

PATRÍCIA CALS DE OLIVEIRA

**ANÁLISE DE TRANSFORMADORES DE CORRENTE
PARA MEDIÇÃO**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Programa de Pós-graduação em Metrologia para a Qualidade Industrial

Rio de Janeiro, 22 de fevereiro de 2001

PATRÍCIA CALS DE OLIVEIRA

**ANÁLISE DE TRANSFORMADORES DE CORRENTE
PARA MEDIÇÃO**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação de Metrologia da PUC-Rio, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Metrologia para a Qualidade Industrial.

Orientadores:

Dr. Ricardo B. Prada (PUC- Rio, Departamento de Engenharia Elétrica)

Dr. Endre Tóth (INMETRO)

Programa de Pós-graduação em Metrologia para a Qualidade Industrial

PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO RIO DE JANEIRO

Rio de Janeiro, 22 de fevereiro de 2001

*“A paciência e a perseverança, duas dádivas preciosas
que Deus sempre concede aos que tem boa vontade,
vencem todas as dificuldades que se encontram no
caminho da salvação”*

Frei Luiz

*Agradeço à Deus a perseverança me dada para a realização de mais uma etapa em minha vida.
Dedico esta dissertação à meus pais, Josué e Altair, a minha irmã Anna Paula, ao amigo Endre
Tóth e sua esposa Ester.*

AGRADECIMENTOS

A Deus e a meus pais, que sempre estão ao meu lado.

Ao Prof. Ricardo B. Prada pela orientação e apoio recebido durante o curso.

Ao Prof. Endre Tóth, por sua experiência e objetiva orientação nesta dissertação, pela amizade, dedicação e apoio ao longo da execução deste estudo.

À minha querida irmã Anna Paula e aos amigos Márcia Barrios, Marta Olivieri, Wagner Duboc, José Felipe Araújo, Laura Lima e Mário Francisco, pelo carinho e apoio constante.

Às Engenheiras Ana Maria Franco e Rosane Debatin, pelo incentivo e companheirismo constantes.

Ao INMETRO pela oportunidade que me concedeu em aprimorar meus conhecimentos e minha experiência profissional.

Aos colegas Luiz Napoleão, Vera Macieira, M^a de Fátima, Marcus Vinícius, André e também a todos os colegas da DIELE, pelo constante apoio e companheirismo.

À prestativa Eliane, secretária do Programa de Pós-graduação em Metrologia para a Qualidade Industrial, da PUC-Rio.

Ao Programa de Pós-graduação em Metrologia, da PUC-Rio, pela oportunidade de cursar o Mestrado em Metrologia para Qualidade Industrial.

Às amigas Neyde Z. Martins, Andréia Q. de Sousa, pela amizade e companheirismo, pelo intercâmbio de conhecimentos e pelos momentos de alegria e descontração compartilhados ao longo do curso

E à todas as pessoas que de uma forma direta ou indireta me apoiaram na realização deste estudo.

RESUMO

Esta Dissertação de Mestrado apresenta uma metodologia para analisar transformadores para instrumentos (TI) em geral, e vários tipos de transformadores de corrente (TC-s) para medição. O funcionamento e as características dos transformadores de potencial (TP-s) e dos TC-s estão sendo analisados, usando-se as ferramentas tradicionais (circuito equivalente e representação fasorial). O tratamento generalizado facilita a comparação entre TP-s e TC-s e a análise qualitativa dos parâmetros que influenciam os erros de relação e de ângulo de fase.

Após verificação geral, quatro tipos de TC-s estão sendo estudados detalhadamente. Para analisar construções eletromagnéticas mais complexas, um método não tradicional está sendo aplicado. Usando-se as representações fasoriais, realiza-se o cálculo baseando-se nas equações elétricas e nas equações magnéticas. O erro complexo do TC é o resultado das soluções destas equações, e vem expresso em função dos parâmetros de construção. Os resultados facilitam comparar o desempenho de vários tipos de TC-s existentes e/ou a serem projetados.

Um programa de simulação, utilizando a linguagem C no ambiente LabWindows/CVI – *C for Virtual Instrumentation* (National Instruments), foi desenvolvido com base nas equações para o cálculo do erro. O programa analisa o comportamento de 4 tipos de TC-s, existentes e/ou a serem projetados, quanto ao erro de relação e ao ângulo de fase. A partir do tipo de material, da dimensão do núcleo e do tipo de enrolamentos, em modo interativo, pode-se escolher várias combinações dos parâmetros em etapas repetidas.

A eficiência do método aplicado foi verificada e comprovada. Os resultados são coerentes e quando usados no programa de simulação, resultam em um novo método para analisar, projetar ou escolher um TC para uma finalidade específica.

ABSTRACT

This dissertation for a master degree presents a methodology to analyse *Instrument Transformers* in general terms and several types of *Current Transformers* (CT's) for measurements, in details.

At first, operation and characteristics of *Potential Transformers* (PT's) and that of CT's are analysed, using traditional tools (as equivalent circuits and fasorial representation). The generalised treatment facilitates the comparison between PT's and CT's as well as a qualitative analysis of the parameters influencing the ratio and phase errors.

After giving a general view, four types of CT's are studied in details. To analyse complex electromagnetic constructions, a non-traditional method is applied. By using fasorial representations, calculus is based on defining separate groups of electrical and magnetic equations to describe a device. The result of the solution of this set of equations is the *complex error* of the CT, which is being expressed exclusively in terms of parameters of the construction. The results facilitate the comparison of the performance of various types of CT's, that exist or are to be designed.

A simulation program, using language C, in the ambient of LabWindows/CVI – *C for Virtual Instrumentation* (National Instruments), was developed, in order to calculate the errors, based upon the equations obtained. The program is capable of specifying the parameters and analysing the characteristics of four types of CT's, representing finally the ratio and phase errors, in terms of the variation of the current or that of the load. Characteristics of various magnetic materials, dimensions of standardized toroidal cores and that of wires can be specified, stored and selected thereafter. The program facilitates experimenting with various combinations of

parameters in an interactive mode and to approximate optimised constructions in iterative steps.

Efficiency of the method was verified and proved. The results are coherent and when are used in the simulation program, represent a new method to analyse an existing CT or to design a new one, or to select the most adequate model for a specific purpose.

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES	VII
LISTA DE TABELAS	X
LISTA DE SÍMBOLOS E NOMENCLATURAS	XI
CAPÍTULO 1. <u>INTRODUÇÃO</u>	
1.1 Importância e Justificativa	1
1.2 Objetivos do Trabalho	2
CAPÍTULO 2. <u>TRANSFORMADORES PARA INSTRUMENTOS</u>	
2.1 Conceitos básicos	4
2.2 Transformadores de Potencial	5
2.3 Transformadores de Corrente	22
CAPÍTULO 3. <u>ANÁLISE DETALHADA DOS TC-s COMPENSADOS</u>	
3.1 Expressão Generalizada dos Erros do TC	54
3.2 Transformador de Corrente com Compensação Ativa	64
3.3 Transformador de Corrente de Dois Estágios	68
3.4 Transformador de Corrente com Compensação Híbrida	76
CAPÍTULO 4. <u>PROGRAMA DE SIMULAÇÃO</u>	
4.1 Introdução	86
4.2 Estrutura do Programa	87
4.3 Banco de Dados	88
4.4 Análise do TC Simples	97
4.5 Análise do TC Ativo	107
4.6 Análise do TC de Dois Estágios	109
4.7 Análise do TC Híbrido	113
4.8 Resultados da Comparação entre os Métodos de Compensação.....	115
CAPÍTULO 5. <u>CONCLUSÕES E SUGESTÕES</u>	
5.1 Conclusões	122
5.2 Sugestões	126
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	127

BIBLIOGRAFIA	128
ANEXO 1. <u>CONVERSÃO DO ERRO DE ÂNGULO DE RADIANOS PARA MINUTOS</u>	131
ANEXO 2. <u>DESENVOLVIMENTO DA EQUAÇÃO PARA O CÁLCULO DA CORRENTE DA CARGA DE UM TC DE DOIS ESTÁGIOS</u>	133
ANEXO 3. <u>DESENVOLVIMENTO DA EQUAÇÃO PARA O CÁLCULO DO ERRO COMPLEXO DE UM TC DE DOIS ESTÁGIOS</u>	136
ANEXO 4. <u>DESENVOLVIMENTO DA EQUAÇÃO PARA O CÁLCULO DA CORRENTE DA CARGA DE UM TC HÍBRIDO</u>	138
ANEXO 5. <u>DESENVOLVIMENTO DA EQUAÇÃO PARA O CÁLCULO DO ERRO COMPLEXO DE UM TC HÍBRIDO</u>	142

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

CAPÍTULO 2

Figura 1: Esquema de um TP com carga	7
Figura 2: Circuito equivalente de um transformador com uma impedância de carga	8
Figura 3: Representação fasorial de um TP a vazío	10
Figura 4: Representação fasorial de um TP com carga	12
Figura 5: Diagrama fasorial de dois triângulos	13
Figura 6: Ligação de um TP de dois estágios	21
Figura 7: Área da seção transversal do TP de dois estágios	21
Figura 8: Diagrama do circuito de um TC	23
Figura 9: Circuito equivalente de um TC	26
Figura 10: Representação fasorial de um TC	28
Figura 11: Limites da classe de exatidão 0,3 em TC para serviço de medição	32
Figura 12: Limites da classe de exatidão 0,6 em TC para serviço de medição	33
Figura 13: Limites da classe de exatidão 1,2 em TC para serviço de medição	34
Figura 14: Representação fasorial para cálculo dos erros	37
Figura 15: Representação fasorial da magnitude da carga e do defasamento	41
Figura 16: Fluxo X corrente de magnetização	43
Figura 17: Representação fasorial de fluxos e correntes de magnetização	44
Figura 18: Variação dos erros em relação à corrente	45
Figura 19: Representação fasorial do defasamento da corrente a vazío em relação ao ângulo	51
Figura 20: Representação fasorial de um TC em relação à variação do erro do ângulo	53

CAPÍTULO 3

Figura 21: Diagrama do circuito de um TC ligado ao circuito de medição	55
Figura 22: a) Circuito equivalente de um TC b) Circuito equivalente simplificado de um TC	57
Figura 23: Representação fasorial de um TC	58
Figura 24: Núcleo toroidal de um TC	61
Figura 25: Ligação do TC com compensação ativa em paralelo	64
Figura 26: Circuito equivalente da compensação ativa em paralelo	65
Figura 27: Ligação do TC com compensação ativa em série	67
Figura 28: Circuito equivalente da compensação ativa em série	67

Figura 29: Construção típica de um TC de dois estágios	69
Figura 30: Ligação do TC de dois estágios	69
Figura 31: Circuito equivalente do enrolamento secundário de um TC de dois estágios	70
Figura 32: Construção típica de um TC com compensação híbrida	77
Figura 33: Ligação do TC com compensação híbrida	78
Figura 34: Circuito equivalente do enrolamento secundário de um TC com compensação híbrida	78
Figura 35: Seção transversal de um comparador de corrente	83
Figura 36: Seção transversal de um TC híbrido de construção mais econômica	84

CAPÍTULO 4

Figura 37: Material do núcleo	89
Figura 38: Especificação de um novo material	89
Figura 39: Especificação das dimensões do núcleo	92
Figura 40: Dimensões de um núcleo toroidal	92
Figura 41: Dimensões da caixa de proteção.....	95
Figura 42: Cálculo dos enrolamentos	97
Figura 43: Análise do TC simples	98
Figura 44: Análise detalhada do TC simples	106
Figura 45: Análise do TC ativo	108
Figura 46: Análise detalhada do TC ativo	109
Figura 47: Análise do TC de dois estágios	109
Figura 48: Seção transversal de um TC com dois núcleos toroidais concêntricos	110
Figura 49: Análise detalhada do TC de dois estágios	112
Figura 50: Análise do TC híbrido	113
Figura 51: Análise detalhada do TC híbrido	114
Figura 52 – Análise detalhada do TC simples usando Ultraperm.....	116
Figura 53 – Análise detalhada do TC ativo usando Ultraperm.....	116
Figura 54 – Análise detalhada do TC de dois estágios usando Ultraperm.....	117
Figura 55 – Análise detalhada do TC híbrido usando Ultraperm.....	118
Figura 56 – Análise detalhada do TC simples usando Supermalloy.....	119
Figura 57 – Análise detalhada do TC ativo usando Supermalloy.....	119
Figura 58 – Análise detalhada do TC de dois estágios usando Supermalloy.....	120
Figura 59 – Análise detalhada do TC híbrido usando Supermalloy.....	121

LISTA DE TABELAS

CAPÍTULO 2

Tabela I: Relações nominais simples	29
Tabela II: Cargas nominais para FP 0,9 e 0,5	30
Tabela III: Aplicação dos TC-s quanto à exatidão	35

CAPÍTULO 4

Tabela IV: Valores do fator de preenchimento	94
Tabela V: Dimensões da caixa de proteção	96

LISTA DE SÍMBOLOS E NOMENCLATURAS

TC : transformador de corrente	1
TP : transformador de potencial	1
ppm : parte por milhão	1
TI : transformador para instrumento	2
N_1, N_2 : nº de espiras dos enrolamentos primário e secundário	7
V_1 : tensão senoidal no enrolamento primário	7
V_2 : tensão senoidal no enrolamento secundário	7
K_p : relação de transformação nominal do TP	7
U, V : terminais de tensão do enrolamento primário	7
v, u : terminais de tensão do enrolamento secundário	7
I_0 : corrente de excitação primária	8
K_r : relação de transformação real de TP e TC	8
R_1, R_2 : resistência dos enrolamentos primário e secundário	8
R'_2 : resistência secundária reduzida ao circuito primário	8
I_m : corrente de magnetização	9
I_p : corrente de perdas no núcleo	9
I_1, I_2 : correntes primária e secundária, respectivamente	9
I'_2 : corrente secundária reduzida ao primário	9
X'_{d2} : indutância de dispersão do enrolamento secundário	9
X_m : indutância do ramo magnetizante	9
I'_2 : corrente secundária, reduzida ao circuito primário	9
Z'_c : impedância de carga, reduzida ao circuito primário	9
R_m : resistência de perdas no núcleo ferromagnético	9
E : força eletromotriz (fem) induzida	10
ϕ : fluxo magnético	10
ϕ_1, ϕ_2 : fluxo de dispersão nos enrolamentos primário e secundário	10
V'_2 : tensão secundária reduzida ao primário	10
X_{d0} : indutância de dispersão a vazio	10
X_{d1}, X_{d2} : indutâncias de dispersão dos enrolamentos primário e secundário	11
φ, β : ângulos	13
ε : erro de relação	14
FCR : fator de correção de relação	14
δ : ângulo de fase	14
B : indução magnética	16
P_b, P_n : potências limite e nominal	18

T_1 : TP principal	20
T_2 : TP auxiliar	20
K, L : terminais de corrente do enrolamento primário	23
k, l : terminais de corrente do enrolamento secundário	23
K_c : relação de transformação nominal do TC	24
R'_c : resistência da carga reduzida ao primário	28
P_m, P_F : potências de magnetização e de perdas no ferro	35
H : intensidade do campo magnético	40
A : área da seção transversal do núcleo	40
θ : excitação do núcleo	46
$\bar{\varepsilon}$: erro complexo	57
\bar{Z}_2, \bar{Z}_3 : impedâncias internas complexas definidas pelos enrolamentos secundário e terciário.....	57
\bar{Z}_c : impedâncias da carga complexa	57
μ : permeabilidade do ferro	59
l : comprimento médio da linha magnetizante	59
d_1, d_2 : diâmetro externo e interno	59
Λ : condutância magnética do núcleo	59
$\bar{\Lambda}$: condutância magnética complexa do núcleo	60
$\bar{\mu}$: permeabilidade complexa do ferro	60
α : ganho	63
A : amplificador	63
\bar{Z}_a : impedância do amplificador	63
\bar{V}_a : tensão na saída do amplificador	63
N_a : enrolamento auxiliar	63
\bar{I}_a : corrente fornecida pelo amplificador	63
\bar{I}_c : corrente da carga	63
B_m : valor máximo da indução no núcleo	88
H_m : valor máximo da intensidade do campo magnético	88
D_e, d_1 : diâmetro externo	90
D_i, d_2 : diâmetro interno	90
h : altura	90
A_g : área geométrica	91
K_e : fator de preenchimento	91
SI : sistema internacional de unidades	91

l : linha de magnetização	92
VAC : Vaccumschmelze	92
m : massa	93
ρ : massa específica	93
P_c : potência da carga	98
V_c : tensão através da carga	98
V_i : tensão induzida	98
J : densidade da corrente no fio	99
A_f : área da seção transversal do fio	99
P_{me} : potência de magnetização específica	103
P_{Fe} : potência de perdas específica	103
A_{calc} : área da seção transversal	109
D_{ext1} : diâmetro externo do núcleo interno	109
D_{int1} : diâmetro interno do núcleo interno	109
h_1 : altura do núcleo interno	109
A_1 : área da seção transversal do núcleo interno	109
Δ : distância entre o núcleo interno e o núcleo externo	109
D_{int2} : diâmetro interno do núcleo externo	110
D_{ext2} : diâmetro externo do núcleo externo	110
h_2 : altura do núcleo externo	110
e : espessura do conjunto de lâminas do núcleo externo	110

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 Importância e Justificativa

No campo da metrologia elétrica, desde o início do século passado, usavam-se transformadores para instrumentos para atender as faixas de medição em tensão alternada. Normalmente, para estender as faixas de corrente e de tensão, usa-se transformadores de corrente (TC) e transformadores de potencial (TP), respectivamente. Os TC-s e os TP-s funcionam conforme os mesmos princípios embora possuam comportamentos diferentes, por isso na metrologia são tratados separadamente.

As faixas e a exatidão dos transformadores de medição possuem grandes variedades. A faixa máxima dos TC-s é de 50 kA, enquanto a dos TP-s é de 500 kV. A exatidão dos melhores TC-s está aproximadamente em ± 2 ppm, enquanto a dos TP-s está em ± 10 ppm.

Na metrologia elétrica de alta exatidão houve um grande avanço durante as últimas duas décadas, mais especificamente na medição de corrente alternada na frequência de rede. Os melhores instrumentos e/ou métodos possibilitam a medição da tensão e da corrente dentro de ± 10 ppm, enquanto na medição de potência e energia dentro de ± 30 ppm. É necessária a aplicação de TC-s e TP-s nestas medições, por isso transformadores para instrumentos se tornaram um elo crítico na cadeia de medição. Por outro lado, a exatidão das medições na indústria (onde

sempre aplicam-se transformadores para instrumentos) também aumentou. Por isso a aplicação de TC-s e TP-s de exatidão mais elevada é inevitável.

1.2 Objetivos do Trabalho

O objetivo desta dissertação é analisar e comparar quanto ao erro de relação e de ângulo de fase, 4 tipos de transformadores de corrente (TC) para medição: simples; com compensação ativa; de dois estágios e com compensação híbrida, também conhecido como comparador de corrente auto-balanceado.

No Capítulo 2 é feito um estudo de transformadores para instrumentos (TI), isto é, transformadores de potencial (TP) e transformadores de corrente (TC), apresentando suas características gerais, representações fasoriais, especificações das normas correspondentes, seus erros e opções de compensação destes erros.

No Capítulo 3 é feita uma análise detalhada dos TC-s compensados, analisando cada método de compensação separadamente. Neste capítulo conclui-se que é possível analisar cada tipo de TC compensado a partir das equações do TC simples, desenvolvendo-se equações para o cálculo do erro de relação e de ângulo de fase, a partir dos parâmetros de construção de TC-s. As vantagens e desvantagens observadas na intercomparação dos métodos de compensação dos erros são apresentadas.

O Capítulo 4 apresenta um programa de simulação, utilizando a linguagem C no ambiente LabWindows/CVI – *C for Virtual Instrumentation* (National Instruments), que permite analisar o comportamento de TC-s, existentes e/ou a serem projetados, quanto ao erro de relação e ao erro de ângulo, tendo em vista diferentes parâmetros de construção.

O Capítulo 5 apresenta as conclusões e sugestões para a continuação do trabalho.

CAPÍTULO 2

TRANSFORMADORES PARA INSTRUMENTOS

2.1 Conceitos Básicos

Os transformadores para instrumentos (TI) são equipamentos elétricos projetados e construídos especificamente para alimentarem instrumentos elétricos de medição, controle ou proteção. O módulo de grandeza a ser medido deve ser transformado em uma relação determinada para um valor secundário adequado para o uso em instrumentos de medição, relês e outros instrumentos. A utilização de corrente e tensão secundária normalizada, permite certa padronização dos instrumentos a serem utilizados. Esta padronização leva a uma grande redução nos custos de fabricação, tanto dos instrumentos como dos próprios transformadores.

Existem dois tipos de transformadores para instrumentos:

- transformador de potencial (TP): o enrolamento primário é ligado em paralelo com um circuito elétrico e o enrolamento secundário se destina a alimentar bobinas de potencial de instrumentos elétricos de medição, controle ou proteção. Na prática é considerado um redutor de tensão, pois $V_2 < V_1$;
- transformador de corrente (TC): o enrolamento primário é ligado em série em um circuito elétrico e o enrolamento secundário se destina a alimentar bobinas de corrente de instrumentos elétricos de medição, controle ou proteção. É considerado um redutor de corrente, pois $I_2 < I_1$.

TI-s para medição devem transformar as tensões ou correntes primárias para secundárias, mantendo constantes os defasamentos. No entanto, a presença de

erros nas *relações de transformação e de fase*, é inevitável.

A faixa de operação dos TI-s é relativamente ampla, possibilitando a adoção das relações de transformação recomendadas pelas normas, dispensando assim a necessidade de transformadores especiais para cada caso.

2.2 Transformador de Potencial

O primário de um transformador de potencial (TP), enrolado para a frequência e tensão padronizadas a serem medidas, é conectado nesta tensão; o secundário é enrolado para tensões padronizadas, como serão detalhadas mais tarde. O circuito secundário deve ser aterrado para proteger o operador no caso de um rompimento do isolamento e também prevenir interferências entre o circuito primário e secundário que poderia afetar as leituras dos instrumentos (Figura 1). Os TP-s são projetados e construídos para uma tensão secundária nominal padronizada em 115 V , $115/3\text{ V}$ ou $115/\sqrt{3}\text{ V}$, de acordo com o grupo pertencente, sendo a tensão primária nominal estabelecida conforme a tensão entre fases do circuito no qual o TP está ligado. A tensão V_1 entre as linhas, na qual conecta-se o primário do transformador de potencial, é determinada por:

$$V_1 = (\text{relação de tensão de transformador}) \times (\text{leitura do voltímetro})$$

As escalas do voltímetro podem ser ajustadas para indicar a tensão de linha diretamente. A teoria de um transformador de potencial é exatamente igual a de qualquer outro transformador de núcleo de ferro. Se não fosse pela queda de tensão devido a impedância interna, a relação de tensões dos terminais seria constante, independente da tensão e da corrente do secundário usadas para operar os instrumentos e igualaria a relação de voltas nos dois enrolamentos. Desde que a relação de tensões dos terminais seja quase constante, os transformadores de

potenciais são projetados para terem resistências e reatâncias de dispersão pequenas.

A carga secundária de um TP normalmente é um instrumento de medição de tensões, e geralmente é uma impedância indutiva. Por causa da queda de tensão devido a impedância interna, pode haver um ângulo de fase pequeno entre as tensões primárias e secundárias. Este ângulo de fase pode introduzir um erro na leitura de um wattímetro (ou medidor de energia) cuja bobina de potencial é conectada ao secundário do transformador. Como a indicação de um wattímetro é proporcional ao cosseno do ângulo entre a tensão (na bobina de potencial) e a corrente (na bobina de corrente), um determinado deslocamento angular na tensão produz um erro na leitura do wattímetro, especialmente quando o fator de potência é baixo.

Transformadores de potencial são projetados para os erros da relação variarem apenas uma fração percentual abaixo das condições de variação da tensão e da carga e cujos ângulos de fase são inferiores a $0,1^\circ$. Embora a potência da sua saída seja apenas alguns volt-ampères, o tamanho físico e peso de um transformador de potencial para altas tensões podem ser grandes, porque é necessário um isolamento especial para alta tensão.

2.2.1 Representação Fasorial

O transformador de potencial tem por objetivo transformar uma tensão V_1 a ser medida em uma tensão V_2 mais adequada para medição. A Figura 1 mostra o esquema de ligação de um transformador com carga.

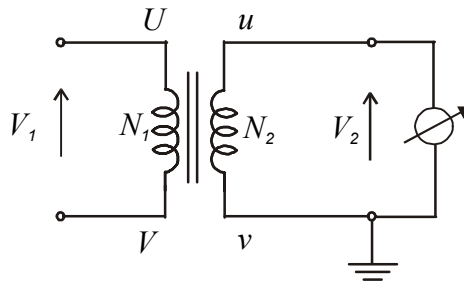


Figura 1 - Esquema de um TP com carga

onde:

N_1 e N_2 : número de espiras do enrolamento primário e secundário, respectivamente.

Em caso ideal:

$$\frac{V_{1n}}{V_{2n}} = \frac{N_1}{N_2} = K_p \quad (1)$$

onde K_p é a *relação de transformação nominal* do TP.

Em caso real, devido à queda de tensão interna, tem-se:

$$\frac{V_1}{V_2} = K_r \quad (2)$$

onde K_r é a *relação de transformação real* do TP, e geralmente $K_r \neq K_p$, por isso, tanto a amplitude de V_2 como o seu ângulo de fase, serão diferentes do valor ideal.

Um transformador de potencial (TP) geralmente está induzindo um *erro de relação (amplitude)* e um *ângulo de fase*.

A Figura 2 mostra um *circuito equivalente* de um transformador. Neste circuito os parâmetros do circuito secundário foram reduzidos para o primário. Daqui por diante será suposto os sentidos da tensão e da corrente como estão indicados na Figura 2, que está determinando tanto a estrutura da representação fasorial, como a aplicação da Lei de Kirchhoff.

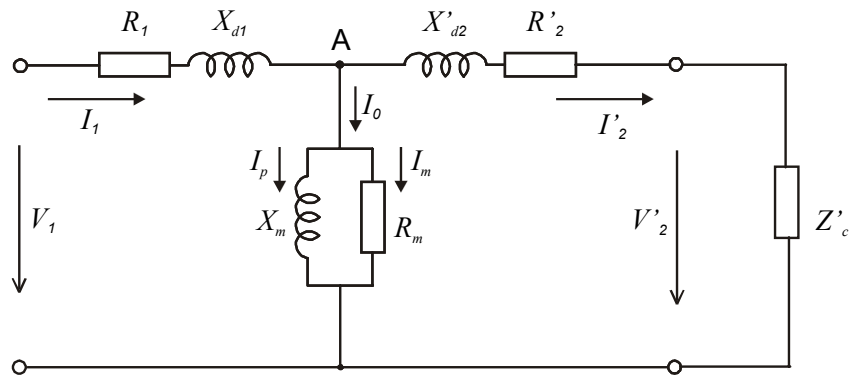


Figura 2 - Circuito equivalente de um transformador com uma impedância de carga

onde:

R_1 e R_2 (R'_2 é o valor reduzido): resistências dos enrolamentos primário e secundário;

X_{d1} e X_{d2} (X'_{d2} é o valor reduzido): reatância de dispersão dos enrolamentos primário e secundário;

X_m : reatância do ramo magnetizante do circuito equivalente;

R_m : resistência equivalente de perdas do núcleo ferromagnético;

Z'_c : impedância da carga, reduzida ao circuito primário;

I_1 : corrente primária;

I'_2 : corrente secundária, reduzida ao circuito primário;

I_0 : corrente a vazio, estabelecendo o fluxo magnético e compensando as perdas do núcleo. Esta corrente é decomposta em:

I_m : componente reativa, responsável pela produção do fluxo magnético principal;

I_p : componente ativa, responsável pelas perdas no núcleo.

Um TP pode ser tratado como se fosse um transformador de potência, com uma carga muito pequena. Geralmente a corrente da carga (I'_2) está na mesma ordem de

grandeza da corrente a vazio, (I_0), por isso é prático desenvolver a representação fasorial do TP em dois passos (no caso dos transformadores de potência, I_0 não passa de algumas porcentagens da corrente nominal da carga).

Num *TP com carga* (Figura 2), uma corrente I'_2 vai passar através da impedância da carga, Z'_c . Aplicando o princípio da superposição, estamos supondo que a corrente a vazio I_0 , e a corrente de carga I'_2 , estão produzindo as quedas de tensão internas independentemente.

A Figura 3 mostra a *representação fasorial a vazio*. Para produzir o fluxo magnético ϕ , a corrente a vazio I_0 vai passar através do enrolamento primário. O fluxo magnético está induzindo uma fem E , que será igual a tensão secundária reduzida ao primário, V'_2 . I_0 passando através do enrolamento primário, vai produzir uma queda de tensão I_0R_1 , em fase com a corrente, e I_0X_{d0} , em quadratura, onde X_{d0} é a *reatância de dispersão a vazio* do enrolamento primário, e normalmente é um pouco diferente de X_{d1} .

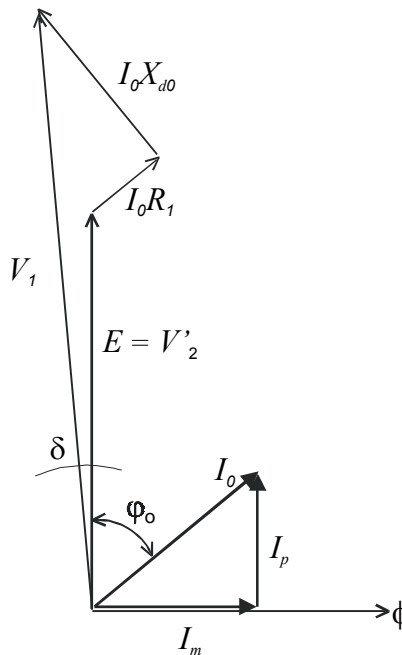


Figura 3 - Representação fasorial de um TP a vazio

No caso de transformadores de potência essa diferença é geralmente desprezível, mas analisando os erros de um TP é melhor levar em conta. Finalmente, o somatório vetorial dessas três tensões vai resultar na tensão primária, V_1 . Conclui-se que no caso de um TP a *vazio*, exclusivamente as quedas de tensão pelo enrolamento primário, estão produzindo alguma diferença entre V_1 e V'_2 , o que será interpretado como o “erro” de um TP.

A Figura 4 mostra a *representação fasorial* do TP, levando em conta o efeito das duas correntes, simultaneamente. Pela carga Z'_c , aparece a tensão V'_2 , que vai produzir a corrente I'_2 . Dependendo da carga, haverá um defasamento β entre a tensão e a corrente. Para induzir a tensão V'_2 , o núcleo tem que manter um fluxo. Para produzir este fluxo, precisa-se de uma corrente I_0 , de acordo com o diagrama fasorial a *vazio*, visto na Figura 3. Aplicando-se a Lei de Kirchoff ao nó de “A” do circuito da Figura 2, o somatório das três correntes deve ser zero, isto é I_1 será o somatório da I_0 e da I'_2 , o que está representado no diagrama fasorial.

O diagrama mostra que I_0 vai produzir a queda de tensão I_0R_1 e I_0X_{d0} (como no diagrama a *vazio*). Aplicando-se o princípio da superposição, I'_2 passa através do circuito *primário* e *secundário*, isto é, através da resistência $R=R_1+R'_2$ e reatância de dispersão $X_d=X_{d1}+X'_{d2}$.

As quedas de tensão internas estão representadas pelos dois triângulos na Figura 4. A tensão primária V_1 será, necessariamente, o somatório vetorial da tensão secundária V'_2 , mais as quedas de tensão internas. Em caso ideal, a tensão primária e secundária de um TP seriam iguais, isto é, $V_1=V'_2$, mas devido a queda de tensão interna haverá uma diferença ΔV entre as duas tensões e um defasamento δ entre elas, como é demonstrado na Figura 4.

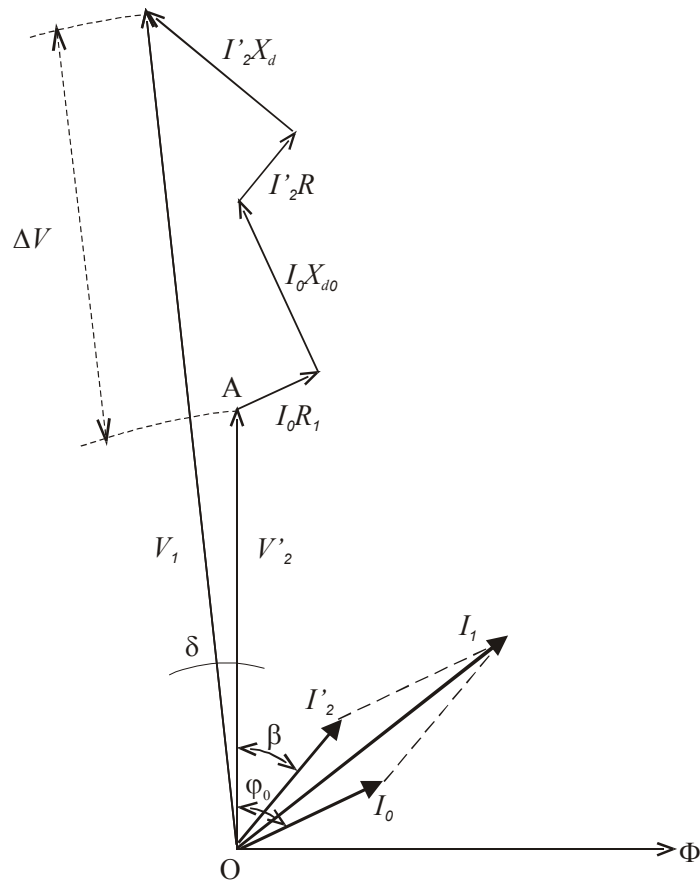


Figura 4 - Representação fasorial de um TP, com carga

2.2.2 Análise dos Erros

É conveniente calcular os erros de um TP levando-se em conta a *representação fasorial* da Figura 4. Para mostrar a *relação dos fasores*, o diagrama é bastante distorcido. Na realidade a tensão ΔV possui ordens de grandeza menor que V_1 e V'_2 . Como os erros estão sendo provocados pelas quedas de tensão internas, é prático tratar apenas os *dois triângulos do diagrama fasorial*, como mostra a Figura 5. Neste diagrama o ponto "O" da Figura 4 vai cair longe, por isso pode-se representar as duas tensões, V_1 e V'_2 , em paralelo.

No desenvolvimento do diagrama fasorial da Figura 5 podemos começar com a tensão V'_2 , que vai definir o ponto "A". O próximo passo será o triângulo a vazio.

Supondo que o ângulo φ_0 é conhecido (pode ser calculado dos parâmetros do núcleo), a queda de tensão de I_0R_1 está em fase com I_0 (corrente a vazio) enquanto I_0X_{d0} em quadratura. Sabendo-se o defasamento β entre a tensão e corrente secundária (definida pela impedância Z'_c da carga) I'_2R está em fase, enquanto I'_2X_d em quadratura com a corrente secundária (a posição deste triângulo é influenciada pelo defasamento β da carga). Finalmente, a tensão V_1 vai chegar ao ponto “D” completando assim, a representação fasorial.

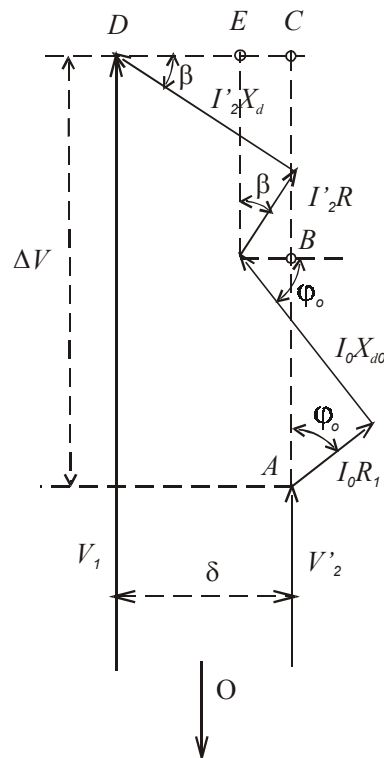


Figura 5 - Diagrama fasorial de dois triângulos

Na Figura 5, a representação fasorial facilita o cálculo dos erros. Como o defasamento entre as tensões V_1 e V'_2 é geralmente bem menor que 1° , o ângulo pode ser representado pela “distância” e assim o ângulo δ (*ângulo de fase*) será proporcional à “distância” entre os dois fasores V_1 e V'_2 . Por outro lado, a diferença das duas tensões $\Delta V = V_1 - V'_2$ pode ser calculada como a diferença dos dois fasores.

Para calcular o *erro de relação* (ε) do diagrama da Figura 5, observa-se que ΔV é o

somatório de “distâncias” \overline{AB} e \overline{BC} . As duas “distâncias” têm uma contribuição de uma queda de tensão *ativa* e *reativa*. Baseado neste diagrama pode-se expressar ΔV como:

$$\Delta V = \overline{AB} + \overline{BC} = I_0(R_1 \cos \varphi_0 + X_{d0} \sin \varphi_0) + I_2'(R \cos \beta + X_d \sin \beta) \quad (3)$$

O erro de relação é expresso pela equação:

$$\varepsilon = \frac{V_2' - V_1}{V_1} = \frac{\Delta V}{V_1} \quad (4)$$

Substituindo-se ΔV de (3) em (4), o erro de relação será:

$$\varepsilon = \frac{I_0(R_1 \cos \varphi_0 + X_{d0} \sin \varphi_0) + I_2'(R \cos \beta + X_d \sin \beta)}{V_1} \quad (5)$$

As normas europeias estão especificando este “*Erro de Relação*” dos TP-s, enquanto nas normas americanas (e nas brasileiras também) fala-se do “*Fator de Correção de Relação*”, isto é, do *FCR*. Do ponto de vista do usuário, *FCR* é considerado mais prático porque multiplicando-se a tensão secundária pela relação de transformação nominal do TP (K_p) e pelo *FCR*, a tensão primária (tensão medida) pode ser calculada pela equação:

$$V_1 = FCR \cdot K_p \cdot V_2 \quad (6)$$

$$FCR = \frac{V_1}{V_2} \cdot \frac{1}{K_p} = \frac{K_r}{K_p}$$

onde K_p e K_r estão indicados em (1) e (2), respectivamente.

Levando-se em conta a tensão secundária relacionada ao primário:

$$V_1 = FCR \cdot V_2' \quad (7)$$

Substituindo V_1 em (4), tem-se que:

$$\varepsilon = \frac{V_2' - (FCR \cdot V_2')}{FCR \cdot V_2'} = \frac{1 - FCR}{FCR} \quad (8)$$

Expressando-se em FCR :

$$FCR = \frac{1}{1 + \varepsilon} \quad (9)$$

O ângulo δ caracterizando o *erro de fase* (ou “*ângulo de fase*” de acordo com a terminologia da Norma Brasileira), encontra-se dentro de um triângulo, onde um lado será a “distância” \overline{DC} e o outro a “distância” \overline{DO} (“O” é representação fasorial, bem longe dos fasores representados), isto é:

$$tg\delta = \frac{\overline{DC}}{\overline{DO}} \approx \delta, \quad \text{onde } \delta \text{ está sendo um ângulo bem pequeno}$$

Analisando a “distância” \overline{DC} no diagrama, é claro que tem duas componentes também: \overline{DE} (do triângulo da carga) e \overline{EC} (do triângulo a vazio). Novamente, as duas componentes têm uma queda de tensão ativa e reativa. No modo semelhante, como no caso do erro de relação:

$$\delta = \frac{I_0(-R_1 \text{sen}\varphi_0 + X_{d0} \text{cos}\varphi_0) + I_2'(-R' \text{sen}\beta + X_d' \text{cos}\beta)}{V_1} \quad (10)$$

Se a tensão secundária é atrasada (como mostram as Figuras 4 e 5), δ é considerado negativo. Do diagrama fasorial, verifica-se que uma queda de tensão resistiva está atrasando a tensão secundária (δ fica cada vez mais negativo), enquanto uma queda de tensão reativa está adiantando V_2' (δ fica cada vez mais positivo).

Por isso em (10) levamos em conta as quedas de tensões através das resistências com sinais negativos, e através das reatâncias com sinais positivos.

2.2.3 Compensação dos Erros

Como foi definido anteriormente, a *queda de tensão interna* de um TP está provocando tanto o *erro de relação* como o *ângulo de fase*. Para diminuir os erros temos que diminuir a *corrente a vazio* e as *impedâncias internas*.

A *corrente a vazio* I_0 está dependendo da *potência de magnetização* (proporcional a I_m) e da *potência de perdas* (proporcional a I_p), que se precisa para manter o fluxo no núcleo. Essas potências poderiam ser diminuídas abaixando a indução magnética (B) no núcleo. Esta solução não é razoável porque seria necessário acrescentar o número das espiras dos enrolamentos. Consequentemente, isto aumentaria tanto a resistência como a reatância interna, aumentando a queda de tensão interna. Normalmente um TP está projetado com uma indução que fica aproximadamente na faixa linear da curva de magnetização do núcleo, enquanto a tensão está variando entre $80^\circ - 120^\circ$ do valor nominal. Levando em conta materiais comuns, a indução é $0,7 - 0,9 \text{ Wb/m}^2$ (no caso de transformadores de potência normalmente é bem maior). Com isto o TP fica mais linear, isto é, a dependência da variação da tensão aplicada pode ser minimizada.

Para reduzir a corrente a vazio no núcleo, na sua construção pode ser usado um material de boa qualidade, o que irá reduzir também a potência de magnetização e a potência de perdas, mantendo o fluxo magnético. Entretanto, este método tem um limite razoável. Aplicando materiais especiais, como permalloy, por exemplo, a corrente a vazio poderia ser reduzida bastante, mas o alto custo não compensaria este ganho, pois as quedas de tensão provocadas pela corrente a vazio são apenas um grupo de contribuintes aos erros de um TP.

Geralmente em TP-s de aplicações industriais, (classe 0,3 - 0,6 - 1,2), usa-se *ferro de silício* de boa qualidade, e para TP-s para aplicações laboratoriais (ou padrões), usam-se materiais mais nobres, como silício com orientação magnética.

Para diminuir os erros de um TP, o método mais eficaz é a redução das impedâncias internas, que podem ser reduzidas por um dimensionamento adequado. Sendo assim, um TP nada mais é do que um transformador de potência sobredimensionado. Para caracterizar isso, fala-se sobre a “potência limite” de um TP, que é a potência na qual um TP pode agüentar funcionando como um transformador de potência. A potência limite (P_l) é n vezes maior que a potência nominal (P_n) de um TP.

$$P_l = n P_n$$

O valor do n está dependendo do tipo e da exatidão, normalmente varia entre 6 e 12.

O sobredimensionamento de um transformador acarreta algumas conseqüências: aumenta tanto a quantidade do fio para os enrolamentos, quanto a massa de ferro para o núcleo, aumentando assim o custo do TP. Por isso, vários métodos foram desenvolvidos para compensar os erros de um TP.

Para diminuir o *erro de relação*, o método mais simples é a *modificação das espiras* dos enrolamentos. Como normalmente o erro de relação é negativo (a tensão secundária é menor que a ideal), aumentando o número das espiras do enrolamento secundário ou diminuindo o número das espiras do enrolamento primário, pode-se diminuir o *erro de relação*. Quanto maior é a porcentagem da modificação do número das espiras, tanto menor será a modificação do *erro de relação*. Como o número das espiras é um número inteiro, a resolução deste tipo de compensação é limitada.

Geralmente o número de espiras do enrolamento primário é bem maior, a resolução da compensação é mais fina, se estamos fazendo a compensação no enrolamento primário.

No caso de TP-s de alta exatidão (especialmente dos padrões) a resolução da modificação do número inteiro das espiras não é suficiente. Para melhorar a

resolução, um método comum é fazer um furo nas lâminas do núcleo de ferro, ou melhor, criar uma fenda em paralelo com as lâminas. O primeiro método é menos adequado, pois está aumentando as perdas no núcleo. As espiras introduzidas pela fenda estão acopladas apenas com uma parte do fluxo magnético, e o resultado será como se tivesse um número não-inteiro de espiras. Influenciar o ângulo de fase é um pouco mais difícil, pois as características do ferro estão definindo o ângulo φ_0 e a corrente a vazio (I_0), e as normas estão definindo o ângulo β (entre a corrente e tensão secundária). Um possível método é tentar modificar a relação dos dois componentes da impedância interna do TP.

Existe uma possibilidade de diminuir os erros de um TP aplicando-se um amplificador num circuito realimentado. Este método foi originalmente proposto por Gibbins [1] em 1961, e depois dele vários artigos e livros trataram o assunto. Esta situação é muito semelhante ao método que será analisado posteriormente no Capítulo 3, item 3.2.

Para TP-s padrões de relativamente baixa tensão primária (até 1,5 kV), uma construção de dois estágios pode ser usada, a qual possui dois núcleos magnéticos e dois enrolamentos primários.

Um TP de dois estágios tem a construção e os princípios semelhantes a um TC de dois estágios (Capítulo 3, item 3.3). Foi Cutkosky [2] quem reconheceu esta relação em 1964, supondo que com esta construção pode-se obter os mesmos resultados como na compensação ativa. No entanto, no artigo original ele não analisou os erros. Posteriormente, vários artigos e livros trataram o assunto.

Os métodos publicados são baseados no circuito equivalente, ou estão fazendo várias aproximações e os resultados muitas vezes não facilitam a análise dos erros diretamente.

A Figura 6 mostra o princípio de funcionamento de um TP de dois estágios, onde T_1 é o TP principal que tem mais um enrolamento primário, de mesmo número de espiras (N_1). T_2 é um TP auxiliar que serve para a compensação dos erros. Estamos supondo que a carga do circuito secundário é desprezível.

Conforme foi analisado na Figura 3, no caso de um TP a vazio, as quedas de tensão provocam o erro pelo enrolamento primário. Por isso, a força eletromotriz (fem) será menor que a tensão primária, e proporcionalmente o fluxo magnético, ϕ , também será menor que o ideal. No segundo enrolamento de T_1 , este fluxo vai induzir uma tensão V_0 igual a E . O enrolamento primário do TP auxiliar vai receber a diferença da tensão V_1 e de $V_0 = E$. Essa diferença é necessariamente igual a queda de tensão pelo enrolamento primário. Esta tensão de “compensação” é transformada pelo transformador T_2 que tem a mesma relação que o transformador principal, T_1 . No circuito secundário, o somatório das duas tensões vai se aproximar do valor ideal do TP.

Aplicando-se o mesmo princípio, uma construção mais econômica e mais freqüentemente usada está acoplando os dois transformadores [3], conforme mostra a Figura 7. O primeiro enrolamento primário (enrolamento principal) envolve somente um núcleo (1), enquanto o segundo enrolamento primário (enrolamento auxiliar) e o enrolamento secundário envolvem os dois núcleos (1 e 2). Os dois núcleos não precisam ter a mesma área de seção transversal e nem serem do mesmo material magnético, mas os dois enrolamentos primários devem ser conectados na mesma fonte de tensão (Figuras 6 e 7).

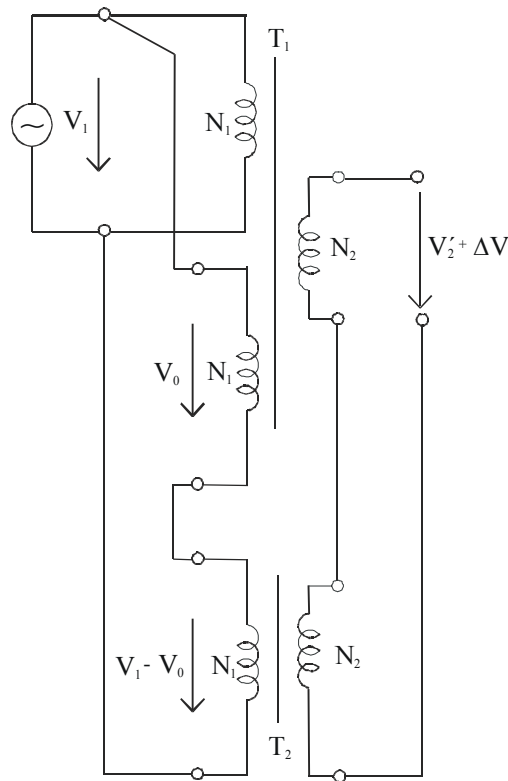


Figura 6 – Ligação de um TP de dois estágios

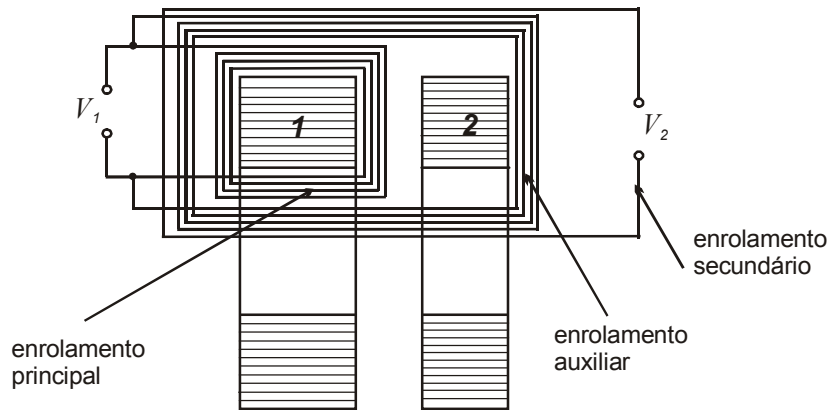


Figura 7 – Área da seção transversal do TP de dois estágios

Na Figura 7, os núcleos (1) e (2) estão assumindo os papéis dos transformadores “T₁” e “T₂”, respectivamente, mostrados na Figura 6. O método de compensação é o mesmo. O mesmo princípio de compensação é aplicado no caso de transformadores de corrente (TC-s), onde será analisado em detalhes, no Capítulo 3, este tipo de compensação.

2.3 Transformador de Corrente

O primário de um transformador de corrente (TC), é constituído de poucas espiras (às vezes até mesmo de uma única espira) feitas de condutor de cobre de grande seção e é conectado em série com o circuito cuja corrente será medida, e o secundário é conectado aos instrumentos de medição de corrente. Como no uso de transformadores de potenciais, os circuitos secundários de transformadores de corrente deveriam ser aterrados. O circuito secundário está fechado pela impedância dos instrumentos conectada a ele. Os TC-s são projetados e construídos para uma corrente secundária nominal padronizada em 5 A ou 1 A, sendo a corrente primária nominal estabelecida de acordo com a ordem de grandeza da corrente do circuito em que o TC será ligado.

Os TC-s também são projetados para suportarem, em regime permanente, uma corrente maior do que a corrente nominal, sem que nenhum dano lhes seja causado. A relação entre a corrente máxima suportável por um TC e a sua corrente nominal, define o “fator térmico” do TC [4].

Um exemplo mais comum é quando o TC está sendo usado com um amperímetro, como mostra a Figura 8. A corrente I_1 no circuito primário é determinado por:

$$I_1 = (\text{relação de transformador de corrente}) \times (\text{leitura do amperímetro})$$

As escalas do amperímetro podem ser ajustadas para indicar diretamente a corrente primária da linha.

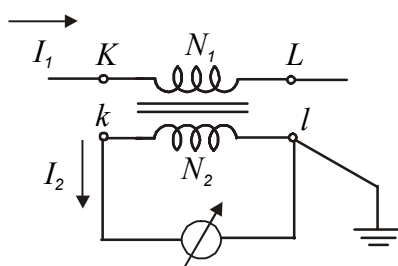


Figura 8 – Diagrama do circuito de um TC

O transformador de corrente *ideal* pode ser definido como um transformador onde qualquer condição do primário é reproduzida no circuito secundário com exata proporção e relação de fase. Uma definição alternativa, e possivelmente melhor, é que o transformador de corrente ideal possui a relação ampères-espira (excitação) do primário exatamente igual à magnitude da relação ampères-espira do secundário. Além disso, eles estão em fases opostas. Sendo as excitações dos dois enrolamentos iguais, tem-se que:

$$N_1 I_1 = N_2 I_2 \quad (11)$$

Consequentemente, a corrente secundária é:

$$\frac{I_{1n}}{I_{2n}} = \frac{N_2}{N_1} = K_c \quad (12)$$

onde: $K_c = \frac{N_2}{N_1}$ é a *relação de transformação nominal* do TC.

Em caso real:
$$\frac{I_1}{I_2} = K_r \quad (13)$$

onde K_r é a *relação de transformação real* do TC, e geralmente $K_c \neq K_r$

Na realidade é impossível manter a relação ideal, pois se as duas excitações fossem iguais e opostas, não existiria fluxo no núcleo. A corrente secundária provoca uma queda de tensão interna e externa pela carga. Para equilibrar essas quedas de tensões precisa-se de uma fem, mas em compensação necessita de um fluxo no núcleo, que é gerado pela diferença das duas excitações, que é responsável pelos erros do TC.

Conforme a disposição dos enrolamentos e do núcleo, os TC-s podem ser classificados em:

Tipo enrolado: enrolamento primário constituído de uma ou mais espiras, envolve

mecanicamente o núcleo do transformador;

Tipo barra: primário constituído por uma barra, montada permanentemente através do núcleo do transformador;

Tipo janela: sem primário próprio, construído com uma abertura através do núcleo, por onde passará um condutor do circuito primário, formando uma ou mais espiras;

Tipo bucha: TC especial de tipo janela, projetado para ser instalado sobre uma bucha de um equipamento elétrico, fazendo parte integrante deste.

Tipo núcleo dividido: TC especial de tipo janela, em que parte do núcleo é separável ou basculante, para facilitar o enlaçamento do condutor primário. O amperímetro tipo “alicate” nada mais é do que um TC de núcleo dividido, o qual possibilita medir a corrente sem a necessidade de abrir o circuito para colocá-lo em série.

Os transformadores de corrente devem ser subdivididos em duas categorias principais de acordo com a sua utilização. A primeira categoria consiste dos requisitos usados para medição de circuitos chamados de *“transformadores de corrente de medição”*, enquanto que a segunda categoria consiste de transformadores de corrente usados em conjunto com equipamento de proteção, chamados de *“transformadores de corrente de proteção”*. Existem consideráveis diferenças entre os requisitos necessários a estes dois tipos de transformadores e conseqüentemente o projeto feito para um não pode ser o mesmo do outro. É então aconselhável não comparar os dois tipos e tratar cada um separadamente.

Neste trabalho é feito exclusivamente uma análise dos TC-s de medição.

2.3.1 Representação Fasorial

A teoria do transformador de corrente é igual à teoria de qualquer outro transformador. A maior diferença entre o funcionamento dos transformadores é a forma de alimentação. Enquanto no caso de transformadores de potência e de potencial está se “forçando” uma *tensão* no enrolamento primário, no caso de TC-s, o circuito externo está “forçando” uma *corrente* através do enrolamento primário. Isto é devido ao fato que normalmente a impedância de um TC, corretamente ligado, é desprezível comparada à impedância do circuito externo. Comparando os dois tipos de transformadores de medição, pode-se tratar um TP como se fosse ligado para uma *fonte de tensão*, enquanto um TC é tratado como se fosse ligado a uma *fonte de corrente* ideal.

Para salientar essa diferença em funcionamento, a Figura 9 mostra o circuito equivalente de um TC.

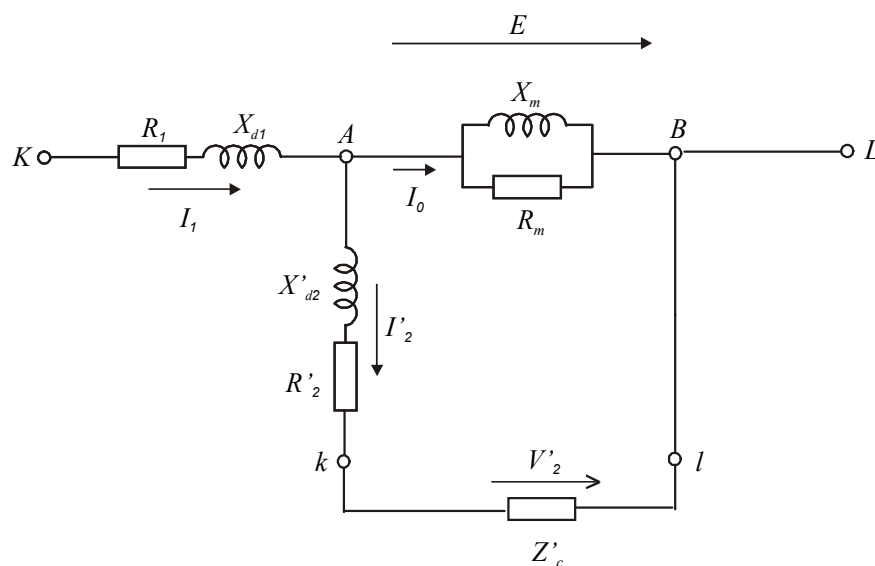


Figura 9 – Circuito equivalente de um TC

Este esquema é idêntico ao circuito equivalente de um transformador simples, a única diferença é que se mostra um pouco melhor o funcionamento de um TC. A corrente I_1 (forçada pelo circuito externo) passa entre os terminais K e L do TC. A

maior parte de I_1 , isto é I'_2 , vai passar através da impedância da carga (Z'_c), por exemplo um amperímetro, mas uma outra corrente I_0 passa através do ramo magnetizante (para manter o fluxo no núcleo). Neste circuito é claro que o ramo magnetizante funciona como se fosse um shunt onde passa a corrente I_0 . Exatamente por causa da presença desta corrente, I'_2 não será igual a I_1 , pois irá introduzir um erro do TC.

Através da Figura 9 observa-se que as características do enrolamento primário não estão influenciando o erro de um TC. O enrolamento primário pode ser considerado como se fosse parte do circuito externo. Sendo assim, estes parâmetros não serão levados em conta na análise de um TC.

A representação fasorial de um TC tem o mesmo desenvolvimento que a de um transformador simples. Conforme mostra a Figura 10, para manter o fluxo magnético ϕ no núcleo, precisa-se de uma corrente I_m , que irá provocar perdas no núcleo, fazendo aparecer uma corrente I_p (em quadratura com o fluxo). Essas duas correntes, em dois lados de um triângulo, resultam na corrente I_0 (corrente a vazio no caso de um transformador simples). Sendo assim, aplicando a *Lei de Kirchhoff* ao nó A, a corrente primária I_1 será a resultante das duas correntes I'_2 e I_0 , formando o triângulo das correntes.

O fluxo está induzindo uma fem E nos enrolamentos (em quadratura com o fluxo).

Aplicando-se a *Lei de Kirchhoff* para o circuito secundário (Figura 9) a fem E tem que manter equilíbrio com as quedas de tensão pelo enrolamento secundário, com a carga Z'_c . Supondo uma carga indutiva, foram colocados os dois triângulos, mantendo assim um equilíbrio com E .

No caso de um TC ideal, a corrente secundária (reduzida ao circuito primário) será perfeitamente igual à corrente primária. No entanto, um TC real sempre terá uma

corrente I_0 para manter o fluxo. A presença dessa corrente vai resultar numa diferença entre I_1 e I'_2 , tanto na amplitude (ΔI), como no defasamento (δ). O valor da diferença das correntes ΔI , relacionado ao valor da corrente primária, chama-se *erro de relação* (ε), enquanto o defasamento (δ) chama-se *ângulo de fase* de um TC.

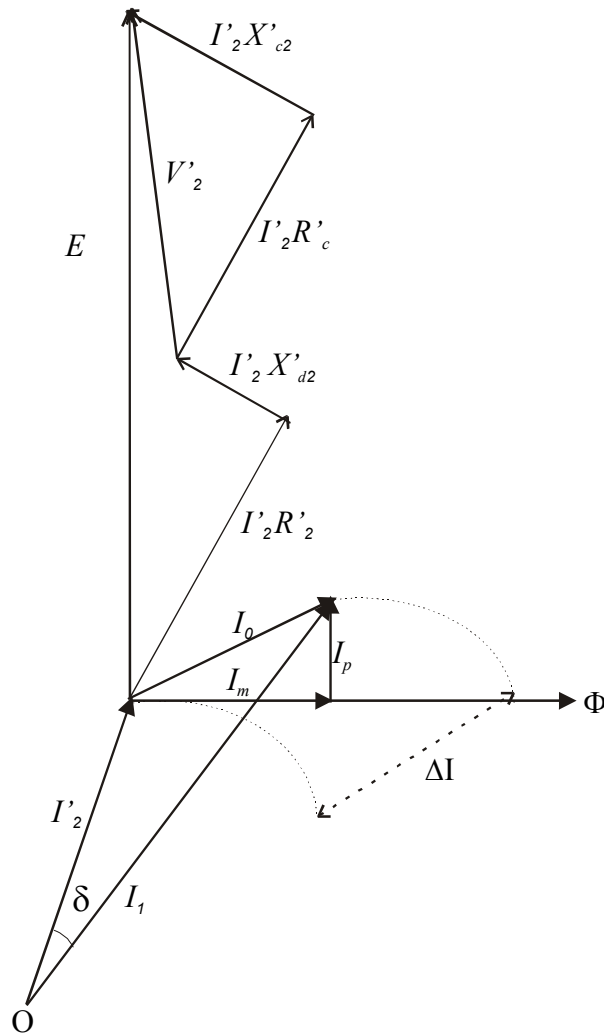


Figura 10 – Representação fasorial de um TC

2.3.2 Especificação das Normas

Existem três normas brasileiras que especificam TC-s:

- NBR 6546/91: Transformadores para Instrumentos – *Terminologia* [5]

- NBR 6856/92: Transformadores de Corrente – *Especificação* [4]

- NBR 6821/92: Transformadores de Corrente – *Método de Ensaio* [6]

Será apresentado aqui apenas um resumo dos principais parâmetros padronizados dos TC-s.

a) *Correntes Nominais e Relações Nominais* – NBR 6856/92, item 5.2.1

A norma especifica as *correntes primárias nominais* e as *relações nominais* dos TC-s em três grupos. O *grupo 1* para relações nominais simples, o *grupo 2* para relações nominais duplas e o *grupo 3* para relações nominais triplas. A Tabela I está especificando as relações nominais simples, referentes ao *grupo 1*.

Tabela I – Relações nominais simples (NBR 6856/92)

Corrente Primária Nominal (A)	Relação nominal	Corrente Primária Nominal (A)	Relação nominal	Corrente Primária Nominal (A)	Relação nominal
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

b) *Cargas Nominais* - NBR 6856/92, item 5.2.4

As cargas nominais, se especificadas a partir do Fator de Potência 0,9 ou 0,5, devem estar de acordo com a especificação da Tabela II. As cargas nominais são especificadas pela letra “C”, seguida do número de volt-ampères correspondente à corrente secundária nominal.

A carga deve ser escolhida levando em consideração o consumo dos aparelhos e da fiação, procurando-se evitar escolher cargas muito maiores do que as cargas existentes, pois isto prejudica o efeito protetor contra sobrecorrentes proporcionado pela saturação do núcleo.

Tabela II – Cargas nominais para FP 0,9 e 0,5 (NBR 6856/92)

Cargas nominais com fator de potência 0,9					
Designação	Potência aparente (VA)	Resistência Ω	Reatância indutiva Ω	Impedância Ω	Tensão a 20 A x 5 A (V)
C 2,5	2,5	0,09	0,044	0,1	10
C 5,0	5,0	0,18	0,087	0,2	20
C 12,5	12,5	0,45	0,218	0,5	50
C 22,5	22,5	0,81	0,392	0,9	90
C 45,0	45,0	1,62	0,785	1,8	180
C 90,0	90,0	3,24	1,569	3,6	360
Cargas nominais com fator de potência 0,5					
Designação	Potência aparente (VA)	Resistência Ω	Reatância indutiva Ω	Impedância Ω	Tensão a 20 A x 5 A (V)
C 25	25	0,05	0,866	1,0	100
C 50	50	1,00	1,732	2,0	200
C 100	100	2,00	3,464	4,0	400
C 200	200	4,00	6,928	8,0	800

Transformadores de corrente podem ser fabricados com um ou mais núcleos secundários totalmente independentes entre si. Os núcleos podem ser para serviço de medição ou para serviço de proteção.

Os núcleos para serviço de medição caracterizam-se pelo baixo erro de relação e ângulo de fase. Operam na faixa das correntes de carga. A saturação do núcleo de medição, quando ocorrem curto-circuitos, é desejável para evitar que os aparelhos ligados no secundário sejam danificados. A princípio, deve ser utilizado o critério a seguir para escolha da classe de exatidão de acordo com a aplicação. A NBR 6856/2 está especificando três classes de exatidão:

- a) 0,3 - aparelhos laboratoriais e medidas com baixo fator de potência;
- b) 0,6 - aparelhos indicadores de precisão e contadores;
- c) 1,2 - aparelhos indicadores normais

Um TC tem que estar dentro da sua classe de exatidão, isto é, dentro do “paralelogramo de exatidão”. Para estabelecer a classe de exatidão de um TC, submete-se o primário do TC aos dois ensaios a seguir, indicados para cada carga padronizada colocada no secundário:

- 1º ensaio: 100% da corrente primária nominal
- 2º ensaio: 10% da corrente primária nominal

As Figura 11, 12 e 13 mostram os limites de *FCR* e de ângulo de fase no caso das três classes padronizadas.

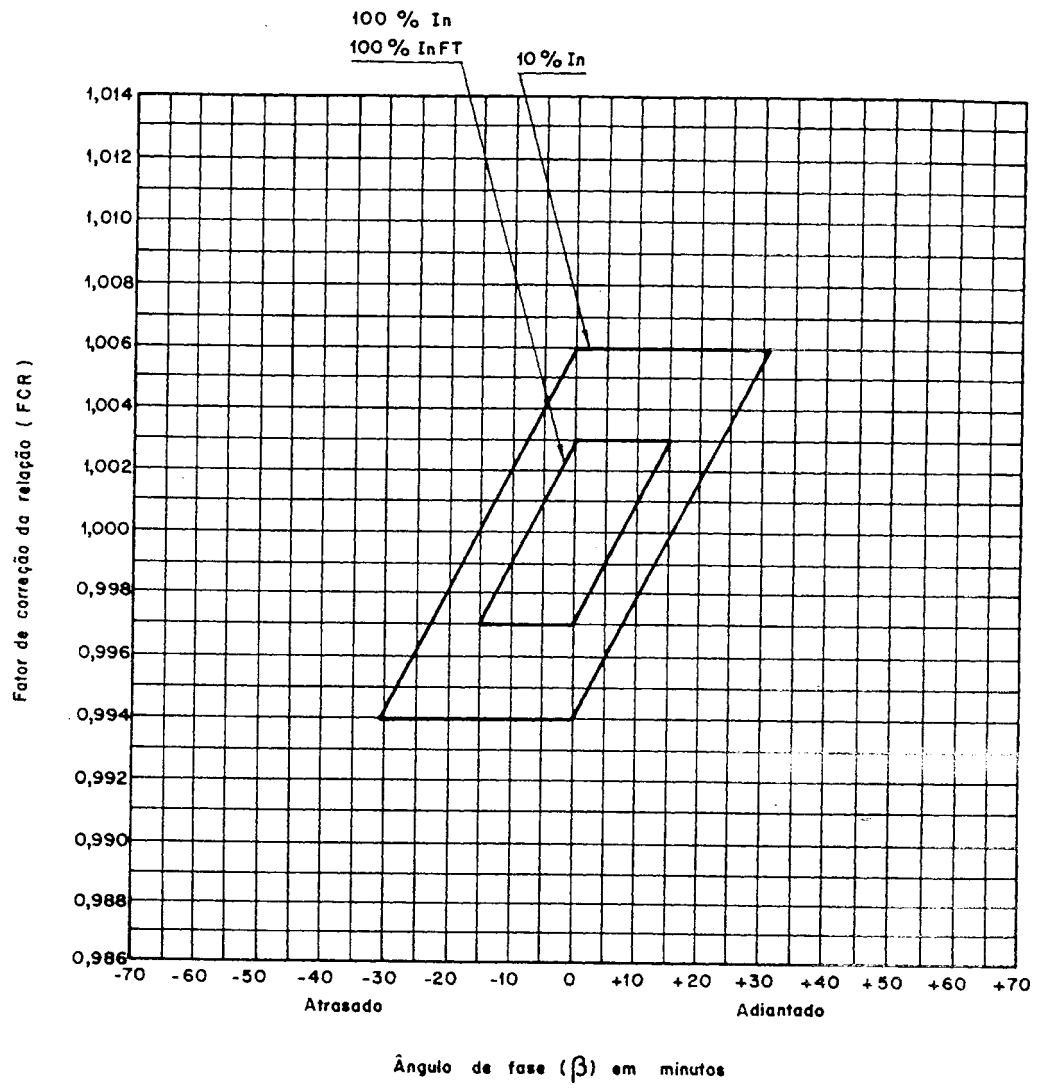


Figura 11 – Limites da classe de exatidão 0,3 em TC para serviço de medição

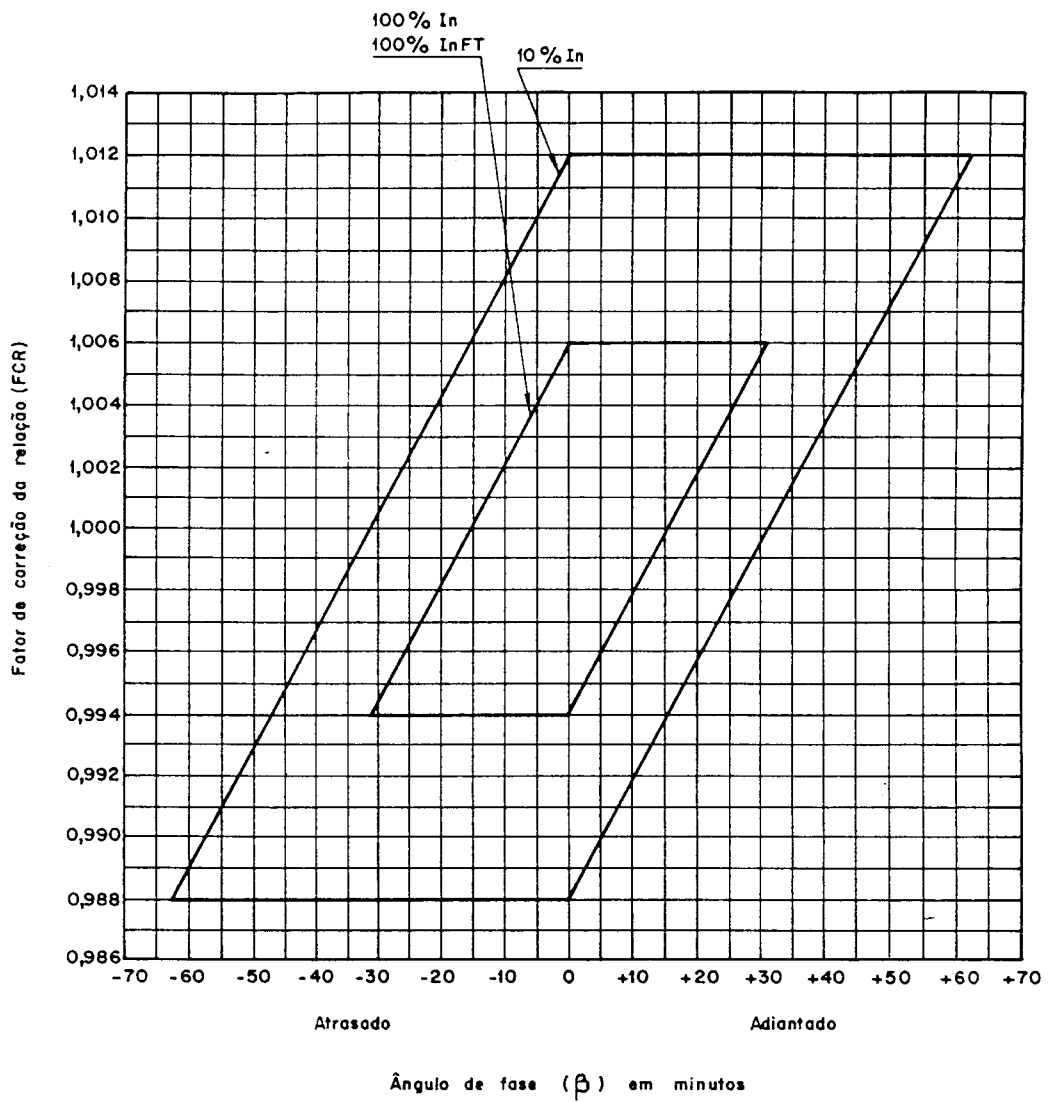


Figura 12 – Limites da classe de exatidão 0,6 em TC para serviço de medição

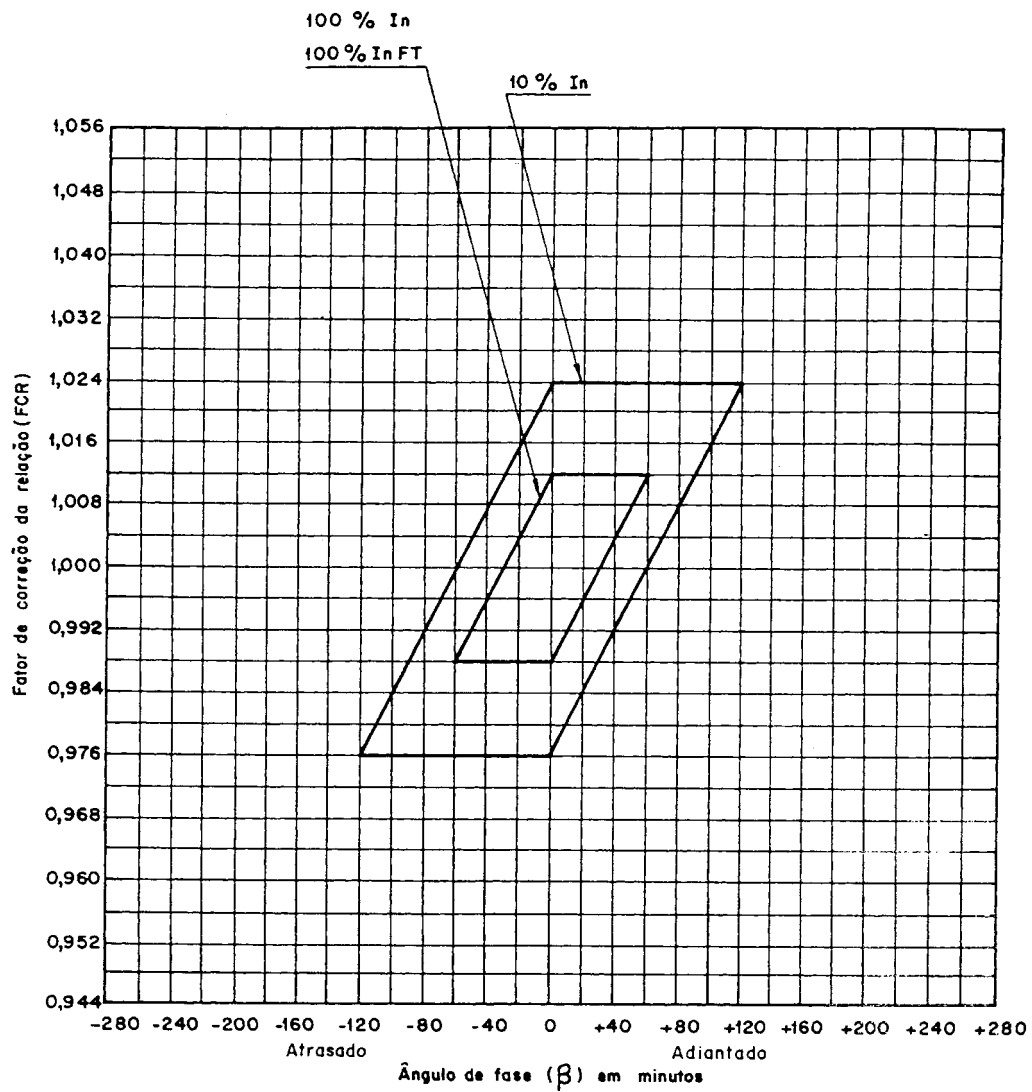


Figura 13 – Limites da classe de exatidão 1,2 em TC para serviço de medição

Estas especificações são válidas para TC-s industriais. No caso de TC-s de alta

exatidão (TC padrão) em geral é feito um acordo entre fabricante e consumidor, pois não existe especificação em norma. A Tabela III apresenta a aplicação dos TC-s quanto à exatidão.

Tabela III – Aplicação dos TC-s quanto à exatidão

Classe de Exatidão	Aplicação
Melhor do que 0,3	- TC padrão - Calibração de TC-s - Medições em laboratório - Medições especiais
0,3	- <i>MEDIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA PARA FATURAMENTO A CONSUMIDOR</i>
0,6 ou 1,2	- Medição de energia elétrica sem finalidade de faturamento - Alimentação de relés - Alimentação de instrumentos de controle (voltímetro, wattímetro, frequencímetro, etc.)

2.3.3 Análise dos Erros

As relações dos fasores da Figura 10 são altamente distorcidas. Na realidade ΔI será 1 - 2 % (no máximo) da corrente primária, enquanto δ pode chegar até 1 - 2 graus. Em caso semelhante, como fizemos no caso de TP-s, vamos representar apenas o que se refere aos erros. Neste caso, o ponto “O” da representação fasorial vai estar tão longe, que as duas correntes I_1 e I'_2 podem ser

representadas em paralelo.

Na representação fasorial da Figura 14 observa-se que a corrente secundária I'_2 , que passa pelo enrolamento secundário, provoca as quedas de tensão $I'_2 R'_2$ e $I'_2 X'_{d2}$. I'_2 ao passar pela impedância de carga, vai gerar tensões de $I'_2 R'_c$ e $I'_2 X'_c$ e resultará na tensão V'_2 (aparece na impedância de carga). Para equilibrar estas tensões, o TC tem que manter uma fem E . É necessário observar que o valor necessário da fem é sempre decidido pelo somatório das quedas de tensão internas e externas. Uma fem mínima será necessária se estamos curto-circuitando os terminais do enrolamento secundário. A fem E neste caso tem que equilibrar apenas as quedas de tensão internas, pelo enrolamento secundário. Em um TC, o curto-circuito está representado na carga zero e esta situação é chamada de “estado a vazio”. Aumentando-se a impedância Z'_c da carga, a fem E aumenta e o TC será cada vez mais carregado. Abrindo-se os terminais do circuito secundário (Z'_c infinito), uma situação perigosa pode ser criada.

Para manter uma fem E , precisa-se de um fluxo ϕ no núcleo, mas para manter este fluxo é preciso ter uma corrente I_0 , com componentes I_m e I_p .

Conforme é mostrado na Figura 10, a corrente primária I_1 fecha o “triângulo” das correntes”.

do valor pequeno do ângulo δ , a diferença ΔI entre os valores absolutos da corrente I_1 e I'_2 pode ser calculada pela Figura 14.

$$\Delta I = I_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_2)$$

O erro de relação é proporcional à diferença entre a corrente secundária I'_2 , reduzida a corrente primária, e a corrente primária I_1 :

$$\varepsilon = \frac{I'_2 - I_1}{I_1} = \frac{\Delta I}{I_1} \quad (14)$$

Isto é:

$$\varepsilon = -\frac{I_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_2)}{I_1} \quad (15)$$

No caso de um TC não-compensado o erro de relação normalmente é negativo. A “distância” entre os fasores I_1 e I'_2 é proporcional ao ângulo de fase δ . Essa “distância” pode ser calculada também através da corrente a vazio I_0 e os dois ângulos φ_0 e φ_2 . Levando em conta que δ é pequeno, então:

$$\delta = \frac{I_0 \sin(\varphi_0 - \varphi_2)}{I_1} \quad (16)$$

Por esta fórmula determina-se o ângulo de fase em radianos, que ao ser multiplicado por 3438 (ver Anexo I), converte-se em minutos. O ângulo de fase é positivo se a corrente secundária está adiantada em relação à corrente primária.

Assim como nos TP-s, para os TC-s também é prático calcular o “Fator de Correção da Relação”, isto é, o *FCR*. Do ponto de vista do usuário, o *FCR* é considerado mais prático porque multiplicando a corrente secundária pela *relação de transformação nominal* do TC (K_c) e pelo *FCR*, a corrente primária pode ser calculada pela equação:

$$I_1 = FCR \cdot K_c \cdot I_2 \quad (17)$$

$$FCR = K_r / K_c$$

onde K_c e K_r estão indicados em (12) e (13), respectivamente.

Levando-se em conta a corrente secundária relacionada ao primário:

$$I_1 = FCR \cdot I_2' \quad (18)$$

Substituindo I_1 na equação do erro (14), tem-se:

$$\varepsilon = \frac{I_2' - (FCR \cdot I_2')}{FCR \cdot I_2'} = \frac{1 - FCR}{FCR} \quad (19)$$

Expressando-se em função de FCR :

$$FCR = \frac{1}{1 + \varepsilon} \quad (20)$$

A representação fasorial da Figura 14 facilita a verificação dos parâmetros que estão influenciando os erros de um TC, principalmente porque está se analisando o efeito da variação dos dois parâmetros mais importantes, isto é, a variação da carga e a variação da corrente aplicada.

a) Efeito da variação da carga

Aumentando-se a impedância da carga, a fem E aumenta e o fluxo ϕ , para induzir a fem, também está aumentando proporcionalmente. Supondo que a fem E aumentou n vezes, neste caso o aumento do fluxo ϕ é de n vezes. As perdas do núcleo de ferro estão aumentando (com boa aproximação) com o quadrado da indução magnética (B), isto é, a potência do núcleo de ferro aumenta com n ao quadrado. Como o componente da corrente a vazio responsável pela perda (I_p), é a potência da perda dividida pela fem E , I_p está aumentando proporcionalmente com o aumento da carga.

Supondo que o TC normalmente está funcionando na faixa linear da curva de magnetização, a potência de magnetização vai aumentar com o quadrado da indução magnética (B). Seguindo a mesma lógica acima, pode-se concluir que o componente de magnetização, I_m , da corrente a vazio, está aumentando proporcionalmente com o aumento da carga. Consequentemente, aumentando-se a carga, aumenta proporcionalmente tanto o erro de relação, como o ângulo de fase.

A Figura 15 facilita analisar a situação quando a magnitude da carga não muda, mas o defasamento muda.

Quando a carga é puramente resistiva haverá uma queda de tensão em fase com a corrente secundária. O resultado será uma fem E_a . Seguindo a mesma filosofia como no desenvolvimento da representação fasorial da Figura 14, essa fem precisa de um fluxo ϕ_a e de uma corrente I_{0a} , o que resultará na corrente primária I_{1a} . Se o defasamento da carga fica mais indutivo, o “arco” do fasor V'_2 será um circuito com ponto central A. Sendo a carga indutiva, por exemplo, V'_2 pode chegar ao ponto “b”, e precisará de uma fem E_b . Da mesma maneira, ϕ_b e I_{0b} irão resultar na corrente primária I'_{1b} . Esta análise mostra bem o efeito do defasamento da carga. Se a carga fica mais indutiva, o ângulo de fase está diminuindo, mas em compensação o erro de relação está aumentando.

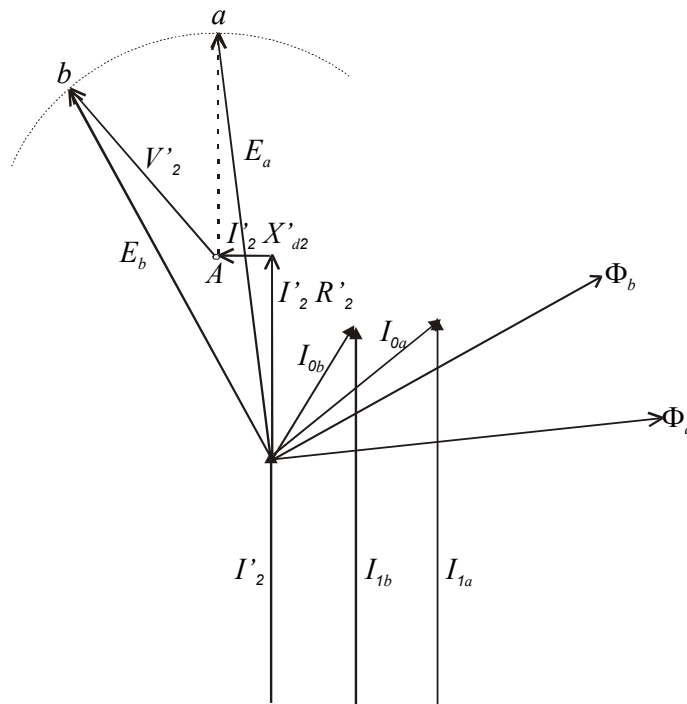


Figura 15 – Representação fasorial da magnitude da carga e do defasamento.

b) Efeito da variação da corrente

Será mostrado agora o efeito da variação da corrente, onde analisa-se separadamente a situação sobre uma corrente pequena e a corrente nominal.

Se, por exemplo, diminui-se um pouco a corrente nominal, proporcionalmente irão diminuir as quedas de tensão, o fluxo e a fem E necessária. Seguindo as considerações acima, a corrente de perda I_p do núcleo, também vai cair proporcionalmente.

No caso de um TC bem projetado, sobre a corrente nominal o ponto de trabalho fica na faixa linear da curva de magnetização do ferro, e a corrente da magnetização, I_m , está variando quase que proporcionalmente. Consequentemente, a corrente a vazio I_0 varia proporcionalmente com a variação da corrente aplicada. Nas fórmulas dos erros, a corrente a vazio está aparecendo no numerador e a corrente aplicada está no denominador, com isto a relação das duas praticamente não muda. Sendo assim,

a variação da corrente aplicada não está afetando os erros, pois com boa aproximação ficam invariáveis. A representação fasorial não muda, apenas tem que se modificar a escala, e todas as relações ficam invariáveis.

A situação é diferente se a corrente está diminuindo bastante (até 10% da corrente nominal, ou menos). Neste caso, a indução do núcleo está abaixando até um valor pequeno, ficando na faixa inicial da curva de magnetização, como mostra a Figura 16. A escala do diagrama pode ser indicada em termos da indução magnética (B) *versus* a intensidade do campo magnético (H), como tradicionalmente, ou como fluxo (ϕ) *versus* a corrente de magnetização (I_m), o que é mais prático para esta análise.

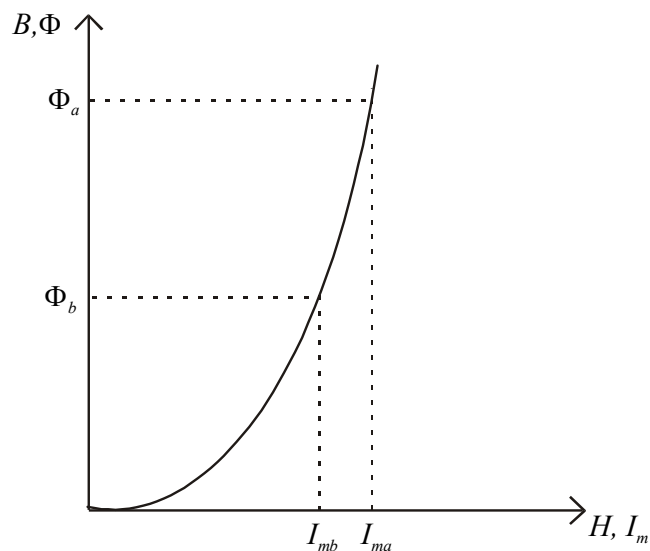


Figura 16 – Fluxo X corrente de magnetização

Para alguma corrente o núcleo tem que manter um fluxo ϕ_a , o que necessita de uma corrente de magnetização I_{ma} (essa corrente primária pode ser 20% da corrente nominal, por exemplo). Posteriormente, diminui-se a corrente até a metade (10% da corrente nominal, por exemplo). Conseqüentemente, o fluxo ϕ_b vai diminuir para a metade, mas por causa da característica não-linear do núcleo, a corrente de magnetização, I_{mb} , não vai diminuir proporcionalmente. Na representação fasorial da

Figura 17, pode-se analisar esta situação.

Primeiramente, será desenvolvida a representação fasorial para uma corrente I_{1a} (precisa-se manter uma corrente de magnetização de I_{ma} , e uma corrente a vazio I_{0a} , que está provocando erros). Na mesma figura, está representada a situação quando a corrente está diminuindo para metade (I_{1b}). A mesma figura pode ser aproveitada se a escala for modificada para uma relação de 1:2.

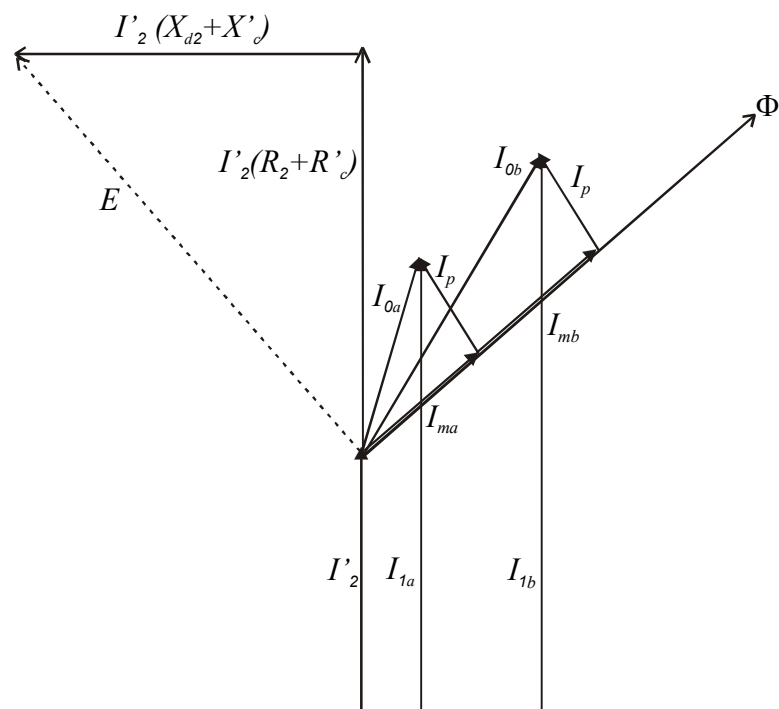


Figura 17 – Representação fasorial de fluxos e correntes de magnetização

Conforme analisado anteriormente, a corrente de perda (I_p) está variando proporcionalmente com a variação do fluxo. Neste exemplo está caindo para metade, mas como estamos modificando a escala ao mesmo tempo, na representação fasorial parece invariável. Devido a corrente de magnetização não estar diminuindo proporcionalmente até a metade, na representação fasorial está aparecendo um aumento relativo. A Figura 17 mostra essa situação onde I_{mb} aumentou, por isso a corrente a vazio I_{0b} aumentou também. Os fasores mostram

claramente que este aumento vai resultar também no aumento do erro de relação e do ângulo de fase.

A Figura 18 mostra como os erros estão variando em termos da corrente aplicada. O erro de relação e o ângulo de fase aumentam se a corrente está diminuindo abaixo de um certo nível que depende da construção atual.

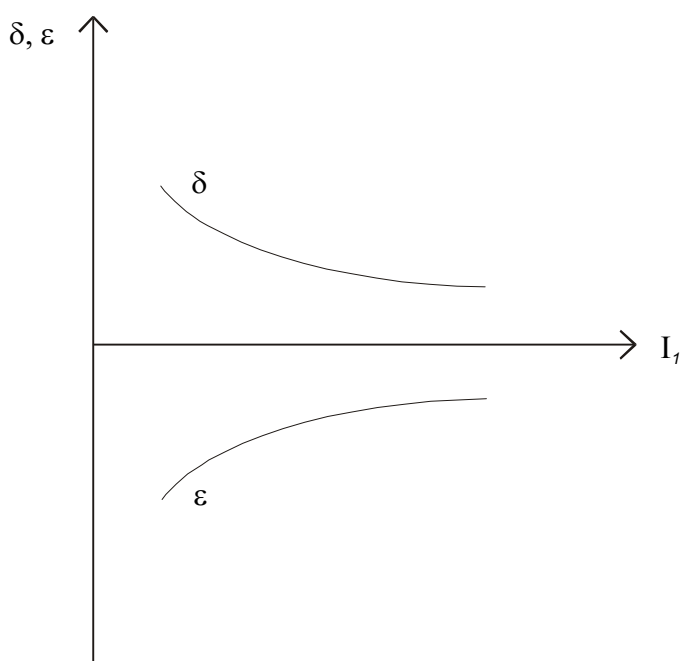


Figura 18 – Variação dos erros em relação à corrente

2.3.4 Parâmetros Influenciando os Erros

No caso dos TP-s, escolhendo-se o material do núcleo de relativamente boa qualidade e diminuindo as impedâncias internas, é possível diminuir os erros. Como foi dito anteriormente, a palavra chave é sobre-dimensionar o transformador.

Os erros dos TC-s estão dependendo exclusivamente da corrente a vazio, mas diminuir esta corrente não é tão fácil quanto diminuir as impedâncias internas. A corrente a vazio é o resultado dos vários parâmetros interrelacionados, por isso

quando espera-se que modificando um parâmetro os erros diminuam, pode acontecer que aumentem.

Criar um TC otimizado é uma tarefa bem difícil. Em várias literaturas encontram-se muitas sugestões e métodos para desenvolver um TC. Geralmente estes métodos são bastantes sofisticados, por isso em vez de escrever estes métodos será analisado em cada um deles o efeito dos vários parâmetros.

a) Efeito das dimensões do núcleo de ferro

A tensão secundária, V_2 , de um TC que está definida pela carga nominal não é um parâmetro variável. As quedas de tensão pelo enrolamento secundário estão dependendo da construção, mas nesta análise, com uma aproximação, podem ser invariáveis, assim a fem E pode ser considerada constante. Aplica-se a fórmula:

$$E = 4,44 \cdot f \cdot N_2 \cdot B_m \cdot A$$

onde:

N_2 = número das espiras do enrolamento secundário

B_m = indução magnética máxima do núcleo (densidade do fluxo)

A = área da seção transversal

Deixando invariável N_2 e aumentando A , B_m está diminuindo. Dentro de um intervalo pequeno, tanto a potência de magnetização como a potência de perda, relacionadas com a massa do núcleo, estão diminuindo proporcionalmente com o quadrado da indução. Na realidade os erros não estão diminuindo exatamente assim, porque a massa está aumentando, conseqüentemente aumentando o comprimento das espiras e as quedas das tensões internas. Apesar disto, mantendo o número de

espiras invariável e aumentando-se a área da seção transversal A do núcleo, os erros estão diminuindo.

Aumentando-se o comprimento do núcleo de ferro, a massa do núcleo, a potência de magnetização e a potência de perdas aumentam proporcionalmente, e com isso a corrente a vazio e os erros também aumentam. Por isso, é preciso minimizar o comprimento (as linhas de magnetização) do núcleo e para isso a forma toroidal é a ideal, pois pode-se aproveitar o comprimento total para os enrolamentos e minimizar o comprimento das linhas de magnetização. Aplica-se este tipo de enrolamento no caso de TC-s de alta exatidão. Diminuindo-se o comprimento do núcleo surgem várias limitações, como, por exemplo, o tamanho do núcleo toroidal para facilitar o enrolamento. No caso de um TC de alta tensão é necessário manter uma distância maior entre o enrolamento primário e secundário, por isso o núcleo de TC-s de alta tensão é bem maior e mais difícil de atingir alta exatidão.

b) O efeito da excitação

A excitação (produto entre a corrente nominal e o número das espiras) é o parâmetro mais importante que influencia os erros de um TC. Será analisado o efeito da excitação em dois casos: mantendo a indução do núcleo invariável e mantendo a área da seção transversal do núcleo invariável.

Deixando a indução magnética (B) do núcleo invariável, com o aumento do número das espiras (da excitação) a área da seção transversal do núcleo pode ser diminuída proporcionalmente (mantendo-se o mesmo fluxo ϕ), com isso estão diminuindo a massa do núcleo, a corrente a vazio e os erros.

Deixando a *área da seção transversal* do núcleo invariável, com o aumento do número das espiras a indução está diminuindo. Dentro de um intervalo pequeno, a

potência da magnetização e a potência da perda do núcleo estão diminuindo ao diminuirmos a indução, mas como neste caso a massa do núcleo fica invariável, os erros estão diminuindo na mesma proporção.

Essas considerações são válidas apenas para pequenas alterações. Aumentando-se o número das espiras, as impedâncias internas e os erros aumentam também. Para um maior número das espiras, pode ser necessário aumentar o tamanho do núcleo, aumentando-se assim os erros.

Apesar destes efeitos, a excitação do TC é um parâmetro que influencia principalmente os erros. Um TC permite uma excitação mínima de aproximadamente:

$$\theta = NI = 100A$$

Aplicando ferro de silício para o núcleo, um TC de boa qualidade pode ser desenvolvido aplicando uma excitação entre 800 a 1000 A. Aplicando-se um material mais nobre é possível diminuir a excitação de 400 a 600 A.

Aumentando-se a corrente nominal de um TC, o número das espiras do enrolamento primário diminuirá proporcionalmente. Como o número de espiras não pode ser menor que 1, acima de um certo nível a solução é aumentar a excitação do TC. Por exemplo, um TC de corrente primária de 5000 A tem uma excitação de 5000 A e um condutor através da janela. Isto é uma condição bem diferente das condições de TC-s para uma corrente primária baixa. Por isso os fabricantes estão desenvolvendo diferentes construções para as várias faixas de corrente.

Aumentando-se a tensão é necessário aumentar também as distâncias entre o enrolamento primário e as partes em baixa tensão, e por isso deve-se aumentar as dimensões do núcleo de ferro, e conseqüentemente é necessário aumentar a excitação do TC. Por exemplo, em um TC para 200 kV pode ser necessário

umentar a excitação de 2500 A até 3000 A.

c) Efeito da indução no núcleo

Ao diminuir-se a indução (B) do núcleo de ferro, diminuir-se-ão tanto a potência de magnetização, como a potência de perdas no núcleo. A corrente a vazio está diminuindo com um expoente maior que 1, por isso diminuindo-se a indução os erros do TC diminuem.

No entanto, é necessário analisar o valor mínimo permitido da indução. De acordo com as normas, a corrente pode variar entre 10% a 120% da corrente nominal, o que significa uma relação de 1:12. Necessariamente, a indução está dentro desta relação, mas por outro lado a carga pode variar entre 25% a 100% da carga nominal, o que significa uma relação de 1:4. A representação fasorial mostra que, desprezando-se a queda de tensão interna por causa da variação da carga, a indução (B) variará aproximadamente na mesma relação de 1:4. Consequentemente, entre as extremidades tem-se que contar com uma variação da relação da indução de aproximadamente 1:48. A representação fasorial da Figura 19 mostra como a característica não linear do núcleo está provocando o aumento dos erros. Por isso, a indução do núcleo não pode ser diminuída excessivamente. Entre as extremidades da relação 1:48, os erros têm que ficar dentro das especificações da norma. O valor mínimo da indução geralmente é 3-5 mT (10% da corrente nominal e 1/4 da carga nominal), enquanto o valor máximo é 0,2 - 0,3 T. Estes valores estão dependendo da característica da curva de magnetização do ferro aplicado.

d) Efeito da qualidade do ferro

No caso de um certo material de ferro, tentando diminuir os erros, podemos chegar a

um limite. Variando qualquer parâmetro do TC a partir deste limite, é impossível diminuir os erros. Neste caso, o único recurso é aplicar um material mais nobre. Fazendo uma comparação com o ferro de silício comum, a magnetização pode ser diminuída por 1-2 ordens de grandeza, enquanto a potência de perda é de até 1 ordem de grandeza. Mantendo-se os mesmos parâmetros de construção, a corrente a vazio pode ser diminuída por esta relação. Conseqüentemente, os dois componentes da corrente a vazio não estão diminuindo proporcionalmente com a aplicação de materiais de melhor qualidade. A corrente de magnetização (I_m) está diminuindo relativamente muito mais do que a corrente de perdas (I_p), por isso o defasamento da corrente a vazio vai diminuir bastante e o $\cos\varphi_0$ pode chegar até 0,9. A Figura 19 mostra esta situação.

É característico que o ângulo de fase está diminuindo bastante, e pode-se trocar de sinal também. O erro de relação vai diminuir, mas não como o ângulo de fase, e, como a figura mostra, parece relativamente maior. O mais importante é que o erro e o ângulo estão diminuindo, pois o erro de relação pode ser diminuído com a correção do número das espiras (geralmente do enrolamento secundário).

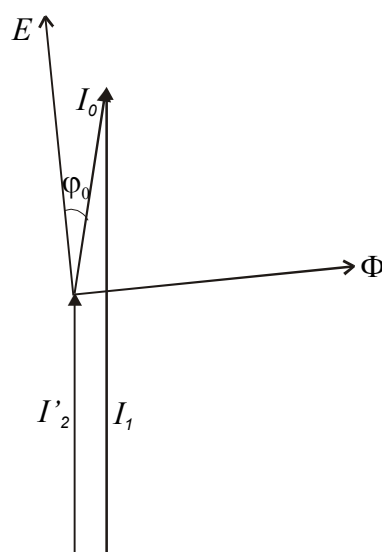


Figura 19 - Representação fasorial do defasamento da corrente a vazio em relação ao ângulo

É necessário observar que a aplicação dos materiais de alta permeabilidade não é vantajosa em qualquer situação. O maior problema é que, embora a permeabilidade seja máxima, ela está dependendo muito da magnetização. Por isso, nas extremidades a indução pode ser difícil ficar dentro dos limites dos erros especificados pela norma. Neste caso, uma solução é construir o núcleo misturando dois materiais (por exemplo ferro de silício de boa qualidade e permalloy).

Resumindo essas considerações, fica entendido que um TC de alta exatidão geralmente:

tem um núcleo de forma toroidal;

tem relativamente alta excitação;

o núcleo é construído de ferro de alta permeabilidade

2.3.5 Compensação dos Erros

Ao se construir um TC é necessário analisar os vários parâmetros para minimizar os erros. O princípio dos vários métodos de compensação dos erros dos TC-s são conhecidos da literatura técnica [8]. Se o projetista precisar economizar na construção e evitar sobredimensionar o TC, verá que sem compensação geralmente aparecerão erros fora da especificação do TC.

O erro de relação de um TC sem compensação é normalmente negativo e fica fora da especificação da classe. No modo semelhante, como no caso dos TP-s, a correção do número de espiras é aplicável. Como a excitação do TC é invariável, para aumentar a corrente secundária (compensando um erro negativo) é necessário diminuir o número de espiras do enrolamento secundário.

Preferivelmente deve-se aplicar um número inteiro na correção das espiras, mas

várias vezes isto pode não dar uma resolução adequada, pois o efeito da variação de uma única volta pode ser demais para o erro de relação. Como nos métodos usados nos TP-s, a correção fracionária é aplicável.

Ao utilizar materiais nobres para a fabricação do núcleo, um furo transversal nas lâminas é perigoso pois pode danificar bastante a permeabilidade e introduzir grandes erros. Sendo assim, o método adequado é criar uma fenda em paralelo com as lâminas, com isso as espiras de correção estão ligadas apenas com uma parte do fluxo. Esta correção está fazendo um deslocamento paralelo da curva de erro de relação. Este método é aplicável se, com o deslocamento, os erros nos limites não estão ultrapassando os valores permissíveis.

A correção do ângulo de fase é mais difícil. Analisando a representação fasorial, entende-se que variando os parâmetros de construção é possível diminuir o ângulo de fase, mas as possibilidades são bastantes limitadas. Levando-se em conta o circuito equivalente da Figura 9 observa-se que ligando um capacitor em paralelo com a indutância de magnetização, é possível diminuir o ângulo de fase. A representação fasorial da Figura 20 mostra esta situação.

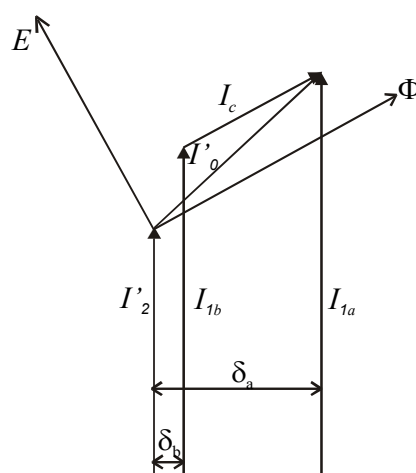


Figura 20 - Representação fasorial de um TC em relação à variação do ângulo de fase

Caso não haja compensação, aparecerá uma corrente a vazio I_0 que provocará um ângulo de fase de δ_a , entre I_{1a} e I'_2 .

Através de um capacitor de compensação, passa uma corrente I_c , adiantada a 90° da fem E . A Figura 20 mostra que a presença da corrente I_c faz com que o ângulo de fase esteja diminuindo até δ_b entre I_{1b} e I'_2 .

Aplicando essa compensação, a solução mais prática é desenvolver uma bobina auxiliar e curto-circuitar ela com o capacitor de compensação. É possível ligar um capacitor em paralelo com o enrolamento secundário também, mas para obter uma modificação significativa, precisa-se de um capacitor de valor muito alto. Embora seja uma compensação eficiente, na prática tem-se que ter muito cuidado. Primeiro, muda-se o valor do capacitor, aí o ângulo de fase do TC muda também. Depois, a sobrecarga de um TC (ex. enrolamento secundário aberto) na presença de alta tensão pode destruir o capacitor, introduzindo um erro muito alto no TC. Por isso, essa compensação é aplicável em circuitos onde se possa garantir que o circuito do enrolamento secundário nunca possa ser aberto.

As construções simples dos TC-s não facilitam a diminuição dos erros abaixo de um certo nível. Para satisfazer as exigências de TC-s padrão avançados, devem ser feitas construções especiais, conforme será detalhado no Capítulo 3.

CAPÍTULO 3

ANÁLISE DETALHADA DOS TC-s COMPENSADOS

3.1 Expressão Generalizada dos Erros do TC

Para analisar uma construção mais complexa às vezes é necessário levar em conta a construção física. Primeiro, desenvolve-se uma equação geral dos erros, levando-se em conta as relações físicas. Na Figura 21 está representada a ligação de um TC simples, onde o instrumento de medição está representado pela carga \bar{Z}_c .

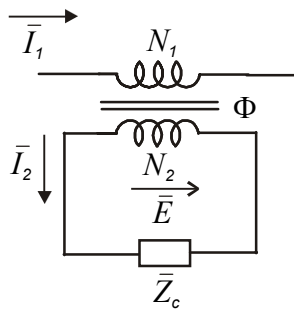


Figura 21 – Diagrama do circuito de um TC ligado ao circuito de medição

Para manter a corrente \bar{I}_2 no circuito secundário, precisa-se de uma fem \bar{E} (tensão induzida) no enrolamento secundário, que está equilibrando as quedas de tensões:

$$\bar{E} = \bar{I}_2(\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c) \quad (21)$$

onde \bar{Z}_2 é a impedância interna e \bar{Z}_c é a impedância externa.

Por outro lado, para manter a fem \bar{E} , precisa-se de um fluxo magnético $\bar{\phi}$ no núcleo de ferro:

$$\bar{E} = j\omega N_2\bar{\phi} \quad (22)$$

Para manter este fluxo, precisa-se de uma excitação, que será a diferença da excitação primária, $\bar{\theta}_1$, e secundária, $\bar{\theta}_2$. Levando-se em conta a Lei de Ohm magnética tem-se:

$$\bar{\phi} = (\bar{\theta}_1 - \bar{\theta}_2)\bar{\Lambda}$$

onde $\bar{\Lambda}$ é a condutância magnética do núcleo de ferro. Por outro lado,

$$\bar{\theta}_1 = \bar{I}_1 N_1 \quad \text{e} \quad \bar{\theta}_2 = \bar{I}_2 N_2$$

Combinando-se essas relações, tem-se:

$$\bar{I}_2(\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c) = j\omega N_2 \bar{\Lambda} (\bar{I}_1 N_1 - \bar{I}_2 N_2)$$

Desta equação pode-se expressar a corrente secundária por:

$$\bar{I}_2 = \bar{I}_1 \frac{N_1}{N_2} \frac{1}{1 + \frac{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c}{j\omega N_2^2 \bar{\Lambda}}} \quad (23)$$

No caso de um TC ideal, conforme foi visto anteriormente, a relação entre as duas correntes é:

$$\bar{I}_2 = \bar{I}_1 \frac{N_1}{N_2}$$

que é diferente da corrente secundária de um TC real. Das duas correntes pode-se definir o erro complexo de um TC, como:

$$\bar{\varepsilon} = \frac{\bar{I}_2 - \bar{I}_1 \frac{N_1}{N_2}}{\bar{I}_1 \frac{N_1}{N_2}}$$

Substituindo a corrente do TC de (23) e fazendo algumas simplificações, tem-se:

$$\bar{\varepsilon} = -\frac{\frac{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c}{j\omega N_2^2 \bar{\Lambda}}}{1 + \frac{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c}{j\omega N_2^2 \bar{\Lambda}}}$$

Usando-se a aproximação:

$$1 \gg \frac{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c}{j\omega N_2 \Lambda}$$

O erro do TC será:

$$\bar{\varepsilon} = -\frac{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c}{j\omega N_2^2 \Lambda} \quad (24)$$

Em algumas situações, é mais prático fazer os cálculos pelo circuito equivalente do TC. A Figura 22.a) mostra o circuito equivalente do TC, numa forma mais generalizada.

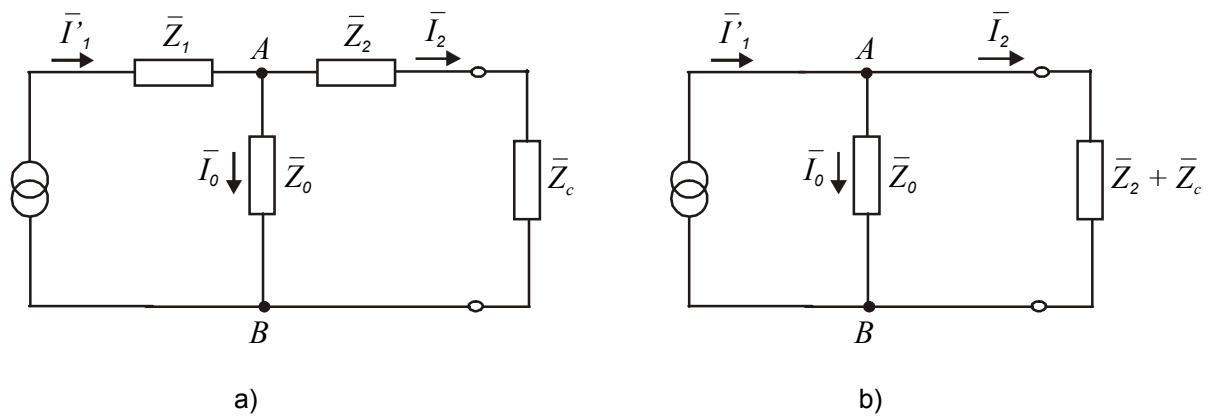


Figura 22 – a) Circuito equivalente de um TC; b) Circuito equivalente simplificado de um TC

Na Figura 22.a) a *fonte de corrente* está representando o circuito externo. Por causa desta forma de alimentação a impedância do enrolamento primário não está influenciando a distribuição das correntes, e por isso não está representada na Figura 22.b). \bar{Z}_2 é a impedância interna, definida pelo enrolamento secundário:

$$\bar{Z}_2 = R_2 + jX_{d2}$$

\bar{Z}_0 está representando o ramo magnetizante e \bar{Z}_c a impedância da carga. Nesta análise, é mais prático reduzir a corrente primária para o circuito secundário, \bar{I}'_1 .

Para simplificar o cálculo, pode-se levar em conta a resultante da impedância

secundária:

$$\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c = (R_2 + R_c) + j\omega(X_{d2} + X_c) \quad (25)$$

A Figura 22.b) mostra o circuito equivalente simplificado de um TC, sob as condições mencionadas. É útil levar em conta a representação fasorial também, como mostra a Figura 23.

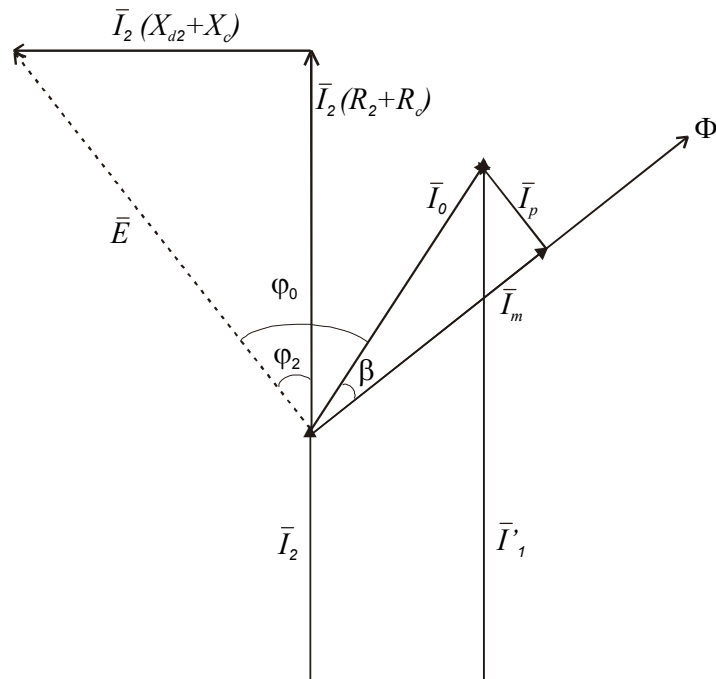


Figura 23 – Representação fasorial de um TC

Essa representação é igual a da Figura 14, sendo apenas diferenciada pela corrente \bar{I}'_1 , que na Figura 23 está relacionada ao circuito secundário. Pode-se definir o erro complexo de um TC como:

$$\bar{\varepsilon} = \frac{\bar{I}_2 - \bar{I}'_1}{\bar{I}'_1} \quad (26)$$

Substituindo a diferença das correntes pela corrente a vazio e supondo que $\bar{I}_2 \approx \bar{I}'_1$ (no caso de erro pequeno isto é uma boa aproximação), tem-se:

$$\bar{\varepsilon} = -\frac{\bar{I}_0}{\bar{I}'_1} \approx -\frac{\bar{I}_0}{\bar{I}_2} \quad (27)$$

Pode-se expressar a relação das correntes também pelas impedâncias:

$$\bar{I}_2 = \bar{I}'_1 \frac{\bar{Z}_0}{\bar{Z}_0 + \bar{Z}_2 + \bar{Z}_c}$$

Substituindo essa relação em (26) tem-se:

$$\bar{\varepsilon} = \frac{\bar{I}'_1 \frac{\bar{Z}_0}{\bar{Z}_0 + \bar{Z}_2 + \bar{Z}_c} - \bar{I}'_1}{\bar{I}'_1} = - \frac{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c}{\bar{Z}_0 + \bar{Z}_2 + \bar{Z}_c} \quad (28)$$

Levando-se em conta que normalmente $\bar{Z}_0 > \bar{Z}_2 + \bar{Z}_c$, tem-se que:

$$\bar{\varepsilon} \approx - \frac{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c}{\bar{Z}_0} \quad (29)$$

conforme a aproximação da equação (27).

O próximo passo comprova que com essas expressões baseadas no circuito equivalente, pode-se chegar aos mesmos resultados baseados na construção física.

Expressa-se a corrente a vazio \bar{I}_0 pelos parâmetros de construção do TC.

Aplicando-se (21) e (22) tem-se:

$$\bar{E} = \bar{I}_2 (\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c) \quad \text{e} \quad \bar{E} = j\omega N_2 \bar{\phi}$$

Combinando-se essas duas últimas equações, tem-se:

$$\bar{\phi} = \bar{I}_2 \cdot \frac{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c}{j\omega N_2} \quad (30)$$

Para manter o fluxo precisa-se da corrente a vazio, \bar{I}_0 . Aplicando a Lei de Ohm magnética, a relação entre os dois parâmetros será:

$$\bar{\phi} = \bar{\theta} \cdot \bar{\Lambda} = \bar{I}_0 \cdot N_2 \cdot \bar{\Lambda} \quad (31)$$

onde $\bar{\theta}$ é a excitação e $\bar{\Lambda}$ é a condutância magnética do núcleo.

Expressando a corrente a vazio e substituindo (30) em (31), tem-se:

$$\bar{I}_0 = \frac{\bar{\phi}}{N_2 \bar{\Lambda}} = \bar{I}_2 \cdot \frac{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c}{j\omega N_2^2 \bar{\Lambda}} \quad (32)$$

Substituindo (32) em (27), tem-se:

$$\bar{\varepsilon} = -\frac{\bar{I}_0}{\bar{I}_2} = -\frac{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c}{j\omega N_2^2 \Lambda} \quad (33)$$

Outras considerações resultaram em (24), uma equação idêntica, comprovando o uso adequado do circuito equivalente.

Esta expressão do erro complexo é simples e descreve bem o comportamento de um TC. No entanto, é necessário salientar que todas essas considerações estão supondo correntes senoidais. Por causa da não-linearidade do núcleo, a corrente a vazio, \bar{I}_0 , e a corrente secundária, \bar{I}_2 , sempre terão harmônicos. No caso de TC-s de alta exatidão, a corrente a vazio possui ordem de grandeza (até 10^{-5}) menor que as outras correntes e, por isso, o erro introduzido pela aproximação senoidal fica insignificante.

Os TC-s de alta exatidão geralmente têm um núcleo de ferro toroidal. Neste caso, pode-se calcular a condutância magnética, Λ , com boa exatidão.

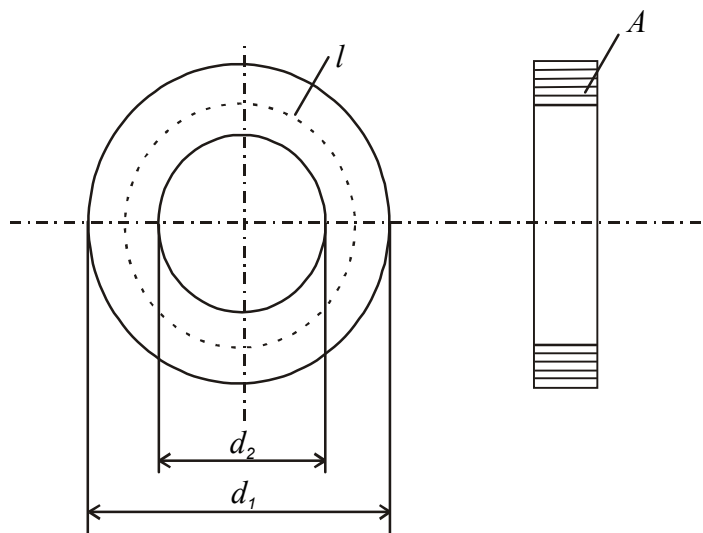


Figura 24 – Núcleo toroidal de um TC

De acordo com a Figura 24, a condutância magnética é:

$$\Lambda = \mu \frac{A}{l}$$

onde:

μ : permeabilidade do ferro

A: área da seção transversal do núcleo

l: comprimento médio da linha magnetizante, que pode ser calculado a partir do diâmetro externo (d_1) ao diâmetro interno (d_2) do núcleo, isto é:

$$l = \frac{d_1 + d_2}{2} \pi$$

Esta equação permite levar em conta as perdas do núcleo. Neste caso é comum introduzir na equação a permeabilidade complexa:

$$\bar{\mu} = \mu e^{-j\beta}$$

onde: β é o ângulo entre o fluxo e a corrente a vazio, conforme mostra a Figura 23. O sinal negativo indica que por causa das perdas do núcleo, o fluxo fica atrasado em relação à corrente a vazio, conforme a Figura 23. Pode-se expressar o ângulo β assim:

$$\text{tg}\beta = \frac{I_p}{I_m}$$

Com a permeabilidade complexa, a condutância magnética também se torna uma variável complexa:

$$\bar{\Lambda} = \bar{\mu} \frac{A}{l}$$

O erro de relação e o ângulo de fase podem ser determinados a partir de (24) ou de (33), que é a equação do erro complexo. O erro complexo em coordenadas polares

será:

$$\bar{\varepsilon} = -\frac{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c}{j\omega N_2^2 \Lambda} = -\frac{Z}{\omega N_2^2 \Lambda} e^{j(\varphi_2 + \beta - \pi/2)} \quad (34)$$

onde Z é a resultante das duas impedâncias e φ_2 é o seu ângulo, como mostra a Figura 23.

O erro de relação é a parte real do erro complexo:

$$\varepsilon = \text{Re}[\bar{\varepsilon}] = -\frac{Z}{\omega N_2^2 \Lambda} \cos(\varphi_2 + \beta - \pi/2) \quad (35)$$

Expressando β com φ_0 (Figura 23):

$$\beta = \frac{\pi}{2} - \varphi_0$$

e substituindo β na equação do erro complexo acima, tem-se:

$$\varepsilon = -\frac{Z}{\omega N_2^2 \Lambda} \cos(\varphi_2 - \varphi_0) \quad (36)$$

ou substituindo os valores de (33) :

$$\varepsilon = -\frac{I_0}{I_2} \cos(\varphi_2 - \varphi_0)$$

Essa equação é equivalente a (13), aceitando-se a aproximação de $I'_1 \approx I_2$.

O ângulo de fase é a parte imaginária do erro complexo:

$$\delta = \text{Im}[\bar{\varepsilon}] = -\frac{Z}{\omega N_2^2 \Lambda} \text{sen}(\varphi_2 + \beta - \pi/2)$$

Aplicando-se as mesmas considerações, o ângulo de fase será:

$$\delta = -\frac{Z}{\omega N_2^2 \Lambda} \text{sen}(\varphi_2 - \varphi_0) \quad (37)$$

ou

$$\delta = -\frac{I_0}{I_2} \text{sen}(\varphi_2 - \varphi_0)$$

conforme (14).

A maior vantagem do cálculo do erro complexo é que facilita a análise das construções mais complexas. Foi comprovado que depois de desenvolver uma equação para o erro complexo, é fácil separar o erro de relação e o ângulo de fase. Outra vantagem de (36) e (37) é que mostram bem o efeito dos parâmetros de construção, conforme as considerações do Item 2.3.4, do Capítulo 2.

3.2 Transformador de Corrente com Compensação Ativa

O erro de um TC depende do fluxo magnético residual do núcleo. Expressando o mesmo fato físico pelo circuito equivalente, o erro depende da corrente a vazio, I_0 , que passa através da impedância Z_0 , representando as características do núcleo. A presença desta corrente I_0 é responsável pelos erros do TC.

O princípio do método de compensação a seguir é gerar uma corrente, preferivelmente igual a I_0 , e adicioná-la à corrente secundária (corrente de carga que passa através da impedância da carga). No primeiro método a ser analisado aplica-se um amplificador, e por isso o método chama-se “compensação ativa”. A Figura 25 mostra a ligação da compensação ativa.

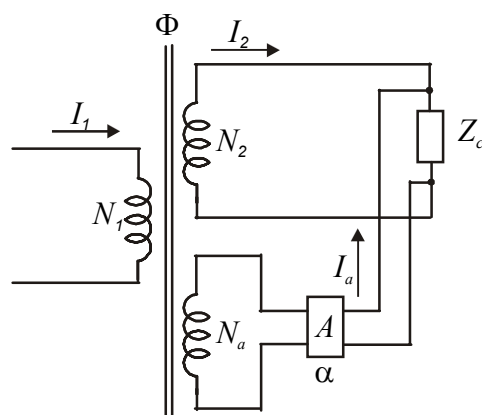


Figura 25 – Ligação da compensação ativa em paralelo

No mesmo núcleo toroidal do TC aplica-se um terceiro enrolamento de N_a espiras. A tensão induzida neste enrolamento é proporcional ao resíduo do fluxo ϕ , isto é, à corrente de excitação, I_0 , responsável pelos erros. Este enrolamento auxiliar está acoplado a um amplificador A. A saída do amplificador está ligada em paralelo com a impedância da carga, Z_c . A suposição é que a corrente fornecida pelo amplificador, I_a , é capaz de diminuir os erros. Como este esquema é um circuito com realimentação, então pode-se esperar que isto aconteça [8].

Para analisar esta compensação em detalhes, é prático aplicar o circuito equivalente, como mostra a Figura 26.

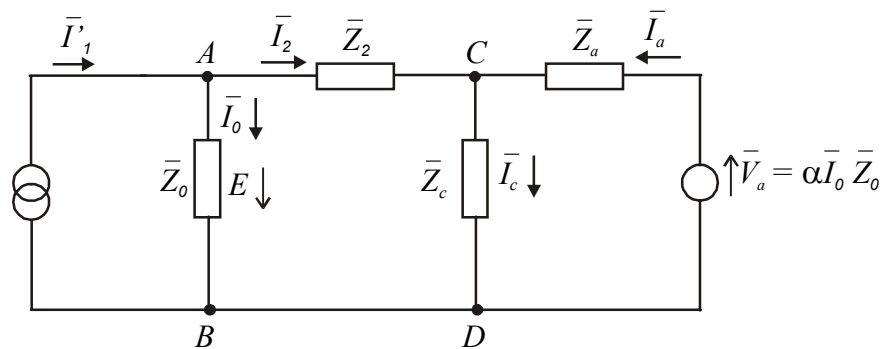


Figura 26 – Circuito equivalente da compensação ativa em paralelo.

Comparando-se este circuito com o circuito geral de um TC, a única diferença encontrada é a presença do circuito do amplificador, representado pela fonte de tensão, \bar{V}_a , e a sua impedância interna, \bar{Z}_a . A tensão \bar{V}_a é proporcional a fem \bar{E} residual, isto é:

$$\bar{V}_a = \alpha \bar{I}_0 \bar{Z}_0$$

onde α é o “ganho” do circuito da realimentação, composto do ganho do amplificador mais o efeito do enrolamento auxiliar de N_a espiras.

Neste circuito pode-se expressar o erro do TC compensado facilmente. Deve-se levar em conta que, relativamente aos erros, o que importa é a corrente que passa através da impedância da carga. Por isso:

$$\bar{\varepsilon} = \frac{\bar{I}_c - \bar{I}'_1}{\bar{I}'_1} \quad (38)$$

Levando-se em conta que:

$$\bar{I}_c = \bar{I}_2 + \bar{I}_a \quad \text{e} \quad \bar{I}_2 = \bar{I}'_1 - \bar{I}_0$$

e substituindo na equação do erro, ficará:

$$\bar{\varepsilon} = -\frac{\bar{I}_0 - \bar{I}_a}{\bar{I}'_1} \quad (39)$$

Essa equação mostra a possibilidade física da compensação. Uma corrente adequada \bar{I}_a , fornecida pelo amplificador pode diminuir os erros (na teoria, infinitamente). No entanto, a análise mostra que o circuito funciona bem se a impedância do amplificador for bem maior que a impedância da carga (idealmente infinita). Isto significa ser necessário utilizar um amplificador que tenha características de uma fonte de corrente. O detalhamento do cálculo do erro é apresentado no caso de compensação híbrida, onde essa ligação tem aplicação.

A Figura 27 mostra uma outra solução da compensação ativa. O princípio da compensação é o mesmo; a única diferença é que a saída do amplificador A está ligada em série com o circuito secundário. O amplificador tem um ganho de $-\alpha$ (invertendo a fase da tensão de 180°). A Figura 28 mostra o circuito equivalente.

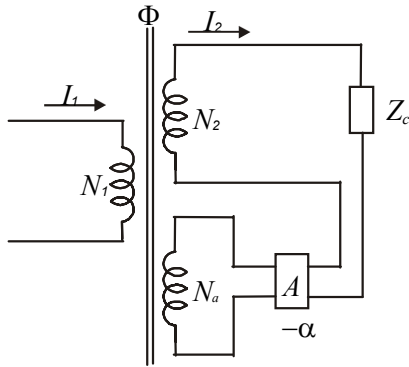


Figura 27 – Ligação do TC com compensação ativa em série

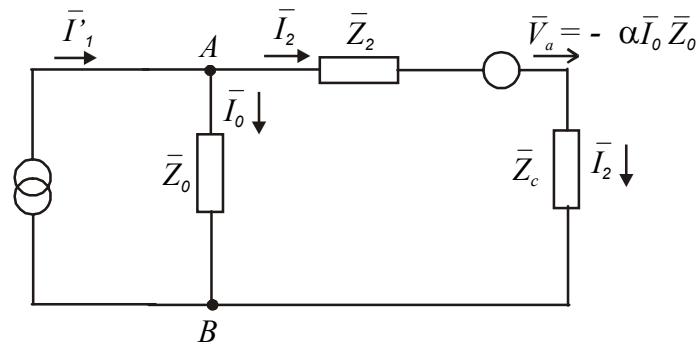


Figura 28 – Circuito equivalente da compensação ativa em série

Aplicando a Lei de Kirchhoff para o circuito secundário:

$$\bar{I}_2 \bar{Z}_2 - \alpha \bar{I}_0 \bar{Z}_0 + \bar{I}_2 \bar{Z}_c - \bar{I}_0 \bar{Z}_0 = 0$$

isto é:

$$\bar{I}_2 (\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c) = \bar{I}_0 \bar{Z}_0 (1 + \alpha)$$

Levando-se em conta (27) o erro ficará:

$$\bar{\varepsilon} \approx -\frac{\bar{I}_0}{\bar{I}_2} = -\frac{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c}{\bar{Z}_0 (1 + \alpha)} \quad (40)$$

ou expressando \bar{Z}_0 com os parâmetros de construção:

$$\bar{\varepsilon} \approx -\frac{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c}{j\omega N_2^2 \Lambda_1 (1 + \alpha)}$$

As equações mostram que aumentando o ganho do amplificador os erros estão diminuindo (na teoria, infinitamente). A estrutura das equações mostra que esta forma de compensação é um circuito de realimentação. Por isso, uma limitação séria é a estabilidade do circuito, e como esta estabilidade depende da característica da carga também, é aconselhável escolher um valor relativamente baixo para o ganho. No entanto, com um ganho relativamente baixo de, por exemplo, $\alpha = 10$, os erros diminuirão bastante.

3.3 Transformador de Corrente de Dois Estágios

A Figura 29 mostra a construção de um TC de dois estágios. O núcleo de ferro é constituído de dois núcleos toroidais concêntricos, formando um núcleo externo e um interno. A bobina 1 e a bobina 2 estão enroladas ao redor do núcleo externo (como no caso de um TC simples), enquanto que a bobina 3 está enrolada ao redor do núcleo interno.

A corrente primária, I_1 , passa por N_1 espiras do enrolamento 1, enquanto a corrente I_2 passa por N_2 espiras do enrolamento 2. O enrolamento 3 reduz os erros do TC [9].

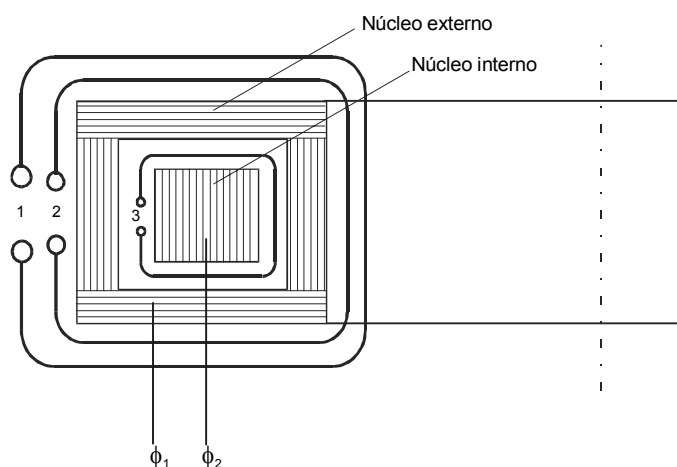


Figura 29 – Construção típica de um TC de dois estágios

Conforme visto anteriormente, o erro do TC depende da diferença da excitação primária, I_1N_1 , e da excitação secundária, I_2N_2 . Esta diferença das excitações mantém um fluxo ϕ_1 no núcleo externo, mas vai gerar um fluxo ϕ_2 no núcleo interno também, que irá induzir uma tensão V_3 no enrolamento 3. Essa tensão induzida é proporcional à diferença das excitações, isto é, aos erros do TC.

O princípio de qualquer tipo de compensação dos erros, usando-se dois estágios do núcleo, é aproveitar a tensão induzida pela diferença das excitações. A Figura 30 mostra a ligação para a compensação dos erros.

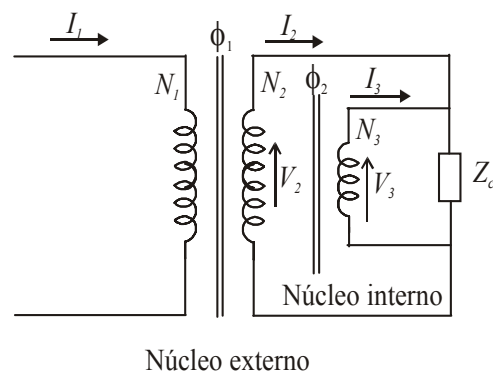


Figura 30 – Ligação do TC de dois estágios

A tensão induzida no terceiro enrolamento (de espiras de N_3) vai forçar uma corrente de I_3 através da impedância da carga, Z_c , e escolhendo-se corretamente os parâmetros do dispositivo, a corrente I_3 pode diminuir bastante os erros do TC. Para calcular o erro do TC é necessário conhecer a corrente que passa através da impedância de carga, Z_c . O circuito equivalente do enrolamento secundário do TC facilita este cálculo, conforme mostra a Figura 31.

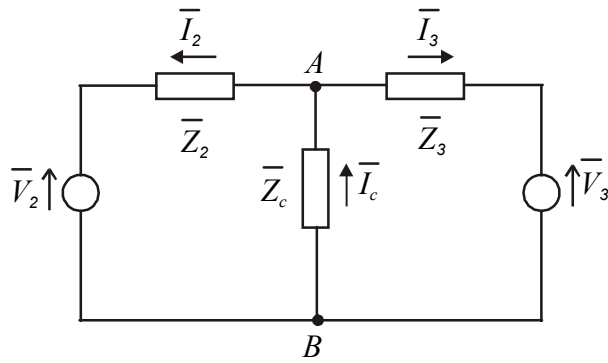


Figura 31 – Circuito equivalente do enrolamento secundário de um TC de dois estágios

onde \bar{V}_2 e \bar{V}_3 são as tensões induzidas nos enrolamentos 2 e 3, respectivamente, e \bar{Z}_2 e \bar{Z}_3 são as impedâncias internas dos enrolamentos.

Primeiramente calcula-se as tensões \bar{V}_2 e \bar{V}_3 pelos parâmetros do núcleo, como mostrado a seguir.

A tensão \bar{V}_2 induzida no enrolamento secundário (de N_2 espiras) é proporcional ao somatório dos dois fluxos ($\bar{\phi}_1$ do núcleo externo e $\bar{\phi}_2$ do núcleo interno).

$$\bar{V}_2 = j\omega N_2 (\bar{\phi}_1 + \bar{\phi}_2)$$

No terceiro enrolamento o fluxo do núcleo interno, $\bar{\phi}_2$, vai induzir a tensão \bar{V}_3 :

$$\bar{V}_3 = j\omega N_3 \bar{\phi}_2$$

Aplicando a Lei de Ohm magnética tem-se:

$$\bar{\phi}_1 = (\bar{\theta}_1 - \bar{\theta}_2) \bar{\Lambda}_1 = (\bar{I}_1 N_1 - \bar{I}_2 N_2) \bar{\Lambda} \quad \text{e}$$

$$\bar{\phi}_2 = (\bar{\theta}_1 - \bar{\theta}_2 - \bar{\theta}_3) \bar{\Lambda}_2 = (\bar{I}_1 N_1 - \bar{I}_2 N_2 - \bar{I}_3 N_3) \bar{\Lambda}_2$$

onde $\bar{\Lambda}_1$ e $\bar{\Lambda}_2$ é a condutância magnética dos núcleos externo e interno, respectivamente. É necessário observar que a segunda equação leva em conta o efeito da corrente \bar{I}_3 também, que passa pelo terceiro enrolamento.

Substituindo os fluxos nas equações das tensões e fazendo algumas simplificações:

$$\bar{V}_2 = j\omega N_2 \left[\bar{I}_1 N_1 (\bar{\Lambda}_1 + \bar{\Lambda}_2) - \bar{I}_2 N_2 (\bar{\Lambda}_1 + \bar{\Lambda}_2) - \bar{I}_3 N_3 \bar{\Lambda}_2 \right] \quad \text{e}$$

$$\bar{V}_3 = j\omega N_3 \left[\bar{I}_1 N_1 \bar{\Lambda}_2 - \bar{I}_2 N_2 \bar{\Lambda}_2 - \bar{I}_3 N_3 \bar{\Lambda}_2 \right]$$

Cada tensão induzida está em função das três correntes. Para facilitar os cálculos a seguir serão substituídos, temporariamente, os multiplicadores das correntes:

$$\bar{V}_2 = \bar{I}_1 \bar{A} + \bar{I}_2 \bar{B} + \bar{I}_3 \bar{C}$$

$$\bar{V}_3 = \bar{I}_1 \bar{D} + \bar{I}_2 \bar{E} + \bar{I}_3 \bar{F}$$

onde: $\bar{A} = j\omega N_1 N_2 (\bar{\Lambda}_1 + \bar{\Lambda}_2)$

$$\bar{B} = -j\omega N_2^2 (\bar{\Lambda}_1 + \bar{\Lambda}_2)$$

$$\bar{C} = -j\omega N_2 N_3 \bar{\Lambda}_2$$

$$\bar{D} = j\omega N_2 N_3 \bar{\Lambda}_2$$

$$\bar{E} = -j\omega N_2 N_3 \bar{\Lambda}_2$$

$$\bar{F} = -j\omega N_3^2 \bar{\Lambda}_2$$

Aplicando a Lei de Kirchhoff aos dois laços do circuito equivalente da Figura 31,

tem-se:

$$\bar{V}_2 = \bar{I}_2 (\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c) + \bar{I}_3 \bar{Z}_c \quad \text{e}$$

$$\bar{V}_3 = \bar{I}_2 \bar{Z}_c + \bar{I}_3 (\bar{Z}_3 + \bar{Z}_c)$$

Depois de substituir as equações das tensões e expressar a corrente \bar{I}_1 em função das outras:

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_2 \frac{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c - \bar{B}}{\bar{A}} + \bar{I}_3 \frac{\bar{Z}_c - \bar{C}}{\bar{A}} \quad (41)$$

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_2 \frac{\bar{Z}_c - \bar{E}}{\bar{D}} + \bar{I}_3 \frac{\bar{Z}_3 + \bar{Z}_c - \bar{F}}{\bar{D}} \quad (42)$$

Para calcular os erros deve-se obter a corrente \bar{I}_c , que passa através da impedância da carga, \bar{Z}_c :

$$\bar{I}_c = \bar{I}_2 + \bar{I}_3 \quad (43)$$

A partir de (41) e (42), pode-se expressar \bar{I}_2 e \bar{I}_3 . Para facilitar os cálculos, estas equações podem ser reescritas:

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_2 \bar{a} + \bar{I}_3 \bar{b} \quad (44)$$

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_2 \bar{c} + \bar{I}_3 \bar{d} \quad (45)$$

Aplicando-se a regra de Kramer:

$$\bar{I}_2 = \frac{\begin{vmatrix} \bar{I}_1 & \bar{b} \\ \bar{I}_1 & \bar{d} \\ \bar{a} & \bar{b} \\ \bar{c} & \bar{d} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \bar{a} & \bar{b} \\ \bar{c} & \bar{d} \end{vmatrix}} = \bar{I}_1 \frac{\bar{d} - \bar{b}}{\bar{a}\bar{d} - \bar{b}\bar{c}}$$

$$\bar{I}_3 = \frac{\begin{vmatrix} \bar{a} & \bar{I}_1 \\ \bar{c} & \bar{I}_1 \\ \bar{a} & \bar{b} \\ \bar{c} & \bar{d} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \bar{a} & \bar{b} \\ \bar{c} & \bar{d} \end{vmatrix}} = \bar{I}_1 \frac{\bar{a} - \bar{c}}{\bar{a}\bar{d} - \bar{b}\bar{c}}$$

e substituindo-se estas duas equações em (43):

$$\bar{I}_c = \bar{I}_1 \frac{\bar{a} + \bar{d} - \bar{b} - \bar{c}}{\bar{a}\bar{d} - \bar{b}\bar{c}}$$

Substituindo-se os valores das variáveis $\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}$, e \bar{d} após algumas simplificações, tem-se:

$$\bar{I}_c = \bar{I}_1 \frac{(\bar{Z}_2 + \bar{C} - \bar{B})\bar{D} + (\bar{Z}_3 + \bar{E} - \bar{F})\bar{A}}{(\bar{Z}_2 - \bar{B})(\bar{Z}_3 - \bar{F}) - \bar{C}\bar{E} + \bar{Z}_c(\bar{Z}_2 + \bar{Z}_3 + \bar{C} + \bar{E} - \bar{B} - \bar{F})} \quad (46)$$

Deve-se, então, substituir os valores de $\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}$ e \bar{D} (esta equação está desenvolvida no Anexo II). Esta substituição resulta em uma equação complicada. Após fazer-se algumas simplificações e agrupar-se alguns termos, tem-se:

$$\bar{I}_c = \bar{I}_1 \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{\bar{X} + 1}{\bar{Y} + 1}$$

onde:

$$\bar{X} = \frac{\bar{Z}_2}{j\omega N_2 N_3 \bar{\Lambda}_1} + \frac{\bar{Z}_3 (\bar{\Lambda}_1 + \bar{\Lambda}_2)}{j\omega N_3^2 \bar{\Lambda}_1 \bar{\Lambda}_2}$$

$$\bar{Y} = \frac{\bar{Z}_2 \bar{Z}_3}{\omega^2 N_2^2 N_3^2 \bar{\Lambda}_1 \bar{\Lambda}_2} + \frac{\bar{Z}_2}{j\omega N_2^2 \bar{\Lambda}_1} + \frac{\bar{Z}_3 (\bar{\Lambda}_1 + \bar{\Lambda}_2)}{j\omega N_3^2 \bar{\Lambda}_1 \bar{\Lambda}_2} + \frac{\bar{Z}_c (\bar{Z}_2 + \bar{Z}_3)}{\omega^2 N_2^2 N_3^2 \bar{\Lambda}_1 \bar{\Lambda}_2} + \frac{\bar{Z}_c}{j\omega N_3^2 \bar{\Lambda}_2}$$

Com isso o erro complexo passa a ser:

$$\bar{\varepsilon} = \frac{\bar{I}_c - \bar{I}'_1}{\bar{I}'_1} = \frac{\bar{I}_1 \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{\bar{X} + 1}{\bar{Y} + 1} - \bar{I}_1 \cdot \frac{N_1}{N_2}}{\bar{I}_1 \cdot \frac{N_1}{N_2}} = \frac{\bar{X} - \bar{Y}}{1 + \bar{Y}} \quad (47)$$

Uma análise mostra que, normalmente, $Y \ll 1$, e por isso, com uma boa aproximação, tem-se:

$$\bar{\varepsilon} \approx \bar{X} - \bar{Y}$$

Após algumas simplificações, se $N_3 = N_2$, o erro complexo passa a ser:

$$\bar{\varepsilon} = -\frac{\bar{Z}_2 \bar{Z}_3}{\omega^2 N_2^2 N_3^2 \bar{\Lambda}_1 \bar{\Lambda}_2} + \frac{\bar{Z}_c (\bar{Z}_2 + \bar{Z}_3)}{\omega^2 N_2^2 N_3^2 \bar{\Lambda}_1 \bar{\Lambda}_2} - \frac{\bar{Z}_c}{j\omega N_3^2 \bar{\Lambda}_2} \quad (48)$$

Reagrupando esta equação, finalmente pode-se obter:

$$\bar{\varepsilon} = \left(\frac{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c}{j\omega N_2^2 \bar{\Lambda}_1} \cdot \frac{\bar{Z}_3 + \bar{Z}_c}{j\omega N_3^2 \bar{\Lambda}_2} \right) - \left(\frac{\bar{Z}_c}{j\omega N_2^2 \bar{\Lambda}_1} \cdot \frac{\bar{Z}_c}{j\omega N_3^2 \bar{\Lambda}_2} \right) - \frac{\bar{Z}_c}{j\omega N_3^2 \bar{\Lambda}_2} \quad (49)$$

Esta equação está desenvolvida no Anexo III.

A avaliação do erro é simples se, no primeiro passo, supõe-se que a impedância da carga é zero (ou muito menor que as outras impedâncias do circuito):

$$\bar{\varepsilon} = -\frac{\bar{Z}_2}{j\omega N_2^2 \bar{\Lambda}_1} \cdot \frac{\bar{Z}_3}{j\omega N_3^2 \bar{\Lambda}_2} \quad (50)$$

Comparando-se este resultado com a expressão de um TC simples, como foi visto anteriormente, tem-se que o erro resultante é o produto dos dois erros:

$$\bar{\varepsilon} = -\bar{\varepsilon}_{20} \cdot \bar{\varepsilon}_{30}$$

onde o erro $\bar{\varepsilon}_{20}$ é o erro de um TC simples que tem o núcleo externo, enquanto que $\bar{\varepsilon}_{30}$ é o erro de um outro TC (como se fosse o núcleo interno). O índice zero indica o erro com carga zero. Como os dois erros são pequenos (da ordem de grandeza de 10^{-3} até 10^{-4}), o produto entre eles pode ser desprezível.

Se a impedância da carga não pode ser desprezada, é necessário levar em conta todos os termos da equação (49).

O primeiro termo é parecido ao resultado de (50), isto é, com o produto dos erros dos dois TC-s com carga, e é normalmente ainda desprezível. O segundo termo é o produto de dois erros virtuais, normalmente também desprezível. Sendo assim, o terceiro termo fica mais significativo, determinando o erro:

$$\bar{\varepsilon} \approx -\frac{\bar{Z}_c}{j\omega N_3^2 \bar{\Lambda}_2} \quad (51)$$

A partir dos resultados obtidos, a avaliação do TC de dois estágios é a seguinte: se a carga do TC for zero ou pequena, a compensação é muito eficiente e pode-se manter os erros a baixos valores; se a impedância da carga aumenta, o erro também aumenta atingindo o valor de (51). Este erro pode ser relativamente grande,

aproximando-se do valor de um TC sem compensação, embora menor, pois a impedância interna não está aparecendo na equação.

É necessário observar que em (51) apareceu a condutância magnética do núcleo interno. Para diminuir os erros, um método eficiente é aumentar a condutância magnética do núcleo interno. Por isso, para a construção do núcleo interno usa-se o melhor material possível (supermalloy, etc.). Em compensação, como mostra (50), a condutância magnética do núcleo externo é menos significativa, por isso um material de qualidade inferior é usado.

3.4 Transformador de Corrente com Compensação Híbrida

Este método de compensação a ser analisado é uma combinação dos dois métodos anteriores: a construção é parecida à de um TC de dois estágios, e aplica-se também um amplificador no circuito. Por causa desta combinação dos dois métodos, esta compensação é chamada híbrida [8]. Como a compensação puramente ativa raramente é usada na prática, na literatura freqüentemente encontramos este último método sendo chamado de compensação ativa ou TC ativo.

Existe também uma outra filosofia para analisar essa construção, tratando-a como se fosse a combinação de um TC e um comparador de corrente. Por isso, na literatura encontra-se também com o nome de comparador de corrente auto-balanceado [10].

Para este tipo de TC existem várias construções. A Figura 32 mostra a construção tradicional, onde aplica-se três núcleos de ferro toroidais, concêntricos. Nesta figura estão representados a interseção dos núcleos e os quatro enrolamentos, onde ϕ_1 , ϕ_2

e ϕ_3 são os fluxos de três núcleos concêntricos e 1, 2, 3 e 4 são os quatro enrolamentos.

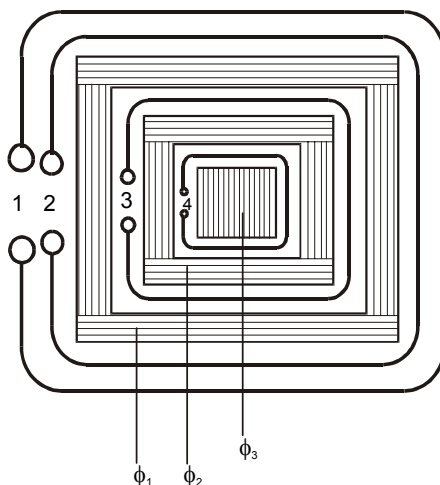


Figura 32 – Construção típica de um TC híbrido

Os enrolamentos 1 e 2 estão assumindo o papel do enrolamento primário e secundário de um *TC simples*, respectivamente; 3 chama-se *enrolamento de compensação* (ou *enrolamento secundário auxiliar*) e 4 é chamado de *enrolamento detetor*.

O funcionamento físico da construção é o seguinte: como no caso de um TC simples a origem dos erros é o fluxo residual do núcleo, e por isso o objetivo é minimizar este fluxo residual. Para isto aplica-se o terceiro enrolamento 3. Aplicando uma contra-excitação neste enrolamento, teoricamente o fluxo residual pode ser diminuído até zero, eliminando totalmente os erros.

A Figura 33 mostra a ligação dos enrolamentos. Os enrolamentos 1 e 2 funcionam como um TC simples carregado pela impedância Z_c . O enrolamento 3 está minimizando o fluxo e o enrolamento 4 está detectando o resíduo. Aplica-se então, um amplificador A de ganho $-\alpha$, cuja entrada está ligada ao enrolamento detetor e a saída está ligada em série com o enrolamento de compensação.

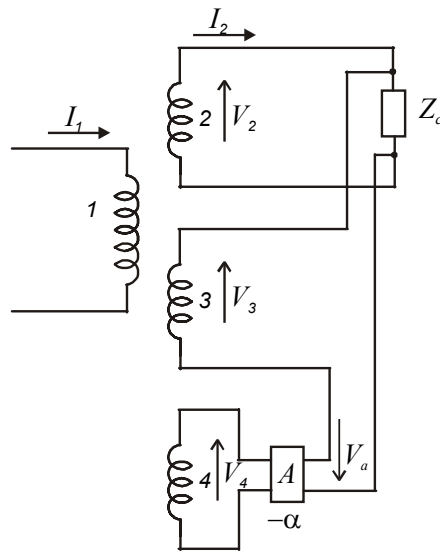


Figura 33 – Ligação do TC com compensação híbrida

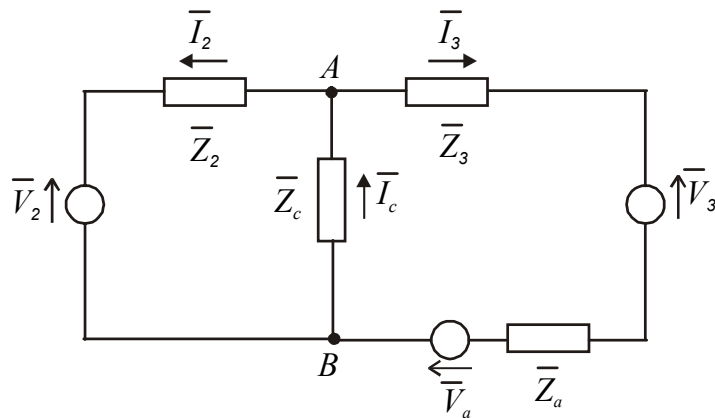


Figura 34 - Circuito equivalente do enrolamento secundário de um TC com compensação híbrida.

A Figura 34 mostra o circuito equivalente do enrolamento secundário, onde:

\bar{Z}_2 e \bar{Z}_3 : impedâncias internas das bobinas 2 e 3, respectivamente

\bar{Z}_a : impedância do amplificador

\bar{V}_2 e \bar{V}_3 : tensões induzidas

\bar{V}_a : tensão na saída do amplificador

Primeiro, expressa-se as três tensões com os parâmetros físicos do TC compensado, levando-se em conta que os fluxos dos três núcleos são $\bar{\phi}_1$, $\bar{\phi}_2$ e $\bar{\phi}_3$, respectivamente.

No enrolamento 2 o somatório dos fluxos está induzindo a tensão:

$$\bar{V}_2 = j\omega N_2 (\bar{\phi}_1 + \bar{\phi}_2 + \bar{\phi}_3) \quad (52)$$

Levando-se em conta quais são as excitações responsáveis para manter os fluxos (Figura 33), os fluxos são:

$$\begin{aligned} \bar{\phi}_1 &= (\bar{\theta}_1 - \bar{\theta}_2) \bar{\Lambda}_1 = (\bar{I}_1 N_1 - \bar{I}_2 N_2) \bar{\Lambda}_1 \\ \bar{\phi}_2 &= (\bar{\theta}_1 - \bar{\theta}_2 - \bar{\theta}_3) \bar{\Lambda}_2 = (\bar{I}_1 N_1 - \bar{I}_2 N_2 - \bar{I}_3 N_3) \bar{\Lambda}_2 \\ \bar{\phi}_3 &= (\bar{\theta}_1 - \bar{\theta}_2 - \bar{\theta}_3) \bar{\Lambda}_3 = (\bar{I}_1 N_1 - \bar{I}_2 N_2 - \bar{I}_3 N_3) \bar{\Lambda}_3 \end{aligned}$$

onde:

$\bar{\Lambda}_1, \bar{\Lambda}_2$ e $\bar{\Lambda}_3$: são as condutâncias magnéticas dos três núcleos, respectivamente.

N_1, N_2 e N_3 : são o nº de espiras dos três enrolamentos, respectivamente.

O enrolamento detector 4 está ligado à entrada do amplificador, e por isso não passa corrente nenhuma por este enrolamento.

Substituindo-se os fluxos em (52) e fazendo algumas simplificações dos termos, tem-se uma equação linear dependendo das três correntes:

$$\bar{V}_2 = \bar{I}_1 \bar{A} + \bar{I}_2 \bar{B} + \bar{I}_3 \bar{C} \quad (53)$$

onde \bar{A}, \bar{B} e \bar{C} são variáveis auxiliares (simplificam o cálculo) de valores, e:

$$\begin{aligned} \bar{A} &= j\omega N_1 N_2 (\bar{\Lambda}_1 + \bar{\Lambda}_2 + \bar{\Lambda}_3) \\ \bar{B} &= -j\omega N_2^2 (\bar{\Lambda}_1 + \bar{\Lambda}_2 + \bar{\Lambda}_3) \\ \bar{C} &= -j\omega N_2 N_3 (\bar{\Lambda}_2 + \bar{\Lambda}_3) \end{aligned}$$

Do mesmo modo que \bar{V}_2 , a tensão \bar{V}_3 é:

$$\bar{V}_3 = j\omega N_3 (\bar{\phi}_2 + \bar{\phi}_3) = j\omega N_3 (\bar{\theta}_1 - \bar{\theta}_2 - \bar{\theta}_3) \cdot (\bar{\Lambda}_2 + \bar{\Lambda}_3)$$

Fazendo-se as mesmas operações anteriores, tem-se que:

$$\bar{V}_3 = \bar{I}_1 \bar{D} + \bar{I}_2 \bar{E} + \bar{I}_3 \bar{F} \quad (54)$$

onde:

$$\bar{D} = j\omega N_1 N_3 (\bar{\Lambda}_2 + \bar{\Lambda}_3)$$

$$\bar{E} = -j\omega N_2 N_3 (\bar{\Lambda}_2 + \bar{\Lambda}_3)$$

$$\bar{F} = -j\omega N_3^2 (\bar{\Lambda}_2 + \bar{\Lambda}_3)$$

A tensão na entrada do amplificador é a tensão induzida, \bar{V}_4 , na bobina 4.

$$\bar{V}_4 = j\omega N_4 \bar{\Phi}_3 = j\omega N_4 (\bar{\theta}_1 - \bar{\theta}_2 - \bar{\theta}_3) \bar{\Lambda}_3 \quad (55)$$

onde $\bar{\Lambda}_3$ é a condutância magnética do núcleo 3.

A tensão de saída, \bar{V}_a , do amplificador é:

$$\bar{V}_a = -\alpha \cdot \bar{V}_4 = -\alpha j\omega N_4 (\bar{I}_1 N_1 - \bar{I}_2 N_2 - \bar{I}_3 N_3) \bar{\Lambda}_3$$

Substituindo-se \bar{V}_4 e fazendo as devidas simplificações, tem-se:

$$\bar{V}_a = \bar{I}_1 \bar{G} + \bar{I}_2 \bar{H} + \bar{I}_3 \bar{K} \quad (56)$$

onde:

$$\bar{G} = -j\omega N_1 N_4 \bar{\Lambda}_3 \alpha$$

$$\bar{H} = j\omega N_2 N_4 \bar{\Lambda}_3 \alpha$$

$$\bar{K} = j\omega N_3 N_4 \bar{\Lambda}_3 \alpha$$

O objetivo neste caso é também calcular a corrente da carga, \bar{I}_c , que vai caracterizar os erros do TC compensado.

Comparando os circuitos das Figuras 34 e 31, nota-se que os dois circuitos são semelhantes, e a diferença é que no lugar de \bar{V}_3 tem-se que substituir por $\bar{V}_3 - \bar{V}_a$ e mudar o valor da impedância para $\bar{Z}_3 + \bar{Z}_a$.

Isto significa que onde tem-se:

3.7 \bar{D} , deve-se substituir por $\bar{D} - \bar{G}$;

4.7 \bar{E} , deve-se substituir por $\bar{E} - \bar{H}$;

5.7 \bar{F} , deve-se substituir por $\bar{F} - \bar{K}$.

Aproveitando (46), pode-se substituir diretamente os valores anteriores:

$$\bar{I}_c = \bar{I}_1 \frac{(\bar{Z}_2 + \bar{C} - \bar{B})(\bar{D} - \bar{G}) + (\bar{Z}_3 + \bar{Z}_a + \bar{E} - \bar{H} - \bar{F} + \bar{K})\bar{A}}{(\bar{Z}_2 - \bar{B})(\bar{Z}_3 + \bar{Z}_a - \bar{F} + \bar{K}) - \bar{C}(\bar{E} - \bar{H}) + \bar{Z}_c(\bar{Z}_2 + \bar{Z}_3 + \bar{Z}_a + \bar{C} + \bar{E} - \bar{H} - \bar{B} - \bar{F} + \bar{K})} \quad (57)$$

Esta equação está desenvolvida no Anexo IV.

Substituindo nesta equação as nove variáveis auxiliares, resulta em uma equação muito complicada. Após várias simplificações, finalmente a equação da corrente \bar{I}_c será:

$$\bar{I}_c = \bar{I}_1 \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{\bar{X} + 1}{\bar{Y} + 1}$$

onde \bar{X} e \bar{Y} são variáveis auxiliares para simplificar o cálculo.

Como foi comprovado no caso de TC-s de dois estágios, o erro é o mesmo encontrado em (47):

$$\bar{\varepsilon} = \frac{\bar{X} - \bar{Y}}{1 + \bar{Y}}$$

A diferença é que neste caso \bar{Y} não é desprezível no denominador.

Depois de fazer as substituições e executar várias simplificações, encontra-se uma equação ainda bem complicada. No numerador encontram-se os mesmos termos

como em (49) onde o produto dos erros é desprezível, supondo-se que \bar{Z}_c é zero ou muito menor que as outras impedâncias do circuito, ficando então apenas um termo dependente da impedância da carga. No denominador também estão aparecendo erros virtuais ou produto deles. Comparando-se com a unidade ou especialmente com um termo que tem o ganho do amplificador, todos são desprezíveis. Após introduzir estas simplificações, finalmente o erro, com uma boa aproximação é:

$$\bar{\varepsilon} \approx - \frac{\bar{Z}_c}{\frac{j\omega N_2^2 (\bar{\Lambda}_2 + \bar{\Lambda}_3)}{\frac{N_4}{N_2} \cdot \frac{\bar{\Lambda}_3}{\bar{\Lambda}_2 + \bar{\Lambda}_3} \cdot \alpha + 1}} \quad (58)$$

Esta equação está desenvolvida no Anexo V.

Comparando-se esta equação com (51), observa-se que o numerador das duas equações é bem parecido, referindo-se ao erro de um TC simples como se a impedância do enrolamento secundário fosse zero. A diferença é que a condutância magnética do terceiro núcleo está diminuindo este valor, e o valor do denominador poderá ser bem maior que um. Aumentando-se o número das espiras do enrolamento detetor, N_4 , o multiplicador do ganho do amplificador, α , pode ser unitário ou maior. Em (58) é mostrado que aumentando-se o ganho do amplificador os erros estão diminuindo (na teoria infinitamente). Comparando-se esta equação com a expressão dos erros de um TC ativo (40), observa-se a conformidade das equações. A maior diferença é que o numerador de (58) é bem menor, com carga pequena aproximando-se de zero. Comparando os erros dos três métodos de compensação, (40), (51) e (58), nota-se que a compensação híbrida está unindo as vantagens das outras compensações, sendo por isso considerada a melhor.

A construção clássica de três núcleos (Figura 32) é a melhor, no entanto, a fabricação é complicada e os custos são altos. Na prática várias tentativas foram

feitas para economizar a construção, sem prejudicar o desempenho. A Figura 35 mostra a construção sugerida por Oskars Petersons [10], onde aplicam-se dois núcleos.

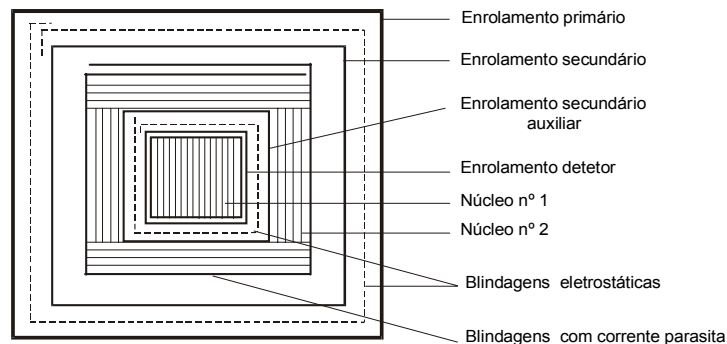


Figura 35 – Seção transversal de um comparador de corrente

Como a Figura 35 mostra, aplicam-se várias blindagens eletrostáticas constituídas de lâminas de cobre aterradas, a fim de eliminar as correntes capacitivas entre os condutores do TC. O núcleo externo funciona também como uma blindagem magnética, protegendo os dois enrolamentos internos contra os fluxos de dispersão dos enrolamentos primário e secundário. A blindagem que por onde circulam as corrente parasitas é feita de cobre e funciona também como uma blindagem magnética. O artigo citado anteriormente, salienta a grande importância da boa qualidade da blindagem magnética. A construção original de três núcleos assegura esta condição.

A Figura 36 mostra uma construção seguindo o mesmo princípio, mas a fabricação é mais simples e econômica.

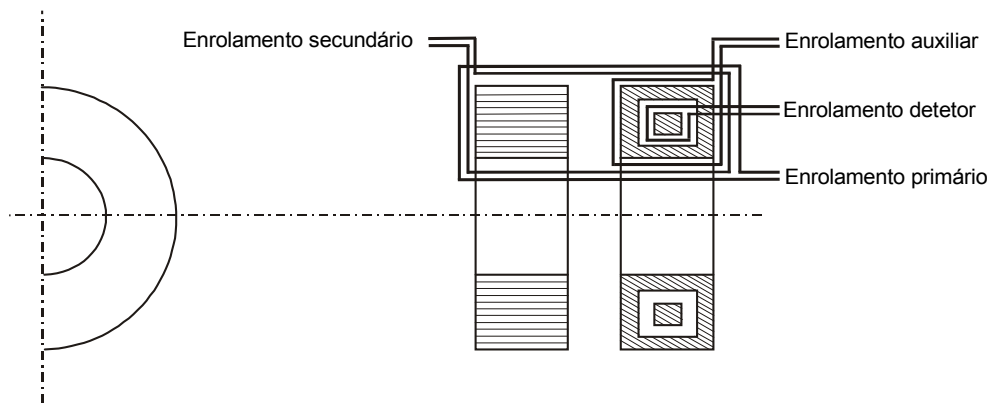


Figura 36 - Seção transversal de um TC híbrido de construção mais econômica

A construção da Figura 36 é mais parecida à construção original de três núcleos concêntricos. Aplicam-se, invariavelmente, dois núcleos concêntricos e a posição do enrolamento detetor e a do auxiliar é a mesma. No entanto, o terceiro núcleo é colocado ao lado dos dois (a posição e a função do enrolamento primário e secundário são as mesmas). A desvantagem desta construção é que existe o efeito parasita do fluxo de dispersão entre o enrolamento auxiliar e os outros. Por isso, é necessário aplicar blindagens entre os enrolamentos, como mostra a Figura 35.

CAPÍTULO 4

PROGRAMA DE SIMULAÇÃO

4.1 Introdução

As equações obtidas para os quatro tipos de TC's são simples e permitem analisar um TC existente ou projetar um novo. No entanto, no caso de um novo projeto, as equações possuem parâmetros que dependem de uma construção ainda não existente. A condutância magnética depende das dimensões do núcleo e da qualidade do ferro aplicado. As dimensões do núcleo de ferro estão dependendo do número dos enrolamentos (faixas realizadas) e do número de espiras (excitação aplicada), que estão influenciando a impedância interna. Por outro lado, as dimensões do núcleo estão influenciando os parâmetros dos enrolamentos, etc.

No Capítulo 2 foi analisado qualitativamente o efeito da variação dos parâmetros de um TC para os erros. Ficou comprovado que, por causa da sua interdependência, é impossível calcular todos os parâmetros de um TC através de uma simples fórmula.

A fim de solucionar este problema, um programa de simulação, utilizando a linguagem C no ambiente LabWindows/CVI – *C for Virtual Instrumentation* (National Instruments), foi desenvolvido com base nas equações para o cálculo do erro. O objetivo do programa é analisar o comportamento de TC-s, existentes ou a serem projetados, a partir do tipo de material, da dimensão do núcleo e do tipo de enrolamento, definindo-se parâmetros fundamentais de construção (experimentando várias alternativas) e minimizando os erros.

4.2 Estrutura do Programa

O programa foi desenvolvido em ambiente LabWindows/CVI devido aos seguintes fatores:

- facilidade em desenvolver elementos gráficos e programas interativos. Deste ponto de vista, LabWindows/CVI é mais prático que o Matlab;
- programação em linguagem C, sendo muito flexível na realização de algoritmos especiais (tratamento de dados, variar parâmetros, etc.). No ambiente LabView, seria difícil desenvolver os algoritmos na programação gráfica;
- existem outros sistemas de programação oferecendo os mesmos recursos, tais como: Visual Basic, Visual C, Delphi, por exemplo. No entanto, o LabWindows foi escolhido pois é o “software” usado para desenvolver programas de calibração no laboratórios da Divisão de Metrologia Elétrica, do Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial – INMETRO.

O programa de simulação tem uma estrutura de *menu*, e ao se escolher um submenu um *painel* é ativado, possuindo ferramentas de controle (botões, chaves, etc.) além de recursos para representar os resultados (janelas, tabelas, gráficos, etc.). A seqüência dos submenus é a seguinte: define-se os parâmetros fundamentais de construção e escolhe-se o tipo de TC a ser analisado. É feita uma análise destes parâmetros, apresentando os resultados calculados.

Nos parágrafos seguintes, os itens do *Menu* estão sendo analisados detalhadamente.

4.3 Bancos de Dados

Um TC tem um *núcleo* e um *enrolamento*. Tanto o material quanto as dimensões de um núcleo toroidal, como o tamanho dos fios ou cabos do enrolamento são padronizados, e o projetista deve seguir as especificações dos padrões recomendados.

Existem poucos fabricantes no mercado que estão produzindo materiais de ferro nobre e núcleos adequados para a construção de TC-s de alta exatidão. Neste trabalho é levado em conta dois fabricantes internacionais: *Magnetics* (USA) e *Vacuumschmelze* (Alemanha), já que não foi encontrado nenhum fabricante nacional de materiais nobres. O programa é flexível pois permite acrescentar o banco de dados de outros materiais.

O primeiro item do menu *Núcleo* possui os submenus: *Material*, *Dimensões* e *Enrolamentos*, onde se pode especificar o tipo de material e as dimensões do núcleo, e o tipo de fio ou cabo usado para os enrolamentos.

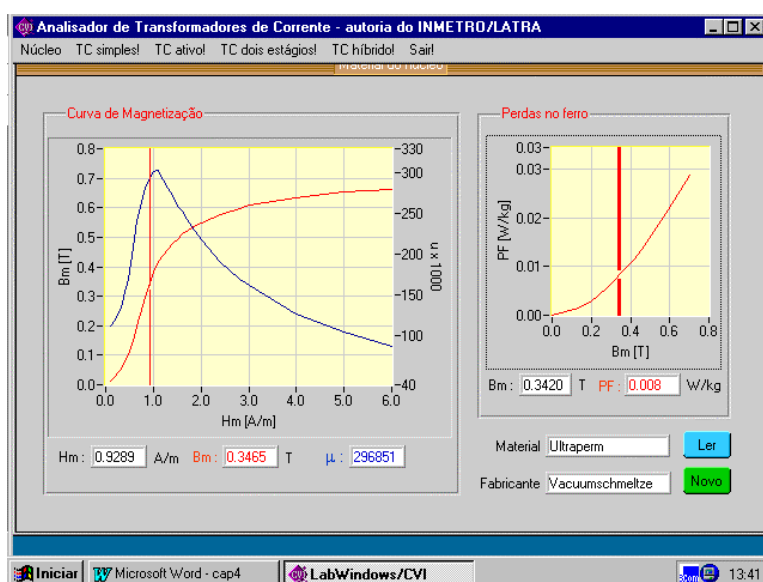


Figura 37 – Material do núcleo

A Figura 37 mostra o painel *Material do Núcleo*, que controla a seleção de um material magnetizante para o núcleo. O primeiro passo é introduzir os dados de um material e clicando-se no botão *Novo* aparecerá um painel auxiliar, conforme mostra a Figura 38.

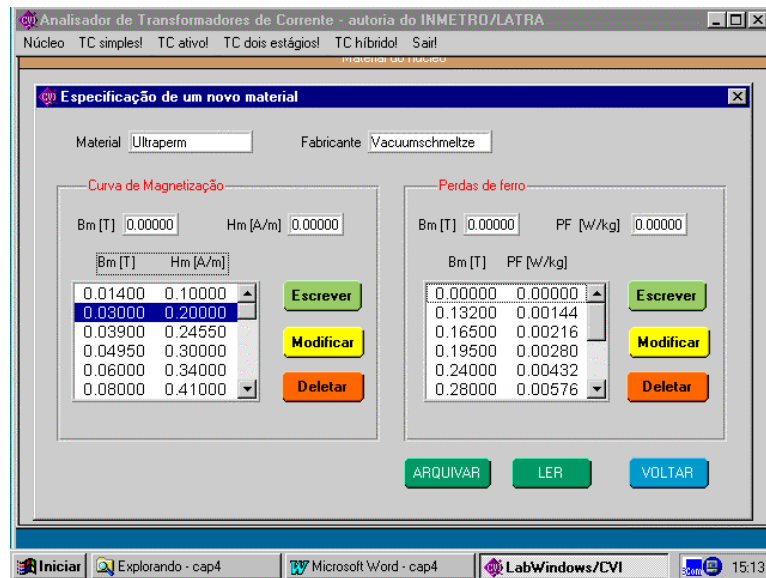


Figura 38 – Especificação de um novo material

Para se calcular os erros de um TC é necessário especificar duas características do material: as curvas de magnetização ($B_m \times H_m$) e as de perdas no ferro ($P_F \times B_m$). Observa-se que os valores máximos de B e H são aplicados porque geralmente os catálogos dos fabricantes assim os especificam. Neste estudo foram escolhidos materiais recomendados para a fabricação de TC-s de alta exatidão, na faixa de 50-60 Hz (como Mumetall, Supermalloy, Ultraperm, etc.)

O painel auxiliar do programa permite introduzir os pares de B_m (em Tesla) e H_m (em A/m), lendo estes valores a partir das características especificadas nos catálogos. Normalmente, 20 a 25 pontos são suficientes para caracterizar um material.

O usuário deve introduzir os valores de B_m e H_m nas janelas apropriadas e depois, clicar no botão *Escrever*, acumulando estes valores numa lista, onde sempre 6 itens

estão aparecendo, e com as setas na coluna vertical pode-se mostrar qualquer parte da lista. Se for necessário, pode-se modificar qualquer valor da lista, bastando apenas escolher a linha e clicar duas vezes nela. Os valores podem ser modificados quando aparecerem novamente nas janelas de especificação. Após modificar (sobrescrever) alguns valores, deve-se clicar no botão *Modificar*. Para deletar (apagar) qualquer linha, basta apenas selecioná-la e clicar no botão *Deletar*.

O desenvolvimento e controle da listagem dos valores das perdas no ferro é feito da mesma maneira.

Após completar a especificação das características de um novo material é necessário criar um arquivo de dados. Pode-se iniciar este processo clicando no botão *Arquivar*. Um painel auxiliar (padrão do sistema) possibilita especificar um nome e criar um novo arquivo. Para organizar todos os dados, o programa está criando e mantendo uma pasta para esta finalidade. O programa permite também *Ler* os dados de um arquivo existente.

Ao clicar no botão *Voltar*, o programa fecha este painel auxiliar e passa o controle para o painel principal (Fig. 37).

No painel de controle *Material do Núcleo* pode-se escolher e ler o arquivo de um material clicando-se no botão *Ler*, e o programa apresenta as características especificadas.

Na curva de magnetização, junto com os valores de B_m e H_m , os valores da *permeabilidade* relativa são calculados e representados também.

Ambos os diagramas têm um cursor que facilita analisar as características numericamente. Pode-se colocar o cursor em qualquer ponto selecionado e os valores aparecem nas janelas apropriadas.

Como o número de pontos que caracterizam uma curva é finito, foi necessário introduzir um algoritmo de interpolação entre os pontos especificados. Após várias tentativas, finalmente uma interpolação polinomial foi escolhida. De 4 pontos na proximidade de H selecionado, realizando uma aproximação de terceiro grau, o valor de B é calculado. Foi comprovado que a exatidão deste método é boa, e os valores obtidos estão correspondendo aos valores da curva original. O algoritmo facilita uma extrapolação na região inicial da curva, cuja faixa não é especificada nos catálogos. Isto facilita o cálculo dos valores muito baixos, até a permeabilidade inicial, como no caso de corrente e carga mínima.

Esta ferramenta é muito prática para escolher um material mais adequado para analisar a não-linearidade, os valores relacionados, para escolher um ponto nominal, um valor mais adequado, etc.

Selecionando-se o submenu *Dimensões do Núcleo* um outro painel pode ser ativado, conforme mostra a Figura 39. O programa é capaz de armazenar um banco de dados das dimensões dos núcleos toroidais padronizados.



Figura 39 – Especificação das dimensões do núcleo

Um núcleo toroidal pode ser especificado por três parâmetros, como: D_e (diâmetro externo), D_i (diâmetro interno) e h (altura), conforme mostra a Figura 40.

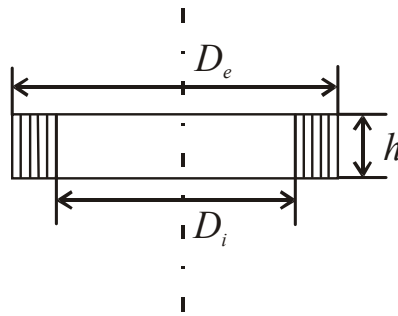


Figura 40 – Dimensões de um núcleo toroidal

Como o núcleo é fabricado a partir de uma lâmina do material magnetizante, como um espiral, a espessura da chapa também é um parâmetro importante. Sendo os núcleos especificados de acordo com as normas americanas e européias, verificou-se que os catálogos americanos ainda estão especificando as dimensões em polegadas, enquanto os europeus estão especificando em milímetros. Para resolver este problema, o programa possibilita especificar as dimensões tanto em polegadas como em milímetros, de acordo com o *SI*.

Copiando-se os valores de especificação de um catálogo, pode-se introduzir os valores de D_e , D_i e h . Aplicando-se a mesma filosofia e o mesmo mecanismo como no caso do painel de especificação dos materiais, pode-se *Escrever* os valores na tabela, e *Modificar* ou *Deletar* linhas se for necessário.

Usando as mesmas ferramentas, pode-se *Arquivar* ou *Ler* os dados de um conjunto de núcleos.

Se o usuário está escolhendo um núcleo e faz dois cliques na linha escolhida da referida tabela, o programa calcula os parâmetros necessários.

A área geométrica da seção transversal dos núcleos é:

$$A_g = \frac{D_e - D_i}{2} \cdot h \quad (59)$$

Por ser o núcleo constituído de lâminas de ferro, a área da seção transversal, A , é geralmente menor que a área geométrica. A relação entre a área da seção transversal e a área geométrica é chamada de *fator de preenchimento*.

$$K_e = \frac{A}{A_g} \quad (60)$$

O valor deste fator está dependendo da espessura da chapa. No cálculo, geralmente aplicam-se valores experimentais, refletindo a dependência da espessura. Neste trabalho os valores foram programados baseados no catálogo da VAC (*Vacuumschmelze*), e se encontram na Tabela 4.

Tabela 4 – Valores do fator de preenchimento (Catálogo Vacuumschmelze)

e (mm)	K_e
0,300	0,95
0,200	0,93
0,150	0,92
0,100	0,90
0,050	0,85
0,030	0,80
0,025	0,75
0,015	0,70
0,010	0,62

Para calcular os parâmetros secundários, o usuário tem que especificar a espessura (e) antes de iniciar um cálculo. Levando-se em conta este valor, o programa calcula e indica área da seção transversal do ferro, conforme visto em (60).

A linha de magnetização do núcleo, l , é calculada a partir dos diâmetros.

$$l = \frac{D_e + D_i}{2} \cdot \pi \quad (61)$$

A partir de (60) e (61) e com o valor da permeabilidade relativa, o cálculo da condutividade magnética do núcleo pode ser feito com maior facilidade.

Para definir a perda do núcleo, o programa calcula também a massa:

$$m = \rho \cdot A \cdot l \quad (62)$$

onde ρ é a massa específica do material. O programa calcula com $8,7 \text{ g/cm}^3$.

É necessário observar que os valores calculados com os dados da tabela da VAC mostram uma correspondência perfeita com os valores especificados pela *Magnetics*.

Para projetar o enrolamento de um TC, o primeiro passo é calcular a área da janela do núcleo. Para assegurar uma proteção mecânica e isolamento elétrico os núcleos são comercializados dentro de uma caixa de blindagem, feita de alumínio ou material isolante sintético (phenoplast, polyamid, etc.). No caso dos TC-s de alta exatidão, usados em laboratórios de medição, geralmente é usada uma caixa protetora sintética. A janela do núcleo, que pode ser aproveitada para o enrolamento, está dependendo das dimensões da caixa protetora.

Neste trabalho foram usadas as especificações do fabricante VAC. A Figura 41 mostra as dimensões especificadas pela VAC.

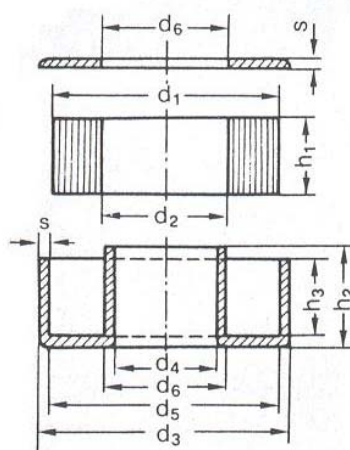


Figura 41 – Dimensões da caixa de blindagem

Na Figura 41, d_1 , d_2 e h_1 são iguais a D_e , D_i e h da Figura 40, respectivamente.

A Tabela 5 indica as dimensões da caixa de blindagem em função do diâmetro externo (d_1) do núcleo.

Tabela 5 – Dimensões da caixa de blindagem (Catálogo Magnetics)

d_1 (mm)	d_5 (mm)	d_6 (mm)	h_3 (mm)	s (mm)
≤ 50	$d_1 + 1,5$	$d_2 - 0,8$	$h_1 + 0,8$	1,0
≤ 80	$d_1 + 1,7$	$d_2 - 1,0$	$h_1 + 1,0$	1,02
≤ 100	$d_1 + 2,0$	$d_2 - 1,5$	$h_1 + 1,2$	1,50
≤ 160	$d_1 + 2,5$	$d_2 - 1,8$	$h_1 + 1,7$	1,80
≤ 200	$d_1 + 3,0$	$d_2 - 2,0$	$h_1 + 1,8$	2,50
≤ 320	$d_1 + 4,0$	$d_2 - 2,5$	$h_1 + 2,5$	2,50
≤ 500	$d_1 + 5,0$	$d_2 - 3,0$	$h_1 + 3,0$	-

No cálculo tem-se que levar em conta as seguintes relações:

$$d_3 = d_5 + 2s$$

$$d_4 = d_6 + 2s$$

$$h_2 = h_3 + 2s$$

O programa calcula e mostra as dimensões da caixa de blindagem e da área da janela, A_e , que é um parâmetro fundamental para projetar o enrolamento.

O terceiro subitem do menu *Núcleo* contém os *Dados do Enrolamento*, conforme mostra a Figura 42.

O programa define e guarda uma tabela com o tamanho dos fios padronizados. Como as normas brasileiras especificam o diâmetro dos fios em milímetros, o programa foi feito exclusivamente para esta opção, não aceitando valores em AWG, conforme estabelecido nas normas americanas.



Figura 42 – Dados do Enrolamento

Pode-se escrever os diâmetros padronizados na janela “d” e ao clicar em *Enter* o programa está criando uma nova linha na tabela. Ao mesmo tempo calcula a área da seção transversal do fio, A_f , e o valor da resistência por metro de comprimento, pois é mais fácil de calcular a resistência de um enrolamento. A única ferramenta adicional é o botão *Deletar*, que facilita apagar uma linha selecionada. Seguindo a mesma estrutura dos outros painéis, pode-se arquivar os dados ou ler o conteúdo dos arquivos.

4.4 Análise do TC Simples

O segundo item do menu facilita analisar um TC simples. Escolhendo-se este item, aparecerá um painel de controle, conforme mostra a Figura 43. Os elementos de controle são organizados dentro de cinco quadros.

No primeiro quadro, referente a *Especificação*, definem-se os parâmetros fundamentais de um TC. É possível especificar até dez faixas para a corrente primária, I_1 , onde a faixa máxima é de 1000 A. Para a corrente secundária pode-se

definir até cinco valores diferentes, mas preferivelmente deve-se usar as faixas de 5 A ou 1 A, conforme a norma NBR 6856/92 estabelece. Os limites de variação da corrente devem ser especificados em porcentagem, entre os valores de 10% a 120%, conforme a norma citada anteriormente.

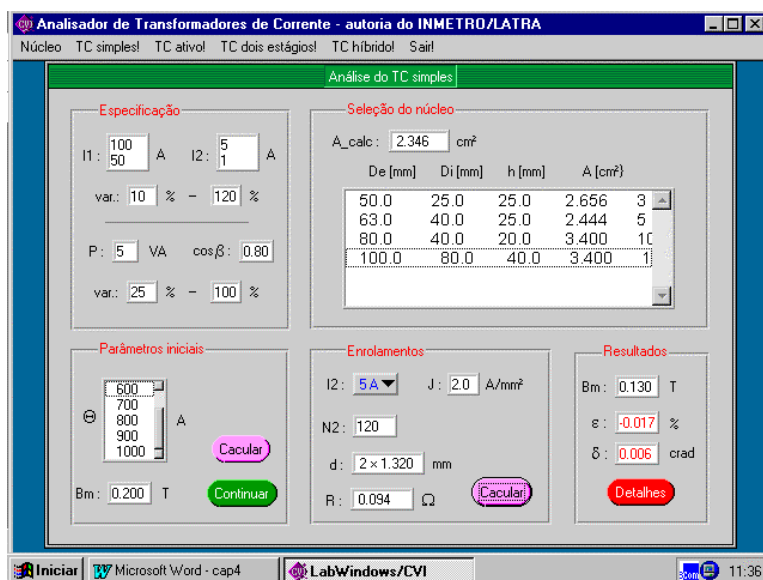


Figura 43 – Análise do TC simples

A carga nominal, P , e o defasamento $\cos\beta$, podem ser definidos. Para a carga, pode-se definir os limites de variação, ficando entre 25% e 100%, conforme a norma NBR 6856/92.

No segundo quadro, referente a *Parâmetros iniciais*, define-se a excitação (parâmetro fundamental de um TC). Todas as faixas de um TC tem que satisfazer a equação $\theta = NI$, mas como o número de espiras deve ser um número inteiro, a excitação pode assumir apenas valores distintos.

O programa leva em conta todas as correntes especificadas, primária e secundária, e calcula o valor do mínimo múltiplo comum das correntes. Fazendo-se $N=1$, este valor seria a excitação mínima aplicável. No entanto, a exatidão do TC depende principalmente da excitação. Em laboratórios de medição, sabe-se que não se pode

esperar um bom resultado se a excitação for menor que 200 A. Por isso, o programa está calculando valores para excitações possíveis, multiplicando a excitação mínima por números inteiros, a partir de 200 A. Sendo o valor máximo da corrente 1000 A, define-se que este é também o valor máximo para a excitação.

Para iniciar o cálculo, o usuário deve clicar no botão *Calcular*. Na janela, as possíveis excitações estão aparecendo numa lista, localizada dentro do quadro *Parâmetros Iniciais*. O usuário deve selecionar um valor para a excitação e o número de espiras do circuito secundário será calculado.

Outro parâmetro importante é o valor máximo da indução (B_m) do núcleo de ferro. Primeiramente o usuário deve escolher um tipo de material e depois analisar a curva magnetizante, e decidir qual o valor mais adequado. Conforme foi analisado anteriormente, se a indução diminuir, teoricamente os erros irão diminuir também. Entretanto existem alguns fatores negativos: o volume do núcleo aumenta, aumentando também a potência de magnetização e das perdas. Um outro efeito negativo é que o TC tem que funcionar a baixas correntes (até 10% do valor nominal) e em baixo valor da carga (até 25%), isto acarreta uma diminuição excessiva na permeabilidade e um aumento dos erros.

Após definir o valor da indução, o usuário deve clicar no botão *Continuar*, iniciando o cálculo do núcleo.

A base do cálculo é que a tensão induzida no enrolamento secundário tem que manter o equilíbrio com a soma vetorial da queda de tensão interna e a tensão através da impedância da carga. A tensão através da carga é definida pela equação:

$$V_c = \frac{P_c}{I_2} \quad (63)$$

onde P_c é a potência da carga.

Entretanto, a queda de tensão interna inicialmente é uma incógnita. Com uma aproximação primária, o programa aumenta V_c de 50% e o calcula pela equação da tensão induzida:

$$V_i = 1,5 V_c$$

Por outro lado, a tensão induzida é obtida pela equação:

$$V_i = 4,44 \cdot f \cdot N_2 \cdot B_m \cdot A \quad (64)$$

onde A é a área da seção transversal do núcleo e B_m é o valor máximo da indução. O programa calcula a área, A , necessária pela equação (64).

Supondo que o usuário tenha escolhido um conjunto de núcleos (materiais de fabricação da *VAC* ou *Magnetics*), o programa analisa a tabela dos núcleos padrão e escolhe os núcleos que têm seção transversal, aproximadamente igual a área calculada. Os núcleos que satisfazem esta condição estão indicados em uma tabela do terceiro quadro *Seleção do núcleo*. Nesta tabela encontram-se as principais dimensões e o valor da área da seção transversal. O usuário, após fazer uma avaliação destes parâmetros, tem que escolher um núcleo. Por enquanto esta escolha pode ser aleatória, porque nos próximos passos haverá a possibilidade de se fazer iterações.

O quarto quadro *Enrolamentos*, permite o cálculo do enrolamento secundário (ou enrolamentos secundários caso haja mais de uma faixa secundária). Primeiro deve-se definir a corrente secundária. As correntes secundárias especificadas no primeiro quadro são copiadas numa chave deste quadro e o operador faz a escolha através desta chave. Para o cálculo das dimensões do fio, é necessário definir a densidade de corrente no fio:

$$J = \frac{I}{A_f} \quad (65)$$

onde A_f é a área da seção transversal do fio.

Como A_f é definida em milímetros quadrados, J é especificada em A/mm^2 . Para o valor da densidade de corrente as mesmas diretrizes são aplicadas como no caso de bobinas para instrumentos, onde normalmente o valor é $1,5 - 3 A/mm^2$, não devendo ultrapassar $5 A/mm^2$.

Após definir todos estes parâmetros, o usuário inicia o cálculo do enrolamento, clicando no botão *Calcular*. Primeiro o programa calcula o valor teórico da área da seção transversal do fio, A_f , através de (65). Supondo que o usuário tenha selecionado a tabela de fios padrão, o programa analisa esta tabela e escolhe um fio padrão com o valor próximo ao valor teórico da A_f . Se o fio não satisfizer esta condição, o programa calcula dois (ou mais) fios em paralelo.

Como o programa calculou as dimensões de uma caixa de blindagem para o núcleo de ferro (vide Figura 41), o comprimento do fio circular ao redor da área da seção transversal da caixa pode ser calculado. Levando-se em conta o diâmetro do fio escolhido (incluindo o esmalte de isolante) o programa calcula o comprimento de uma volta do enrolamento, que multiplicado pelo número de espiras resulta no comprimento total do fio do enrolamento secundário. O programa lê a resistência específica do fio (ohm/m) a partir da tabela dos fios padrão, e multiplica esta resistência pelo comprimento total do fio, resultando no valor da resistência do enrolamento secundário. O programa indica o número de espiras secundárias (N_2), o diâmetro do fio escolhido e a resistência.

O ponto crítico deste cálculo é verificar se a janela da caixa de blindagem do núcleo possui tamanho suficiente para receber os enrolamentos projetados. Na prática é necessário calcular o espaço para cada enrolamento das faixas. Este cálculo, embora não seja complicado teoricamente, necessita do conhecimento das dimensões dos materiais aplicados e da experiência em como distribuir os fios (ou

cabos) simetricamente ao redor da circunferência do núcleo. Um algoritmo que fizesse isto automaticamente seria complicado. Sendo assim, o algoritmo desenvolvido no programa calcula exclusivamente a área que o enrolamento secundário necessita. Está levando em conta a A_f escolhida (já com o esmalte isolante), e calcula a área total (com N_2 espiras), que é modificada pelo fator de preenchimento (K_e) de 0,7. Como a área da janela do núcleo é conhecida (dentro da caixa de blindagem), o programa calcula a porcentagem da área do enrolamento em relação à área da janela e avisa o usuário do valor através de uma mensagem.

O usuário fica responsável em avaliar se o tamanho do núcleo permite desenvolver todos os enrolamentos. Deve-se observar que se o TC tiver somente uma faixa primária e secundária, e é aplicada a mesma densidade de corrente (J), a área do enrolamento primário será aproximadamente igual a área do enrolamento secundário. No caso de TC-s de multi-faixas, a situação complica-se pois depende do modo de como as espiras estão combinadas para desenvolver várias faixas. Outra limitação é que não se pode aproveitar a janela total para os enrolamentos, pois depende da tecnologia aplicada.

De qualquer modo, é improvável que o enrolamento secundário possa ocupar mais que 35% da área da janela, então se o cálculo indica que o enrolamento secundário precisará mais que 35%, conclui-se então que a área da janela do núcleo não é suficiente, e o programa avisa ao usuário.

Se a estimativa das áreas mostra que é viável realizar os enrolamentos, o programa calcula os resultados principais que estão aparecendo no quinto quadro, *Resultados*.

Na primeira janela, a indução calculada é indicada, e será diferente do valor suposto no segundo quadro, devido a duas razões:

- a área da seção transversal do núcleo é diferente do valor inicialmente calculado (janela do terceiro quadro);
- a impedância do enrolamento é conhecida, e por (64) o programa calcula a partir do valor correto e não por uma aproximação.

Se inicialmente um material magnetizante foi escolhido, o conhecimento do valor atual da indução possibilita o cálculo da permeabilidade complexa, que é necessária para calcular os erros.

Para esta finalidade, uma subrotina foi desenvolvida:

- avaliando a curva de magnetização do material, do valor da indução conhecida (B_m), o programa calcula o valor da intensidade do campo magnético (H_m). Para este cálculo realiza-se uma interpolação polinomial a fim de calcular o valor dos 4 pontos mais próximos. Neste caso, funciona também uma extrapolação que facilita calcular valores muito baixos (quase até o valor inicial da permeabilidade);
- do valor conhecido de B_m e de H_m obtido pela interpolação, calcula-se o valor da permeabilidade, μ .

O ângulo entre o fluxo e a corrente a vazio, que caracteriza a permeabilidade complexa, é calculado a partir da potência de magnetização e da potência de perdas. Esta última é calculada pelas características das perdas que foram definidas para o material escolhido. Neste caso aplica-se também o mesmo algoritmo para fazer uma interpolação: a perda específica é calculada pela indução conhecida.

Observam-se que as características estão definindo a “potência de perda específica” (P_{Fe}), isto é, as perdas no ferro relacionadas à unidade da massa, em W/kg.

A potência de magnetização é o resultado do produto da tensão induzida pela corrente de magnetização, I_m :

$$I_m = \frac{(H_m/\sqrt{2})l}{N_2} \quad (66)$$

onde H_m é o valor máximo da intensidade do campo magnético, que é calculado a partir da curva de magnetização. Sendo assim, a potência de magnetização, P_m , é:

$$P_m = V_i I_m = 4,44 \cdot f \cdot N_2 \cdot B_m \cdot A \cdot \frac{H_m \cdot l}{\sqrt{2} \cdot N_2} \quad (67)$$

Simplificando por N_2 e dividindo pela massa do núcleo, a potência de magnetização específica, P_{me} , é:

$$P_{me} = \frac{4,44 \cdot f \cdot B_m \cdot H_m}{\sqrt{2} \rho} \quad (68)$$

onde ρ é a massa específica do ferro.

O ângulo de magnetização é calculado pela relação das duas potências, P_{Fe} e P_{me} :

$$\text{tg}\varphi_0 = \frac{P_{Fe}}{P_{me}} \quad (69)$$

A subrotina calcula e desenvolve o valor da permeabilidade e deste ângulo, que caracteriza a permeabilidade complexa.

A partir de (24) o programa calcula o erro complexo diretamente, aproveitando as funções específicas do CVI.

A parte real (erro de relação) e a parte imaginária (ângulo de fase) estão representadas no quinto quadro, em termos de porcentagem e centi-radianos, respectivamente.

Seguindo as instruções do programa e avaliando os valores obtidos, o usuário deve experimentar valores e fazer uma iteração para obter uma combinação dos

parâmetros mais favorável. Por exemplo, o programa calcula a indução no núcleo, que normalmente é diferente do valor inicial porque as dimensões do núcleo são diferentes, apesar do valor da tensão induzida ter sido calculado corretamente. O usuário deve decidir se este valor é aceitável ou se deve reiniciar o cálculo da indução.

Clicando no botão *Detalhes*, um painel auxiliar está aparecendo, conforme mostra a Figura 44.

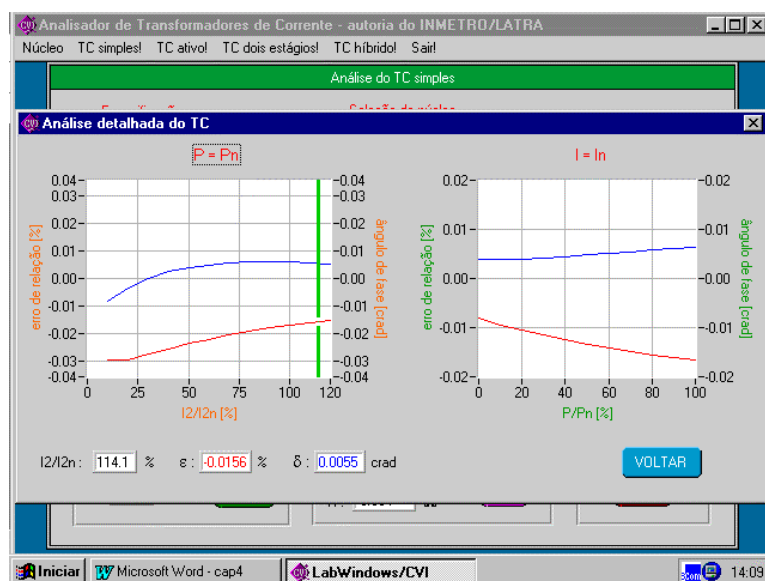


Figura 44 – Análise detalhada do TC simples

Neste painel os resultados estão representados em dois gráficos:

- no gráfico da esquerda, mantendo-se a carga invariável ($P=P_n$), os erros estão representados em termos da variação da corrente a ser medida. Conforme as normas internacionais, os erros estão sendo calculados de 10% a 120% da carga nominal. A variação dos erros está seguindo as características esperadas pela análise quantitativa do TC (vide Figura 43). No entanto, dependendo das características do material usado, a variação do ângulo de fase pode ser um pouco diferente, isto é, em baixas correntes o erro está diminuindo praticamente

até zero, chegando às vezes a inverter sua polaridade. Isto pode ser visto na prática na calibração dos TC-s.

Para facilitar a avaliação numérica neste gráfico, um cursor facilita a escolha de qualquer corrente e a leitura dos erros neste ponto, com boa exatidão. Para calcular os valores uma interpolação polinomial de terceiro grau foi aplicada;

- O gráfico da esquerda representa a variação dos erros em termos da variação percentual da carga, mantendo a corrente invariável no valor nominal.

4.5 Análise do TC Ativo

Conforme mostra a Figura 45, a única diferença entre um TC simples e um TC ativo é a aplicação de um terceiro enrolamento (auxiliar) e de um amplificador. Refletindo esta diferença para o TC ativo, o painel de controle é o mesmo no caso do TC simples, mas duas novas janelas estão aparecendo. Na primeira janela o ganho do amplificador pode ser especificado, enquanto a segunda janela especifica o número de espiras do enrolamento auxiliar. O resto do painel é igual ao do TC simples, por isso não é mostrado separadamente. O processo de análise também é o mesmo, por isso não será detalhado novamente.

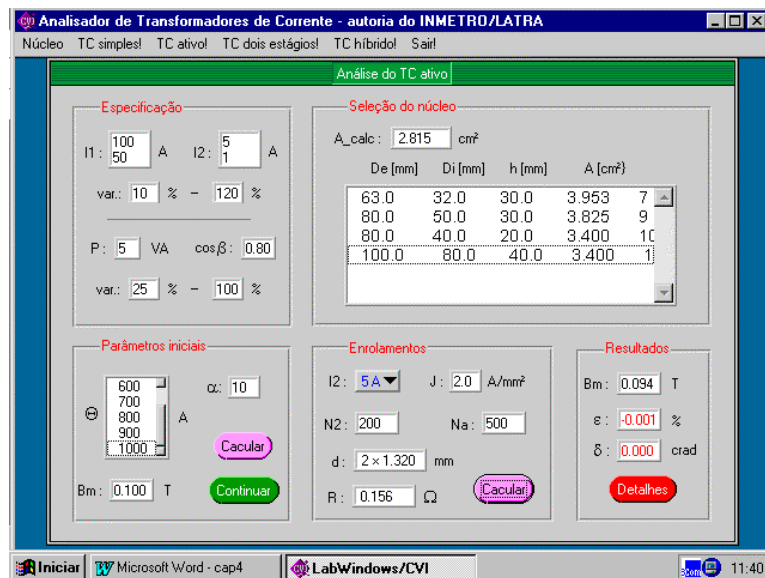


Figura 45 - Análise do TC ativo

No entanto, na realidade o valor do ganho amplificador e o número de espiras do enrolamento auxiliar é problemático. O amplificador está trabalhando com a realimentação de um circuito bem complexo. Para analisar a estabilidade deste circuito é necessário desenvolver um circuito equivalente mais detalhado, levando-se em conta as capacitâncias parasitas dos enrolamentos também. O circuito deve ser analisado usando-se o método dos pólos e zeros, e para a compensação um circuito estável deve ser desenvolvido.

Esta análise foi considerada fora do escopo deste trabalho, mas futuramente planeja-se acrescentar esta parte ao programa. Por enquanto, o valor do ganho deve ser definido cautelosamente, e de preferência não deve ser maior que 10. O programa apresenta os mesmos recursos oferecidos no caso do TC simples. Clicando no botão *Detalhes*, um painel auxiliar está aparecendo, conforme mostra a Figura 46.

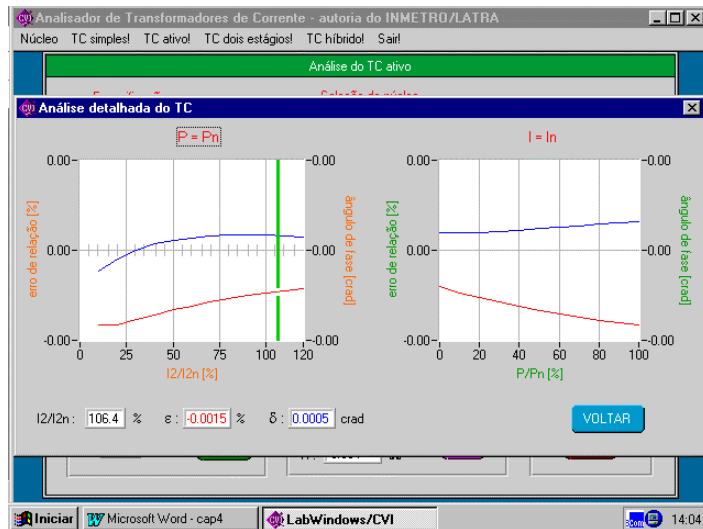


Figura 46 – Análise detalhada do TC ativo

Observa-se neste painel que os erros são inversamente proporcionais ao ganho, o que já foi constatado anteriormente na análise das equações de um TC ativo. Mantendo-se as mesmas condições, como no caso do TC simples, os erros diminuiriam de um décimo em relação aos valores originais.

4.6 Análise do TC de Dois Estágios

A Figura 47 mostra o painel de controle para análise de um TC de dois estágios.



Figura 47 - Análise do TC de dois estágios

Os dois primeiros quadros do painel são idênticos ao painel de controle do TC simples. Da mesma maneira, deve-se especificar os parâmetros fundamentais do TC enquanto no segundo quadro tem que se escolher uma excitação (θ) e definir uma indução (B_m). O TC possui dois núcleos toroidais concêntricos, conforme mostra a Figura 48.

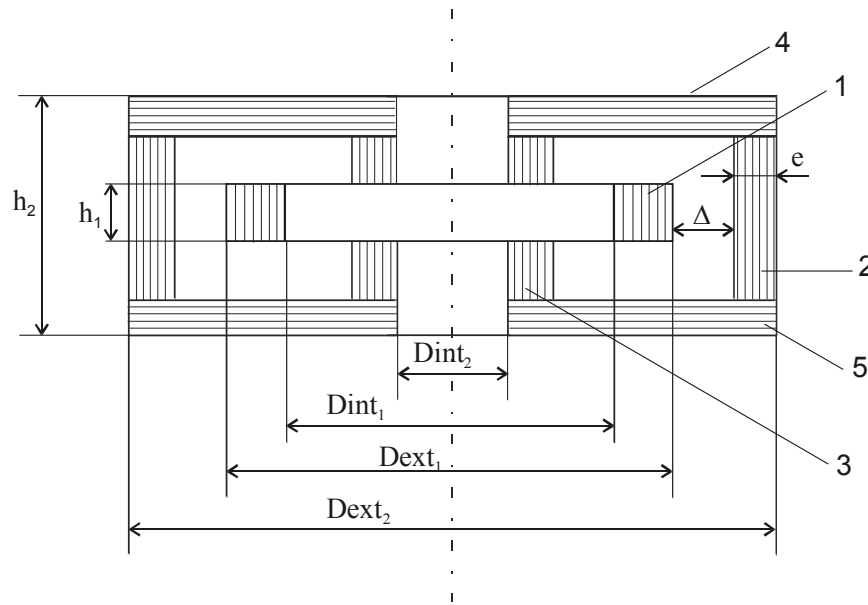


Figura 48 – Seção transversal de um TC com dois núcleos toroidais concêntricos

A Figura 48 mostra a construção mais comum de um TC com dois núcleos, onde o núcleo interno é um núcleo toroidal comum (1), enquanto o núcleo externo está constituído de quatro elementos: dois núcleos concêntricos (2 e 3) e dois anéis (4 e 5), formando uma estrutura fechada para o núcleo externo.

Estes núcleos não são padronizados, podendo-se apenas encontrar um núcleo padrão para um núcleo inteiro. Os fabricantes normalmente fazem estes tipos de núcleos sob encomenda.

Definir e calcular automaticamente as dimensões deste sistema de núcleos seria uma tarefa bastante difícil. Por isso, foi desenvolvido um método semi-automatizado que pode ajudar o operador (ou projetista) a calcular as dimensões dos núcleos pelo seguinte processo:

- no segundo quadro, após a escolha de uma excitação e ao se definir uma indução, deve-se clicar em *Continuar*, e o programa calcula a área da seção transversal (A_{calc}) necessária para os dois núcleos, do mesmo modo como foi feito no caso do TC que possuir apenas um núcleo;
- deve-se então definir as dimensões do núcleo interno: diâmetro externo (D_{ext_1}), diâmetro interno (D_{int_1}) e a altura (h_1). Para a escolha correta destes parâmetros, aplicam-se os valores de um TC conhecido, ou que esteja sendo projetado. Na escolha de um núcleo, é aconselhável analisar a tabela dos núcleos padrão catalogados;
- deve-se clicar em *Calcular* (localizado no terceiro quadro) e o programa calcula a área da seção transversal do núcleo interno (A_1), levando em conta o fator de preenchimento, $K_e=0,7$.

A diferença entre a área calculada e a área do núcleo interno é a área da seção transversal do núcleo externo. Para se calcular as dimensões do núcleo externo, deve-se definir a distância entre os dois núcleos, Δ . Para se definir este valor tem que se levar em conta a espessura da caixa isolante do núcleo interno, o espaço ocupado pelo enrolamento de compensação, a espessura da fita isolante, e muitas vezes a espessura de uma caixa de blindagem, geralmente feita de latão.

A partir destes valores o programa calcula as dimensões principais do núcleo externo, A_2 , tais como: diâmetro interno (D_{int_2}), diâmetro externo (D_{ext_2}), altura (h_2) e a espessura (e) do conjunto de lâminas do núcleo externo, constituindo as quatro unidades do núcleo externo. O programa está arredondando os valores que estão representados nas janelas do painel. Destes parâmetros o programa calcula a área da seção transversal do núcleo externo, levando em conta o fator de preenchimento $K_e=0,7$.

O cálculo do enrolamento, do ponto de vista do operador, é o mesmo dos casos anteriores, onde simplesmente deve-se clicar em *Calcular* (quarto quadro). Internamente, o cálculo é um pouco diferente pois deve-se calcular primeiro a área da janela do núcleo externo.

Clicando no botão *Detalhes*, um painel auxiliar está aparecendo, conforme mostra a Figura 49.

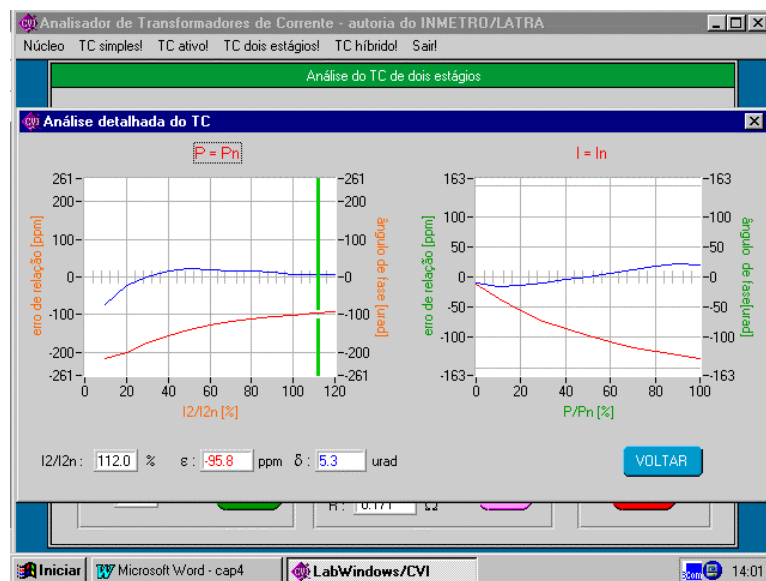


Figura 49 – Análise detalhada do TC de dois estágios

Observa-se que o segundo diagrama mostra as características do TC, conforme a análise do TP de dois estágios. Aplicando a carga nominal, os erros tornam-se um pouco menores do que no caso de um TC simples. No entanto, a diferença não é significativa. Diminuindo-se a carga, os erros diminuem quase que proporcionalmente, aproximando-se de zero. Neste painel as escalas dos erros estão em ppm (em vez de porcentagem) o que é mais prático no caso destes erros muito pequenos.

4.7 Análise do TC Híbrido

A maior diferença entre um TC híbrido e um TC de dois estágios, além da aplicação de um amplificador realimentado, é a construção mais complicada do núcleo de ferro. Existem, pelo menos, três construções diferentes conhecidas, conforme mostram as Figuras 32, 35 e 36. Teria sido um pouco complicado preparar o programa de simulação para tratar qualquer tipo de construção de TC híbrido.

Como, neste momento, a meta é demonstrar o efeito da compensação híbrida, foi escolhida a construção mais parecida à do TC de dois estágios, conforme mostra a Figura 35. Esta construção também possui dois núcleos, no entanto no cálculo dos erros está assumindo um papel diferente. A Figura 50 mostra o painel de controle para este tipo de TC híbrido.

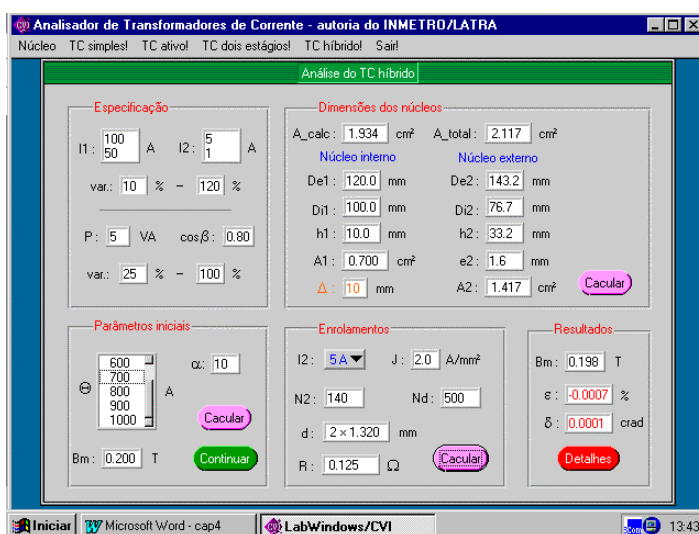


Figura 50 – Análise do TC híbrido

Observa-se que neste painel a maior diferença é que no segundo quadro, *Parâmetros Iniciais*, deve-se especificar o ganho do amplificador (α), e no quarto quadro, *Enrolamentos*, deve-se colocar o número de espiras do enrolamento detector (N_d). Os outros elementos do painel são iguais ao do TC de dois estágios e deve-se seguir o mesmo processo quando um TC híbrido estiver sendo analisado.

A respeito da aplicação do amplificador e do seu ganho, são aplicáveis as mesmas considerações feitas no item 4.5. Na próxima etapa deste desenvolvimento será necessário acrescentar ao programa uma função capaz de analisar a estabilidade do circuito realimentado.

A representação dos erros do TC híbrido é mostrada na Figura 51.

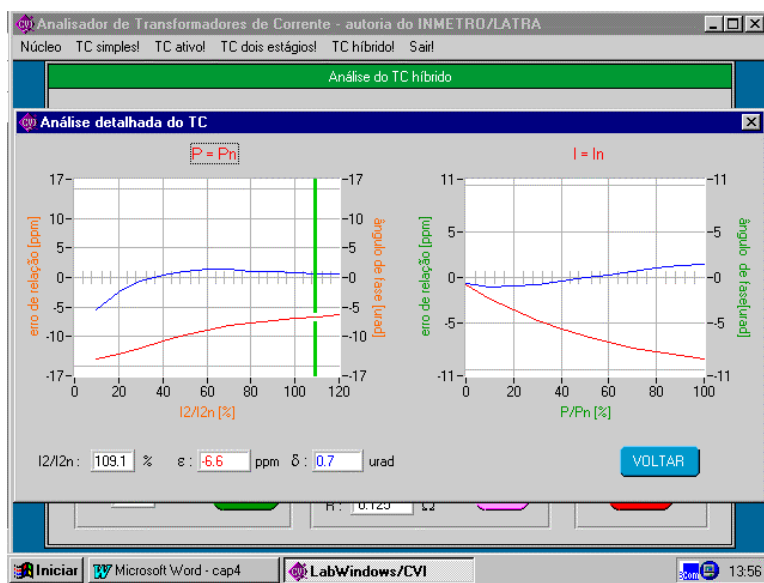


Figura 51 – Análise detalhada do TC híbrido

Observa-se que neste painel as escalas dos erros também estão em ppm. Esta característica foi obtida com a aplicação do melhor material (Ultraperm) e com o amplificador de um ganho de 10. Com estes parâmetros esta é a melhor exatidão que pode ser atingida.

4.8 Resultados da Comparação entre os Métodos de Compensação

Foi feita uma comparação entre os TC-s analisados anteriormente, com dois tipos diferentes de materiais nobre: *Ultraperm* e *Supermalloy*. O primeiro possui condutância maior do que o segundo, sendo conseqüentemente mais nobre. Os parâmetros de construção foram os mesmos para todos os tipos de transformadores

de corrente e para os dois tipos de materiais. Os núcleos padrão utilizados foram os especificados pelo fabricante *Magnetics*, e o fio padrão utilizado está padronizado por norma. No que diz respeito aos parâmetros de especificação e iniciais, a corrente primária foi especificada nas faixas: 100, 50, 20, 10, 5, 2, 1 A, e a corrente secundária foi especificada em 5 A e 1 A, conforme a norma NBR 6856/92. A carga utilizada foi de 5 VA com um defasamento de 0,8. Foi escolhida uma excitação (θ) de 900 A e especificou-se a indução máxima (B_m) em 0,1 T.

a) Análise dos TC-s usando-se o material nobre Ultraperm

A Figura 52 mostra a análise detalhada do TC simples a partir da especificação dos parâmetros de construção e das equações do erro referentes a cada tipo de TC estudado.

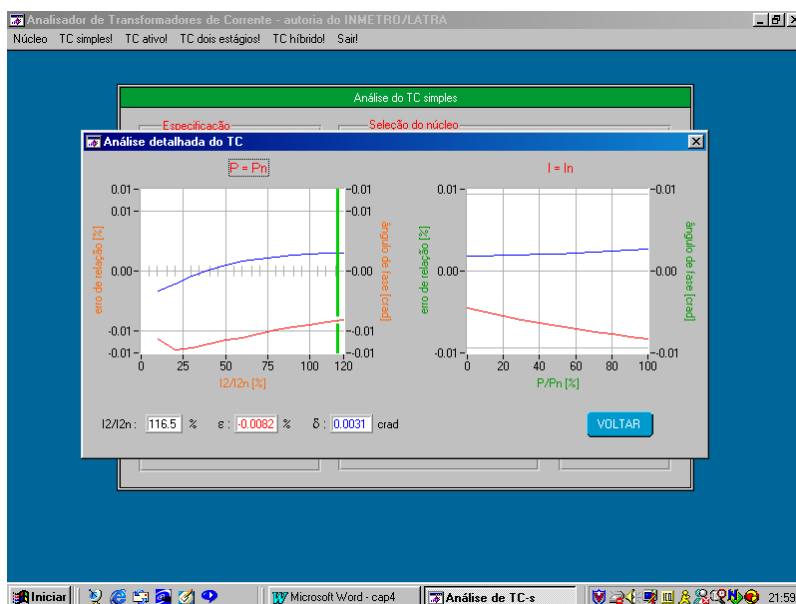


Figura 52 – Análise detalhada do TC simples usando Ultraperm

A Figura 53 mostra a análise detalhada do TC ativo.

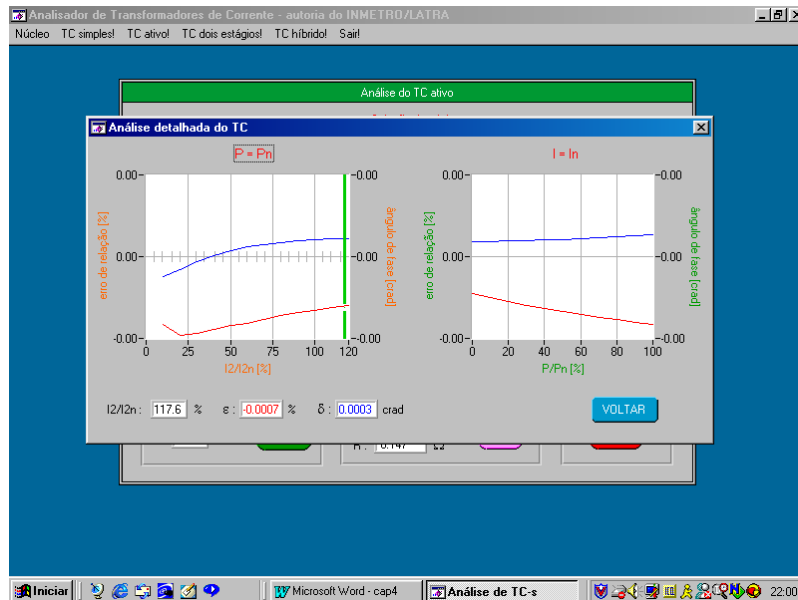


Figura 53– Análise detalhada do TC ativo usando Ultraperm

Pode-se observar que o TC ativo possui o erro de relação e o ângulo de fase menores do que os erros do TC simples.

A Figura 54 mostra a análise detalhada do TC de dois estágios.

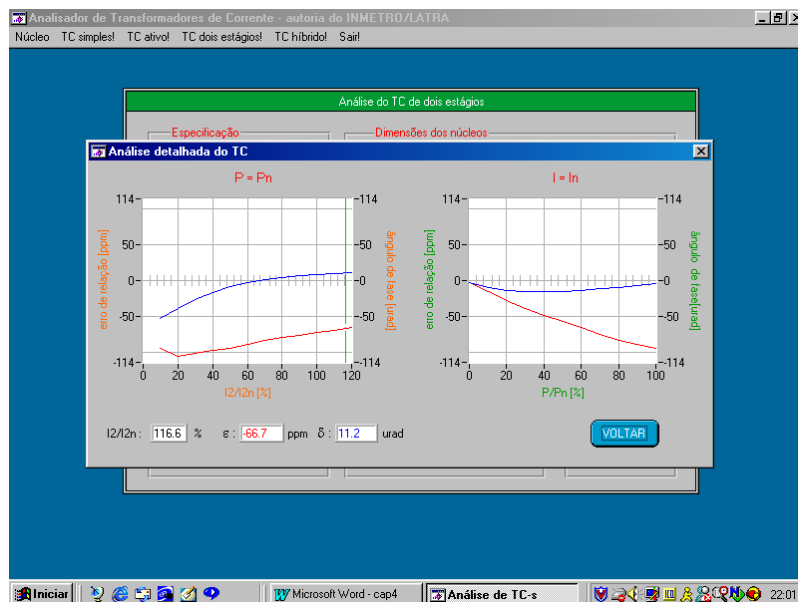


Figura 54 – Análise do TC de dois estágios usando Ultraperm

Observa-se que o TC de dois estágios possui o erro de relação e ângulo de fase muito menores do que os dos TC-s analisados anteriormente, por isso o erro de relação e ângulo de fase são expressos em ppm e μrad , respectivamente. Estes erros são muito pequenos e estas nomenclaturas facilitam a leitura.

A Figura 55 mostra a análise detalhada do TC híbrido.

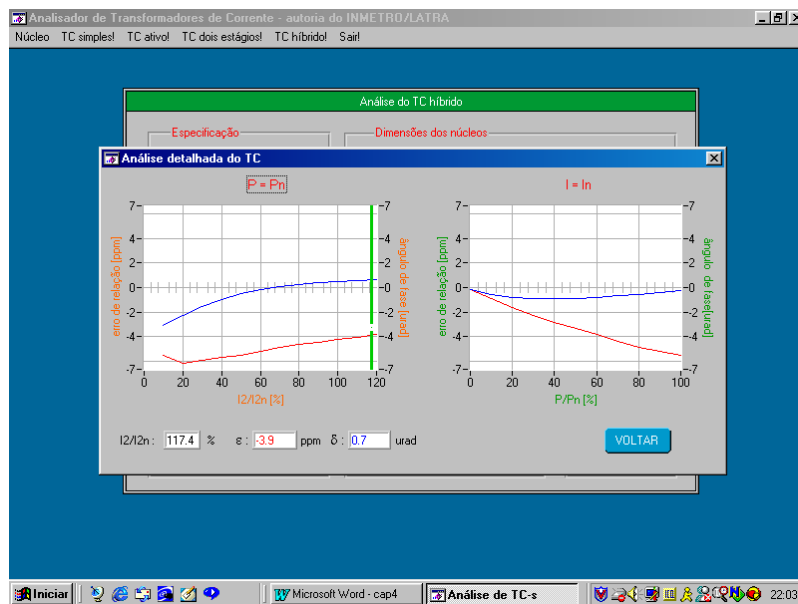


Figura 55 – Análise detalhada do TC híbrido usando Ultraperm

A Figura 55 mostra que o TC híbrido possui o menor erro de relação e ângulo de fase do que os TC-s simples, ativo e de dois estágios. Sendo assim, a simulação comprova o que foi analisado no Capítulo 3.

b) Análise dos TC-s usando-se o material nobre Supermalloy

A Figura 56 mostra a análise detalhada do TC simples a partir da especificação dos parâmetros de construção e das equações do erro referentes a cada tipo de TC estudado.

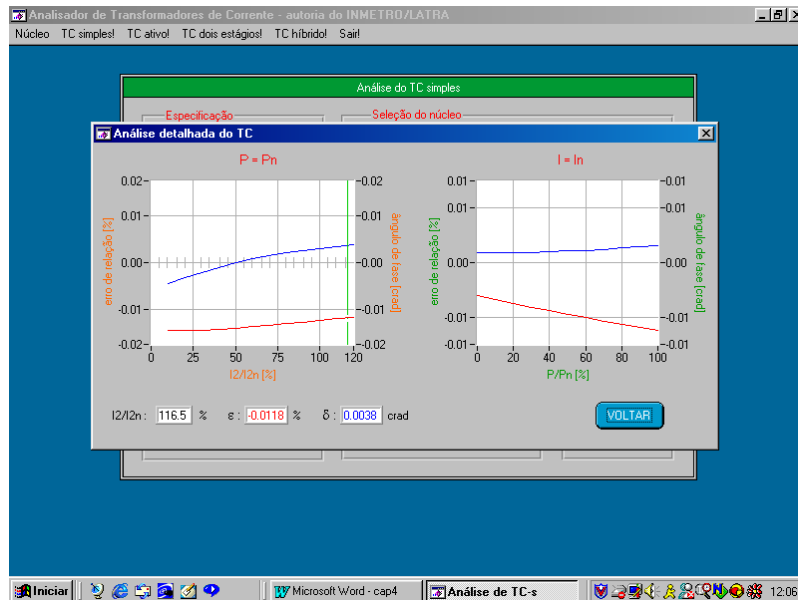


Figura 56 – Análise detalhada do TC simples usando Supermalloy

A Figura 57 mostra a análise detalhada do TC ativo.

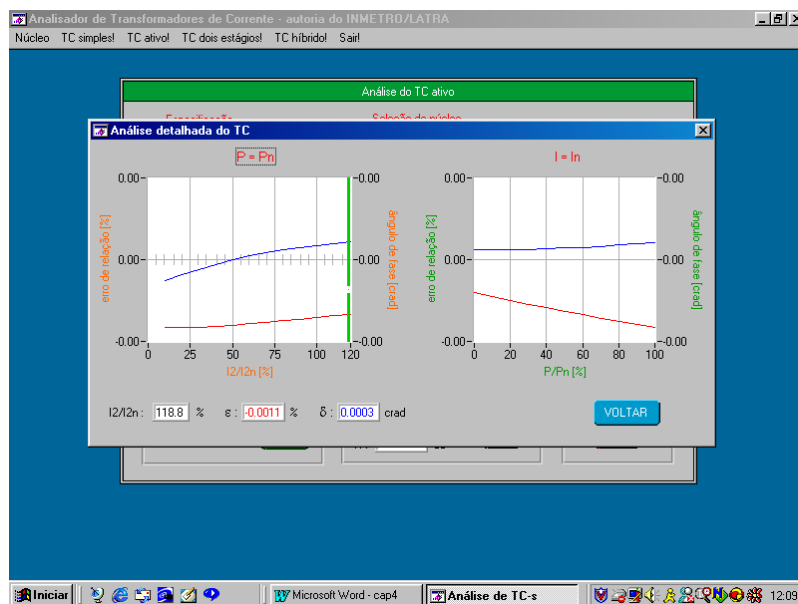


Figura 57 – Análise detalhada do TC ativo usando Supermalloy

Pode-se observar que o TC ativo possui o erro de relação e o ângulo de fase menores do que os erros do TC simples, mas maiores dos que foram obtidos com o uso do ultraperm.

A Figura 58 mostra a análise detalhada do TC de dois estágios.

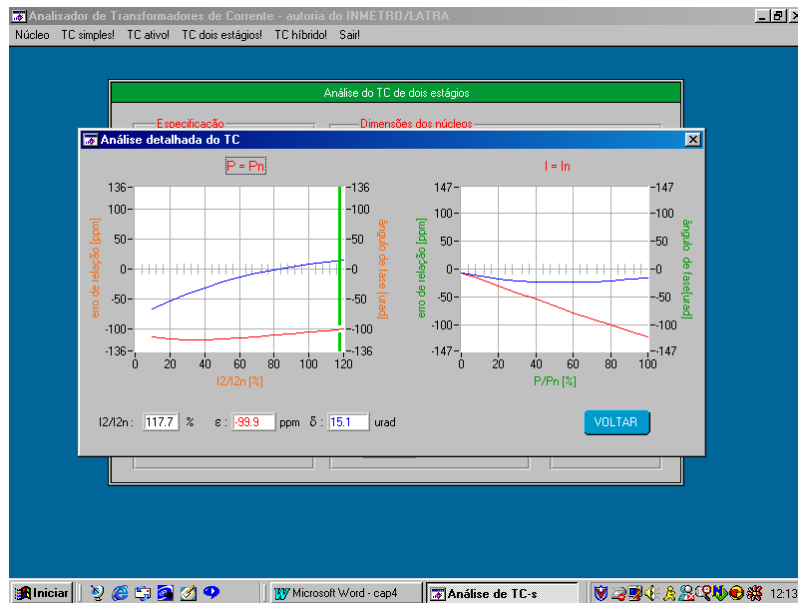


Figura 58 – Análise detalhada do TC de dois estágios usando Supermalloy

Observa-se que o TC de dois estágios possui o erro de relação e ângulo de fase muito menores do que os dos TC-s analisados anteriormente, embora maiores do que os erros do TC de dois estágio construído com ultraperm. O erro de relação e ângulo de fase também são expressos em ppm e μrad , respectivamente.

A Figura 59 mostra a análise detalhada do TC híbrido.

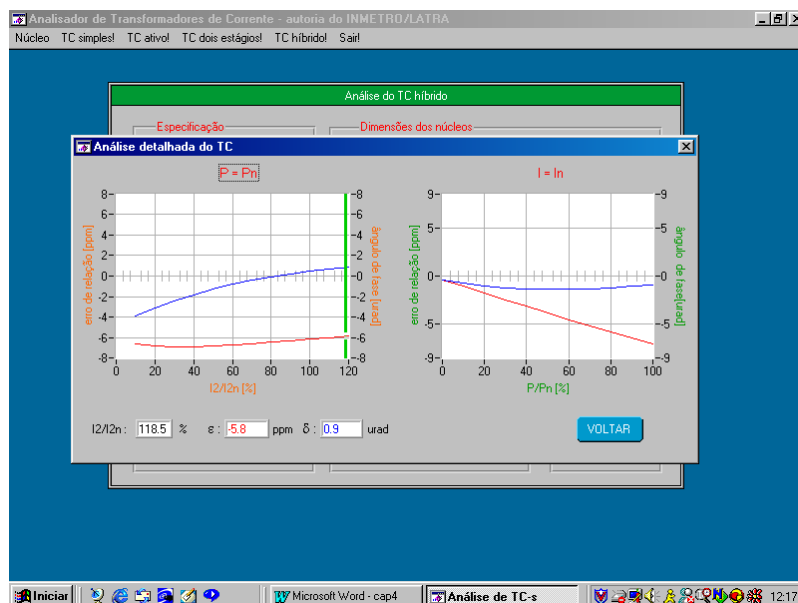


Figura 59 – Análise detalhada do TC híbrido usando Supermalloy

A Figura 59 mostra que o TC híbrido possui menor erro de relação e ângulo de fase do que os TC-s simples, ativo e de dois estágios, conforme já foi comprovado no item anterior, embora maiores do que os erros obtidos na construção com ultraperm.

Comparando-se os resultados obtidos na análise de TC-s construídos com o ultraperm, foi verificado que o erro de relação e ângulo de fase são muito menores do que os TC-s construídos com supermalloy, por causa da condutância magnética do ultraperm ser superior ao supermalloy.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES E SUGESTÕES

5.1 Conclusões

Neste trabalho foi concluído que é possível analisar cada tipo de TC compensado a partir das equações do TC simples, desenvolvendo-se equações para o cálculo do erro de relação e de ângulo de fase, a partir dos parâmetros de construção dos TC-s. Teoricamente, foram observadas vantagens e desvantagens na intercomparação dos métodos de compensação dos erros, conforme pode ser verificado a seguir:

1. TC Simples (base das equações)

$$\bar{\varepsilon} = -\frac{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c}{j\omega N_2^2 \Lambda}$$

2. TC Ativo

$$\bar{\varepsilon} \approx -\frac{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_c}{j\omega N_2^2 \Lambda_1 (1 + \alpha)}$$

Vantagem: aumentando-se o ganho (α) do amplificador os erros diminuem.

Desvantagem: esta compensação possui um circuito de realimentação, onde a estabilidade deste circuito depende da carga. Sendo assim, o ganho não pode ser muito alto, a fim de manter esta estabilidade, e com isso os erros não podem diminuir muito.

3. TC de Dois Estágios

$$\bar{\varepsilon} \approx -\frac{\bar{Z}_c}{j\omega N_3^2 \bar{\Lambda}_2}$$

Vantagem: se a impedância da carga for pequena ou aproximando-se de zero, então a compensação será eficiente e o erro será baixo.

Desvantagem: se a impedância da carga aumenta, o erro também aumenta aproximando-se do valor de um TC sem compensação.

4. TC Híbrido

$$\bar{\varepsilon} \approx -\frac{\frac{\bar{Z}_c}{j\omega N_2^2 (\bar{\Lambda}_2 + \bar{\Lambda}_3)}}{1 + \left(\frac{N_4}{N_2} \cdot \frac{\bar{\Lambda}_3}{\bar{\Lambda}_2 + \bar{\Lambda}_3} \cdot \alpha \right)}$$

Vantagem: o numerador desta equação é menor que o da equação do TC de dois estágios, pois a condutância magnética do terceiro núcleo, $\bar{\Lambda}_3$, é alta. O denominador é maior que a unidade devido a presença do amplificador de ganho (α), fazendo assim os erros diminuírem mais do que o erro do TC de dois estágios.

Comparando-se os erros dos 3 métodos de compensação (ativa, de dois estágios e híbrida) nota-se que a compensação híbrida está unindo as vantagens das outras compensações, sendo por isso considerada a melhor.

O programa de simulação analisou o modelo matemático dos TC-s simples e compensados, tendo como objetivo principal tentar otimizar os parâmetros e concluir qual o limite de exatidão de cada tipo de TC estudado e quais os custos para se atingir este limite.

Após vários experimentos sucessivos, os seguintes resultados foram encontrados:

1. TC Simples

Aplicando um material magnetizante mais nobre (Ultraperm), a exatidão pode aproximar-se de ± 200 ppm. Para atingir esta exatidão deve-se ter uma exatidão relativamente alta e baixa indução, mas em compensação aumentam a massa necessária do ferro e do cobre, pois todos estes fatores aumentam os custos. No entanto, a exatidão atingida não é suficiente para laboratórios que realizam os serviços de calibração com alta exatidão. Esta construção é tipicamente útil para laboratórios industriais ou no “campo”, pois usando-se ferro de silício de boa qualidade pode-se atingir uma exatidão de 0,1%, o que satisfaz à indústria.

2. TC Ativo

Neste tipo de TC são aplicadas as mesmas considerações como no caso do TC simples. A diferença é que com a aplicação de um amplificador realimentado, a exatidão pode aumentar bastante. Por exemplo, aplicando-se um ganho de 10, a exatidão pode aproximar-se de ± 20 ppm. No entanto, o amplificador é um componente vulnerável, por isso é aconselhável este tipo de TC exclusivamente em laboratórios de medição. Muitas vezes a exatidão atingida não é suficiente para calibrações que necessitam de alta exatidão. Ao mesmo tempo, aproximadamente a mesma exatidão pode ser atingida pelo TC de dois estágios, além de ser um dispositivo passivo e conseqüentemente mais robusto. Por estas considerações e experiências práticas, o TC ativo é usado raramente.

3. TC de Dois Estágios

Aplicando-se uma carga nominal, a exatidão é melhor do que no caso de um TC simples, aproximando-se de ± 100 ppm. Ao diminuir-se a carga, os erros estão

diminuindo significativamente, e com carga zero estão se aproximando de ± 5 ppm, conforme as equações obtidas no Capítulo 3. Pode-se concluir que com a aplicação da carga nominal não se pode melhorar muito a exatidão, não compensando um custo maior e uma construção mais complicada. No entanto, se o TC estiver sobredimensionado e utiliza baixa carga, pode-se melhorar muito a exatidão. Por exemplo, se o TC está projetado para 15 VA mas está sendo usado apenas em 0,5 VA, pode-se conseguir uma exatidão de ± 5 ppm. Na última década, TC-s de dois estágios apareceram no mercado atendendo o nível de TC-s padrão para calibrações onde é necessário uma alta exatidão.

4. TC Híbrido

As experiências comprovaram que, usando-se um material magnetizante mais nobre (Ultraperm) e um amplificador de ganho 10, a exatidão pode aproximar-se de ± 3 ppm. Conforme foi detalhado no Capítulo 3, uma análise da estabilidade do circuito deve ser executada para decidir qual o ganho mais alto que pode ser aplicado com segurança. Foi comprovado que este tipo de TC é o que fornece a melhor exatidão, mas deve-se levar em conta que o circuito é vulnerável e este TC pode ser usado somente em laboratórios de medição.

5.2 Sugestões

Devido ao comprovado bom desempenho do programa de simulação, sugere-se:

1- Entrar em contato com fabricantes, interessados na construção de TC-s compensados e fazer a divulgação do programa de simulação, que pode ser uma ferramenta muito útil nos novos projetos de TC-s. Da mesma forma, deve-se entrar

em contato com Universidades interessadas, pois o programa pode ajudar o aluno a entender melhor o comportamento dos transformadores de corrente.

2- Continuar o desenvolvimento do programa atendendo as necessidades do Laboratório de Transformadores, vinculado a Divisão de Metrologia Elétrica, do INMETRO. Este programa facilitará a calibração automatizada de um TC de medição, e um melhor entendimento do comportamento de um TC sob teste.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] GIBBINS, D. L., *A Circuit for Reducing the Exciting Current of Inductive Devices*, Proc. IEE, 1961, 108 B, pp. 339-343
- [2] CUTKOSKY, R. D., *Active and Passive Direct Reading Ratio Sets for the Comparison of Audio-Frequency Admittances*, IEEE Trans., IM-13, 1964, pp. 243-251
- [3] DEACON, T. A., HILL, J. J., *Two-Stage Inductive Voltage Dividers*, Proc. IEE, Vol. 115, N° 6, June 1968, pp. 888-892
- [4] NBR 6856/92 , *Transformador de Corrente – Especificação*, Rio de Janeiro, Abril 1992
- [5] NBR 6546/91 , *Transformadores para Instrumentos – Terminologia*, Rio de Janeiro, Novembro 1991
- [6] NBR 6821/92 , *Transformador de Corrente - Método de Ensaio*, Rio de Janeiro, Abril 1992
- [7] ZOLTÁN, I., *Technology of Instrument Transformer Calibration*, Symposium III SEMETRO, Rio de Janeiro, Setembro 1998
- [8] MOORE, W.J.M. & MILJANIC, P.N., *The Current Comparator*, IEE Electrical Measurement Series 4, 1988, pp. 1-91
- [9] KIBBLE, B. P. & RAYNER, G. H., *Coaxial AC Bridges*, British Library Cataloguing in Publication Data, 1984, pp. 88-133
- [10] PETERSONS, O., *A Self-Balancing Current Comparator*, IEEE Trans. Instrum. Meas., Vol. IM-15, N° 1-2, March-June, 1966, pp. 62-71

BIBLIOGRAFIA

ALMEIDA, A.T., COGO, J.B., ABREU, J.P.G., *Transformadores*, FUPAI, 1990.

CORNEY, A. C., *A Simple Traceable Current Transformer Calibration Method*, 2000
IEEE, pp. 660-661

E.E.MIT STAFF, *Magnetic Circuits and Transformers*, John Wiley & Sons, Inc.,
Chapter XIX, New York, 1943, pp. 497-515

EAL-R2, *Expression of the Uncertainty of Measurement in Calibration*,
March, 1997

FALCONE, A.G., *Eletromecânica*, Editora Edgard Blücher Ltda, Capítulo 2, 1979,
pp. 8-75

FILHO, SOLON M., *Medição de Energia Elétrica*, 2ª Edição, Ed. Universitária da
UFPE, 1980

FITZGERALD, A.E., *Máquinas Elétricas*, Editora McGraw-Hill do Brasil,
Ltda, 1975.

INMETRO/ABNT/SBM e programa RH de Metrologia, "*Guia para Expressão da
Incerteza da Medição*", 2ª Edição, Agosto de 1998

INMETRO/ABNT/SBM e programa RH de Metrologia, "*Expressão da Incerteza de
Medição na Calibração*", 1ª Edição brasileira em língua portuguesa do EA-4/02, Rio
de Janeiro de 1999

INMETRO, *Vocabulário Internacional de Termos Fundamentais e Gerais de
Metrologia (VIM)*, 1995.

HAGUE, B., "Instrument Transformers – Their Theory, Characteristics and Testing", Sir Isaac Newton e Sons, Ltd, London, 1936.

JENKINS, B.D., "Introduction to Instrument Transformers", George Newnes Limited, London, 1967.

MILJANIC, P.N.; SO, E., "An Improved Current-Comparator-Based 100 A Transconductance Amplifier for the In-Situ Calibration of Transformer Loss Measuring Systems", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 8, N° 3, July 1993, pp. 861-865.

NIS 3003, *The Expression of Uncertainty and Confidence in Measurement for Calibrations*, May, 1995

NBR 6855/92 , *Transformador de Potencial Indutivo – Especificação*, Rio de Janeiro, Abril 1992

NBR 6820/92 , *Transformador de Potencial Indutivo - Método de Ensaio*, Rio de Janeiro, Abril 1992

OLIVEIRA, J.C.; COGO, J.R.; ABREU, J.P.G., *Transformadores - Teoria e Ensaio*, Editora Edgard Blücher Ltda, , Capítulos 1 e 2, 1984, pp. 1-26; 60-66

SAMESINA, M.I.; OLIVEIRA, J. C.; DIAS, E. M., *Frequency Response Analysis and Modeling of Measurements Transformers Under Distorted Current and Voltage Supply*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, N° 42, October 1991

SO, E., *The Application of The Current Comparator In Instrumentation for High Voltage Power Measurements at Very Low Power Factors*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. PWRD-1, N° 1, January 1986, pp. 98-104.

SO, E., *A Current-Comparator-Based Load Loss Standard For The In-Situ Calibration Of Transformer Loss Measuring Systems*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 3, N° 4, October 1988, pp. 1363-1368.

SO, E.; TRAIN, D., *In-Situ Calibration of Three Different Types of Transformer Loss Measuring Systems Using a Current-Comparator-Based Load Loss Standard*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 3 N° 4, October 1988, pp. 1396-1402.

SO E., *The Application of the Current-Comparator Technique in Instrumentation and Measurement Equipment for the Calibration of Non-Convencional Instrument Transformers with Non-Standard Rated Outputs*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 7,N° 1, January 1992, pp. 46-52.

TETTEX INSTRUMENTS, *Instruction Manual Current Comparator, Type 4761*, 1996

ZOLTÁN, I., *A Multi-Function Standard Instrument for Current Transformer Calibration*, OIML Bulletin, Vol. XXXVI, N° 4, October 1995, pp. 28-32

WENTZ, E.C., *A Simple Method for Determination of Ratio Error and Phase Angle in Current Transformers*, AIEE Transactions, Vol. 60, October 1941, pp. 949-54.

Anexo 1

Conversão do Erro de Ângulo de Radianos para Minutos

Sendo:

$$2\pi \rightarrow 360^\circ$$

$$\pi \rightarrow 180^\circ$$

Então, fazendo-se a conversão dos valores de radianos para minutos tem-se:

$$1^\circ \rightarrow 60 \text{ min}$$

$$180^\circ \rightarrow x$$

$$x = 10800 \text{ min}$$

Sendo:

$$180^\circ = \pi \text{ rad} = 3,14$$

$$x = \pi \text{ rad}$$

Logo:

$$\pi \text{ rad} \rightarrow 10800 \text{ min}$$

$$1 \text{ rad} \rightarrow x$$

$$x = 10800 / 3,14$$

$$x \cong 3438 \text{ min}$$