



**COPPE/UFRJ**

TRANSFORMADOR DE CORRENTE ELETRÔNICO UTILIZANDO BOBINA DE  
ROGOWSKI E INTERFACE ÓPTICA COM POF PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS  
DE POTÊNCIA

Claudionor Fernandes Chaves

Dissertação de Mestrado apresentada ao  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia  
Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do  
Rio de Janeiro, como parte dos requisitos  
necessários à obtenção do título de Mestre em  
Engenharia Elétrica.

Orientador: Marcelo Martins Werneck

Rio de Janeiro  
Setembro de 2008

TRANSFORMADOR DE CORRENTE ELETRÔNICO UTILIZANDO BOBINA DE  
ROGOWSKI E INTERFACE ÓPTICA COM POF PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS  
DE POTÊNCIA

Claudionor Fernandes Chaves

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO  
LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE)  
DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS  
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM  
CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:

---

Prof. Marcelo Martins Werneck, Ph.D.

---

Prof. Sebastião Ércules Melo de Oliveira, D.Sc.

---

Prof. Mário Vaz da Silva Filho, Ph.D.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

SETEMBRO DE 2008

Chaves, Claudionor Fernandes.

Transformador de Corrente Eletrônico Utilizando Bobina de Rogowski e Interface Óptica com POF para Aplicação em Sistemas de Potência/ Claudionor Fernandes Chaves. - Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2008.

XII, 98 p.: il.; 29,7cm.

Orientador: Marcelo Martins Werneck.

Dissertação (mestrado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2008.

Referências Bibliográficas: p.85-88.

1. Medição de corrente. 2. Bobina de Rogowski. 3. Transformador de Corrente Eletrônico. I. Werneck, Marcelo Martins. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

*Este trabalho é dedicado aos meus pais, Maria e Alberto, que me deram tudo, além dos valores que norteiam a minha vida. É dedicado, também, a minha querida e amada esposa Rosângela e ao meu filho Augusto, que me deram o amor e a força necessária para esta realização.*

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc).

TRANSFORMADOR DE CORRENTE ELETRÔNICO UTILIZANDO BOBINA DE  
ROGOWSKI E INTERFACE ÓPTICA COM POF PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS  
DE POTÊNCIA

Claudionor Fernandes Chaves

Setembro/2008

Orientador: Marcelo Martins Werneck

Programa: Engenharia Elétrica

A medição de corrente em ambientes de alta tensão e de grande interferência eletromagnética geralmente requer dispositivos complexos devido a necessidade de blindagem e isolamento entre o equipamento e a linha de transmissão. O presente trabalho apresenta um transformador de corrente eletrônico que utiliza uma bobina de Rogowski como elemento sensor e transmissão óptica do sinal digital por meio de fibra óptica plástica (POF – *Plastic Optical Fiber*). O objetivo é o estudo das tecnologias e normas existentes relativas aos transformadores de corrente eletrônicos, além do projeto e implementação de um trabalho prático. Foi apresentada e projetada uma arquitetura de fonte de alimentação onde a energia necessária ao primário é obtida a partir de um transformador de corrente convencional instalado na mesma rede de energia. Os resultados mostram a aplicabilidade dos transformadores eletrônicos de corrente em sistemas de potência tanto para serviço de medição, como para proteção.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.).

ELECTRONIC CURRENT TRANSFORMER USING ROGOWSKI COIL AND  
OPTICAL INTERFACE WITH POF FOR POWER SYSTEMS APPLICATION

Claudionor Fernandes Chaves

September/2008

Advisor: Marcelo Martins Werneck

Department: Electrical Engineering

Current measurement in high-voltage and high electromagnetic interference environments generally requires complex devices due to the necessary shielding and insulation between the device and the transmission line. This paper presents an electronic current transformer using a Rogowski coil as sensor element and optical transmission of the digital signal through a plastic optical fiber (POF). The objective is the study of the technologies and existing standards related to electronic current transformers, in addition to the design and implementation of a practical work. It was presented and designed a power supply architecture in which the energy required at the primary is gained from a conventional current transformer installed in the same power network. The results show the applicability of electronic current transformers in power systems both to measuring and protection services.

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
1.1	MOTIVAÇÃO.....	1
1.2	OBJETIVOS .....	2
1.3	ESTRUTURA DO TRABALHO.....	2
<b>2</b>	<b>REVISÃO DA LITERATURA .....</b>	<b>4</b>
2.1	CARACTERÍSTICAS DOS SENSORES .....	4
2.2	SENSORES DE CORRENTE.....	5
2.2.1	RESISTOR SHUNT .....	5
2.2.2	TRANSFORMADOR DE CORRENTE .....	6
2.2.2.1	<b>Corrente de Curto-circuito.....</b>	<b>15</b>
2.2.3	SENSOR DE EFEITO HALL .....	17
2.2.4	MAGNETODIODO .....	18
2.2.5	MAGNETOTRANSISTOR.....	19
2.2.6	MAGNETORRESISTOR .....	20
2.2.7	TRANSFORMADOR DE CORRENTE ÓPTICO .....	20
2.2.8	BOBINA DE ROGOWSKI.....	23
2.2.8.1	<b>Princípio de Funcionamento.....</b>	<b>26</b>
2.2.8.2	<b>Circuito equivalente .....</b>	<b>32</b>
2.2.8.3	<b>Aspectos construtivos .....</b>	<b>34</b>
2.2.8.4	<b>Bobinas de Rogowski de alta precisão .....</b>	<b>36</b>
2.3	TRANSFORMADOR DE CORRENTE ELETRÔNICO.....	38
2.3.1	INTRODUÇÃO.....	38
2.3.2	DEFINIÇÕES.....	39
2.3.3	ARQUITETURA DO TRANSFORMADOR DE CORRENTE ELETRÔNICO .....	42
2.3.4	TRANSFORMADORES DE CORRENTE ELETRÔNICOS UTILIZANDO BOBINA DE ROGOWSKI .....	44
2.3.4.1	<b>O Integrador Analógico .....</b>	<b>49</b>
2.3.4.2	<b>O Integrador Digital.....</b>	<b>51</b>
2.3.4.3	<b>Alimentação do Circuito Primário.....</b>	<b>52</b>
<b>3</b>	<b>DESENVOLVIMENTO EXPERIMENTAL .....</b>	<b>54</b>
3.1	INTRODUÇÃO.....	54
3.2	O CIRCUITO INTEGRADOR.....	55
3.3	O AMPLIFICADOR/DESLOCADOR DE NÍVEL.....	58
3.4	O CONVERSOR TENSÃO FREQUÊNCIA .....	59
3.5	O CONVERSOR ELETRO ÓPTICO.....	62

3.6	A FIBRA ÓPTICA PLÁSTICA.....	64
3.7	O CONVERSOR OPTO ELÉTRICO.....	67
3.8	O CONVERSOR FREQUÊNCIA TENSÃO .....	67
3.9	FONTE DE ALIMENTAÇÃO DO PRIMÁRIO.....	71
3.10	JIGA DE CORRENTE.....	72
<b>4</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÃO .....</b>	<b>74</b>
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS.....</b>	<b>83</b>
<b>6</b>	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>85</b>
<b>7</b>	<b>ANEXOS.....</b>	<b>89</b>
7.1	MODELAGEM MATEMÁTICA E SIMULAÇÃO DO TRANSFORMADOR DE CORRENTE .....	89
7.2	SIMULAÇÃO DE SENSOR COM BOBINA DE ROGOWSKI.....	93
7.3	CÓDIGOS MATLAB PARA SIMULAÇÃO DE TC .....	95



## Lista de Figuras

- 2.1 – Determinação da corrente através do resistor shunt.
- 2.2 – Diagrama esquemático de um transformador.
- 2.3 - Diagrama esquemático e físico de um transformador de corrente.
- 2.4 – Transformador de corrente típico para uso em média tensão [9].
- 2.5 – Circuito equivalente de um TC.
- 2.6 – Curvas de saturação de TCs de proteção e medição.
- 2.7 – Corrente de um TC de 600:5, C50, *Burden* de 0,5ohm, 50 kA, X/R = 17 [17].
- 2.8 – Esquemático equivalente simplificado de uma linha de transmissão.
- 2.9 – Corrente assimétrica de curto-circuito para  $\phi = 0^\circ$  (a) e  $\phi = 90^\circ$  (b).
- 2.10 – Esquema de um sensor de Efeito Hall.
- 2.11 – Desenho esquemático de um magnetodiodo.
- 2.12 – Princípio de um magnetotransistor.
- 2.13 – Distribuição de trabalhos em função das grandezas medidas.
- 2.14 – Esquemático de um elemento sensor a fibra óptica.
- 2.15 – O efeito Faraday.
- 2.16 – Família de sensores ópticos de corrente da ABB [9].
- 2.17 – TCs convencionais (170kV) e sensor óptico de um disjuntor em 170kV da Areva [3].
- 2.18 – Esquema de uma bobina de Rogowski com espira de retorno.
- 2.19 – Interferência de campos externos a bobina de Rogowski.
- 2.20 – Modelo de circuito acoplado magneticamente.
- 2.21 – Condutor percorrido por corrente elétrica.
- 2.22 – Tubo de fluxo magnético ao redor de um condutor.
- 2.23 – Geometria para aplicação da Lei de Biot-Savart.
- 2.24 – Transformação de coordenadas cartesianas para cilíndricas.
- 2.25 – Fator de divergência percentual em relação a  $l/r$ .
- 2.26 – Circuito equivalente da Bobina de Rogowski [26].
- 2.27 – Representação fasorial da Bobina de Rogowski [26].
- 2.28 – Circuito equivalente da Bobina de Rogowski.
- 2.29 – Resposta em frequência da Bobina de Rogowski com e sem integrador na saída [27].

- 2.30 – Bobina de Rogowski flexível [28].
- 2.31 – Bobinas de Rogowski rígidas [29]
- 2.32 – sensor baseado na Bobina de Rogowski para instalação em trilho DIN [30].
- 2.33 – Bobinas de Rogowski construídas com placas de circuito impresso [31]
- 2.34 – Subestação móvel. Medição de corrente no primário [32].
- 2.35 – O impacto de condutores próximos [27].
- 2.36 – Diagrama de blocos de uma interface digital [33].
- 2.37 – Diagrama de blocos de um transformador de corrente eletrônico [33].
- 2.38 – Arquitetura de uma subestação baseada na IEC 61850 [34].
- 2.39 – Curva de magnetização de um núcleo ferromagnético e de uma bobina de Rogowski.
- 2.40 – Proteção diferencial de transformador de 90MVA, 34,5kV [32].
- 2.41 – Transformador de corrente utilizando bobina de Rogowski em 550kV [31].
- 2.42 – Transformador de corrente eletrônico com energia transmitida por fibra óptica.
- 2.43 – Circuito integrador usando amplificador operacional.
- 2.44 – Resposta em frequência do integrador digital ADE7759 [38].
- 2.45 – Resposta de fase do integrador digital ADE7759 [38].
- 2.46 – Módulo de alimentação por meio de fibra óptica [39].
- 3.1 – Diagrama de blocos do transformador de corrente eletrônico.
- 3.2 – Integrador utilizando amplificador operacional.
- 3.3 – Diagrama de Bode do circuito integrador.
- 3.4 – Amplificador de instrumentação com circuito deslocador de nível.
- 3.5 – Diagrama de Blocos do LM331 [41].
- 3.6 – Diagrama de Blocos simplificado do LM331 [41].
- 3.7 – Circuito do conversor V-F.
- 3.8 – Circuito do conversor eletro óptico.
- 3.9 – Vista da placa de circuito que contém a interface óptica do TC eletrônico.
- 3.10 – Estrutura básica de uma fibra óptica.
- 3.11 – Demonstração da propagação da luz no núcleo da fibra
- 3.12 – Atenuação óptica de uma POF típica - PMMA [43]
- 3.13 – Circuito do amplificador de transimpedância.
- 3.14 – Placa do circuito que contém os conversores V-F e F-V com LM331.
- 3.15 – Circuito do conversor F-V usando o circuito integrado LM331.

- 3.16 – Desenho esquemático de um PLL.
- 3.17 – Circuito do conversor F-V usando PLL CD4046
- 3.18 – Determinação dos componentes do PLL.
- 3.19 – Fonte de alimentação a partir de TC convencional.
- 3.20 – Jiga para gerar altas correntes.
- 3.21 – Foto da jiga montada a partir de TCs convencionais.
- 7.1 – Circuito equivalente de um TC convencional [17].
- 7.2 – Corrente no secundário para variação do ângulo da tensão.
- 7.3 – Corrente no secundário para variação da resistência da linha e X/R.
- 7.4 – Corrente no secundário para variação da impedância de carga (*Burden*).
- 7.5 – Corrente no secundário para variação de  $B_{sat}$ .
- 7.6 – Modelagem de sensor de corrente baseado na Bobina de Rogowski.
- 7.7 – Resposta de sensor de corrente baseado na Bobina de Rogowski.

## Lista de Tabelas

- 2.1 – Corrente e relações nominais simples para TC segundo a ABNT [9].
- 2.2 – Comparação entre TCs convencionais e TCs com bobina de Rogowski.
- 3.1 – Quadro comparativo das principais propriedades de fibras de sílica e POF.
- 4.1 – Característica Corrente/Tensão da bobina de Rogowski utilizada.
- 4.2 – Característica estática dos conversores V-F e F-V.
- 4.3 – Característica dos conversores V-F e F-V em 60Hz.
- 4.4 – Resposta em frequência dos conversores V-F e F-V.
- 4.5 – Característica Corrente x Tensão do TC eletrônico com demodulador PLL.

# 1 INTRODUÇÃO

A indústria elétrica de potência é um braço importante e crescente da indústria. A medição, o controle e o monitoramento de grandes correntes são essenciais na geração, transmissão e distribuição de energia elétrica.

O maior problema e desafio com transformadores de corrente (TC) convencionais é a necessidade da separação segura entre o circuito de potência, que transporta a corrente a ser medida, e o circuito de controle e medição que utilizará o sinal medido. Por isso, o sensor tem que ser isolado galvanicamente. Outro problema é a influência de interferências eletromagnéticas no sensor e no sinal. Conseqüentemente, existe a necessidade de blindagem do sensor e dos cabos com o objetivo de se obter um sinal confiável. A blindagem e isolamento galvânica, no entanto, resultam em estruturas complexas e pesadas que aumentam os custos dos transformadores de corrente convencionais em aplicações de altas tensões e potências.

Existe uma necessidade e uma tendência para o desenvolvimento de tecnologias que superem esses obstáculos. Diferentes soluções têm sido apresentadas nos últimos anos, predominantemente utilizando o sensoriamento e/ou técnicas de transmissão ópticas. Existe um mercado potencialmente vasto para esta tecnologia, mas o sucesso comercial está ainda sendo aguardado.

Este trabalho está inserido neste contexto e apresenta uma topologia híbrida para implementar um transformador de corrente eletrônico, utilizado uma bobina de Rogowski como elemento sensor, transdução eletro-óptica e transmissão do sinal por fibra óptica com núcleo de plástico (POF - *Plastic Optical Fiber*).

## 1.1 Motivação

A medição de corrente em sistemas elétricos de potência é, na maioria das aplicações, realizada com transformadores de corrente (TC) convencionais que possuem núcleos ferromagnéticos. O aumento do nível de tensão do circuito de potência acarreta o aumento do tamanho, peso e custo desses componentes. O núcleo magnético contribui, ainda, para os erros de fase e de relação provocados por não linearidades, correntes parasitas e histerese [1].

Neste trabalho, estudam-se alternativas aos TCs convencionais, especialmente no que se refere aos problemas que essa tecnologia inerentemente carrega (saturação, histerese e correntes parasitas). Os transformadores de corrente eletrônicos constituem-se numa alternativa aos TCs ferromagnéticos e podem ser realizados com tecnologias inovadoras como as baseadas nos efeitos causados pela corrente elétrica em componentes ópticos como o efeito Faraday [2] [3], bem como com tecnologias híbridas baseadas em sensores magnéticos com núcleo de ar como as Bobinas de Rogowski [4] [5] [6].

## **1.2 Objetivos**

Relacionar os principais pontos de interesse relativos à norma IEC60044-8 (*Instrument transformers – Part 8: Electronic current transformers*) no que se refere às características principais a serem observadas na especificação e projeto de transformadores de corrente eletrônicos.

Abordar algumas características de elementos sensores de corrente e, especialmente, das bobinas de Rogowski, além de critérios para o projeto e realização de integradores eletrônicos para a recuperação do sinal proveniente dessas bobinas.

Desenvolver um instrumento híbrido (eletro-óptico) para medir corrente em rede de alta tensão através de uma bobina de Rogowski acoplada a um integrador eletrônico. O sinal analógico correspondente à corrente é convertido em pulsos modulados em frequência por um conversor tensão-frequência, transmitido por um circuito óptico que utiliza fibra óptica plástica e recuperado através de um circuito demodulador.

Desenvolver uma fonte de alimentação para o conjunto sensor utilizando um TC convencional ligado ao mesmo circuito de potência.

## **1.3 Estrutura do Trabalho**

O capítulo 2 apresenta a teoria que suporta esta dissertação envolvendo os conhecimentos básicos sobre os princípios físicos para a medição da corrente elétrica, as características das principais soluções existentes no mercado para a medição de grandes valores de corrente e as principais definições e conceitos referentes aos transformadores de corrente eletrônicos.

No capítulo 3 é descrita a metodologia e o desenvolvimento do trabalho prático realizado, envolvendo o projeto dos circuitos que compõem o TC eletrônico, bem como sua descrição detalhada.

No capítulo 4 são apresentados os resultados do trabalho prático realizado no Laboratório de Instrumentação e Fotônica.

O capítulo 5 descreve as conclusões obtidas durante este trabalho, sugestões de trabalhos futuros em relação às alternativas tecnológicas para a medição de corrente em sistemas de potência e às melhorias que podem ser implementadas no sistema projetado.

O capítulo 6 mostra a bibliografia utilizada para a elaboração da dissertação.

No capítulo 7 são mostrados os códigos programados e os resultados de simulações realizadas em ambiente MatLab.

## **2 REVISÃO DA LITERATURA**

Neste capítulo são apresentados os principais princípios físicos existentes para a medição da corrente elétrica e são avaliados quanto ao propósito de sensoriamento.

A maioria dos princípios para a medição de corrente são baseados em alguma técnica de medição de campo magnético. Por isso, técnicas de sensoriamento de campo magnético são pesquisadas com o propósito de medição da corrente elétrica. Assim, o termo “sensor de corrente” tem significado mais amplo neste trabalho, cobrindo, também, os sensores de campo magnético.

A pesquisa bibliográfica mostra o estado da técnica no que se refere aos transformadores de corrente convencionais e não convencionais. Considerando que as alternativas que utilizam princípios não convencionais são de interesse e promissoras, a revisão mostrada a seguir tem seu foco naquelas tecnologias.

### **2.1 Características dos Sensores**

Os sensores são dispositivos que convertem uma grandeza física numa segunda grandeza física mais adequada a um sistema de medição.

As características principais de um elemento sensor são: função de transferência, saturação, impedância de saída, excitação e resposta em frequência. A principal característica de um elemento sensor é a sua função de transferência, a qual estabelece a relação entre o sinal de entrada e o sinal de saída. É sempre possível determinar uma função de transferência ideal para um sensor. A saturação também deve ser considerada, pois todos os sensores têm limites de funcionamento a partir dos quais perdem a sua linearidade. A impedância de saída de um sensor é importante para o projeto do circuito de interface com o sistema de medida. Para uma saída em tensão, a impedância de saída deve ser baixa e a impedância de entrada deve ser alta. Por outro lado, para uma saída em corrente, a impedância de saída deve ser alta e a de entrada deve ser baixa. As características de excitação especificam quais as grandezas necessárias ao funcionamento de um sensor. Para alguns tipos de sensores é importante saber a especificação da resposta em frequência e qual a estabilidade necessária ao sinal de excitação. A resposta em frequência especifica qual a sensibilidade do sensor às variações de frequência do sinal de entrada.



As características da aplicação podem influenciar na escolha dos sensores. Fatores como desenho, peso, dimensões e preço são determinantes nessa escolha.

## 2.2 Sensores de Corrente

### 2.2.1 Resistor shunt

Os shunts são elementos sensores de baixa resistência que são inseridos diretamente no circuito da corrente. Operam pelo princípio estabelecido pela Lei de Ohm e podem ser utilizados para medir correntes contínuas e alternadas até dezenas de MHz [7]. No entanto, como têm que ser inseridos diretamente nos circuitos, sua eficiência diminui especialmente em grandes correntes, em função do aquecimento do resistor, e em baixas tensões. A tensão de saída deve ser ligada diretamente ao circuito de medição, o que limita sua aplicação, não sendo empregados em circuitos de alta tensão.

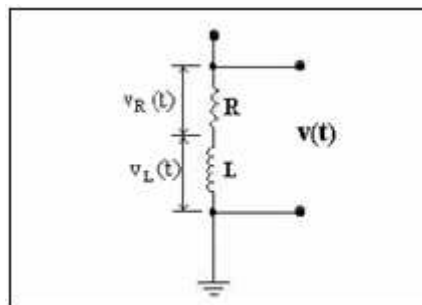


Figura 2.1 – Determinação da corrente através do resistor shunt.

No caso real, como mostra a Figura 2.1, os fios que formam o resistor shunt possuem uma indutância que pode ser representada por meio do circuito equivalente. Esta indutância provoca um atraso da corrente em relação à tensão.

Existe ainda uma capacitância parasita, mas como seu valor é muito pequeno, esta pode ser desprezada. Algumas características importantes do resistor shunt devem ser citadas:

- Características elétricas: Dentre as características elétricas é necessário salientar que a indutância própria (interna) do fio que compõe o resistor pode ser desprezada, isto é, apesar do fio possuir uma indutância, ela é muito pequena. O resistor deve ter: boa linearidade, isto é, a relação entre a entrada e a saída deve ser constante; pequena resistência ôhmica para

interferir o menos possível no trecho do circuito em que ocorre a medição, além de permitir o aterramento do cabo de medição, diminuindo ruídos que possam causar erros de medida.

- Características Térmicas: O resistor dissipa energia sob a forma de calor. Como a perda de potência é proporcional ao quadrado da corrente, para altas correntes, ocorre uma alta dissipação de energia. Entretanto, a variação da resistência é desprezível com a variação da temperatura.

Um resistor shunt deve possuir valores que o caracterizam e o identificam, entre os quais:

- Corrente máxima ( $I_{MAX}$ );
- Nível do sinal ( $V_{RMS}$ );
- Resistência ( $\Omega$ );
- Tempo de resposta (s).

As vantagens de um resistor shunt são o baixo custo e a excelente precisão.

### **2.2.2 Transformador de Corrente**

O transformador é um dispositivo que compreende dois ou mais circuitos elétricos acoplados magneticamente. Consiste de dois ou mais enrolamentos interligados por um campo magnético mútuo. Se em um dos enrolamentos, o primário, for conectada uma fonte de tensão alternada, um fluxo alternado será produzido e a amplitude dependerá da tensão do primário e do número de espiras. O fluxo mútuo que une o outro enrolamento, o secundário, induzirá uma tensão cujo valor dependerá do número de espiras da bobina do secundário. Pela proporção do número de espiras do primário e do secundário, chega-se a uma relação desejada da tensão, através da relação de transformação [8].

O transformador não é um dispositivo capaz de converter energia, mas um dispositivo capaz de transferir energia elétrica de um circuito para outro.

O transformador esquematizado na Figura 2.2 consiste de um núcleo magnético com dois enrolamentos independentes, concatenados com um fluxo magnético mútuo.

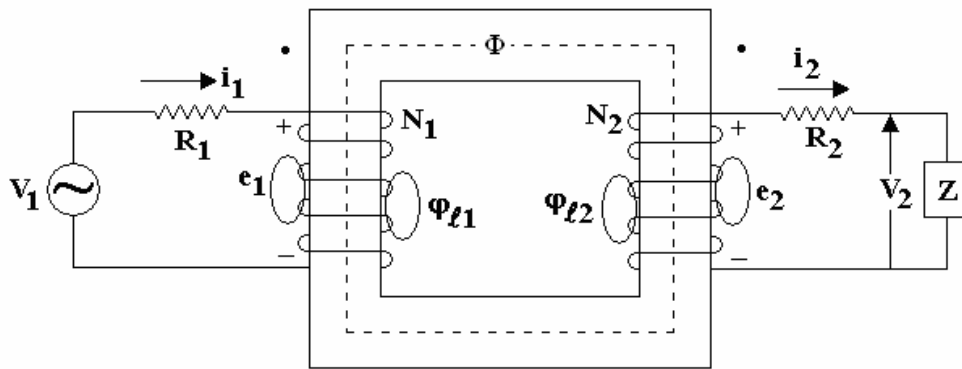


Figura 2.2 – Diagrama esquemático de um transformador.

As variáveis mostradas na Figura 2 têm as seguintes descrições:

$V_1$  - Tensão no primário;

$i_1$  - Corrente no primário;

$R_1$  - Resistência do enrolamento primário;

$e_1$  - Tensão induzida no enrolamento primário;

$V_2$  - Tensão no secundário;

$i_2$  - Corrente no secundário;

$R_2$  - Resistência do enrolamento secundário;

$e_2$  - Tensão induzida no enrolamento secundário;

$N_1$  - Número de espiras do primário;

$N_2$  - Número de espiras do secundário;

$\Phi$  - Fluxo responsável pela transferência de potência do primário para o secundário;

$\Phi_{l1}$  - Fluxo de dispersão do enrolamento primário;

$\Phi_{l2}$  - Fluxo de dispersão do enrolamento secundário.

O princípio de funcionamento do transformador depende somente da existência do fluxo mútuo alternado ligando os dois enrolamentos e a utilização do conceito de indutância mútua. É claro que isso pode ser obtido se um núcleo de ar for usado, mas muito mais eficiência se obtém com o núcleo de material magnético.

Pela figura representativa do transformador (Figura 2.2), o campo magnético é determinado pelas correntes em ambos os enrolamentos. De acordo com a lei de Faraday [8] da tensão induzida, as tensões sobre os enrolamentos primário e secundário são definidas como:

$$e_1 = \frac{d\lambda_1}{dt} \quad (1)$$

$$e_2 = \frac{d\lambda_2}{dt} \quad (2)$$

Onde  $\lambda_1$  e  $\lambda_2$  são os enlaces de fluxo dos respectivos enrolamentos, produzidos pelo efeito total de ambas as correntes. As equações das malhas correspondentes ao primário e ao secundário definem  $V_1$  e  $V_2$ .

$$V_1 = R_1 i_1 + e_1 = R_1 i_1 + \frac{d\lambda_1}{dt} \quad (3)$$

$$V_2 = R_2 i_2 + e_2 = R_2 i_2 + \frac{d\lambda_2}{dt} \quad (4)$$

Em condições ideais, todo fluxo está confinado no núcleo, as resistências dos enrolamentos são desprezíveis, as perdas no núcleo são desprezíveis e a permeabilidade do núcleo é infinita. Assim,  $\phi_1 = \phi_2 = \phi$ . Então:

$$V_1 = N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (5)$$

$$V_2 = N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad (6)$$

Portanto,

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} = \alpha \quad (7)$$

Onde  $\alpha$  é a relação de transformação, ou relação de espiras.

Esta equação estabelece que a tensão em cada enrolamento de um transformador ideal é diretamente proporcional ao número de espiras do enrolamento. Se a permeabilidade do núcleo é infinita, temos que  $N_1 i_1 - N_2 i_2 = 0$ . Assim,  $N_1 i_1 = N_2 i_2$ , ou

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{\alpha} \quad (8)$$

Ou seja, num transformador ideal as correntes nos enrolamentos são inversamente proporcionais ao número de espiras dos enrolamentos.

O transformador de corrente ideal pode ser definido como um transformador no qual qualquer condição no primário é reproduzida no circuito secundário com exata proporção e relação de fase [8].

A Figura 2.3 mostra um diagrama esquemático e uma representação física conceitual de um transformador de corrente. A Figura 2.4 mostra um transformador de corrente típico da ABB.

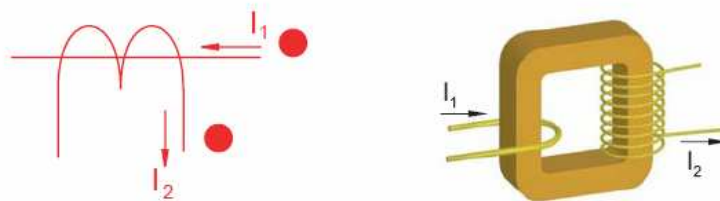


Figura 2.3 – Diagrama esquemático e físico de um transformador de corrente.



Figura 2.4 – Transformador de corrente típico para uso em média tensão [9].

Na Figura 2.5 está representado o circuito equivalente de um TC real, com todas as grandezas referidas ao secundário, onde:

$I_1$  : Valor eficaz da corrente primária;

$N = N_2/N_1$  : Relação de espiras secundárias para primárias;

$I'_1 = I_1/N$  : corrente primária referida ao secundário;

$Z_2$  : Impedância do enrolamento secundário;

$Z_1$  : Impedância do enrolamento primário, referida ao secundário;

$I_m$  : Corrente de magnetização ou excitação;

$Z_m$  : Impedância de magnetização ou de excitação;

$E_2$  : Tensão de excitação secundária;

$I_2$  : Corrente secundária;

$V_t$  : Tensão nos terminais do secundário (tensão na carga);

$Z_c$  : Impedância da carga.

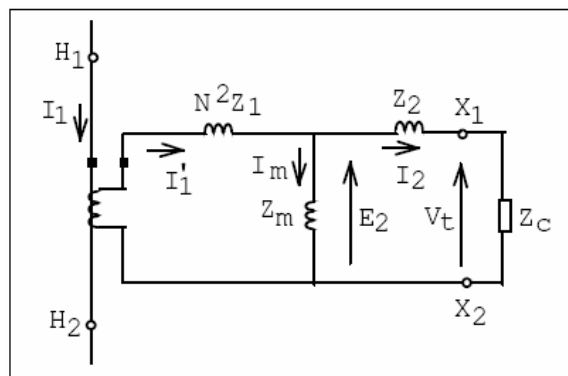


Figura 2.5 – Circuito equivalente de um TC.

Do circuito equivalente, constata-se que parte da corrente primária é consumida na excitação do núcleo:  $I'_1 = I_m + I_2$ . A f.e.m. secundária ( $E_2$ ) é função da corrente de excitação ( $I_m$ ), da impedância secundária ( $Z_2$ ) e da carga ( $Z_c$ ). Os erros dos TCs resultam da corrente de excitação [9].

Os transformadores de corrente fazem parte de um grupo de componentes denominado transformadores para instrumentos (TI). Esses transformadores são mundialmente utilizados nos sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica. Eles proporcionam isolamento adequado para as altas tensões e correntes do circuito de potência suprindo instrumentos e equipamentos que integram os sistemas de medição, controle e proteção da rede de transmissão e distribuição [10]. As funções desses equipamentos são:

- Transformar as altas correntes e tensões do sistema de potência para valores baixos e padronizados;
- Isolar galvanicamente os instrumentos ligados nos enrolamentos secundários dos transformadores do sistema de alta tensão.

Os valores nominais dos enrolamentos secundários são padronizados para que relés de proteção e instrumentos de medidas de quaisquer fabricantes possam ser ligados.

Em vários países os enrolamentos secundários dos TC's são padronizados em 5A, enquanto que na Europa usam-se, também, enrolamentos de 1A.

Os transdutores devem ser projetados para tolerar altos valores durante condições anormais do sistema. Assim, os TC's são projetados para suportar, por poucos segundos, correntes elevadas de curtos-circuitos, que podem alcançar 50 vezes o valor nominal da carga, sem distorcer o sinal a ser entregue aos sistemas de medição (nesse caso, relés de proteção).

Transformadores de Corrente possuem padronização de suas características. As especificações para projeto, operação e realização de ensaios seguem regras determinadas em normas técnicas. No Brasil existem três normas da ABNT:

- NBR 6546/91: Transformadores para Instrumentos – Terminologia [11];
- NBR 6856/92: Transformadores de Corrente – Especificação [12];
- NBR 6821/92: Transformadores de Corrente – Método de Ensaio [13].

Em nível mundial, dentre outras, têm-se as seguintes normas frequentemente referenciadas na literatura:

- IEEE C57.13/1993 – IEEE Standard Requirements for Instruments Transformers. (revisão da antiga ANSI/IEEE C57. 13/1978) [14];
- IEC 60044-1– Instruments Transformers – Part 1: Current Transformers [15];
- IEC 60044-6 – Instruments Transformers – Part 6 – Requirements for protective current transformers for transient performance [16].

Os dados característicos dos TC são: corrente e relação nominais; nível de isolamento; frequência nominal; carga nominal; classe de exatidão; fator de sobrecorrente nominal (só para proteção); fator térmico nominal; corrente térmica nominal; corrente dinâmica nominal.

Os valores nominais de corrente primária e secundária para os transformadores de corrente são apresentados na NBR 6856 [12]. Esses valores valem para TC em serviço de proteção e medição.

Os núcleos dos TCs de medição são feitos de materiais de alta permeabilidade magnética (pequena corrente de magnetização, conseqüentemente pequenas perdas e

pequenos erros), entretanto entram em saturação rapidamente quando uma corrente no enrolamento primário atinge um valor próximo de 4 vezes a corrente nominal primária (ver Figura 2.6).

Os núcleos dos TCs de proteção são feitos de materiais que não têm a mesma permeabilidade magnética dos TCs de medição, no entanto só irão saturar para correntes primárias muito superiores ao seu valor nominal (da ordem de 20 vezes), refletindo conseqüentemente em seu secundário uma corrente cerca de 20 vezes o valor nominal desta.

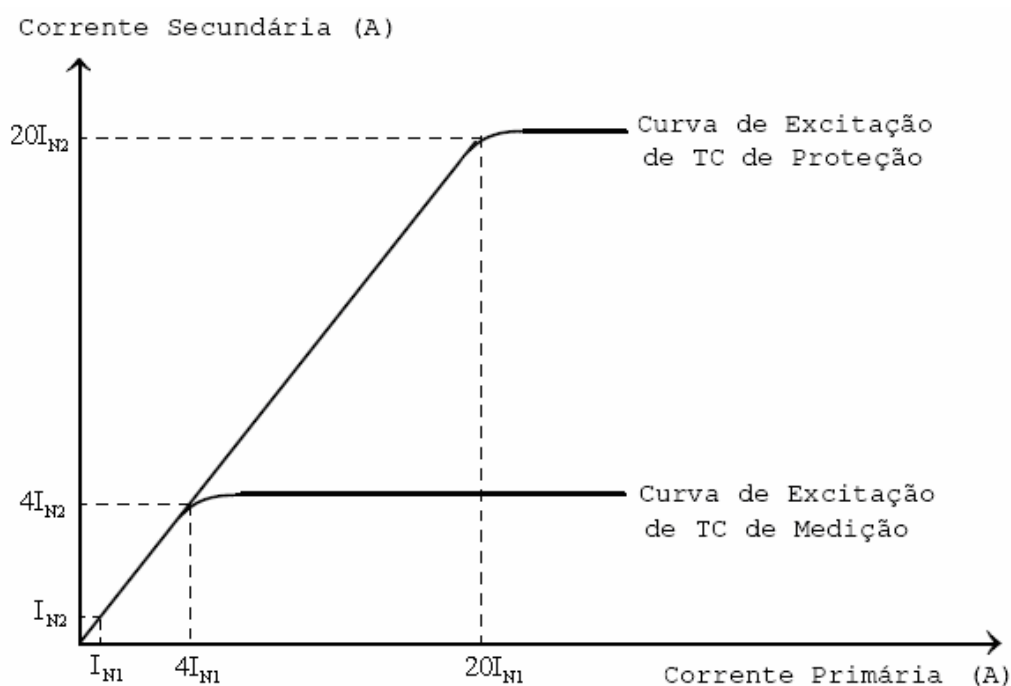


Figura 2.6 – Curvas de saturação de TCs de proteção e medição.

Para os TC fabricados no Brasil são estabelecidas correntes primárias nominais ( $I_{N1}$ ) dentro de uma faixa que varia de 5A a 8000A. A corrente secundária nominal ( $I_{N2}$ ) é padronizada em 5A, porém correntes de 1A e 2A podem também ser utilizadas.

A norma especifica as correntes primárias e as relações nominais para TC em quatro grupos. Esses grupos caracterizam respectivamente tipos de relações nominais simples, duplas, triplas e múltiplas.

A Tabela 2.1 apresenta as relações nominais referentes ao grupo de relações simples. Desse grupo obtêm-se outros conjuntos de relações através da combinação de derivações no primário ou no secundário [12].



A relação entre  $I_{N1}$  e  $I_{N2}$  define a relação nominal ( $R_N$ ) do TC especificada pelo fabricante. Também chamadas de relação de transformação, atingem valor máximo de 1600:1 (Tabela 2.1) ( $I_{N1}$  de 8000 A e  $I_{N2} = 5$  A) [12].

Tabela 2.1 – Corrente e relações nominais simples para TC segundo a ABNT [12].

$I_{N1}$ (A)	$R_N$	$I_{N1}$ (A)	$R_N$	$I_{N1}$ (A)	$R_N$
5	1:1	100	20:1	1000	200:1
10	2:1	150	30:1	1200	240:1
15	3:1	200	40:1	1500	300:1
20	4:1	250	50:1	2000	400:1
25	5:1	300	60:1	2500	500:1
30	6:1	400	80:1	3000	600:1
40	8:1	500	100:1	4000	800:1
50	10:1	600	120:1	5000	1000:1
60	12:1	800	160:1	6000	1200:1
75	15:1	—	—	8000	1600:1

A NBR 6856 classifica os transformadores de corrente em dois tipos quanto ao serviço a que se destinam: TC para serviço de medição e TC para serviço de proteção [12].

Os transformadores de corrente destinados ao serviço de medição devem ter uma boa exatidão no domínio da corrente nominal até sua corrente máxima determinada pelo fator térmico. Eles são enquadrados, segundo a ABNT, nas classes de exatidão de 0,3%, 0,6% e 1,2%. Para classificar essa exatidão são considerados erros de relação e fase levantados em ensaios [13].

Os transformadores de corrente destinados ao serviço de proteção, segundo a ABNT [12], se enquadram nas classes de exatidão 5% ou 10%, e classe 10% pela norma IEEE [14]. Para classificá-los, é levado em consideração apenas o erro de relação [12] [14]. Na proteção o que interessa é o efeito produzido nos relés de proteção pelo módulo da corrente secundária em função do módulo da corrente primária.

A classe de exatidão na proteção deve ser mantida dentro de limites de sobrecorrente da rede. Essa característica define o fator de sobrecorrente (FS). Ele estabelece a corrente máxima que o TC deve suportar sem sair de sua classe de exatidão, ou seja, sem que o erro de relação exceda o valor especificado [12] [14].

Características marcantes são impostas no projeto de construção do TC no que se refere ao tipo de núcleo e tipo de enrolamento primário e secundário. São essas características que dividem o TC quanto a sua adequada utilização para medição e proteção.

Transformadores de corrente para serviço de medição não podem ser utilizados para proteção e vice-versa. Principalmente se for o caso de medição para fins de faturamento. As características que impõem as diferenças e a necessidade de precaução são a classe de exatidão e o circuito magnético. Em termos de especificação, por exemplo, um erro de definição da classe de exatidão de um enrolamento de medição levará a um faturamento de energia errado e conseqüentemente a perdas para o distribuidor ou para o cliente. Do mesmo modo um erro de especificação na proteção pode levar ao acionamento indevido de um relé de proteção, ou até mesmo, ao não acionamento do mesmo em caso de distúrbios na linha de transmissão ou na rede de distribuição [10].

Quando ocorrem faltas em um sistema de potência, elas têm que ser isoladas rapidamente para manter a operação segura do sistema, minimizar danos em equipamentos e manter a estabilidade. Por isso, a exatidão da medição da corrente de falta é fundamental para que os relés de proteção atuem corretamente. No entanto, as faltas podem provocar elevadas correntes, que provocam elevados campos magnéticos, que podem causar a saturação do núcleo do transformador. A saturação do núcleo determina que o transformador não represente corretamente a corrente primária no seu enrolamento secundário, provocando distorção na grandeza a ser medida. O mecanismo da saturação em transformadores de corrente não é uma relação simples. A saturação depende de projeto físico do transformador, do material do núcleo, da carga ligada ao secundário (burden), do fluxo residual do núcleo, do nível da corrente de falta, e da relação X/R do sistema que pode causar uma grande componente exponencial de corrente contínua (DC offset) [17]. Todas essas dependências conjuntamente tornam complexa a análise da saturação em TCs. A Figura 2.7 mostra um exemplo de um TC com saída saturada contra o valor real da corrente com uma componente exponencial DC que determina formas de onda distintas para a corrente secundária.

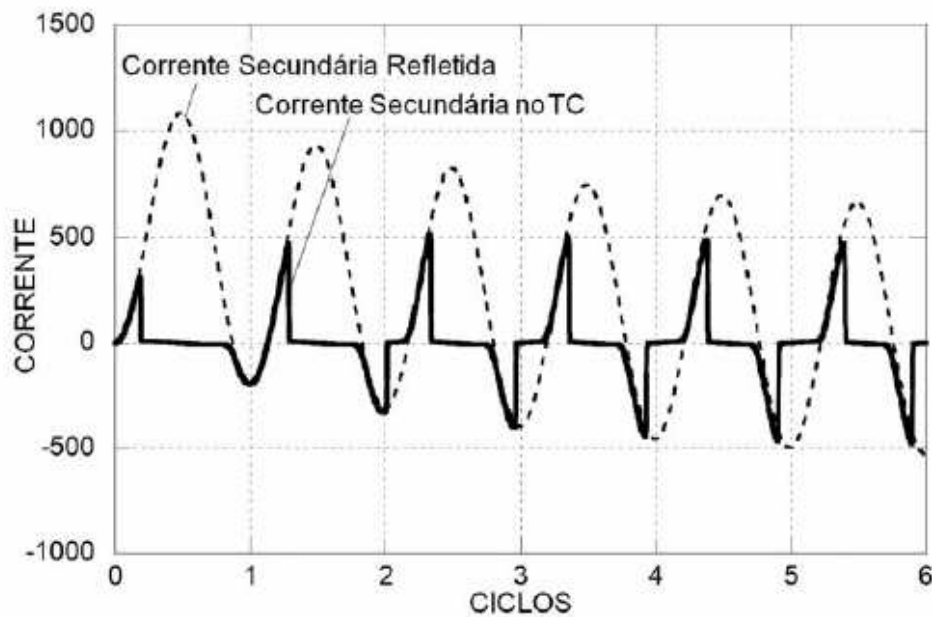


Figura 2.7 – Corrente de um TC de 600:5, C50, *Burden* de 0,5ohm, 50 kA, X/R = 17 [17].

### 2.2.2.1 Corrente de Curto-circuito

Define-se corrente de curto-circuito como a corrente que flui através do defeito enquanto dura o curto-circuito [18].

A forma de onda da corrente de curto-circuito depende do valor da onda de tensão no instante em que ocorre o defeito. Assim, embora podendo ser simétrica em relação ao eixo dos tempos numa das fases, se o defeito ocorrer no instante do pico da onda de tensão nessa fase, em regra apresentará uma assimetria inicial em relação àquele eixo. De fato, além de uma componente fundamental alternada simétrica, apresenta uma componente contínua que decai para zero, anulando-se ao fim de oito a dez ciclos. Esta componente contínua, que aparece em pelo menos duas fases, atingirá o seu valor máximo (valor mais desfavorável) na fase em que o defeito ocorre simultaneamente com o instante em que a onda de tensão se anula.

À componente fundamental da corrente de curto-circuito chama-se corrente de curto-circuito simétrica.

A componente fundamental da corrente de curto-circuito simétrica decresce, também, com o tempo até atingir um valor estacionário. Definem-se, então, os três períodos seguintes relativos à variação no tempo da componente fundamental da corrente de curto-circuito como sub-transitório, transitório e permanente.

O período sub-transitório corresponde ao período inicial durante o qual a corrente de curto-circuito diminui rapidamente de valor, com durações de um a dez ciclos.

O período transitório corresponde ao período seguinte, correspondendo a uma diminuição mais lenta da corrente de curto-circuito, até ser atingido o valor permanente desta corrente, com durações compreendidas entre 50 e 100 ciclos.

O período permanente é o período em que a corrente de curto-circuito apresenta o seu valor estacionário. Obviamente que este período não será atingido, dado que o tempo total de isolamento do defeito (soma dos tempos de atuação das proteções, da abertura do disjuntor e da extinção do arco voltaico) é muito menor [1].

A corrente assimétrica de curto-circuito pode ser entendida através da análise do circuito  $RL$  série correspondente a uma simplificação do circuito equivalente de uma linha de transmissão e a aplicação de uma fonte senoidal de tensão, como mostrado na Figura 2.8. No circuito equivalente  $R$  corresponde a resistência e  $L$  a indutância da linha desde a fonte de alimentação até o ponto onde ocorre o curto circuito.

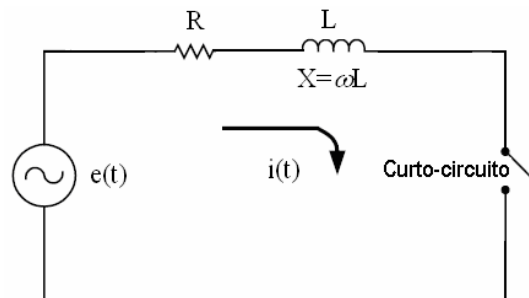


Figura 2.8 – Esquemático equivalente simplificado de uma linha de transmissão.

O comportamento da corrente  $i(t)$  no circuito representado, alimentado pela tensão  $e(t) = E_{\max} \text{sen}(\omega t + \phi)$ , e no qual a chave fecha no instante  $t = 0$  é descrito pela equação diferencial  $e(t) = L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t)$ .

A corrente correspondente a resposta do circuito a aplicação da fonte de tensão ideal é dada pela equação (9) [18].

$$i(t) = \frac{E_{\max}}{|Z|} \text{sen}(\omega t + \phi - \theta) + \frac{E_{\max}}{|Z|} \text{sen}(\theta - \phi) e^{-t/\tau} \quad (9)$$

Onde  $\tau = L/R$ ,  $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R)$  e  $|Z| = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$

Na Equação (9), a primeira parcela do segundo membro corresponde a corrente de regime permanente (componente CA) e a segunda parcela, a corrente transitória (componente CC). Uma análise detalhada dessa equação permite representá-la pela Figura 2.9 que mostra a máxima condição de assimetria quando a tensão é nula ( $\phi = 0^\circ$ ) no momento da ocorrência da falta ( $t = 0$ ).

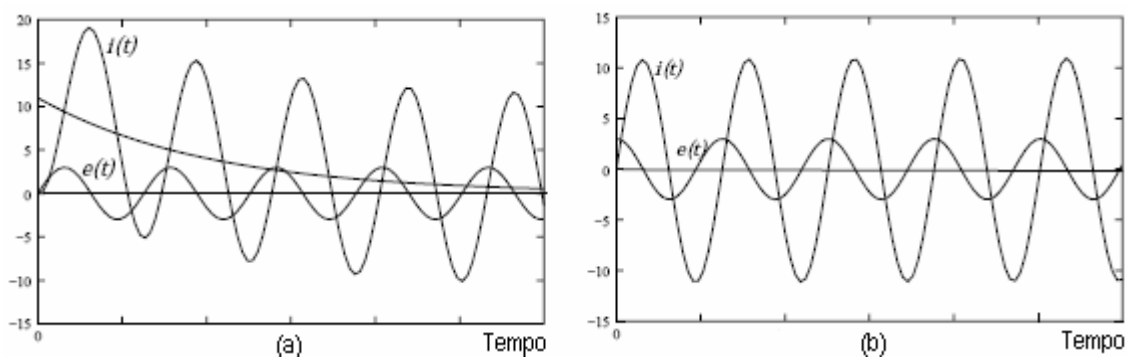


Figura 2.9 – Corrente assimétrica de curto-circuito para  $\phi = 0^\circ$  (a) e  $\phi = 90^\circ$  (b).

Um dado importante para a especificação da corrente de curto-circuito é a assimetria que ela pode apresentar, dependendo do valor da tensão no ponto de aplicação do curto-circuito, no instante da sua ocorrência.

A componente contínua da corrente de curto-circuito, responsável por essa assimetria, decai exponencialmente, sendo a sua constante de tempo função da relação  $X/R$  da rede.

O valor do pico máximo da corrente de curto-circuito assimétrica define a característica dinâmica dos equipamentos enquanto que, o valor eficaz da corrente simétrica define a característica térmica [18].

### 2.2.3 Sensor de Efeito Hall

Este sensor é baseado no efeito Hall, descoberto por Edwin H. Hall em 1879 que observou uma diferença de potencial (tensão de Hall) nas extremidades de uma fina lâmina de material condutor inserido num campo magnético perpendicular à superfície, quando uma corrente flui através da lâmina conforme esquematizado na Figura 2.10.

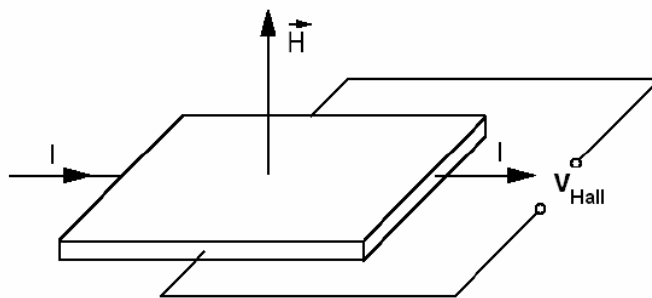


Figura 2.10 – Esquema de um sensor de Efeito Hall.

A tensão de Hall que aparece nos terminais da lâmina é resultado da força de Lorentz [19] a qual todo elétron que se move dentro de um campo magnético experimenta. Esta força é perpendicular ao campo magnético e à direção do movimento do elétron. Elétrons em movimento na lâmina atravessada pelo campo magnético serão deslocados para um dos lados da lâmina resultando numa tensão proporcional a intensidade do campo.

Os elementos Hall realizados a partir de semicondutores têm efeitos muito maiores que os feitos com condutores metálicos. Atualmente, sensores Hall de baixo custo são produzidos com tecnologia CMOS e são feitos na sua maioria de silício.

#### 2.2.4 Magnetodiodo

Um magnetodiodo é basicamente um diodo semiconductor onde a região “P” é separada da região “N” por uma área de silício não dopada. A junção é instalada, por exemplo, entre um substrato de safira e uma lâmina de dióxido de silício ( $\text{SiO}_2$ ), conforme esquematizado na Figura 2.11.

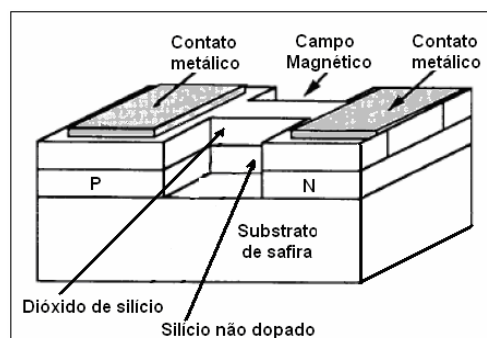


Figura 2.11 – Desenho esquemático de um magnetodiodo.

Quando uma diferença de potencial é aplicada entre as regiões “P” e “N”, elétrons e lacunas são injetados no silício e deslocam-se em sentidos opostos resultando em um fluxo de corrente. Na ausência de campo magnético, as recombinações das cargas contribuem para a resistência, especialmente na superfície Si-SiO<sub>2</sub> e Si-Safira. Quando um campo magnético é aplicado, a resistência muda devido ao fato de que os portadores de carga desviam-se para uma das superfícies.

Como a possibilidade de recombinação na superfície Si-Safira é muito maior que na Si-SiO<sub>2</sub> a resistência é maior quando os portadores são desviados para a superfície Si-Safira.

### 2.2.5 Magnetotransistor

O magnetotransistor é uma versão do transistor NPN. Como um transistor, ele consiste de um emissor dopado com impurezas do tipo “N” separado por uma base dopada com impurezas do tipo “P” de um coletor dopado com impurezas do tipo “N”. A diferença é que existem dois coletores ao invés de um, conforme esquematizado na Figura 2.12.

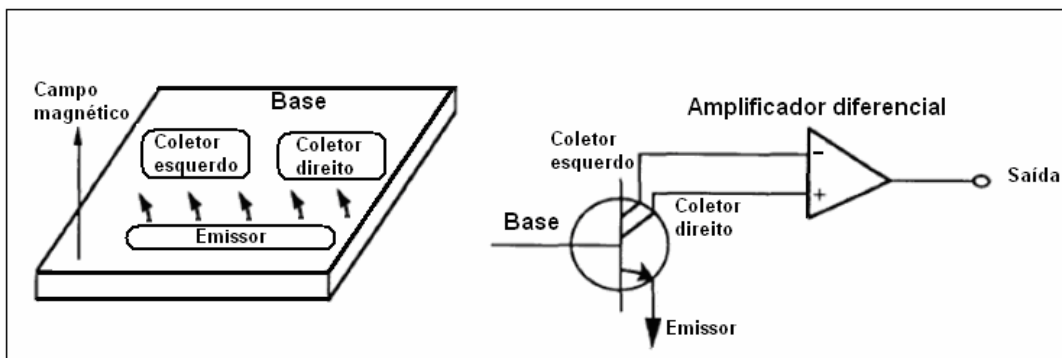


Figura 2.12 – Princípio de um magnetotransistor.

Sem a existência de campo magnético externo, o mesmo número de portadores de carga aos dois coletores. Quando um campo magnético é aplicado, perpendicular a direção do movimento dos portadores de carga, eles serão desviados na direção de um coletor ou na do outro. A diferença de potencial entre os dois coletores alimenta um amplificador diferencial cuja saída é proporcional ao campo magnético aplicado.

### 2.2.6 Magnetorresistor

O efeito magneto resistivo descreve a mudança da resistência elétrica de um condutor na presença de um campo magnético. De acordo com a orientação do vetor campo magnético e do vetor corrente elétrica o efeito é chamado longitudinal (vetores paralelos) ou transversal (vetores perpendiculares). Hoje, diversos efeitos magneto resistivos são conhecidos [20].

O efeito magneto resistivo anisotrópico (*Anisotropic MagnetoResistance*) ocorre em materiais magnéticos como o Permalloy (Ni-Fe alloy). Quando um campo magnético é aplicado, a resistência varia com o ângulo entre a direção da corrente e o campo. Quando o campo é aplicado perpendicularmente à direção da corrente, a orientação magnética vai girar na direção do campo. Esta rotação é dependente da amplitude do campo e resulta em resistências maiores porque os elétrons que se movem na direção da magnetização têm maior probabilidade de se dispersarem.

O efeito magneto resistivo gigante (*Giant MagnetoResistance*) ocorre em pilhas de finíssimos filmes de ferro e cromo. A rotação da orientação magnética nos filmes devido a aplicação de um campo magnético externo provoca variações significativas na resistência. Variações de até 50% no valor da resistência são possíveis, enquanto nos sensores baseados no efeito magneto resistivo anisotrópico as variações são de 3% no máximo. O efeito magneto resistivo anisotrópico e o efeito magneto resistivo gigante são utilizados nas cabeças de gravação e leitura dos discos rígidos utilizados nos computadores [20].

O efeito magneto resistivo colossal (*Colossal MagnetoResistance*) é o mais poderoso efeito magneto resistivo conhecido. As variações de resistência são da ordem de dezenas de vezes diante da presença de campo magnético.

### 2.2.7 Transformador de Corrente Óptico

Transformadores ópticos de corrente são baseados em efeitos magneto ópticos conhecidos que ocorrem em alguns materiais magneto ópticos ativos. Os transdutores de corrente ópticos podem ser definidos como os que usam algum método de detecção óptica da corrente elétrica.

A utilização da fibra óptica como elemento sensor tem sido estudada extensivamente nos últimos anos. A Figura 2.13 mostra a distribuição estatística de trabalhos publicados em função das grandezas físicas conhecidas, baseada na 15ª conferência de sensores à fibra óptica realizada em 2002.



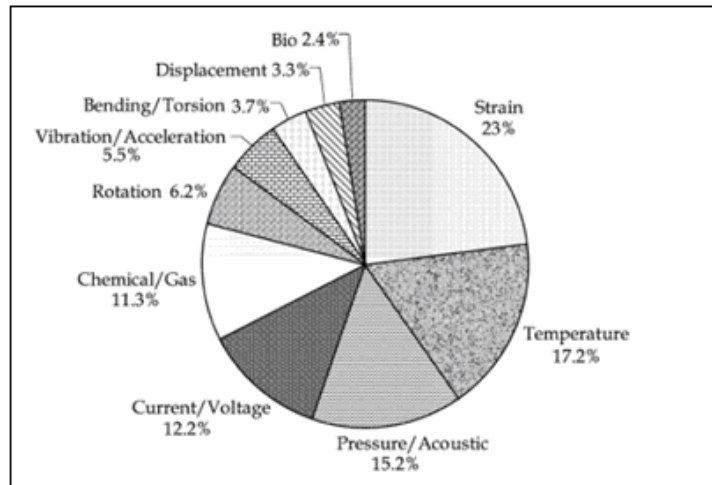


Figura 2.13 – Distribuição de trabalhos em função das grandezas medidas.

Diversos fabricantes vêm estudando e desenvolvendo transformadores de corrente ópticos baseados na fibra óptica como elemento sensor de campo magnético. Este tipo de sensor consiste basicamente de um uma bobina formada por muitas espiras de fibra óptica que envolve um condutor que é percorrido pela corrente a ser medida, conforme mostra a Figura 2.14. A própria fibra óptica age como elemento sensor, pois possui características do efeito Faraday [21] (fenômeno descoberto por Michael Faraday em 1845) que consiste basicamente na propriedade que têm certos materiais ópticos de girar a polarização de um feixe de luz que se propaga na direção do campo magnético paralelo aplicado, conforme esquematizado na Figura 2.15.

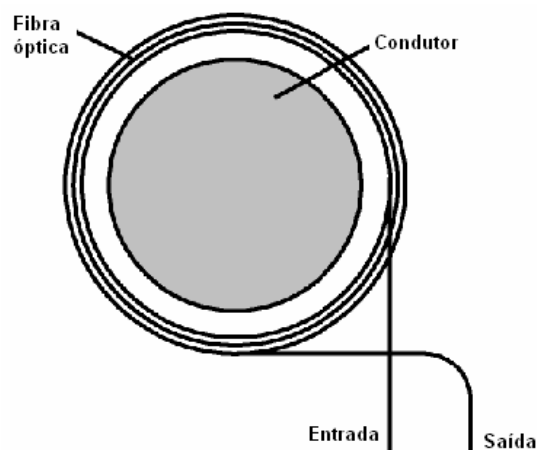


Figura 2.14 – Esquema de um elemento sensor a fibra óptica.

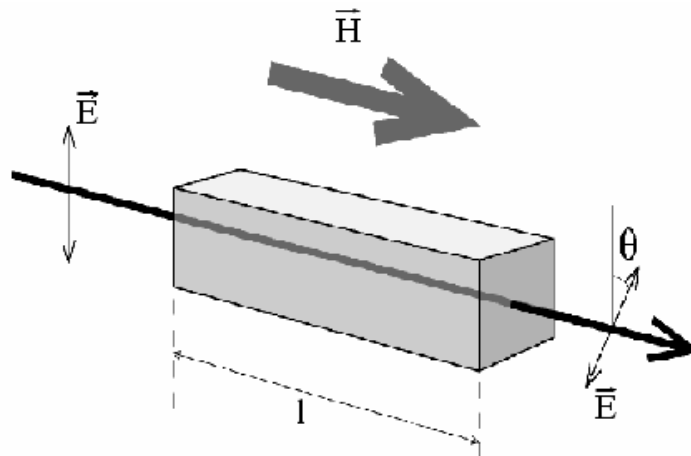


Figura 2.15 – O efeito Faraday.

Quando um feixe de luz é enviado através de um material que possui características de efeito Faraday, a polarização da luz vai girar de um ângulo  $\theta$  dependendo da intensidade do campo magnético paralelo a luz. O efeito Faraday é proporcional a magnetização do material e pode ser representado pela equação  $\theta = \int k \cdot \vec{M} \cdot d\vec{l}$ , onde  $\theta$  é o ângulo de rotação da polarização,  $M$  é a magnetização,  $l$  é a distância percorrida pela luz dentro do material e  $k$  uma constante dependente do material, do comprimento de onda e da temperatura.

Em materiais paramagnéticos e diamagnéticos a magnetização e, portanto, também a rotação da polarização é praticamente proporcional a intensidade do campo magnético. A rotação pode ser expressa em função da intensidade do campo magnético  $H$  e da constante de Verdet  $\nu$  que representa a rotação específica do material [21] através da equação (10).

$$\theta = \int \nu \cdot \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (10)$$

Grandes companhias como ABB, Siemens, Toshiba, Areva, NxtPhase desenvolveram sensores comerciais baseados no efeito Faraday em fibras ópticas [2] [3] [9] [22] [23] [24]. A Figura 2.16 mostra uma família de sensores ópticos de corrente fabricado pela ABB.

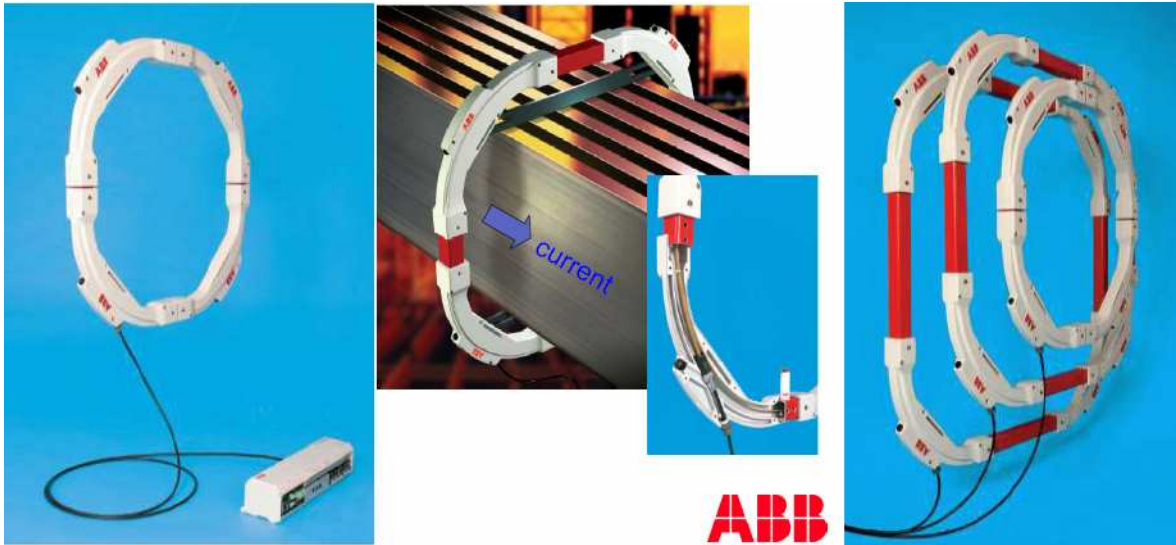


Figura 2.16 – Família de sensores ópticos de corrente da ABB [9].

A Figura 2.17 ilustra três transformadores de corrente convencionais (170kV) e um sensor óptico sendo instalado em um disjuntor com a mesma classe de tensão.

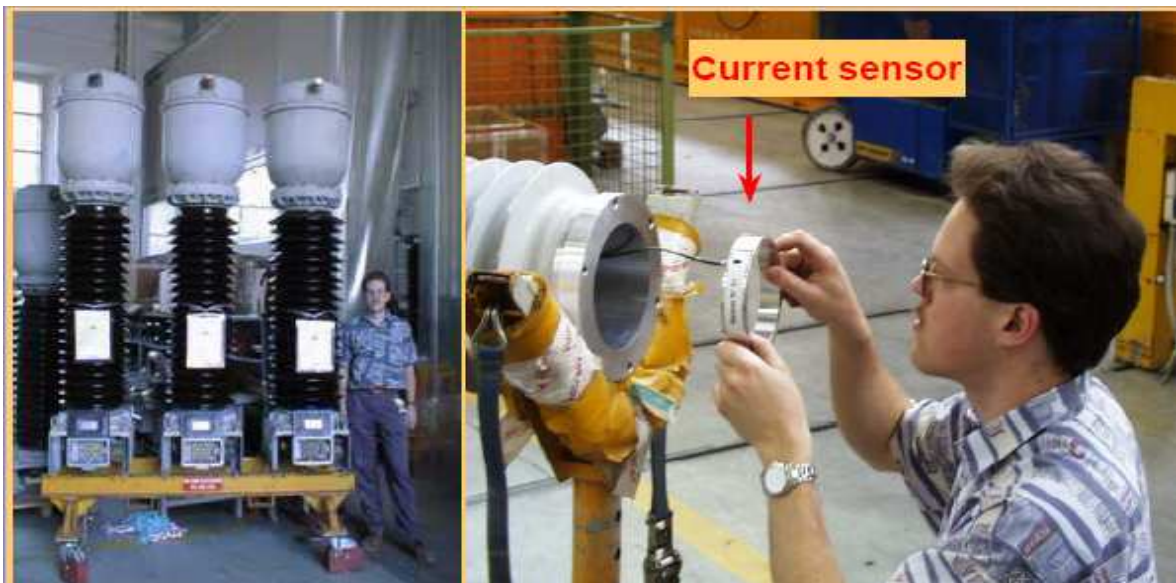


Figura 2.17 – TCs convencionais (170kV) e sensor óptico de um disjuntor de 170kV da Areva [3].

### 2.2.8 Bobina de Rogowski

As Bobinas de Rogowski são conhecidas desde 1912 como elementos para medição de campos magnéticos [7]. Em função da tecnologia aplicada aos antigos medidores e relés eletromecânicos, a tensão de saída e a potência disponibilizada pelas bobinas não eram suficientes para alimentar tais equipamentos. No entanto, o avanço tecnológico dos atuais

dispositivos eletrônicos inteligentes IED (*Intelligent Electronic Device*), medidores e relés de proteção baseados em microprocessadores com altas impedâncias de entrada permitiram a aplicação das Bobinas de Rogowski.

Uma bobina de Rogowski é essencialmente um solenóide toroidal com núcleo de ar ou de material não ferromagnético que rodeia um condutor no qual circula a corrente que se pretende medir. A bobina está acoplada magneticamente ao condutor e, por isso, se induz nela uma tensão proporcional à variação no tempo da corrente no condutor.

A implementação de uma bobina pode ser feita de diversas formas. Pode-se enrolar um condutor sobre um núcleo não ferromagnético. Este núcleo pode ser simplesmente um toróide rígido ou flexível e não fechado, de modo que possa ser aberto para ser instalado ao redor do condutor em que se vai medir a corrente. As bobinas enroladas sobre um núcleo rígido oferecem melhor precisão. Por outro lado, aquelas que podem ser abertas, são mais propensas a variar suas características devido ao desalinhamento das espiras no ponto de conexão.

O projeto mais simples de uma bobina de Rogowski consiste em um enrolamento de uma só camada, como se mostra na Figura 2.18.

O avanço das espiras montadas lado a lado ao longo do núcleo toroidal cria uma “espira” perpendicular ao eixo do toróide. No caso da existência de algum fluxo magnético paralelo à bobina, este induzirá uma tensão que se somará a tensão induzida pelo fluxo criado pela corrente que se pretende medir. Para compensar este efeito, o enrolamento da bobina se faz com uma espira de retorno pelo eixo central das espiras e em direção oposta ao avanço do enrolamento helicoidal. Como está conectada eletricamente em série com a saída da bobina, se existirem fluxos paralelos ao eixo da bobina, se induzirá uma tensão igual e oposta em fase a tensão induzida na “espira” formada pelas espiras helicoidais da bobina, de modo que se compensem.

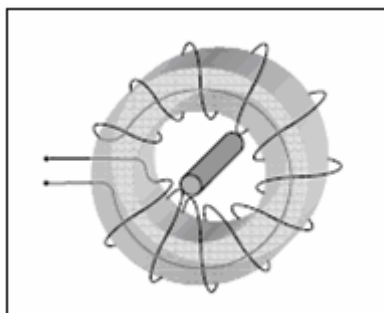


Figura 2.18 – Esquema de uma bobina de Rogowski com espira de retorno.

Outra forma de minimizar a interferência de campos externos à bobina de Rogowski é através da precisão do enrolamento. A Figura 2.19 mostra o cancelamento ideal da *fem* gerada em espiras diametralmente opostas.

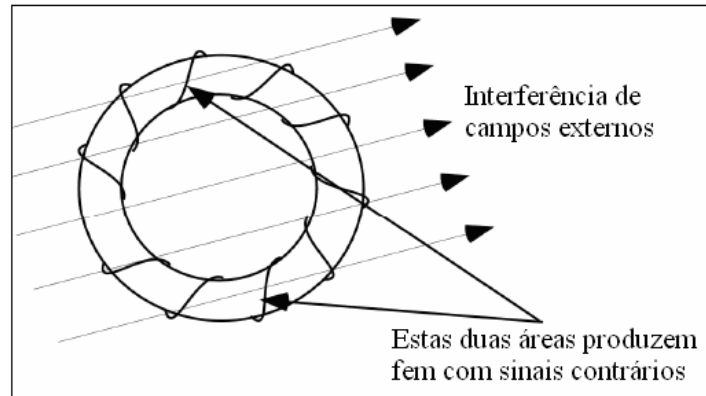


Figura 2.19 – Interferência de campos externos a bobina de Rogowski.

No entanto, um perfeito cancelamento vai requerer um enrolamento perfeitamente uniforme. Na prática, pequenas não uniformidades do enrolamento e impedância do fio da bobina não nula são fontes de interferência e incertezas nas medidas.

As vantagens de uma bobina de Rogowski para a medida de corrente, em relação aos transformadores de corrente convencionais, são:

- Linearidade: A medida é linear devido a que o núcleo é de material não ferromagnético e, portanto, não se produzem fenômenos de saturação ou histerese.
- Capacidade de medição de grandes correntes. Uma mesma bobina pode ser usada para medir correntes na ordem de 100A a 100kA [25].
- Isolamento galvânico: O circuito de medida está isolado do circuito de potência. Isto constitui uma grande vantagem quando se quer medir em sistemas de alta tensão.
- Carga desprezível: A Bobina de Rogowski não carrega o circuito primário.
- Grande banda passante: É possível medir até transitórios devido a chaveamentos [25].
- Facilidade de uso, uma vez que não requerem uma montagem especial.
- Pequenas dimensões e peso.
- Baixo custo e fácil instalação.

### 2.2.8.1 Princípio de Funcionamento

O funcionamento da Bobina de Rogowski baseia-se na presença de um campo magnético quando um condutor é submetido a uma corrente elétrica, segundo a *Lei Circuital de Ampère* e na indução magnética prevista pela *Lei de Faraday-Lenz* [19].

Quando um condutor percorrido por corrente elétrica variável no tempo é posicionado no interior do enrolamento do transdutor uma *força eletromotriz (fem)* é induzida neste enrolamento. Como um circuito acoplado ideal, o condutor no qual se pretende medir a corrente elétrica interage com o enrolamento do transdutor, segundo o modelo proposto na Figura 2.20.

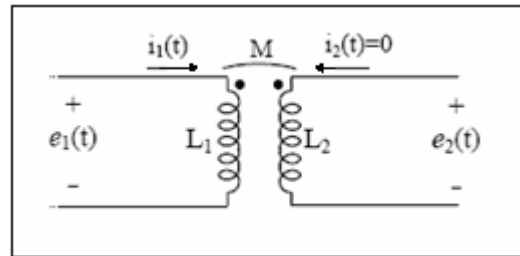


Figura 2.20 – Modelo de circuito acoplado magneticamente.

O sistema de equações lineares para o circuito da Figura 2.20 é composto pelas equações (11) e (12).

$$e_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \quad (11)$$

$$e_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} \quad (12)$$

Como o enrolamento secundário encontra-se sob circuito aberto, portanto  $i_2(t) = 0$ , a partir da equação (11) obtém-se a equação (13).

$$e_2 = M \frac{di_1}{dt} \quad (13)$$

Na equação (12) tem-se que a *fem* induzida no enrolamento do transdutor é proporcional a indutância mútua entre o enrolamento e o condutor,  $M$ , em Henry (H), e a taxa de variação no tempo da corrente elétrica no condutor, em  $A \cdot s^{-1}$ .

De acordo com a *Lei Circuital de Ampère*, na sua forma integral, a corrente elétrica que flui no condutor estabelece um campo magnético de intensidade  $H$ , como na equação (14).

$$\oint H \cdot dl = \int_s J \cdot ds \quad (14)$$

Na equação (13)  $H$  é o vetor intensidade de campo magnético, em  $A \cdot m^{-1}$ ,  $dl$  é o vetor elemento diferencial de comprimento, em  $m$ ,  $J$  é a grandeza vetorial de densidade de corrente elétrica no condutor, em  $A \cdot m^{-2}$  e  $ds$  é um elemento diferencial de superfície transversal do condutor, em  $m^2$ . O membro direito da equação representa a corrente  $i_1(t)$ , variável no tempo, que flui no condutor. Assim, com a intensidade do campo magnético também variável no tempo, tem-se a equação (15).

$$\oint H(t) \cdot dl = i_1(t) \quad (15)$$

Mas, no caso de um condutor único, o ângulo entre  $H$  e  $dl$  é de  $90^\circ$  e pode-se reescrever a integral da equação (15) como um produto escalar, cuja ilustração é apresentada na Figura 2.21.

$$\oint H(t) dl = i_1(t) \quad (16)$$

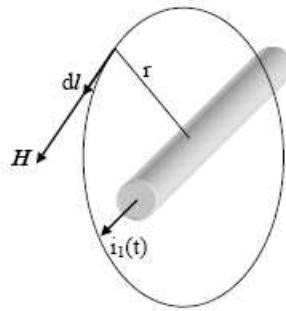


Figura 2.21 – Condutor percorrido por corrente elétrica.

Considerando-se todas as contribuições dos elementos diferenciais  $dl$ , tem-se que, fora do condutor a intensidade do campo magnético pode ser calculada pela equação (17).

$$H(t) = \frac{1}{2\pi r} i_1(t) \quad (17)$$

Para um meio linear como o ar, por exemplo, de permeabilidade  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} T \cdot (A \cdot m)^{-1}$ , o módulo da densidade de fluxo magnético pode ser calculado pelas equações (18) ou (19).

$$B(t) = \mu_0 H(t) \quad (18)$$

$$B(t) = \frac{\mu_0}{2\pi r} i_1(t) \quad (19)$$

Considerando-se um tubo de fluxo, ilustrado na Figura 2.22, de raio  $r_t$ , distante de um raio  $r$  do centro do condutor, o fluxo magnético no interior do tubo será dado pela equação (20).

$$\Phi(t) = \frac{\mu_0 r_t^2}{2r} i_1(t) \quad (20)$$

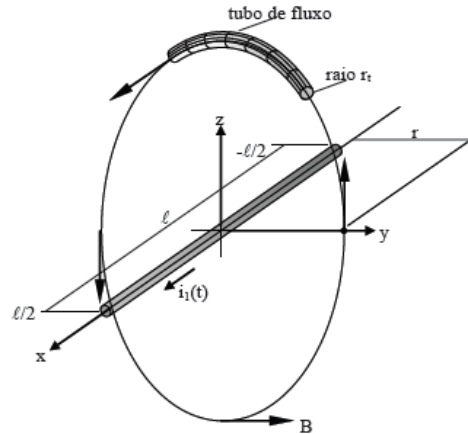


Figura 2.22 – Tubo de fluxo magnético ao redor de um condutor.

O valor do fluxo magnético obtido a partir da equação (19) não corresponde a um valor prático, pois está referido a um condutor primário retilíneo de comprimento infinito. O problema pode ser mais bem conduzido se ao invés de aplicar a *Lei Circuital de Ampère* for calculado o fluxo magnético, a partir da *Lei de Biot-Savart* [19] como apresentado na equação (21).

$$dB(t) = \frac{\mu_0 i_1(t)}{4\pi} \frac{dl \times a_R}{|R|^2} \quad (21)$$

O valor da densidade de fluxo magnético no ponto  $P_2$  da Figura 2.23 pode ser obtido aplicando-se a Lei de Biot-Savart no condutor de comprimento  $l$  percorrido pela corrente  $i_1(t)$ .

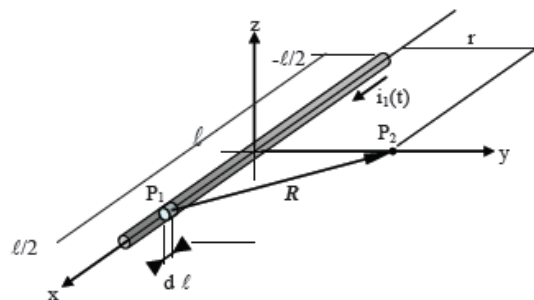


Figura 2.23 – Geometria para aplicação da Lei de Biot-Savart.



As coordenadas dos pontos  $P_1$  e  $P_2$  são, respectivamente  $(x,0,0)$  e  $(0,y,0)$ . O vetor  $R$  pode ser representado por:  $R = -xi + yj$ . Desta forma, o vetor unitário  $a_R$ , na direção do vetor  $R$  é dado pela expressão:  $R = \frac{-xi + yj}{\sqrt{x^2 + y^2}}$ .

O elemento  $dl$  é expresso na forma vetorial em função de  $x$ , como  $dl = dx i$ . Assim, a expressão do fluxo magnético será:

$$dB(t) = \frac{\mu_0 i_1(t)}{4\pi} \frac{dx i \times (-xi + yj)}{(x^2 + y^2)^{3/2}} \quad (22)$$

$$dB(t) = \frac{\mu_0 i_1(t)}{4\pi} \frac{y dx}{(x^2 + y^2)^{3/2}} k \quad (23)$$

Em termos de coordenadas cilíndricas, conforme a transformação de coordenadas obtidas a partir da Figura 2.24, pode-se escrever a equação (24).

$$dB_{a_\theta}(t) = \frac{\mu_0 i_1(t)}{4\pi} \frac{y dx}{(x^2 + y^2)^{3/2}} a_\theta \quad (24)$$

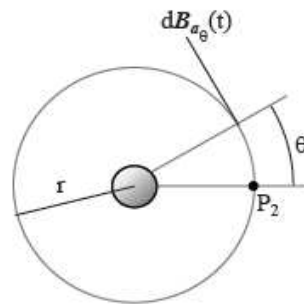


Figura 2.24 – Transformação de coordenadas cartesianas para cilíndricas.

A expressão anterior mostra que a indução magnética apresenta módulo constante ao longo de círculos concêntricos ao condutor percorrido pela corrente elétrica. Integrando-se a equação (24) para obter-se a contribuição de todos os elementos diferenciais  $dl$ , obtém-se a equação (25).

$$B_{a_\theta}(t) = \frac{\mu_0 i_1(t)}{4\pi} \int_{-l/2}^{l/2} \frac{r dx}{(x^2 + y^2)^{3/2}} \quad (25)$$

A indução magnética  $B_{a\theta}$  a uma distancia  $r$  do centro de um condutor de comprimento  $l$ , percorrido pela corrente elétrica  $i_1(t)$  é dada pela equação (26).

$$B_{a\theta}(t) = \frac{\mu_0 i_1(t)}{4\pi} \frac{l}{\sqrt{(l/2)^2 + r^2}} \quad (26)$$

Considerando-se o mesmo tubo de fluxo de raio  $r_t$ , distante de um raio  $r$  do centro do condutor tem-se que o fluxo magnético no interior do tubo será dado pela equação

$$\Phi_{a\theta}(t) = \frac{\mu_0 r_t^2 i_1(t)}{4r} \frac{l}{\sqrt{(l/2)^2 + r^2}} \quad (27)$$

Note-se que na equação (27) se  $l \gg r$  obtém-se a equação (20). Uma vez determinado o fluxo magnético no interior do tubo de fluxo, pode-se determinar a geometria do enrolamento do transdutor. Se ao longo do tubo de fluxo forem dispostas  $N$  espiras, o fluxo concatenado  $\lambda_{a\theta}(t)$  do enrolamento formado será dado pela equação (28).

$$\lambda_{a\theta}(t) = N\Phi_{a\theta}(t) \quad (28)$$

A relação entre o fluxo concatenado  $\lambda_{a\theta}(t)$  e a corrente  $i_1(t)$ , define a indutância mútua  $M$  entre o enrolamento do transdutor e o condutor no interior do mesmo.

$$M = \frac{\lambda_{a\theta}(t)}{i_1(t)} \quad (29)$$

A partir da equação (29) obtém-se a equação (30).

$$\frac{d}{dt} i_1(t) = \frac{d}{dt} \left[ \frac{\lambda_{a\theta}(t)}{M} \right] = \frac{1}{M} \frac{d}{dt} \lambda_{a\theta}(t) + \lambda_{a\theta}(t) \frac{d}{dt} \left[ \frac{1}{M} \right] \quad (30)$$

Como  $M$  é invariável no tempo, a equação (30) reduz-se a equação (31).

$$\frac{d}{dt} i_1(t) = \frac{1}{M} \frac{d}{dt} \lambda_{a\theta}(t) \quad (31)$$

Substituindo a equação (31) na equação (13) obtém-se a *fem* induzida no enrolamento do transdutor como na equação (32).

$$e_2 = \frac{d}{dt} \lambda_{a\theta}(t) \quad (32)$$

A partir das equações (27) e (28) substituídas na equação (32), obtém-se que a corrente no condutor pode ser calculada pela equação (33).

$$i_1(t) = \left[ N \frac{\mu_0 r_t^2}{4r} \frac{l}{\sqrt{(l/2)^2 + r^2}} \right]^{-1} \cdot \int e_2(t) dt \quad (33)$$

Se for utilizada a *Lei Circuital de Ampère* ou considerar-se que  $l \gg r$  obtém-se que a corrente  $i_1(t)^\infty$ , para um condutor “infinito”, será dada pela equação (34).

$$i_1(t)^\infty = \left[ N \frac{\mu_0 r_l^2}{2r} \right]^{-1} \int e_2(t) dt \quad (34)$$

A relação entre  $i_1(t)$  e  $i_1(t)^\infty$  define o fator de divergência,  $k_d$ , na leitura do transdutor de corrente do tipo Bobina de Rogowski, equação (35), calculado na equação (35).

$$k_d = \frac{i_1(t)}{i_1(t)^\infty} \quad (35)$$

$$k_d = \frac{2 \sqrt{(l/2)^2 + r^2}}{l} \quad (36)$$

O fator de divergência percentual,  $k_d \%$ , é definido na equação (37).

$$k_d \% = \left[ \frac{i_1(t)^\infty - i_1(t)}{i_1(t)^\infty} \right] \times 100\% \quad (37)$$

$$k_d \% = \left[ 1 - \frac{i_1(t)}{i_1(t)^\infty} \right] \times 100\% \quad (38)$$

$$k_d \% = [1 - k_d] \times 100\% \quad (39)$$

O fator de divergência percentual, equação (38) ou equação (39), define qual o desvio percentual entre a leitura obtida entre um transdutor instalado em um condutor (ou barramento) de comprimento infinito e um finito, mostrado graficamente na Figura 2.25.

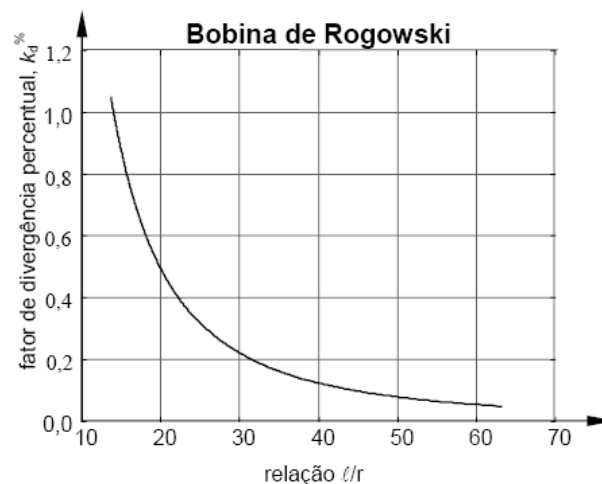


Figura 2.25 – Fator de divergência percentual em relação a  $l/r$ .

Para dimensionar transdutores que apresentem erros percentuais menores que 1%, 0,5% e 0,1%, por exemplo, a relação  $l/r$  entre o comprimento do condutor (ou barramento) e o raio (raio da janela) em cada transdutor não poderá ser inferior a 14, 20 e 45 respectivamente. Note-se que este desvio se refere somente ao acoplamento magnético entre as partes envolvidas, não incluindo o erro do integrador que reduz ainda mais a exatidão da medida.

Portanto, a precisão da medida feita com a Bobina de Rogowski depende da forma como é instalado o condutor (ou o barramento) no interior do transdutor. Observa-se que existe uma dependência da precisão do transdutor quanto à relação entre o raio da janela deste e o comprimento do condutor no qual se deseja obter o valor da corrente elétrica. No caso dos transformadores de corrente também pode ocorrer esse mesmo tipo de desvio na medida. Assim, após instalar o instrumento e antes da operação do transdutor, deve ser feita a sua calibração, ou sua construção e instalação deve ser precisa quanto às dimensões e posição.

Uma expressão aproximada pode então ser escrita para representar a tensão induzida numa Bobina de Rogowski:  $e = -\mu_0 N A \frac{di}{dt}$ , onde  $\mu_0$  é a permeabilidade do ar;  $N$  é a densidade de espiras (por metro) e  $A$  é a área de uma espira (em  $m^2$ ).

### 2.2.8.2 Circuito equivalente

O circuito equivalente da bobina de Rogowski está apresentado na Figura 2.26 onde  $M$  é a indutância mútua,  $L_s$  é a indutância própria da bobina,  $C_s$  corresponde a uma capacitância parasita,  $R_s$  é a resistência equivalente da bobina (função das características físicas do fio como comprimento, área da secção transversal e resistividade elétrica) e  $R_b$  é a impedância de carga, que para aplicações envolvendo medidores eletrônicos e relés de proteção microprocessados, deve ser de alto valor.

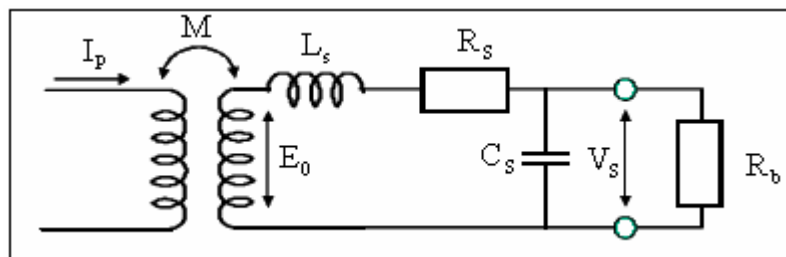


Figura 2.26 – Circuito equivalente da Bobina de Rogowski [26].

Para aplicações envolvendo frequências da rede, a capacitância parasita é desprezível [26]. A Figura 2.27 mostra uma representação fasorial da Bobina de Rogowski considerando nula a capacitância.

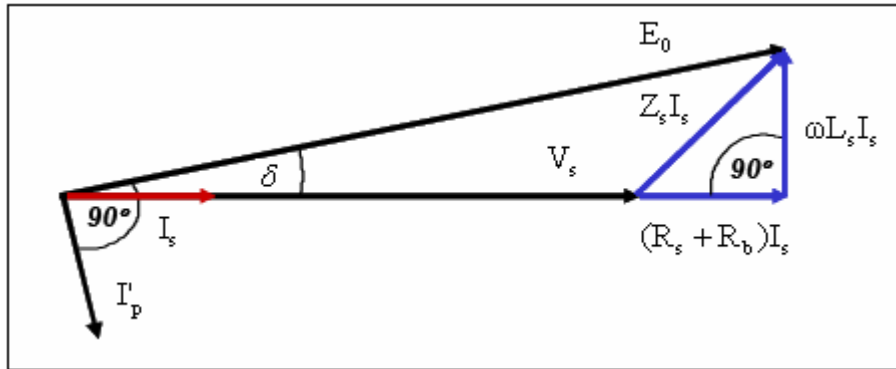


Figura 2.27 – Representação fasorial da Bobina de Rogowski [26].

A equação  $\varepsilon = \frac{E_0 - V_s}{E_0}$  define a diferença de amplitude dos fasores da tensão interna  $E_0$  gerada pela bobina e da tensão  $V_s$  nos terminais de saída, e pode ser representada de

forma aproximada por  $\varepsilon \approx R_s/R_b$  [26]. A diferença de fase é dada por  $\delta = \tan^{-1}(\omega L_s/R_s + R_b)$ . Se  $R_b \rightarrow \infty$ ,  $I_s \rightarrow 0$  e  $\delta \rightarrow 0$ .

A impedância da bobina pode ser analisada sob o ponto de vista do circuito equivalente mostrado na Figura 2.28.

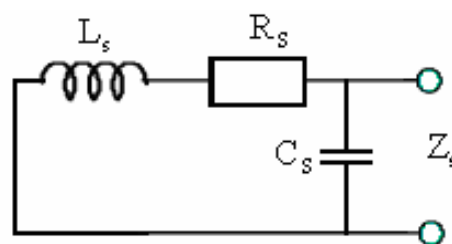


Figura 2.28 – Circuito equivalente da Bobina de Rogowski.

A resposta em frequência simulada de uma bobina de Rogowski com  $R_s = 45,5\Omega$ ,  $L_s = 50\mu\text{H}$ ,  $C_s = 100\text{pF}$  e  $R_b = \infty$ , com e sem sinal de saída integrado está mostrada na Figura 2.29. A simulação mostra linearidade até cerca de 700kHz.

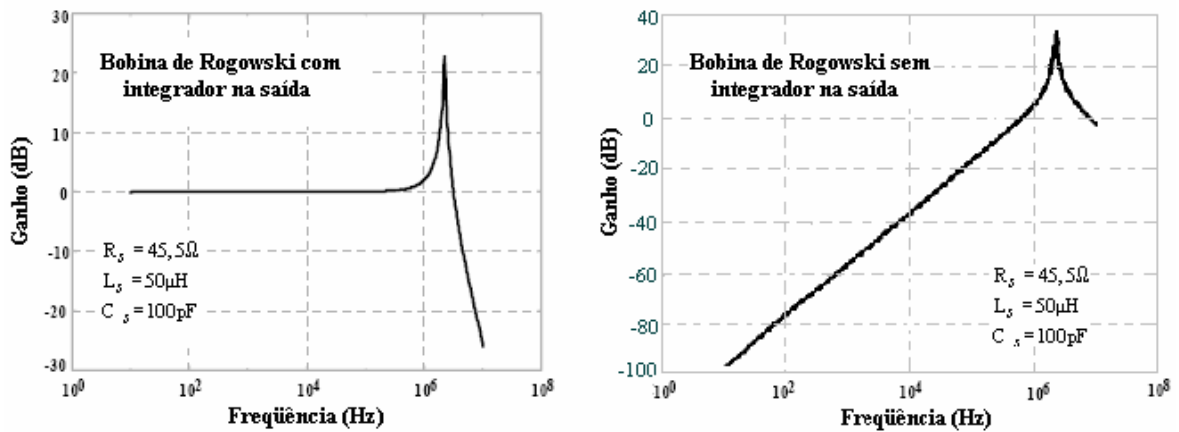


Figura 2.29 – Resposta em frequência da Bobina de Rogowski com e sem integrador na saída [27].

### 2.2.8.3 Aspectos construtivos

As bobinas de Rogowski podem ser flexíveis ou rígidas. No caso das bobinas flexíveis, a bobina se localiza sobre um núcleo flexível (ver Figura 2.30), e pode ser fechada ao redor do condutor que se deseja medir por meio da união de seus extremos. Neste caso, o importante é que a união se faça corretamente para obter um circuito fechado e minimizar desta forma toda a influência de correntes externas à bobina. Este tipo de construção é útil quando se trabalha com condutores largos e de difícil acesso, além de ser apropriado para medir a corrente sem ter que desconectar o condutor ou barramento. Por isso, são utilizadas em medidores portáteis.

Portanto, a característica de flexibilidade e de imprecisão do posicionamento da bobina em relação ao condutor constitui fonte de incerteza para as medições e, por isso, impõem classes de exatidão maiores para os medidores que utilizam as bobinas flexíveis.



Figura 2.30 – Bobina de Rogowski flexível [28].

A bobina rígida é composta de um núcleo toroidal rígido de material não magnético sobre o qual se enrolam as espiras que formam o sensor. Esta bobina é mais indicada para medidas de grande precisão e para ser instalada de forma permanente (ver Figura 2.31). A indutância mútua é mais elevada e desta maneira, a tensão de saída é maior que nas flexíveis.

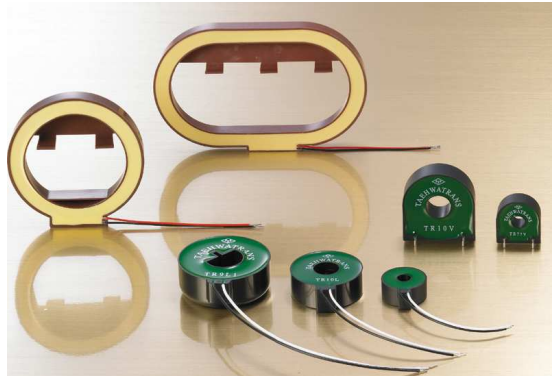


Figura 2.31 – Bobinas de Rogowski rígidas [29]

A bobina rígida pode ser partida de forma a facilitar a instalação em torno de condutores e barramentos sem a necessidade de abertura do circuito elétrico. A Figura 2.32 mostra um sensor de corrente que utiliza a Bobina de Rogowski que pode ser fixada diretamente ao cabo através de um sistema móvel e a trilho DIN. No detalhe, é possível ver uma possibilidade de escolha da faixa de corrente a ser utilizada.

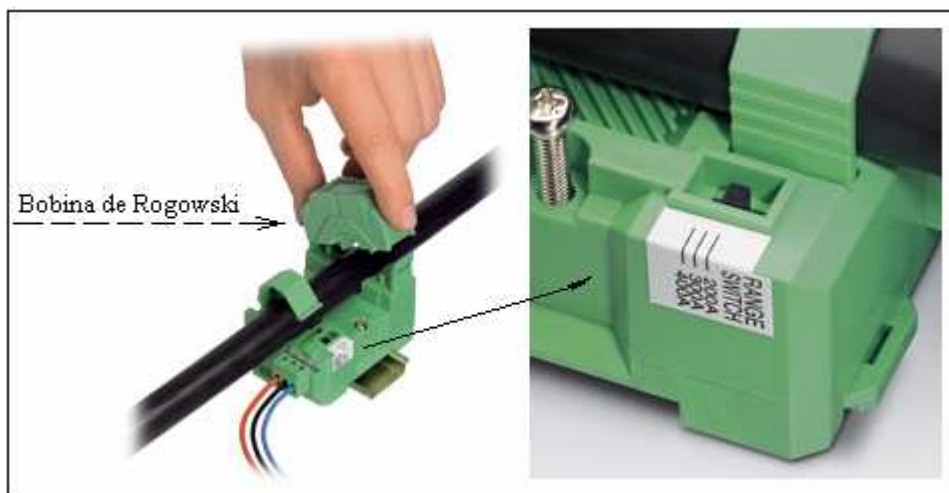


Figura 2.32 – sensor baseado na Bobina de Rogowski para instalação em trilho DIN [30].

#### 2.2.8.4 Bobinas de Rogowski de alta precisão

Os principais fatores que afetam a precisão das Bobinas de Rogowski são: sensibilidade em relação à posição do condutor; variações de temperatura; tolerâncias das medidas relativas à fabricação e instalação; efeito de condutores próximos (*cross talk*); condutor primário com trecho reto finito e curva muito próxima à bobina [26].

Para minimizar o efeito da sensibilidade a posição da bobina, é necessário que a bobina tenha uma posição relativa fixa em relação ao condutor primário. Os fabricantes de Bobinas de Rogowski devem especificar a sensibilidade em relação à precisão a ser alcançada.

A dependência da temperatura pode ser minimizada pela utilização de materiais com baixos coeficientes físicos de variação e pela medição e compensação eletrônica.

As tolerâncias relativas à instalação podem ser minimizadas pela integração do sensor diretamente em outros equipamentos como buchas, de forma a não causar erros significativos de posicionamento.

A precisão na construção das bobinas de Rogowski é fundamental para a redução dos efeitos de interferências causadas por campos externos, por exemplo, produzidos por condutores próximos ao ponto de medida (*cross talk*). Existem várias patentes de solução para este problema através da utilização da tecnologia de fabricação de placas de circuito impresso na construção de bobinas de Rogowski de grande precisão [4] [31] [32].

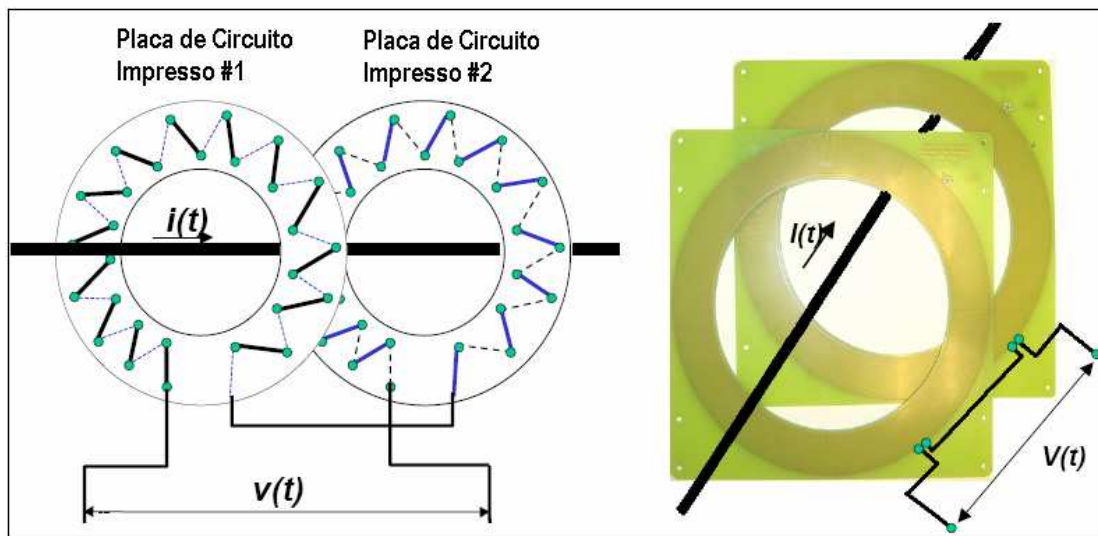


Figura 2.33 – Bobinas de Rogowski construídas com placas de circuito impresso [31].



A Figura 2.33 mostra um diagrama esquemático de uma bobina de Rogowski formada por duas placas de circuito impresso contendo espiras construídas em sentido contrário para cancelar a influência de campos externos. Do lado direito da figura são mostradas duas placas de circuito impresso que deverão ser mecanicamente acopladas para minimizar interferências externas. As espiras são formadas por trilhas localizadas em cada lado da placa de circuito (dupla face) e interligadas para formar um conjunto homogêneo. A Figura 2.34 mostra uma aplicação de bobinas de Rogowski construídas com esse princípio numa subestação móvel da *Cooper Power Systems*.



Figura 2.34 – Subestação móvel. Medição de corrente no primário [34].

As bobinas construídas a partir da utilização da tecnologia de fabricação de circuitos impressos além da precisão inerente ao processo de fabricação possuem maior imunidade a campos magnéticos externos. A *Copper Power Systems* realizou um ensaio num laboratório de alta potência com correntes de teste da ordem de 60kA, conforme mostra a Figura 2.35. Foi instalada uma bobina no barramento de 60kA e uma outra imediatamente ao lado, sem envolver a barra. Para que fosse possível a observação no osciloscópio, o sinal correspondente a segunda Bobina foi amplificado 100 vezes e a influência do condutor próximo foi menor que 0,01% [27].

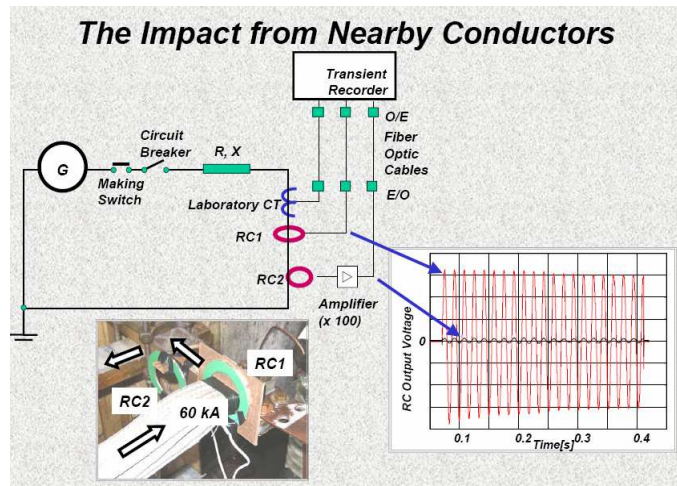


Figura 2.35 – O impacto de condutores próximos [27].

## 2.3 Transformador de Corrente Eletrônico

### 2.3.1 Introdução

O transformador de corrente eletrônico é um tipo de transformador de instrumentos eletrônico que pode ser usado tanto para serviço de medição quanto para proteção de sistemas elétricos.

A Associação Brasileira de Normas Técnicas ainda não publicou uma norma que complemente as normas existentes relativas aos transformadores de corrente convencionais (NBR 6546/91, NBR 6856/92 e NBR 6821/92) [11] [12] [13].

A norma internacional IEC 60044-8 [35] de 2002 estabelece requisitos para os transformadores de corrente eletrônicos com saída analógica ou digital para uso em equipamentos elétricos de medição e proteção em frequências nominais de 15Hz a 100Hz.

A norma IEEE C37.92-2005 [37] define os requisitos da interface analógica entre novos tipos de sensores eletrônicos de corrente e tensão e relés de proteção ou dispositivos eletrônicos inteligentes (*IED – Intelligent Electronic Devices*).

A norma IEEE C37.235-2007 [26] é um guia de aplicação que estabelece os critérios para a utilização de Bobinas de Rogowski em relés de proteção de sistemas elétricos de potência. O documento define os requisitos de desempenho, operação, teste e manutenção de sensores baseados em todos os tipos de Bobinas de Rogowski.

As tecnologias utilizadas para a fabricação dos TC eletrônicos podem se basear em arranjos ópticos equipados com componentes elétricos, em bobinas com núcleo de ar (com

ou sem integradores acoplados), ou bobinas com núcleo ferromagnético que utilizam um *shunt* como conversor corrente-tensão direto ou ligado a outros componentes eletrônicos.

Para saída analógica, o TC eletrônico deve incluir um cabo destinado ao sinal do secundário. Para saída digital, a norma leva em conta a conexão ponto-a-ponto entre o transformador eletrônico e o medidor ou outros dispositivos elétricos como relés de proteção [35]. Define, também, algumas informações adicionais para garantir a compatibilidade da comunicação do TC com todos os outros sistemas de comunicação existentes numa subestação. Essas informações formam o que é chamado de mapa de comunicação serial ponto-a-ponto dentro do barramento de processo da subestação [35]. Este mapa permite a troca de dados e a interoperabilidade entre equipamentos de diferentes fabricantes, pois a norma especifica funcionalidades bem como os requisitos de conformidade para tais funcionalidades.

### **2.3.2 Definições**

A norma IEC 60044-8 estabelece as definições aplicáveis aos transformadores de corrente eletrônicos. Algumas definições mais importantes são citadas a seguir, alguns termos são traduzidos e comentados.

O transformador de instrumento eletrônico é um arranjo que consiste de um ou mais sensores de corrente ou tensão que são conectados através de sistemas de transmissão a conversores secundários com o objetivo de transmitir uma grandeza medida para instrumentos de medição, dispositivos de medição, controle e proteção. No caso de interface digital a conexão é realizada por uma unidade física que agrupa todos os transformadores de corrente e tensão (*Merging Unit*) e faz uma combinação coerente no tempo (sincronismo) dos dados provenientes dos transformadores como mostra a Figura 2.36. As variáveis de entrada correspondem às saídas dos conversores secundários dos transformadores eletrônicos de tensão e corrente (serviço de medição e proteção) de cada fase, além da corrente de neutro e tensão de barra.

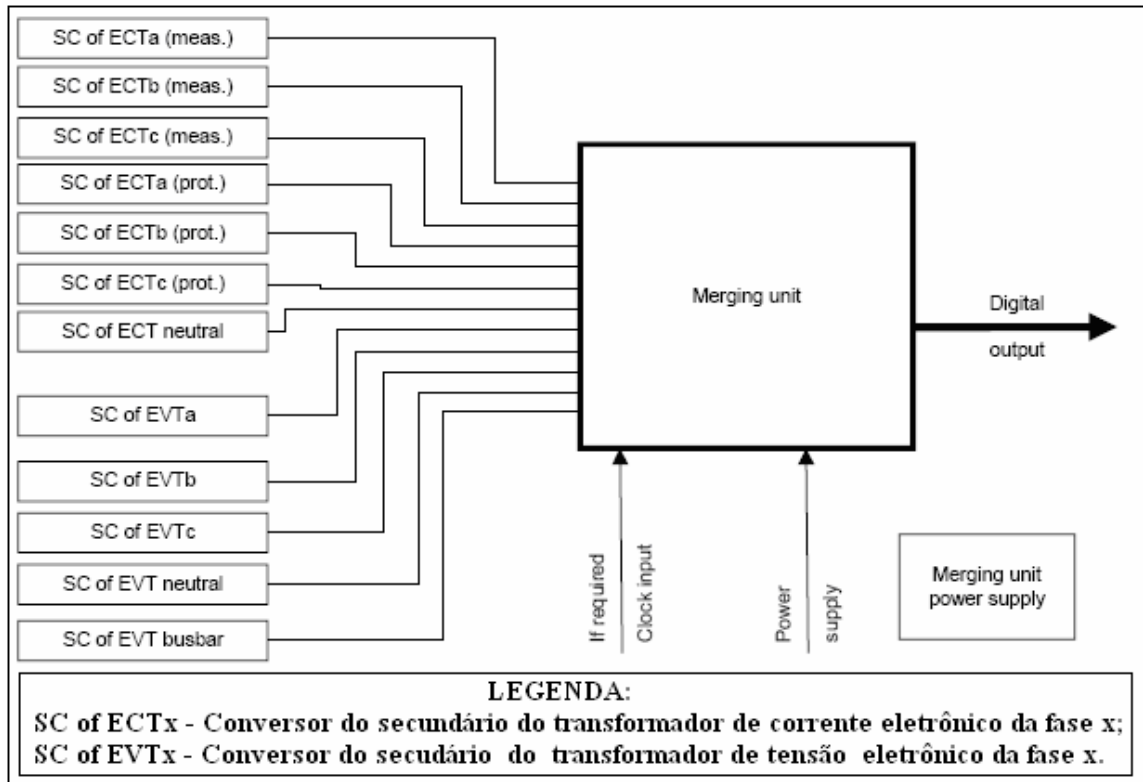


Figura 2.36 – Diagrama de blocos de uma interface digital [35].

O transformador de corrente eletrônico é um transformador de instrumentos eletrônico no qual a saída do conversor (secundário) em condições normais é substancialmente proporcional a corrente primária e difere em fase por um ângulo conhecido.

O sensor da corrente elétrica do primário é definido como um dispositivo elétrico, óptico, ou outro, com a função de transmitir diretamente, ou através de um conversor (primário), um sinal correspondente a corrente que flui no primário para o conversor no secundário.

O conversor do primário corresponde a um arranjo que converte o sinal proveniente de um ou mais sensores do primário em um sinal passível de ser transmitido.

A fonte de alimentação do conversor e/ou do sensor localizado no primário é responsável pela alimentação dos circuitos do lado do primário.

O sistema de transmissão corresponde a um arranjo de curta ou longa distância que liga o primário ao secundário e tem a função de transmitir de dados. Dependendo da tecnologia usada, o sistema de transmissão dos dados pode ser usado também para a transmissão de potência para alimentação do sensor/conversor primário.

O conversor do secundário corresponde a um arranjo que converte o sinal transmitido pelo sistema de transmissão em uma grandeza proporcional a corrente primária para instrumentos de medição e dispositivos de controle e proteção. No caso de TC eletrônicos com saída digital a saída do conversor secundário é geralmente conectada a uma unidade de interface (*merging unit*).

A fonte de alimentação do secundário alimenta o conversor correspondente e pode ser combinada com a fonte do primário.

A relação de transformação real corresponde a razão entre o valor r.m.s da corrente primária pelo valor r.m.s de saída do transformador de corrente eletrônico com saída analógica. Para saída digital, a relação de transformação tem a mesma definição, porém a saída é numérica. Para sensores que utilizam bobinas com núcleo de ar (Rogowski) esta definição só é válida para a condição de regime permanente com corrente puramente senoidal e à frequência nominal.

O erro de relação é o erro que um transformador eletrônico de corrente introduz na medida pelo fato de que o valor real da relação de transformação não ser igual a relação de transformação nominal.

O deslocamento de fase, para saída analógica, é a diferença de fase entre o fasor da corrente primária e o fasor da saída. É usual expressar esses valores em minutos ou centiradianos. Para saída digital, corresponde ao tempo entre o instante em que uma corrente está presente no primário e o instante em que o dado digital está presente no conversor de saída.

O tempo de retardo nominal corresponde ao tempo necessário, por exemplo, para processamento e transmissão digital.

A classe de exatidão é uma designação atribuída a um transformador de corrente, ao erro de corrente e deslocamento de fase que se mantêm dentro de limites especificados e sob condições normais de uso.

A maior tensão para o equipamento corresponde a maior tensão r.m.s. fase-fase para a qual o transformador eletrônico é projetado em relação a sua isolação.

O Nível de isolação nominal é uma combinação dos valores de tensão que caracterizam a isolação de um TC eletrônico aliado a sua capacidade dielétrica.

A corrente térmica nominal de curta duração corresponde ao valor r.m.s da corrente primária que um transformador de corrente eletrônico suporta por 1 segundo sem sofrer efeitos destrutivos.

A corrente nominal dinâmica corresponde ao valor de pico da corrente primária que um transformador eletrônico pode suportar sem ser danificado elétrica e mecanicamente.

A corrente nominal térmica contínua é o valor da corrente que pode fluir continuamente no primário sem que a elevação da temperatura exceda valores especificados.

O tempo de reação (*wake up time*) é uma característica que deve ser considerada principalmente para os transformadores eletrônicos que são alimentados pela energia (corrente ou tensão) da rede. A fonte de alimentação de tais transformadores precisa de um tempo mínimo para se estabelecer depois que a corrente primária é ligada. Durante esse tempo, a saída do transformador deve ser zero e, para saída digital, o dado deve ser inválido. Os tempos padronizados são: zero, 1 ms, 2 ms, 5 ms. Deve-se ter cuidado com o tempo de atuação de relés de proteção para que não atuem dentro desses tempos. A recomendação da norma é a de que o transformador eletrônico seja alimentado antes do seu relé correspondente.

A corrente de reação (*wake up current*) corresponde ao mínimo valor r.m.s. da corrente do primário necessário para que a fonte de alimentação de um transformador eletrônico se estabeleça.

O grau de proteção indica a proteção provida pelo invólucro do transformador eletrônico contra partículas sólidas, água, etc. e é verificado através de métodos padronizados.

### **2.3.3 Arquitetura do transformador de corrente eletrônico**

Os transformadores de corrente eletrônicos podem ser construídos a partir de várias tecnologias convencionais e não convencionais. O diagrama de blocos mostrado na Figura 2.37 representa a arquitetura de um transformador de corrente eletrônico monofásico. Os blocos se referem ao sensor de corrente e conversor do primário que podem ser alimentados por uma fonte ali localizada, um sistema de transmissão que liga os circuitos do primário aos do secundário, um conversor e uma fonte de alimentação localizados no secundário.

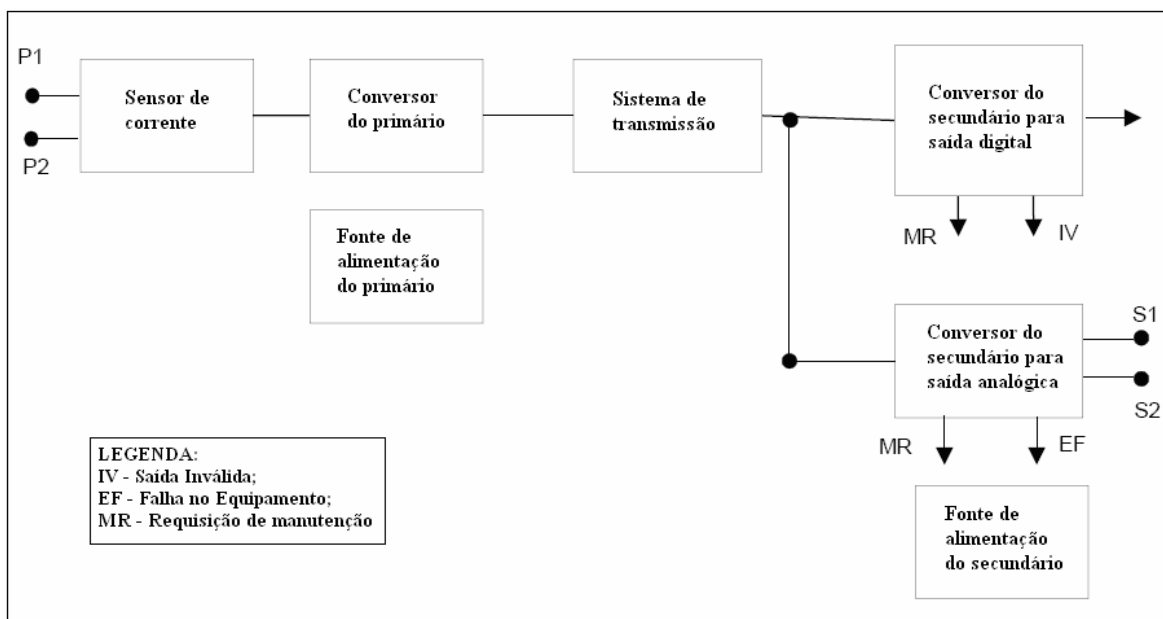


Figura 2.37 – Diagrama de blocos de um transformador de corrente eletrônico [35].

A tecnologia empregada na construção define quais são as partes necessárias para a realização de um transformador de corrente eletrônico, isto é, não é absolutamente necessário que todas as partes descritas na Figura 2.37 estejam presentes no transformador.

O conversor secundário é o responsável pela isolação galvânica e pelo processamento do sinal recebido do sistema de transmissão. Ele também pode ser usado para realizar conversão analógica para digital. Uma vez processado, o sinal correspondente a medição pode ser enviado em forma analógica ou digital para outros dispositivos que necessitem da informação. A interface entre esses dispositivos e o sensor pode ser realizada através de ligações ponto-a-ponto definidas nas normas IEC 60044-8 [35] e 61850-9-1 [36] ou em redes locais definidas na norma IEC 61850-9-2 [36]. Portanto, os sensores não são ligados diretamente aos dispositivos secundários. Os sensores de um *bay* são agrupados através de uma “*Merging Unit*” conforme mostrado na Figura 2.36.

A norma IEC 61850 estabelece os requisitos das redes de comunicação dentro de subestações. Define as características relacionadas ao Barramento de Processo (*Process Bus*) composto pela rede local de sensores através das “*Merging Units*” e ao Barramento da Estação (*Station Bus*) formado pela rede de relés de proteção. Essas características são responsáveis pela interoperabilidade de d equipamentos de diferentes fabricantes. A Figura 2.38 mostra a arquitetura de comunicação de uma subestação baseada nesta norma.

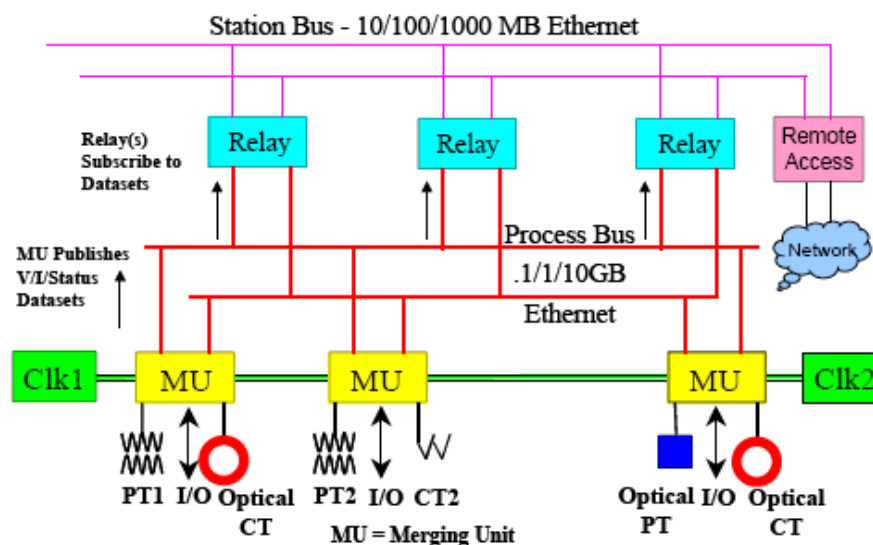


Figura 2.38 – Arquitetura de uma subestação baseada na IEC 61850 [36].

Empresas como AREVA, ABB, SIEMENS, Toshiba, Cooper Power Systems e NxtPhase projetam, constroem e fornecem transformadores de corrente eletrônicos para sistemas de medição e proteção de sistemas elétricos de potência.

### 2.3.4 Transformadores de corrente eletrônicos utilizando bobina de Rogowski

A Bobina de Rogowski é um dispositivo eletromagnético conhecido há longo tempo e que apresenta diversas aplicações importantes. Dentre essas aplicações, a medição de elevadas correntes e a proteção de sistemas de potência são as principais. Não obstante, a opção por transformador de corrente é normalmente muito mais difundida, ainda que o uso desse equipamento implique em maiores custos, por ser relativamente pesado e volumoso, além de incorrer em problemas de precisão, devido aos efeitos da não-linearidade do seu circuito magnético. Ao contrário, a bobina de Rogowski normalmente não possui núcleo de material ferromagnético, o que implica num menor custo, em geral. Por conta dessa simplicidade, o uso da bobina de Rogowski tem se difundido intensamente, nos últimos anos.

Em fevereiro de 2008 o comitê de relés de proteção de sistemas de potência (*Power System Relay Committee*) do IEEE (*The Institute of Electrical and Electronics Engineers*) publicou um guia de aplicação de Bobinas de Rogowski para relés de proteção (C37.235 - 2007 - *Guide for the Application of Rogowski Coils Used for Protective Relaying*



*Purposes*, que estabelece critérios e requisitos para a seleção e utilização de Bobinas de Rogowski em relés de proteção de sistemas de potência e representa o primeiro guia neste tópico [26]. Outra publicação do IEEE (C37.92 - 2005 - *Analog Inputs to Protective Relays from Electronic Voltage and Current Transducers* ) diz respeito a definição da interface de baixa energia entre sistemas de transdução de corrente e tensão, ou sensores com saída analógica, e relés de proteção ou outros dispositivos de medição utilizados em subestações. O sinal analógico com tensão de pico menor que 12V é distribuído em forma de barramento em par trançado blindado para relés de outros instrumentos [37]. A relação analógica é de 200mVrms para 1p.u. de corrente.

As normas IEC 60044-8 [35] e C37.92 [37] são complementares no que se refere ao desenvolvimento das interfaces analógicas e digitais entre sensores e relés de proteção ou instrumentos de medida conforme o diagrama de blocos mostrado na Figura 2.37.

As características de desempenho intrínsecas aos TCs convencionais e aos TCs eletrônicos baseados bobinas de Rogowski podem ser destacadas em relação à natureza da aplicação, segurança e impactos ambientais [26]. Essas características são descritas a seguir e constituem parâmetros de comparação entre as duas tecnologias.

A Figura 2.39 mostra um gráfico Tensão – Corrente (curva de magnetização) de um transformador de corrente convencional com núcleo ferromagnético e de uma bobina de Rogowski. Note-se que a bobina de Rogowski permanece linear por toda a faixa de valores de corrente, enquanto o núcleo magnético satura e entra em uma região não linear de operação, o que é indesejável. Outra informação importante diz respeito ao ponto de operação do TC, que deve ser determinado em função da corrente nominal e da corrente de curto circuito da rede.

Para serviço de medição e proteção são necessários normalmente dois TCs convencionais independentes. No entanto, apenas uma Bobina de Rogowski com classe de medição pode ser usada tanto para serviço de medição, como para proteção.

Os TCs convencionais saturam para correntes de curto circuito simétricas da ordem de 20 vezes a corrente nominal com carga (*burden*) nominal e, para correntes assimétricas, a saturação pode começar em algumas vezes a corrente nominal dependendo da relação X/R do circuito do primário e do instante da falta. As Bobinas de Rogowski, por terem núcleo de ar, não estão sujeitas a saturação.

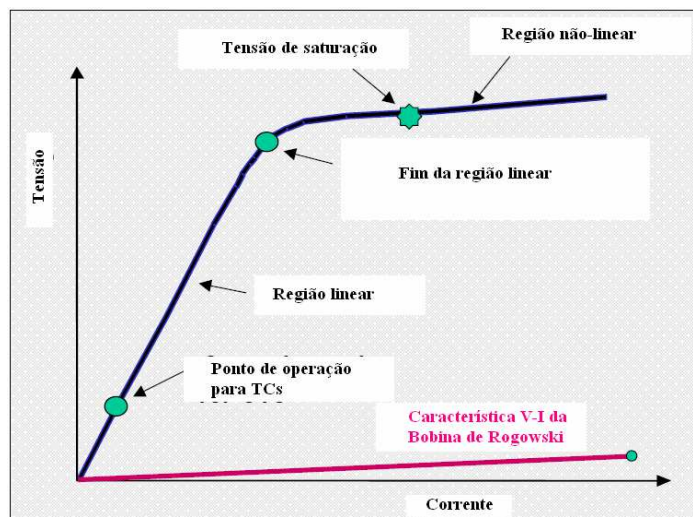


Figura 2.39 – Curva de magnetização de um núcleo ferromagnético e de uma bobina de Rogowski.

A faixa de frequência de operação dos TCs convencionais vai até 50kHz enquanto que as Bobinas de Rogowski podem chegar a mais de 1MHz.

Os TCs estão sujeitos a fluxos remanescentes enquanto as Bobinas de Rogowski não, porque não possuem núcleo de ferro.

Os enrolamentos secundários dos TCs, além dos cabos de ligação e conectores, devem ser dimensionados para a corrente de curto circuito enquanto as bobinas de Rogowski podem ser ligadas através de cabos transados de pequena secção.

Os TCs são grandes e pesados em função do nível de tensão em que são aplicados. As Bobinas de Rogowski são pequenas e leves.

Para cobrir múltiplos esquemas de proteção são utilizados diversos TCs com diferentes características  $V \times I$ . Uma única Bobina de Rogowski pode ser usada para diversos esquemas de proteção.

Os TCs podem gerar tensões perigosas se um secundário for aberto, enquanto que as Bobinas de Rogowski são intrinsecamente seguras, pois as tensões são da ordem de milivolts.

Os TCs podem gerar problemas ambientais em relação a vazamento de óleo isolante ou de SF6. As Bobinas de Rogowski são seguras, pois não utilizam óleo ou gás.

Para cobrir toda a faixa de aplicações têm sido projetados centenas de tipos de TCs convencionais. No caso dos transformadores de corrente eletrônicos, poucos tipos de Bobinas de Rogowski podem ser utilizadas nas mais diversas aplicações em sistemas de medição, controle e proteção, sendo a interface eletrônica o elemento limitador.

A Tabela 2.2 resume as principais vantagens dos TCs eletrônicos que utilizam bobinas de Rogowski sobre os convencionais em relação à natureza da aplicação, segurança e impactos ambientais.

Tabela 2.2 – Comparação entre TCs convencionais e TCs com bobina de Rogowski.

<b>Característica</b>	<b>TC convencional</b>	<b>TC com bobina de Rogowski</b>
Classe de exatidão	Tipicamente dois TCs são usados, um para medição e outro para proteção	Uma única bobina com classe de medição pode ser usada também para proteção
Saturação para correntes simétricas de curto-circuito	A saturação começa próximo a 20 vezes a corrente nominal com carga nominal	Não saturam (linear)
Saturação para correntes assimétricas de curto-circuito	A saturação pode começar em algumas vezes a corrente nominal dependendo da relação X/R	Não saturam (linear)
Resposta em frequência	Tipicamente até 50kHz	1 MHz
Remanescência	Possível	Não ocorre porque não existe núcleo magnético
Ligação do secundário	Requer condutor para corrente nominal de 5A (considerar a queda de tensão até o medidor)	Par transado blindado com conectores
Dimensão e peso	Grandes e pesados	Pequenos e leves
Aplicações em esquemas de proteção diferentes	Podem ser necessários diversos TCs com diferentes características para cobrir esquemas de proteção múltiplos	As Bobinas de Rogowski são lineares e podem ser usadas para múltiplos esquemas de proteção. A limitação real será imposta pelo projeto da interface eletrônica
Segurança pessoal	Secundário aberto pode gerar tensões perigosas	Segura – Tensões secundárias são da ordem de milivolts.
Impacto/risco ambiental	Vazamento de óleo isolante ou SF6	Bobinas de Rogowski não utilizam óleo ou SF6

A não saturação do núcleo magnético nos TCs eletrônicos, aliada a sua grande faixa de resposta em frequência, constituem-se nas maiores vantagens desses sensores em aplicações de proteção de sistemas elétricos porque proporcionam melhor seletividade [1] e menores tempos de resposta dos sistemas de proteção [1].

A proteção diferencial de transformadores e/ou geradores [1] é uma das aplicações que mais demandam qualidade na medição de corrente. A saturação dos TCs causa uma aparente corrente diferencial podendo causar desligamentos não seletivos se nenhuma ação for usada para estabilizar a medição.

A proteção de sobre corrente [1] é outra aplicação onde a saturação dos TCs pode causar problemas sérios nos esquemas que utilizam relés de tempo definido [1] ou de tempo inverso [1].

A Figura 2.40 mostra uma aplicação de transformadores de corrente eletrônicos com bobinas de Rogowski na realização da proteção diferencial de um transformador de 90MVA e 34,5kV realizada pela *Cooper Power Systems*..

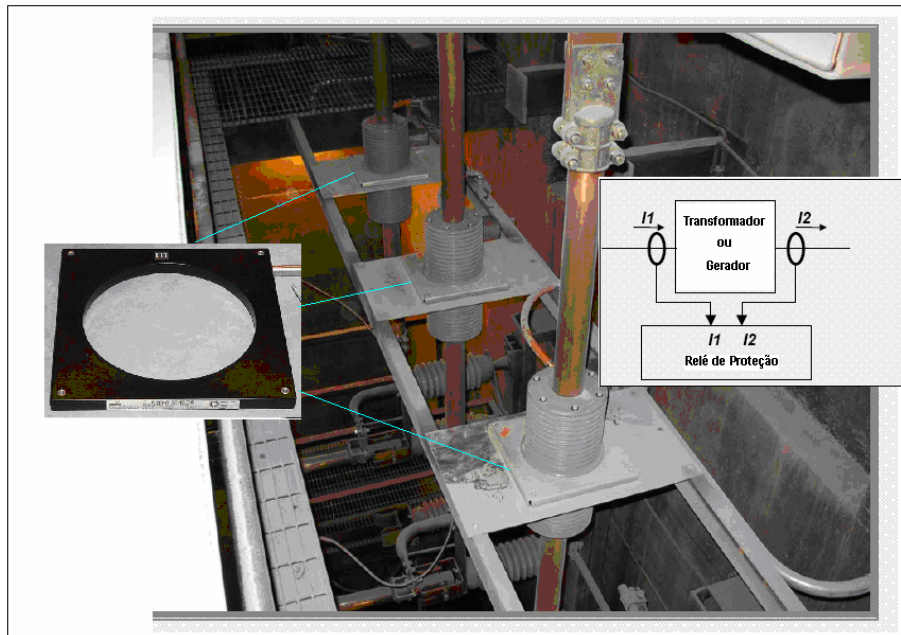


Figura 2.40– Proteção diferencial de transformador de 90MVA, 34,5kV [34].

A Figura 2.41 mostra uma aplicação em extra alta tensão de um transformador de corrente eletrônico que utiliza a bobina de Rogowski como elemento sensor. O transformador foi utilizado numa subestação de 550kV a SF6 pela empresa AREVA.

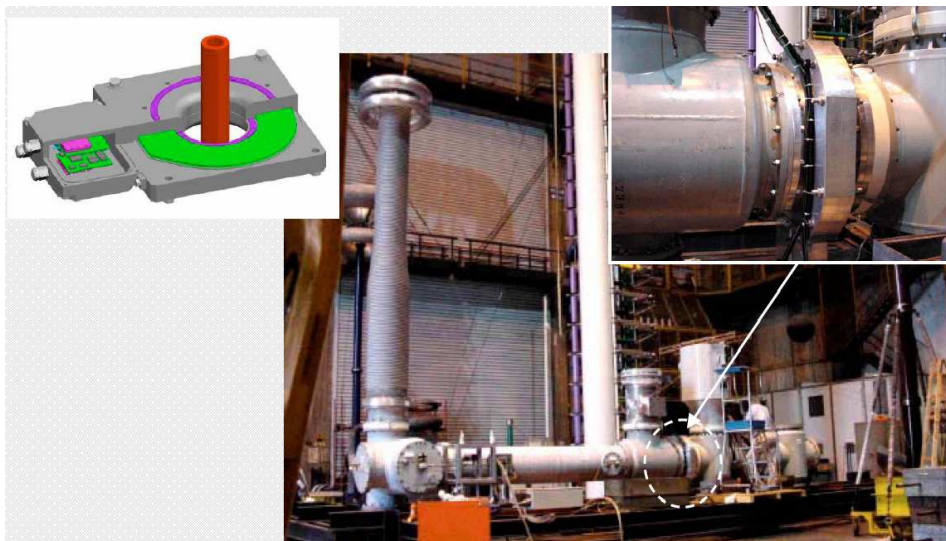


Figura 2.41 – Transformador de corrente utilizando bobina de Rogowski em 550kV GIS [33]

Outra aplicação com bobina de Rogowski está ilustrada na Figura 2.42. A empresa *Photonic Power Systems, Inc.* desenvolveu um transformador de corrente eletrônico cuja energia para a alimentação do elemento sensor está sendo transmitida por fibra óptica. Os dados adquiridos e convertidos pelo conversor A/D na linha de transmissão (alta tensão) são transmitidos por outra fibra até um conversor D/A para implementar uma saída analógica, e a um processador de sinais digital para sintetizar uma saída digital para a corrente medida.

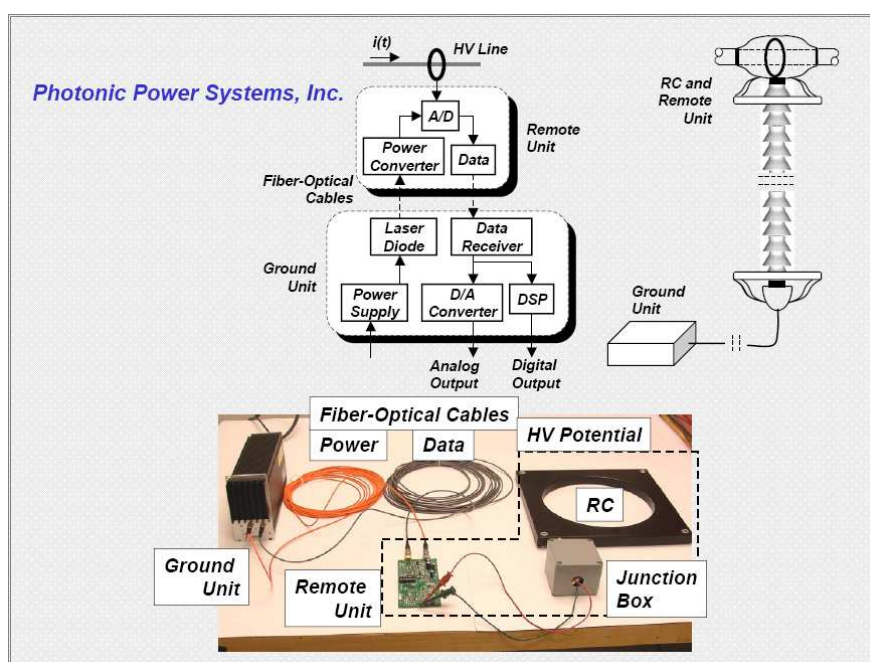


Figura 2.42 – Transformador de corrente eletrônico com energia transmitida por fibra óptica.

### 2.3.4.1 O Integrador Analógico

A tensão de saída da bobina de Rogowski é proporcional a derivada da corrente a ser medida. Para recuperar o sinal de corrente é necessário realizar a integração da tensão de saída da bobina. A integração pode ser realizada de forma analógica ou digital.

Os integradores passivos constituídos basicamente por um circuito resistor/capacitor são utilizados em aplicações onde se deseja medir pulsos rápidos de grande amplitude de corrente, pois precisam de altas tensões da bobina para ter uma precisão aceitável. Têm sido aplicados em equipamentos de teste de para raios, por exemplo [25].

Os integradores ativos que utilizam amplificadores operacionais são geralmente muito mais versáteis que os passivos. Eles podem ser utilizados para baixas correntes

(menores que 1A) e baixas frequências (menores que 0,1Hz) como também para correntes de mais de 1.000.000A e frequências de até 1MHz [38]. O comportamento dos transdutores em baixas frequências é determinado pelo projeto do integrador.

A constante de tempo de integração é a característica principal de um integrador e é definida pela escolha conveniente dos valores de resistência e capacitância dos componentes. A utilização de diferentes valores de R e C determina a característica do transdutor completo (bobina de Rogowski mais integrador) que pode variar dentro de uma grande faixa dinâmica. Por exemplo, uma mesma bobina de Rogowski pode ser usada para a medição de correntes de alguns miliamperes e mais de um milhão de amperes simplesmente mudando-se dois componentes do integrador [39].

A Figura 2.43 mostra um circuito integrador ativo simples realizado com amplificador operacional.

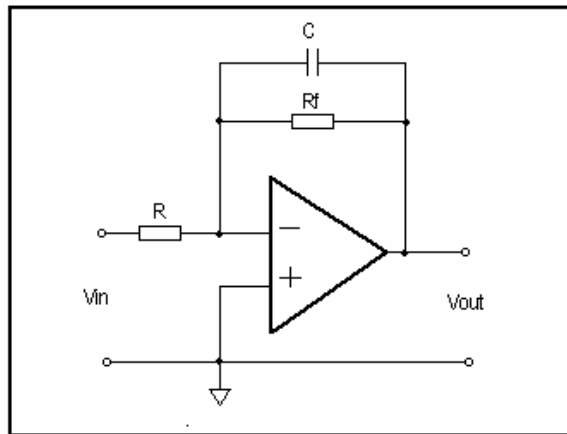


Figura 2.43 – Circuito integrador usando amplificador operacional.

A tensão de saída do circuito mostrado na Figura 2.43 é dada pela equação (39) desde que façamos  $R_f$  muito maior que R.

$$v_{out}(t) = -\frac{1}{RC} \int v_{in}(t) dt \quad (39)$$

A sensibilidade do sistema que contém a bobina e o integrador é definida como a relação entre a tensão de saída do integrador e a corrente a ser medida. A equação (40) traduz o conceito acima descrito.

$$V_{out} = \frac{M}{RC} \quad (40)$$

Onde  $M$  é a indutância mútua entre a bobina e o condutor e  $RC$  a constante de tempo de integração. Para uma mesma bobina, a sensibilidade pode ser ajustada através da escolha

dos valores de  $R$  e  $C$ . Por exemplo, com uma bobina típica a sensibilidade pode variar em faixas de 1V/A até 1mV/A [38]. A mudança nas características das bobinas é possível através da alteração da densidade de espiras e da área de secção reta. A possibilidade de permutação de bobinas e integradores determina uma versatilidade aos sistemas de medição.

#### 2.3.4.2 O Integrador Digital

A integração do sinal proveniente da bobina de rogowski pode ser realizada também com tecnologia digital. Esta tecnologia é a mais moderna e a mais versátil. No domínio da frequência, uma integração pode ser traduzida como uma atenuação de 20dB/década e um deslocamento de fase constante e igual a  $90^\circ$ .

Os grandes fabricantes de circuitos integrados fornecem componentes para a medição de corrente a partir de sensores  $di/dt$ . A *Analog Devices*, por exemplo, fabrica a família de circuitos integrados ADE77XX que incorpora um preciso integrador digital para a medição de energia. As Figuras 2.44 e 2.45 mostram a resposta em frequência e de fase do integrador deste circuito integrado.

A Bobina de Rogowski pode ser ligada diretamente ao dispositivo de medição ou relé de proteção. De qualquer maneira, esses equipamentos deverão ser capazes de recuperar a informação da corrente através de circuitos ou algoritmos adequados.

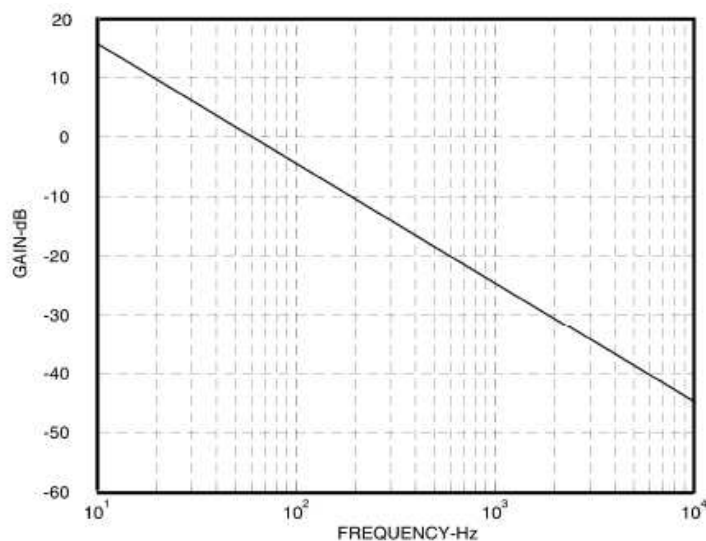


Figura 2.44 – Resposta em frequência do integrador digital ADE7759 [40].



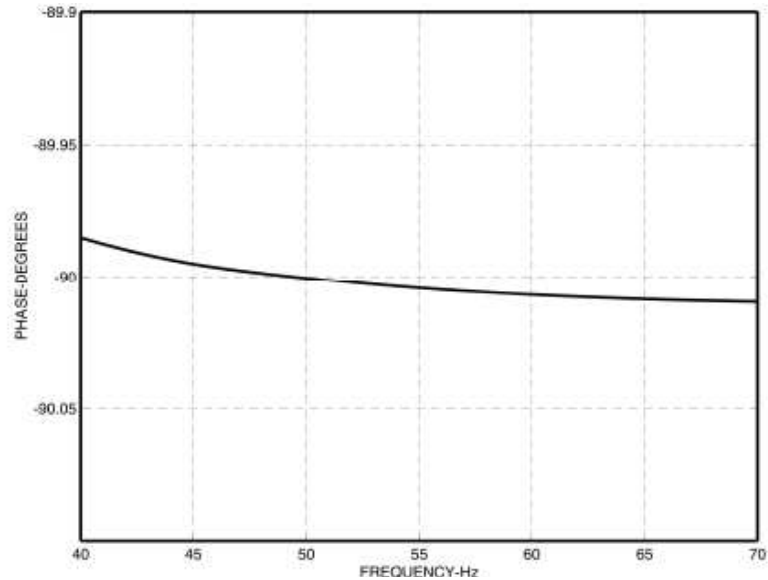


Figura 2.45 – Resposta de fase do integrador digital ADE7759 [40].

### 2.3.4.3 Alimentação do Circuito Primário

Os circuitos localizados do lado do primário requerem uma fonte de alimentação com referência flutuante para seu funcionamento. A energia necessária ao funcionamento pode ser transmitida do nível de baixa tensão para o de alta tensão por meio de fibra óptica [41] através de um sistema de alimentação integrado. Este sistema, eletricamente isolado, pode levar energia a ambientes perigosos, eletricamente ruidosos e distantes. Consiste de um *laser* acoplado a uma fibra óptica que transmite a energia óptica a um conversor foto voltaico. A figura 2.46 mostra um módulo fotônico comercial que transmite até 1W por fibra óptica a distância de cerca de 500m.



Figura 2.46 – Módulo de alimentação por meio de fibra óptica [41].



Outro método para alimentação dos circuitos do primário pode ser realizado através de um pequeno TC convencional ligado na mesma fase a ser medida. A corrente secundária do TC é convertida em tensão estabilizada por circuitos retificadores, filtros e reguladores. O TC deve ser dimensionado para que a fonte de alimentação consiga fornecer energia para o sensor dentro da faixa dinâmica de operação do transformador eletrônico [42].

Divisores capacitivos também podem ser usados na alimentação do TC eletrônico [9], da mesma forma que baterias recarregáveis por conversores foto voltaicos formados por células solares.

### 3 DESENVOLVIMENTO EXPERIMENTAL

#### 3.1 Introdução

A partir dos aspectos teóricos estudados e da pesquisa realizada, foi desenvolvido um transformador de corrente eletrônico com saída analógica tendo como elemento sensor uma bobina de Rogowski, segundo a arquitetura apresentada na Figura 3.1, com sensor de corrente, circuito integrador analógico, circuito amplificador e deslocador de nível, conversor tensão-freqüência e conversor eletro óptico, além da fonte de alimentação realizada a partir de um TC convencional instalado no mesmo condutor da alta tensão. No lado da baixa tensão, observa-se o conversor opto elétrico, o conversor freqüência-tensão, além da fonte de alimentação. Um cabo de fibra óptica plástica (POF) é o meio de transmissão entre os dois níveis de tensão. Os blocos foram projetados individualmente e serão descritos detalhadamente a seguir.

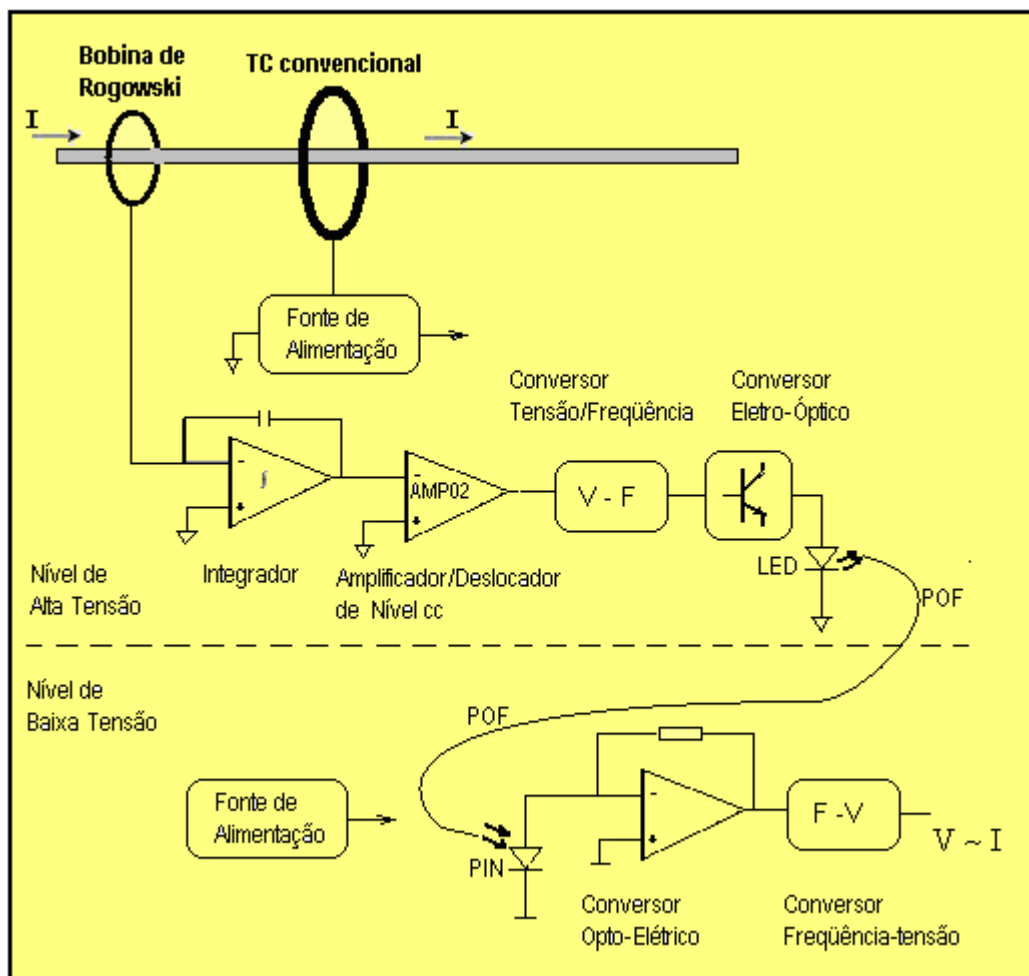


Figura 3.1 – Diagrama de blocos do transformador de corrente eletrônico.

### 3.2 O circuito integrador

O circuito integrador é responsável pela conversão da tensão gerada pela bobina de Rogowski em um sinal proporcional a corrente medida. Foi projetado e montado segundo o esquemático mostrado na Figura 3.2.

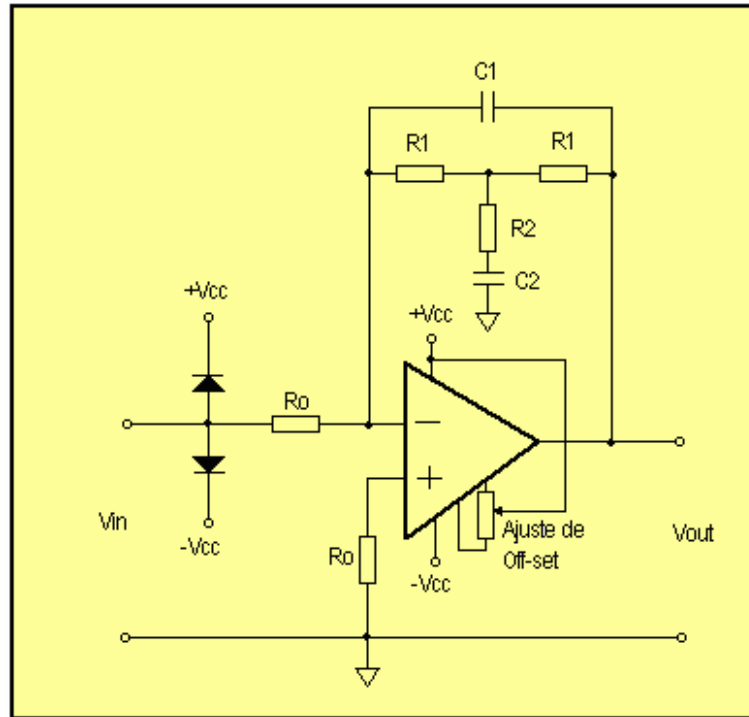


Figura 3.2 – Integrador utilizando amplificador operacional.

O cálculo da função de transferência do circuito integrador da Figura 3.2 dá como resultado a equação (41).

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{2R_1 \left[ 1 + \left( \frac{R_1 C_2}{2} + R_2 C_2 \right) s \right]}{R_0 [1 + (2R_1 C_1 + R_2 C_2) s + (2R_1 C_1 R_2 C_2 + R_1^2 C_1 C_2) s^2]} \quad (41)$$

A função de transferência tem dois pólos e um zero e pode ser escrita conforme a equação (42).

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{G_0 (1 + \alpha Ts)}{1 + 2\xi Ts + T^2 s^2} \quad (42)$$

Onde:

$$\xi = \frac{2R_1C_1 + R_2C_2}{2T}, \quad (43)$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_2}{C_1} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)}, \quad (44)$$

$$T = 2\alpha R_1 C_1, \quad (45)$$

$$G_0 = \frac{-2R_1}{R_0}. \quad (46)$$

Para que os dois pólos sejam coincidentes,  $\xi=1$ . Assim, a equação (42) pode ser escrita como:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{G_0(1+\alpha Ts)}{(1+Ts)^2} = \frac{G_0 \left(1+j\alpha \frac{f}{f_1}\right)}{\left(1+j \frac{f}{f_1}\right)^2} \quad (47)$$

Portanto, o circuito da figura 3.2 pode ser representado pelo diagrama de Bode mostrado na Figura 3.3. A faixa de freqüências que deve ser integrada pelo circuito está acima de  $f_1 = 1/(2\pi T)$  que corresponde a freqüência dos dois pólos coincidentes.

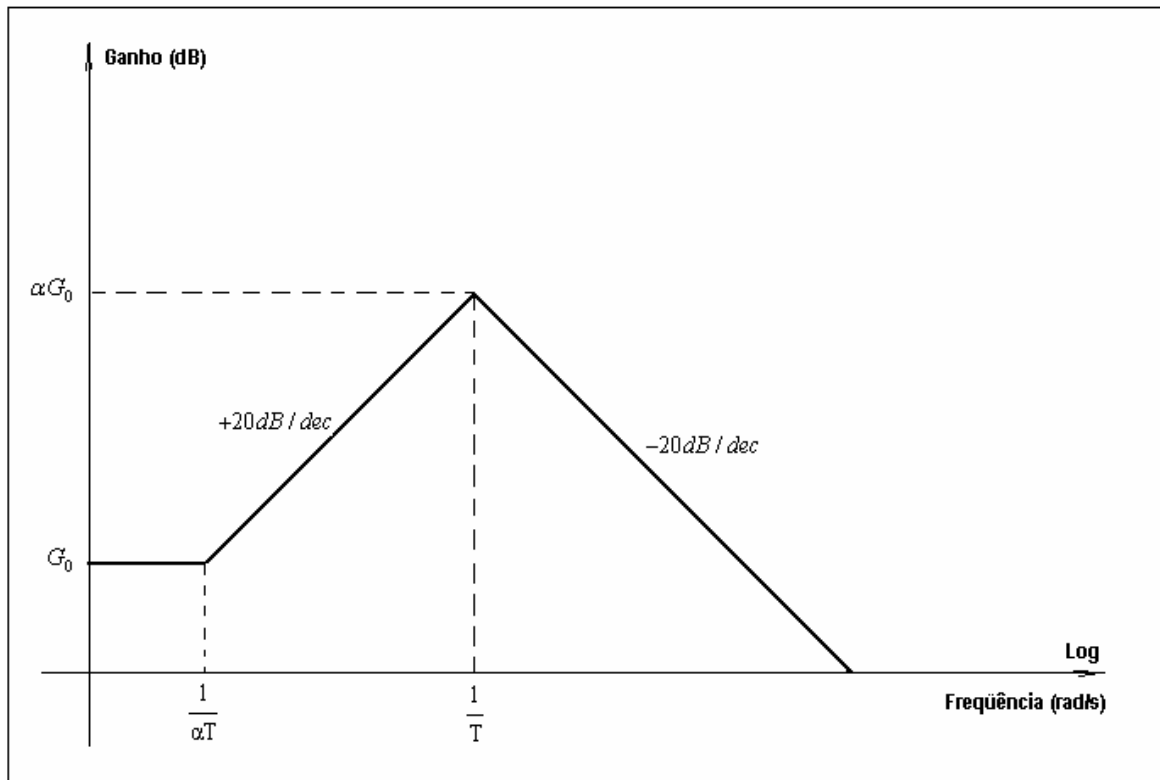


Figura 3.3 – Diagrama de Bode do circuito integrador.

A característica da resposta em frequência do circuito integrador limita o ganho dos sinais de baixa frequência como os ruídos devido a variações de temperatura. Através da escolha conveniente dos pólos e do zero da função de transferência e do ganho cc do circuito, foram dimensionados os componentes externos ao amplificador operacional, no sentido de garantir a amplitude e os desvios de fase do sinal de saída dentro de valores adequados.

Para frequências  $f \gg f_1$ , a função de transferência toma a seguinte forma:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{G_0 \alpha}{T_s} \quad (48)$$

Assim, a constante de tempo de tempo de integração é dada por  $G_0 \alpha / T$ .

O erro de fase da integração na frequência da rede (60Hz) está diretamente ligado a escolha de  $f_1$ . Quanto menor for  $f_1$  menor será o erro de fase. No entanto, menor será também a faixa correspondente ao ganho cc, o que aumenta o nível de ruído. Fazendo  $f_1 = 1Hz$ , o erro de fase será de  $1,9^\circ$  em 60Hz, que é um valor suficientemente baixo.

Uma das características da topologia de integrador escolhida é a de atenuar ruídos de baixa frequência. A escolha do fator  $\alpha$  define o nível de atenuação desejado. Foi escolhido o valor de  $\alpha = 100$ . A partir dessas considerações, os componentes do circuito puderam ser dimensionados como mostrado a seguir.

A condição para que os dois pólos sejam coincidentes é  $\xi = 1$ . Esta condição é satisfeita quando  $\frac{R_1}{R_2} = \frac{(\alpha - 1)^2}{(\alpha - 0,5)}$ .

Com  $\alpha = 100$ ,  $R_1 = 100R_2$ ,  $C_2 = 4\alpha^2 C_1$ ,  $2\alpha R_1 C_1 = \frac{1}{2\pi f_1}$ . A escolha de  $C_1$  define os outros componentes.

A escolha do amplificador operacional levou em consideração não só as características do sinal a ser medido, mas também do resto do circuito. Como a bobina de Rogowski deriva o sinal da corrente, devem-se esperar variações rápidas na sua saída, o que faz com que o amplificador operacional deva ter uma ótima característica de *slew rate*. As características de baixo valor de tensão de *off set* e baixo ruído também devem ser consideradas na escolha do circuito integrado para minimizar a propagação de ruídos. O baixo consumo é uma característica importante quando o projeto está relacionado a

aplicações onde a energia fornecida pela fonte de alimentação do primário tem que ser minimizada como em circuitos alimentados por baterias.

### 3.3 O Amplificador/Deslocador de nível

O circuito amplificador/deslocador de nível tem a função de ajustar a sensibilidade desejada e de adequar o sinal de saída do integrador, que já representa a corrente medida, ao circuito seguinte que fará a conversão desse sinal em pulsos de frequência modulada. A realização do circuito foi feita a partir do amplificador de instrumentação AMP02 da *Analog Devices* e está esquematizado na Figura 3.4.

O ajuste da sensibilidade do transformador se realiza através da variação do ganho do amplificador de instrumentação que se faz pelo *trimpot*  $R_g$  e é expresso pela equação (48).

$$G = \frac{50k\Omega}{R_g} + 1 \quad (48)$$

O ajuste do nível cc na saída do amplificador de instrumentação é realizado através do *trimpot* ligado a entrada 5 do circuito integrado. Este ajuste se faz necessário em função da configuração adotada para o projeto do circuito seguinte, cuja entrada deve ser polarizada com tensão negativa e valor igual a  $V_{cc}/2$ .

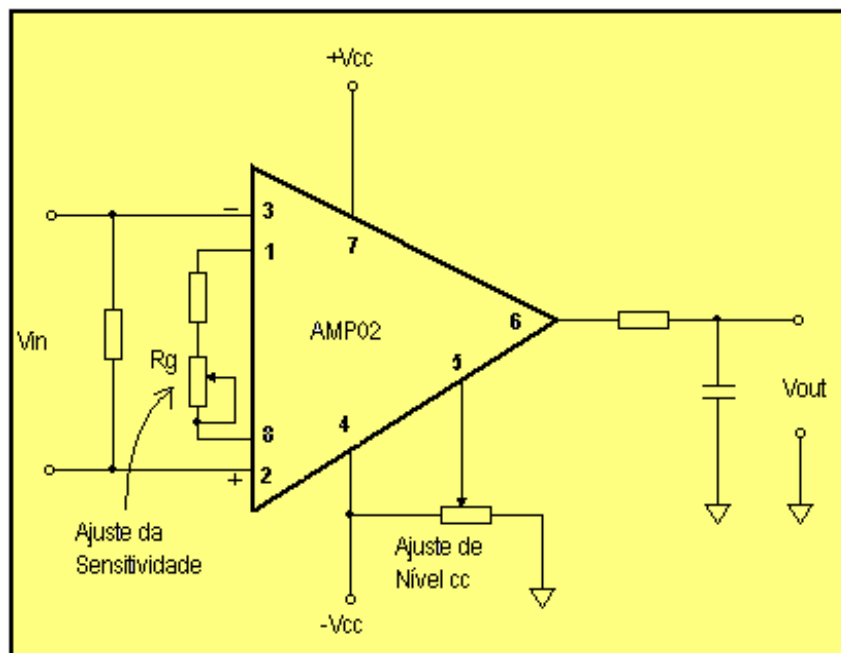


Figura 3.4 – Amplificador de instrumentação com circuito deslocador de nível.

Foi inserido um filtro passa baixas passivo na saída do circuito com o objetivo de limitar a passagem de ruídos para o circuito seguinte.

### 3.4 O Conversor Tensão Freqüência

O conversor tensão freqüência é utilizado para realizar a conversão do sinal de corrente que foi previamente amplificado e condicionado, em um sinal digital modulado em freqüência. Para a realização do projeto foi escolhido o circuito integrado LM331 [43] da *National Semiconductor* por ser um conversor tensão freqüência preciso, além do baixo consumo e boa linearidade (menor que 0,01%), tem resposta em freqüência de 1Hz a 100kHz e a possibilidade de ser alimentado com 5Vcc apenas.

Conversores tensão freqüência como o LM331 equivalem a um conversor analógico digital (A/D) de 12 bits de resolução. O conversor AD650 da *Analog Devices*, por exemplo, tem uma linearidade típica de 0,002% quando opera entre 0 e 10kHz [44].

O diagrama de blocos do circuito integrado é mostrado na Figura 3.5.

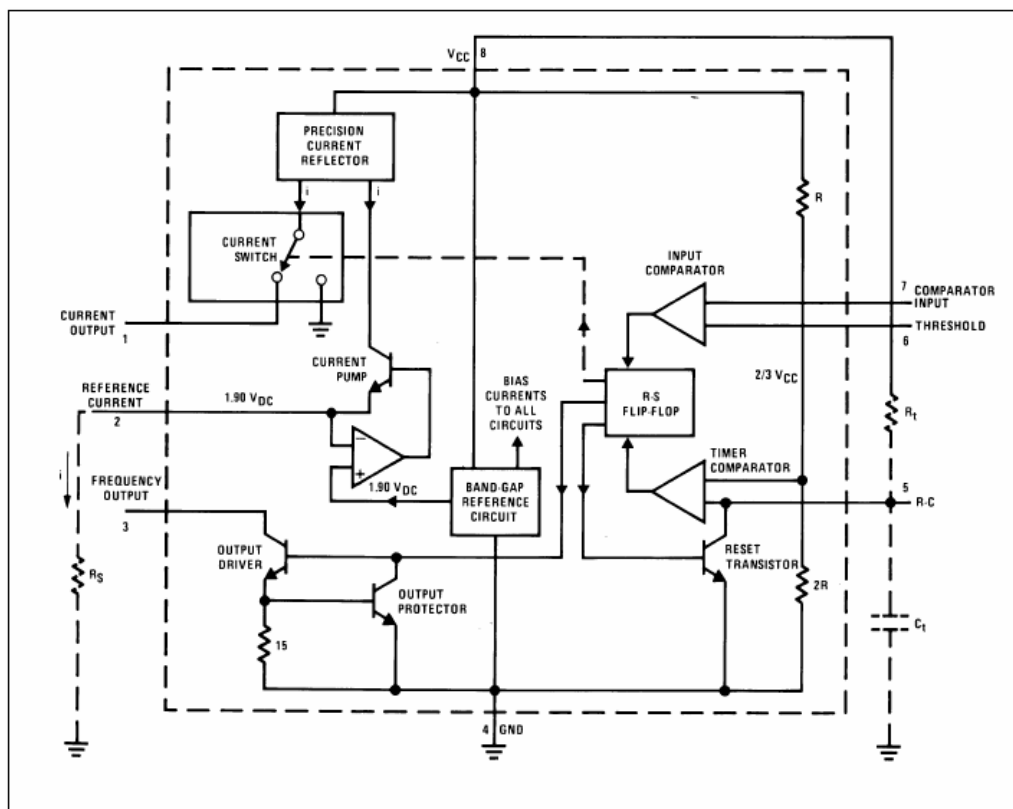


Figura 3.5 – Diagrama de Blocos do LM331 [43].

O princípio de funcionamento do LM331 como conversor tensão frequência consiste em acionar uma fonte de corrente constante através de um circuito comparador de entrada e de um temporizador conforme mostra o diagrama de blocos simplificado da Figura 3.6.

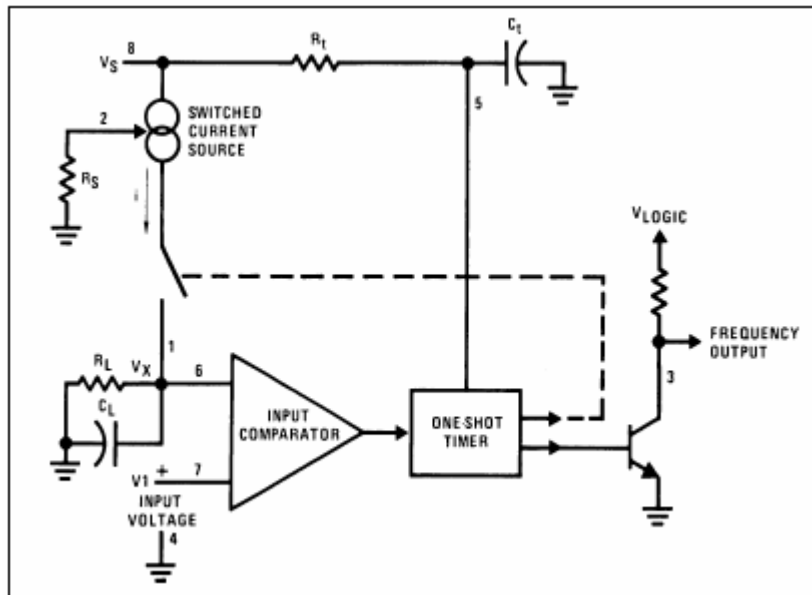


Figura 3.6 – Diagrama de Blocos simplificado do LM331 [43].

O diagrama de blocos da Figura 3.6 mostra alguns componentes externos que foram adicionados ao circuito integrado. O resistor  $R_S$  define o valor de corrente da fonte em  $1,9V/R_S$ . O comparador de tensão compara a tensão positiva  $V_I$  no pino 7 com a tensão  $V_X$  no pino 6. Se  $V_I$  for maior que  $V_X$ , o comparador aciona o temporizador. A saída do temporizador faz conduzir o transistor de saída por um período de tempo  $t = 1,1R_tC_t$ , desligando a fonte de corrente após este tempo. A corrente  $i$  então, passa pelo capacitor  $C_L$  e o carrega com carga constante  $Q = i.t$  a um valor de tensão até superar  $V_I$ . No momento em que o temporizador desliga a fonte de corrente e corta o transistor de saída, curto-circuita também o capacitor  $C_t$  (este circuito aparece no diagrama de blocos completo da Figura 3.5) e  $C_L$  descarrega sobre  $R_L$  até que  $V_X$  seja menor que  $V_I$ , disparando novamente o comparador de entrada e reiniciando o ciclo.

Para projetar o circuito, foi necessário, primeiro, definir a faixa de frequências de operação do conversor tensão frequência. Para responder a frequência da rede e a algumas harmônicas de ordem superior, definiu-se a frequência máxima de 20kHz como a



correspondente a 5V de tensão de entrada. A tensão de polarização do conversor foi definida como 2,5Vcc (10kHz) podendo variar, em regime dinâmico, até o mínimo de 5 kHz, que corresponde a 1,25Vc e até o máximo de 3,75V, que corresponde a 15kHz.

A topologia do circuito projetado está mostrada na Figura 3.7 e é sugerida no catálogo do fabricante do componente. A frequência dos pulsos na saída pode ser calculada pela equação [41]:

$$f_{out} = \frac{-V_{in} R_s}{2,09 R_{in} R_t C_t} \quad (49)$$

Onde  $R_{in}=100k\Omega$  (valor atribuído);

$R_t$  e  $C_t$  são calculados em função da maior frequência definida: 20kHz;

$R_s$  ajusta a corrente da fonte de corrente interna e, por isso, a frequência de saída.

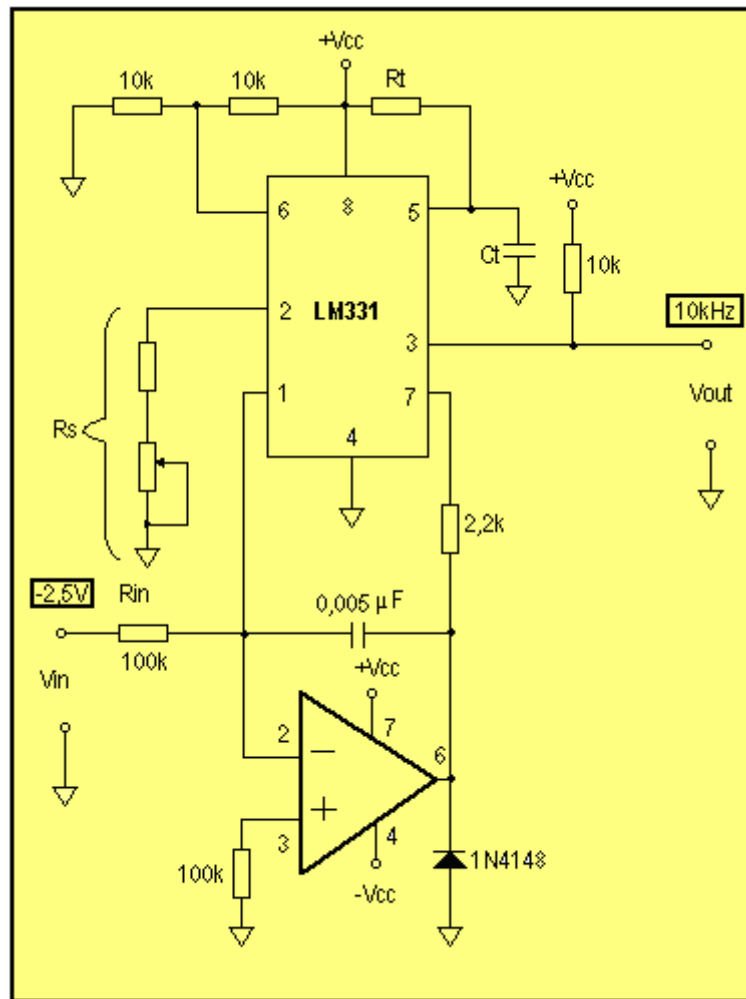


Figura 3.7 – Circuito do conversor V-F.

### 3.5 O conversor Eletro Óptico

De uma forma geral, os dispositivos optoeletrônicos são baseados na tecnologia dos semicondutores que são capazes de converter sinais elétricos em luz (transdutores) ou vice-versa. São componentes essenciais para qualquer experimento com fibras ópticas.

As fontes ópticas podem ser classificadas quanto à aplicação em 3 grandes grupos tecnológicos: Fonte de luz visível (400-750 nm) em aplicações de telecomunicações com POF e sensoriamento óptico; fonte de luz infravermelha-próximo (~1000 nm), aplicada no bombeamento de fibras dopadas com Terras raras para realizar amplificação óptica em fibras de sílica, e fonte de luz infravermelha-médio (~1550 nm) em aplicações de telecomunicações com fibras de sílica e com POF de última geração.

Os LED (*Light Emitting Diode*) são estruturas semicondutoras relativamente simples. São diodos que emitem luz quando percorridos por corrente elétrica. Os LEDs disponíveis no mercado emitem luz do azul ao infravermelho próximo e apresentam baixa potência óptica (~1mW).

Os LASER (*Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*) são estruturas semicondutoras mais complexas que os LEDs. Podem ser de alta potência óptica (100 mW). Assim como o LED, o LASER semicondutor emite luz ao ser percorrido por corrente elétrica. A luz gerada é refletida múltiplas vezes, de forma a estimular a emissão de luz. Os *LASERs* semicondutores mais utilizados emitem no vermelho (HeNe-633 nm e o AlGaInP-650 nm).

O circuito conversor V-F mostrado anteriormente gera pulsos modulados em frequência e estes devem ser convertidos em luz, por um conversor eletro óptico, e transmitidos pela fibra óptica plástica até o nível de baixa tensão. O elemento que realiza esta transdução é um LED que deverá ser convenientemente chaveado.

O circuito projetado e montado para realizar o chaveamento do LED está mostrado na Figura 3.8. O LED transmissor escolhido foi o FFT 2000 BHR que é específico para fibras ópticas plásticas e pode ser utilizado a taxas de 10MB/s com luz visível de 660nm de comprimento de onda.

O circuito do conversor eletro óptico consome grande parte da energia necessária para a alimentação dos circuitos do lado primário do transformador eletrônico. O consumo será tanto maior quanto for a distância a ser coberta pela fibra óptica.

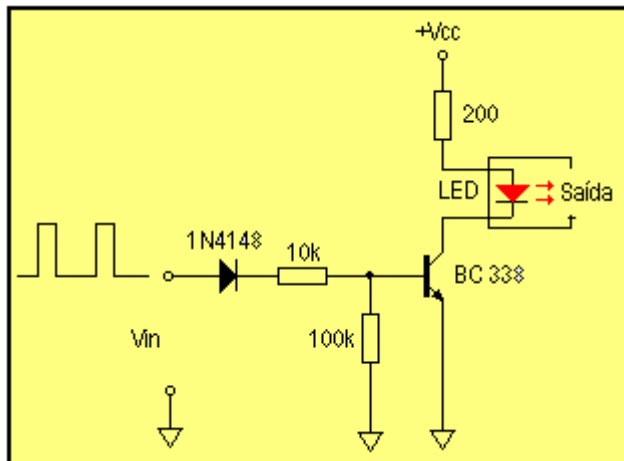


Figura 3.8 – Circuito do conversor eletro óptico.

Os circuitos dos conversores eletro óptico e opto elétrico foram montados numa mesma placa de circuito impresso e são mostrados na Figura 3.9.

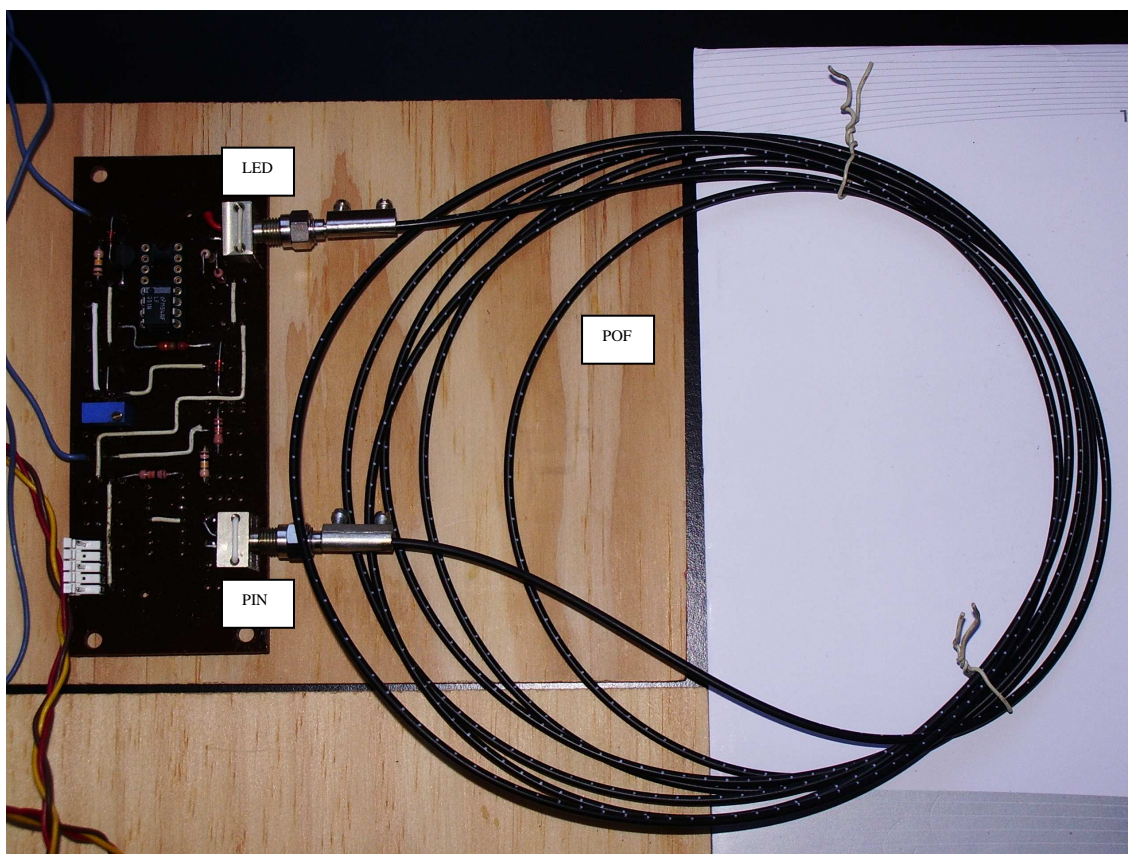


Figura 3.9 – Vista da placa de circuito que contém a interface óptica do TC eletrônico.

### 3.6 A fibra Óptica Plástica

As fibras ópticas possuem uma estrutura básica, composta de núcleo, casca e capa protetora. Na Figura 3.10 é mostrada a estrutura básica de uma fibra óptica.

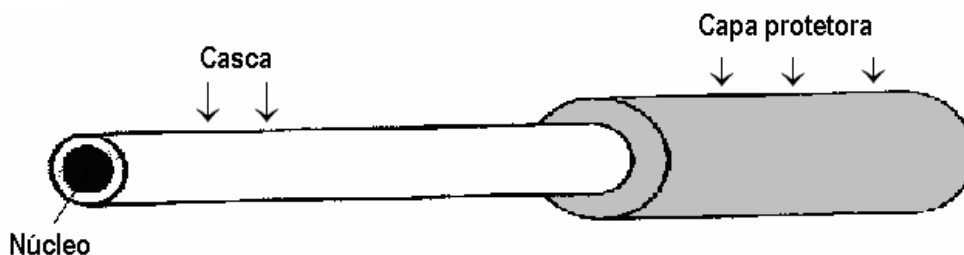


Figura 3.10 – Estrutura básica de uma fibra óptica.

A propagação da luz no interior da fibra óptica se dá, segundo a Lei de Snell [45] através do fenômeno da reflexão interna total. Entretanto, uma condição tem que ser obedecida: O índice de refração do material do núcleo tem que ser maior que o índice de refração do material da casca.

A Figura 3.11 esquematiza a propagação da luz no núcleo da fibra, a partir do exemplo de uma determinada fibra com  $n_{\text{núcleo}} = 1,5$ ,  $n_{\text{casca}} = 1,46$  e ângulo crítico  $\alpha_c = 76,7^\circ$ .

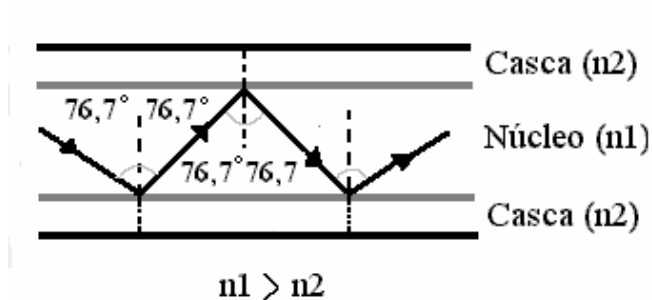


Figura 3.11 – Demonstração da propagação da luz no núcleo da fibra

O feixe de luz que incidir na fronteira entre o núcleo e a casca com ângulo de incidência maior que  $76,7^\circ$  (ângulo crítico) da normal sofrerá reflexão total, permitindo desta forma, a propagação da luz no núcleo da fibra.

As fibras ópticas podem ser classificadas de dois tipos: Multimodo e Monomodo.

As fibras multimodo possuem núcleo grande (diâmetro maior que 50  $\mu\text{m}$ ) e por isso, permitem que a luz se propague sob a forma de múltiplos raios. Quanto maior for o diâmetro de uma fibra multimodo, maior será a quantidade de raios propagantes.

As fibras monomodo possuem núcleo pequeno (diâmetro menor que 10  $\mu\text{m}$ ), sendo assim, permitem que a luz se propague sob a forma de apenas um raio ou uma onda luminosa [45].

O desenvolvimento da tecnologia de fibra ótica plástica (POF) é uma espécie de adaptação da tecnologia já existente e iniciada pela fibra ótica de sílica.

Trata-se de uma tecnologia ainda muito nova, de padronização ainda não rigorosamente estabelecida e de oferta comercial de componentes óticos e optoeletrônicos ainda pequeno, apesar da grande demanda.

As POFs operam, tipicamente, na região do visível do espectro eletromagnético. Embora, já exista uma nova geração que opera no infra-vermelho próximo (850-1550 nm), que vem a ser a mesma janela espectral das fibras de sílica. Devido sua estrutura molecular de natureza orgânica, a atenuação típica da POF fica em torno de 20-300 dB/Km. Sendo que, para a janela de 570 nm (laranja), a fibra POF de PMMA (*Polymethyl methacrylate*) possui atenuação mínima de 70-80 dB/km e em 650 nm apresenta 140 dB/Km de atenuação [43].

Na Figura 3.12 é mostrada a curva referente a atenuação ótica de uma fibra POF de PMMA.

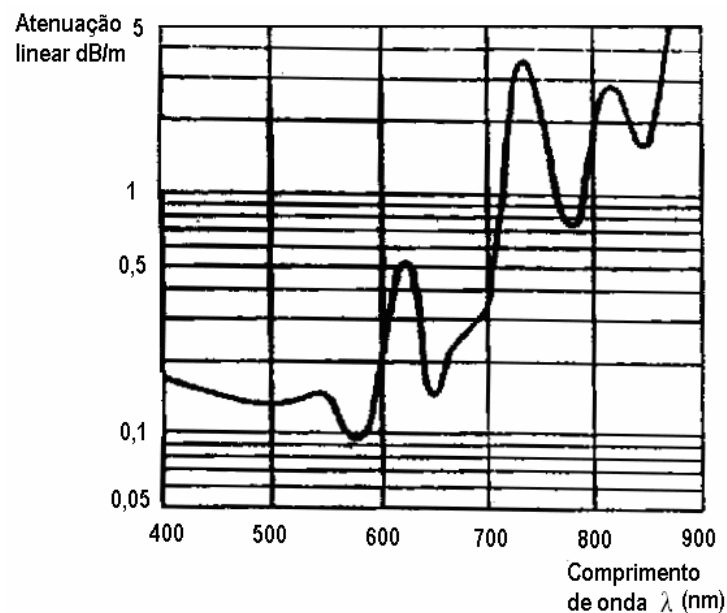


Figura 3.12 – Atenuação ótica de uma POF típica - PMMA [43]

A tecnologia POF oferece inúmeras vantagens e poucas desvantagens quando comparada à fibra de sílica. A Tabela 3.1 mostra um quadro comparativo.

Tabela 3.1 – Quadro comparativo das principais propriedades de fibras de sílica e POF.

<b>Propriedades</b>	<b>Fibra de Sílica</b>	<b>Fibra POF</b>
Matéria prima	Vidro (Si O <sub>2</sub> - bastante abundante)	PMMA (C, H e O <sub>2</sub> - mais abundante)
Peso	Possui o dobro da densidade da POF (leve)	Leve
Dimensão	Pequena dimensão	Apresenta maior dimensão do que as de sílica
Flexibilidade	Não são flexíveis e quebram com facilidade	Extremamente flexíveis
Isolamento elétrico	Matéria prima composto de material dielétrico	Idem
Imunidade à interferência eletromagnética	Por ser dielétrica, não capta e nem emite radiação eletromagnética	Idem
Isolamento Óptico	Não apresenta diafonia, devido isolamento óptico pela casca e capa	Idem
Sigilo	Oferece segurança referente ao sigilo da informação	Idem
Robustez mecânica	Extremamente frágil	Oferece bastante resistência mecânica
Segurança para o manuseio	Oferece risco em sua manipulação (contato com a pele e olhos)	Não apresenta riscos em sua manipulação
Resistência ao ataque químico	Fibra de sílica nua pode ser corroída c/ ácido fluorídrico	POF nua pode ser corroída com MIBK(metil isobutil ketone)
Custo	US\$ 0,14 metro	US\$0,80 metro
Faixa térmica de operação	Faixa ampla de operação	-40 e 85 °C
Conectividade	Conectividade complexa	Conectividade simples e barata.
Transparência Óptica	São 100-1000 vezes mais transparentes que a POF	Transparência inferior da fibra de sílica
Capacidade de Transmissão	Transmissão de luz em Tb/s	Idem

### 3.7 O conversor Opto Elétrico

Os fotodetectores são responsáveis pela conversão óptica em sinal elétrico. Os fotodetectores devem ser polarizados eletricamente (uma tensão elétrica reversa deve ser aplicada). Se estiver no escuro, nenhum sinal elétrico será gerado. São utilizados na tecnologia convencional (luz visível) de POF e possuem estrutura baseada no Si (silício). Os fotodetectores utilizados na tecnologia de última geração (luz infravermelha) de POF possuem estrutura baseada no Ge, InGaAs ou InGaAsP. [45]

Um exemplo de fotodetector é o fotodiodo, que são diodos sensíveis a luz e podem responder, rapidamente, a um sinal óptico (~ns) gerando, portanto um sinal elétrico.

Os pulsos de luz modulados em frequência são transmitidos pela fibra óptica plástica e são detectados por um diodo PIN e amplificados por um amplificador de transimpedância realizado com amplificador operacional. O circuito projetado está esquematizado na Figura 3.13.

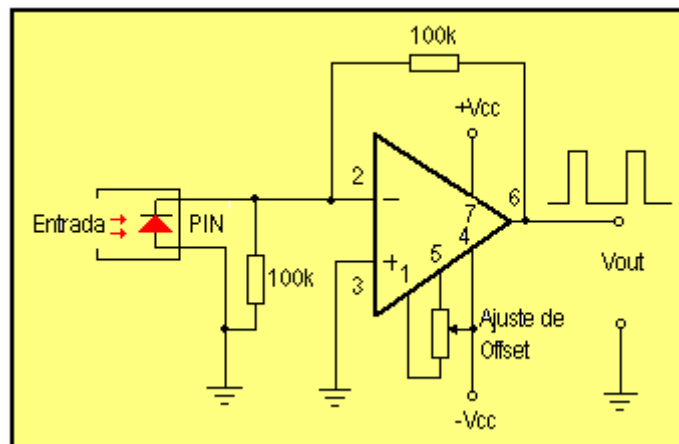


Figura 3.13 – Circuito do amplificador de transimpedância.

### 3.8 O Conversor Frequência Tensão

O amplificador de transimpedância realiza a detecção dos pulsos ópticos convertendo-os em pulsos elétricos. Nesse momento, o sinal digital está pronto para ser demodulado. Num primeiro momento, foi projetado um conversor frequência tensão utilizando o mesmo circuito integrado LM331, conforme esquematizado na Figura 3.14.

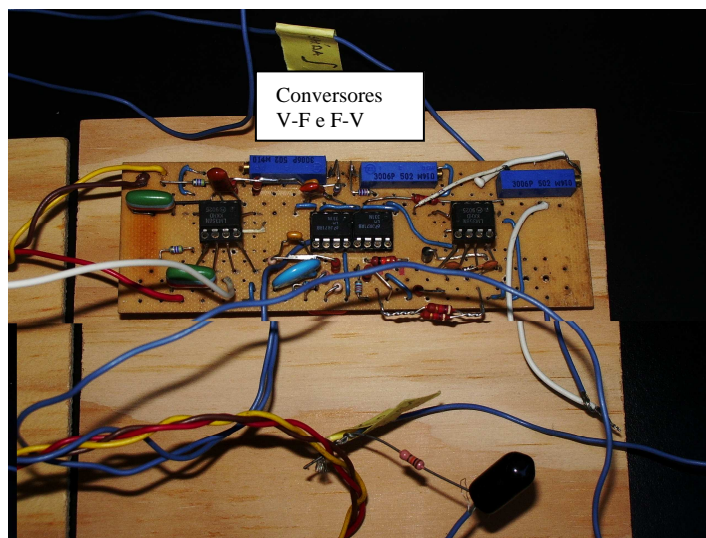


Figura 3.14 – Placa do circuito que contém os conversores V-F e F-V com LM331.

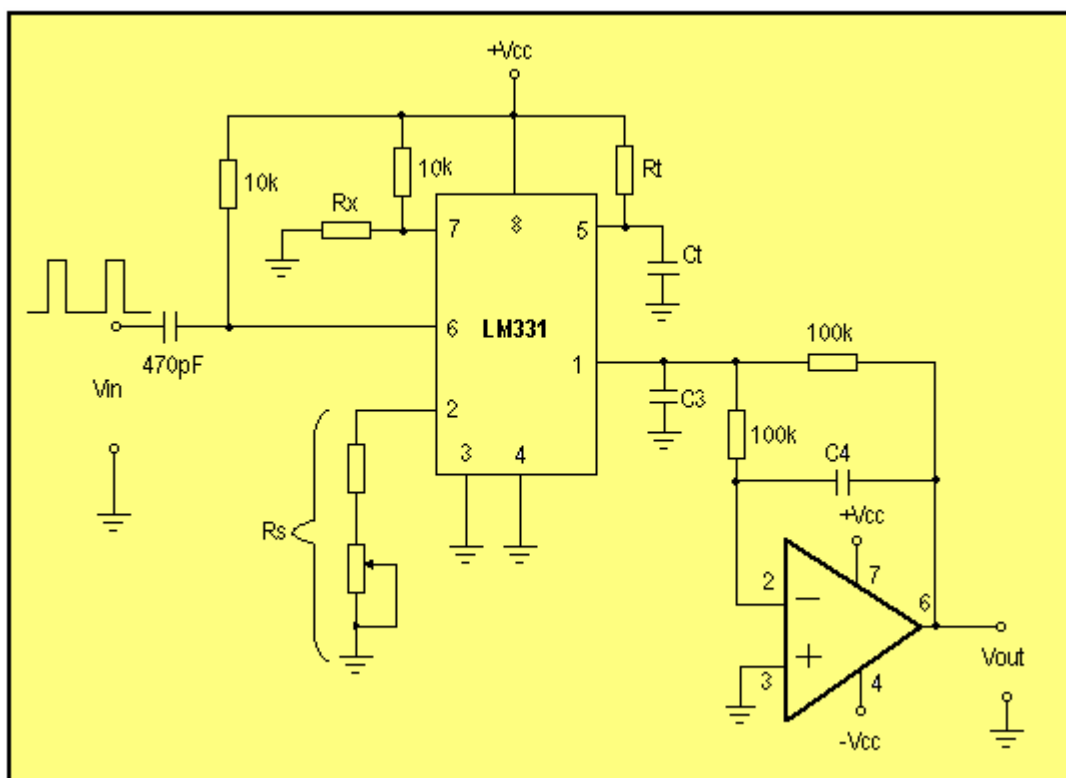


Figura 3.15 – Circuito do conversor F-V usando o circuito integrado LM331.

Neste tipo de aplicação, o trem de pulsos de entrada é diferenciado por um circuito RC formado pelo capacitor de 470pF e pelo resistor de 10kΩ. Os pulsos gerados pelo diferenciador são levados a entrada do comparador (ver Figura diagrama de blocos da Figura 3.15) que dispara o temporizador. Da mesma forma que ocorre com o conversor tensão frequência, existe uma corrente média que flui através do pino 1 e que deve ser



filtrada por um filtro passa baixas, pois possui a ondulação relativa a frequência do sinal de entrada. O resistor  $R_s$  ajusta a corrente da fonte de corrente e, por conseguinte, é utilizado para calibrar a tensão de saída o circuito. Um filtro passa baixas de segunda ordem é formado pelo circuito ligado na saída do pino 1 e deve ter seus pólos devidamente localizados para realizar a redução da ondulação em toda a faixa de frequências, sem interferir significativamente na resposta em frequência e, por isso, atenuando harmônicas de ordem superior. Existe um compromisso, portanto, entre a ondulação presente na saída e a resposta em frequência do filtro.

A tensão de saída do circuito é dada pela equação (50) [43].

$$V_{out} = -f_{in} \cdot 2,09 \cdot \frac{R_f}{R_s} \cdot (R_t C_t) \quad (50)$$

O cálculo do resistor  $R_x$ , em  $k\Omega$ , pode ser feito através da equação (51) [41].

$$R_x = (V_s - 2) / 0,2 \quad (51)$$

Outra topologia projetada para a demodulação do sinal de FM presente na saída do amplificador de transimpedância utilizou um PLL (*Phase Locked Loop*).

O PLL é um circuito integrado muito útil, de baixo custo e fácil de ser utilizado. Algumas de suas aplicações são a decodificação de tons, demodulação de sinais AM e FM, multiplicação de frequência, sintetizador de frequência, sincronismo de pulsos de sinais de fontes ruidosas. O PLL, conforme mostra a Figura 3.16, é formado por um detector de fase, um filtro passa baixas e um oscilador controlado por tensão (VCO) e representa uma mistura de técnicas analógicas e digitais no mesmo invólucro [44]. O detector de fase é um dispositivo que compara duas frequências de entrada, gerando um sinal de saída que é a medida da diferença de fase entre elas. Este sinal é amplificado e filtrado e aplicado ao VCO que variará sua frequência até que ela seja igual a do sinal de entrada.

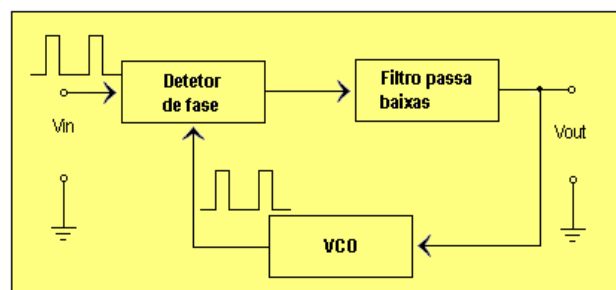


Figura 3.16 – Desenho esquemático de um PLL.

O projeto do circuito demodulador está mostrado na Figura 3.17 e é baseado no circuito integrado CD4046.

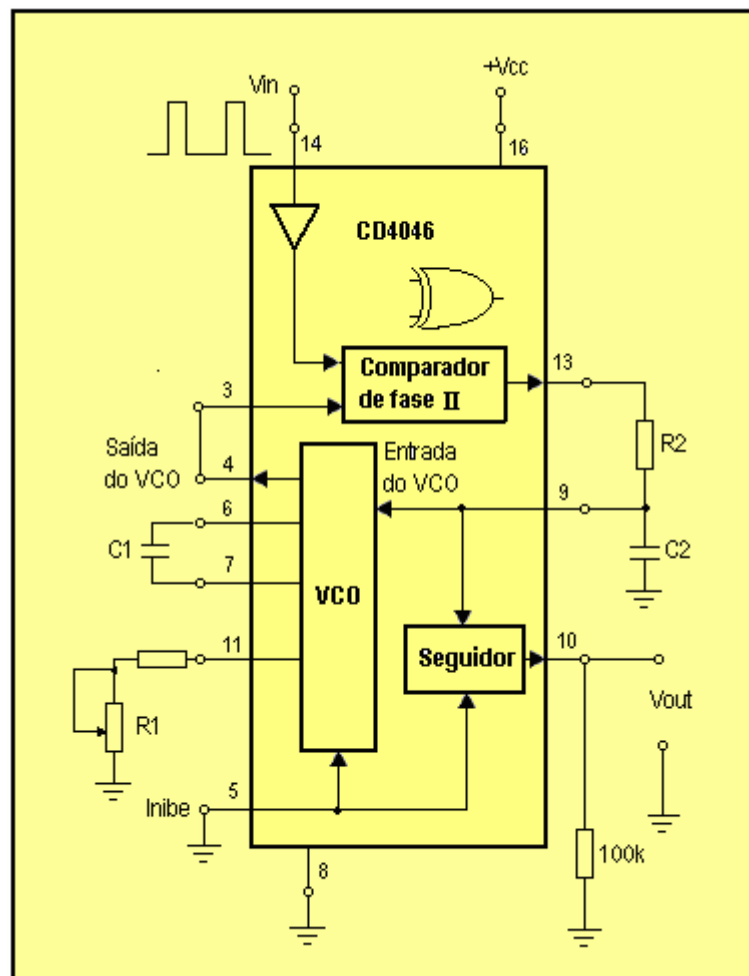


Figura 3.17 – Circuito do conversor F-V usando PLL CD4046.

O comparador de fase que realimenta a malha através do filtro R2C2 somente gera saída de pulsos quando ocorre erro de fase entre o sinal de entrada e do VCO, independente do ciclo de trabalho do sinal.

A rede R2C2 forma um filtro passa baixas que estabelece a tensão de entrada do oscilador controlado por tensão. Quando a frequência do sinal de entrada é igual a frequência do VCO, a saída do comparador de fase fica no estado de alta impedância, fazendo com que C2 não tenha para onde descarregar. O circuito seguidor serve como amplificador para o sinal de saída e não carrega o filtro passa baixas.

Para a determinação dos valores do resistor R1 do capacitor C1 deve-se recorrer ao catálogo do circuito integrado CD4046 que fornece ábacos para esta finalidade. O primeiro valor a ser definido é o da frequência central do PLL que foi escolhida como sendo 10kHz.

Usam-se, então, as curvas da Figura 3.18 para determinar R1 e C1 de acordo com o valor de tensão da fonte de alimentação.

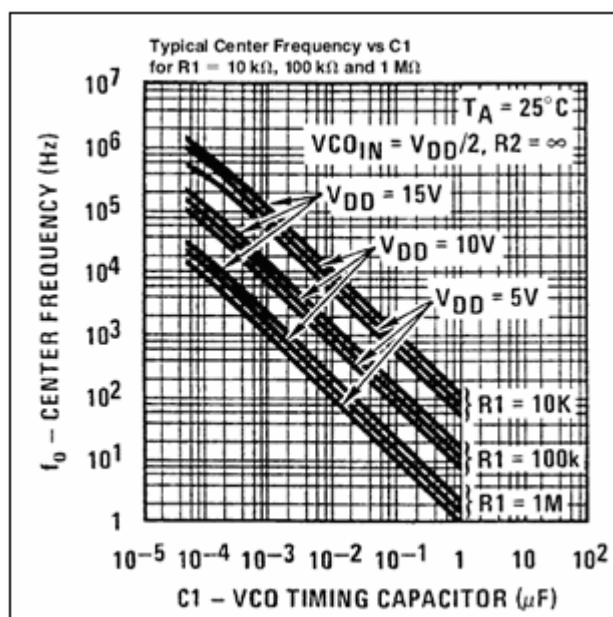


Figura 3.18 – Determinação dos componentes do PLL.

### 3.9 Fonte de Alimentação do Primário

A alimentação dos circuitos localizados no lado de alta tensão do transformador de corrente eletrônico (integrador, amplificador/deslocador de nível, conversor tensão frequência e conversor eletro óptico) foi realizada a partir de um transformador de corrente convencional instalado na mesma fase da rede.

O transformador de corrente convencional deve ser dimensionado para a corrente nominal da linha de transmissão. Deve ser construído para serviço de medição para não gerar correntes muito elevadas durante curto circuito na linha. Na verdade, o TC de medição entra na zona de saturação para correntes cerca de 4 vezes a corrente nominal enquanto um TC para serviço de proteção não deve saturar para correntes 20 vezes a corrente nominal.

Outra premissa do projeto diz respeito à faixa dinâmica de medição do transformador de corrente eletrônico. A norma IEEE C37.92 [34] define a interface de TCs eletrônicos e relés de proteção e outros dispositivos de medição dentro de subestações. A faixa dinâmica definida pela norma vai de  $0,05I_N$  a  $40I_N$ . Para uma corrente mínima de valor 5% da corrente nominal na linha de transmissão, a corrente no secundário do TC será de 250mA. Existe aqui um compromisso entre a menor corrente a ser medida e a disponibilidade de

energia para alimentar o conversor eletro óptico que é a carga mais significativa do primário.

A fonte projetada tem a característica de curto circuitar o TC através de uma resistência correspondente ao *burden* nominal, sempre que a tensão secundária ultrapassar um determinado valor de forma a não propagar correntes elevadas para seu circuito de regulação. A topologia utilizada está esquematizada na Figura 3.19.

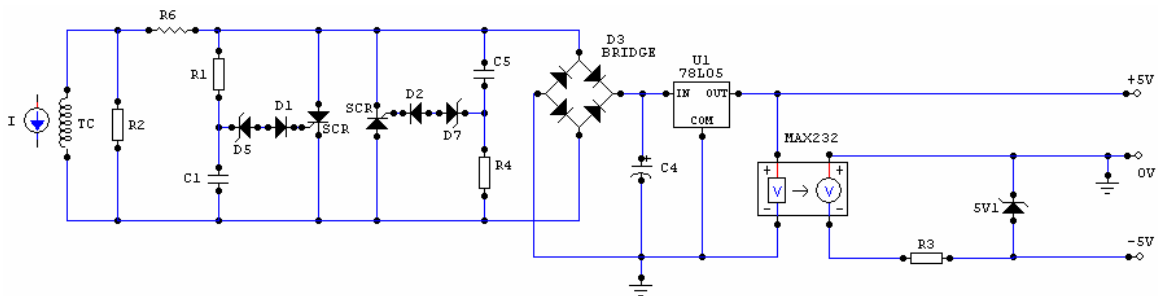


Figura 3.19 – Fonte de alimentação a partir de TC convencional.

Os dois tiristores estão funcionando como circuitos ceifadores de tensão cujo valor está determinado pela escolha dos diodos zener.

Para a obtenção da fonte de -5Vcc foi utilizado o circuito integrado MAX232 que é um conversor DC/DC utilizado para adequação de sistemas com saída TTL ao padrão RS232. Este circuito integrado foi escolhido por ser de baixo consumo.

O capacitor instalado na saída da ponte, além da função de filtro passa baixas, tem papel importante no tempo de resposta da fonte quando da energização da linha de transmissão. Este tempo, somado aos retardos inerentes aos circuitos alimentados bem como ao retardo na demodulação do sinal no lado de baixa tensão, definem o *wake up time* [35] do transformador de corrente eletrônico.

### 3.10 Jiga de Corrente

Para realizar os ensaios do transformador de corrente eletrônico foi necessário utilizar uma jiga que gerasse correntes da ordem de centenas de amperes de forma controlada. O diagrama esquemático da jiga montada está mostrado na Figura 3.20. A montagem consistiu basicamente de se alimentar dois TCs convencionais pelo enrolamento secundário (5A) através de um autotransformador variável e passar uma espira de cabo de cobre por dentro da janela de cada um dos transformadores. O transformador de corrente

da fonte de alimentação do primário e a bobina de Rogowski são instalados no mesmo circuito. A Figura 3.21 mostra uma fotografia que ilustra a montagem realizada onde são identificados o autotransformador variável, os dois transformadores de corrente convencionais, a espira onde se induz a corrente a ser medida e as placas de circuito impresso que compõem o transformador eletrônico.

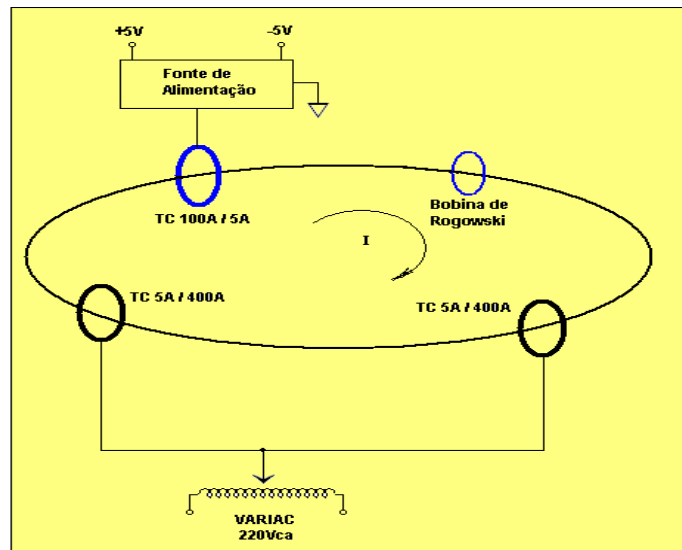


Figura 3.20 – Jiga para gerar altas correntes.

Na verdade, a jiga não é capaz de gerar correntes constantes, pois a energia é transmitida desde a rede pelo autotransformador variável até a espira curto circuitada sem nenhum tipo de regulação da corrente em função da variação da rede ou da carga.

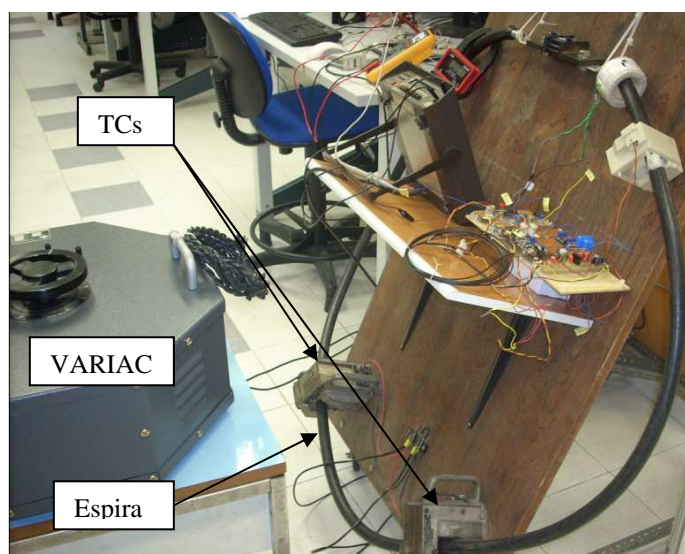


Figura 3.21 – Foto da jiga montada a partir de TCs convencionais.

## 4 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Os circuitos projetados foram montados em placas de circuito impresso universal de forma individualizada. Durante a fase de testes e avaliação dos resultados foram levantados vários dados de cada circuito.

A bobina de Rogowski utilizada tem sua característica apresentada na Tabela 4.1 e em forma de gráfico, na Figura 4.1. A linearidade da bobina é constatada durante toda a faixa de medição.

Tabela 4.1 – Característica Corrente/Tensão da bobina de Rogowski utilizada.

Corrente (A)	Tensão na bobina (mVrms)	Corrente (A)	Tensão na bobina (mVrms)
0	1,5	75	37,4
5	2,85	100	50,00
10	5,30	125	62,45
15	7,80	150	74,91
20	10,20	200	100,20
30	15,08	300	150,10
40	20,00	400	200,25
50	25,00	500	249,16
75	37,4	600	298,87

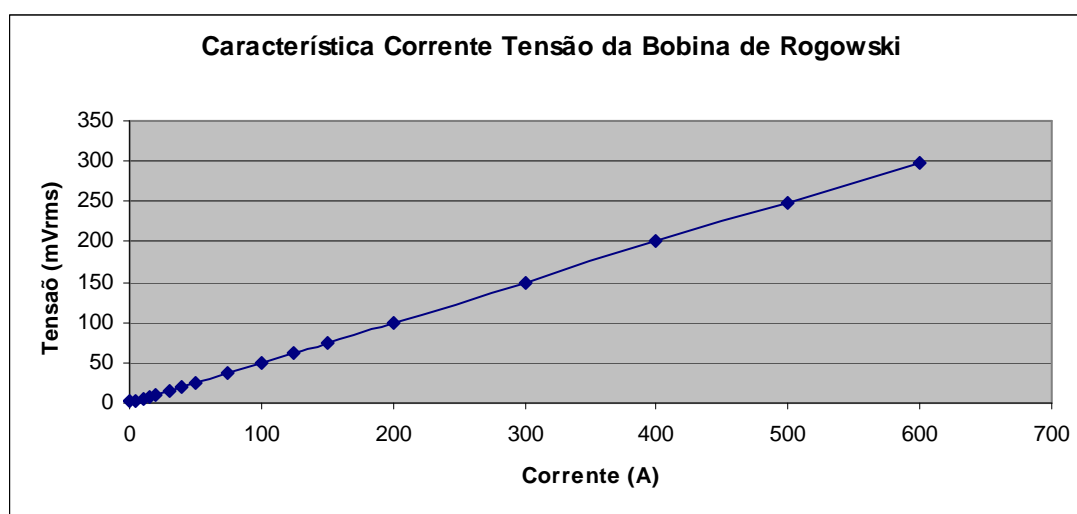


Figura 4.1 – Característica Corrente/Tensão da bobina de Rogowski.

A Tabela 4.2 demonstra a linearidade dos conversores V-F e F-V com tensão contínua aplicada na entrada do conversor tensão frequência e medida na saída do conversor frequência tensão, projetados a partir do circuito integrado LM331. Os dois conversores estão ligados através da interface óptica que utiliza fibra óptica plástica. A Figura 4.2 mostra o gráfico correspondente.

Tabela 4.2 – Característica estática dos conversores V-F e F-V.

Vin (V)	Vout (V)	Vin (V)	Vout (V)
-0,10	-0,09	-3,50	-3,51
-0,50	-0,49	-4,00	-4,01
-1,00	-0,99	-4,50	-4,52
-1,50	-1,50	-4,60	-4,64
-2,00	-2,00	-4,70	-4,74
-2,51	-2,51	-4,80	-4,87
-3,00	-3,01	-4,90	-4,98

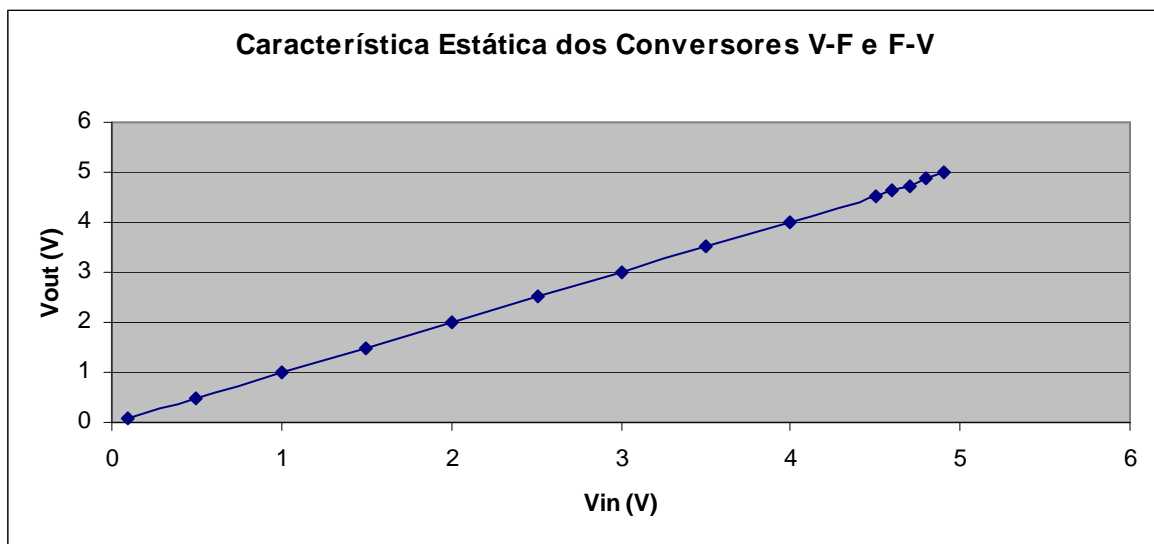


Figura 4.2 – Característica estática dos Conversores V-F e F-V com LM331.

A conversão estática apresenta linearidade máxima de 0,4% considerando a faixa de operação até 4,5V, uma vez que a fonte de alimentação está limitada a 5V.

A Tabela 4.3 e a Figura 4.3 apresentam o resultado de um ensaio dinâmico quando se utilizou um gerador de sinais na entrada do integrador e todos os circuitos montados, com

o objetivo de se observar a resposta do sistema na frequência da rede. O sinal proveniente do gerador de sinais simulava a saída da bobina de Rogowski e foi aplicado na entrada do integrador. O amplificador de instrumentação foi ajustado para garantir ganho unitário até a saída do conversor frequência tensão.

Observa-se a ótima linearidade do circuito na frequência da rede. As formas de onda observadas no osciloscópio não mostravam defasagem entre o sinal de entrada, obtido a partir do gerador de sinais e o sinal de saída, medido na saída do conversor F-V implementado com LM331.

Tabela 4.3 – Característica dos conversores V-F e F-V em 60Hz.

Vin (Vrms, 60Hz)	Vout (Vrms)
0,10	0,10
0,20	0,20
0,30	0,30
0,40	0,40
0,60	0,60
0,80	0,80
1,01	1,01
1,20	1,21
1,40	1,41

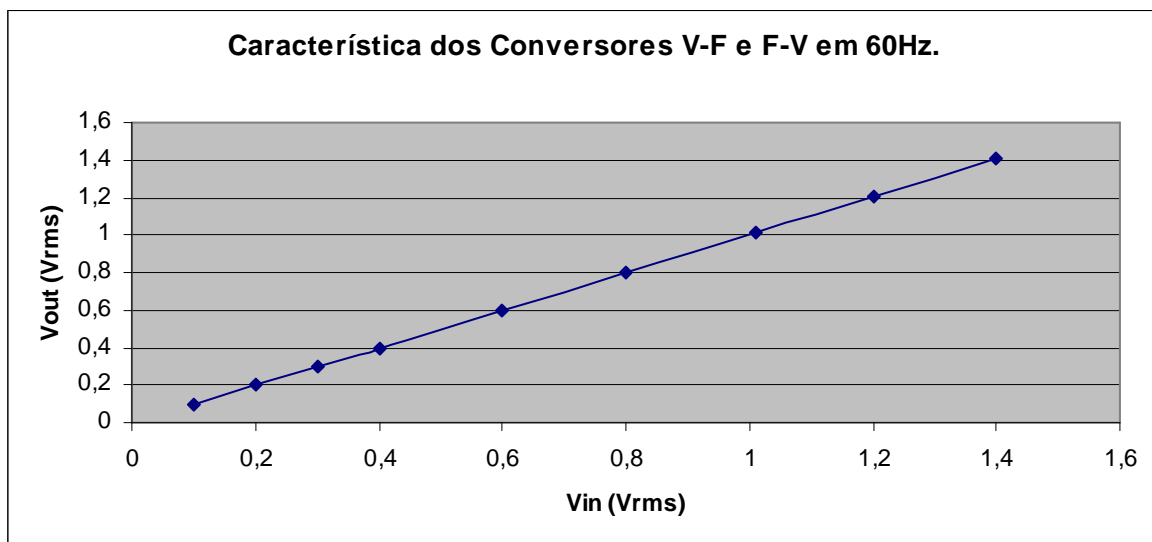


Figura 4.3 – Característica dos Conversores V-F e F-V em 60Hz.



O próximo ensaio realizado verificou a resposta em frequência do sistema a partir do conversor V-F até a saída do conversor F-V, uma vez que o circuito integrador inerentemente atenua em 20 dB por década sinais com frequências acima de 1Hz . A Tabela 4.4 e a Figura 4.4 mostram os resultados até 500Hz. Observa-se que o sistema começa a atenuar a saída a partir de 180Hz. Observou-se, no osciloscópio, diferença de fase crescente entre os sinais de entrada e saída o que evidenciou a limitação da resposta em 180Hz.

Tabela 4.4 – Resposta em frequência dos conversores V-F e F-V.

Vin (Vrms)	Vout (Vrms) 120Hz	Vout (Vrms) 180Hz	Vout (Vrms) 300Hz	Vout (Vrms) 500Hz
0,10	0,10	0,09	0,09	0,02
0,20	0,20	0,19	0,18	0,15
0,30	0,30	0,29	0,27	0,22
0,40	0,40	0,39	0,36	0,28
0,50	0,50	0,49	0,45	0,35
0,60	0,61	0,59	0,53	0,42
1,00	0,99	0,96	0,89	0,71
1,20	1,19	1,16	1,07	0,84

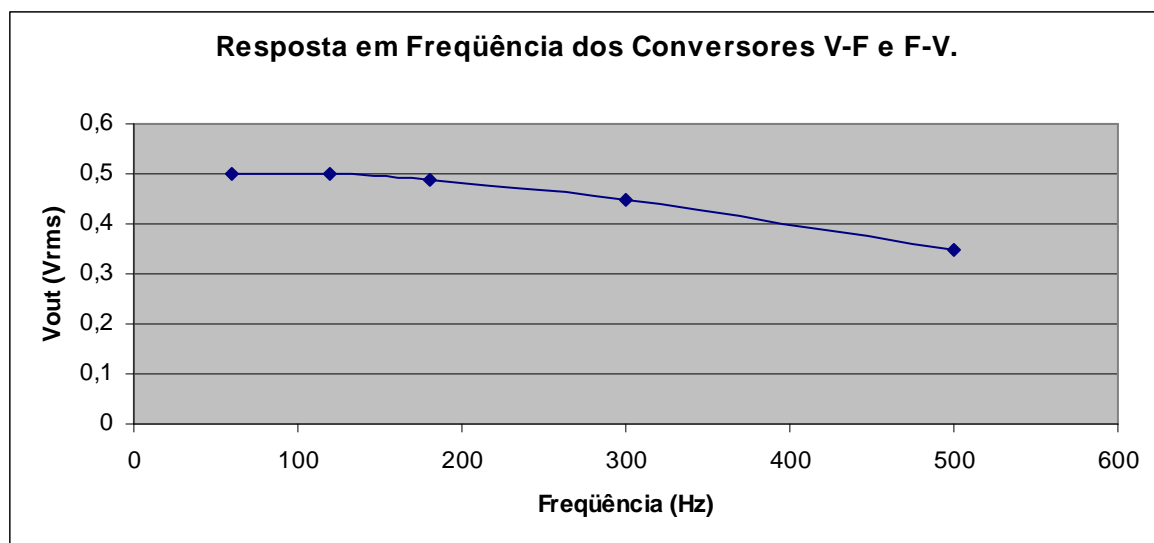


Figura 4.4 - Resposta em frequência dos Conversores V-F e F-V.

A resposta do conversor tensão frequência e da interface óptica é rápida e não está limitando a resposta em frequência do sistema como mostra a Figura 4.5 que ilustra a saída do amplificador de transimpedância para tensões de -2V, -3V, -4V e -4,5V.

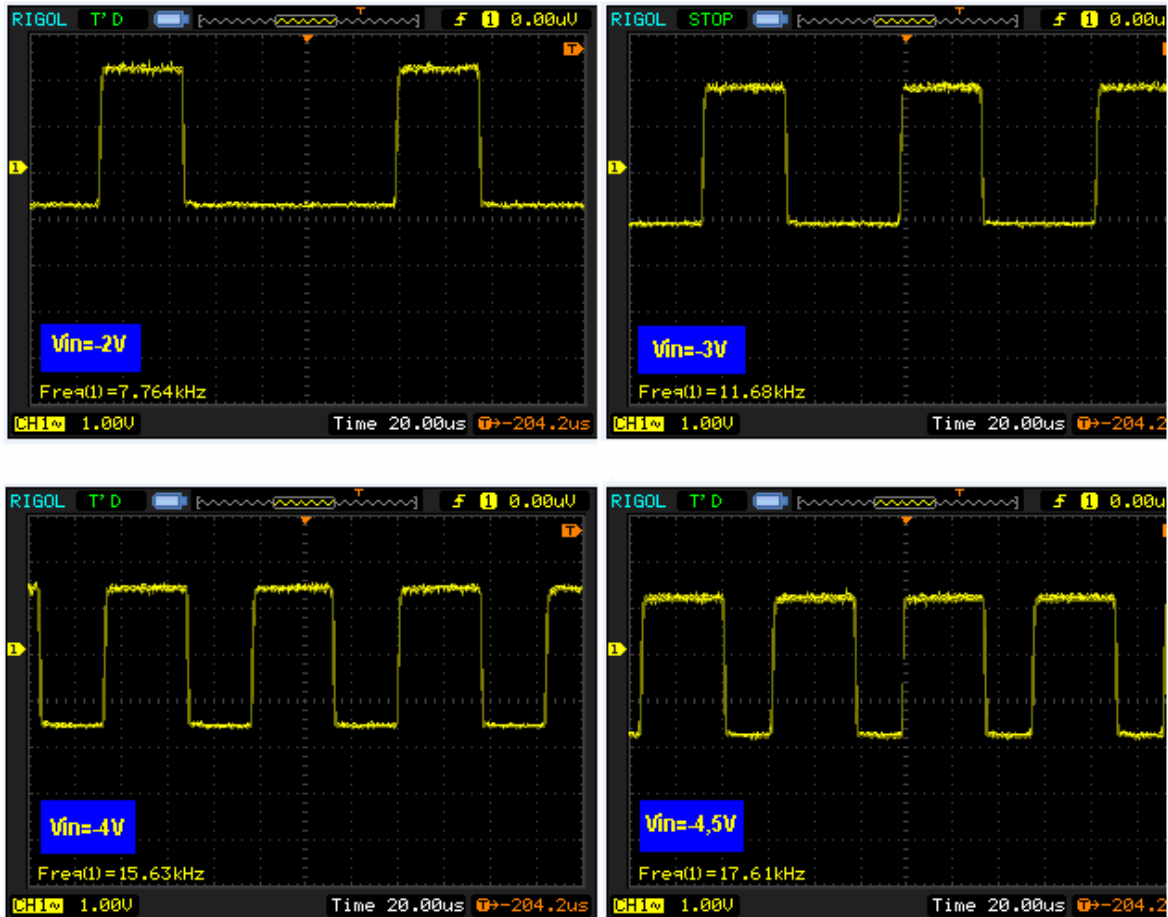


Figura 4.5 – Sinais registrados na saída do amplificador de transimpedância.

A conclusão é a de que a frequência de corte do filtro passa baixa na saída do conversor F-V, apesar de não afetar a amplitude do sinal na frequência da rede, está inadequada para uma resposta do circuito para harmônicos superiores. Esta limitação explica-se pela faixa de frequências escolhida (5kHz a 15kHz) e do compromisso do filtro passa baixas com a ondulação presente no sinal de saída. O aumento da frequência de corte acarreta aumento da ondulação (distorção) presente no sinal de saída.

Como alternativa ao projeto do conversor frequência tensão usando o LM331 foi testada uma solução de demodulação dos pulsos detectados pelo amplificador de transimpedância utilizando um PLL a partir do circuito integrado CD4046 (Figura PLL), que apresentou melhores resultados na resposta em frequência como mostra a Figura 4.6.

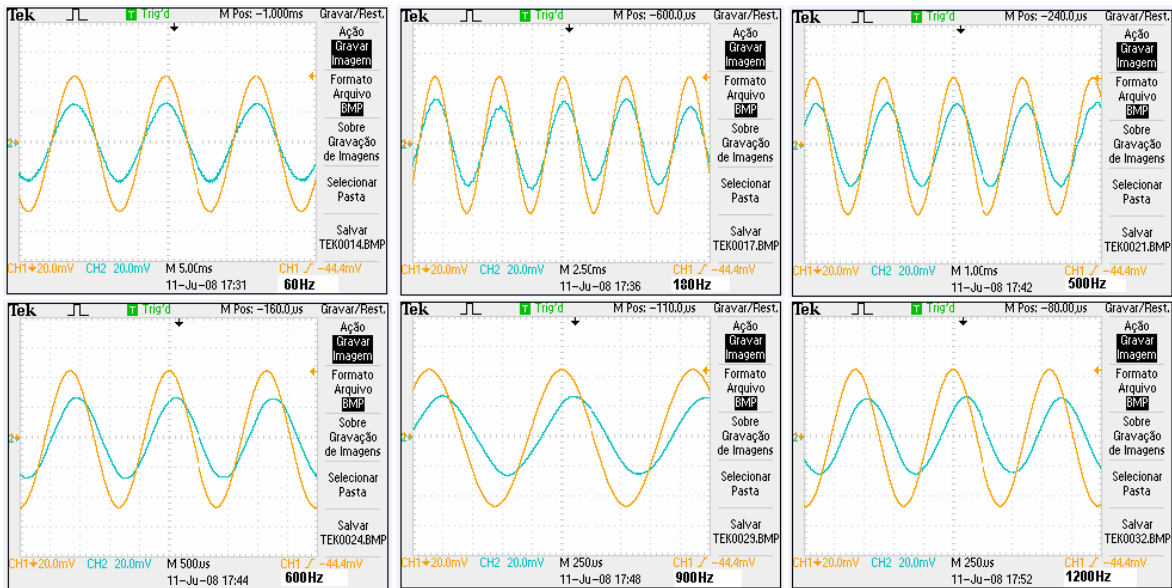


Figura 4.6 – Sinais registrados na saída do PLL.

O demodulador com PLL fez com que o transformador eletrônico tivesse resposta em frequência melhor que no caso anterior. Os erros que aparecem a partir de 500Hz são apenas na fase do sinal de saída e não interferem no ganho dos sinais de harmônicas superiores.

A Tabela 4.5 e a figura 4.7 mostram a relação corrente/tensão do transformador de corrente eletrônico com a demodulação dos pulsos realizada por PLL.

Tabela 4.5 – Característica Corrente x Tensão do TC eletrônico com demodulador PLL.

I (A)	Vout (mVrms)	I (A)	Vout (mVrms)
4,7	50,3	70	232
10	67,2	80	259
20	98	90	288
30	126	100	315
40	152	110	344
50	176	120	367
60	204	130	398

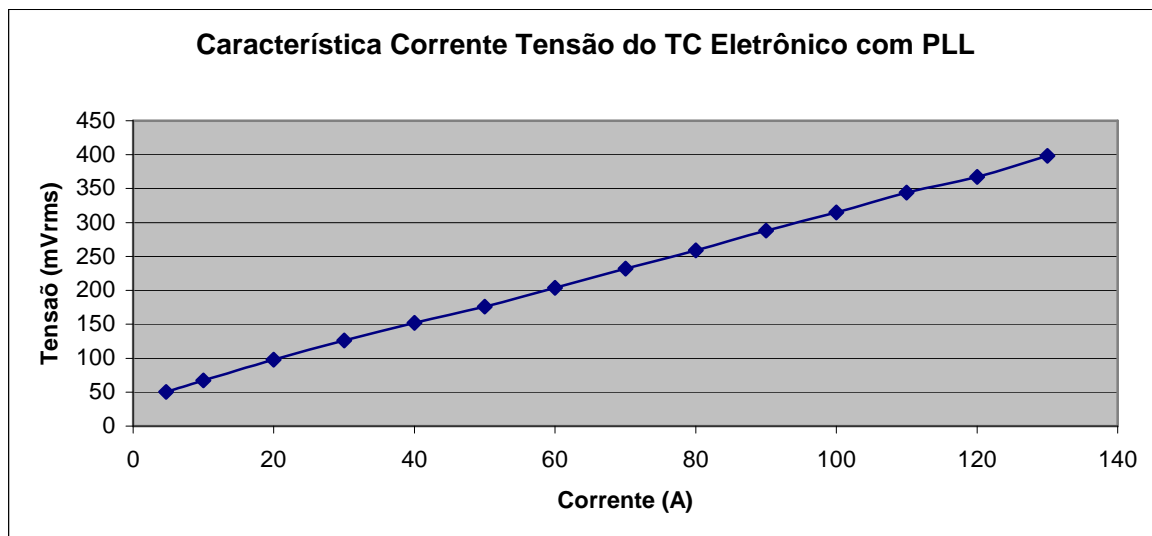


Figura 4.7 – Curva característica do TC eletrônico com PLL.

Para a verificação do conteúdo harmônico do sinal de saída do circuito PLL foi feito um ensaio com um analisador de espectro. Foi aplicado um sinal senoidal de uma fonte com amplitude correspondente ao valor nominal da corrente (50mV/100A). O conteúdo harmônico da tensão de saída está mostrado na Figura 4.8. Além da fundamental, o único valor significativo observado foi o correspondente a 120Hz com cerca de 2,6mV, o que caracteriza um valor muito baixo de distorção harmônica.

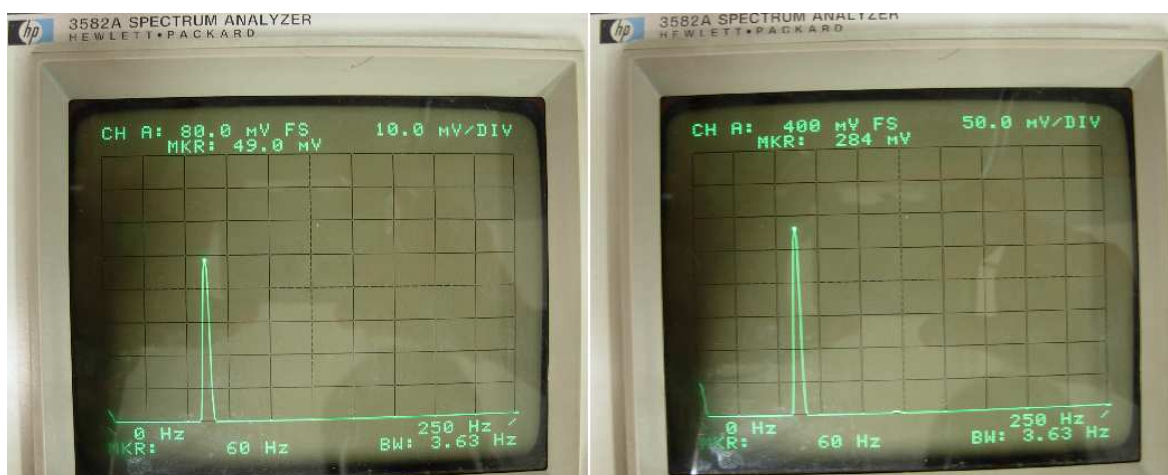


Figura 4.8 – Conteúdo harmônico do sinal de saída do TC eletrônico.

O transformador de corrente eletrônico aqui projetado incorpora, portanto, uma saída analógica e uma saída digital que corresponde à saída do amplificador de transimpedância.

A implementação da fonte de alimentação mostrou a possibilidade de alimentação das placas de circuito do TC eletrônico a partir do TC convencional. Foi utilizado um TC de relação 100A/5A e uma carga resistiva de 100Ω na saída de 5V, o que corresponde ao consumo de 50mA. Esta demanda é suficiente para alimentar os circuitos projetados que consomem, nas condições deste projeto, cerca de 30mA.

A Figura 4.8 mostra o tempo de resposta da fonte durante a energização do TC com 10A no seu primário. Observa-se que a tensão contínua de saída somente se estabelece a partir da primeira crista da senoide de entrada.

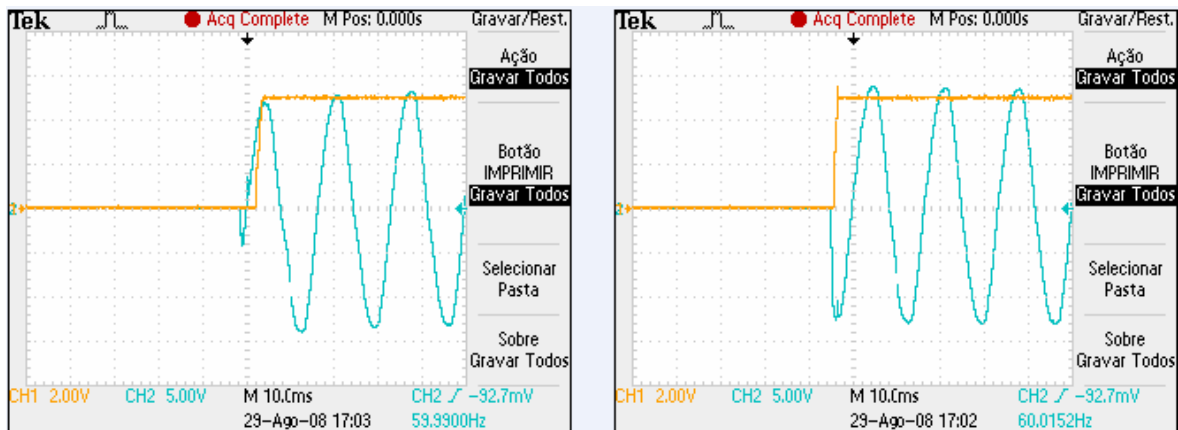


Figura 4.8 – Energização da fonte a partir de TC com 10A no primário.

A Figura 4.9 mostra a energização a partir de uma corrente de 50A. Note-se que já está ocorrendo o corte da forma de onda de tensão pelos tiristores e que o tempo de subida da tensão contínua de saída continua relacionado ao primeiro pico da senoide de entrada. Note-se, também, que o atraso independe do valor de corrente (desde que dentro da faixa dinâmica), mas dependerá do momento do acionamento do disjuntor da linha de transmissão podendo variar de praticamente zero a meio ciclo (cerca de 8ms).

A regulação estática da fonte de alimentação projetada foi determinada através da medição do valor da tensão de saída para 10%  $I_N$ , que foi de 4,985V, e para 100%  $I_N$ , que foi de 4,987V. O valor da regulação estática de tensão é da ordem de 0,04%.

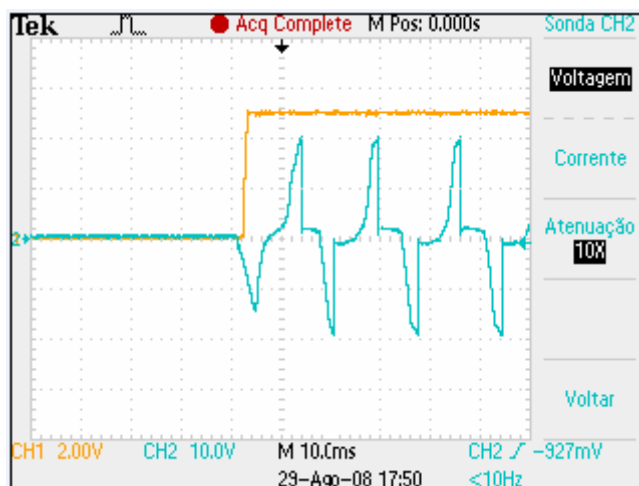


Figura 4.9 – Energização da fonte a partir de TC com 50A no primário.

A mínima corrente da rede capaz de excitar a fonte depende do projeto do TC escolhido uma vez que a magnetização do núcleo consumirá uma parcela da corrente a ser transmitida para o secundário. O TC escolhido para a realização dos ensaios é de classe de medição, sendo que somente a partir de 2% da corrente primária foi possível magnetizar o núcleo e transferir potência para alimentar a fonte com a carga nominal de 50mA.

A ondulação presente nas saídas de +5V e -5V foi medida na condição de corrente mínima da rede capaz de produzir a tensão de saída com carga nominal (2% de  $I_n$ ), e na condição de corrente nominal da rede. Para a saída +5V os valores de ondulação medidos foram 4,2mVrms e 6,7mVrms respectivamente. Para a saída de -5V os valores de ondulação medidos foram -7,2mVrms e -8,35mVrms nas duas condições citadas.

## 5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

A técnica de construir TC Eletrônicos que usam bobinas de Rogowski como elemento sensor e interface óptica entre os níveis de alta e baixa tensão tem sido uma alternativa atrativa no desenvolvimento de novos produtos pela indústria.

Existe uma dificuldade grande em se manter estável a corrente a ser medida na jiga montada pelo fato do autotransformador estar ligado diretamente na rede sem nenhum tipo de estabilização ou regulação da corrente.

Neste trabalho foi proposta e estudada uma arquitetura de TC eletrônico baseado na utilização da bobina de Rogowski como elemento sensor e transmissão óptica do sinal digitalizado em POF e demonstrado o funcionamento e a viabilidade de aplicação dessa tecnologia, potencialmente de baixo custo, em sistemas elétricos de potência.

A técnica estudada pode ser aplicada em medição e proteção de sistemas elétricos, no entanto o desempenho do sistema pode ser muito melhorado.

A escolha da filosofia de alimentação do primário deve merecer atenção principalmente se o TC eletrônico for utilizado em proteção de sistemas. A solução realizada mostra problemas relacionados principalmente ao tempo de resposta.

A tecnologia de fabricação de bobinas de Rogowski a partir de placas de circuito impresso minimiza as interferências e os erros em função da redução das dimensões e, principalmente, da precisão inerente a este processo de fabricação.

Enquanto a ABNT não emite uma norma específica para TCs eletrônicos que normalmente será baseada na IEC 60044-8, deve-se utilizar a própria norma IEC além das duas referências do IEEE (C37.235-2007 e C37.92-2005).

A eletrônica utilizada pode ser otimizada podendo-se utilizar tecnologia totalmente digital desde a saída da bobina de rogowski, ou do integrador, passando por conversão AD e interface serial padronizada como SPI (*Serial Peripheral Interface*) ou CAN (*Controller Area Network*) realizada com fibras ópticas, chegando a um DSP como informação digital a ser tratada.

A interface digital entre o sensor e o IED ou relé de proteção tem que levar em consideração aspectos como taxa de amostragem, sincronismo, filtros *antialiasing*, retardos de fase. Cada bit deve estar pronto para uso para que a interface funcione adequadamente. Além disso, todos os fabricantes têm que seguir um protocolo padronizado para interoperabilidade (IEC 61850).

A interface analógica tem a vantagem de deixar para os IEDs e relés de proteção a função de converter o sinal para o meio digital, facilitando a ligação de um mesmo sensor a IEDs de diferentes fabricantes (interoperabilidade).



## 6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] PAITHANKAR, Y. G.; “Transmission Network Protection – Theory and Practice”. ISBN 0-8247-9911-9 - MARCEL DEKKER, INC – 1998.
- [2] BLAKE, J.; WILLIAMS, W.; GLASOW, C.; “et al”, “Optical Current Transducers for High Voltage Applications” - NxtPhase Corporation - Phoenix AZ 85029;
- [3] Internet: [http://www.aveva-td.com/solutions/liblocal/docs/Products/CTO\\_English.pdf](http://www.aveva-td.com/solutions/liblocal/docs/Products/CTO_English.pdf) “Current Transformer with Optical sensors 72.5 to 765 kV” - AREVA T&D.
- [4] SKENDZIC, V.; “Precision Printed Circuit Board Based Rogowski Coil and Method for Manufacturing Same”. - Schweitzer Engineering Laboratories, Inc - United States Patent 7227442 - 06/05/2007.
- [5] KOJOVIC, L. A.; “Rogowski coils suit relay protection and measurement” – IEEE Computer Applications in Power Magazine, vol. 10, pp. 47-52, Julho de 1997.
- [6] KOJOVIC, L. A.; “PCB Rogowski coils Benefit Relay Protection” – IEEE Computer Applications in Power Magazine, vol.15, pp 50-53, Julho de 2002.
- [7] XIAO, C.; ZHAO, L. “et al”, “An Overview of Integratable Current Sensor Technologies” – 38<sup>th</sup> IAS Annual Meeting, Conference Record of Industry Applications Conference – Outubro de 2003.
- [8] KOSOV, I. L.; “Máquinas Elétricas e Transformadores” - Editora: Globo ISBN: 8525002305.
- [9] Internet: <http://www.abb.com/ProductGuide/> “Outdoor instrument transformers” - Buyer's Guide, ABB AB, 2006.
- [10] SATO, F.; “Proteção de Sistemas de Energia Elétrica” – Biblioteca Digital da Unicamp. Janeiro de 2005.
- [11] NBR 6456/91 – “Transformadores para instrumentos – Terminologia”. Associação Brasileira de Normas Técnicas. Rio de Janeiro: ABNT, 1991.
- [12] NBR 6856 – “Transformador de corrente: especificação”. Associação Brasileira de Normas Técnicas. Rio de Janeiro: ABNT, 1992.
- [13] NBR 6821 – “Transformador de corrente: método de ensaio”. Associação Brasileira de Normas Técnicas. Rio de Janeiro: ABNT, 1992.
- [14] IEEE C57.13/1993 – “IEEE Standard Requirements for Instruments Transformers”. (revisão da antiga ANSI/IEEE C57. 13/1978).

- [15] IEC 60044-1– “Instruments Transformers – Part 1: Current Transformers” – International Electrotechnical Commission. Feb. 2003.
- [16] IEC 60044-6 – “Instruments Transformers – Part 6 – Requirements for protective current transformers for transient performance” - International Electrotechnical Commission. Mar 1, 1992.
- [17] ZOCHOLL, S. E. , “Análise e Aplicação de Transformadores de Corrente”. Editora: Schweitzer Engineering Laboratories Comercial Ltda.
- [18] SATO, F.; “Corrente assimétrica de curto-circuito” – Biblioteca Digital da Unicamp. Setembro de 2005.
- [19] HALLIDAY, D. e RESNICK,R., “Fundamentos da Física”, vol. III, 4ª edição, Livros Técnicos e Científicos Editora S.A, Rio de Janeiro, 1993.
- [20] LIEHR, S.; “Optical Measurement of Currents in Power Converters” - Microsystem Technology Group, School of Electrical Engineering, Royal Institute of Technology - Stockholm, March 2006.
- [21] Internet: <http://efisica.if.usp.br/optica/universitario/polarizacao/faraday/> - Livro eletrônico – capítulo 6: A polarização da onda eletromagnética - Sergio Carlos Zilio – junho de 2007.
- [22] Internet: [http://www.areva-td.com/solutions/liblocal/docs/Products/CTO\\_English.pdf](http://www.areva-td.com/solutions/liblocal/docs/Products/CTO_English.pdf) “Current Transformer with Optical sensors 72.5 to 765 kV” - AREVA T&D.
- [23] KIYOHISA, T.; MASSAO, T.; SAKAE, I. - “Optical current transformer” – Toshiba US Patent 6281672 - US Patent Issued on August 28, 2001.
- [24] WILLSCH, M.; MENKE P.; BOSSELMANN, T.; “Magneto-Optic Current Transformers for Applications in Power Industry” - SIEMENS AG - Corporate Research and Development ZFE T EP 5, POB 3220, D-91050 Erlangen.
- [25] WARD, D. A. e EXON, J. T.; “Using Rogowski coils for transient current measurements”. Engineering Science and Education Journal, vol.2, pp. 105-113, June 1996.
- [26] IEEE C37.235-2007: “Guide for the Application of Rogowski Coils Used for Protective Relaying Purposes”. Feb. 22 2008 Page(s): c1-45 E-ISBN: 978-0-7381-5713-9 ISBN: 978-0-7381-5714-6 Digital Object Identifier: 10.1109/IEEESTD.2008.4457884.
- [27] KOJOVIC, L. A.; “PCB Rogowski Coil Designs and Performances for Novel Protective Relaying” - Power Engineering Society General Meeting, 2003, IEEE

Publication Date: 13-17 July 2003 Volume: 2, on page(s): 609 - 614 Vol. 2  
ISBN: 0-7803-7989-6.

[28] Internet: <http://www.gossenmetrawatt.com> - “Flexible Current Sensor – 3 Phase Set”  
– GMC - I Gossen – Matrawatt GmgH – Germany.

[29] Internet: [http://www.taehwatrans.com/english/pro\\_03\\_01.htm](http://www.taehwatrans.com/english/pro_03_01.htm) - “Rogowski Coil for  
Precision Measurements and Protection”- TAEHWATRANS CO., LTD.

[30] Internet: [http://www.phoenixcontact.ca/news/248\\_21244.htm](http://www.phoenixcontact.ca/news/248_21244.htm) - Signal Converters  
Interface - PHOENIX CONTACT.

[31] KOJOVIC, L. A.; SKENDZIC, V.; WILLIAMS, S.E. “High-precision Rogowski  
coils” – US Patent 6313623, 6 Nov. 2001 - Cooper Power Systems, USA.

[32] KOJOVIC, L. A. e BISHOP M.; “Rogowski Coil Designs” – Protection Automation  
and Control World Magazine – Autumn 2007 Issue - Cooper Power Systems, USA.

[33] Internet: [http://www.areva-td.com/solutions/US\\_57\\_Our+Solutions.html](http://www.areva-td.com/solutions/US_57_Our+Solutions.html) – “Non-  
Conventional Instrument Transformer Solutions” – AREVA T&D.

[34] Internet: [http://www.pes-psrc.org/i/RCs\\_PSRC\\_SanDiego2005.pdf](http://www.pes-psrc.org/i/RCs_PSRC_SanDiego2005.pdf) - “Guide for the  
Application of Rogowski Coils used for Protective Relaying Purposes”.

[35] IEC 60044-8: “Instrument transformers – Part 8: Electronic Current transformer”

[36] IEC 61850: “Communication Networks and Systems In Substations”.

[37] UDREN, E.A.; MCLAREN, P.G. “et al”: “Overview of IEEE C37.92-2005:  
Standard for Analog Inputs to Protective Relays from Electronic Voltage and Current  
Transducers”.

Power Systems Conference and Exposition, 2006. PSCE apos; 06. 2006 IEEE PES  
Volume, Issue, Oct. 29 2006-Nov. 1 2006 Page(s):527 – 531 Digital Object Identifier  
10.1109/PSCE.2006.296369.

[38] WARD, D. A.; “Measuring of current using Rogowski Coils”. Instrumentation in  
the Electrical Supply Industry, IEE Colloquium, Jun 1993.

[39] RAY, W. F.; “The use of Rogowski coils for low amplitude current waveform  
measurement,”- Measurement Techniques for Power Electronics, IEE Colloquium, Oct.  
1992.

[40] Internet: [http://www.analog.com/en/analog-to-digital-converters/energy-  
measurement /ADE7759/products/product.html](http://www.analog.com/en/analog-to-digital-converters/energy-measurement/ADE7759/products/product.html) - ADE7759: Single-Phase Metering IC  
with di/dt Input (Serial-Port Interface). Analog Devices.

- [41] Internet: [http://www.jdsu.com/product-literature/ppm5\\_ds\\_pp\\_ae.pdf](http://www.jdsu.com/product-literature/ppm5_ds_pp_ae.pdf) - “Photonic Power Module” - JDS Uniphase Corporation.
- [42] GANG, Z., SHAOHUI, L. “et al”; “A novel electro-optic hybrid current measurement instrument for high-voltage power lines”. IEEE Transactions on Instrumentation and measurement, vol. 50, no. 1, February 2001.
- [43] Internet: <http://www.national.com/mpf/LM/LM331.html> - LM331 - Precision Voltage-to-Frequency Converter – National Semiconductor.
- [44] HOROWITZ, P. e HILL, W.; “The Art of Electronics” – 2<sup>nd</sup> Edition – Cambridge University Press. 1994.
- [45] WERNECK, M.M., RIBEIRO, R.M., “Fibras ópticas e aplicações”, Apostila Latu Senu, LIF/COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 1999.
- [46] Internet: [http://www.selinc.com.br/art\\_tecnicos/6025.pdf](http://www.selinc.com.br/art_tecnicos/6025.pdf) - “Modelagem de transformador aplicada à proteção diferencial” – Schweitzer Engineering Laboratories, Brasil Ltda.

## 7 ANEXOS

Este anexo apresenta um modelo matemático de transformador de corrente e simulações realizadas em ambiente Matlab com o objetivo de avaliar a influência não só de parâmetros intrínsecos ao TC, mas também dos componentes externos a ele conectados. Mostra também alguns resultados de simulações de um sensor baseado na Bobina de Rogowski realizadas através da ferramenta Simulink com a intenção de comprovar o funcionamento dos circuitos projetados em condições que não foram possíveis de se alcançar no laboratório.

### 7.1 Modelagem matemática e simulação do Transformador de Corrente

A Figura 7.1 mostra o circuito equivalente de um transformador de corrente convencional onde  $N_1 I_1 / N_2$  representa a corrente primária refletida para o secundário,  $L_M$  é a reatância de magnetização do núcleo magnético (não linear),  $R_2$  e  $L_2$  correspondem à resistência e à indutância de dispersão do enrolamento secundário, e  $R_B$  e  $L_B$  representam a impedância de carga (*burden*) conectada ao TC.

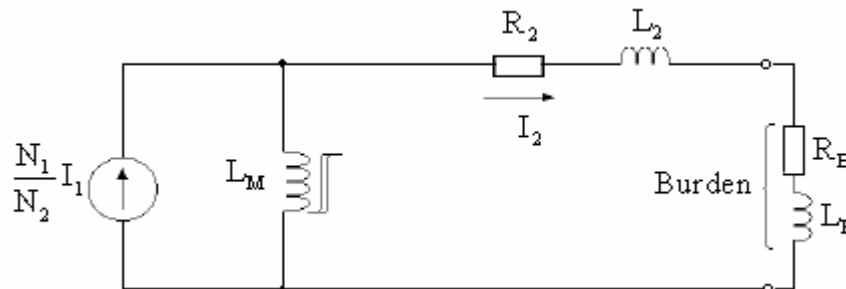


Figura 7.1 – Circuito equivalente de um TC convencional [17].

Pela análise do circuito equivalente nota-se que a corrente secundária é função da corrente primária e da corrente de magnetização do núcleo. A tensão secundária induzida pela variação do fluxo resultante no núcleo é dada por  $N_2 \frac{\Delta\Phi}{\Delta t}$ .

As equações (52) e (53) determinam a relação entre correntes e fluxo concatenado no núcleo do transformador de corrente. Na equação (53)  $P$  representa a permeância do núcleo.

$$N_2 \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} + (R_2 + R_B)I_2 + (L_2 + L_B) \frac{\Delta I_2}{\Delta t} = 0 \quad (52)$$

$$\Delta\Phi = PN_1\Delta I_1 + PN_2\Delta I_2 \Rightarrow \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = PN_1 \frac{\Delta I_1}{\Delta t} + PN_2 \frac{\Delta I_2}{\Delta t} \quad (53)$$

As equações (52) e (53) formam um sistema de equações de estado que pode ser representado matricialmente por:

$$\begin{pmatrix} -(R_2 + R_B)I_2 \\ PN_1 \frac{\Delta I_1}{\Delta t} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (L_2 + L_B) & -N_2 \\ PN_2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{\Delta I_2}{\Delta t} \\ \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} \end{pmatrix} \quad (54)$$

A solução do sistema é dada pela equação 55.

$$\begin{pmatrix} \frac{\Delta I_2}{\Delta t} \\ \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (L_2 + L_B) & -N_2 \\ PN_2 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} -(R_2 + R_B)I_2 \\ PN_1 \frac{\Delta I_1}{\Delta t} \end{pmatrix} \quad (55)$$

Foi realizada uma solução numérica (Matlab) para o sistema de equações (55). A corrente primária  $I_1$  foi determinada pela equação (9) que descreve a resposta de um circuito RL a aplicação de uma fonte de tensão senoidal.

Todos os termos da matriz-coeficiente têm valores fixos, exceto a Permeância  $P$ . A expressão  $P = \frac{\mu A}{l}$  determina a permeância para um núcleo de transformador, onde  $\mu$  é a permeabilidade do material do núcleo,  $A$  é a área da secção reta do núcleo e  $l$  é o comprimento médio do núcleo [17].

A relação entre o valor incremental da densidade de fluxo magnético e o valor incremental do campo magnético determina a permeabilidade  $\mu = \frac{\Delta B}{\Delta H}$ . Para modelar a curva de histerese do núcleo magnético foi utilizada a equação de Frolich (56) [17].

$$B = \frac{H}{c + b|H|} \quad (56)$$

Derivando-se  $B$  em relação a  $H$ , tem-se a relação que expressa a permeabilidade do núcleo em relação a  $B$ .

$$\mu = \frac{\Delta B}{\Delta H} = \frac{(1 - b|B|)^2}{c} \quad (57)$$

As constantes  $b$  e  $c$  são calculadas em função do material do núcleo. Quando a densidade do fluxo magnético atinge a saturação  $|B| = B_{\text{sat}}$ , a permeabilidade relativa do

núcleo se aproxima de 1 ( $\mu = \mu_0$ ). Por outro lado, a máxima inclinação da curva descrita pela equação de Frolich ocorre quando  $B=H=0$ . Essa máxima inclinação será igualada a permeabilidade do material do núcleo  $\mu_i$  que é um valor constante e característico para cada tipo de material. Assim, os coeficientes  $b$  e  $c$  serão determinados pelas seguintes equações:

$$b = \frac{1 - \frac{1}{\sqrt{\mu_i}}}{B_{sat}} \quad (58)$$

$$c = \frac{1}{\mu_0 \mu_i} \quad (59)$$

Os resultados das simulações estão mostrados a seguir. A Figura 7.2 mostra o comportamento de um TC submetido a corrente de curto-circuito em três momentos distintos quando houve apenas a mudança do ângulo da tensão aplicada ao circuito no instante da falta. A curva de cor verde mostra a corrente primária refletida no secundário. As curvas em azul mostram a corrente no secundário cujas formas-de-onda mostram o efeito da saturação do núcleo quando do aparecimento da assimetria na corrente primária que leva cerca de sete ciclos para amortecer.

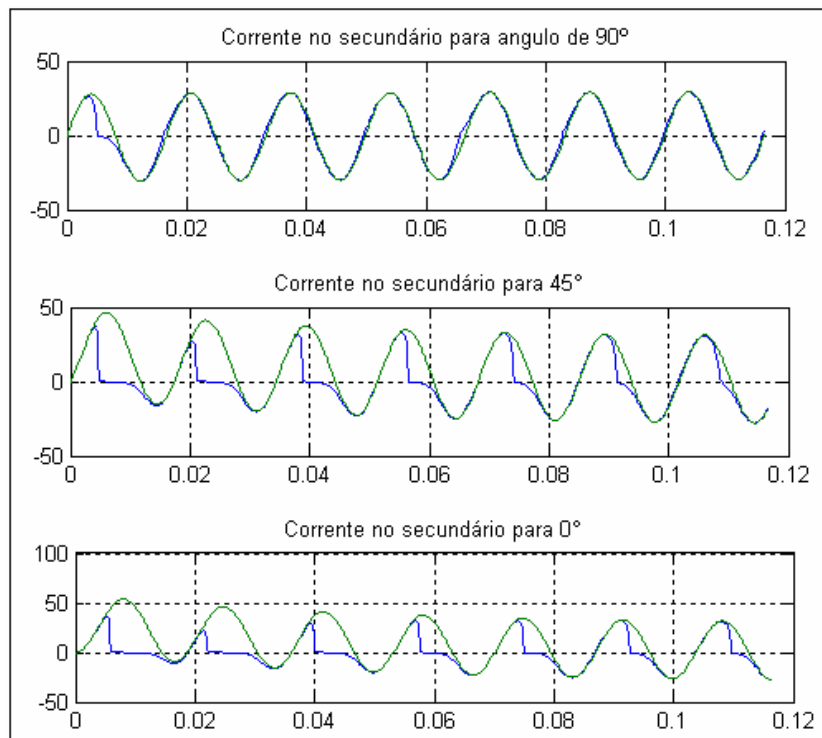


Figura 7.2 – Corrente no secundário para variação do ângulo da tensão.

A Figura 7.3 mostra o comportamento do TC na condição da redução da parte real da impedância da linha de  $1\Omega$  para  $0,25\Omega$ . Neste caso, além do aumento do módulo da corrente, houve o aumento da constante de tempo da componente exponencial ( $\omega L/R$ ) cujo amortecimento passa dos quinze ciclos simulados.

A Figura 7.4 mostra o resultado das simulações para variação (aumento) da carga do TC. Observa-se maior saturação do núcleo para o mesmo valor de corrente na linha.

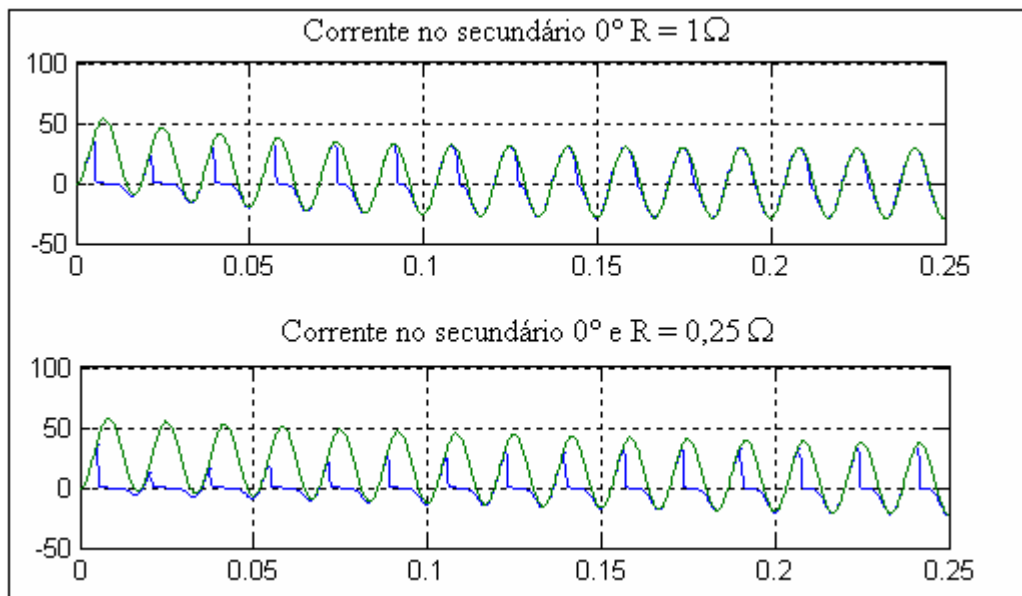


Figura 7.3 – Corrente no secundário para variação da resistência da linha e X/R.

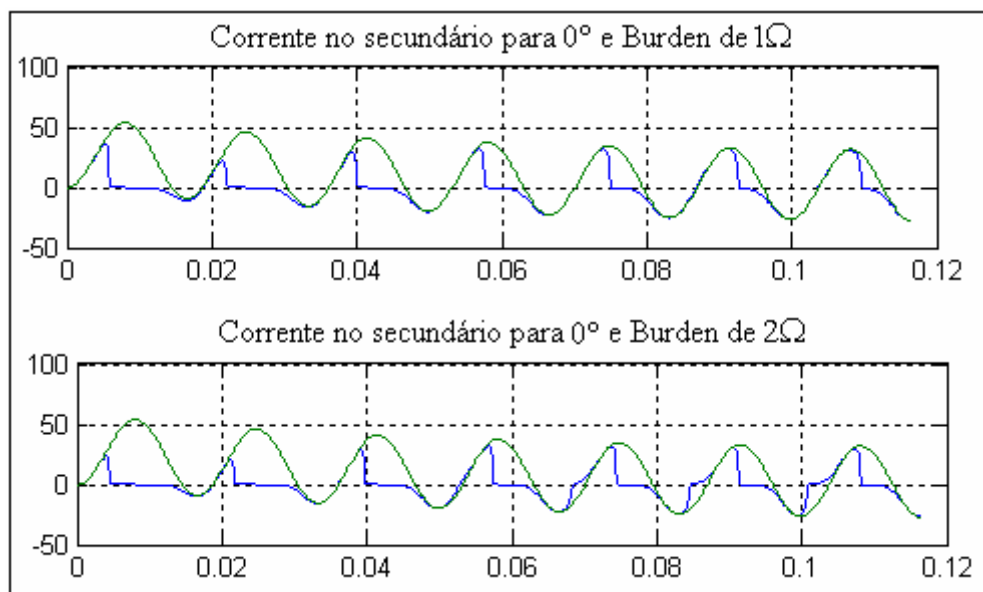


Figura 7.4 – Corrente no secundário para variação da impedância de carga (*Burden*).



A Figura 7.5 mostra o comportamento da corrente secundária na condição de variação (redução) do valor da densidade de fluxo magnético de saturação do núcleo, o que fez com que o ocorresse a saturação para a condição da simulação.

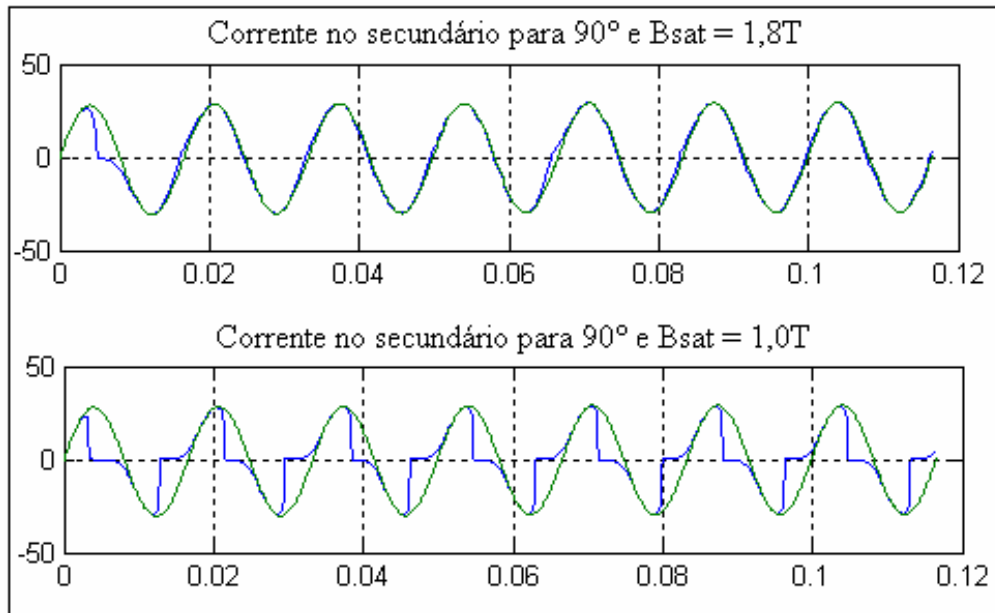


Figura 7.5 – Corrente no secundário para variação de Bsat.

## 7.2 Simulação de sensor com Bobina de Rogowski

Além da simulação do TC convencional, foi realizada a simulação do comportamento de um sensor baseado na Bobina de Rogowski juntamente com um integrador com função de transferência semelhante ao projetado neste trabalho. A Figura 7.6 mostra o diagrama de blocos construído a partir das ferramentas disponíveis no Simulink.

A fonte de alimentação senoidal ideal modela uma barra infinita do sistema de potência e aplica tensão na linha de transmissão em curto circuito no instante  $t = 0$ , com fase  $\phi = 0$ , que é a pior condição (correntes assimétricas). A linha de transmissão foi modelada como um retardo de primeira ordem correspondente a um circuito RL onde R corresponde a resistência e L a indutância da linha até o local do curto-circuito. A Bobina de Rogowski foi modelada como um ganho correspondente a indutância mútua e um bloco derivativo. O integrador foi modelado a partir de uma função de transferência com um zero e dois pólos coincidentes. Foram acrescentados blocos de ganho para adequação do sinal de saída.

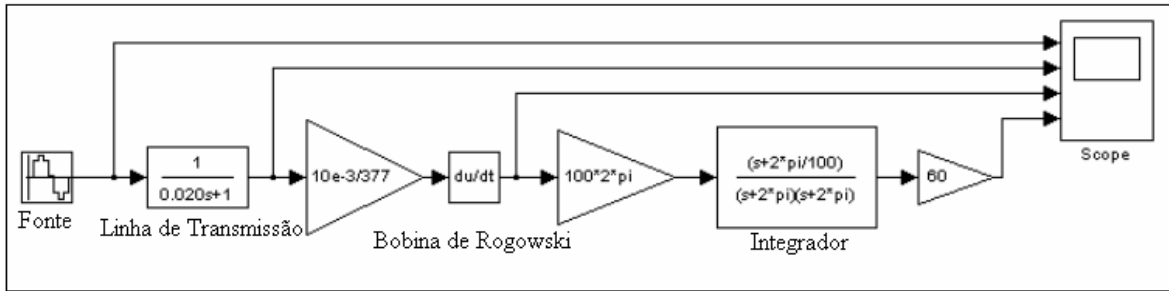


Figura 7.6 – Modelagem de sensor de corrente baseado na Bobina de Rogowski.

O objetivo desta simulação foi verificar o comportamento do sensor na condição da presença de componente assimétrica na corrente de curto circuito. A Figura 7.7 mostra as formas de onda verificadas na saída dos diversos blocos e comprova a resposta satisfatória do conjunto bobina e integrador.

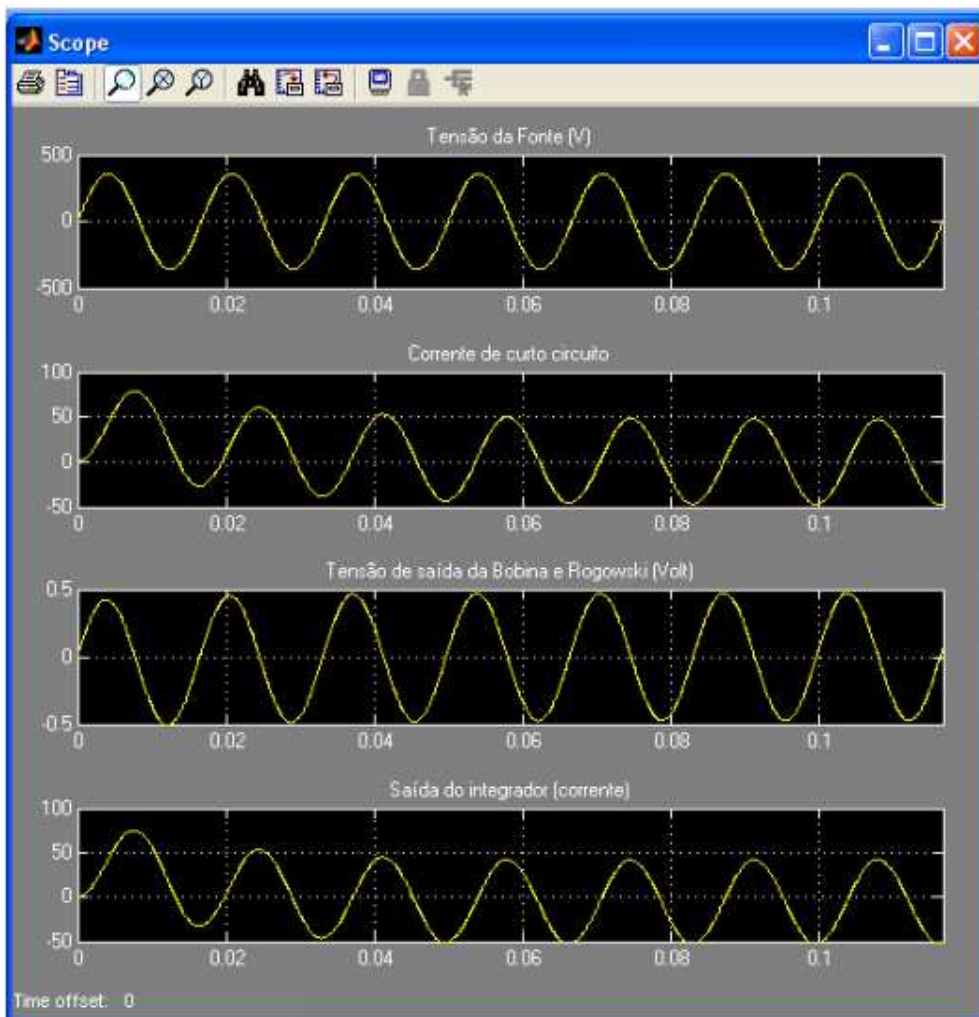


Figura 7.7 – Resposta de sensor de corrente baseado na Bobina de Rogowski.

### 7.3 Códigos MatLab para simulação de TC

Programa “Trafo\_Corrente”:

```
% Este arquivo de comandos do MATLAB tem por finalidade a modelagem de um
transformador de corrente toroidal
% para simulação de transitórios com fins de dimensionamento de proteção.
% Os parâmetros e variáveis do sistema estão listados a seguir:

% Parâmetros de entrada:
global Vs R L Fs Tetas0 Bsat Mu0 N1 N2 Aef lef L1 L2 R1 R2 Rb Lb ;

% DADOS DO SISTEMA DE POTÊNCIA:
%-----
Vs= 2e4 ;% Tensão de pico da fonte senoidal equivalente que alimenta a
linha de transmissão(V)
R= 1 ; % Resistência ohmica da linha de transmissão de energia desde
a fonte até o curto-circuito(ohm)
L= 4.5e-2 ;% Indutância da linha de transmissão de energia desde a
fonte até o curto-circuito(H)
Fs= 60 ;% Freqüência da fonte senoidal (Hz)
Tetas0= pi/2 ;% Fase inicial da fonte senoidal (radianos)
%-----

% DADOS DO NÚCLEO MAGNÉTICO:
%-----
Bsat= 1.8 ;% Densidade de fluxo de saturação do material do núcleo
do TC(Tesla)
Mu0= 4*pi*1e-07 ;% Permeabilidade magnética do vácuo (H/m)
Murmax= 15e3 ;% Permeabilidade magnética relativa máxima do material
do núcleo (sem dimensão)
%-----

% DADOS CONSTRUTIVOS DO TRANSFORMADOR DE CORRENTE:
%-----
N1= 1 ;% Número de espiras do primário
N2= 40 ;% Número de espiras do secundário
Aef= pi*(0.021)^2 ;% Área efetiva do núcleo do TC (m^2)
lef= pi*0.1 ;% Caminho efetivo do circuito do campo magnético no
núcleo do TC (m)
L1= 0.24e-3 ;% Indutância de dispersão do primário (H)
L2= 0 ;% Indutância de dispersão do secundário (H)
R1= 1.5e-3 ;% Resistência ohmica do primário (ohm)
R2= 0.12 ;% Resistência ohmica do secundário (ohm)
%-----

% DADOS DA CARGA:
%-----
Rb= 1.0 ;% Carga resistiva no secundário (Burden) (ohm)
Lb= 0 ;% Carga indutiva no secundário (Burden) (H)
%-----

% CONDIÇÕES INICIAIS:
%-----
fi0= 0 ;% Fluxo concatenado inicial no núcleo (Wb)
i10= 0 ;% Corrente inicial no primário (A)
i20= 0 ;% Corrente inicial no secundário (A)

t0= 0 ;% Tempo inicial do sistema (s)
tf= 7/60 ;% Tempo final do sistema (s)
```

```

%-----
% VARIÁVEIS:
%-----
%T=          Tempo (s)
%I1=          Corrente instantânea no primário (A)
%I2=          Corrente instantânea no secundário (A)
%E2=          Tensão instantânea na saída do trafo (V)
%Fi=          Fluxo concatenado instantâneo (Wb)
%Y=[I2,Fi]   Matriz coluna de resultados das variáveis de estado do
sistema
%-----

%
% CÁLCULO DOS PARÂMETROS DA CURVA DE FROLICH
%-----
global c b ;
c= 1/(Mu0*Murmax);
b=(1-1/sqrt(Murmax))/Bsat;
%-----

% CÁLCULO DE VARIÁVEIS ASSOCIADAS A ENTRADA
%-----
global I1;
global Imax;
global X;    % Reatância indutiva da linha
global Teta; % Ângulo relativo a relação X/R da linha de
transmissão/distribuição de energia

X= 2*pi*Fs*L;
Imax= Vs/(sqrt(R^2+X^2)); %Valor da componente CA máxima da corrente do
primário
Teta= atan (X/R);
%-----
--

% CÁLCULO DAS EDO PELO MÉTODO RUNGE-KUTTA DE ORDEM 4 E 5
%-----
[t,Y]= ode45('cirTC', [t0, tf], [i20; fi0]);
%-----
%t = 0:.001:.25;
I1= Imax*sin(2*pi*Fs*t+Tetas0-Teta)+Imax*sin(Teta-Tetas0)*exp(-R*t/L);
%Valor instantâneo da corrente no primário

plot (t,I1)
plot(t,-Y(:,1));
subplot(3,1,1)
plot (t,-Y(:,1),'-',t,I1/N2,'-');
title('Corrente no secundário')
grid on;

%subplot(3,1,2)
%plot(t,Y(:,2)/Aef);
%plot(t,-Y(:,1),'-',t,Y(:,2)/Aef,'-',t,I1/N2,'-');
%title('Densidade de fluxo')
%grid on;

```

## Rotina CirTC:

```
%Modelo de trafo de corrente. Função que calcula os valores de
corrente...

function yp= cirTC(t,y);

% função de estados do modelo do circuito do trafo
global L1;
global L;
global N1;
global N2;
global L2;
global Vs;
global R1;
global R2;
global R;
global Rb;
global Lb;
global Fs;
global Tetas0;
global I1;
global Imax;
global X;
global Teta; % Ângulo relativo a relação X/R da linha de
transmissão/distribuição de energia

X= 2*pi*Fs*L; % Reatância indutiva da linha
Imax= (Vs)/sqrt(R^2+X^2); %Valor da componente CA máxima da corrente do
primário
Teta= atan (X/R);
I1= Imax*sin(2*pi*Fs*t+Tetas0-Teta)+Imax*sin(Teta-Tetas0)*exp(-R*t/L);
%Valor instantâneo da corrente no primário
%plot (I1);
%cálculo da permeância do núcleo com hipótese de curva de Frolich -
P= pfrolich(y(1),y(2),I1);

%Solução do sistema de equações
yp= inv([[(L2+Lb); -P*N2],[N2; 1]])*[-(R2+Rb)*y(1);
P*N1*(2*pi*Fs*Imax*cos(2*pi*Fs*t+Tetas0-Teta)-(R/L)*Imax*sin(Teta-
Tetas0)*exp(-R*t/L))];
```

### Rotina “pfrolich”:

% função que calcula a permeância do núcleo em um ponto da curva de Frolich BXH

```
function P= pfrolich(I2,Fi,I1); %para cirTC

global b;
global c;
global N1;
global N2;
global Aef;
global lef;
global Bsat;
global Mu0;

H= (N1*I1+N2*I2)/lef; %Para cirTC

B= H/(c+ b* abs(H));

if abs(B) >= Bsat
    Mu= Mu0;
else
    Mu= c/(c+b*abs(H))^2;
end

P= Mu*Aef/lef;

% P= Mu0*15000*Aef/lef; %sem saturação
```