Capítulo II

Transformadores de corrente, potencial e bobinas de Rogowski para fins de proteção – Parte II

Por Cláudio Mardegan*

Modelagem matemática de transformadores de corrente (TCs) em transitórios

A simulação de transitórios em TCs pode ser feita por meio de modelos comumente utilizados em programas de transitórios eletromagnéticos, tais como o *Alternative Transients Program (ATP)*, em particular, enfocando os modelos apresentados na publicação *Experimental Evaluation of EMTP-Based Current Transformer Models For Protective Relay Transient Sudy,* de M. Kezunovic, C.W. Fromen e F. Phillips.

Este artigo apresenta três modelos para representar os TCs no ATP, que podem ser visualizados na publicação citada:

• Modelo 1 – Por meio de um transformador de núcleo saturável;

• Modelo 2 – Por meio de um transformador de núcleo saturável, desprezando-se seu ramo magnetizante (sem modelar saturação) pela diminuição de sua indutância primária (com valor de 1 x 10-6 mH) e inserindo-se um indutor não linear (modelo tipo 98 do ATP) no secundário para representar o ramo magnetizante;

• Modelo 3 – É idêntico ao modelo 2, substituindo-se o modelo de indutor não linear tipo 98 pelo 96, pois, desta forma, consegue-se representar, adicionalmente, o magnetismo remanescente (histerese).

A representação no ATP, para o modelo 2, é apresentado na Figura 1.

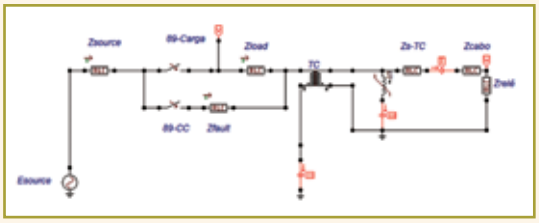

Figura 1 – Modelagem do sistema de potência no ATP

O efeito da saturação do TC em relés digitais

Efeitos da saturação do TC no secundário

Como pode ser demonstrado nos itens anteriores, quando o TC satura a forma de onda no secundário, passa a ser não senoidal e com a tendência de diminuir o valor eficaz da corrente (área da curva), ou seja, quanto mais acentuada a saturação menor o valor eficaz da onda.

A Figura 2 mostra o efeito da diminuição da corrente no secundário do TC devido ao efeito da saturação. A curva azul mostra o valor da corrente sem a saturação e a curva preta mostra o valor eficaz da corrente com o efeito da saturação. É evidente que a área da curva preta é inferior à da curva azul.

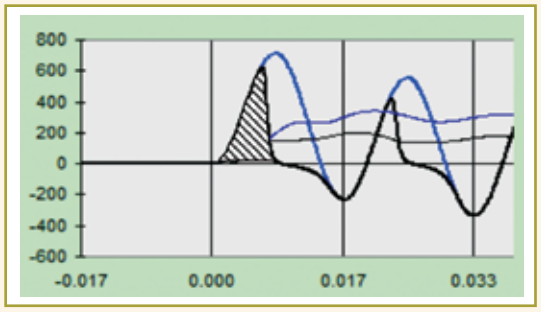

Figura 2 – Diminuição do valor eficaz (rms) devido à saturação do TC

Para que se possa falar dos efeitos da saturação do TC nos relés digitais, é necessário entender alguns princípios dos relés digitais.

Os relés digitais

Arquitetura básica

De forma simplificada, os relés digitais podem ser representados esquematicamente como na Figura 3. Apresenta-se a seguir um breve comentário sobre cada bloco da figura.

Apoio

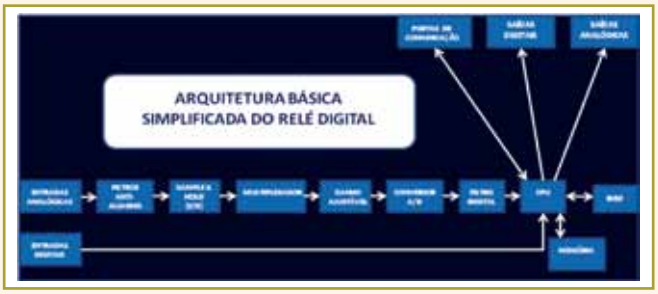

Figura 3 – Arquitetura básica simplificada do relé digital

Entradas analógicas – Representam as entradas advindas de sinais analógicos, tais como TCs, TPs e bobinas de Rogowski.

Entradas digitais – Também são conhecidas como *Binary Inputs* (BIs) e representam entradas que, quando recebem um sinal de tensão, vão indicar uma condição preestabelecida (por exemplo, ao se jogar uma tensão em uma dessas entradas binárias pode-se ativar uma lógica interna no relé que comute o grupo de ajuste).

Filtro anti-aliasing – Tem a função de garantir que um sinal de entrada possa ser recomposto. Esta técnica faz com que duas amostras não se superponham. Tecnicamente falando, para que uma determinada frequência f_a do sinal analógico possa ser completamente reconstituída, a taxa de amostragem no processo de digitalização deve ser igual ou maior a $2xf_a$, em que f_a = frequência de Nyquist. A frequência de amostragem em relés digitais normalmente varia entre 240 Hz (quatro amostras por ciclo) a 1920 Hz (32 amostras por ciclo).

Para que não ocorra o fenômeno conhecido como sobreposição de espectro (aliasing), utilizam-se os filtros anti-aliasing.

Nos relés estes filtros são do tipo passa baixa, cuja característica módulo versus frequência é apresentada na Figura 4.

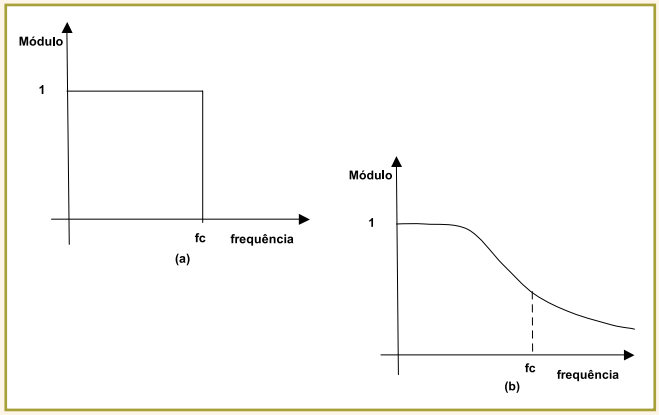

Figura 4 – (a) Filtro passa baixa ideal (b) Filtro passa baixa real

Sample and Hold (S/H)

A função do Sample/Hold é a de manter o sinal na sua saída em um valor representativo do sinal de entrada no instante de amostragem durante todo o tempo em que o conversor A/D (analógico/digital) gasta para realizar a conversão. A Figura 5 mostra seu princípio de funcionamento.

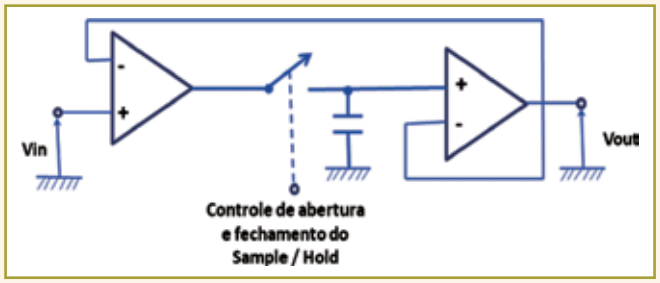

Figura 5 – Princípio de funcionamento do Sample / Hold

Como pode ser visto pela figura, quando a chave de controle do Sample/Hold está fechada, o sinal de saída estará seguindo o sinal de entrada. Quando a chave de controle do Sample/Hold está aberta, o sinal de saída está recebendo o sinal existente no instante do chaveamento (hold), que é mantido pelo capacitor.

Conversor A/D (Analógico/Digital)

O conversor analógico/digital tem a função de transformar o sinal analógico em sinal digital, ou seja, o sinal é transformado em uma série de números binários que podem ser "entendidos" pelo processador. Este processo passa pelos seguintes processos: amostragem, quantização e codificação.

Os principais parâmetros de um conversor A/D são a resolução (nº de bits), o tempo de conversão e a tensão analógica de entrada, normalmente de 0 a 10 V ou 0 a 20 V para o conversor monopolar, e de +5V ou +10V para o conversor bipolar.

Idealmente um conversor de "n" bits disponibiliza 2n códigos ou valores. A tensão (V) total do sinal analógico dividido por 2n (V/2n) representa o tamanho de cada faixa de tensão de cada código. Este valor é conhecido como *Less Significative Bit* (LSB), ou seja, como o bit menos significativo.

Filtros digitais

Cada fabricante tem uma técnica de filtragem digital. Assim, para saber qual a técnica, deve-se contatar o fabricante. Um tipo de filtragem, por exemplo, retira apenas o valor de frequência fundamental (60 Hz, no caso do Brasil). Isto significa que, independentemente dos harmônicos, pode-se obter uma forma de onda "puramente" senoidal de frequência fundamental. A Figura 6 ilustra o exposto.

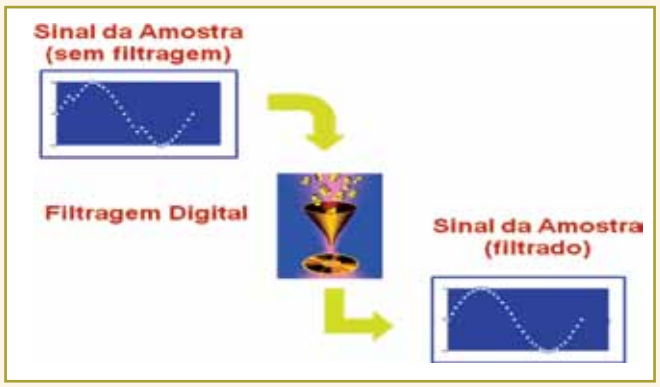

Figura 6 – Filtragem digital

Filtros adaptativos

Os filtros de proteção adaptativa podem ser definidos como sendo dispositivos que possuem uma filosofia em que se procura determinar ajustes ou meios para as várias funções de proteção, e/ou condições adversas de equipamentos com a intenção de adaptá-las às condições existentes no sistema elétrico de potência.

Filtro adaptativo bipolar de pico

Este filtro pode ser utilizado para aumentar o valor da corrente que, como se viu, o valor eficaz (rms), no caso de saturação, cai no secundário. Uma forma de aumentar o valor seria utilizar o valor médio do módulo do valor de pico do semiciclo positivo (Imáx) e do semiciclo negativo (Imin). Analiticamente, o valor de I = (|Imáx|+|Imin|)/2. Para este filtro entrar em ação é necessário:

- Ter os valores das amostras dos ciclos anteriores (por exemplo, para relés de 16 amostras por ciclo, devem-se ter as últimas 16 amostras);
- Detectar o valor máximo positivo da corrente da amostra anterior (Imáx);
- Detectar o valor mínimo negativo da corrente da amostra anterior (Imin);
- Calcular o valor médio de I = (|Imáx|+|Imin|)/2;
- Medir o valor da componente fundamental (filtro cosseno);
- Detectar se há saturação;
- Caso não haja saturação, o valor a ser levado para comparar com o valor ajustado no relé será o valor componente fundamental;
- Caso haja saturação, o valor a ser levado para comparar com o valor ajustado no relé será o valor de I, obtido da média dos valores do semiciclo positivo e negativo.

Amostragem de sinais

A amostragem de sinais típica de um sistema pode ser visualizada na Figura 7.

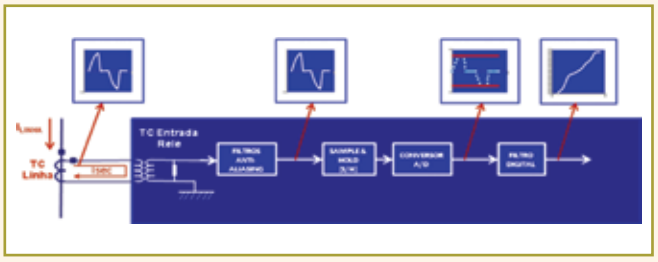

Figura 7 – Amostragem típica de sinais do sistema e do relé digital

Como pode ser observado na Figura 7, o conversor analógico digital também tem um limite a partir do qual ele ceifa a onda. Assim, além da saturação, tem-se mais um ponto crítico que limita o valor da corrente. Este valor deve ser obtido com cada fabricante, mas é da ordem de centenas de ampères. A cada valor da onda corresponderá um código binário. Os códigos binários para um conversor A/D de 8 bits podem ser:

Apoio

00000000
00000001
00000010
00000011
.....
.....
11111111 (Neste valor, o conversor satura e ceifa a forma de onda).

Comportamento dos relés digitais face à saturação

Os relés digitais, mesmo sob saturação do TC, podem operar de forma adequada, e isto deve ser verificado pelo engenheiro de proteção. O fato de o TC saturar não implica, necessariamente, que a proteção não opere adequadamente. Nem sempre é possível garantir a operação adequada dos relés se os TCs saturarem, porém, com as características dos relés digitais atuais, a probabilidade de atuação adequada aumentou muito.

A publicação *Analyzing and Applying Current Transformers*, de Stanley E. Zocholl, mostra que, levando em conta a saturação DC, deve-se verificar os TCs por meio da equação:

$$20 > [(X/R)+1] \times Icc \times Zb$$

Em que:
X/R = Valor de X/R do circuito em que o TC está instalado.
Icc = Corrente de falta em pu, na base do TC.
Zb = O valor do burden imposto ao secundário do TC a partir dos terminais, ou seja, fiação mais proteção, também em pu na base do TC (deve-se dividir pela impedância do burden nominal do TC).

Alguns fabricantes estendem o número 20 para valores entre 250 e 12000, dependendo do valor ajuste da função no relé.

Transformadores de potencial (TPs)

Para a elaboração deste item, foi utilizada a norma NBR 6855.

Definição

O TP é um equipamento monofásico que possui dois circuitos, um denominado primário e outro denominado secundário, isolados eletricamente um do outro, porém, acoplados magneticamente. São usados para reduzir a tensão a valores baixos com a finalidade de promover a segurança do pessoal, isolar eletricamente o circuito de potência dos instrumentos e reproduzir fielmente a tensão do circuito primário no lado secundário.

Dados principais para especificação de um TP indutivo

Para a especificação de um TP indutivo, os principais dados a serem informados são: (a) tensão nominal primária (V1n) ou secundária (V2n); (b) relação nominal do TP (RTP); (c) tensão máxima e classe de isolamento; (d) frequência; (e) carga nominal;

(f) classe de exatidão; (g) potência térmica nominal; (h) grupo de ligação ou fator(es) de sobretensão(ões) nominal (is); (i) nível básico de isolamento – NBI (BIL); (j) tipo de aterramento do sistema; (k) para TP indutivos de dois ou mais secundários a carga máxima simultânea; (l) uso: interior (indoor) ou exterior (outdoor).

Classe de exatidão

Segundo a norma NBR 6855, os TP indutivos normalmente se enquadram nas classes de exatidão: 0,3%, 0,6% e 1,2%. A exatidão normalmente é expressa por um valor percentual citado, seguida da letra P e do valor da potência da maior carga nominal com que se verifica essa classe de exatidão. Exemplos: 0.3P75, 0.3P200, 0.6P400, etc.

Carga nominal (P)

As cargas nominais padronizadas são 12,5 VA, 25 VA, 35 VA, 75 VA, 200 VA e 400 VA.

Potência térmica nominal (Pterm)

A potência térmica nominal é dada em VA e deve ser igual ao produto do quadrado do fator de sobretensão contínuo (vide Tabela 1) pela maior carga especificada, ou carga simultânea para TPIs, dois ou mais enrolamentos nos quais a potência térmica é distribuída pelos secundários proporcionalmente à maior carga nominal de cada um deles e expressa como:

$$P_{term} = Fstcont^2 \times P$$

Grupo de ligação

Existem três grupos de ligação:

- **Grupo 1** – TPIs projetados para ligações entre fases;
- **Grupo 2** – TPIs projetados para ligações entre fase e terra em sistemas eficazmente aterrados;
- **Grupo 3** – TPIs projetados para ligação entre fase e terra de sistemas nos quais não se garante a eficácia do aterramento.

Fatores de sobretensão (Fst)

O fator de sobretensão é utilizado para definir condições de sobretensão durante faltas à terra em sistemas trifásicos não aterrados. A Tabela 1 apresenta esses fatores.

Tabela 1 – Fatores de sobretensão

	Fator de sobretensão	
Grupo de ligação	Contínuo	30s
1	1.15	1.15
2	1.15	1.5
3 (vide nota)	1.9	1.9

Nota: Por não ser possível definir a duração das faltas nesses sistemas não aterrados, esta condição deve ser definida como regime contínuo. Embora esta especificação exija que os TPIs pertencentes ao grupo de ligação 3 sejam capazes de suportar em regime contínuo tal condição, isto não significa que eles possam ser instalados em circuitos em que a tensão exceda a 115% da tensão nominal primária do TPI.

Apresenta-se na Figura 8 uma foto de um TP de grupo de ligação 2, utilizado em local em que não se garante que o aterramento não é eficazmente aterrado.

Figura 8 – TP de grupo de ligação 2 utilizado em local em que não se garante que o aterramento não é eficazmente aterrado

Suportabilidade ao curto-circuito

Não é incomum ocorrências de explosão de TPs sob curto-circuito. Segundo a norma brasileira NBR 6855, os TPs indutivos devem ser capazes de suportar os esforços térmicos e dinâmicos decorrentes das correntes de curto-circuito nos terminais secundários durante um segundo, mantendo tensão nominal nos terminais primários. Este ensaio de curto-circuito pode ser dispensado se for comprovado, por cálculos, que a densidade de corrente nos enrolamentos do TP indutivo não exceda a 160 A/mm² para enrolamentos de cobre, e de 100 A/mm² para enrolamentos de alumínio.

Formas de conectar no circuito

As formas mais comuns de se conectar um TPI podem ser estrela – estrela; estrela – delta aberto; delta – delta e "V". Apresenta-se a seguir o esquema trifilar das ligações em "V" (Figura 9) e estrela-estrela (Figura 10).

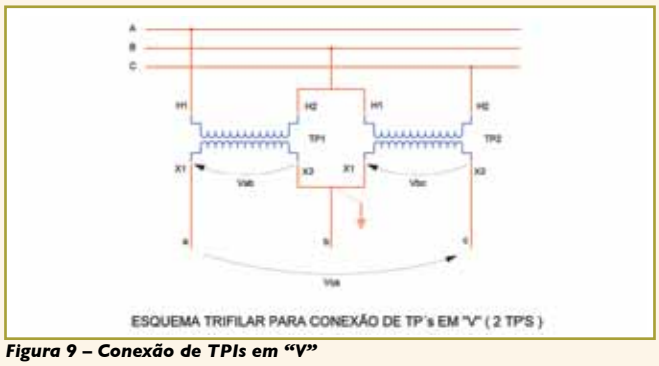

Figura 9 – Conexão de TPIs em "V"

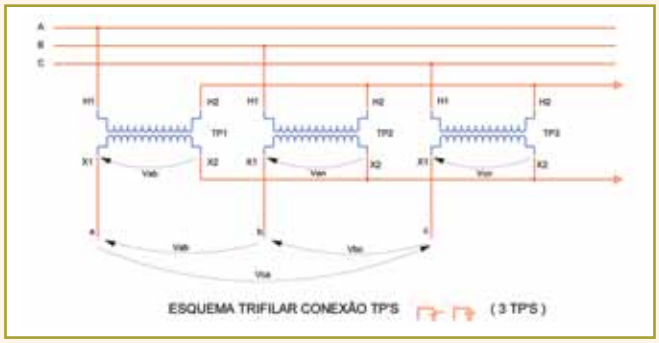

Figura 10 – Conexão de TPIs em estrela-estrela

Apoio

Ferro-ressonância

O aumento da quantidade de geradores instalados tem levado a, também, um aumento de explosão de TPs, devido ao desconhecimento do fenômeno da ferroressonância. Neste tópico, será abordado, de forma suscinta, o que é este fenômeno, quais as condições necessárias para que ele ocorra e quais as medidas para atenuar/mitigar seus efeitos.

O que é a ferro-ressonância?

A ferro-ressonância é um fenômeno não-linear complexo, ocasionado por um circuito capacitivo ressonante, com indutores não lineares presentes em transformadores e que provoca sobretensões, cuja forma de onda é irregular e possui elevado conteúdo harmônico. Essas sobretensões provocam danos à isolação, podendo ocasionar a queima e explosão desses equipamentos. Tem-se observado a explosão de muitos TPs devido a este fenômeno.

Diferentemente da ressonância paralela ou série conhecida, que ocorre para um valor específico de capacitância (C), a ferro-ressonância pode ocorrer para uma ampla faixa de C. A frequência das formas de onda de tensão e corrente na ferro-ressonância podem ser diferentes da frequência da fonte de alimentação.

A situação para a ocorrência varia muito, ou seja, muitas situações que são normais na condição linear podem ser anormais e perigosas para os equipamentos na condição não-linear. Segundo a referência 12, as condições que podem deflagrar a ferro-ressonância são incontáveis.

Quais as condições para que a ferro-ressonância ocorra

Segundo a referência 12, três condições são necessárias (mas podem não ser suficientes) para a ocorrência da ferro-ressonância:

- Presença simultânea de capacitâncias e indutores não lineares;
- Existência de pelo menos um ponto em que o potencial de terra não fica fixado (neutro não aterrado, abertura de fusível, chaveamento monofásico, etc.)
- Sistema com baixa carga (ou operando por geradores).

Sabe-se da teoria de circuitos que ao se chavear um circuito surgem sobretensões. Transformadores na presença de sobretensões terão suas curvas de histerese na região de saturação (indutores não lineares).

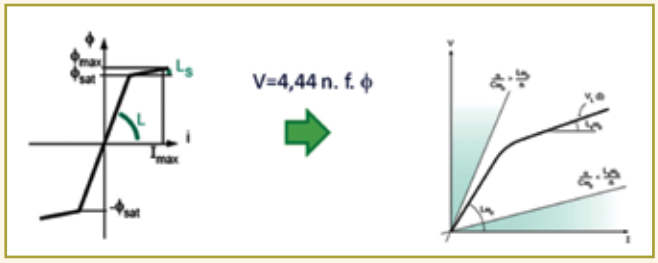

Figura 11 – Curva de histerese na presença de sobretensão caindo na região de saturação do transformador

Quais as medidas para atenuar/mitigar os seus efeitos

Para mitigar este efeito, basta criar um ponto de aterramento no trecho de sistema que fica sujeito a este fenômeno. Quando isto não é possível, ou não conveniente, a solução para atenuar este fenômeno em TPs consiste em instalar resistores de amortecimento no secundário de TPs (lembrando que os TPs, nesse caso, devem ter grupo de ligação 3). Este procedimento tem por objetivo reduzir o valor de trabalho da indução magnética para valores entre 0.4 T a 0.7 T. A referência [12] apresenta as seguintes equações para o cálculo de resistência:

TPs com um enrolamento secundário devem ser conectados conforme a Figura 12.

$$R_{Amortecimento} = \frac{U_S^2}{kP_t - P_m} \qquad P_R = \frac{U_S^2}{R_{Amortecimento}}$$

Em que: U_S = Tensão nominal secundária do TP em Volt. K = (0.25 a 1), de modo que as condições de serviço e de erro fiquem dentro do prescrito pela norma IEC 186 (k.Pt é, por exemplo, 30 W para a potência nominal de saída de 50 VA). Pt = Potência nominal de saída em VA. Pm = Potência necessária para medição em VA. $R_{Amortecimento}$ = valor da resistência em Ohms e P_R = Potência nominal do resistor em watts.

TPs com dois enrolamentos, sendo um conectado em delta aberto, devem ser conectados conforme a Figura 13.

$$R_{Amortecimento} = \frac{3\sqrt{3}U_S^2}{P_e} \qquad P_R = \frac{3U_S^2}{R_{Amortecimento}}$$

Em que: U_S = Tensão nominal secundária do TP em Volt. Pe = Potência térmica nominal em VA do enrolamento secundário onde o resistor está conectado.

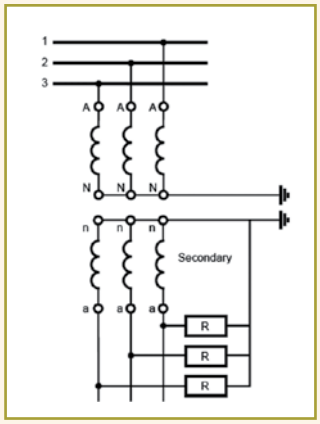

Figura 12 – Conexão das resistências de TPs YY com um enrolamento

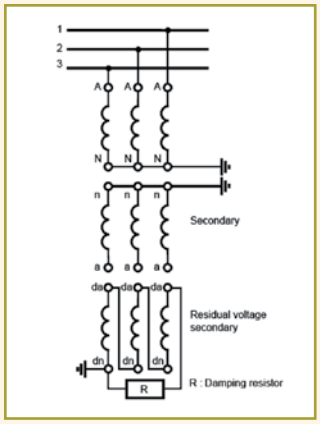

Figura 13 – Conexão das resistências de amorte amortecimento em cimento em TPs com dois enrolamentos, sendo um conectado em delta aberto

A referência [13] apresenta a seguinte tabela para resistores instalados em TPs conectados em estrela-estrela, aterrados dos dois lados, com um enrolamento.

Tabela 2 – Valor Ôhmico de Resistores de Amortecimento

Tensão do sistema (kV)	Relação do TP (Volts)	Resistor de amortecimento: Valor de R (Ohms)	Resistor de amortecimento: Potência do resistor em 208 V (watts)
2.4	2400:120	250	175
4.16	4200:120	125	350
7.2	7200:120	85	510
13.8	14400:120	85	510

Modelagem matemática de TPs em transitórios

A simulação de transitórios em TPs pode ser feita por meio de modelos comumente utilizados em programas de transitórios eletromagnéticos, tais como o ATP, a referência [08], apresenta a modelagem indicada na Figura 14.

Em que:

R1 = Resistência do enrolamento primário

X1 = Reatância de dispersão do enrolamento primário

Rfe= Resistência representativa das perdas no ferro

Lm = Indutância de magnetização do núcleo

Zb = Impedância da carga secundária

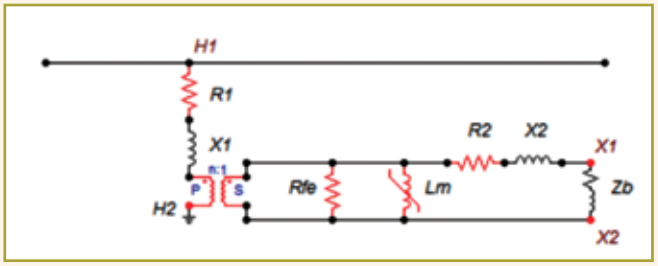

Figura 14 – Modelagem do TP no sistema de potência no ATP

Bobinas de Rogowski

A bobina de Rogowski é um equipamento utilizado como redutor de medida para corrente alternada, que possui núcleo de ar (não possui núcleo de material ferromagnético) e transduz a corrente primária em uma tensão secundária, que é proporcional à taxa de variação dessa corrente no tempo. Desta forma, normalmente apresenta menor custo e maior precisão devido a não saturação. Fisicamente, consiste de uma bobina helicoidal de fio, em que o condutor de uma extremidade retorna pelo centro da bobina à outra extremidade. A Figura 15 ilustra esquematicamente a explanação.

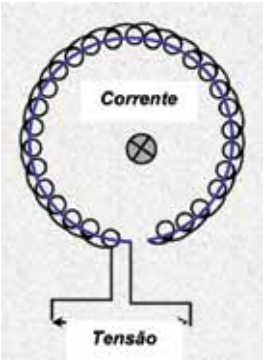

Figura 15 – Bobina de Rogowski

Apoio MEGABRAS CLAMPER aFap

Assim, para se transformar em corrente secundária, esta tensão secundária necessita ser integrada. O problema de integrar o valor da tensão secundária é facilmente resolvido empregando-se um capacitor no secundário. Com esta simplicidade, o seu uso tem sido muito difundido nos últimos anos, principalmente na Europa. Veja a Figura 16.

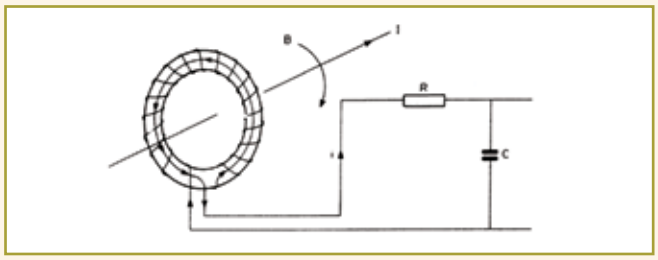

Figura 16 – Integrando o valor da tensão na bobina de Rogowski

Por não possuir núcleo magnético, sua resposta em frequência é muito melhor que a dos transformadores. Também por este motivo, possui baixa indutância e, assim, podem responder rapidamente a elevadas mudanças no valor de corrente. Uma bobina de Rogowski corretamente formada por espiras igualmente espaçadas é altamente imune a interferências eletromagnéticas.

Princípio de operação

O princípio de funcionamento da bobina de Rogowski pode ser explicado tomando-se como referência a Figura 1.3.3. Ao circular uma corrente i(t) no núcleo da bobina, gera-se uma tensão u(t), a qual é expressa pelas equações:

$$u(t) = -\mu_0 \times n \times S \times \frac{di(t)}{dt}$$

$$u(t) = -M \times \frac{di(t)}{dt}$$

$$u(t) = -\frac{M}{RC} \times i(t)$$

$$u(t) = -M \times \frac{di(t)}{dt}$$

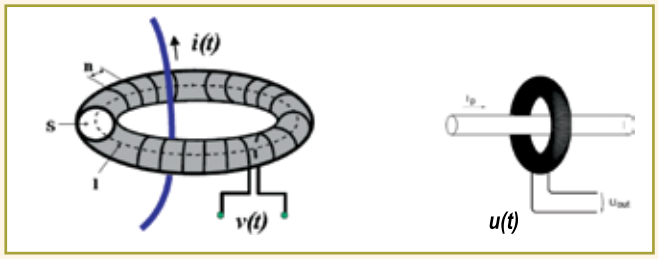

Figura 17 – Bobina de Rogowski – princípio de operação

Curiosidades históricas

1887 – Dispositivo similar foi descrito por A. P. Chattock (Universidade de Bristol) Chattock usou este dispositivo para medir campos magnéticos ao invés de correntes.

1912 – Descrição definitiva foi dada por Walter Rogowski e W. Steinhaus em Die Messung der magnetischen Spannung – Archiv fur Elektrotechni

Principais vantagens

As principais vantagens das bobinas de Rogowski são:

- Linearidade (entre 1 A e 100.000 A). Vide a Figura 18;
- Resposta em frequência (entre aproximadamente 40 Hz e 1000

Hz). Veja a Figura 19;

- Precisão da medição alcança 0,1%;
- Ampla faixa de medição;
- Suportabilidade térmica ao curto-circuito ilimitada para a construção do tipo janela;
- Promove a isolação galvânica entre os condutores primários e secundários;
- Pode ser encapsulada e colocada próxima a buchas e cabos, evitando a necessidade de isolações elevadas;
- O tamanho pode ser customizado para as aplicações;
- Pode ser construída com núcleo bipartido para instalação em sistemas existentes;
- Permite a abertura do circuito secundário sem riscos;
- Reduz risco às pessoas e à instalação;
- Livre de ferro-ressonância;
- Sem risco de explosão;
- Não necessita de fusíveis;
- Menor tempo de montagem e facilidade de instalação. Vide a Figura 20;
- Flexibilidade de ajuste em IEDs com o fator de calibração.

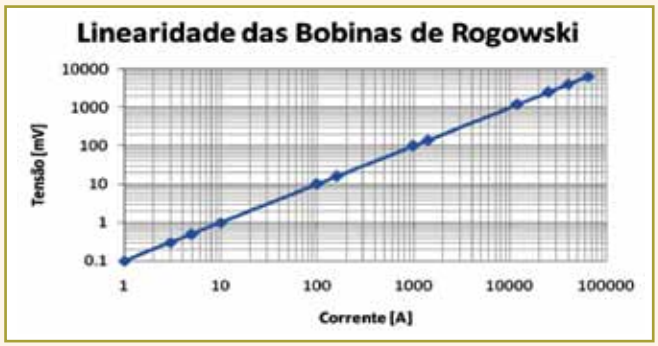

Figura 18 – Linearidade da bobina de Rogowski

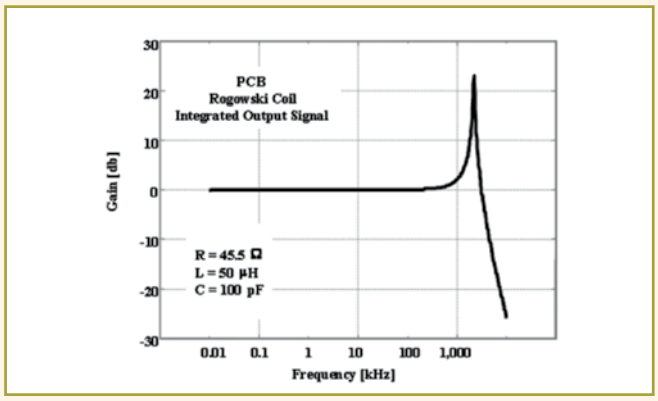

Figura 19 – Resposta em frequência, segundo a referência [79]

Exatidão e fator de calibração

Os IEDs mais modernos são preparados para proporcionar melhor exatidão nas leituras, permitindo que, na etapa de comissionamento, a medição real no secundário – quando possuir eventuais erros – possa ser corrigida para ficar dentro dos erros prescritos pela norma. É importante dizer que a correção do fator de calibração (FC) é feita apenas para erros de amplitude e não de fase. O fator de calibração é dado pela equação a seguir.

$$CF = \frac{1}{1+\left(\frac{x}{100}\right)}$$

A Figura 20 mostra como o fator de calibração atua

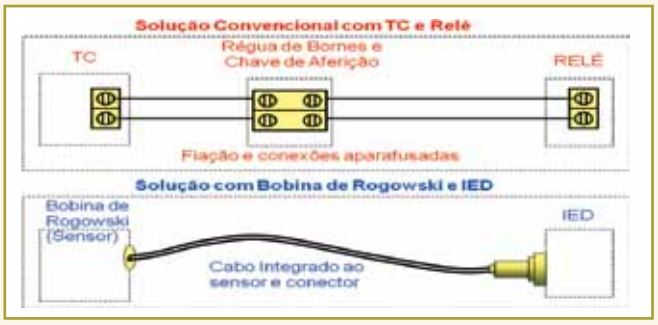

Figura 20 – Comparação dos tipos de solução (instalação) convencional com TC e relé versus bobina de Rogwski e IED.

Em que x é o erro que se deseja corrigir.

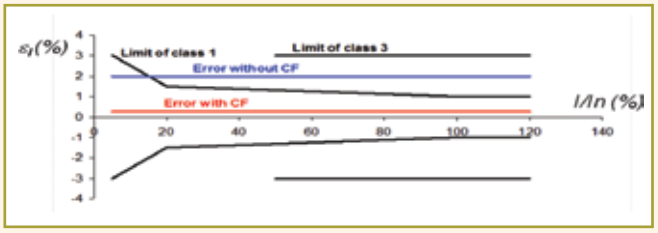

Figura 21 – Modo como opera o fator de calibração

A Figura 22 mostra um IED moderno que permite a calibração do sensor (bobina de Rogowski

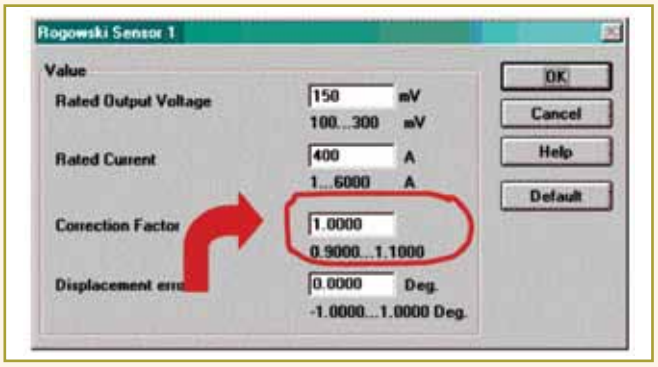

Figura 22 – Como é alterado o fator de calibração nos IEDs mais modernos

Exemplo

Um sistema no qual se deseja corrigir 2% de erro. Calcule o fator de correção.

$$CF = \frac{1}{1+\left(\frac{x}{100}\right)} = \frac{1}{1+\left(\frac{2}{100}\right)} = 0{,}98039$$

Correntes

80 A, 300 A e 800 A

Classe de precisão

0,1% a 1%

Apoio MEGABRAS CLAMPER aFap

Aplicações
Divisor Resistivo

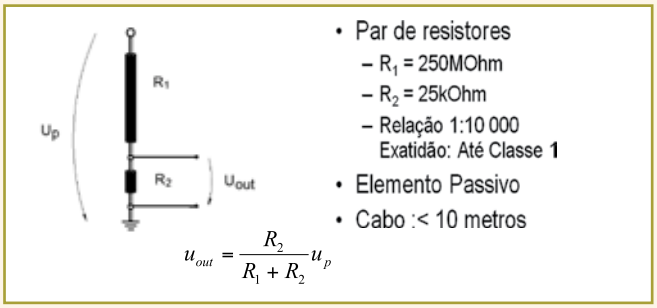

Figura 23 – Aplicação da Bobina de Rogowski como divisor resistivo

Divisor capacitivo

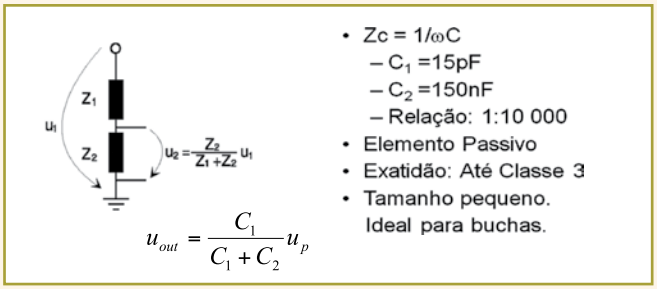

Figura 24 – Aplicação da bobina de Rogowski como divisor capacitivo

Sensores de corrente e de tensão

Figura 25 – Formas de apresentação da bobina de Rogowski

Figura 26 – Outras formas de apresentação da bobina de Rogowski

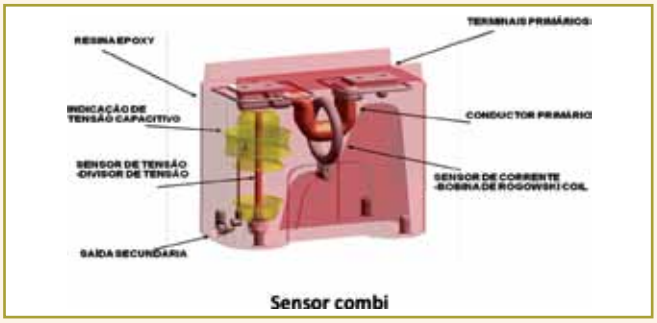

Figura 27– Disposição interna típica de uma bobina de Rogowski

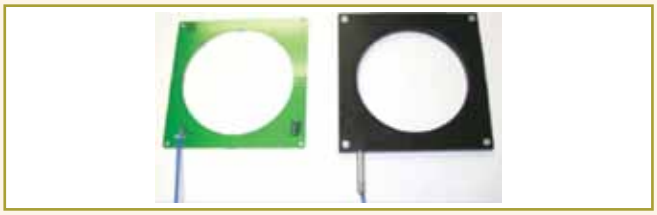

Figura 28 – Bobina de Rogowski planar

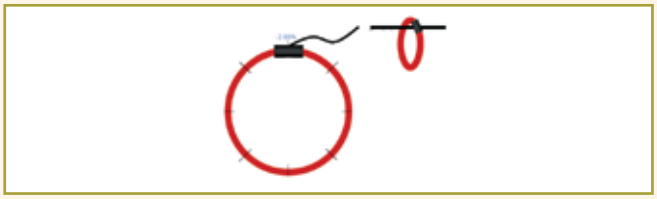

Figura 29 – Alicate flexível (Bobina de Rogowski)

Bibliografia

[01] NBR 6856 – Transformador de Corrente – Especificação – Set. 1981.
[02] ANSI C57.13-1993 – Requirements for Instrument Transformer.
[03] IEC 60044-1 – "Instrument Transformer – Part 1".
[04] IEC 60044-6 1992 "Requirements for protective current transformers for transient performance".
[05] IEEE Std C37.110-1996 "IEEE Guide for the Application of Current Transformers Used for Protective Relaying Purposes".
[06] Publicação IEEE 76 CH1130-4 PWR CT Transients.
[07] Analyzing and Applying Current Transformers – Zocholl, Stanley E. – Schweitizer Engineering Laboratories, Inc – 1st. Edition – Aug. 2004.
[08] Equipamentos Elétricos – Especificação e Aplicação em Subestações de Alta Tensão. Ary D'Ajuz – Furnas – Universidade Federal Fluminense.
[09] Experimental Evaluation of EMTP-Based Current Transformer Models For Protective Relay Transient Sudy – M. Kezunovic, C.W. Fromen, F. Phillips – IEEE Transactions on Power Delivery, v. 9, n. 1 – Jan. 1994 – p. 405-413.
[10] NBR 6855 – Transformador de Potencial – Especificação – Set. 1981.
[11] Apresentação ABB – MV Nov 2006 mostrando as vantagens dos Sensores.
[12] Cahier Techniques n. 190 – Ferroresonance – Philippe Ferraci Merlin Gerin – March 1998.
[13] Protective Relaying – Principles and Applications – Third Edition – ©2007 CRC Press, J. Lewis Blackburn; Thomas J. Domin – Capítulo 7.
[14] Guide for Application of Rogowski Coils used for Protective Relaying Purposes – Ljubomir Kojovic – Jan. 2004 – Report Subcommittee – PSRC ITTF2 Apresentation.

****CLÁUDIO MARDEGAN é engenheiro eletricista formado pela Escola Federal de Engenharia de Itajubá (atualmente Unifei). Trabalhou como engenheiro de estudos e desenvolveu softwares de curto-circuito, load flow e seletividade na plataforma do AutoCad®. Além disso, tem experiência na área de projetos, engenharia de campo, montagem, manutenção, comissionamento e start up. Em 1995 fundou a empresa EngePower® Engenharia e Comércio Ltda, especializada em engenharia elétrica, benchmark e em estudos elétricos no Brasil, na qual atualmente é sócio diretor. O material apresentado nestes fascículos colecionáveis é uma síntese de parte de um livro que está para ser publicado pelo autor, resultado de 30 anos de trabalho.***

CONTINUA NA PRÓXIMA EDIÇÃO

Confira todos os artigos deste fascículo em www.osetoreletrico.com.br
Dúvidas, sugestões e comentários podem ser encaminhados para o e-mail redacao@atitudeeditorial.com.br

Errata

Na edição anterior (nº 48 – janeiro) não foram publicadas duas equações integrantes do fascículo "Proteção e s eletividade", de autoria do engenheiro eletricista Cláudio Mardegan. A primeira deveria estar localizada na página 26, logo após o subtítulo "ABNT NBR 6856":

$$V = Z.I \Rightarrow 100V = Z.(20xIn) = Z.100$$

$$Z = 1.0\Omega$$

A segunda também deveria estar na página 26, após o subtítulo "IEEE Std C57.13-1993":

$$V = Z.I \Rightarrow 100V = Z.(20xIn) = Z.100$$

$$Z = 1.0\Omega$$