Figura 3.16 – Variação da fase num intervalo de tempo em que foi aplicado um ‘degrau’ de corrente de aproximadamente 108 A_{rms} .

À semelhança do que foi feito para correntes a 50 Hz , foram avaliadas a linearidade e resolução do sistema para correntes a 60 Hz .

Linearidade a 60 Hz

Estes testes foram efectuados, não pela sua relevância, uma vez que a frequência é muito próxima da frequência da rede, mas porque inicialmente houve grandes dificuldades em medir sinais a 50 Hz. Para evitar uma zona extremamente ruidosa do espectro efectuaram-se os testes a uma frequência próxima. Para avaliar a linearidade de resposta do sensor a 60 Hz utilizou-se a bobina que estava colocada em torno de um dos prismas do sensor. Fez-se variar a corrente da bobina entre 0 e $1.6 A_{rms}$. Como a bobina tem 600 espiras e o campo magnético por ela gerado afecta apenas cerca de um quarto do percurso óptico, pode-se estimar que $1 A_{rms}$ na bobina produz o mesmo efeito que $300 A_{rms}$ no gerador. Verificou-se na prática que essa relação estava aproximadamente correcta.

A fase do sinal S_1 , extraída com o *lock-in*, foi introduzida no analisador de espectros eléctricos e o valor de tensão eficaz do pico a 60 Hz ($V_{\phi_{60Hz}}$) foi registado para cada valor de corrente. O *lock-in* efectuava a aquisição do valor da fase com uma largura de banda de 72 Hz e o analisador de espectros filtrava o sinal da fase com uma largura de banda de 488 mHz.

No gráfico da Figura 3.17 pode ver-se o comportamento da fase da saída S_1 , em função da corrente que percorre o condutor.

Verifica-se, como seria de esperar, que a 60 Hz a linearidade se mantém. Neste caso a sensibilidade é de $16.99 mV / A (rms)$. Para comparar com o valor obtido a 50 Hz, basta recordar a equivalência entre a corrente na bobina e no gerador para chegar a um valor de $56 mV / kA (rms)$ que é idêntico ao obtido anteriormente.

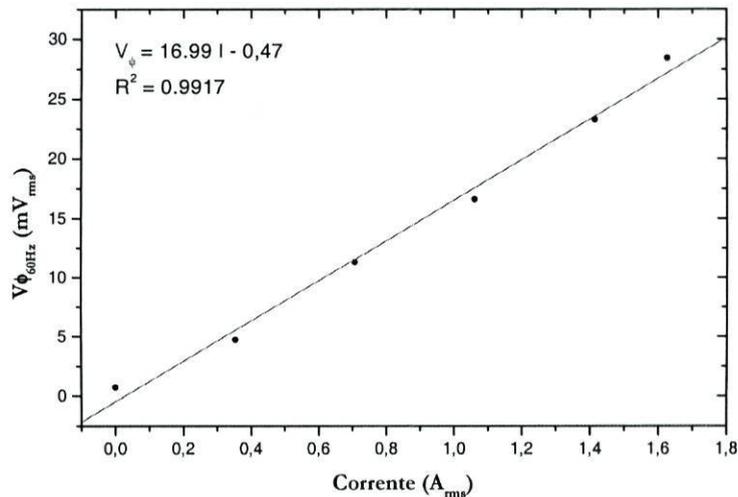


Figura 3.17 – Pontos experimentais ilustrando o comportamento linear da variação da fase com a corrente eléctrica a 60 Hz.

Resolução a 60 Hz

Para determinar a resolução a 60 Hz, o sinal da fase foi observado no analisador de espectros para determinar a sua razão sinal/ruído. Na Figura 3.18 pode ver-se o sinal adquirido com uma corrente de $0.71 A_{rms}$ aplicada na bobina.

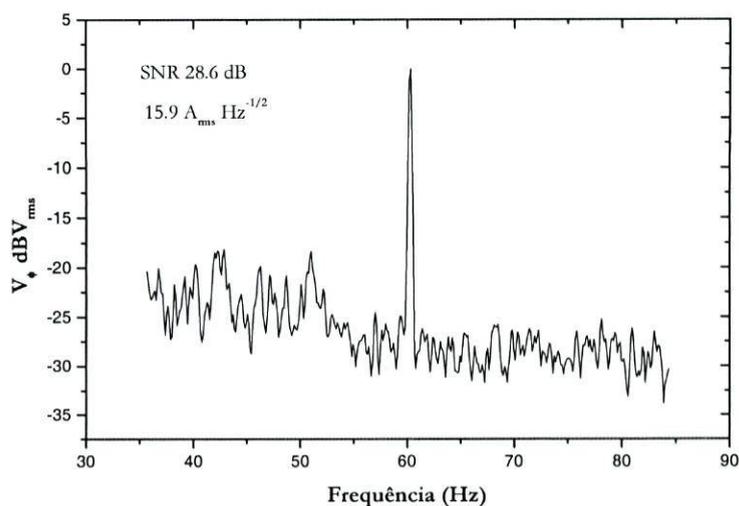


Figura 3.18 – Espectro de frequência da fase lida pelo *lock-in* com um sinal de $0.71 A_{rms}$ a 60 Hz aplicado na bobina.

Foi medida uma razão sinal/ruído de 28.6 dB o que, recorrendo à expressão (3.28) e considerando a equivalência com o gerador, dá uma resolução $15.9 A_{rms} / \sqrt{Hz}$. Obtém-se uma resolução ligeiramente mais elevada pois a região do espectro de frequências onde se efectuou a medição é menos ruidosa.

Foram também registados os espectros da portadora com um sinal de $0.71 A_{rms}$ aplicado na bobina. O resultado pode observar-se na Figura 3.19.

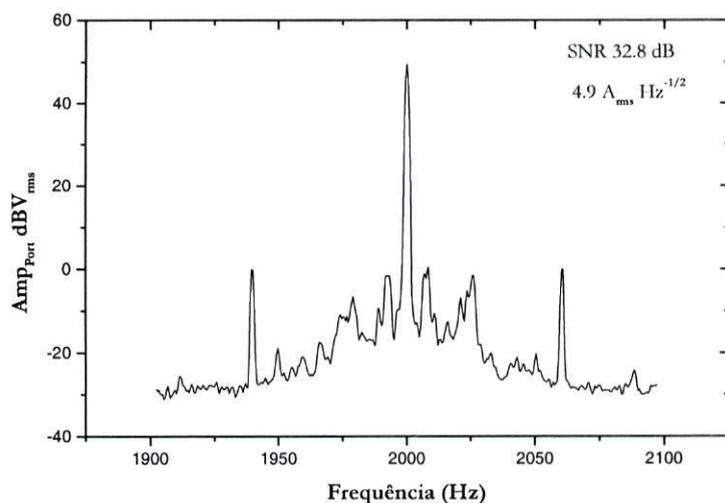


Figura 3.19 – Espectro de frequência da portadora a 2 kHz com um sinal de $0.71 A_{rms}$ de corrente a 60 Hz.

Registou-se uma razão sinal/ruído de 32.8 dB que resulta numa resolução equivalente de $4.9 A_{rms} / \sqrt{Hz}$. O valor mais baixo resulta não só do ruído nesta zona do espectro ser menor mas também porque aplicou-se a regra dos 6 dB . Obviamente o resultado anterior tem mais significado.

3.5 Análise e discussão dos resultados

De uma forma geral, os resultados obtidos foram bastante satisfatórios pois permitiram comprovar experimentalmente a validade do conceito explorado. São resultados importantes pois a configuração proposta é inovadora.

Apesar de tudo, a qualidade dos resultados pode ser bastante melhorada. A fase do sinal, que transporta a informação do mensurando, apresentava muitas flutuações o que resultava num sinal ruidoso e numa baixa resolução. Em condições favoráveis os interferómetros em *bulk*, especialmente a configuração de Sagnac, são dispositivos bastante estáveis permitindo medições de fase com resoluções muito elevadas. No caso estudado, todas as medições efectuadas foram realizadas num ambiente de baixo ruído electromagnético (localizado a 50 m da cabeça sensora). Assim sendo, a fonte de ruído não foi aquela que seria mais temida numa aplicação real, isto é, interferências electromagnéticas externas. A grande instabilidade da fase deve-se principalmente à instabilidade espectral da fonte óptica. Mesmo com as precauções tomadas para evitar realimentação da cavidade, este fenómeno ainda subsistia provocando flutuações da frequência de emissão do laser. A modulação a 2 kHz , com uma onda dente-de-serra, um sinal com muitos harmónicos, embora de pequena amplitude também contribuiu para modulação do comprimento de onda de emissão a outras frequências. Toda esta instabilidade no comprimento de onda de emissão traduz-se, num sistema interferométrico, em ruído de fase.

Outro factor que também contribuiu para degradar a qualidade do sinal, foi o facto de os divisores de potência dependentes da polarização não serem 100% eficientes. Segundo as suas especificações, numa das direcções este dispositivo transmite 2% da componente de polarização que supostamente deveria ter sido encaminhada, na sua totalidade, na outra direcção. O efeito desta imperfeição vai ser uma interferência ‘parasita’ que está presente no sinal de saída de ambos os interferómetros, mesmo quando o polarizador está orientado segundo uma das componentes ortogonais de polarização. Este fenómeno pode ser observado comparando as fotografias que foram efectuadas às portadoras S_1 e S_r em duas condições: na Figura 3.20 os polarizadores de saída estavam colocados na posição de visibilidade máxima ($\sim 45^\circ$); na Figura 3.21 (neste caso só se registou o sinal S_r) o polarizador estava orientado a

0°. Supostamente, nesta última situação, estando o polarizador alinhado com uma das componentes de polarização, não deveria ser observado nenhum sinal de interferência. No entanto, como se pode verificar na respectiva figura, existe um sinal 'residual' de interferência que não se consegue anular, seja qual for a posição do polarizador. A presença de um sinal interferométrico 'parasita' introduz termos de fase no sinal que podem ser considerados mais uma fonte de ruído.

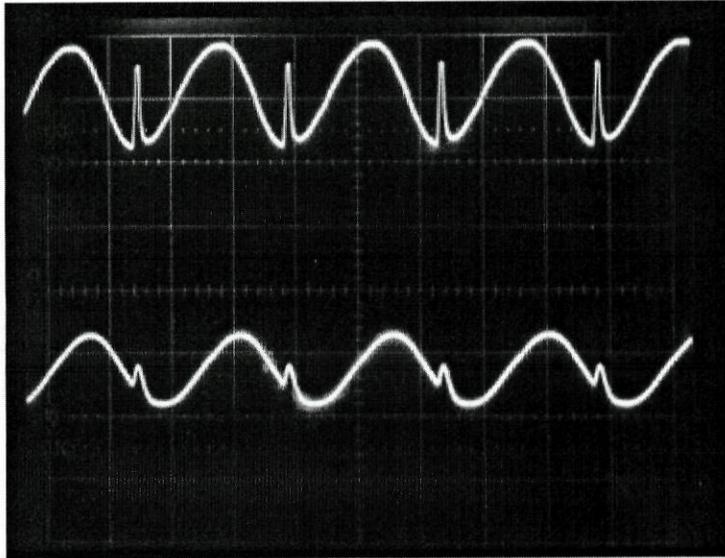


Figura 3.20 – Portadoras S_1 e S_2 a 2kHz , na condição de máxima visibilidade: Escalas para ambos os canais: Vertical $\rightarrow 2\text{V/div}$, Horizontal $\rightarrow 0.2\text{ms/div}$

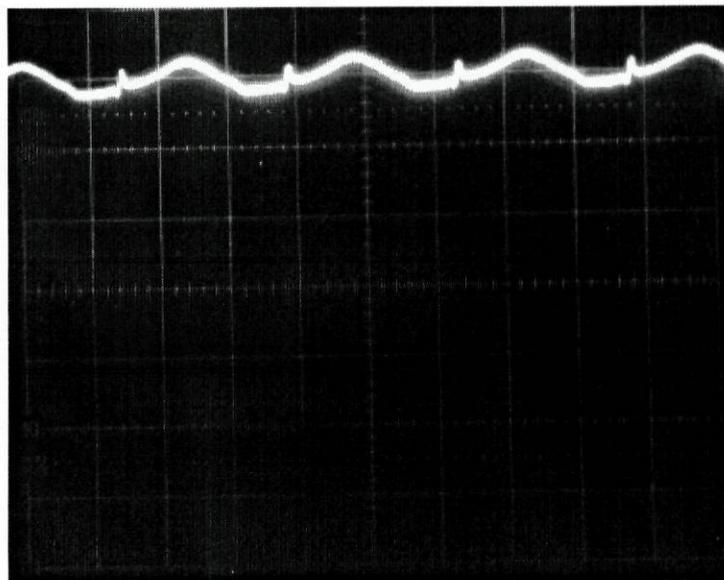


Figura 3.21 – Sinal S_2 , na situação em que o polarizador está alinhado com uma das componentes ortogonais de polarização. Escalas: Vertical $\rightarrow 2\text{V/div}$, Horizontal $\rightarrow 0.2\text{ms/div}$

Verificou-se também que, enquanto para uma dada amplitude de modulação da corrente a fase da saída S_1 era modulada por 2π , a excursão de fase da saída S_r não satisfazia completamente esta condição. Este fenómeno, que pode ser observado na Figura 3.22, implica que o balanceamento dos dois interferómetros é diferente. Na situação representada na figura aplicou-se modulação sinusoidal à corrente do laser pois torna-se mais fácil verificar visualmente quando a fase é modulada por 2π . Em princípio, como o balanceamento do interferómetro de Sagnac é idealmente nulo, não deveria haver diferença entre o balanceamento dos dois sinais. No entanto, avaliando a fase relativa dos dois sinais é possível estimar que a diferença de percurso geométrico correspondente é de aproximadamente 4 mm . Tendo em conta a complexidade geométrica do percurso óptico do sensor, aliada à dificuldade de alinhamento, é possível que as duas componentes de polarização circulem no interferómetro de Sagnac por percursos ligeiramente diferentes introduzindo um termo de desfasamento.

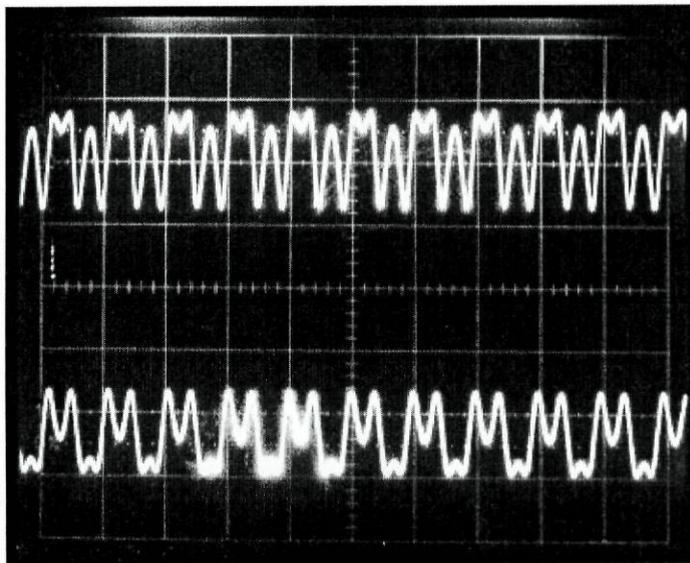


Figura 3.22 – Sinais S_1 e S_r com modulação sinusoidal a 2 kHz .

Apesar das lâminas de atraso se encontrarem alinhadas com uma tolerância inferior a 1° , a sua influência na sensibilidade do sensor é muito forte. O mínimo desvio implica que o estado de polarização das duas ondas contrapropagantes seja elíptico, o que se traduz numa diminuição de sensibilidade e perturbações na fase.

Todos os fenómenos aqui descritos contribuem, de forma mais ou menos clara, para a degradação da fase do sinal, tanto em termos de diminuição de sensibilidade como em termos de ruído associado. Encontradas as soluções destes problemas e aperfeiçoando a electrónica de detecção e processamento será possível obter melhores resultados, nomeadamente uma maior sensibilidade (mais próxima do valor teórico) e uma acrescida resolução.

3.6 Conclusão

Apesar de todos os problemas detectados, ficou comprovada de forma satisfatória a validade de uma nova configuração óptica interferométrica para medição de correntes eléctricas. Além de demonstrar uma configuração inovadora, os resultados obtidos constituem uma importante fonte de informação a ser utilizada no futuro melhoramento do sensor. Ficou bem claro que uma optimização do desempenho passa por um alinhamento minucioso de todos os componentes, especialmente das lâminas de atraso, e pela estabilização espectral da fonte óptica para a redução do ruído de fase. Para melhor compreender como estes e outros fenómenos afectam a estabilidade da fase é crucial melhorar e completar o modelo teórico que deverá ser utilizado interactivamente com os resultados experimentais.

Até à data de conclusão desta tese não é conhecida qualquer outra configuração interferométrica de Sagnac, em *bulk*, para medição de correntes eléctricas baseada no efeito de Faraday. Assim sendo, está em aberto a possibilidade de patenteamento do conceito estudado. Este facto revela a importância dos resultados obtidos que constituem um passo importante para que esse processo possa acontecer.

4 CONSIDERAÇÕES SOBRE O TRABALHO REALIZADO

4.1 Sensor polarimétrico

No âmbito de um projecto de investigação (HIPOWER – Praxis XXI/P014-P31B-09/96) concebido no sentido da transferência de tecnologia para a empresa líder do consórcio do projecto (EFACEC), foi proposto à Unidade de Optoelectrónica e Sistemas Electrónicos do INESC Porto o desenvolvimento dum sensor totalmente óptico para medição de corrente eléctrica em ambientes de alta tensão. Esta tese foi realizada no âmbito desse trabalho.

4.1.1 Objectivos alcançados

Foi concebida uma configuração polarimétrica baseada no efeito de Faraday. Foi desenvolvido um modelo teórico que permitiu, através de simulações, explorar as propriedades do novo sensor, escolher os materiais mais apropriados e dimensionar a cabeça sensora.

O princípio de funcionamento do sensor foi demonstrado e o seu desempenho caracterizado nos laboratórios da Unidade de Optoelectrónica e Sistemas Electrónicos do INESC Porto. Com base nos resultados obtidos procedeu-se à implementação duma cabeça sensora portátil e adaptável a vários condutores. Foi também construída uma unidade de processamento portátil ligada à cabeça sensora por um cabo de fibras ópticas. O dispositivo constituído por estes dois elementos, cabeça sensora e unidade de processamento foi testado em várias situações.

Foram efectuados testes demonstrativos na EFACEC que, pela qualidade dos resultados, permitiram estabelecer a marcação de testes de campo, numa situação real, com a colaboração da EDP.

Depois de calibrado e testado em alta-tensão nos laboratórios da EDP o sensor foi finalmente testado na subestação de Vermoim. Realizaram-se testes tanto em operação de regime contínuo como em várias situações de ocorrência de transitórios.

Os resultados obtidos permitiram concluir que o conceito explorado é de facto adequado para utilização em ambientes de alta-tensão, quer para aplicações de medição quer para aplicações de protecção.

O trabalho realizado culminou com o pedido de patenteamento do conceito explorado por parte da EFACEC, ao Instituto Nacional da Propriedade Industrial em 5 de Dezembro de 2000 (pedido n.º 102538). Esta poderá ser a consequência mais importante deste trabalho, caso tenha efeitos práticos visíveis.

4.1.2 Conclusões e perspectivas futuras

Os resultados obtidos permitiram avaliar as características da configuração estudada e o desempenho do sensor em situações práticas. No entanto, estes resultados podem ser melhorados. Como não foi aplicado o processamento inicialmente previsto, a configuração proposta não foi explorada em todas as suas potencialidades. É importante, dado o nível dos resultados alcançados até agora, num futuro próximo, melhorar a unidade de processamento. Com o aumento da potência óptica disponível, um melhor dimensionamento do sistema de filtragem e amplificação, adaptado a situações mais específicas, com a implementação do processamento *AC/DC* combinado com o processamento soma/diferença, os resultados obtidos poderão melhorar substancialmente. A realização de novos testes envolvendo campos magnéticos externos, com a configuração completa, é um desafio interessante e que poderá elucidar quanto ao caminho a seguir, nomeadamente em termos do aperfeiçoamento da configuração apresentada. Neste aspecto, um modelo teórico mais completo, interagindo com os resultados experimentais, poderá ser uma mais valia importante em todo o processo de desenvolvimento.

4.2 Sensor interferométrico

Dando continuidade ao trabalho realizado dentro da área de sensores ópticos para medição de corrente eléctrica foi concebida e implementada experimentalmente uma nova configuração interferométrica em *bulk*.

4.2.1 Objectivos alcançados

Foi idealizada uma inovadora configuração interferométrica em *bulk* para medições de correntes eléctricas. Dada a complexidade do conceito explorado, o modelo teórico desenvolvido foi essencial para compreender algumas propriedades do sensor. Além disso, permitiu dimensionar a cabeça sensora e ajudou a escolher o material mais adequado para a implementação experimental.

A configuração proposta foi implementada nos laboratórios da Unidade de Optoelectrónica e Sistemas Electrónicos do INESC Porto. O conceito explorado foi demonstrado experimentalmente com êxito. Foi também demonstrada a possibilidade de funcionamento remoto. É nossa convicção, dada a novidade da configuração estudada, que o conceito poderá ser patenteado.

4.2.2 Conclusões e perspectivas futuras

Embora os resultados obtidos tenham comprovado experimentalmente e de uma forma satisfatória a nova configuração interferométrica, muitos aspectos podem ser melhorados.

É um bom desafio futuro o aperfeiçoamento do conceito explorado. Para tal, o modelo teórico deve ser melhorado de modo a incluir o efeito do desalinhamento das lâminas de atraso, o efeito da temperatura, a ineficiência dos divisores de potência, a influência de campos externos, etc. Dada a complexidade da configuração muitos aspectos permanecem inexplorados.

Também no laboratório muito trabalho pode ser realizado. É crucial estabilizar ao máximo o comprimento de onda de emissão do laser para reduzir o ruído de fase. É importante tentar melhorar o alinhamento dos interferômetros para que o balanceamento de ambas as portadoras seja igual.

Será também interessante aproveitar todos os conhecimentos e experiência adquiridos para imaginar novas configurações ou melhorar as que foram aqui exploradas.

ANEXOS

I. Despolarizador em fibra óptica

Para que qualquer configuração sensora polarimétrica funcione adequadamente é necessário garantir a estabilidade do estado de polarização da radiação injectada no sensor. Para diminuir as flutuações originadas por variações do estado de polarização existem três soluções: usar *polarization maintaining fiber* (PMF) para manter estável o estado de polarização da luz que chega ao polarizador de entrada; utilizar controladores de polarização activos ou passivos para manter o estado de polarização desejado à saída da fibra; ou então usar um despolarizador em fibra óptica para iluminar o sensor com luz despolarizada.

Para a implementação do sensor de corrente descrito no capítulo 2 utilizou-se a última solução, ou seja um despolarizador em fibra óptica. Este dispositivo consiste simplesmente numa cascata de acopladores direccionais 2×2 em fibra monomodo.

As vantagens deste tipo de despolarizador são:

- Estrutura simples e de baixo custo.
- Passivo (componentes em fibra monomodo).
- Potência de saída elevada quando fontes laser de alta potência são utilizadas.
- Um alto grau de despolarização.
- Insensibilidade ao estado de polarização à entrada.

O elemento básico deste sistema está representado na Figura A 1, e consiste num anel de atraso em fibra que é construído unindo uma das entradas à saída correspondente de um acoplador direccionial 2×2 .

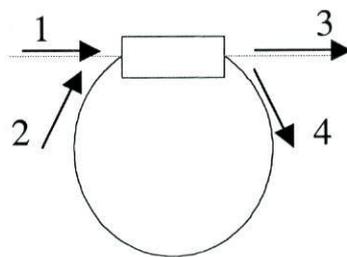


Figura A 1 – Anel de atraso em fibra construído com um acoplador.

Para que a estrutura em fibra (anel de atraso) funcione como um despolarizador, o comportamento interferométrico (ou ressonante) dentro do anel deve ser desprezável. Para que assim seja, o comprimento do anel de fibra tem que ser muito maior do que o comprimento de coerência da fonte óptica, isto é, $L \gg L_c$, em que L é o comprimento total do anel em fibra do acoplador direccionial e L_c é o comprimento de coerência da fonte. Nesta situação, cada fracção que volta a circular no anel de fibra é incoerente com todas as outras que lá circulam. O resultado, na saída do dispositivo, é uma soma de várias ondas mutuamente

incoerentes e com polarizações distintas. A polarização da radiação após a passagem pelo despolarizador, não tem, assim, um estado bem definido.

O despolarizador foi construído partindo dos princípios atrás descritos, isto é, garantindo que o comprimento dos anéis em fibra é muito maior que o comprimento de coerência da fonte. Foi escolhida como fonte óptica um *SLD*, devido ao facto de ter um comprimento de coerência muito pequeno. O grau de polarização linear medido era de cerca de 50%.

Foram então colocados anéis de polarização em cascata até ser obtido um grau de polarização reduzido, aproximadamente 2%. Conseguiu-se, assim, minimizar as flutuações de potência acoplada ao sensor.

II. Especificações dos componentes ópticos de ambos os sensores

Neste anexo é feita uma breve referência aos componentes ópticos utilizados em ambos os sensores. Os componentes ópticos convencionais foram adquiridos à Melles Griot, e as respectivas referências e características relevantes podem ser consultadas nas tabelas que se seguem.

Componente	referência	λ (nm)	Tolerância	Material
Quartz Retardation Plates	WRQ 005 / 830	830	$\lambda / 500$	Quartzo

Componente	referência	λ (nm)	Transmitância		Reflectância	
			p-polarization	s-polarization	p-polarization	s-polarization
Laser-Line Polarizing Cube Beam Splitter	03 PBS 065	830	> 98 %	< 1 %	> 99 %	< 2 %

Componente	referência	λ (nm)	Transmissão
Laser-Line Non-Polarizing Dielectric Cube Beam Splitter	03 BSL 064	830	$50 \pm 5\%$ para qualquer estado de polarização, com uma diferença inferior a 3% entre a componente p e s.

Componente	referência	Material	Surface Flatness
High Precision Right Angle Prisms	01 PRC 019	BK7	$\lambda / 2$ at 632.8 nm

Não estavam disponíveis no mercado prismas em SF57 com a forma desejada. Assim, os prismas utilizados no sensor polarimétrico e no sensor interferométrico tiveram de ser encomendados à Schott Glass. Nas Figuras A.2, A.3 e A.4 encontram-se representados desenhos esquemáticos onde são especificadas as dimensões dos diversos elementos utilizados.

O componente da Figura A.2 tem as seguintes características:

- Comprimento 80 ± 0.1 mm.
- Largura e altura 20 ± 0.05 mm.

- Face 1 e 2 polidas com precisão $\lambda/4$ e paralelas a menos de $0.5'$.
- Face 1 revestida com alumínio para reflectividade máxima a 830 nm .

O componentes da Figura A.3 e A.4 tem as seguintes características:

- Precisão angular $\lambda/4$.
- Tolerância linear 0.1 mm no comprimento e 0.05 mm na largura e altura.
- Superfícies reflectoras a 45° com revestimento de prata para reflectividade máxima a 830 nm .

Sf 57 Glass prism

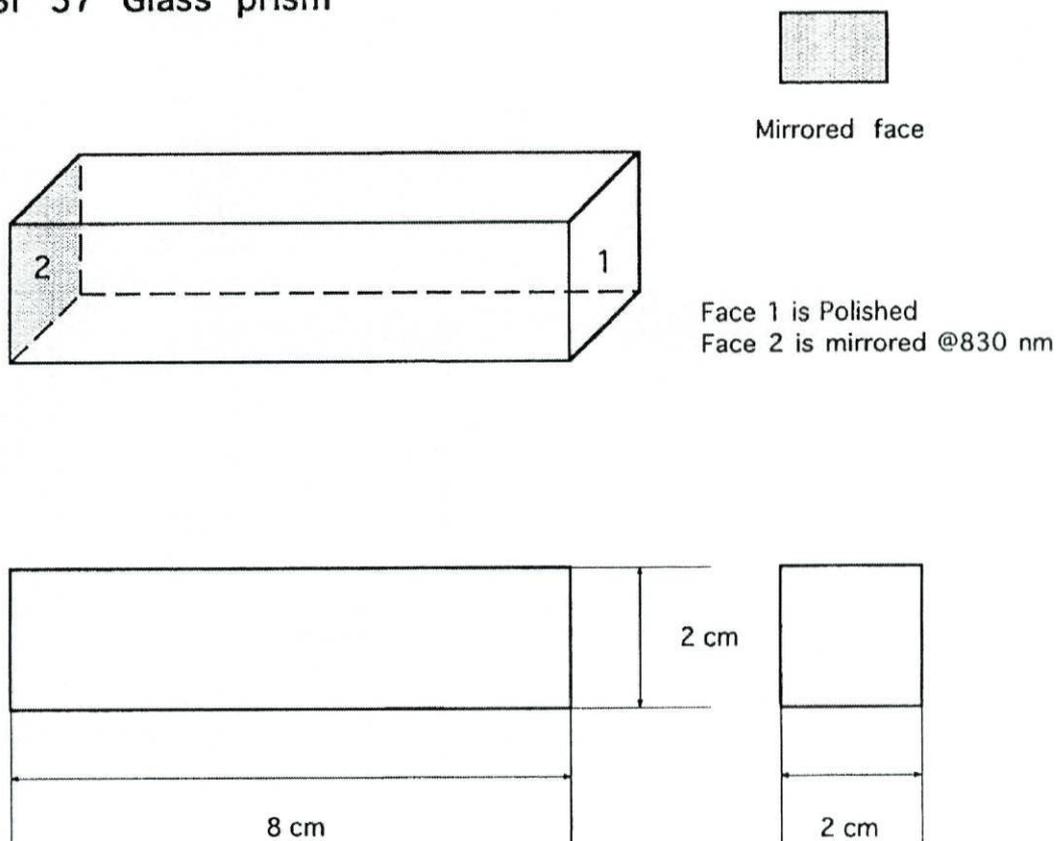
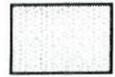


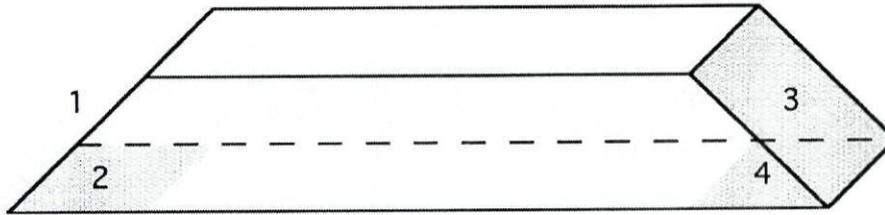
Figura A 2 – Desenho esquemático onde são especificadas as dimensões dos prismas magneto-ópticos utilizados no sensor polarimétrico.

Component 1

This piece is simetrical.
It has 4 polished faces



Polished faces



2 and 4 have
an area of 2x2 cm

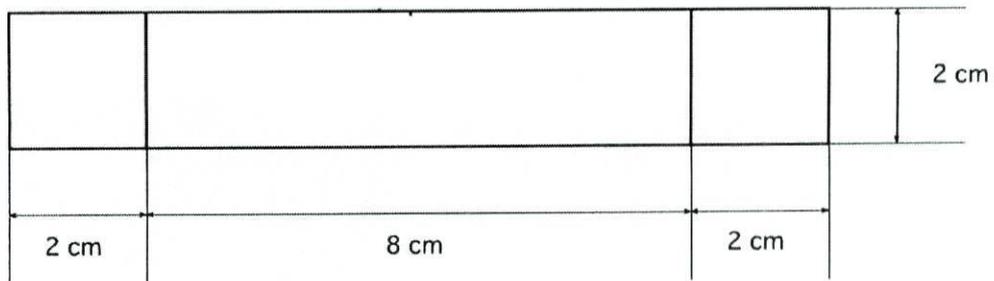
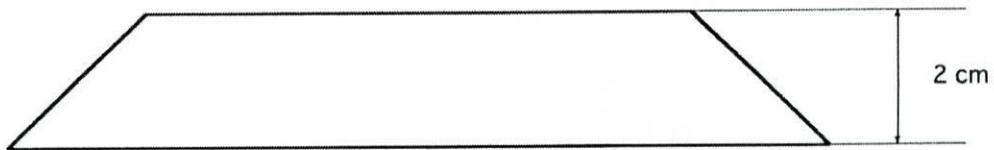
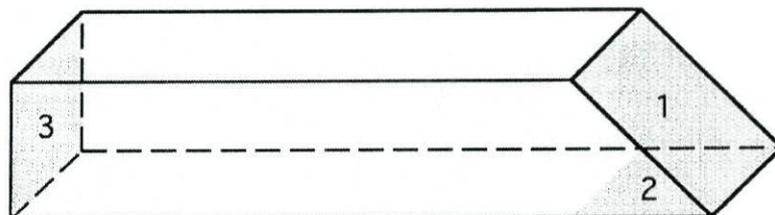


Figura A 3 - Desenho esquemático onde são especificadas as dimensões dos prismas magneto-ópticos utilizados no sensor polarimétrico (elementos F_2 e F_3).

Component 2

This piece has
3 polished faces



2 has an area
of 2x2 cm

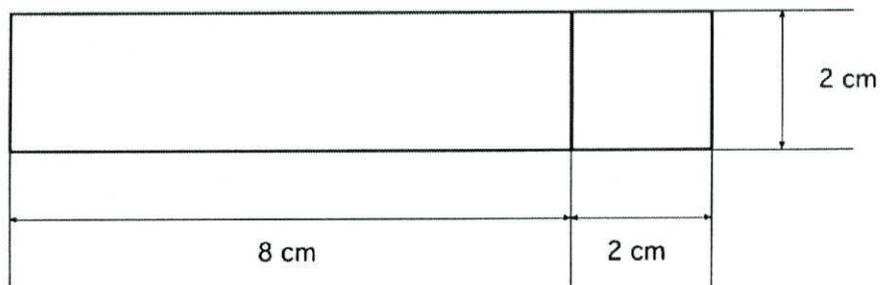
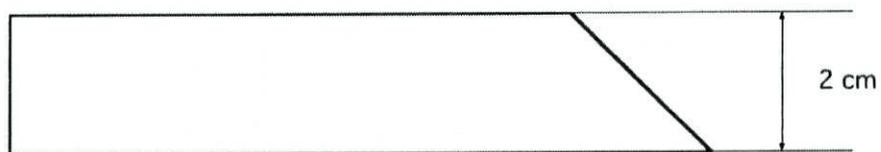


Figura A 4 – Desenho esquemático onde são especificadas as dimensões dos prismas magneto-ópticos utilizados no sensor interferométrico (elementos F_1 e F_4).

O material escolhido foi o SF57 devido às suas características de baixa birrefringência linear, quer intrínseca quer induzida. Esta propriedade deve-se essencialmente ao facto de o coeficiente foto-elástico deste vidro ser próximo de zero. No gráfico da Figura A.5 é possível comparar o coeficiente foto-elástico do SF57 com os de outros vidros mais comuns.

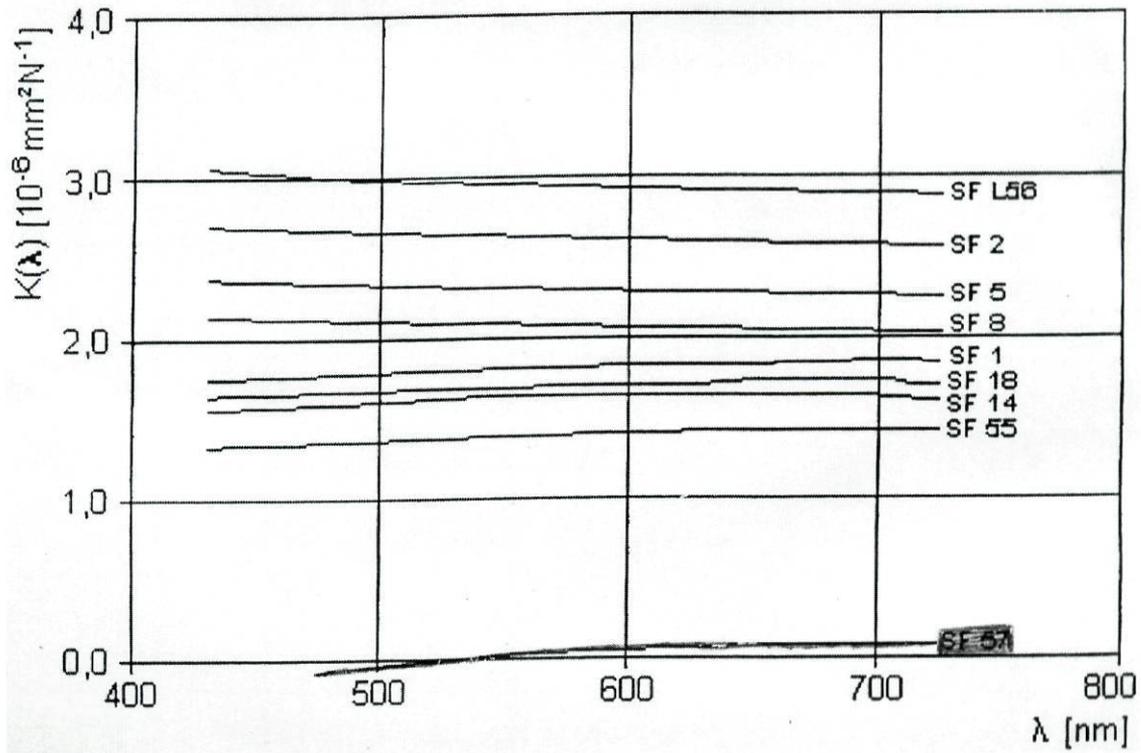


Figura A 5 – Coeficiente foto-elástico K de vários vidros em função do comprimento de onda.

III. Sistema de filtragem e amplificação da unidade de processamento

O esquema de amplificação e filtragem utilizado na unidade de processamento do sensor polarimétrico pode ser observado na Figura A.6.

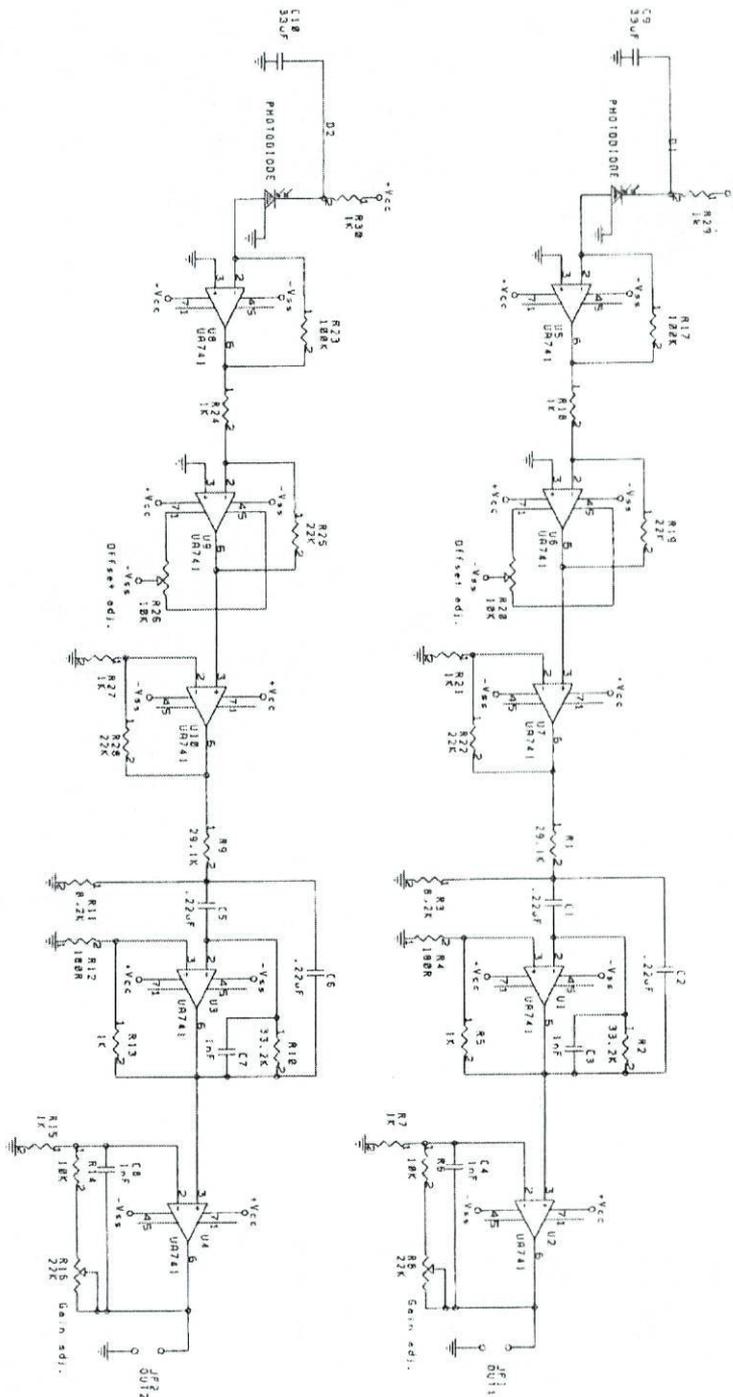


Figura A 6 – Esquema do dispositivo de amplificação e filtragem utilizado na unidade de processamento do sensor polarimétrico.

Os circuitos utilizados para detectar os sinais S_1 e S_2 são idênticos e aparecem lado a lado na figura. O circuito está organizado da seguinte maneira:

O sinal detectado pelo fotodetector passa primeiro por um bloco amplificador de transimpedância com um ganho $G = -100 \text{ KV/A}$, seguindo-se dois blocos de amplificação, o primeiro com ajuste de offset (e $G = -22 \text{ V/V}$) e o segundo em configuração não inversora com $G = 23 \text{ V/V}$. À saída deste último bloco é feita uma derivação para uma saída BNC donde é extraído o sinal do canal A. Este ponto encontra-se também ligado a um filtro passa-banda (centrado a 50 Hz e com $B = 25 \text{ Hz}$) ao qual se segue um bloco amplificador não inversor com um ganho ajustável entre 11 e 33 V/V . Neste ponto é feita a ligação a uma saída BNC que dá origem ao sinal do canal B.

Foram utilizados fotodetectores *pigtailed* *PLD-DSi-500* com as seguintes características:

- Área activa com $500 \mu\text{m}$ de diâmetro.
- Responsividade típica de 0.45 A/W .
- Corrente escura típica de 1 nA .
- Largura de banda (3 dB) mínima de 1.5 GHz .

IV. Registos oscilográficos dos ensaios em alta-tensão

Nas figuras que se seguem podem ser observados os registos oscilográficos dos ensaios de alta tensão realizados no LABLEC. Foi medida uma corrente de $500 A_{rms}$ em regime permanente sob tensões de 0, 100 e 200 kV. Em todos os oscilogramas podem ver-se três formas de onda: a primeira corresponde à resposta do transformador da instalação, a segunda à resposta do sensor óptico e a terceira à resposta do sensor GMR.

Comparando a resposta de todos os sensores nas três situações representadas facilmente se verifica que o comportamento de todos os sinais se mantém independente da tensão na linha.

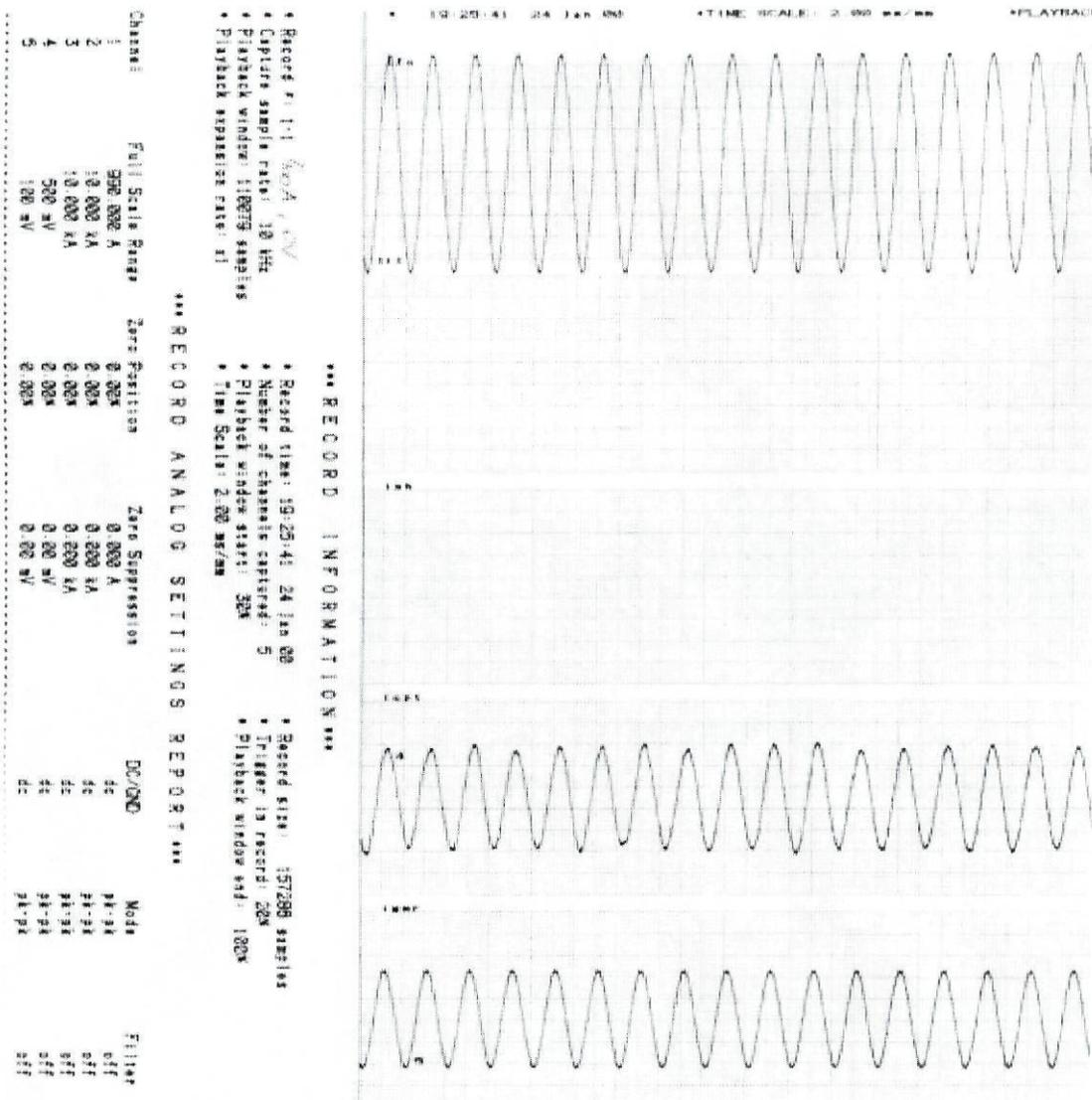


Figura A 7 – Resposta do sensor padrão (em cima), do sensor óptico (no meio) e do GMR (em baixo) a uma corrente de $500 A_{rms}$ em baixa tensão: 0 V.

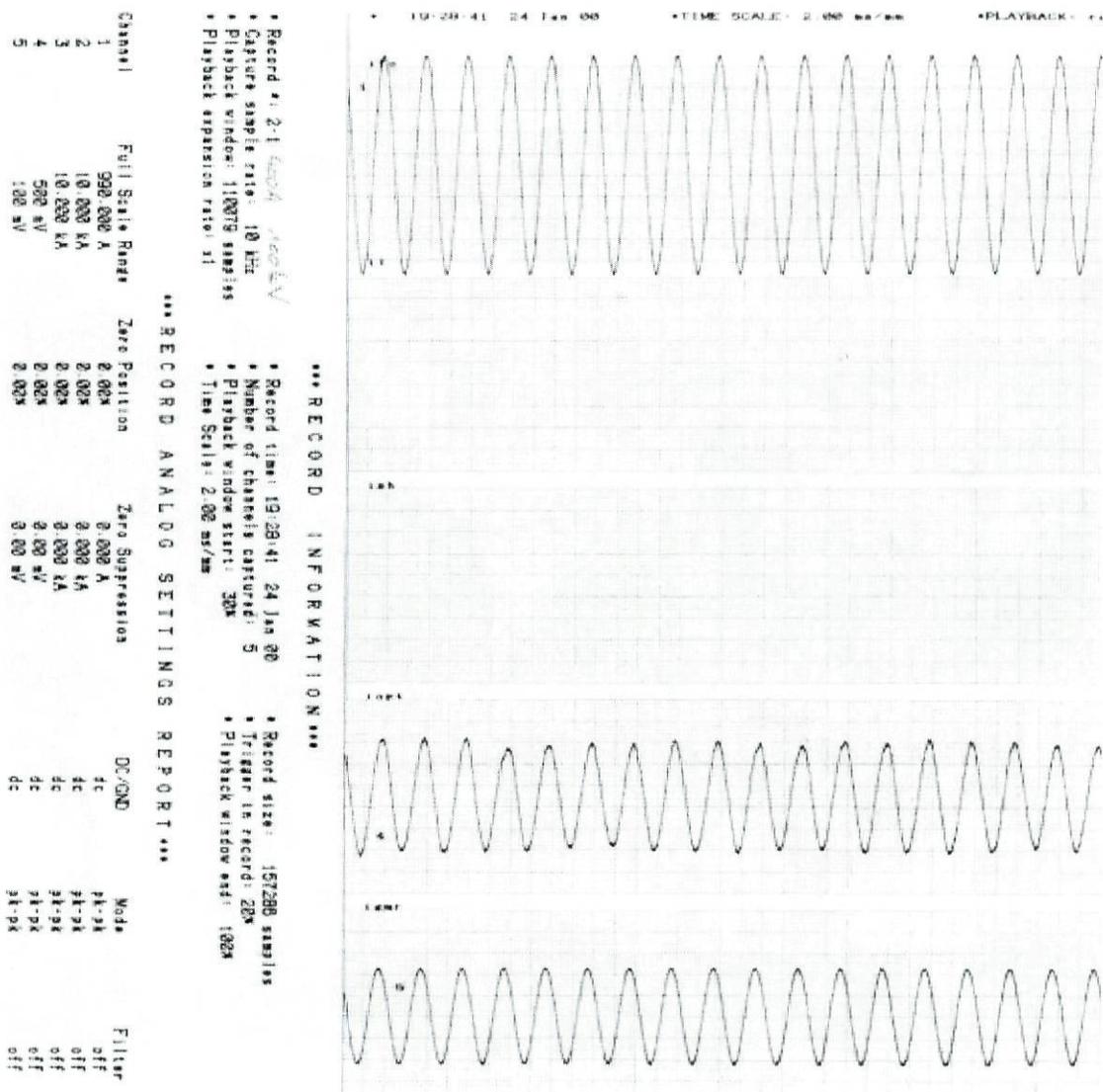


Figura A 8 – Resposta do sensor padrão (em cima), do sensor óptico (no meio) e do GMR (em baixo) a uma corrente de $500 A_{rms}$ em alta tensão: $100 kV$.

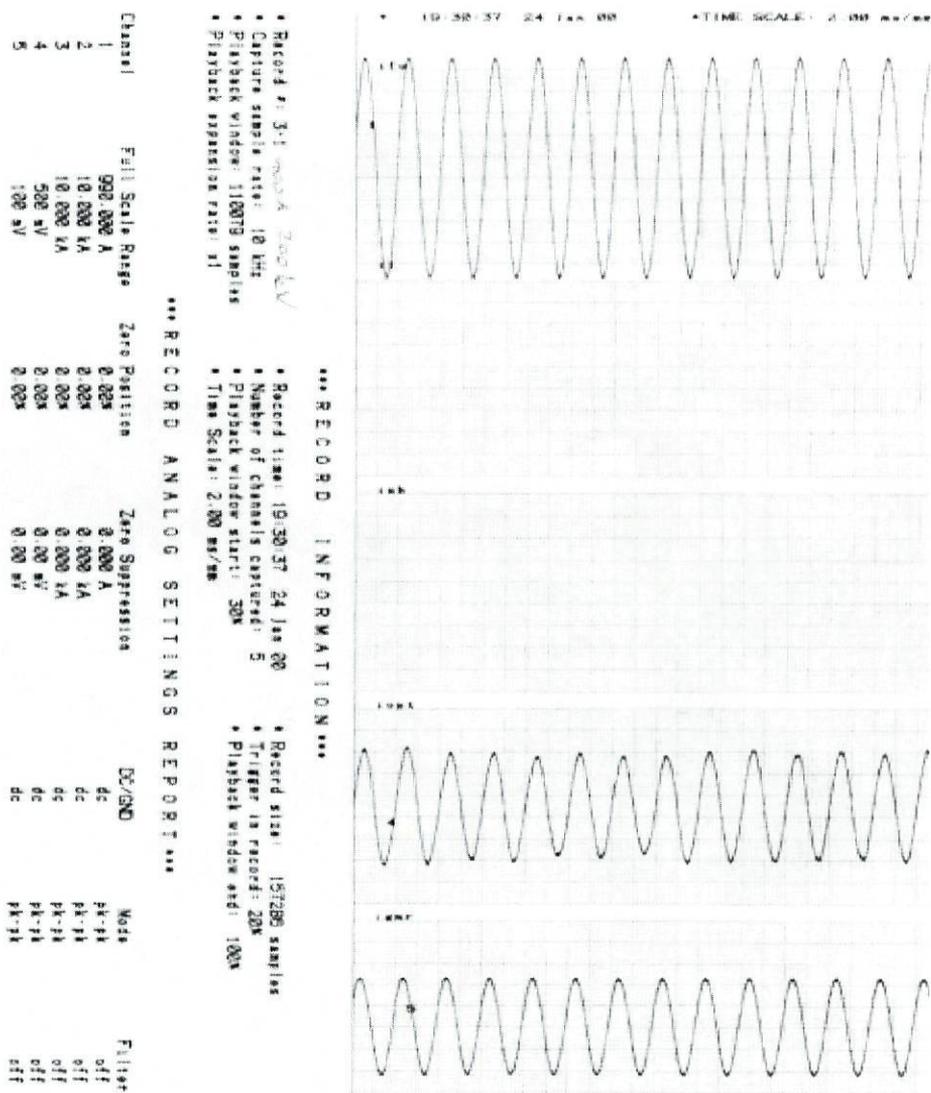


Figura A 9 – Resposta do sensor padrão (em cima), do sensor óptico (no meio) e do GMR (em baixo) a uma corrente de $500 A_{rms}$ em alta tensão: $200 kV$.

V. Circuito de amplificação do sinal S_1 do sensor interferométrico.

O sistema de amplificação utilizado para a detecção da saída S_1 do sensor interferométrico pode ser observado na Figura 0.7:

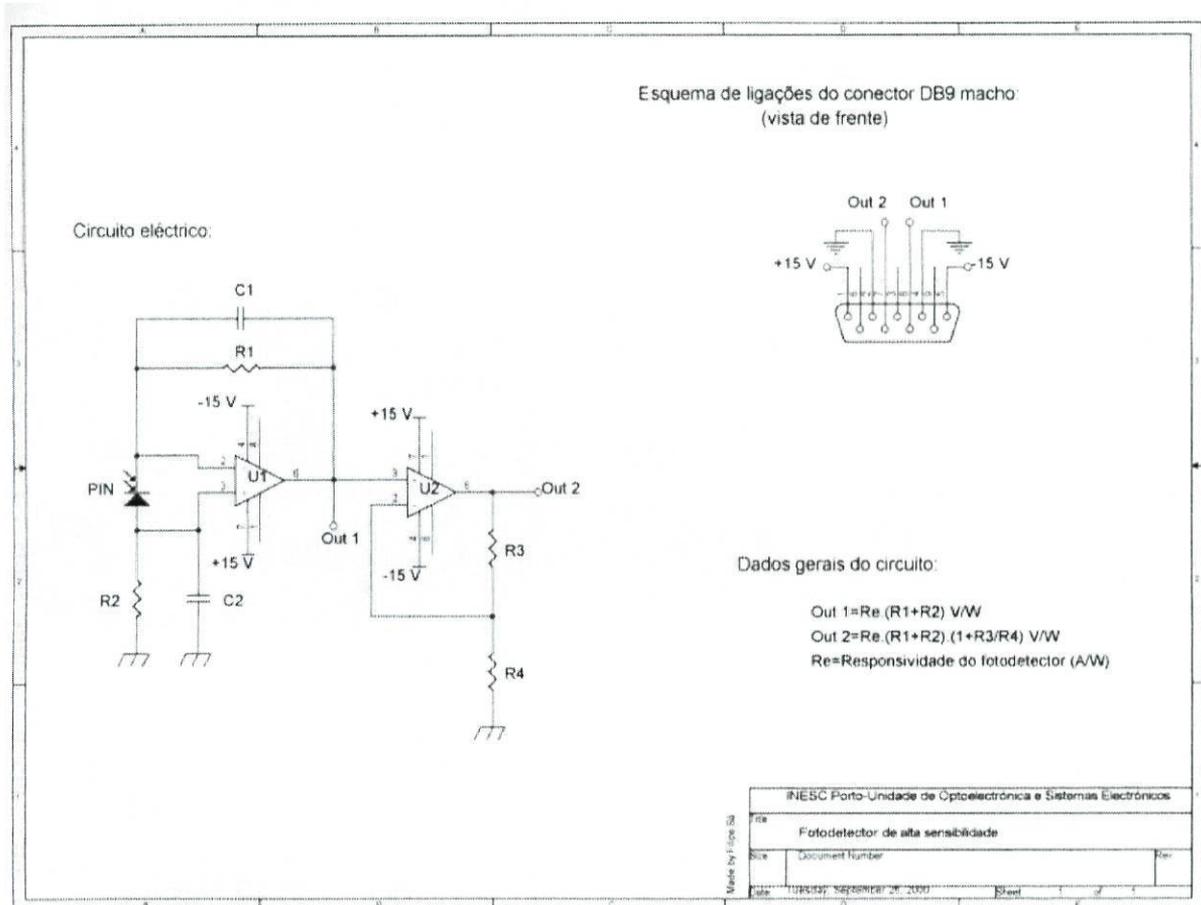


Figura A 10 – Esquema amplificação utilizado para detectar o sinal S_1 .

As características dos diversos componentes utilizados são as seguintes:

- $R_1 = 1 M\Omega$, $R_2 = 1 M\Omega$, $R_3 = 100 k\Omega$
- $C_1 = 2.7 pF$, $C_2 = 3 pF$
- Fotodetector: Siemens SFH202.

O sinal foi extraído da saída dois cujas características eram:

- Ganho $0.11 V / nW$
- Largura de banda: $6 kHz$

REFERÊNCIAS

1. *World Energy Outlook 2000*. By International Energy Agency. Visited in 11/01/2001. <http://www.iea.org/weo/index.htm>.
2. R. Vilanova, *Transformadores*. 1961, Barcelona: Marcombo, S.A.
3. A.J. Rogers, Proc. IEEE, 1973. **120**: p. 261.
4. W.R. Rutgers, H.J.M. Hulshot, I. J. Laurensse, A.H. van der Wey, *Optical sensors for the measurement of electric current and voltage*. 1987, Kema: Den Haag. p. 281-293.
5. T. Bosselmann. *Optical current and voltage sensors for power industry: a long way to a technical use*. in *EWOFs*. 1998. Peebles, Scotland.
6. T. Bosselmann. *Magneto and electrooptic transformers meet expectations of power industry*. in *OFS*. 1998. Williamsburg, USA. p. 111-114.
7. A.J. Rogers, *Optical fiber current measurement*, in *Optical Fiber Sensor Technology*, K.T.V. Grattan and B.T. Meggit, Editors. 1995, Chapman & Hall: London. p. 421-439.
8. Y.N. Ning, Z.P. Wang, A.W. Palmer, K.T.V. Grattan, *Recent progress in optical current sensing techniques*. Review of Scientific Instruments, 1995. **5**(66): p. 3097-3111.
9. Eugene Hecht, *Óptica*. 1991: Fundação Calouste Gulbenkian.
10. B. E. A. Saleh, M. C. Teich, *Fundamentals of photonics*. 1991: John Wiley & Sons, Inc.
11. Paul A. Williams, A. H. Rose, G. W. Day, T.E. Miller, and M.N. Deeter, *Temperature dependence of the Verdet constant in several diamagnetic glasses*. Applied Optics, 1991. **30**(10): p. 1176-1178.
12. G. W. Day, Merrit N. Deeter, Allen H. Rose, *Faraday effect sensors: a review of recent progress*, in *SPIE*. 1992. p. 11-26.
13. *Faraday effect and Verdet constant of some optical glasses*. 1976, Schott Optical Glass: Mainz. p. 2-4.
14. Emerging Technologies Working Group & Fiber Optic Sensors Working Group, *Optical current transducers for power systems: a review*. IEEE Transactions on Power Delivery, 1994. **9**(4): p. 1778-1788.
15. *Workshop on Single Mode Optical Fiber Sensors Technology*. 1985, University of Kent: U.K.

16. P. Akhavan Leilabady, A. P. Wayte, M. Berwick, J. D. C. Jones, and D.A. Jackson, *A pseudo-reciprocal fibre-optic Faraday rotation sensor: current measurement and data communication applications*. Optics Communications, 1986. **59**(3): p. 173-176.
17. Guido Frosio, René Dandliker, *Reciprocal reflection interferometer for a fiber-optic Faraday current sensor*. Applied Optics, 1994. **33**(25): p. 6111-6122.
18. Shayne X. Short, Alexandr A. Tselikov, Josiel U. de Arruda, and J.N. Blake, *Imperfect quarter-waveplate compensation in Sagnac interferometer-type current sensors*. Journal of Lightwave Technology, 1998. **16**(7): p. 1212-1219.
19. G. W. Day, K. B. Rochford, and A.H. Rose. *Fundamentals and problems of fiber current sensors*. in *OFS 11*. 1996. Sapporo, Japan. p. 124-128.
20. Peter R. Forman and F.C. Jahoda, *Linear birefringence effects on fiber-optic current sensors*. Applied Optics, 1988. **27**(15): p. 3088-3096.
21. Ton Ko, Chin Lin Tzeng, Jen Hei Wang, *Birefringence examination in a practical fiber-current-sensing system*. Applied Optics, 1994. **33**(33): p. 7693-7697.
22. Simon P. Bush, D.A. Jackson, *Numerical investigations of the effects of birefringence and total internal reflection on Faraday effect current Sensors*. Applied Optics, 1992. **31**(25): p. 5366-5374.
23. Natale C. Pistoni, Mario Martinelli, *Vibration-insensitive fiber-optic current sensor*. Optics Letters, 1993. **18**(4): p. 314-316.
24. W. Iain Madden, W. Craig Michie, Andrew Cruden, Pawel Niewczas, and J.R. McDonald, *Temperature compensation for optical current sensors*. Opt. Eng., 1999. **38**(10): p. 1699-1707.
25. A.M. Rose, S.M. Etzel, C.M. Wang, *Verdet constant dispersion in annealed optical fiber current sensors*. Journal of Lightwave Technology, 1997. **15**(5).
26. Zheng Ping Wang, Wei Min Sun, Zong Jun Huang, Chong Kang, Sun Ling Ruan, Yao Hua Luo, Adrew Williams Palmer, K.T.V. Grattan, *Effects of reflection-induced retardance on the immunity of bulk optic-material current sensors*. Applied Optics, 1998. **37**(31): p. 7293-7297.
27. D. Tang, A. H. Rose, G.W. Day, S.M. Etzel, *Annealing of linear birefringence in single mode fiber coils*. Journal of Lightwave Technology, 1991. **8**: p. 1031.
28. Kiyoshi Kurosawa and S. Yoshida. *Polarization maintaining properties of the flint glass fiber for the Faraday sensor element*. in *OFS 10*. 1994. Glasgow, U.K. p. 28-31.
29. Toshiharu Yamashita, Atsushi Watabe, and I.M.a.K. Sakamoto. *Extremely small stress-optic glass single mode fibers for current sensor*. in *OFS 11*. 1996. Sapporo, Japan. p. 168-171.

30. Satoru Yoshida, Kiyoshi Kurosawa, and O. Sano. *Development of an optical current transducer using a flint glass fiber for a gas circuit breaker*. in *OFS 11*. 1996. Sapporo, Japan. p. 172-174.
31. Kiyoshi Kurosawa and S. Yoshida. *An optical fiber-type current sensor utilizing the Faraday effect of the flint glass fiber*. in *OFS 10*. 1994. Glasgow, U.K. p. 24-27.
32. K. Kurosawa. *Optical current transducers using flint glass as the Faraday sensor element*. in *OFS 11*. 1996. Sapporo, Japan. p. 134-139.
33. S.C. Rashleigh and R. Ulrich, *Magneto-optic current sensing with birefringent fibers*. *Applied Physics Letters*, 1979. **34**: p. 768-770.
34. R. I. Laming and D.N. Payne, *Electric current sensor employing spun highly birefringent optical fibers*. *Journal of Lightwave Technology*, 1989. **7**: p. 2084-2094.
35. M. J. Marrone, A.D. Kersey, I. N. Duling III, and R.D. Esman. *Polarization independent current sensor using an orthoconjugate fiber loop mirror*. in *OFS 9*. 1993. Florence, Italy. p. 419-422.
36. Xiaojung Fang, Anbo Wang, Russell G. May, and R.O. Claus, *A reciprocal-compensated electric current sensor*. *Journal of Lightwave Technology*, 1994. **12**(10): p. 1882-1889.
37. Hyun Seo Kang, Jong Hun Lee, and K.S. Lee, *A stabilization method of the Sagnac optical fiber current sensor with twist control*. *IEEE Photonics Technology Letters*, 1998. **10**(10): p. 1464-1466.
38. Pierre Alain Nicati and P.A. Robert, *Numerical analysis of second-order polarization effects in a Sagnac current sensor*. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 1990. **39**(1): p. 219-224.
39. B.C.B. Chu, Y.N. Ning, and D.A. Jackson, *Faraday current sensor that uses a triangular-shaped bulk-optic sensing element*. *Optics Letters*, 1992. **17**(16): p. 1167-1169.
40. Tadashi Sato, Isamu Sone, Hiroshi Hayashida, and Y. Nakagama. *Development and applications of bulk-optic current sensors*. in *OFS 11*. 1996. Sapporo, Japan. p. 130-133.
41. I. Sone. *Ring glass type faraday effect current sensor*. in *OFS 11*. 1996. Sapporo, Japan. p. 144-145.
42. K. B. Rochford, A. H. Rose, M. N. Deeter, G. W. Day, *Faraday effect current sensor with improved sensitivity-bandwidth product*. *Optics Letters*, 1994. **19**(22): p. 1903-1905.
43. Tadashi Sato, Genji Takahashi, and Y. Inui, *Method and apparatus for optically measuring a current*. 1986, Hitachi, LTD. Patent n. 4564754, United States.

44. H. Koide, K. Konno, M. Yamada, and T. Okamoto. *Development of GIS optical current transformer*. in *8th Meeting on Lightwave Sensing Technology*. 1991. Tokyo, Japan. p. 75-80.
45. N.C. Pistoni, *Simplified approach to the Jones Calculus in retracing optical circuits*. Applied Optics, 1995. **34**(34).
46. W.J. Tabor and F.S. Chen, *Electromagnetic propagation through materials possessing both Faraday rotation and birefringence: experiments with ytterbium orthoferrite*. Journal of Applied Physics, 1969. **40**(7): p. 2760-2765.
47. N.E. Fisher and D.A. Jackson, *Vibration immunity and Ampere's circuital law for a near perfect triangular Faraday current sensor*. Measurement Science and Technology, 1996. **7**: p. 1099-1102.
48. G.A. Walsey, N.E. Fisher, and D.A. Jackson. *Control of the critical angle of reflection in an optical current sensor*. in *OFS 12*. 1997. Williamsburg, USA. .
49. T. Yoshino, M. Gojyuki, Y. Takahashi, and T. Shimoyama, *Single glass block Faraday effect current sensor with homogeneous isotropic closed optical circuit*. Applied Optics, 1997. **36**(22): p. 5566-5573.
50. Y. N. Ning, B.C.B. Chu, D.A. Jackson, *Miniature Faraday current sensor based on multiple critical angle reflections in a bulk-optic ring*. Optics Letters, 1991. **16**(24): p. 1996-1998.
51. Y. N. Ning, Z. P. Wang, A.W. Palmer and K.T.V. Grattan, *A Faraday current sensor using a novel multi-optical-loop sensing element*. Measurement Science and Technology, 1995. **6**: p. 1339-1342.
52. Benshun Yi, Andrew Cruden, Iain Madden, James R. MacDonald, and I. Andonovic, *A Novel bulk-glass optical current transducer having an adjustable multiring closed-optical-path*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1998. **47**(1): p. 240-243.
53. Y. N. Ning, D.A. Jackson, *Faraday effect optical current clamp using a bulk-glass sensing element*. Optics Letters, 1993. **18**: p. 835-837.
54. J. Song, P.G. McLaren, D.G. Thomson, and R.L. Middleton. *A Faraday effect based clamp-on magneto-optical current transducer for power systems*. in *IEEE Wescanex*. 1995. p. 329-333.
55. J.L. Arce Diego, R. López-Ruisánchez, J.M. López-Higuera, and M.A. Muriel, *Model of an openable Faraday-effect hybrid-current optical transducer based on a square-shaped structure with internal mirror*. Applied Optics, 1997. **36**(25): p. 6242-6245.
56. S. P. Bush and D.A. Jackson, *Dual-channel Faraday-effect current sensor capable of simultaneous measurement of two independent currents*. Optics Letters, 1990. **16**(12): p. 955-957.

57. T. Bosselmann and P. Menke. *Intrinsic temperature compensation of magneto-optic AC current transformers with glass ring sensor head*. in *OFS 10*. 1994. Glasgow, U.K. p. 20-23.
58. Peter Menke and T. Bosselmann, *Temperature compensation in magneto-optic AC current sensors using an Intelligent AC-DC signal evaluation*. *Journal of Lightwave Technology*, 1995. **13**(7): p. 1362-1370.
59. N.E. Fisher, D.A. Jackson, *A common-mode optical noise-rejection scheme for an extrinsic Faraday current sensor*. *Measurement Science and Technology*, 1996. **7**: p. 796-800.
60. M. Willsch and T. Bosselmann. *Vibration compensation for a glass ring type magneto-optic current sensor*. in *OFS 11*. 1996. Sapporo, Japan. p. 148-151.
61. I.J. Lawrence, C.G.A. Koreman, W.R. Rutgers, A.H. van der Wey, *Applications for optical current and voltage sensors*. *Sensors Actuators*, 1989. **17**: p. 181-186.
62. N. Itoh, H. Minemoto, D. Ishiko, and S. Ishizuka. *Commercial current sensor activity in Japan*. in *OFS 10*. 1994. Glasgow, U.K. p. 92-95.
63. H. Katsukawa and S. Yokoi. *Optical current transducer with bulk type BSO Faraday sensor for power systems*. in *OFS 11*. 1996. Sapporo, Japan. p. 142-143.
64. C.M.M. van Den, *Model of a new temperature-compensated optical current sensor using Bi₁₂SiO₂₀*. *Applied Optics*, 1993. **32**(25): p. 4869-4874.
65. S. Ishizuka, N. Itoh, and H. Minemoto. *Optical fiber current sensors using garnet crystal for power distribution fields*. in *OFS 11*. 1996. Sapporo, Japan. p. 140-141.
66. M. Imaeda and Y. Kozuka. *Optical magnetic field sensors using iron garnet crystals*. in *OFS 8*. 1992. Monterey, USA. p. 386-389.
67. Frank Bucholtz, *Fiber Optic Magnetic Sensors*, in *Fiber Optic Sensors - An Introduction for Engineers and Scientists*, E. Udd, Editor. 1991, John Wiley & Sons, Inc: New York. p. 382-403.
68. Y. N. Ning, B.C.B. Chu, and D.A. Jackson, *Interrogation of a conventional current transformer by a fiber optic Interferometer*. *Optics Letters*, 1991. **16**: p. 1448-1490.
69. N. E. Fisher, P.J. Henderson, and D.A. Jackson, *The interrogation of a conventional current transformer using an in-fibre Bragg grating*. *Measurement Science and Technology*, 1997. **8**: p. 1080-1084.
70. Y. N. Ning, T.Y. Liu, D.A. Jackson, *Two Low-cost robust electro-optic hybrid current sensor capable of operating at extremely high potential*. *Review of Scientific Instruments*, 1992. **63**: p. 5771-5775.
71. N.A. Pilling, R. Holmes, G.R. Jones, *IEEE Proc.*, 1993. **140**: p. 351.
72. *MOCT Optical Metering and Relaying System*. By ABB. Visited in 14/02/2001. <http://www.abb.com>.

73. *Opto-electronic Sensors: A New generation of Instrument Transformers.* By Alstom. Visited in 20/02/2001. <http://www.tde.alstom.com/transmission/Pages/Instruoptical.htm#2>.
74. *Power Transmission and Distribution.* By Siemens. Visited in 14/02/2001. <http://www.siemens.com>.
75. *NXCT - Optical Current Transformer.* By NxtPhase. Visited in 14/04/2001. <http://www.nxtphase.com/nx4b.html>.