

CORREÇÃO DA SATURAÇÃO DE TRANSFORMADORES DE CORRENTE VIA  
REDES NEURAS ARTIFICIAIS E SEUS EFEITOS NA PROTEÇÃO DE  
DISTÂNCIA

Marcio Andrey Roselli

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO  
DOS PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA  
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS  
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM  
CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:

---

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

---

Prof. Luiz Pereira Calôba, D. Ing.

---

Prof. Marco Antonio Macciola Rodrigues, D. Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

JUNHO DE 2007

ROSELLI, MARCIO ANDREY

Correção da Saturação de Transformadores de Corrente via Redes Neurais Artificiais e seus Efeitos na Proteção de Distância [Rio de Janeiro] 2007

XI, 133 p. 29,7 cm (COPPE/UFRJ, M.Sc., Engenharia Elétrica, 2007)

Dissertação – Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE

1. Proteção de Sistemas Elétricos
2. Saturação
3. Redes Neurais Artificiais
4. Transformadores de Corrente

I. COPPE/UFRJ    II. Título (série)

*DEDICATÓRIA*

*OFEREÇO ESTE TRABALHO  
A MINHA ESPOSA HELENA, AO  
MEU FILHO IGOR,  
A MINHA AVÓ FIUCA (IN MEMORIAN) E  
A MEU AVÔ FRANCISCO (IN MEMORIAN)*

*OBRIGADO,  
MARCIO ANDREY*

## **AGRADECIMENTOS**

Meus sinceros agradecimentos ao professor Sebastião Ércules Melo de Oliveira, pela forma dedicada e paciente com que me orientou. Em todos os momentos estive sempre disposto e pronto a ajudar. Aos amigos da Eletrobrás e da ANEEL pela colaboração.

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

CORREÇÃO DA SATURAÇÃO DE TRANSFORMADORES DE CORRENTE VIA  
REDES NEURAIAS ARTIFICIAIS E SEUS EFEITOS NA PROTEÇÃO DE  
DISTÂNCIA

Marcio Andrey Roselli

Junho/2007

Orientador: Sebastião Ércules Melo de Oliveira

Programa: Engenharia Elétrica

O objetivo deste trabalho é apresentar resultados de análise realizada visando mitigar os efeitos da saturação de transformadores de corrente (TC's), um dos fatores que podem afetar sobremaneira o desempenho de um sistema de proteção de distância aplicado a linhas de transmissão de alta e extra alta tensão. Para isto, o trabalho proposto utiliza uma metodologia de correção dos sinais distorcidos baseada em redes neurais artificiais (RNA) e que consiste na aplicação de um algoritmo a ser adicionado como uma função extra a um sistema digital de proteção de distância.

São simulados casos de curto-circuito em um sistema de potência em que os TC's operam com carga acima da nominal, o que pode resultar na saturação de seu núcleo, dependendo dos níveis das correntes de curto. Os efeitos da saturação sobre o desempenho do sistema de proteção podem, então, ser visualizados quando os resultados das simulações são comparados com outros resultados obtidos na condição ideal de ausência de saturação.

A partir de simulações de MATLAB contendo a modelagem dos canais de transdução de tensão e corrente de um sistema típico de proteção de distância, foram obtidos resultados que permitiram definir a arquitetura e realizar o treinamento de uma RNA para correção dos efeitos da saturação e, conseqüentemente, da impedância vista pelo relé de distancia ao longo do período de falta. Simulações finais confirmaram o bom desempenho da aplicação das RNA's para solução do problema em questão.

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

CURRENT TRANSFORMER SATURATION CORRECTION THROUGH  
ARTIFICIAL NEURAL NETWORK AND THEIR EFFECTS ON DISTANCE  
PROTECTION BEHAVIOR

Marcio Andrey Roselli

June/2007

Advisor: Sebastião Ércules Melo de Oliveira

Department: Electrical Engineering

The objective of this work is to present results of the analysis carried out for reducing current transformer (CT) saturation effects, one of the factors that can severely affect the behavior of a protection system based on distance relays applied to HV and EHV transmission lines. For this, the proposed work uses a methodology for correcting the distorted signals based on artificial neural networks (ANN) and that consists of the application of an algorithm to be added as an extra function to a digital protection system.

Cases of short circuit in a power system are simulated where the CT's operates above the nominal load, what can result in core saturation, depending on the short circuit levels. The effect of the saturation on the performance of the protection system can, then, be visualized when the simulations results are compared with other results related to the ideal non saturated condition.

Several results were obtained from MATLAB simulations containing the modeling of the voltage and current transduction channels of a typical distance protection system. These results allowed to define the architecture and carried out the training of a ANN for correction of the saturation effects and, consequently, of the impedance seen by the distance relay during the fault period. Final simulation results had confirmed the good performance of the application of the ANN's for solution of the problem referred above.

## PRINCIPAIS SÍMBOLOS E VARIÁVEIS

A / D	= analógico / digital
ANEEL	= Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	= corrente alternada
CC	= corrente contínua
CPU	= central processing unit
DCP	= divisor de potencial capacitivo
EMTP	= Eletromagnetic Transient Program
EPE	= Empresa de Pesquisa Energética
IEEE	= Institute of Electrical and Electronics Engineers
MOV	= metal oxide varistor
MATLAB	= Matrix Laboratory
RNA	= rede neural artificial
RTDS	= real time digital simulator
S/H	= sample and hold
TC	= transformador de corrente
TP	= transformador de potencial
$C_1$	= capacitância equivalente superior do DCP
$C_2$	= capacitância equivalente inferior do DCP
$C_F$	= capacitância do filtro analógico
$F_1, F_2$	= fontes equivalentes para o sistema de transmissão CA
$f_P$	= frequência de corte do filtro de Butterworth (Hz)
$f_S$	= frequência síncrona (Hz)
$h_1$	= grau de compensação série do circuito AB de transmissão
$h_2$	= grau de compensação série do circuito BC de transmissão
IEC	= International Electrotechnical Commission
$i_m$	= corrente de magnetização do TC referida ao secundário
$i_{mv}$	= corrente de magnetização do TP referida ao secundário
$i_P$	= corrente no enrolamento primário do TC
$i_{PV}$	= corrente no enrolamento primário do TP

$i'_P$	= corrente no primário do TC referida ao secundário
$i'_{PV}$	= corrente no primário do TP referida ao secundário
$i_R$	= corrente de perdas magnéticas do TC referida ao secundário
$i_{RV}$	= corrente de perdas magnéticas do TP referida ao secundário
$i_S$	= corrente no enrolamento secundário do TC
$i_{SV}$	= corrente no enrolamento secundário do TP
$L_{BV}$	= indutância da carga do transformador de potencial
$L_D$	= indutância do reator do divisor capacitivo de potencial
$L_F$	= indutância do filtro analógico
$L_m$	= indutância de magnetização do transformador de corrente
$L_{mv}$	= indutância de magnetização do transformador de potencial
$L_P$	= indutância do primário do TC referida ao secundário
$L_{PV}$	= indutância do primário do TP referida ao secundário
$L_S$	= indutância do enrolamento secundário do TC
$L_{SV}$	= indutância do enrolamento secundário do TP
$L'_{SV}$	= indutância total no circuito secundário do TP ( $L_{SV} + L_D$ )
$N_1, N_2, N_3$	= potência reativa da compensação em derivação do sistema CA
ONS	= Operador Nacional do Sistema
$R$	= parte resistiva da impedância vista pelo relé de distância
$R_{ad}$	= resistência (adicional) de carga do TC
$R_B$	= resistência do sinal de tensão de saída do TC
$R_{BV}$	= resistência de carga do transformador de potencial
$R_D$	= resistência do reator do divisor capacitivo de potencial
$R_F$	= resistência do filtro analógico
$R_m$	= resistência de perdas magnéticas do transformador de corrente
$R_{mv}$	= resistência de perdas magnéticas do TP
$R_P$	= resistência do enrolamento primário do TC
$R_{PV}$	= resistência do enrolamento primário do TP

$R_S$	= resistência do enrolamento secundário do TC
$R_{SV}$	= resistência do enrolamento secundário do TP
$R'_{SV}$	= resistência total no circuito secundário do TP ( $R_{SV} + R_D$ )
$RTC$	= relação de transformação do transformador de corrente
$RTP$	= relação de transformação do transformador de potencial
SIN	= Sistema Interligado Nacional
$v_{\phi m}$	= tensão induzida pelo fluxo mútuo do TC
$v_{\phi mv}$	= tensão induzida pelo fluxo mútuo do TP
$v_{in}$	= tensão de entrada do filtro analógico no canal de corrente
$v_{inv}$	= tensão de entrada do filtro analógico no canal de tensão
$v_{out}$	= tensão de saída do filtro analógico no canal de corrente
$v_{outv}$	= tensão de saída do filtro analógico no canal de tensão
$v_{0P}$	= tensão fase-neutro desenvolvida no circuito de transmissão no ponto de localização do relé (entrada do DCP)
$v'_{0P}$	= tensão $v_{0P}$ referida ao secundário do TP
$v_P$	= tensão fase-neutro de saída do divisor capacitivo antes do reator do DCP
$v'_P$	= tensão $v_P$ referida ao secundário do TP
$\omega_P$	= frequência de corte do filtro de Butterworth (rad/s)
$\omega_S$	= frequência síncrona (rad/s)
$X$	= parte indutiva da impedância vista pelo relé de distância

# ÍNDICE

<b>1</b>	<b>Introdução.....</b>	<b>01</b>
1.1	Histórico.....	05
1.1.1	Saturação de Transformadores de Corrente.....	05
1.1.2	Correção da Saturação de Transformadores de Corrente via RNA 's.....	11
1.1.3	Algoritmos aplicados à Proteção de Distância.....	13
1.2	Objetivo.....	16
1.3	Estrutura do Texto.....	17
<b>2</b>	<b>O Sistema de Proteção de Distância.....</b>	<b>19</b>
2.1	Relé de Impedância.....	22
2.2	Relé de Reatância.....	25
2.3	Relé Mho ou Relé de Admitância.....	27
2.4	Problemas Associados à Proteção de Distância.....	28
2.4.1	Resistência de Arco Voltaico.....	28
2.4.2	Compensação Série.....	30
2.4.3	Saturação dos Transformadores de Corrente.....	30
2.4.4	Faltas de Alta Impedância.....	31
2.4.5	Oscilação de Potência .....	31
2.5	Transformador de Corrente.....	32
2.5.1	Relação de Transformação do TC.....	33
2.5.2	O Fator de Sobrecorrente do TC.....	34
2.5.3	Classe de Exatidão do TC.....	35
2.5.4	Saturação do Transformador de Corrente.....	35
2.5.5	Modelagem do Transformador de Corrente sob Condições de Saturação..	40
2.6	Filtragem Anti-aliasing.....	42
2.7	Algoritmos de Filtragem Digital.....	44
2.7.1	Algoritmo de Fourier.....	48
2.7.2	Algoritmo Coseno.....	51
<b>3</b>	<b>Redes Neurais Artificiais.....</b>	<b>54</b>
3.1	Funcionamento do Neurônio Biológico.....	57
3.2	Modelo do Neurônio Artificial.....	60
3.3	Tipos de Função de Ativação.....	63
3.4	Arquitetura de Redes Neurais Artificiais.....	67
3.4.1	Redes Feedforward de Camada Única.....	67
3.4.2	Redes Feedforward com Múltiplas Camadas.....	68

3.4.3	Redes Recorrentes.....	69
3.5	Paradigmas de Aprendizagem.....	70
3.5.1	Aprendizado com Professor.....	70
3.5.2	Aprendizado sem um Professor.....	71
3.6	Algoritmo de Aprendizagem para o Perceptron de Múltiplas Camadas.....	73
3.6.1	O Perceptron de Múltiplas Camadas.....	73
3.6.2	O Problema de Treinamento do MLP.....	74
3.6.3	Treinamento do MLP: Algoritmo de Retropropagação.....	75
<b>4</b>	<b>O Sistema Analisado.....</b>	<b>80</b>
4.1	O Sistema de Transmissão.....	80
4.2	Transdução do Sinal de Corrente.....	81
4.3	Transdução do Sinal de Tensão.....	83
4.3.1	Modelagem do Divisor Capacitivo .....	84
4.3.2	Especificação do Divisor Capacitivo e Transformador de Potencial para o Sistema Analisado.....	86
<b>5</b>	<b>Simulações e Análise dos Resultados.....</b>	<b>87</b>
5.1	Definição da Arquitetura da RNA e dos Casos de Treinamento.....	87
5.2	O Conjunto de Condições de Treinamento da RNA.....	94
5.3	Os Resultados Obtidos nas Condições de Treinamento.....	102
5.4	O Resultado Obtido na Condição Intermediária.....	110
5.5	Resultados Obtidos após a Compensação Série.....	120
5.6	Tempo de Processamento da RNA.....	125
<b>6</b>	<b>Conclusões e Recomendações.....</b>	<b>127</b>
	<b>Bibliografia.....</b>	<b>130</b>

## 1 INTRODUÇÃO

A função de todo sistema elétrico de potência é realizar a conexão entre geração e carga com o mínimo de interrupções durante sua operação. Para que isto seja viabilizado, é necessário que os estudos de planejamento incluam a previsão do crescimento da carga, a elaboração de planos ótimos de geração, a constituição de esquemas de interconexão apropriados e, principalmente, a utilização de um conjunto eficiente de proteções.

A previsão de carga é fundamental para que seja assegurado o atendimento do mercado evitando racionamentos de energia e é utilizada para definir as tarifas de uso dos sistemas. A responsabilidade pela previsão de carga do SIN – Sistema Interligado Nacional é atribuída às empresas EPE – Empresa de Pesquisa Energética e ONS – Operador Nacional do Sistema, sendo a EPE responsável pelo planejamento da expansão dos sistemas de geração e transmissão e o ONS pelo planejamento da operação a curto prazo. No caso da expansão do sistema de distribuição de energia, o planejamento é realizado pelas concessionárias de distribuição. A partir de tais planejamentos, a ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica define as tarifas de uso dos sistemas, sempre com o objetivo de racionalizar investimentos no setor elétrico.

A elaboração de programas ótimos de geração deve ter o compromisso com a utilização mais econômica possível dos grupos geradores, com a redução de perdas técnicas e com sua adequada repartição, evitando sobrecargas no sistema. Para o caso das usinas geradoras despachadas centralizadamente, estes programas são elaborados pelo ONS.

Sabe-se que os sistemas de potência crescem tanto em complexidade quanto em tamanho, apresentando correntes de curto circuito cada vez mais elevadas. Portanto, os sistemas de proteção adquirem papel cada vez mais importante com o crescimento dos sistemas elétricos ao longo do tempo. Tais sistemas de proteção devem evitar ou minimizar os efeitos das falhas nos sistemas de potência com um grau elevado de confiabilidade e rapidez.

Assim, para salvaguardar o sistema elétrico, os níveis de corrente de curto-circuito devem ser limitados e/ou disjuntores de maior capacidade de interrupção devem ser considerados. Verifica-se, assim, que há a necessidade de dispositivos de proteção

distintos para as situações anormais de funcionamento do conjunto interconectado ou interligado e para o isolamento dos elementos da rede.

O sistema elétrico deve ser equipado com um sistema composto por diversos dispositivos de proteção, dispostos estrategicamente. Tais dispositivos não atuam de forma independente, mas devem trabalhar de modo que uma anormalidade no sistema elétrico possa ser isolada e removida sem que as outras partes sejam afetadas. Portanto, os dispositivos de proteção devem estar coordenados para operação seletiva, visando isolar as partes defeituosas do sistema, tão próximo quanto possível de sua origem, evitando a propagação das conseqüências, no menor tempo possível, com o objetivo de reduzir danos.

O SIN é projetado para atender ao critério de expansão e operação com (n-1) elementos, ou seja, no caso de falta de um elemento, deve haver outros caminhos alternativos para o suprimento de energia elétrica sem sobrecargas, de forma a permitir a continuidade do fornecimento de energia. Por isso, no momento crítico de um defeito, a continuidade do fornecimento de energia depende do correto funcionamento dos dispositivos de proteção existentes. Para a implantação das funções de proteção, existe um grande número de relés e de esquemas de proteção destinados às partes e equipamentos dos sistemas elétricos.

Os sistemas de distribuição de energia não são planejados para o critério (n-1) e utilizam uma lógica diferente. Tão logo uma falha permanente ocorra, o sistema de proteção retira o alimentador ou parte dele de operação e o restabelecimento da operação fica a cargo da equipe de manutenção, sendo os tempos de restabelecimento regulados pela ANEEL. Aqui, novamente, mas de uma forma diferente, a proteção mantém a função primordial de salvaguardar o sistema e prover a segurança das pessoas.

Nos sistemas de proteção os transformadores de instrumento são componentes fundamentais já que eles fornecem o acesso às altas correntes e tensões do sistema elétrico de potência, por meio de replicas reduzidas dos sinais, as quais são seguras e práticas, permitindo a identificação correta e oportuna das faltas e dos distúrbios na rede. Conseqüentemente, a operação correta de sistema de proteção é dependente do desempenho dos transformadores de instrumento, os quais para operarem corretamente demandam uma reprodução, a mais exata possível, dos sinais de corrente e da tensão durante curto-circuitos e outras faltas no sistema. Entretanto, contrapondo esta

característica altamente desejável, os núcleos dos transformadores de corrente possuem características de não linearidade de excitação, podendo reter nível elevado de fluxo em seu núcleo, o chamado fluxo remanescente.

Nos sistemas elétricos, os equipamentos de medição, controle e proteção utilizam sinais de tensão e corrente, porém com características diferentes de precisão e magnitude destes sinais, motivados pelos custos dos transformadores de instrumentos. Um transformador de medição poderia ser utilizado simultaneamente para a função de proteção se o seu custo não fosse proibitivo.

Sabe-se que as correntes de excitação aumentam mais rapidamente para os pontos acima do joelho da curva de magnetização de um TC, caracterizando a saturação de seu núcleo magnético. Neste caso, a corrente secundária do TC não representa a forma da corrente primária, fato que pode conduzir ao atraso na operação ou ao mal funcionamento dos relés de proteção do sistema.

Para evitar o problema, os relés de proteção poderiam ser projetados para operar alimentados por TC's com grande volume do núcleo, e portanto de alto custo, visando evitar ou reduzir sobremaneira a ocorrência do processo de saturação. Uma alternativa a esta prática seria o uso de algoritmos visando corrigir os efeitos da saturação já na fase do processamento digital. Desta forma, uma reconstituição aproximada do sinal de corrente primária pode ser viabilizada, do ponto de vista técnico, após a aplicação de processamento digital de sinais aos sistemas digitais de proteção.

Inicialmente os computadores digitais foram utilizados em sistemas elétricos de potência para estudos de fluxos de potência, de curto circuito, de estabilidade, de planejamento, etc. O raio de aplicação foi então estendido às aplicações em tempo real para proteção de sistemas, controle de subestações, medições, etc., já que estas aplicações começaram a se mostrar viáveis do ponto de vista da velocidade de processamento das informações, de confiabilidade e preço.

A comunicação fácil entre outros processadores já permite, atualmente, o acesso aos dados em outros níveis de comando e áreas de controle, possibilitando uma proteção mais sistêmica. Desenvolvido o hardware e respeitada sua capacidade de processamento, as características do sistema de proteção podem ser adaptadas via software, sem a intervenção humana e com baixo custo e confiabilidade.

A maior vantagem das técnicas digitais é sua capacidade de contínua

monitoração de falhas em circuitos e funções, assegurando o pleno funcionamento dos equipamentos, garantindo a qualidade do suprimento. Todas essas inovações mudaram os procedimentos de monitoramento, comissionamento, manutenção e expansão do sistema de proteção e dos requisitos de carga dos relés. As reduções nos custos de manutenção, controle e monitoramento do hardware têm conduzido a mudanças drásticas na confiabilidade do sistema e custos de implantação e operação.

Na presente dissertação, o foco é dado à proteção de distância, utilizada principalmente em sistemas de transmissão e de subtransmissão. Este tipo de proteção também se beneficia da tecnologia dos relés micro-processados, com processamento numérico dos sinais e algoritmos inteligentes de avaliação.

A saturação pronunciada do transformador de corrente (TC) no seguimento à ocorrência dos curto-circuitos nos sistemas elétricos pode promover o aumento efetivo da impedância vista pelo relé de distância e resultar no efeito de sobrealcance do relé. Como discutido anteriormente, a utilização de processamento digital de sinais permite que este efeito possa ser corrigido sem o sobredimensionamento do TC.

Uma das técnicas que possibilita a correção das correntes saturadas dos transformadores de corrente e que será objeto de nosso estudo é a que utiliza redes neurais artificiais. Para permitir a execução de casos de verificação da operação da proteção de distância sob condições de saturação dos transformadores de corrente, foram implantadas rotinas em ambiente MATLAB, incorporando modelos do sistema elétrico de alta tensão, do sistema de transdução, aqui incluídos os transformadores de corrente e de potencial, dos sistemas de filtragem e de conversão A/D e do sistema de proteção de distância, este com representação definida por meio de rotinas específicas.

A partir do programa contendo tais modelos, foram feitas diversas simulações de modo a definir a arquitetura e treinar a rede neural artificial para corrigir os efeitos da saturação sobre as impedâncias vistas pelos relés de distância. A visualização de tais impedâncias no plano R–X foi utilizada para validar a metodologia.

## 1.1 HISTÓRICO

A seguir serão analisados alguns trabalhos publicados tratando do problema da saturação de transformadores de corrente, dos métodos para correção desta anomalia, dentre eles a técnica de correção via redes neurais artificiais, e dos algoritmos aplicados à proteção de distância.

### 1.1.1 SATURAÇÃO DE TRANSFORMADORES DE CORRENTE

Na referência [33] os autores apresentam um algoritmo de correção da distorção da corrente secundária devida à saturação do transformador de corrente - TC, identificando a possibilidade de utilização de TC's de medição para a função de proteção, fato que poderia reduzir seus custos e volume e, portanto, viabilizar a produção de disjuntores com TC's integrados.

Os efeitos da saturação foram verificados para faltas em uma linha de 345 kV. Foram considerados diferentes tipos de falta, ângulos e constantes X/R, fluxos remanescentes e casos com e sem religamento do disjuntor. Na modelagem dos equipamentos foram desconsideradas a indutância de dispersão do secundário e a resistência representativa das perdas associadas com a magnetização do TC.

A corrente de magnetização do TC foi estimada, com o cálculo do fluxo em seu núcleo e sua curva de magnetização, e então adicionada a corrente secundária medida. Os autores ressaltam que os transformadores de corrente utilizados na medição possuem uma saturação mais explícita, já que utilizam núcleos menores.

Resultados de testes mostraram que o algoritmo apurou com precisão a corrente secundária considerando variáveis tais como a magnitude da componente CC da corrente primária, o fluxo remanescente, a constante de tempo do circuito primário, a distância até o ponto de falta e o tipo de falta.

Os autores concluem que o algoritmo pode prover a sensibilidade necessária aos relés para detecção de faltas internas com amplitudes de corrente reduzidas e para

promover a melhoria da estabilidade dos relés para faltas externas, além de reduzir a seção do núcleo do transformador de corrente. Isto resulta na redução de seu custo e viabiliza disjuntores com TC's integrados. Adotado o algoritmo proposto, o trabalho indica a viabilidade de utilização de TC's de medição para aplicação em sistemas de proteção.

As referências [19], [25], [26], [27] e [30] apresentam metodologia similar aplicada também a TC's de proteção subdimensionados.

Nas referências [05], [06] e [29] foi apresentado um algoritmo de compensação da distorção da corrente secundária do transformador de corrente causada por saturação e pelo fluxo remanente. O algoritmo inicia compensando a corrente secundária medida, tão logo a saturação tenha sido detectada. O fluxo mútuo no início da saturação fica determinado a partir dos dados disponíveis para a curva de magnetização e é, então, utilizado como valor inicial para o cálculo da excursão do fluxo ao longo do tempo durante o período de falta.

A corrente de magnetização é então estimada e adicionada à corrente medida no secundário. O resultado é uma estimativa da corrente secundária que seria observada se o TC não estivesse saturado, ou seja, uma réplica da corrente primária.

Resultados de testes sob diferentes tipos e localizações de falta e condições assumidas pelos transformadores de corrente (incluindo seu religamento) mostram a eficiência da metodologia, quando considerando a presença da componente unidirecional da corrente primária e do fluxo remanescente. O algoritmo mostrou-se eficiente para aplicações em tempo real.

A referência [24] investiga a influencia do transformador de corrente - TC na operação da proteção de sobrecorrente, alertando para os problemas causados pela má especificação de tais equipamentos em sistemas com altas correntes de falta. Ademais, os autores identificam a necessidade de grandes distâncias entre o transformador de corrente e o relé como um dos maiores responsáveis pela saturação do TC, o que resulta em grandes comprimentos de cabos e do conseqüente aumento da carga em seu secundário. Estes fatores poderiam causar tanto o aumento do tempo de operação do relé de sobrecorrente, quanto a possibilidade de sua não operação ou, ainda, a falta de coordenação com outros dispositivos de proteção.

Para o caso em estudo foi escolhido um "burden" suficiente para causar a

saturação do TC durante faltas assimétricas. Os autores ressaltaram que nenhum método adicional para correção da saturação foi utilizado. Um estudo foi realizado para verificar se a resposta em atraso da proteção de sobrecarga provocaria a má operação ou falta de coordenação com outros dispositivos da proteção.

Simulações computacionais foram executadas, incluindo faltas simétricas e assimétricas com e sem fluxo remanescente no TC. Uma curva tempo x corrente muito inversa foi selecionada para estudar o impacto da saturação do TC na operação da proteção de sobrecorrente.

O caso extremo resultou das simulações da ocorrência de faltas assimétricas de 12 kA, para um sistema com relação  $X/R = 15$  e 80% de fluxo remanescente no núcleo do TC.

Conhecida a corrente primária do TC, os autores ajustaram a corrente de pick-up de modo a avaliar os efeitos da saturação. Realizada a simulação de desempenho do equipamento de proteção de sobrecorrente, os autores observaram que os tempos de operação apresentavam atraso na resposta em caso de ajustes entre 2000 e 7000 A. O dispositivo não respondeu à falta quando a corrente de pick-up foi elevada para 10000 A.

No experimento, a corrente da carga foi variada por faixas para determinar a corrente de pick-up para os elementos de sobrecorrente fase / terra de relés e religadores. Normalmente, ao calcular a corrente de pick-up de elementos de fase, um fator de 2,0 a 2,5 vezes da corrente nominal de carga é incluído visando compensar para o crescimento da carga, condições de operação sob contingência e correntes de inrush na energização. Isto significa que, na maioria de casos, não foi necessário o ajuste da corrente de pick-up para correntes abaixo de 2000 A. Os autores concluem que a saturação do transformador de corrente poderá ser um fator de má operação ou falta de coordenação da proteção de sobrecorrente.

Com apoio do programa EMTP - *Eletromagnetic Transient Program*, o autor da referência [23] compara diferentes técnicas de modelagem computacional para transformadores de corrente no contexto de validação de modelo para um determinado transformador de corrente existente e de relação 1200/5. Os resultados das simulações foram comparados com testes de laboratório executados sobre o TC referido, com ênfase na modelagem da curva de saturação do núcleo do TC.

Para determinar como o número de seções lineares para representação da região saturada da curva de magnetização impacta a exatidão das simulações, os modelos de TC desenvolvidos utilizaram 2, 4, 8, e 16 seções lineares. No primeiro teste foi utilizada a curva do fabricante, com 16 seções lineares, com os resultados obtidos não reproduzindo bem os testes de laboratório. Os autores verificaram que a curva informada pelo fabricante não apresentava resultados condizentes com os obtidos em laboratório, de forma que ajustes nas inclinações das seções das curvas se mostraram necessários. Foram obtidos bons resultados quando uma representação da curva fluxo corrente com apenas duas seções lineares foi utilizada, porém com ajustes em suas inclinações.

Os autores mostram ainda que, para evitar oscilações numéricas, a inclinação da segunda seção não deve ser inteiramente horizontal. As simulações demonstraram, ainda, que a extensão da região não-linear é mais importante do que o número de seções da curva fluxo x corrente.

Na referência [28] os autores ressaltam que os transformadores de corrente são projetados, pela norma ANSI, para suportarem uma corrente de 20 vezes a nominal sem comprometer em mais de 10% a precisão da corrente secundária, esta especificação sendo definida a partir da aplicação de faltas simétricas e condição de regime permanente. Todavia, para faltas assimétricas, a componente unidirecional da corrente primária pode saturar de sobremadeira o núcleo do TC e, ainda, para valores muito menores de corrente.

Os autores demonstram que a corrente de curto circuito pode ser aproximada por uma função genérica, do tipo:

$$I_K = C_1 \cos \omega k + C_2 \text{sen} \omega k + B + \lambda k ,$$

onde  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $B$  e  $\lambda$  podem ser estimados utilizando o método dos mínimos quadrados, a partir de resultados de simulação com o EMTP – *Eletromagnetic Transient Program*. Como veremos a seguir, o método referido pode ser considerado como análogo ao utilizado pela metodologia das redes neurais artificiais, com os coeficientes encontrados se mostrando similares aos pesos da RNA. A aplicação deste método pode resultar em solução eficaz e prática para a compensação em tempo real da saturação do transformador de corrente, sendo capaz de fornecer os sinais de entrada à proteção do sistema de potência com confiabilidade e precisão. Foram executados vários casos de

teste que demonstraram a robustez do método quando considerando diferentes condições de falta e características do transformador de corrente.

Na referencia [17] os autores utilizaram um transformador de corrente de medição para uma aplicação de proteção. Um dos problemas do uso de TC's de medição para a proteção é a elevada saturação experimentada pelo núcleo magnético.

Os autores propuseram, então, um algoritmo baseado na monitoração e correção das componentes harmônicas da corrente secundária do TC, de modo similar ao realizado na referência [28]. O algoritmo foi executado no ambiente MATLAB e avaliado usando os dados de saída de um TC real em um banco analógico de teste. O tempo de operação do protótipo do relé foi comparado aos tempos de operação dos relés convencionais eletromecânicos e estáticos sob várias correntes de falta e relações X/R. Como esperado, quando os relés convencionais foram energizados usando um TC saturado, os tempos de operação se apresentaram prolongados devido à distorção da forma de onda da corrente secundária.

O efeito de correção da saturação do TC foi verificado a partir da aplicação de sua resposta a um algoritmo de simulação da operação de um relé de sobrecorrente de tempo inverso. Os autores observaram que os tempos de operação da proteção, quando considerando as correntes corrigidas, foram similares aos esperados em caso de ausência dos efeitos de saturação.

O trabalho indica que um relé baseado no algoritmo proposto e energizado por um TC fisicamente pequeno utilizado normalmente em aplicações de medição pode ser utilizado em sistemas de proteção. O objetivo principal da pesquisa era a redução de custo e volume dos transformadores de corrente, fato que poderia viabilizar disjuntores de grande capacidade de corrente com TC's internos. Outra possibilidade seria a utilização simultânea do transformador de corrente para o uso em sistemas de proteção e medição.

Na referência [16] o autor compara três métodos de seleção de transformadores de corrente utilizados em sistemas de proteção. São apresentadas as modelagens dos TC's e da corrente de curto do sistema, esta última expressa por:

$$i(t) = I_{pico} \left[ \text{sen}(\omega t + \alpha\varphi) + \text{sen}(\alpha - \varphi)e^{\frac{t}{T}} \right],$$

onde:

$i(t)$ : Corrente instantânea de falta.

$I_{pico}$ : valor de crista da corrente de falta.

$\alpha$ : ângulo de fase no instante da falta

$\varphi$ : ângulo de fase entre tensão e corrente.

$Tl$ : constante de tempo primária.

O autor indica impropriedades no modelo das especificações de TC's apresentadas em diversas normas e sugere modificações que foram testadas em simulações e em laboratório.

As modificações propostas por estes métodos são sugeridas visando selecionar o TC de modo a obter uma predição mais realística de seu tempo de saturação. Os três métodos predizem se um TC satura sob condições de falta, mas não indica a intensidade da saturação ou de seu possível impacto na operação dos relés de proteção.

Na referencia [30] os autores apresentam uma outra técnica para correção dos efeitos de saturação de transformadores de corrente. No trabalho é desenvolvida a modelagem do núcleo magnético do TC, sem qualquer referência à compensação do efeito dos fluxos de dispersão dos enrolamentos. A função inversa foi determinada por meio de processo iterativo e as diferenças entre valores simulados e medidos atribuídas ao fato de a reatância de dispersão não ter sido considerada como uma variável, haja vista que a importância relativa do fluxo de dispersão varia conforme o grau de saturação do núcleo.

Na referencia [11] os autores investigam os modelos matemáticos que poderiam ser utilizados para representar o comportamento não-linear do núcleo magnético em transformadores de instrumento. Eles comparam os resultados de quatro modelos matemáticos de TC's com resultados de laboratório, onde verificaram a similaridade dos resultados.

As características mais significativas para a modelagem do transformador de instrumento foram descritas em detalhes no trabalho. Os autores ressaltam ainda que é imperativo que os relés sejam testados em condições de regime transitório a fim de assegurar um alto grau de precisão de análise. Para esta análise é essencial o uso de programas de simulação transitória para modelar adequadamente os diferentes

componentes do sistema de potência e gerar dados para avaliar o desempenho e a aplicação correta dos relés microprocessados.

### **1.1.2 CORREÇÃO DA SATURAÇÃO DE TRANSFORMADORES DE CORRENTE VIA RNA'S**

Na referência [18] é demonstrada que uma rede neural artificial – RNA é capaz de corrigir numericamente a saturação dos TC's, inclusive para sinais com alto nível de componentes harmônicas. Experiências foram realizadas com sinais em regime permanente e transitório.

Os autores observam que a arquitetura da rede neural poderia ser reduzida caso se utilizasse RNA's recorrentes, porém este efeito não foi testado no trabalho. O estudo mostrou que um possível problema seria a velocidade de processamento. Um protótipo utilizando um microcontrolador foi projetado e os testes em tempo real foram conduzidos usando sinais de corrente.

Na referência [10] os autores apresentam o uso de uma RNA utilizada na correção das distorções das formas de onda da corrente secundária do transformador de corrente.

A RNA foi projetada com uma estrutura simplificada de modo a minimizar o uso de processamento e memória quando executada como módulo de dispositivos de proteção. A rede foi desenvolvida usando resultados obtidos com o programa MATLAB e treinada usando dados de transformadores de corrente reais. Foi observado no trabalho que a RNA apresentou bons resultados em aplicações em tempo real, fornecendo boas estimativas da corrente primária do TC.

No trabalho os autores realizaram o treinamento da RNA com dados de um sistema real, fato que evitou a utilização de resultados com as aproximações das condições de sistema típicas de modelos simplificados do circuito magnético.

Na referencia [09] os autores apresentaram uma rede neural artificial – RNA para corrigir as distorções na forma de onda do secundário dos TC's causadas pela saturação de seu núcleo. A RNA foi treinada para encontrar a função inversa do núcleo do TC.

Segundo os autores, uma solução para evitar a saturação dos TC's seria

aumentar seu núcleo ou utilizar materiais que possam suportar grandes densidades de fluxo, ambas as alternativas possuindo alto custo de implantação.

Foi utilizada uma RNA de propagação avante (feedforward) com a seguinte arquitetura: duas camadas intermediárias, sendo 32 neurônios de entrada, 10 neurônios para a primeira camada intermediária, 6 para a segunda camada intermediária e 1 neurônio para a camada de saída. O sistema é amostrado a uma taxa de 32 amostras por ciclo, sendo este número o motivo para o número de neurônios da camada de entrada.

Para treinar a rede neural foram utilizados magnitudes de correntes de falta simétrica com valores eficazes de 5, 8, 10, 13 e 15 kA e fator X/R de 5, 10 e 20 provenientes de simulações do software EMTP – Eletromagnetic Transient Program.

Os resultados mostraram a eficiência do método, tendo os tempos de processamento se mostrando compatíveis com as necessidades de aplicações em tempo real.

Na referencia [20] os autores ressaltam que com o avanço da tecnologia e com a redução dos preços dos processadores digitais, os métodos de compensação da saturação estão se tornando cada vez mais viáveis. Neste contexto, é apresentado um método utilizando RNA's para estimar a corrente primária do TC saturado. A técnica é demonstrada utilizando um modelo do EMTP e dados reais de um TC. A viabilidade de executar o algoritmo em tempo real é demonstrada por meio da aplicação do algoritmo em processadores digitais, utilizando a linguagem assembler.

Com a aplicação da técnica referida, demonstrou-se a viabilidade de produzir uma saída que seja uma estimativa ponto a ponto da corrente primária. Uma outra vantagem é que a rede pode ser treinada com saída de TC's reais, evitando as aproximações do sistema associadas aos modelos simplificados de circuito magnético.

Na referência [32] os autores apresentam uma técnica alternativa para a correção de formas de onda distorcida provenientes da saturação dos dispositivos transformadores de corrente através das ferramentas inteligentes baseadas em RNA's Recorrentes.

Para isso, os autores utilizaram simulações no EMTP - Eletromagnetic Transient Program para simular curto-circuitos em um transformador de potência e, assim, verificar a influencia do TC sobre o desempenho da proteção diferencial.

Inicialmente os autores ressaltam que os TC's estão presentes em sistemas

elétricos de potência com a finalidade de proteção e medição, sendo altamente suscetíveis à saturação. A simulação de um transformador de potência foi realizada a fim de gerar os dados de treinamento e testes para as RNA's. Muitas arquiteturas de redes neurais artificiais foram treinadas e testadas, sendo que as melhores configurações obtidas foram às arquiteturas recorrentes de Elman.

O método desenvolvido mostrou-se eficiente em busca do objetivo proposto. Os autores concluem que a aplicação de RNA's constitui uma nova e importante etapa na metodologia de análise de sinais oriundos de TC's na busca de um melhor desempenho de funções de proteção, medição e oscilografia de sistemas elétricos de potência.

### **1.1.3 ALGORITMOS APICADOS À PROTEÇÃO DE DISTÂNCIA**

Na referencia [14] os autores apresentam uma análise do comportamento dos algoritmos de filtragem digitais de Fourier, Seno e Coseno para o cálculo das impedâncias de falta, considerando as distorções dos sinais devido à saturação dos transformadores de corrente. O trabalho ainda mostra a influencia do tamanho da janela de aquisição e do tipo de filtro analógico.

No trabalho são analisados as respostas em frequência dos filtros de Fourier, Coseno e Seno, além das respostas dos filtros anti-aliasing Butterworth e Chebyshev. Os efeitos da resposta da proteção de distancia são verificados para os casos de distorções nos transformadores de instrumentos.

Para a filtragem digital, os autores observaram que as janelas de um e dois ciclos apresentaram as melhores respostas, sendo que a primeira se mostrou, obviamente, mais rápida. Quanto ao filtro analógico anti-aliasing, foi observado que o mesmo deve apresentar resposta satisfatória na condição de regime permanente senoidal e com características transitórias rapidamente amortecidas.

Para correntes com componente de decaimento exponencial, os melhores resultados foram observados para as janelas de um ciclo, pois convergem mais rapidamente ao valor da impedância final de falta, acelerando a decisão de trip da proteção de distância. Foi observado, ainda, o efeito da saturação do TC no sentido de conduzir a um atraso na operação do relé de distância ou mesmo à sua não operação.

Na referencia [02] os autores demonstram que a saturação dos TC's pode

introduzir erros na atuação dos relés de proteção de distância. Foram analisados casos de faltas com algoritmo de Fourier de janela de ciclo completo, observado-se que os erros na reatância vista pelos relés não foram tão significantes. Entretanto, a distorção provocada pelos transitórios na forma de corrente secundária traz erros evidentes no cálculo das resistências vistas.

O algoritmo é similar ao da referência [28]. Para o caso analisado, os autores observaram que a saturação é periódica e ocorre em um intervalo de tempo que permite que o cálculo seja completado antes que o transformador de corrente sature. Então, o algoritmo é repetido a cada ciclo, durante intervalos não saturados.

Os erros no cálculo da amplitude da componente fundamental de corrente primária foram menores que 10 % e o erro de ângulo menor de 4 graus.

Na referência [04], o autor faz uma análise e estudo comparativo de filtros digitais. Foram dados dois enfoques ao estudo. Primeiramente foram estudados os filtros digitais não recursivos baseados na teoria de Fourier e funções Walsh e em seguida foram estudados os filtros digitais recursivos baseados na teoria do filtro de Kalman e novamente na teoria de Fourier. O filtro não recursivo de Fourier apresentou melhores resultados que o filtro baseado na teoria das funções Walsh para os sinais de tensão, pois elimina eficientemente os harmônicos de alta frequência presentes nestes sinais. Contudo, seus resultados são afetados pelo componente CC dos sinais de corrente, enquanto que o filtro de Walsh apresentou melhores resultados onde a presença do componente CC foi mais acentuada, ou seja, nas fases envolvidas com a falta. Com relação aos filtros recursivos, também pode ser visto que em todos os casos estudados, tanto o filtro de Kalman como o filtro de Fourier recursivo apresentaram resultados equivalentes na eliminação dos harmônicos de alta frequência presentes nos sinais de ruído de tensão. Entretanto, para os sinais de ruído de corrente onde há predominância do componente CC, o filtro de Kalman apresentou melhores resultados em relação ao filtro de Fourier recursivo.

O autor ainda expõe que uma dificuldade da implementação do filtro de Kalman para estimação das componentes fundamentais (60Hz) dos sinais de tensão e corrente é a necessidade de um estudo estatístico das condições iniciais do sistema e dos sinais de ruído. Comparando-se os filtros digitais não recursivos com os filtros digitais recursivos apresentados neste trabalho, foi ressaltado que os filtros não recursivos apresentam a vantagem de ter uma fácil implementação computacional em relação ao filtro de

Kalman, especialmente quando é usada uma janela de amostragem de ciclo completo. Para proteção digital, os filtros digitais recursivos mostram uma vantagem muito importante em relação os filtros não recursivos que é a de apresentarem resposta, mesmo que não muito satisfatória, a partir da entrada da primeira amostra da janela de dados. A resposta dos filtros não recursivos, por sua vez, só é obtida depois do preenchimento total da janela amostral de dados.

Nos estudos não foi utilizado uma pré filtragem por meio de filtros analógicos, fugindo da condição real da proteção.

Na referência [13] o autor propõe a implementação de um sistema de proteção aplicando-se a teoria de RNA's. Para isso o autor criou um banco de dados, gerado por meio de simulações computacionais com o software Alternative Transients Program (ATP), descrevendo então, situações em que o sistema de proteção deveria ou não atuar. Analisou-se, por meio de RNAs implementadas pelo uso do software Neural Works, a possibilidade da aplicação de um modelo completo de proteção para linhas de transmissão (detecção, classificação e localização da falta), atentando-se ao princípio de funcionamento do relé digital de distância e imprimindo ao mesmo uma característica adaptativa no que diz respeito às mudanças operacionais.

No trabalho, a proteção de distância baseada em RNA's não usa explicitamente a informação da impedância como base de informação, mas sim, aprende a partir de exemplos apresentados durante o processo de treinamento. A aproximação por RNA's trabalha como um classificador de padrões e está hábil a detectar, classificar e localizar, rápida e precisamente, alterações nas condições de operação do sistema e, consequentemente, resulta em melhoria no desempenho dos relés digitais convencionais.

O autor conclui que a vantagem observada da aplicação de RNA's na proteção de distância é que, uma vez que o treinamento esteja completo, a RNA é capaz de fornecer as saídas desejadas não somente para as entradas conhecidas que foram apresentadas na fase de treinamento, mas também resposta plausível para qualquer entrada. Esta capacidade de generalização das RNA's é implementada a partir de exemplos conhecidos, evidenciando a tolerância a ruídos que porventura possam ocorrer no sistema analisado e imprimindo à proteção digital uma característica adaptativa. Somada às características inerentes ao modelo neural, destaca-se a flexibilidade alcançada por meio do uso de um sistema digital. O algoritmo computacional desenvolvido considera uma lógica de ativação seqüencial dos módulos neurais

implementados e pode ser facilmente incorporado às implementações em hardware do sistema de proteção.

## 1.2 OBJETIVO

O objetivo deste trabalho é apresentar, analisar e mitigar os efeitos da saturação de transformadores de corrente, um dos fatores que afetam o desempenho de um sistema de proteção de distância aplicado a linhas de transmissão de alta e extra alta tensão. Para isso, o trabalho proposto nesta dissertação utiliza uma metodologia de correção dos sinais distorcidos dos transformadores de corrente, baseada em RNA's. Esta metodologia resulta em um algoritmo que pode ser implementado como uma função extra de um sistema de proteção digital.

Para dar suporte a esta discussão, um sistema elétrico de potência, composto por dois circuitos simples em 500 kV, compensados por capacitores série, com equivalentes de curto-circuito em seus terminais, é representado no programa MATLAB a partir da chamada de rotinas específicas criadas para representação de cada um de seus elementos.

Relativamente ao sistema de proteção de distância considerado, os mesmos modelos apresentados em [31] e [34] foram utilizados tanto na representação analógica dos transformadores de corrente, dos transformadores de potencial, dos divisores de potencial capacitivo e dos filtros de Butterworth dos dois canais de tensão e corrente. Entretanto, diferentemente de [31], onde todo o sistema de proteção foi representado em programa computacional escrito em linguagem FORTRAN, e de [34], onde foi modelado com recursos do SIMULINK/MATLAB, no presente trabalho o sistema elétrico de potência foi modelado no SIMULINK/MATLAB e o sistema de proteção modelado e implementado por rotinas criadas em ambiente MATLAB.

Em seguida, são simulados casos em que os transformadores de corrente estão ou subdimensionados ou sobrecarregados, fatores que podem contribuir para menor ou maior efeito de saturação do núcleo de tais dispositivos. Este efeito pode perturbar o bom desempenho do sistema de proteção de distância. Para verificação dos efeitos de saturação dos transformadores de corrente, foi realizado um conjunto de simulações executadas no programa MATLAB.

Implementadas as simulações, os efeitos da saturação dos transformadores de corrente sobre o desempenho da proteção de distância do sistema elétrico são analisados e comparados com aqueles associados à presença de sinais ideais.

De posse dos sinais de corrente ideais e dos sinais distorcidos provocados pela saturação do núcleo, estes são aplicados ao sistema de filtragem analógica e digital, sendo posteriormente discretizados. Tais sinais foram utilizados para definição da arquitetura e treinamento da rede neural artificial de modo a corrigir a distorção atribuída à saturação.

Simulações foram realizadas de modo a demonstrar os efeitos da correção das distorções, via redes neurais artificiais, sobre o desempenho da proteção de distância. O objetivo é a validação da metodologia proposta.

### **1.3 ESTRUTURA DO TEXTO**

Para apresentar e analisar todos os aspectos apresentados anteriormente, esta dissertação de mestrado foi organizada em seis capítulos, a saber:

O capítulo 1 apresenta aspectos gerais da proteção de sistemas elétricos, com ênfase em particularidades associadas à proteção de distância e à saturação de TC's. Em seguida são analisados artigos selecionados sobre assuntos ligados ao tema da dissertação.

No capítulo 2 são apresentados alguns fundamentos e conceitos de caráter geral associados as aplicações dos sistemas de proteção de distância e algumas informações de interesse sobre a especificação, faixa de utilização e comportamento dos transformadores de corrente responsáveis pelas transduções de corrente nestas aplicações. Também são ressaltadas algumas características básicas do filtro anti-aliasing e dos filtros digitais empregados no presente trabalho.

No capítulo 3 são discutidas as principais características das redes neurais artificiais, dentre elas a adaptabilidade e generalização, fatores de suma importância para a proteção dos sistemas elétricos de potência. As características acima referidas exibidas pelas redes neurais artificiais conferem a elas capacidade de resolução de problemas de solução complexa na forma tradicional. É o caso da definição da função

inversa do transformador de corrente sob condições de saturação de seu núcleo.

O capítulo 4 descreve as características gerais do sistema elétrico analisado e apresenta informações sobre a modelagem de seus componentes. A questão da saturação do núcleo dos transformadores de corrente e de seus efeitos sobre a forma de onda e valor eficaz da corrente secundária é também analisada a partir da especificação destes transformadores.

O capítulo 5 apresenta as premissas utilizadas, as ferramentas e metodologia usadas nas simulações e, ainda, os resultados dos cálculos de corrente de curto-circuito no ponto de localização do sistema de proteção de distância. A partir da especificação apropriada do transformador de corrente, a saturação dos TC's no estudo é induzida pela inserção de resistência de carga adicional, acima de seu valor nominal.

Os casos iniciais de simulação de curto-circuito executados são descritos e as dificuldades encontradas para a proteção de distância do sistema de transmissão frente à saturação dos TC's são apresentadas. Em seguida, resultados posteriores de simulação são discutidos e analisados, fornecendo subsídio para a definição da arquitetura da rede neural artificial e seu treinamento. Definida e treinada a rede, simulações são realizadas para verificação da viabilidade da correção da saturação e seus efeitos finais.

O capítulo 6 apresenta as conclusões finais e enumera sugestões de temas para trabalhos de pesquisa futuros.

Finalmente, as referências bibliográficas utilizadas no trabalho são apresentadas.

## 2 O SISTEMA DE PROTEÇÃO DE DISTÂNCIA

Neste capítulo são apresentados alguns fundamentos e conceitos de caráter geral associados às aplicações dos sistemas de proteção de distância e algumas informações de interesse sobre a especificação, faixa de utilização e comportamento dos transformadores de corrente responsáveis pelas transduções de corrente nestas aplicações. Também são ressaltadas algumas características básicas do filtro anti-aliasing e dos filtros digitais empregados no presente trabalho.

A energia elétrica pode ser transportada a longas distâncias sem grandes perdas quando a tensão de transmissão é aumentada a níveis que hoje alcançam 1000 kV [07]. A capacidade de transmissão de uma linha de transmissão trifásica de alta tensão AT ou extra-alta tensão EAT pode ser expressa por seu limite térmico de operação contínua e que normalmente excede um pouco sua potência natural ou potência de surto. A potência natural pode ser expressa pela seguinte equação:

$$P = \frac{E^2}{Z_0} \quad (1)$$

onde:

***P***: potência natural de surto;

***E***: tensão eficaz fase-fase;

***Z<sub>0</sub>***: impedância de surto da linha, em torno de 150 a 250 ohms;

A potência natural de surto representa o nível de potência elétrica transmitida pela linha de AT ou EAT para a qual seus requisitos de potência reativa são produzidos pelas próprias capacitâncias inerentes à linha sem compensação série ou em derivação. Os requisitos de potência reativa para permitir a transferência de potência entre os níveis de potência natural e de limite término e, ainda, para a operação dos reatores de sua compensação em derivação são, normalmente, supridos pelo sistema elétrico nos pontos de sua interligação com a linha referida.

Dentre os componentes de um sistema elétrico de potência, a linha de

transmissão indicada na Figura 01 é o elemento mais susceptível a faltas. Ela fica exposta a riscos tais como intempéries, descargas atmosféricas e outros. A prática demonstra que entre 70 a 80% das faltas nas linhas de transmissão ocorre entre o condutor de uma das fases e a terra. Um menor número de faltas refere-se àquelas que envolvem as três fases, em torno de 5% [03].

Os relés de sobrecorrente são normalmente inadequados para aplicação à proteção de linhas de alta tensão e extra-alta tensão, dada sua velocidade de operação relativamente baixa e às dificuldades de coordenação e seletividade. As limitações associadas a estas características conduziram ao desenvolvimento dos relés de distância.

As funções básicas dos relés de distância são a de medição da impedância e a de comparação com o valor de referência, ou *pick-up*, criando uma zona ou característica de operação no plano R-X definida pela linha limiar de operação. Quando a impedância vista pelo relé se localiza dentro desta característica de operação, como deve ocorrer em caso de condição de falta em qualquer ponto da zona de proteção da linha, o relé tomará as decisões necessárias, entre elas a abertura do disjuntor [07].

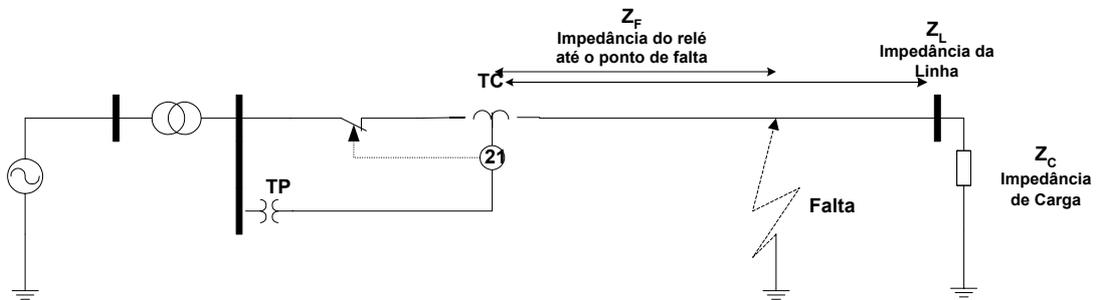
A impedância vista pelo relé em condições normais de operação é normalmente muito superior à impedância de referência delimitada pela característica de operação do relé de proteção. Entretanto, para uma falta ao longo da linha, a impedância vista pelo relé excursiona rapidamente entre a situação de operação normal e a condição de falta dentro da característica de operação do relé, levando-o a atuar, como pode ser observado na Figura 02.

Ao contrário do relé de sobrecorrente que possui uma única entrada, o relé de distância possui, normalmente, duas entradas, uma polarizada por tensão e a outra polarizada pela corrente no ponto de localização da proteção. Considerando, portanto, a relação linear entre estas duas grandezas monitoradas pela proteção a partir das saídas de seus transformadores de potencial e de corrente alimentadores do sistema de proteção, a possibilidade de operação do relé de distância não depende diretamente dos valores de tensão e corrente, mas somente da divisão entre as amplitudes destas duas grandezas. O valor obtido deve representar a impedância de seqüência positiva do trecho da linha de transmissão envolvido no loop (malha) de falta.

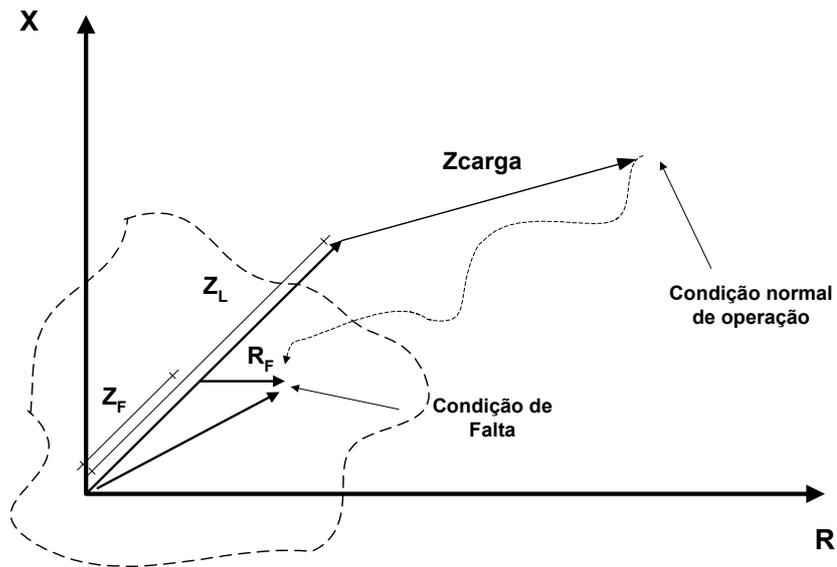
As condições que definem o limiar de operação do relé podem ser visualizadas por meio do diagrama R-X, no qual a impedância vista pelo relé de proteção é indicada

no plano complexo. A parte real desta impedância representa a resistência do loop de falta enquanto a parte imaginária indica a reatância vista pelo relé de proteção. Uma das dificuldades para a correta discriminação do posicionamento da falta pelo sistema de proteção é que a malha de falta pode incluir a resistência de arco.

Nos itens seguintes apresentaremos os três principais tipos de proteção de distância e que se diferenciam, basicamente, pelas características de seus sinais de polarização. As Figuras 01 e 02, abaixo, indicam uma representação simplificada do sistema de transmissão e da localização da falta ao longo de sua extensão e uma visualização das impedâncias envolvidas no plano R – X.



**Figura 01 – Sistema de transmissão e representação de falta na linha.**



**Figura 02 – Diagrama R-X e representação da excursão da falha.**

## 2.1 RELÉ DE IMPEDÂNCIA

O relé de impedância mede continuamente a corrente e a tensão do loop de falta, monitorando a impedância vista pelo relé. A corrente de polarização pode ser vista como a grandeza de operação enquanto o sinal de tensão é a grandeza de restrição à operação. Durante condições de curto circuito, aumenta a probabilidade de operação em razão da redução da impedância do loop de falta que acompanha a redução da tensão e o aumento das correntes de curto associados aos sinais de polarização do relé. Este atua acionado por correntes de maior amplitude e sua operação fica menos restrita em razão dos menores níveis do sinal de polarização por tensão. No caso do relé convencional eletromagnético, este opera quando a força de operação excede a força de restrição. Na estrutura de balanço eletromagnética associada ao relé de viga balanceada, as forças de operação e restrição são proporcionais ao quadrado do fluxos magnéticos ( $\phi^2$ ) produzidos por suas bobinas de tensão e de corrente, de forma que:

$$F_{\text{operação}} = K_{\text{operação}} \times I^2 \quad (2)$$

$$F_{\text{restrição}} = K_{\text{restrição}} \times V^2 \quad (3)$$

Portanto, o relé comandará a atuação da bobina de operação do disjuntor se:

$$K_{\text{operação}} \times I^2 \geq K_{\text{restrição}} \times V^2 \quad (4)$$

$K_{\text{restrição}}$  e  $K_{\text{operação}}$  são constantes. A impedância vista pelo relé será dada por:

$$\frac{V^2}{I^2} = Z^2 \leq \frac{K_{\text{operação}}}{K_{\text{restrição}}} \quad (5)$$

o que resulta em operação do relé se:

$$Z \leq \sqrt{\frac{K_{\text{operação}}}{K_{\text{restrição}}}} \quad (6)$$

A quantidade à direita do sinal de desigualdade pode ser interpretada como o

raio do círculo característico de operação do relé de impedância. Portanto, a operação da proteção ocorrerá quando a impedância vista por este relé se situar dentro do círculo com centro na origem do diagrama R-X. Observe que :

$$R = \text{Re}(Z) = \text{Re}\left(\frac{V}{I}\right) \quad (7)$$

$$X = \text{Im}(Z) = \text{Im}\left(\frac{V}{I}\right) \quad (8)$$

Considere a falta direta na linha, onde  $Z \angle \theta$  é a impedância de linha do relé até o ponto de falta. Podemos escrever, então:

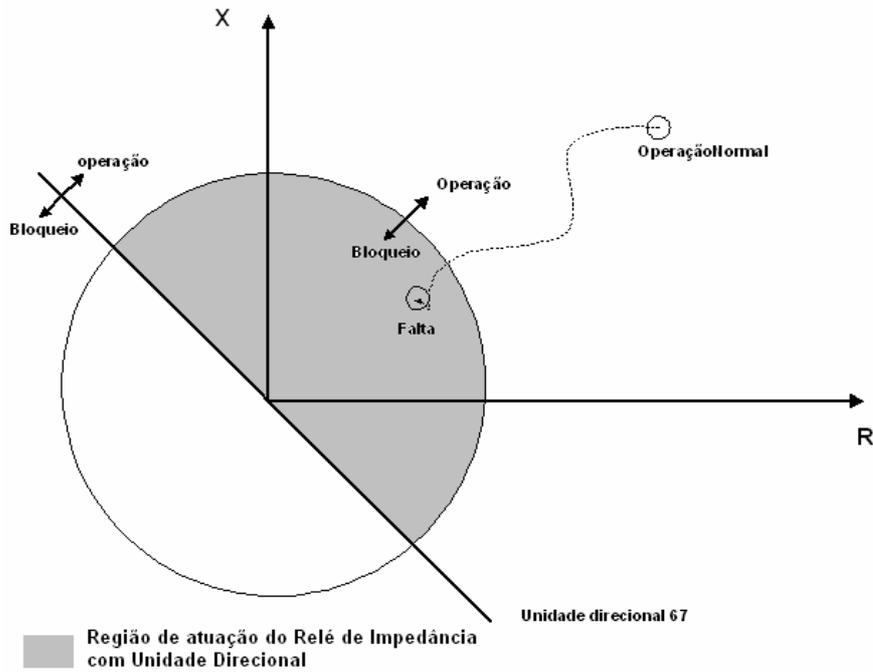
$$V = I Z \quad (9)$$

Correlacionando com as tensões e corrente no primário dos transdutores de tensão e corrente, teremos então a impedância de linha envolvida com a falta:

$$\frac{V_L}{I_L} = \frac{V_{RTP}}{I_{RTC}} = Z_L \angle \theta = Z \frac{RTP}{RTC} \angle \theta \quad (10)$$

Para análise da proteção de distância é utilizado o diagrama R-X, em que a impedância de falta é superposta às características de operação e bloqueio do relé. O círculo define o limiar de operação / bloqueio do relé, conforme pode ser observado na Figura 03. A impedância  $Z_S$  vista do ponto de localização da proteção é, portanto, independente da impedância da fonte, ao contrário do que ocorre com o relé de sobrecorrente.

Como a atuação do relé de impedância apresenta características não direcionais e é desejada a operação para curtos apenas na direção avante e a não operação da proteção para curtos reversos, a operação da proteção deste relé deve ser supervisionada pela atuação de um relé direcional. O objetivo é, portanto, restringir a área de atuação do relé de distância supervisionado pelo relé direcional apenas para curtos na direção avante. Isto é ilustrado na Figura 03, na qual a área sombreada representa a área efetiva de operação deste relé, agora com característica direcional de operação.



**Figura 03 – Características direcional de operação do relé de impedância.**

A unidade direcional (relé 67) possui a seguinte função de restrição/operação:

$$Conjugado = K \times I \times I_v \times \text{sen}(\hat{I}_v, I) \quad (11)$$

O relé direcional eletromecânico pode ser considerado como sendo um dispositivo wattimétrico, no qual o máximo conjugado ocorre quando o ângulo entre os fasores corrente  $I_v$ , de sua bobina de tensão e corrente  $I$  em sua bobina de corrente é de  $90^\circ$ . Já os conjugados nulos que definem as condições de transição para a faixa de não operação ocorrem quando o ângulo entre estes fasores é de  $0^\circ$  ou  $180^\circ$ . Uma defasagem entre os sinais de corrente  $I$  e  $I_v$ , pode ser inserida de modo a possibilitar o controle do ângulo de máximo conjugado. Esta providência pode ser adotada em conjunto com a escolha de tensão de polarização adequada associada a ligações alternativas de  $30^\circ$ ,  $60^\circ$  ou  $90^\circ$ . Para evitar rotação contínua do rotor na direção de conjugado positivo e operação, o dispositivo é equipado com uma mola de restrição. Um pequeno batente impede a rotação na direção de não operação.

O relé de impedância pode ser projetado para comando de operação de outros contatos quando a impedância vista pela proteção durante o defeito cruza com outros círculos característicos centrados também na origem do plano complexo (zonas de

proteção secundária e terciária). Os limites destas zonas de proteção normalmente alcançam para além do terminal remoto da linha de transmissão. Geralmente são utilizadas três zonas de proteção, sendo a primeira instantânea e a segunda e terceira temporizadas. Geralmente a primeira zona de proteção do relé cobre 80 a 90% da linha (proteção primária), enquanto a segunda e terceira zonas cobrem, respectivamente, 20 a 50% e 100% da linha vizinha mais curta, como pode ser observado na Figura 04.

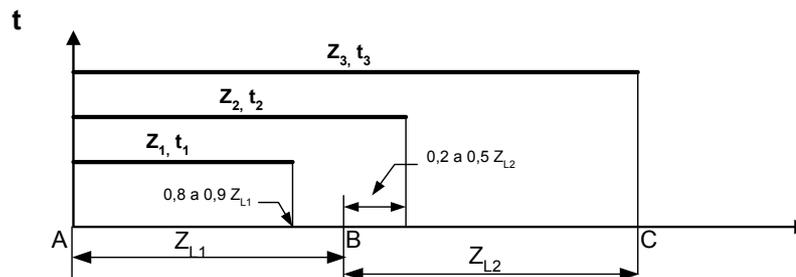


Figura 04 – Características de temporização e alcance das zonas de um relé de distância.

## 2.2 RELÉ DE REATÂNCIA

O relé de reatância é um relé atuado por corrente com restrição direcional de tensão e modelo definido pelas expressão (12) indicada a seguir:

$$\text{Conjugado} = K_1 \times I^2 - K_2 \times V \times I \times \cos(\phi - \tau) - K_3 \quad (12)$$

$$\frac{V}{I} \times \cos(\phi - \tau) = \frac{K_1}{K_2} = \text{constante} \quad (13)$$

A expressão (13) representa a equação da característica limite de operação, obtida fixando-se conjugado nulo em (12) e desprezando a pequena amplitude da constante  $K_3$ .  $\phi$  representa o ângulo de avanço do fasor corrente de polarização  $I$  em relação ao fasor tensão de polarização  $V$  e  $\tau$  indica o ângulo  $\phi$  na situação de máximo conjugado.  $K_3$  representa o efeito bastante pequeno de uma mola de restrição ao movimento e cuja função é permitir o pronto restabelecimento do relé para nova operação após a anulação da corrente  $I$  que ocorre no seguimento à atuação do

mecanismo de desligamento do disjuntor acionado pelo relé referido.

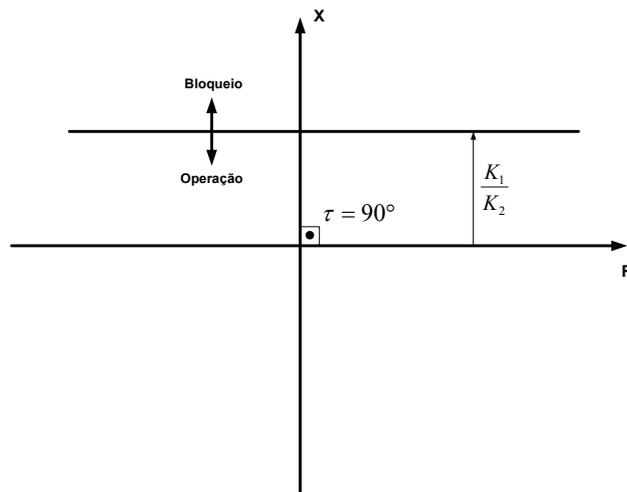
Fazendo  $\tau = 90^\circ$  na expressão (13), temos:

$$\frac{V}{I} \times \cos(\phi - 90^\circ) = c^{te} \quad (14)$$

$$\frac{V}{I} \times \text{sen}(\phi) = c^{te} \quad (15)$$

$$Z \times \text{sen}(\phi) = X = c^{te} = \frac{K_1}{K_2} \quad (16)$$

A Figura 05, a seguir, apresenta a característica limiar de operação do relé de reatância.



**Figura 05 – Característica de operação do relé de reatância no plano R – X.**

Pelo fato de se tratar de um relé de características abertas, este se torna inconveniente quando não supervisionado por um outro relé com característica fechada no plano R-X. Se isto ocorrer, o relé irá operar para qualquer condição de carga com fator de potência avançado e mesmo para condições de carga puramente resistivas e indutivas aquém de um determinado grau. A grande vantagem deste relé reside no fato de que ele é insensível ao efeito das resistências de arco voltaico. Neste aspecto, a utilização deste relé se torna interessante nas aplicações de proteção de linhas curtas nas quais a resistência de arco tem grande influência no valor da impedância total da linha

### 2.3 RELÉ MHO OU RELÉ DE ADMITÂNCIA

O relé Mho, ou relé de admitância é atuado por unidade direcional e restrito por tensão. A característica de operação e bloqueio é dada pela expressão a seguir:

$$\text{Conjugado} = K_1 \times V \times I \times \cos(\phi - \tau) - K_2 \times V^2 - K_3 \quad (17)$$

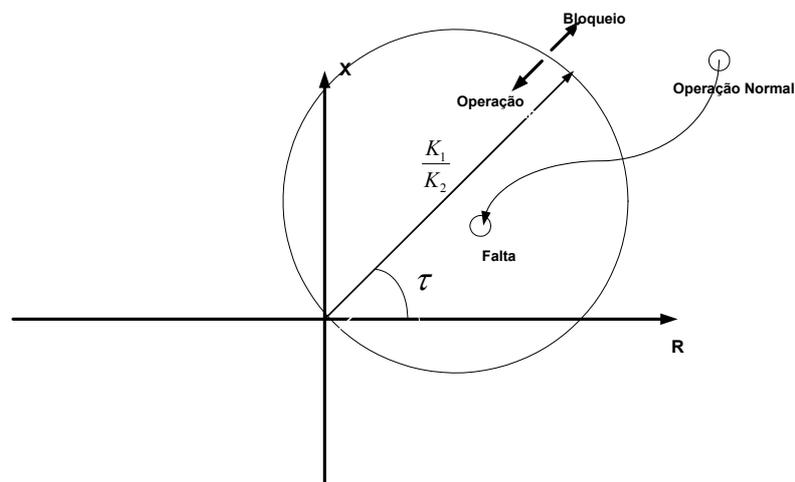
Fazendo  $K_3=0$ , temos:

$$\text{Conjugado} = K_1 \times V \times I \times \cos(\phi - \tau) - K_2 \times V^2 - K_3 \quad (18)$$

$$K_1 \times V \times I \times \cos(\phi - \tau) = K_2 \times V^2 \quad (19)$$

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{K_1}{K_2} \times \cos(\phi - \tau) \quad (20)$$

A característica limiar de operação do relé mho, dada pela expressão (20), pode ser observada na Figura 06, a seguir.  $K_1 / K_2$  representa o comprimento do diâmetro do círculo limite.



**Figura 6 – Características de operação bloqueio do relé de admitância.**

Inicialmente o relé calcula, a partir dos sinais de tensão e corrente, a impedância de falta  $Z$  e o ângulo de fase  $\phi$  associado. O diâmetro  $K_1/K_2$  e o ângulo de inclinação  $\tau$  são definidos no comissionamento e nas revisões de ajuste.

O relé de admitância, por ser inerentemente direcional e apresentar uma característica de operação no plano R-X mais restrita às vizinhanças do lugar geométrico da impedância da linha a ser protegida, apresenta imunidade um pouco maior às oscilações de potência e pode apresentar melhor acomodação ao efeito do arco voltaico, especialmente quando considerando aplicações de proteção a linhas longas. Pode-se, ainda, considerar uma inclinação adicional do círculo característico, além daquela associada à inclinação da impedância da linha de transmissão. O relé mho continua sendo muito utilizado em linhas longas, sobretudo para detectar curto-circuitos de fase. Ultimamente, porém, tem cedido lugar para os relés numéricos com características multifuncionais quadrilaterais.

Faltas muito próximas ao relé, de 0 a 4% da linha de transmissão, podem causar má operação. Este inconveniente pode ser solucionado nos relés eletromecânicos, parcial ou integralmente, pela especificação de um circuito ressonante com capacitor que memoriza a tensão pré-falta. Para os relés numéricos, pode-se ainda recorrer ao efeito de um filtro ressonante a 60 Hz, posicionado ao final do processamento analógico do canal de sinal de corrente do relé.

## **2.4 PROBLEMAS ASSOCIADOS À PROTEÇÃO DE DISTÂNCIA**

A seguir são listados alguns dos principais problemas relacionados à utilização da proteção de distância, dentre eles a da saturação do transformador de corrente.

### **2.4.1. RESISTÊNCIA DE ARCO VOLTAICO**

As componentes de resistência de falta, dentre as quais se incluem a resistência de arco voltaico, a resistência de pé de torre e as resistências de contato do condutor com a terra se tornam especialmente importantes para linhas curtas que apresentam impedância indutiva longitudinal normalmente baixa. De alguma forma, o engenheiro de proteção deverá prever o aparecimento de arco voltaico e fazer com que o relé trabalhe corretamente mesmo diante de sua presença.

As características dos relés de reatância são praticamente indiferentes ao

aparecimento do arco voltaico enquanto que a extensão de alcance resistivo dos reles quadrilaterais deve ser convenientemente especificada. Um valor aproximado para o calculo da resistência de arco pode ser dada por:

$$R_{arco} = \frac{28708 \times l}{I^{0,4}} \quad (21)$$

onde:

$R_{arco}$ : resistência de arco [ $\Omega$ ];

$l$ : comprimento de arco [m];

$I$ : corrente de falta [A];

Caso exista vento na região da falta, o alongamento de seu comprimento pode ser considerado por:

$$l = e + 3 \times v \times t \quad (22)$$

onde:

$e$ : espaçamento inicial [m];

$v$ : velocidade do vento [m/s];

$t$ : tempo de operação do relé [s];

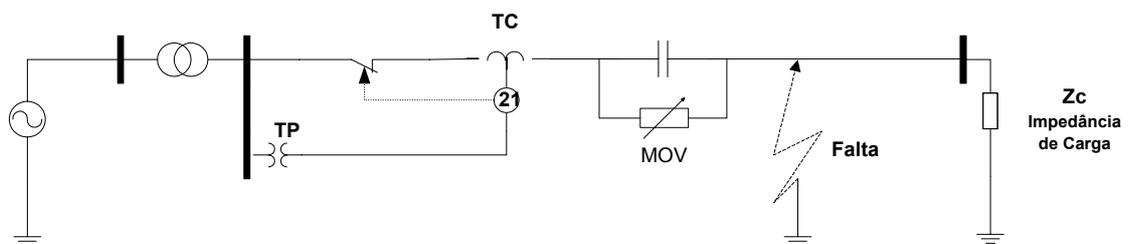
Há ainda a se considerar, portanto, os efeitos de variação na resistência total associados às correntes de retorno por cabo pára-raio, torre e resistência de solo.

A representação da resistência total referida é feita, normalmente, através de equivalente com elemento de valor  $3R_F$  em série com o circuito de seqüência zero, como visto do ponto de falta. Isto é válido para os curtos fase-terra e fase-fase-terra. Em caso de curto fase-fase, entretanto, metade da resistência de falta pode ser alocada em série com cada uma das impedâncias de fase das fases envolvidas.

### **2.4.2. COMPENSAÇÃO SÉRIE.**

A compensação série tem por finalidade aumentar a disponibilidade da linha para transmissão efetiva de energia na situação de regime permanente e permitir desempenho dinâmico adequado durante as oscilações dinâmicas de potência. Durante faltas severas, entretanto, a compensação série perde sua finalidade, integral ou parcialmente, em razão da ação da proteção de sobretensão com pára-raios de óxido de zinco que, atuando, retiram de serviço a compensação série, através de bypass dos capacitores. Fora de operação, os capacitores anulam sua ação de redução da impedância do sistema de transmissão, mas permitem que a proteção de distância tenha menores dificuldades para o reconhecimento do posicionamento das faltas que ocorram após a compensação.

A Figura 07 mostra a representação do sistema com compensação série, enquanto a Figura 08 apresenta a evolução da impedância de falta como resultado da ação do pára-raio de óxido de zinco (MOV) utilizado para proteção do banco de capacitores série.  $Z_{F1}$  e  $Z_{F2}$  representam as impedâncias aparentes associadas ao efeito das resistências de arco  $R_{F1}$  e  $R_{F2}$ , respectivamente para curtos no ponto F1 e F2.

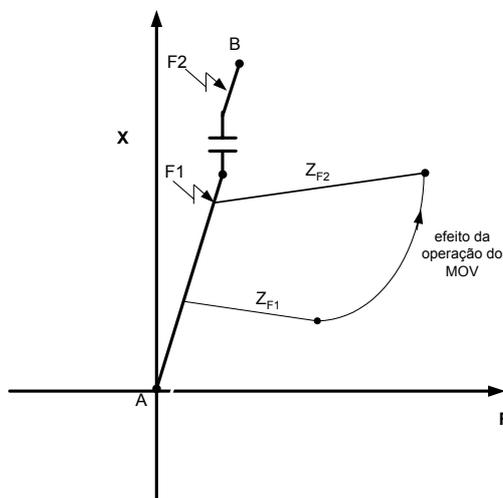


**Figura 07 – Sistema Elétrico com Compensação série.**

### **2.4.3. SATURAÇÃO DOS TRANSFORMADORES DE CORRENTE.**

A ocorrência de saturação do transformador de corrente resulta na redução do valor eficaz do sinal de entrada do canal de corrente do sistema de proteção, podendo conduzir a um efeito de aumento da impedância vista por um relé de distância e a uma condição de sobrealcance. Normalmente, a condição de saturação resulta ainda na

presença de componente CC em sua corrente secundária e nos sinais de entrada e saída do filtro anti-aliasing. Estes efeitos criam dificuldades para atuação correta do sistema de proteção.



**Figura 08 – Efeito da compensação série no diagrama R-X.**

#### **2.4.4. FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA**

Quando um cabo de fase se rompe e cai sobre o solo de alta resistência elétrica (asfalto, brita, concreto), o relé de distância tem severas dificuldades para interpretar esta anomalia como sendo uma falta. Relativamente à proteção de distância, o aumento excessivo na resistência de arco pode levar a impedância vista para uma região além daquela associada à operação em regime normal permanente. Desta forma, a falta não será vista pelo sistema de proteção como deveria, ou seja, como uma condição de curto-circuito. Atualmente existem vários estudos de relés que trabalham com filosofias diferentes para solução deste problema.

#### **2.4.5. OSCILAÇÃO DE POTÊNCIA**

Algumas contingências de maior severidade podem resultar em oscilações de potência de grande amplitude, este efeito ficando aparente quando linhas longas de transmissão interligam os sistemas emissor e receptor. O vetor impedância excursiona no plano R-X, podendo alcançar a região de operação de um relé de distância. Essa

excursão é tão mais lenta quanto maiores forem as capacidades instaladas e inércias dos sistemas interligados e sua ocorrência pode resultar em operação indevida dos sistemas de proteção de distância instalados nos terminais do sistema elétrico de interligação.

A operação indevida pode ser evitada quando o sistema de proteção de distância é supervisionado por meio de um relé com característica de bloqueio por oscilação de potência o qual monitora os tempos de penetração da impedância vista pelo relé no plano R-X. Os tempos são monitorados de forma que uma ação temporizada é fixada para permitir a distinção entre uma condição de oscilação de potência e uma condição de falta por curto circuito. Neste último caso, o movimento do ponto de operação do sistema para dentro da curva limite de operação se faz de forma praticamente instantânea.

## **2.5 TRANSFORMADOR DE CORRENTE**

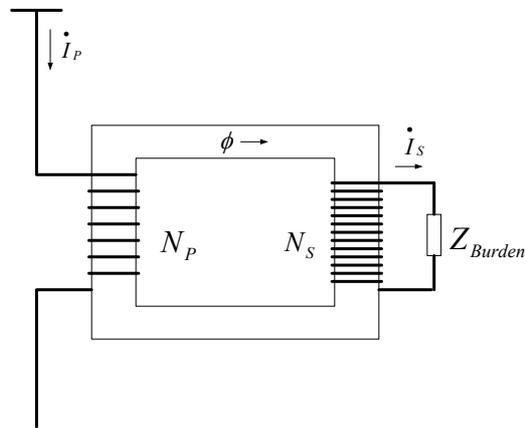
O transformador de corrente - TC é um transformador destinado a reproduzir, em escala reduzida, a corrente primária em seu circuito secundário, mantendo sua posição fasorial. As principais finalidades do TC podem ser listadas abaixo [08]:

- isolar os equipamento de medição, controle e proteção do circuito de alta tensão;
- fornecer ao secundário uma corrente proporcional, em escala reduzida, à corrente do primário e em níveis seguros; e
- em escalas padronizadas. No Brasil a corrente nominal padronizada do secundário é de 5 A;

Para que o TC tenha queda de tensão e consumo de energia desprezíveis, sua bobina primária deve ter pequena resistência e reatância, sendo constituída, assim, por fio de bitola maior e com poucas espiras. Os instrumentos ligados ao enrolamento secundário de um TC devem estar todos em série.

### 2.5.1 RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO DO TC

Considere o circuito magnético do TC apresentado na Figura 09:



**Figura 09 – Circuito magnético do TC**

Aplicando a lei de Hopkinson:

$$F_p - F_s = \mathfrak{R} \cdot \phi \quad (23)$$

$$F_p = N_p \cdot i_p \quad (24)$$

$$F_s = N_s \cdot i_s \quad (25)$$

onde:

$F_p$  : Força magnetomotriz produzida pela bobina primária do TC;

$F_s$  : Força magnetomotriz produzida pela bobina secundária do TC;

$\mathfrak{R}$  : Relutância do circuito magnético do núcleo do TC;

$\phi$  : Fluxo magnético do núcleo do TC;

$N_p$  : Número de espiras do primário;

$N_s$  : Número de espiras do secundário;

Desenvolvendo a equação temos:

$$N_P \cdot i_P - N_S \cdot i_S = \Re \cdot \phi \quad (26)$$

A relutância magnética vale zero quando se supõe um transformador ideal, o que conduz a:

$$i_S = \frac{1}{\frac{N_S}{N_P}} \cdot i_P \quad (27)$$

Então, definimos a relação de transformação do TC como:

$$RTC = \frac{N_S}{N_P} \quad (28)$$

Pela norma P-EB-251 da ABNT, as correntes primárias do TC são de: 5, 10, 15, 20, 25, 30, 40, 50, 60, 75, 100, 125, 150, 200, 250, 300, 400, 500, 600, 800, 1000, 1200, 1500, 2000, 3000, 4000, 5000, 6000, 8000 A. Os valores sublinhados representam os valores utilizados pela ASA (American Standard Association).

### **2.5.2 O FATOR DE SOBRECORRENTE DO TC**

O fator de sobrecorrente (FS) de um transformador de corrente é definido pela relação entre a corrente máxima de curto-circuito que pode percorrer seu enrolamento primário e a sua corrente primária nominal. Isto deve ocorrer com a correspondente limitação de erro de sua classe de precisão. Os erros admissíveis na operação dos TC's utilizados nas aplicações de proteção são de 2,5% e 10%, sendo o último valor normalmente selecionado [08].

Os valores normalizados de FS são:

- ASA: FS = 20;
- ABNT: FS = 5, 10, 15, 20;

### **2.5.3 CLASSE DE EXATIDÃO DO TC**

As normas ASA e ABNT definem a classe de exatidão e limites de operação do TC de formas diferentes. A ASA define o erro do TC através da limitação da máxima tensão da bobina secundária do TC no instante de curto circuito. Esta dependerá da magnitude da corrente secundária e de carga do TC.

A ABNT define a máxima potência aparente (VA) de carga que se pode conectar, em regime permanente, ao secundário do TC, e de forma que, durante o máximo curto circuito limitado pelo fator de sobrecarga, o seu erro não ultrapasse o da sua classe de exatidão.

### **2.5.4 SATURAÇÃO DO TRANSFORMADOR DE CORRENTE**

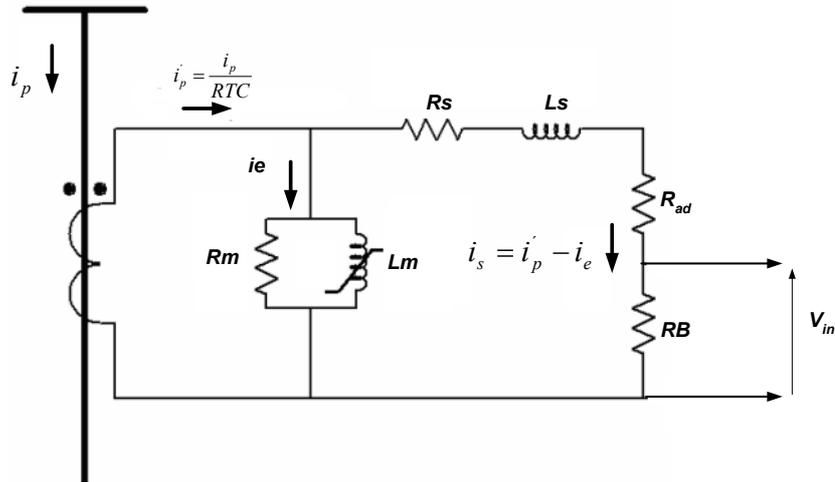
Os TC's devem ser projetados para tolerar valores de corrente superiores as correntes em regime, oriundos de condições anormais de operação do sistema. Assim, estes são concebidos para suportar correntes de falta e outros surtos por poucos segundos.

Quando as faltas ocorrem com correntes além dos níveis esperados, estas correntes podem conter parcela substancial de componente contínua, concomitante com a presença de fluxo remanescente no núcleo do TC. Todos esses fatores podem levar à saturação pronunciada do núcleo do transformador de corrente e produzir significativa distorção na forma de onda secundária de corrente do dispositivo.

Ao longo do processamento de sinal do canal de corrente do sistema de proteção, a corrente secundária do TC é aplicada a um filtro de Butterworth de segunda ordem com o objetivo de eliminação de suas componentes de alta frequência, como veremos adiante.

A Figura 10 apresenta a modelagem dos transformadores de corrente considerados em cada fase e em cada canal analógico dos sinais de corrente obtidos. O enrolamento primário do transformador de corrente é percorrido normalmente pela corrente de linha do sistema elétrico, com queda de tensão desprezível, de modo que a resistência e a reatância de dispersão de seu enrolamento primário podem ser desconsideradas. A corrente primária pode, portanto, ser considerada como indepen-

dente do desempenho do TC e injetada no circuito paralelo de sua impedância de magnetização com a carga aplicada ao seu enrolamento secundário, como está indicado na Figura 10.

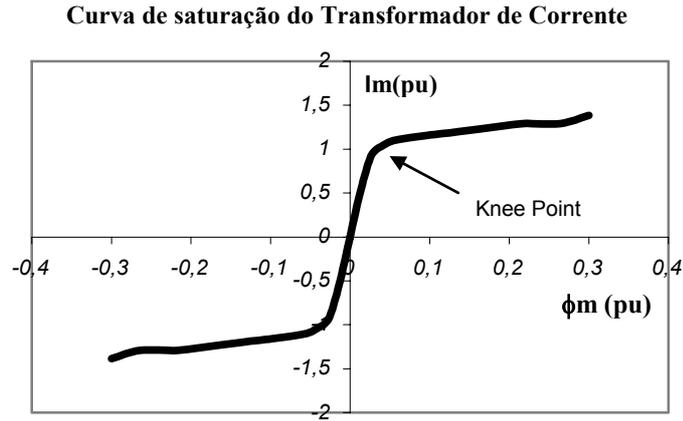


**Figura 10 – Representação do transformador de corrente (TC).**

Os transformadores de corrente devem ser especificados para suportar as correntes de operação permanente em regime de longa duração e as correntes máximas que ocorrem nas condições transitórias resultantes dos curto-circuitos em regime de curta duração. Para que a corrente primária referida ao secundário  $i_p'/RTC$  seja fidedigna à corrente secundária  $i_s$  o TC deve operar com corrente de excitação  $i_e$  reduzida, como se conclui observando a expressão (29):

$$i_p' = \frac{i_p}{RTC} = i_e + i_s \quad (29)$$

Nesta expressão,  $i_p'$  é a corrente do enrolamento primário  $i_p$  referida ao secundário e  $RTC$  representa a relação de transformação do TC. A corrente de excitação  $i_e$  na Figura 10 pode ser decomposta em sua componente de perdas  $i_R$  e em sua componente de magnetização  $i_m$ . No modelo da Figura 10, o parâmetro  $R_m$  é considerado constante. A mesma consideração não pode ser feita para a indutância de magnetização do transformador de corrente  $L_m$  e que deve ser especificada como função da corrente de excitação.



**Figura 11 – Curva de saturação do núcleo magnético.**

Na curva apresentada na Figura 11, podemos observar que, entre certos limites, o núcleo magnético se comporta dentro de uma faixa linear, estando esta faixa delimitada pelo “*Knee Point*”. Quando o transformador de corrente opera fora desta região linear, observamos o efeito da saturação representado no modelo por uma brusca redução da indutância de magnetização  $L_m$ .

Além da resistência de perdas magnéticas  $R_m$  e da reatância de magnetização  $L_m$ , no circuito equivalente do TC da Figura 10 são indicadas a resistência  $R_s$  e a indutância  $L_s$  de dispersão do enrolamento secundário e a resistência de carga. A resistência de carga aparece decomposta nas componentes resistência de burden  $R_b$  e resistência adicional de carga  $R_{ad}$ , esta última representando as resistências das conexões e cabos. A indutância indicada no secundário naturalmente deve incluir as indutâncias dos cabos e conexões.

A resistência do burden  $R_b$  produz uma tensão  $v_{in} = R_b \cdot i_s$  proporcional à corrente do enrolamento secundário  $i_s$  do transformador de corrente. Com o sinal de tensão  $v_{in}$  é possível o expurgo de componentes de alta frequência por um filtro analógico passa-baixa e posterior processamento digital. No presente trabalho, um filtro de segunda ordem de Butterworth foi escolhido tanto para os canais de corrente quanto para os canais de tensão, conforme apresentado adiante.

Na prática, os TC’s estão instalados na subestação enquanto que os equipamentos de medição, controle e proteção estão na sala de operação. Como a distância do TC aos equipamentos e à sala de operação pode ser grande, deve-se considerar a carga adicional da fiação no carregamento do TC. Esta carga adicional pode chegar a 6  $\Omega$

[01].

Com o TC funcionando normalmente com carga abaixo da nominal, ou com seu secundário em curto circuito, a equação geral (26) se aplica. Uma condição extrema de operação do TC seria aquela com o seu secundário em aberto, situação na qual a corrente primária se iguala a corrente de excitação.

Considerando o circuito magnético do TC apresentado na Figura 10 e admitindo a operação em condições críticas com o enrolamento secundário em aberto, teremos corrente secundária zero, considerando (26) resulta então em (30):

$$N_p \cdot I_p = \mathfrak{R} \cdot \phi \quad (30)$$

É importante frisar que o termo  $N_p \cdot I_p$  e a corrente do enrolamento primário do TC ficam absolutos na definição da força magnetomotriz de excitação do núcleo, não ocorrendo, neste caso, o processo de compensação de ampéres espiras normalmente presente na operação normal permanente ou de curto-circuito deste dispositivo. Assim, sob ação da amplitude excessiva da força magnetomotriz produzida pela corrente primária do TC, o fluxo  $\phi$  tenta aumentar, também de forma excessiva, mas fica, neste caso, limitado pelos efeitos da forte saturação magnética. A excursão de fluxo para pontos bem distantes da região linear do TC resulta em distorção evidente da onda de fluxo magnético, enquanto que a relutância magnética também sofre mudanças instantâneas de maior amplitude em razão dos efeitos da saturação sobre a permeabilidade do material do núcleo, conforme a equação (31).

$$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu \cdot A} \quad (31)$$

onde:

$l$ : comprimento médio do núcleo do material ferromagnético do TC;

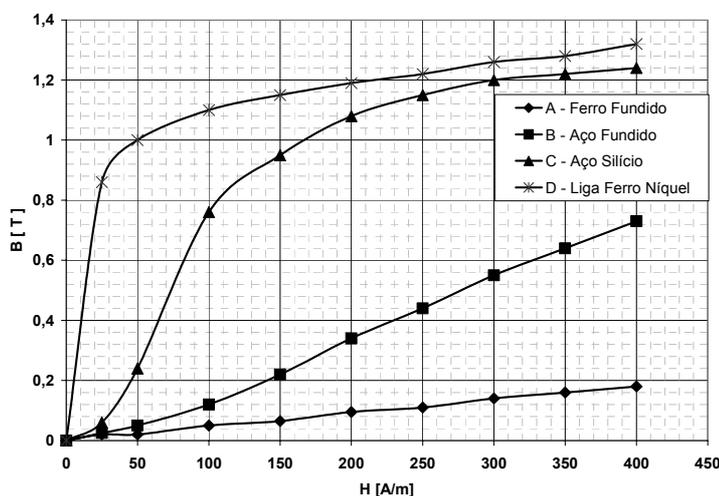
$A$ : Área da secção transversal do núcleo do TC;

$\mu$ : permeabilidade do material ferromagnético do qual é construído o TC;

Este excessivo aumento do fluxo magnético no núcleo do TC causa perdas

excessivas perdas por histerese e correntes parasitas no núcleo do TC, aquecendo-o rapidamente e podendo danificá-lo. Além disso, produz elevadas tensões no secundário do TC, o que pode perfurar sua isolamento e produzir elevados riscos à segurança humana.

A Figura 12 mostra a característica magnética dos materiais de laminação de ferro comumente usados para núcleos de TC. Como pode ser visto, um núcleo magnético construído com liga-ferro-níquel pode saturar com correntes de excitação muito baixas. Para sobrepor esta dificuldade, alguns dos TC's usados para proteção apresentam núcleos compostos feitos de laminação de dois ou mais destes materiais de modo a produzir um dado resultado desejado, ou seja, uma permeabilidade mais uniforme sobre uma faixa ampla de densidade de fluxo [01].



**Figura 12 - Característica magnética dos materiais de laminação de ferro comumente usados para núcleos de TC**

A saturação do TC pode ser evitada aumentando a seção reta dos núcleos do TC ou por meio da redução da carga ligada ao seu secundário (burden). O primeiro método é dispendioso e o segundo método pode ser de difícil implementação. A carga de um TC é provocada pelo somatório das resistências dos relés e de outras cargas ligadas em série, do enrolamento secundário e da fiação de ligação. Para uma dada performance e aplicação, a carga do relé não pode ser reduzida exceto por alteração em seu projeto. Por outro lado, a carga devido à fiação pode ser reduzida pela utilização de correntes nominais de secundário mais baixas.

O núcleo de um TC pode saturar prematuramente para correntes bem abaixo do

nível normal devido à existência de fluxo remanente. Os materiais utilizados na construção do núcleo dos TC's podem ter remanência elevada de modo que a ocorrência de um curto severo pode deixar um fluxo remanente alto o suficiente para causar saturação na próxima excursão da corrente na direção de aumento do fluxo total [01].

### 2.5.5 MODELAGEM DO TRANSFORMADOR DE CORRENTE SOB CONDIÇÕES DE SATURAÇÃO.

A Figura 13 mostra o circuito equivalente do transformador de corrente, no qual o efeito da saturação é representado por variações em sua indutância de magnetização. A impedância de dispersão do enrolamento primário é normalmente pequena e não precisa ser considerada, dado que a variável de entrada do modelo, a corrente primária, é praticamente imposta pelo sistema de potência, com efeito quase desprezível do desempenho do TC sobre suas variações ao longo do tempo.

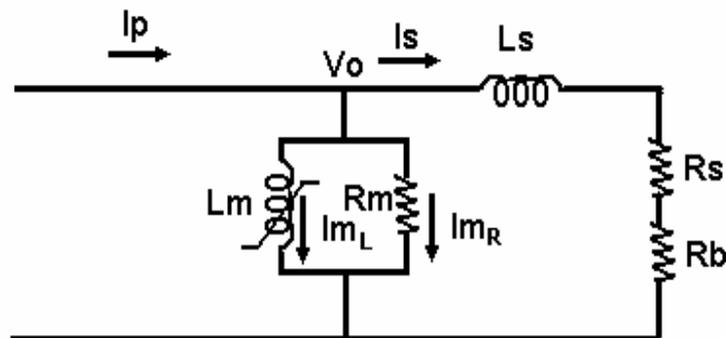


Figura 13– Modelo do transformador de corrente.

O circuito elétrico apresentado pode ser modelado conforme as equações (32), (33), (34) e (35) e (36), com todas as grandezas referidas ao enrolamento secundário.

$$V_0 = (R_b + R_s)i_s + L_s \cdot \frac{di_s}{dt} \quad (32)$$

$$V_0 = \frac{d\phi_m(i_{mL})}{dt} \quad (33)$$

$$V_0 = \frac{d\phi_m(i_{mL})}{di_{mL}} \cdot \frac{di_{mL}}{dt} = i_{mR} \cdot R_m \quad (34)$$

$$i_{mR} = i_p - i_s - i_{mL} \quad (35)$$

$$L_m = \frac{d\phi_m(i_{mL})}{di_{mL}} \quad (36)$$

Discretizando no tempo é possível obter as expressões (37) e (38):

$$i_{mL}(t) \cdot R_m + i_s(t)(R_b + R_s + R_m) - i_p(t) \cdot R_m + L_s \cdot \left( \frac{i_s(t) - i_s(t - \Delta t)}{\Delta t} \right) = 0 \quad (37)$$

$$i_{mL}(t) \cdot R_m + L_m \cdot \left( \frac{i_{mL}(t) - i_{mL}(t - \Delta t)}{\Delta t} \right) + i_s(t) \cdot R_m - i_p(t) \cdot R_m = 0 \quad (38)$$

Aplicando a regra de Cramer às variáveis  $i_s(t)$  e  $i_{mL}(t)$ , é possível obter as expressões (39) e (40):

$$i_s(t) = \frac{\frac{\Delta t}{R_m} \cdot L_m \cdot i_{mL}(t - \Delta t) - \frac{(L_m + R_m \cdot \Delta t) \cdot L_s}{R_m^2} \cdot i_s(t - \Delta t) - \frac{L_m}{R_m} \cdot \Delta t \cdot i_p(t)}{\Delta t^2 - \left( \frac{L_m}{R_m} + \Delta t \right) \times \left( \frac{\Delta t \cdot R_b}{R_m} + \frac{\Delta t \cdot R_s}{R_m} + \Delta t + \frac{L_s}{R_m} \right)} \quad (39)$$

$$i_{mL}(t) = \frac{\left( -\frac{\Delta t^2 \cdot R_b}{R_m} - \frac{\Delta t^2 \cdot R_s}{R_m} - \Delta t \frac{L_s}{R_m} \right) i_p(t) + \frac{\Delta t \cdot L_s \cdot i_s(t - \Delta t)}{R_m} + \left( -\Delta t \cdot \frac{L_m}{R_m} - \left( \frac{\Delta t \cdot R_b}{R_m} + \frac{\Delta t \cdot R_s}{R_m} + \frac{L_s}{R_m} \right) \times \left( \frac{L_m}{R_m} \right) \right) i_{mL}(t - \Delta t)}{\Delta t^2 - \left( \frac{L_m}{R_m} + \Delta t \right) \times \left( \frac{\Delta t \cdot R_b}{R_m} + \frac{\Delta t \cdot R_s}{R_m} + \Delta t + \frac{L_s}{R_m} \right)} \quad (40)$$

onde:

$i_p$  : corrente primária;

$i_s$  : corrente secundária;

$L_m, R_m$  : indutância e resistência de magnetização, respectivamente;

$i_{m1}, i_{mr}$  : componentes de magnetização e perdas da corrente de excitação;

$L_s, R_s$  : indutância de dispersão e resistência do enrolamento secundário;

$R_b$  : resistência do burden do transformador de corrente;

$V_0$  : tensão a vazio do transformador de corrente;

$\Delta t$  : intervalo de tempo considerado na discretização.

Pelas equações (39) e (40), é possível observar que a solução para a corrente secundária é obtida simplesmente por um processo iterativo, sendo  $L_m$  variável ao longo do tempo em razão das variações instantâneas do fluxo de magnetização do transformador.  $L_m$  representa a indutância incremental de magnetização do transformador e sua variação com o tempo confere, portanto, maior complexidade à relação (39) entre as correntes primária e secundária do transformador quando a saturação se faz presente.

## **2.6 FILTRAGEM ANTI-ALIASING**

Ainda antes do processamento digital que se inicia na saída de cada conversor A/D, é necessário filtrar as altas frequências do espectro harmônico gerado pelos transitórios no sistema de transmissão e ainda nos próprios estágios analógicos dos canais de transdução dos sinais disponíveis. Assim, com o objetivo de reduzir as componentes harmônicas de alta frequência do sinal amostrado, evitando-se a sobreposição de espectros (efeito aliasing), faz-se necessário a implementação de um filtro digital passa-baixa Butterworth.

De acordo com o Teorema de Nyquist, a quantidade de amostras por unidade de tempo de um sinal, chamada taxa ou frequência de amostragem, deve ser maior que o dobro da maior frequência contida no sinal a ser amostrado, para que possa este ser reproduzido integralmente sem erro de aliasing. A metade da frequência de amostragem é chamada frequência de Nyquist e corresponde ao limite máximo de frequência do

sinal que pode ser reproduzido. Assim, como não é possível garantir que o sinal não contenha componentes de frequência acima deste limite, torna-se necessário filtrar o sinal com um filtro passa baixa com frequência de corte igual (ou menor) à frequência de Nyquist, conforme expressão a seguir:

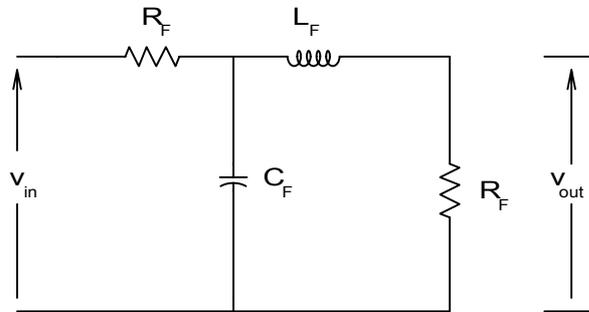
$$f_A = 1 / T_A > 2f_{MAX} \quad (41)$$

Considerando que a frequência de corte limita o espectro de frequências contido após a passagem dos sinais pelo filtro analógico, teremos então:

$$f_C = f_A / 2 \quad (42)$$

A frequência de corte  $f_c$  definida no presente trabalho foi fixada em  $15 \times 60 = 900$  Hz. Portanto, na definição dos parâmetros do filtro de Butterworth de segunda ordem, fixamos  $\omega_p = \omega_s$  e atenuação de 40 dB nesta frequência.

A estrutura do filtro de Butterworth de segunda ordem é indicada na Figura 14 indicada a seguir.



**Figura 14 – Filtro analógico de segunda ordem.**

O ganho do circuito pode ser modelado pela expressão no domínio da frequência:

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_F}{R_F \times L_F \times C_F \times s^2 + (C_F \times R_F^2 + L_F) \times s + 2 \times R_F} \quad (43)$$

O filtro de Butterworth do canal de tensão e corrente para o sistema analisado possui as seguintes características:

- filtro de segunda ordem;
- resistências:  $300\Omega$ ;
- indutância:  $0,7503\text{ H}$ ;
- capacitância  $8,336\ \mu\text{F}$ ;

A curva de resposta em frequência do filtro de Butterworth é tal que se observa uma atenuação de 3 dB em sua frequência natural de 90 Hz e de 40 db na frequência de corte 900 Hz associada ao décimo quinto harmônico. O atraso de fase e a atenuação do filtro a 60 Hz valem, respectivamente,  $59,49^\circ$  e  $0,4569$ . Para a proteção de distância, o interesse recai unicamente sobre as componentes de 60 Hz dos sinais de tensão e corrente. É oportuno registrar, ainda, que o filtro anti-aliasing não tem a capacidade de filtrar componentes unidirecionais e de baixa frequência.

## **2.7 ALGORITMOS DE FILTRAGEM DIGITAL**

Neste item apresentamos informações sobre o hardware típico adotado para a aquisição digital e dois dos algoritmos utilizados para filtragem digital. Estes algoritmos podem ser empregados tanto nas funções de proteção de distância quanto em outras funções de proteção normalmente implementadas nos relés modernos.

A partir dos anos 60, com a disponibilidade de computadores digitais, começaram a surgir várias soluções computacionais para os diversos problemas em diversas áreas de conhecimento. No ramo da engenharia, iniciou-se a digitalização de processos. Mais especificamente na área de sistemas de energia elétrica, surgiram os primeiros “softwares” para solução de problemas de fluxo de carga e estabilidade de sistemas. Esses primeiros programas computacionais, assim como alguns outros, foram categorizados como programas de aplicações “off-line”, isto é, programas nos quais o tempo de resposta não era um parâmetro absolutamente restritivo. A partir de então,

começou-se a pensar numa completa integração do sistema em termos computacionais. Assim, surgiram os primeiros “softwares” para solução de problemas mais complexos em sistemas de potência e que exigiam tempos excessivos de processamento computacional. Entretanto, o aumento notável na capacidade de armazenamento e na velocidade de processamento dos computadores digitais experimentado nas últimas décadas, além de viabilizar a solução prática de problemas de grande porte em tempos razoáveis, passou a permitir, ainda, o enfrentamento de problemas que exigiam solução “on-line”, ou seja, em tempo real. Alguns destes problemas se localizam nas áreas de controle e proteção dos sistemas elétricos de potência.

Com a crescente disponibilidade dos circuitos integrados e maior utilização dos microprocessadores, observou-se a possibilidade da aplicação do processador digital para desempenhar as funções atribuídas ao relé eletromecânico. A utilização dos relés digitais em substituição aos relés convencionais (eletromecânicos, estado sólido) oferece algumas vantagens importantes, como as descritas a seguir:

- **Econômica:** a constante diminuição em custo do “hardware” digital aliada ao aumento, também em custo, dos relés convencionais, tornou os relés digitais uma alternativa particularmente atrativa. Além disso, sendo o computador um equipamento programável, pode ser utilizado para a realização de múltiplas funções de proteção.
- **Eficácia:** é esperado que, em todos os casos, o desempenho do relé digital seja não igual ou equivalente, mas bem superior ao experimentado pelo relé convencional.
- **Confiabilidade:** um sistema digital é continuamente ativo, podendo ser programado para realizar funções de auto-teste em seu próprio “software” e “hardware”, permitindo, assim, que os relés digitais apresentem alto nível de confiabilidade de operação.
- **Flexibilidade:** revisões ou modificações necessárias aos sistemas de proteção e associadas à mudança das condições operacionais podem ser facilmente realizadas.
- **Integração aos Sistemas de Comunicação e Controle:** possibilidade de fácil integração dos sistemas de proteção aos sistemas de automação, controle e comunicação.

Além destas vantagens, podemos citar algumas outras: a possibilidade de desenvolvimento de interface homem-máquina, a possibilidade de integração e operação dos sistemas de proteção através da internet, a possibilidade de atualização on-line dos diferentes programas computacionais utilizados em funções de proteção e, ainda, a possibilidade de utilização de novas filosofias de proteção, envolvendo diferentes características de seletividade, coordenação lógica, oscilografia e interpretação e minimização de alarmes.

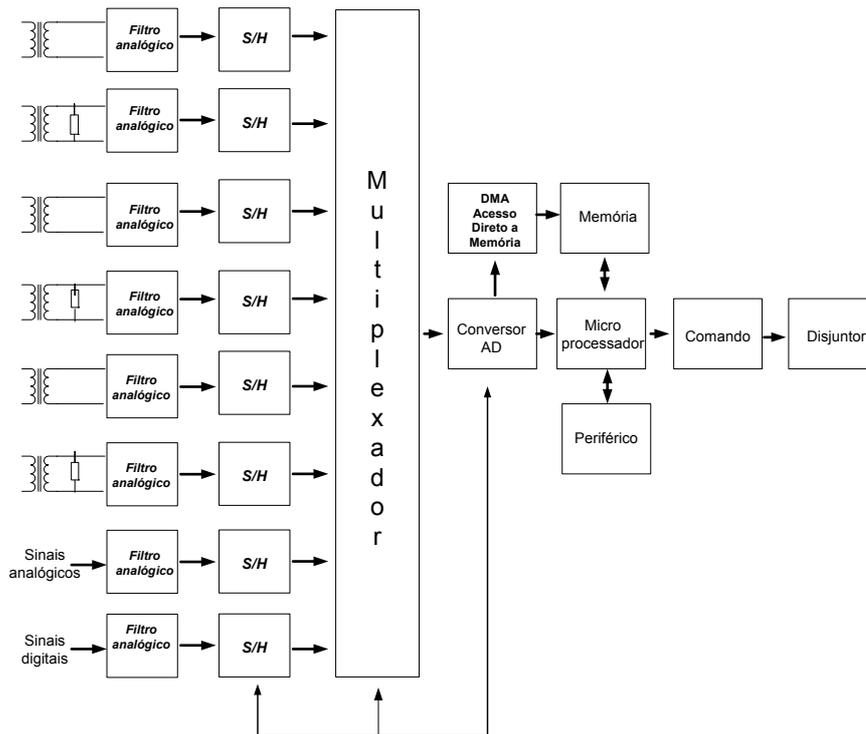
Dentre as principais desvantagens da dos relés digitais podemos citar:

- Problemas de tropicalização associados à temperatura e à umidade;
- Sensibilidade à interferência eletromagnética (EMI);
- Necessidade de fonte auxiliar de alimentação;
- A necessidade de desenvolvimento de recursos humanos;
- A existência de problemas de padronização de protocolos;

A Figura 15 indica os elementos básicos do hardware típico utilizados para os sistemas de proteção digitais. O hardware possui múltiplas entradas. Dentre elas podemos citar as associadas aos sinais de corrente e tensão e ainda outras para a transferência dos sinais analógicos e digitais provenientes de transdutores diversos, sensores de temperatura, etc.

Nas aplicações de proteção, os relés numéricos devem executar todos os algoritmos entre uma amostra e outra, fato que os levam a trabalhar com número de amostras por ciclo relativamente reduzido. Nas aplicações de medição, entretanto, os algoritmos de medição podem ser executados ao final da amostragem, fato que permite um número de amostras relativamente maior por ciclo da frequência de 60 Hz.

Na primeira etapa de condicionamento dos sinais para as aplicações de proteção, deve-se considerar os fatores de escala redutores das medidas de tensão e corrente processadas pelos transformadores de potencial e de corrente. Os TP's e TC's reduzem os altos níveis dos sinais analógicos de entrada a níveis apropriados aos dispositivos que compõem os sistemas de proteção.



**Figura 15 – Hardware Padrão para um Sistema de Proteção Digital**

A seguir estes sinais passam pelo módulo de “interface”, que é composto por transformadores e filtros passa baixa. Esses transformadores reduzem ainda mais os níveis dos sinais de entrada a um nível computacional acessível. Os filtros passa baixa são denominados filtros “anti-aliasing”, pois eliminam as componentes transitórias de alta frequência dos sinais de entrada, evitando assim um fenômeno conhecido como “aliasing”, que é a sobreposição de espectros, o que acarretaria erro ao processo.

O módulo de sincronização dos sinais é composto pelos estágios multiplexador e “sample and hold” e que dependem da arquitetura adotada para o relé. Os instantes de amostragem são determinados por um “clock” de amostragem que produz pulsos em uma taxa fixa. Para cada instante definido pelo “clock”, há uma conversão dos valores instantâneos dos sinais analógicos de entrada para a forma digital. Desde que em geral o relé requer várias entradas, várias conversões são realizadas em cada instante de amostragem. É desejável que todas as amostras dos sinais sejam simultâneas e esta sincronização dos sinais seja realizada por um multiplexador. Caso não se tenha um multiplexador de alta velocidade, associa-se a ele o “sample and hold”, para que os sinais sejam amostrados e mantidos em um mesmo instante, tornando relativamente

baixo o tempo de processamento de um ciclo de transmissão-conversão de cada amostra.

Nesta penúltima fase tem-se a conversão dos sinais analógicos de entrada para a forma digital (discretização e quantização) realizada por um conversor A/D (analógico/digital). Assim, estes sinais podem ser interpretados pelo microcomputador.

Um Conversor Analógico/Digital (CAD) converte um sinal analógico para a sua representação digital. A habilidade do conversor em representar um sinal analógico por meio de uma representação digital suficientemente detalhada está diretamente relacionada à sua resolução (Q) expressa em termos de bits (N). A resolução do CAD é fornecida por  $Q = \frac{FV}{2^N}$ , onde FV é a faixa considerada para a grandeza analógica.

Durante todo o desenvolvimento do trabalho, considerou-se uma aproximação ao CAD de 16 bits, sendo tal característica implementada através de um algoritmo computacional implementado no MATLAB.

Finalmente, tem-se o processamento lógico do relé realizado por um microprocessador que analisa os sinais através do “software” representativo das funções de proteção e que decide pela abertura ou não dos disjuntores da linha protegida.

Diversos algoritmos para extração da componente fundamental dos sinais de tensão e corrente provenientes do processamento analógico e convertido para sinais discretos após as operações dos circuitos sample & hold, conversor A/D e multiplexador são disponíveis na literatura. Para apoio ao trabalho realizado na presente pesquisa de mestrado, foram utilizados dois dentre os algoritmos utilizados tradicionalmente na área de proteção, o algoritmo de Fourier clássico e o algoritmo Coseno, ambos de janela de ciclo completo e definidos para 16 pontos por ciclo.

### **2.7.1 ALGORITMO DE FOURIER**

Como citado anteriormente, as grandezas das entradas aplicadas a um relé digital de proteção, durante uma falta ou outros distúrbios, apresentam componentes indesejáveis que precisam ser eliminadas.

Uma forma de se lidar com esses problemas é o uso de filtros digitais. Técnicas de filtragem digital são mais conhecidas em engenharia de comunicação, mas devido à motivação da aplicação na área de proteção digital, algumas dessas técnicas passaram a ser usadas também para solução de problemas da área de engenharia de potência.

No caso da proteção de linhas de transmissão, a idéia básica é eliminar as componentes indesejáveis como as componentes CC (corrente contínua) unidirecional e de alta frequência. Pode-se, portanto, extrair as componentes fundamentais dos sinais de tensão e corrente e realizar, em seguida, o cálculo da impedância vista pelo sistema de proteção de distância. Nesta tarefa, a utilização do filtro de Fourier é bastante adequada, já que consegue extrair a informação desejada com poucas amostras por ciclo da frequência fundamental.

Os sinais vistos pelos relés de proteção normalmente não são senoides puras. As frequências harmônicas contidas nos sinais de tensão e corrente observados pelos relés não são verdadeiramente periódicas, mas variantes no tempo. É importante conhecer a natureza destes sinais de frequência não fundamental para o bom desempenho dos algoritmos de proteção. A Série de Fourier proporciona uma técnica para análise destes sinais e determinação de suas componentes harmônicas.

O algoritmo de Fourier utilizado no trabalho representa a versão discreta da formulação matemática tradicional para decomposição de sinais periódicos contínuos no tempo em componentes harmônicas. O objetivo aqui é o de simplesmente extrair a componente fundamental dos sinais de tensão e corrente aplicados aos relés de proteção.

Na avaliação através da série de Fourier, duas componentes  $V_x$  e  $V_y$  associadas às partes real e imaginária do fasor representativo da componente fundamental da forma de onda  $v(t)$ , suposta contínua, são determinadas utilizando-se as seguintes expressões:

$$V_x = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v(t) \cos \omega_0 t dt \quad (44)$$

$$V_y = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v(t) \sin \omega_0 t dt \quad (45)$$

O procedimento matemático indicado pelas expressões (44) e (45) pode ser aplicado, em algumas situações, analiticamente. No caso da aplicação à proteção digital,

uma versão discreta do algoritmo de Fourier deve ser considerada para tratamento das amostras regularmente espaçadas no tempo pelo intervalo  $\Delta t$  e obtidas nas saídas dos circuitos sample e hold.

A versão discreta do algoritmo de Fourier é apresentada pelas expressões (46) e (47) abaixo que podem ser determinadas pela aplicação do método trapezoidal às expressões (44) e (45) acima. Obtemos, então:

$$V_X = \frac{2}{N} \sum_{j=1}^N W_{X,j} v_j, \quad \text{onde } W_{X,j} = \cos(2\pi j / N) \quad (46)$$

$$V_Y = \frac{2}{N} \sum_{j=1}^N W_{Y,j} v_j, \quad \text{onde } W_{Y,j} = \sin(2\pi j / N) \quad (47)$$

Nas expressões acima,  $v_j$  representa a  $j$ -ésima amostra dentro da janela de observação,  $j=1,2,\dots,N$  e  $T = N\Delta t$ . Nos cálculos realizados na presente dissertação, fixamos  $N = 16$ .

A amplitude e fase da componente fundamental contida na forma de onda de  $v(t)$  pode ser estimada, então, usando as seguintes expressões:

$$V_1 = ((V_X)^2 + (V_Y)^2)^{1/2} \quad (48)$$

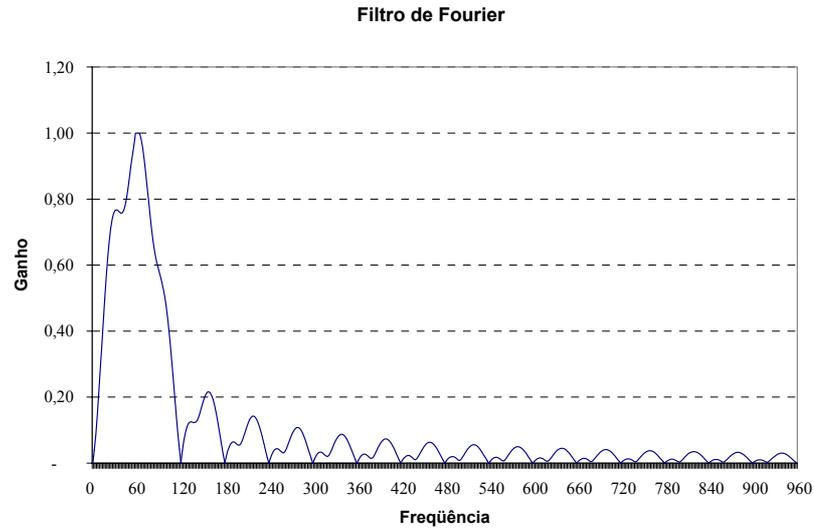
$$\theta_1 = -a \tan(V_Y / V_X) \quad (49)$$

$N$  (o número de amostras por ciclo) é definido previamente pelo fabricante a nível de “firmware” do relé. Da mesma forma, a tabela de cossenos  $W_{X,j}$  e senos  $W_{Y,j}$  dos ângulos submúltiplos de  $2\pi$  radianos é calculada previamente.

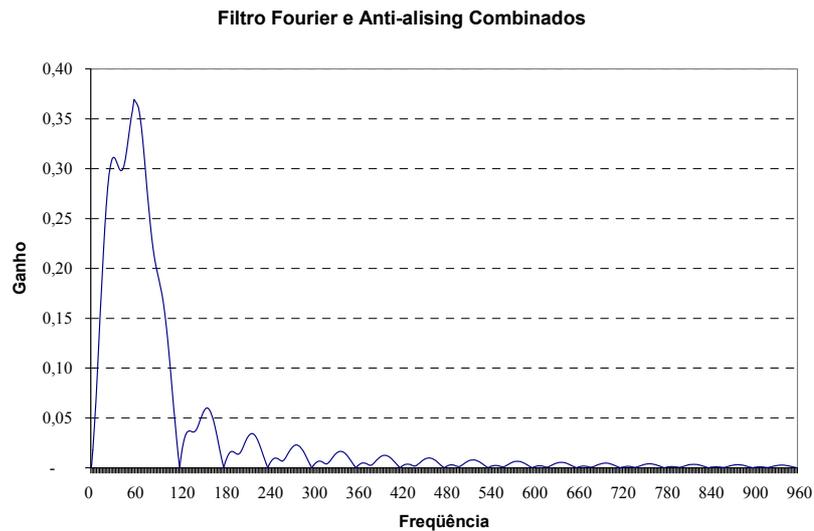
As figuras a seguir apresentam os ganhos para a versão discreta do filtro digital de Fourier de 1 ciclo. A Figura 16 apresenta o ganho do filtro de Fourier para cada frequência harmônica, enquanto a Figura 17 apresenta o ganho do filtro de Fourier agregado ao filtro de Butterworth.

Podemos observar na Figuras 16 e 17 que, para frequências acima da frequência de corte, o filtro de Fourier não se comporta tão bem, não rejeitando determinadas componentes de alta frequência. Porém, com sua associação ao filtro anti-aliasing, a

função ganho resultante atende às necessidades da proteção de distância.



**Figura 16 – Resposta em frequência do Filtro de Fourier, janela de 1 ciclo.**

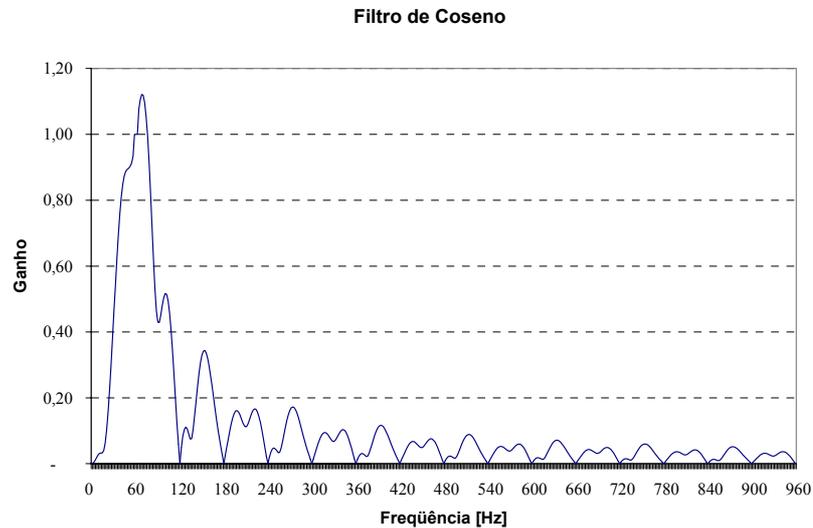


**Figura 17 – Resposta em frequência do filtro combinado Fourier – anti-aliasing**

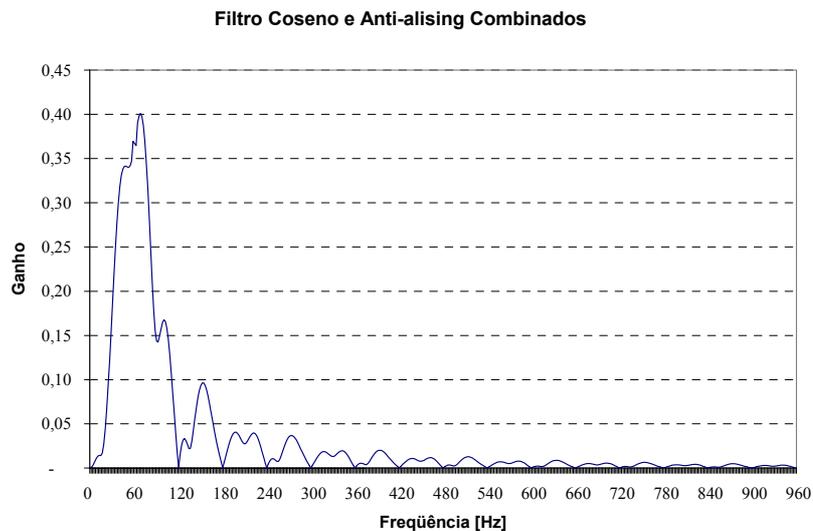
### **2.7.2 ALGORITMO COSENO**

O algoritmo Coseno tem sido utilizado por alguns fabricantes de relés de proteção. Ele representa uma variação do algoritmo de Fourier acima apresentado, no qual os cálculos de  $V_y$  indicados acima nas expressões (46) e (47), as amostras  $v_{j-4}$  (e não as amostras  $v_j$ ) são multiplicadas pelos termos  $W_{Y,j}$  definidos não por  $W_{Y,j} = \sin(2\pi j / N)$ , mas por  $W_{Y,j} = \cos(2\pi(j-4)/N)$ . Neste algoritmo Coseno,  $\theta_1$  é

definido por  $\theta_1 = a \tan(V_Y / V_X)$ . Os cálculos para  $V_x$  são os mesmos realizados para o algoritmo de Fourier. As Figuras 18 e 19, a seguir, apresentam os ganhos para os filtros Coseno de ciclo completo.



**Figura 18 - Filtro Coseno, janela de 1 ciclo**



**Figura 19 - Filtro Coseno agregado ao filtro anti-aliasing, janela de 1 ciclo**

A maior vantagem do filtro Coseno é o pequeno ganho observado nas frequências muito reduzidas, próximas à frequência zero (CC), tal como a da função exponencial existente nas faltas, conforme observado na referência [14]. Com o algoritmo Coseno é possível, portanto, uma relativa exclusão do efeito da componente unidirecional exponencial das correntes de falta, conforme pode ser observado na Figura 20.

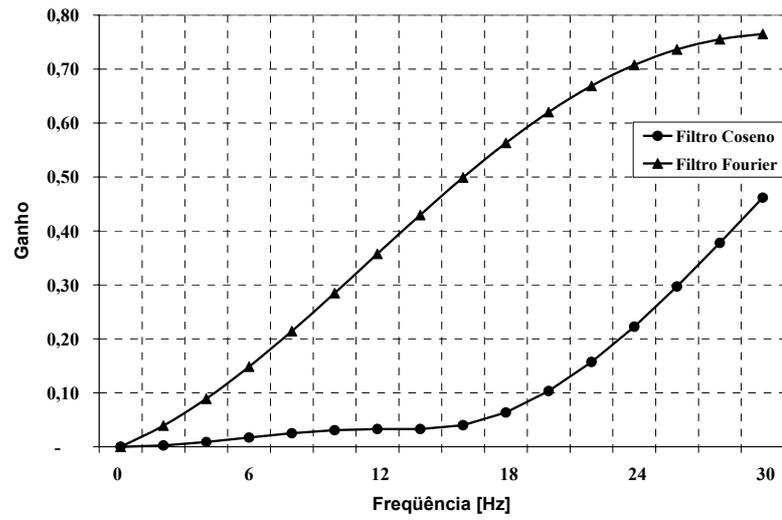


Figura 20 – Comparação entre os algoritmos Coseno e Fourier para baixas frequências.

### **3. REDES NEURAIAS ARTIFICIAIS**

Os sistemas computacionais que trabalham com a filosofia clássica vem sendo desenvolvidos, no que tange aos sistemas de tratamento da informação, de modo a viabilizar a solução de problemas do cotidiano tais como aqueles resolvidos pelo cérebro humano. Este órgão conta com várias características desejáveis a qualquer sistema digital:

- 1      É robusto e tolerante a falhas, diariamente perdendo vários neurônios, porém sem que isto afete seu desempenho;
- 2      É flexível, se ajusta ao ambiente por meio de aprendizagem e sua programação não é necessária;
- 3      Pode manipular informação difusa, com ruído ou com inconsistências;
- 4      É altamente paralelo;
- 5      É pequeno, compacto e consome pouca energia;

O cérebro humano é uma máquina notável, capaz de interpretar informação imprecisa adquirida pelos sentidos de uma forma extremamente rápida. Ele é capaz de distinguir um sussurro em uma sala extremamente ruidosa ou um rosto em uma sala mal iluminada. E o mais impressionante: o cérebro aprende sem nenhuma instrução explícita e sem nenhuma classe.

A teoria das RNA's tem se mostrado uma alternativa à computação clássica para aqueles casos em que métodos tradicionais não têm apresentado resultados satisfatórios. Considerando que os sistemas computacionais tradicionais processam a informação de forma seqüencial, um computador serial consiste em um processador que pode manipular dados e instruções que se localizam em memórias. Este sistema serial é seqüencial, tudo ocorrendo em uma seqüência determinística de operações.

A grande capacidade de processamento de informações do cérebro humano tem motivado pesquisas no sentido de encontrar modelos que reproduzam suas características computacionais, que são totalmente diferentes do computador digital convencional. Desta forma, é possível construir computadores que realizem certas

tarefas de maneira semelhante ao cérebro humano. O cérebro é um sistema de processamento de informação altamente complexo, não-linear e paralelo. Ele é construído basicamente de unidades estruturais elementares chamadas de neurônios ou unidades de processamento e que podem apresentar diversas entradas e uma saída. Estas entradas e saídas estão maciçamente conectadas umas com as outras na composição de uma RNA. Citando [12], podemos enunciar a definição de rede neural artificial no texto abaixo:

*“Uma rede neural é um processador maciçamente paralelamente distribuído, constituído de unidades de processamento simples e que têm a propensão natural para armazenar conhecimento experimental e para torná-lo disponível para uso. Ela se assemelha ao cérebro humano em dois aspectos:*

- 1. O conhecimento é adquirido pela rede através de um processo de aprendizagem e a partir de seu ambiente;*
- 2. Forças de conexão entre neurônios, conhecidas como pesos sinápticos, são utilizadas para armazenar o conhecimento adquirido;”*

As RNA's promovem uma representação distribuída da informação, na forma de conexões entre um grande número de elementos simples, os neurônios artificiais. Todos esses elementos realizam operacionalmente a mesma função, conforme será visto adiante, que é executar a soma ponderada de suas entradas e executar uma transformação, linear ou não-linear, sobre este valor. Assim, as RNA's são modelos matemáticos dos neurônios biológicos e de suas interconexões em redes.

A grande vantagem no uso de redes neurais artificiais para solução de problemas complexos provém de algumas propriedades e capacidades úteis, descritas a seguir, conforme [12]:

- *Aprendizagem:* é a habilidade da RNA de aprender acerca de seu ambiente por meio de um processo iterativo de ajustes aplicados aos pesos sinápticos;
- *Generalização:* corresponde ao fato de a RNA apresentar uma saída adequada para uma entrada não presente no processo de aprendizagem;
- *Não-Linearidade:* uma RNA é não-linear se esta for constituída de neurônios

artificiais também não-lineares. Esta é uma característica importante, pois a maioria dos sistemas físicos responsáveis pela geração dos sinais de entrada para a rede neural artificial é não-linear;

- *Adaptabilidade:* é a capacidade que as RNA's possuem de adaptar seus pesos sinápticos perante as modificações no meio ambiente, ou seja, uma vez treinada para operar em um ambiente específico pode facilmente ser retreinada para absorver pequenas alterações no ambiente;
- *Tolerância a Falhas:* o conhecimento é distribuído pela RNA. Desta forma, uma parte das conexões pode estar inoperante, sem mudanças significativas em seu desempenho;
- *Resposta a Evidências:* em sua utilização como classificadora de padrões, uma RNA pode fornecer, em sua saída, não somente a informação relativa a qual conjunto a entrada pertence, mas também uma informação sobre a confiança no resultado. Desta forma, pode-se utilizar estas informações para rejeitar padrões ambíguos.

Estas características dotam as RNA's de capacidade para resolver problemas complexos que não podem ser resolvidos de forma tradicional. É o caso da tarefa de classificação de padrões, quando se deseja atribuir uma classe para um determinado sinal de entrada, considerando a disponibilidade de várias classes pré-definidas. Tal sinal de entrada pode, por exemplo, representar um objeto físico ou evento, do qual não se conhece o modelo estatístico.

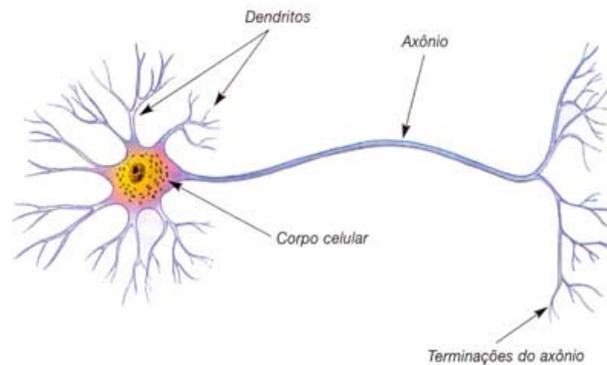
Aplicações bem sucedidas usando-se RNA's em áreas de engenharia têm demonstrado que esta ferramenta pode ser empregada como um método alternativo para se resolver problemas convencionais com precisão e eficiência. As características inerentes a RNA's, tais como aprendizagem, generalização e processamento paralelo entre outras, é que tornam possíveis e viáveis muitas das aplicações. Com os próximos itens, procura-se mostrar os fundamentos básicos desta teoria, indicando-se sua origem e alguns passos pesquisados até a obtenção de uma RNA com várias camadas e que fazem parte da implementação em estudo.

### 3.1 FUNCIONAMENTO DO NEURÔNIO BIOLÓGICO

A unidade básica de processamento de uma rede neural artificial é o neurônio artificial, sendo sua modelagem, como explicado anteriormente, inspirada no neurônio biológico. Na Figura 21 podem ser vistas as partes constituintes do neurônio que são descritas a seguir:

- Os *dendritos* são os elementos receptores, as entradas do neurônio. Compõe a árvore receptora da rede, fibras nervosas que carregam os sinais elétricos para o corpo da célula. O corpo da célula realiza a soma dos sinais de entrada;
- Os *axônios* são as linhas que transportam o sinal de saída do neurônio. É uma longa fibra que leva o sinal desde o corpo da célula até outros neurônios;
- As *sinapses* são as regiões onde a saída de um neurônio e a entrada de outro entram em contato. A região de contato entre o axônio de uma célula e o dendrito de outra é chamado de sinapse. A extensão desta região, chamada distância da sinapse, é determinada pela complexidade do processo químico que estabiliza a função da rede neural;
- O *corpo celular* é responsável pelo “processamento” dos sinais de entrada do neurônio. Quando os valores das entradas atingem um determinado limiar, o neurônio “dispara” liberando um impulso elétrico que flui do corpo celular para o axônio que pode estar conectado à entrada de outro neurônio.

Tão logo as características elétricas dos neurônios começaram a ser observadas, passou-se a entender o neurônio biológico como sendo basicamente o “*dispositivo computacional elementar do sistema nervoso que possuía muitas entradas e uma saída*” [21].



**Figura 21 – Neurônio biológico.**

Algumas estruturas neurais são definidas no nascimento, enquanto outras partes são desenvolvidas por aprendizagem, processo este em que algumas novas conexões neurais são realizadas e outras se perdem por completo.

As estruturas neurais continuam mudando durante toda a vida. Estas mudanças consistem em reforço e debilitação das conexões sinápticas. Por exemplo, novas memórias são formadas pela modificação da intensidade das sinapses, de forma que o ato de se memorizar o rosto de uma pessoa irá resultar na alteração de várias sinapses.

Como consequência dos primeiros estudos sobre a base neural dos sistemas mnêmicos (relacionados à memória), se acreditava que o armazenamento da memória associativa exigia um sistema neural muito complexo. Entre os que começaram a se opor a este enfoque, se encontrava Donald O. Hebb, professor da Universidade de Milner. Hebb sugeriu que a aprendizagem associativa poderia ser produzida por um mecanismo celular simples e propôs que tais associações poderiam formar uma atividade neural consciente:

*“quando um axônio de uma célula A excita uma célula B e participa em sua ativação, se produz um processo de desenvolvimento e troca metabólica em uma ou em ambas as células, de sorte que a eficácia de A, como célula excitatória de B, se intensifica”.*

No início do século passado, com a ajuda de galvanômetros e posteriormente de tubos de raios catódicos, foi possível a observação da atividade elétrica nervosa dos

neurônios biológicos. As entradas se dão por meio das conexões sinápticas, que conectam os dendritos das células nervosas aos axônios de outras. Os sinais que chegam aos axônios são pulsos elétricos conhecidos como potenciais de ação.

As sinapses podem ser consideradas regiões eletroquimicamente ativas, compreendidas entre a membrana pré-sináptica, de onde chega um estímulo proveniente de outra célula nervosa, e a membrana pós-sináptica, pertencente ao dendrito. O estímulo que chega à membrana pré-sináptica é retransmitido à membrana pós-sináptica por meio de substâncias conhecidas como neurotransmissores. A conexão sináptica poderá ser excitatória ou inibitória, dependendo do tipo de neurotransmissor. *“Uma conexão excitatória provoca uma alteração no potencial da membrana que contribui para a formação de um impulso nervoso no axônio de saída enquanto que uma conexão inibitória age no sentido oposto”* [21].

O axônio é um tubo filamentar delimitado pela membrana celular. Em repouso, sem a presença de um impulso nervoso, o interior da membrana está a um potencial eletronegativo de algumas dezenas de milivolts em relação ao exterior. Quando o potencial da membrana está menos eletronegativo do que o seu potencial de repouso, diz-se que ela está despolarizada e, quando está mais eletronegativo, diz-se que está hiperpolarizada.

A formação de um potencial de ação na membrana do axônio ocorre quando a membrana sofre uma despolarização suficiente para alcançar o seu “limiar de disparo”. Neste momento, por meio de um processo ativo, a membrana se despolariza rapidamente, em questão de alguns milissegundos, muito além do valor do limiar e, em seguida, retorna, bem mais lentamente, ao valor de repouso. Este fenômeno é o potencial de ação, que passa a se propagar ao longo da fibra nervosa, na forma de uma onda não atenuada. Após a ocorrência de um impulso nervoso, a membrana entra em um período conhecido como período de refração absoluta, durante o qual é incapaz de produzir outro potencial de ação, independentemente da intensidade da despolarização.

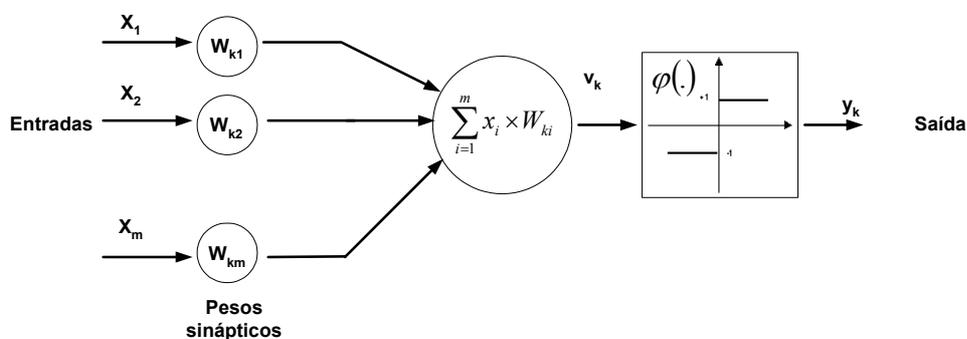
Quando um estímulo chega a uma sinapse, o seu efeito na membrana pós-sináptica será o de provocar uma polarização cujo sinal dependerá do tipo de neurotransmissor presente na sinapse e cuja magnitude dependerá da concentração deste, da dimensão geométrica da sinapse, e da sua distância ao axônio do neurônio. *“A polarização pós-sináptica ocorre imediatamente após a chegada do impulso nervoso na sinapse e se propaga por difusão passiva por toda a membrana até o local em que*

poderá interferir no surgimento do potencial de ação e, com o tempo, decai de maneira aproximadamente exponencial com uma constante de tempo que pode variar de alguns milissegundos até alguns segundos” [21]. Isto é, a membrana mantém, por algum tempo, a memória da atividade sináptica.

### 3.2 MODELO DO NEURÔNIO ARTIFICIAL

Inspirados nos neurônios biológicos, foram desenvolvidos modelos para o neurônio artificial, buscando reproduzir as características do neurônio biológico por meio da análise do seu funcionamento. Um dos trabalhos pioneiros foi o de *Warren S. McCulloch* e *Walter Pitts*, intitulado *A Logical Calculus of the Ideas Immanent in Nervous Activity*. Estes pesquisadores propuseram, em 1943, o primeiro modelo matemático para o neurônio [12]. O neurônio tinha um número finito de entradas e uma saída. Este neurônio foi chamado de *Neurônio de McCulloch & Pitts* e pode ser visto na Figura 22. Sua operação pode ser resumida da seguinte forma:

- 1) Os sinais são apresentados às entradas  $x_m$ ;
- 2) Cada sinal é multiplicado por um peso  $W_{km}$  que indica a sua influência na saída do neurônio (efeito de excitação ou inibição da sinapse);
- 3) É feita a soma ponderada dos sinais  $v_k$ , produzindo um nível de atividade;
- 4) Se este nível de atividade exceder um certo limiar, a unidade "ativa" sua saída  $y_k$ .



**Figura 22 - Neurônio de McCulloch & Pitts.**

Este modelo não apresenta somente a função de ativação limiar utilizada no neurônio de McCulloch & Pitts, mas sim uma função de ativação  $\varphi(.)$  que pode ser definida de várias formas. Também foi acrescentada uma polarização ou *bias*, representado por  $b_k$ , que têm o efeito de aumentar ou diminuir a entrada líquida da função de ativação. O funcionamento deste neurônio, que segue o mesmo princípio de funcionamento do neurônio anterior, pode ser descrito matematicamente pelas equações abaixo e é ilustrado pela Figura 23:

$$v_k = \sum_{i=1}^m W_{ki} \cdot x_i + b_k \quad (50)$$

$$y_k = \varphi(v_k) \quad (51)$$

Nestas equações:

$i$  : é o índice do k-ésimo neurônio;

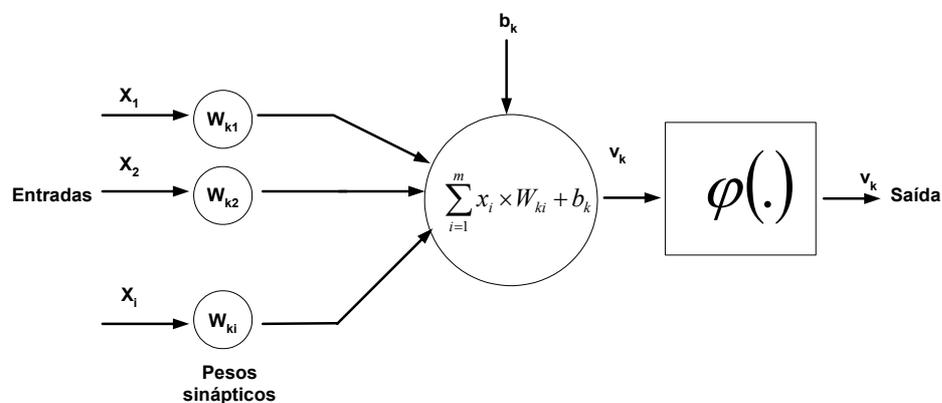
$b_k$  : é o bias aplicado ao k-ésimo neurônio;

$v_k$  : chamado de campo local induzido, é a saída do combinador linear de soma do k-ésimo neurônio;

$x_i$  : é o i-ésimo sinal de entrada do k-ésimo neurônio;

$W_{ki}$  : é o i-ésimo peso sináptico do neurônio k;

$\varphi(.)$  : é a função de ativação do k-ésimo neurônio.



**Figura 23 – Modelo geral do neurônio.**

O parâmetro externo *bias* pode ser incluído na formulação matemática como sendo um peso sináptico associado a uma entrada de valor constante unitário. Desta forma, a representação matemática do neurônio pode ser simplificada, conforme a formulação a seguir:

$$v_k = \sum_{i=0}^m W_{ki} \times x_i \quad (52)$$

$$y_k = \varphi(v_k) \quad (53),$$

onde  $x_0 = 1$  e  $W_{k0} = b_k$ .

Em uma notação matricial, pode-se obter a saída do neurônio a partir da seguinte equação:

$$y_k = \varphi(\vec{W}_k \times \vec{x}^T) \quad (54),$$

onde:

$\vec{W}_k = [W_{k0} \quad W_{k1} \quad W_{k2} \quad \dots \quad W_{km}]$  é o vetor de pesos sinápticos, incluindo o bias;

$\vec{x}_k = [x_0 \quad x_1 \quad x_2 \quad \dots \quad x_m]$  é o vetor contendo os sinais de entrada.

Assim, a saída do k-ésimo neurônio pode ser obtida realizando-se o produto interno do vetor de pesos sinápticos (incluindo o bias) pelo vetor de entrada transposto e aplicando este resultado (que é o campo local induzido) à função de ativação  $\varphi(\cdot)$ .

### 3.3 TIPOS DE FUNÇÃO DE ATIVAÇÃO

Segundo [12], existem três tipos básicos de função de ativação utilizados em RNA's, conforme podem ser vistas nas Figura 24 a 28 e descritas a seguir:

(a) *Função de limiar*, utilizada no neurônio de McCulloch & Pitts, com a seguinte definição:

$$\varphi(v) = \begin{cases} 1, & \text{se } v \geq 0 \\ 0, & \text{se } v < 0 \end{cases} \quad (55)$$

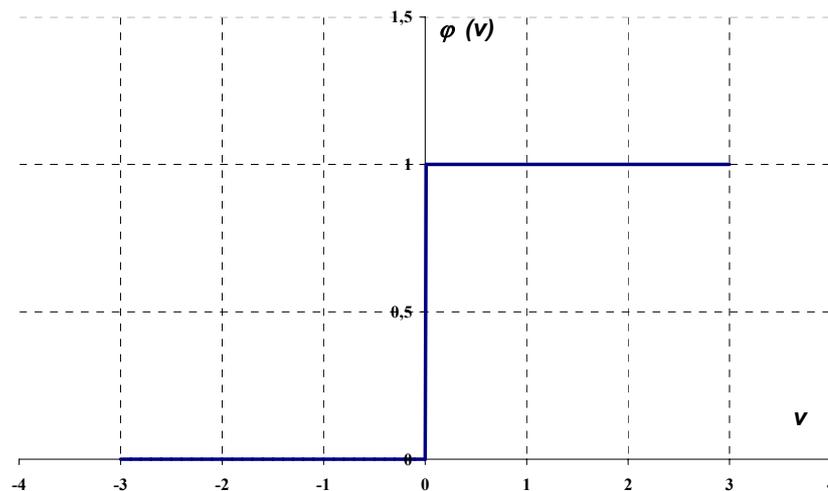


Figura 24 - Função de limiar

(b) *Função linear*, com a seguinte definição:

$$\varphi(v) = v \quad (56)$$

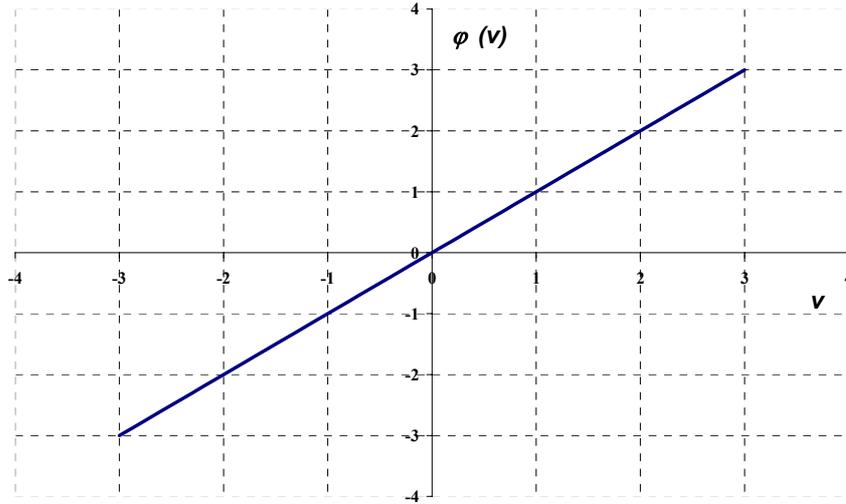


Figura 25 - Função de linear

(c) Função linear por partes, possuindo a seguinte definição:

$$\varphi(v) = \begin{cases} 1, & \text{se } v \geq 1 \\ v, & \text{se } -1 < v < 1 \\ 0, & \text{se } v \leq -1 \end{cases} \quad (57)$$

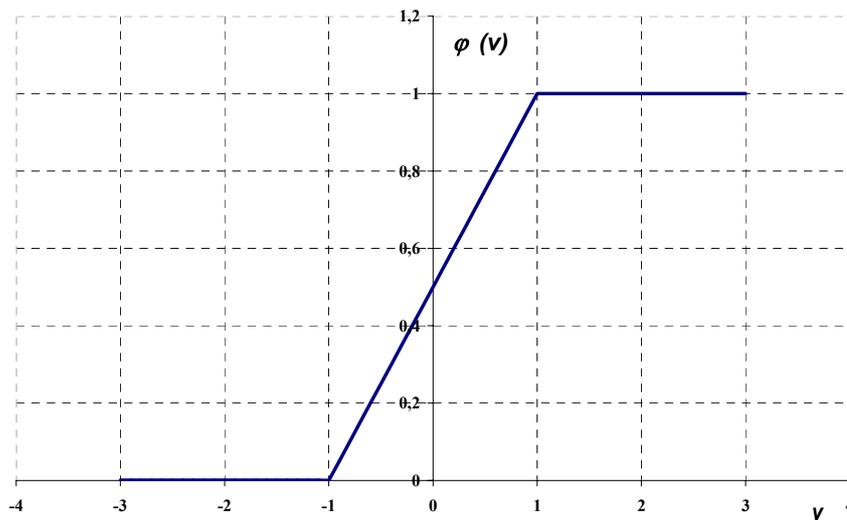
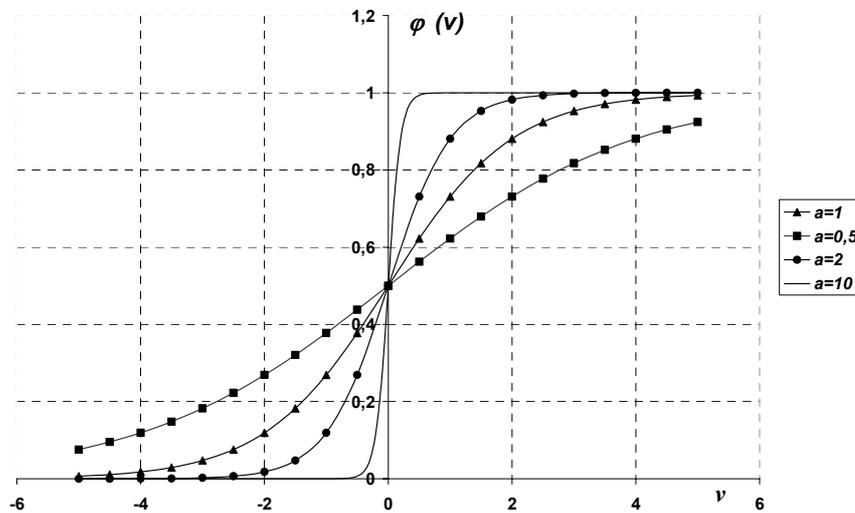


Figura 26 - Função linear por partes

(d) *Função sigmóide*, a função mais utilizada, definida por:

$$\varphi(v) = \frac{1}{1 + e^{-av}} \quad (58),$$

onde  $a$  é o parâmetro de inclinação da função, como pode ser observado na Figura 27.



**Figura 27 - Função sigmóide.**

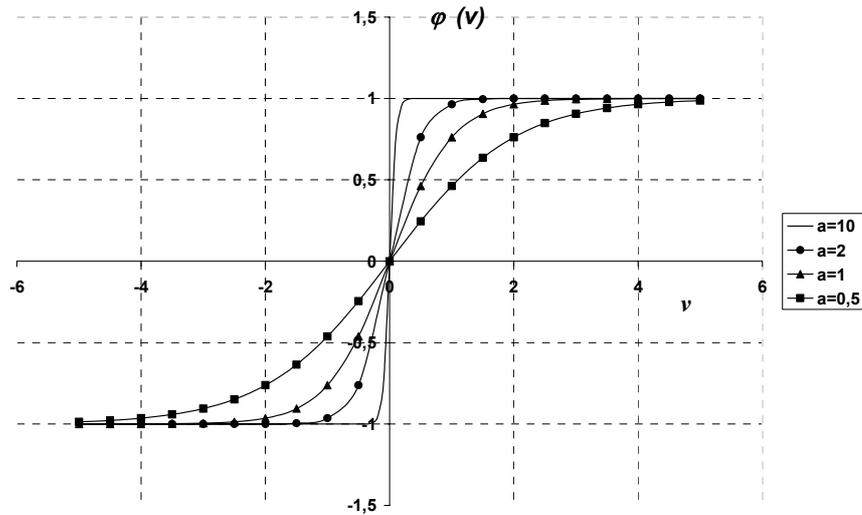
(d) *Função Tangente Hiperbólica*, de forma similar a Função sigmóide. Assume valores entre 1 e -1, sendo representada por:

$$\varphi(v) = \tanh(a \times v) \quad (59),$$

onde:

$a$  é o parâmetro de inclinação da curva, como pode ser observado na Figura 28;

$v$  é o valor de ativação da unidade.



**Figura 28 - Função tangente hiperbólica.**

As funções de ativação acima descritas apresentam resultado no intervalo  $[0; 1]$ . No entanto, dependendo da aplicação, deseja-se que a saída da RNA apresente também valores negativos, no intervalo  $[-1; +1]$ , por exemplo. Neste caso, a função de ativação utilizada deverá ser ímpar. Especificamente para a função sigmóide, sua correspondente ímpar é a função tangente hiperbólica.

Para que a função seja adequada para ser utilizada como função de ativação de um neurônio em uma rede feedforward, como veremos a seguir, deve ter como requisito:

- Ser diferenciável de  $(-\infty, +\infty)$ ;
- Ser monotona não decrescente;
- Ser simétrica;

A função de transferência tangente hiperbólica é muito similar a função sigmoidal em sua forma. Contudo, a faixa dos seus valores de saída compreende os valores de -1 a 1, diferente da faixa da função sigmoidal que é de 0 a 1. Observa-se, no entanto, que os valores de saída da função de transferência são usados como um multiplicador na equação de atualização de alguns pesos (algoritmo de treinamento

backpropagation). Apesar da forma semelhante a da sigmóide, a tangente hiperbólica possui valores de saída bipolares, característica que é benéfica para certos tipos de RNA's.

Uma causa comum de problemas encontrados no emprego de RNA's, além de uma faixa adequada de valores apresentados pelos dados, é que os valores devem ser apresentados em uma escala adequada para as funções de ativação e de saídas em uso. Por exemplo, uma rede backpropagation geralmente usa funções de ativação sigmoidal ou tangente hiperbólica. Se for apresentado à rede valores altos, mesmo com pequenos pesos na rede, o somatório será grande e a função sigmoidal (ou tangente hiperbólica) se tornará saturada. Quando saturada, a derivada das duas funções comentadas é próximo a zero para grandes somas, tanto para valores positivos como negativos. Desde que a derivada é um multiplicador na equação de atualização dos pesos, a aprendizagem para os elementos de processamento com altos valores no somatório será seriamente comprometida. Estes elementos de processamento com a função sigmóide saturada como exemplo, apresentam somas que são sempre muito baixas ou muito altas e a saída da função será sempre 0 ou 1.

### **3.4 ARQUITETURA DE REDES NEURAIIS ARTIFICIAIS**

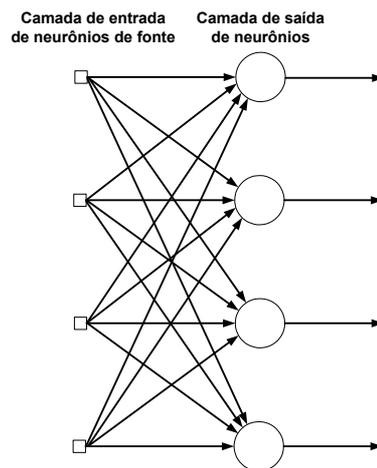
Conforme mencionado anteriormente, uma RNA é constituída por um conjunto de neurônios artificiais interligados. A maneira pela qual os neurônios de uma rede neural estão estruturados está intimamente ligada com o algoritmo de aprendizagem usado para treinar a rede que, em geral, pode ser de três classes diferentes, conforme o número de camadas de neurônios e o tipo de conexão entre elas.

Nos itens a seguir, são descritas as três classes de arquiteturas de redes neurais artificiais, conforme [12].

#### **3.4.1 REDES FEEDFORWARD DE CAMADA ÚNICA**

Nesta forma mais simples de rede neural, os neurônios são organizados em uma única camada. A saída de cada um dos neurônios constitui uma saída da rede.

Este tipo de arquitetura pode ser vista na Figura 29. A rede é dita alimentada adiante, ou feedforward, pois a camada de nós fonte fornece os sinais de entrada para a camada de saída e não vice-versa, ou seja, não há laços de realimentação. O termo camada única se refere ao fato de existir apenas uma camada de nós computacionais, neste caso, a camada de saída. Não contamos a camada de entrada de nós de fonte, por que aí não são realizados quaisquer tipos de computação.



**Figura 29: Rede alimentada adiante ou acíclica com uma única camada de neurônios.**

Nota-se que na representação da Figura 29, os pesos sinápticos estão implícitos nas conexões entre as camadas.

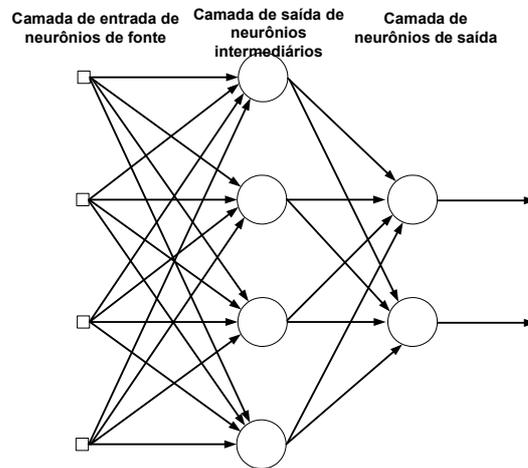
### **3.4.2 REDES FEEDFORWARD COM MÚLTIPLAS CAMADAS**

A segunda classe de rede neural alimentada adiante se distingue pela presença de uma ou mais camadas ocultas, cujos nós computacionais são chamados, correspondentemente, de neurônios intermediários. A função dos neurônios intermediários é intervir entre a entrada externa e a saída da rede de maneira útil. Adicionando-se uma ou mais camadas ocultas, tornamos a rede capaz de extrair estatísticas de ordem elevada.

A rede neural da Figura 30 é dita totalmente conectada, no sentido em que cada um dos nós de uma camada da rede está conectado a todos os nós da camada adjacente seguinte. Entretanto, se alguns dos elos de comunicação (conexões sinápticas) estiverem

faltando na rede, dizemos que a rede é parcialmente conectada.

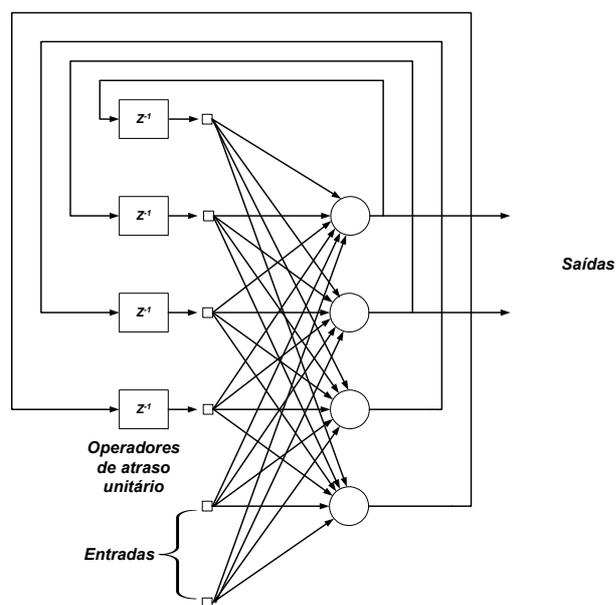
O processo de treinamento de redes alimentadas adiante de múltiplas camadas e de camada única será visto no capítulo seguinte deste trabalho.



**Figura 30: Rede alimentada adiante de múltiplas camadas.**

### 3.4.3 REDES RECORRENTES

A rede neural recorrente da Figura 31, a seguir, se distingue de uma rede neural alimentada adiante pelo fato de apresentar, pelo menos, um laço de realimentação.



**Figura 31: Rede neural recorrente.**

O operador  $Z^{-1}$  na Figura 31 representa um atraso unitário, ou seja, representa as entradas com um atraso de tempo. No presente trabalho não serão detalhadas as arquiteturas de RNA's recorrentes.

### **3.5 PARADIGMAS DE APRENDIZAGEM**

A propriedade mais importante das redes neurais artificiais é a habilidade de aprender acerca de seu ambiente e com isso, melhorar o seu desempenho. Isto pode ser feito por meio de um processo iterativo de ajustes, chamado de treinamento, aplicados aos pesos sinápticos da rede. O aprendizado ocorre quando a rede neural atinge uma solução generalizada para uma determinada classe de problemas.

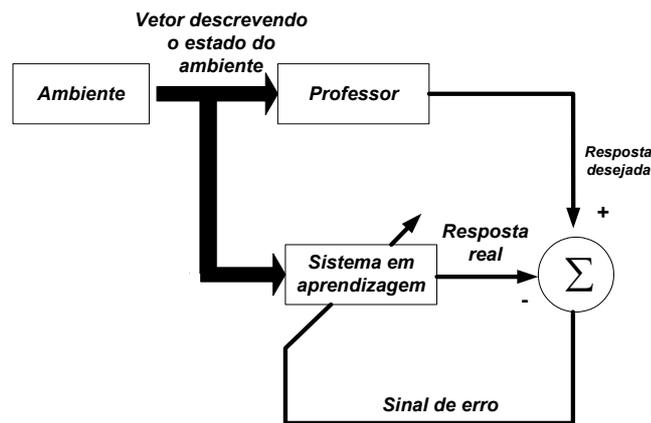
A maioria dos modelos de redes neurais artificiais possui alguma regra de treinamento, com os pesos de suas conexões sinápticas sendo ajustados de acordo com os padrões apresentados, ou seja, a rede aprende por meio de exemplos provenientes de casos reais conhecidos. Sendo assim, a rede neural extrai regras básicas a partir dos exemplos, diferentemente da programação computacional tradicional onde é necessário que as regras sejam previamente conhecidas.

A seguir serão apresentadas duas metodologias de aprendizagem, freqüentemente chamadas de paradigmas de aprendizagem.

#### **3.5.1 APRENDIZADO COM PROFESSOR**

O treinamento com professor ou treinamento supervisionado, tem como principal característica o conhecimento prévio da informação sobre as classes a que pertence cada um dos padrões na fase de treinamento. Aqui, a aprendizagem é realizada com base direta na comparação da saída ou saídas da rede com a resposta desejada. Para ajuste das conexões utiliza-se este erro, ou seja, a diferença entre a resposta desejada e a resposta obtida, como orientador. Por isto, este treinamento supervisionado é algumas vezes denominado *learning with teach*.

O aprendizado supervisionado está representado por meio de um diagrama de blocos na Figura 32.



**Figura 32: Aprendizado supervisionado.**

Em termos conceituais, podemos considerar o professor como tendo conhecimento sobre o ambiente, com este conhecimento sendo representado por um conjunto de exemplo de entrada-saída.

O sinal de erro é definido como a diferença entre a resposta desejada e a resposta real da rede. Este ajuste é realizado passo a passo, iterativamente, com o objetivo de fazer a RNA emular o professor, de forma que supõe-se que a emulação seja ótima em um sentido estatístico. Desta forma, o conhecimento do ambiente disponível ao professor é transferido para a RNA por meio de treinamento, da forma mais completa possível. Quando esta condição é alcançada, podemos então dispensar o professor.

### **3.5.2 APRENDIZADO SEM UM PROFESSOR**

No paradigma conhecido como aprendizagem sem um professor, como o nome sugere, não há professor para supervisionar o processo de aprendizagem. Isto significa que não existem exemplos rotulados da função a ser aprendida pela rede. Neste segundo paradigma, são identificadas duas subdivisões: aprendizagem por reforço/programação neurodinâmica e aprendizagem não supervisionada.

Na aprendizagem por reforço, o aprendizado de um mapeamento de entrada /saída é realizado por meio da interação contínua com o meio ambiente, visando minimizar um índice escalar de desempenho. No treinamento por reforço, a única informação de realimentação fornecida à rede é se uma determinada saída está correta

ou não, isto é, não é fornecida a rede a resposta correta para o padrão de entrada.

Na aprendizagem não supervisionada, ou auto-organizada, não há um professor externo para supervisionar o processo de aprendizagem, de forma que o sistema tenta se auto-organizar com base nas similaridades entre os exemplos a ele apresentados.

O objetivo de um algoritmo para a aprendizagem auto-organizada é descobrir padrões significativos ou características nos dados e fazer esta descoberta sem um professor. Para isso, o algoritmo dispõe de um conjunto de regras de natureza local, que o capacita a aprender a calcular um mapeamento saída-entrada com propriedades específicas desejáveis.

A aprendizagem não-supervisionada consiste em modificar repetidamente os pesos sinápticos de uma RNA em resposta a padrões de ativação e de acordo com regras pré-estabelecidas, até que se desenvolva uma configuração final. A questão chave é, obviamente, como uma configuração útil pode se desenvolver a partir da auto-organização.

Para o treinamento da rede não supervisionada, são utilizados apenas os valores de entrada, conforme pode ser visto no diagrama de blocos da Figura 33. Neste tipo de aprendizado, a rede utiliza os neurônios como classificadores, e as entradas como elementos a serem classificados, utilizando-se para isso um processo de competição e cooperação entre os neurônios da rede.



**Figura 33: Aprendizado não supervisionado.**

Este tipo de treinamento aplica-se a situações onde a informação a respeito das classes não é disponível durante o treinamento. Neste caso, a RNA, por si só, deve agrupar os vários padrões existentes em diferentes classes à medida que os mesmos são apresentados durante o aprendizado, de acordo com algum critério de similaridade definido. É esperado que a rede avalie as correlações entre os dados de entrada e produza sinais de saídas correspondentes às categorias de entrada.

### **3.6 ALGORITMO DE APRENDIZAGEM PARA O PERCEPTRON DE MULTIPLAS CAMADAS**

Um dos algoritmos de treinamento supervisionado mais utilizados é conhecido como backpropagation e pode ser aplicado a redes neurais feedforward com, no mínimo, uma camada intermediária.

Nesta seção será apresentado o algoritmo backpropagation, de aprendizagem supervisionada de RNA's feedforward, chamada de perceptron de múltiplas camadas. Este tipo de treinamento servirá de base para a aplicação de rede neurais efetuada na presente dissertação de mestrado.

#### **3.6.1 O PERCEPTRON DE MÚTIPLAS CAMADAS**

O perceptron de múltiplas camadas (MLP, do inglês *Multi Layer Perceptron*), é assim definido dado a existência de uma ou mais camadas intermediárias (*camadas ocultas*) de neurônios entre a primeira camada e a saída. Desta forma, o MLP é capaz de resolver problemas complexos e não-linearmente separáveis.

O MLP consiste em uma rede alimentada no sentido camada de entrada camada de saída, ou *feedforward*, de múltiplas camadas. No entanto, os neurônios que a constituem não são necessariamente binários, como no perceptron de Roseblatt, e podem possuir uma função de ativação qualquer, por exemplo, *sigmóide*, *tangente hiperbólica* ou *linear*.

A utilização do MLP na solução de problemas complexos está amplamente difundida nas mais diversas áreas de pesquisa. Isso se deve principalmente ao algoritmo de treinamento supervisionado desenvolvido por Rumelhart, Hinton e Williams em 1986, chamado de *algoritmo de retropropagação (back-propagation)*. O processo de treinamento, bem como o algoritmo acima referido, serão os temas tratados a seguir.

### 3.6.2. O PROBLEMA DE TREINAMENTO DO MLP

O treinamento supervisionado de uma RNA de múltiplas camadas consiste em ajustar os pesos sinápticos dos neurônios da rede de modo a minimizar o sinal de erro resultante da comparação com a saída desejada. Pode-se, então, formular o problema da seguinte forma [12]:

$$e_j(n) = d_j(n) - y_j(n) \quad (60)$$

$$\xi(n) = \frac{1}{2} \times \sum_{j \in C} e_j^2(n) \quad (61)$$

$$\omega^* = \min_w (\xi(n)) \quad (62),$$

onde:

$j$ : é o índice do neurônio de saída da rede;

$C$ : é o conjunto de todos os neurônios de saída da RNA;

$e_j(n)$ : é o sinal de erro na saída do neurônio  $j$ , na iteração  $n$  (i.e., na apresentação do  $n$ -ésimo exemplo de treinamento);

$d_j(n)$ : é a resposta desejada para o neurônio  $j$ , na iteração  $n$ ;

$y_j(n)$ : é o sinal calculado pela rede presente na saída do neurônio  $j$ , na iteração  $n$ ;

$\xi(n)$ : é a soma instantânea dos erros quadráticos, ou *energia* do erro na iteração  $n$ ;

$w^*$ : é o vetor de pesos sinápticos (parâmetros livres) da rede que minimiza o sinal de erro na saída.

Desta forma, o problema de treinamento de um MLP consiste em um problema de otimização, onde a cada iteração se deseja minimizar uma função custo que, neste caso, é a soma instantânea dos erros quadráticos. Esta função fica definida em função dos parâmetros livres, encontrando-se um valor  $w^*$  que minimize  $\xi(n)$ .

### 3.6.3 Treinamento do MLP - Algoritmo de Retropropagação

Pode-se dizer que o algoritmo de retropropagação é uma generalização do algoritmo do mínimo quadrado médio que utiliza a técnica do gradiente descendente, de forma iterativa, para minimizar uma função de custo igual à diferença média quadrática entre a saída desejada e a saída real da RNA.

A operação da rede na fase de treinamento possui dois passos distintos: um de propagação, no qual um padrão conhecido é apresentado na entrada da rede e as unidades de processamento computam as funções de ativação, camada após camada, até chegar na camada de saída, e um passo de retropropagação, no qual os erros computados na camada de saída são utilizados para atualizar as conexões da rede, da camada de saída até a camada de entrada. Como já mencionado, o algoritmo busca minimizar o erro entre uma saída obtida pela rede e uma saída desejada e, para tal, usa o método do gradiente descendente, que requer funções de ativação que variem suavemente, como é o caso da função sigmoideal e da função tangente hiperbólica.

Em uma RNA de múltiplas camadas, os neurônios intermediários não são acessíveis na saída da rede. Logo, não há uma maneira direta de determinação do grau de influência que um determinado neurônio oculto exerce na saída. Como consequência, não é possível saber como ajustar os pesos sinápticos de modo a reduzir o valor da função custo. Este problema constitui o problema da atribuição de crédito [12] que foi resolvido pelo algoritmo de RP propagando-se os sinais de erro para trás (retropropagação). O algoritmo de RP é então constituído de dois passos: *A propagação para frente* e *a propagação para trás*. Estes dois passos serão apresentados separadamente, a seguir.

#### **Propagação para frente:**

Dado o sinal de entrada, no primeiro passo do algoritmo de Retropropagação, calcula-se a saída da rede para a iteração  $n$ . A saída do neurônio  $j$  é dada pela equação apresentada a seguir:

$$y_j(n) = \varphi(v_j(n)) \quad (63),$$

$v_j(n)$  é o campo local induzido do neurônio  $j$ , dado por:

$$v_j(n) = \sum_{i=0}^m w_{ji}(n) \times y_i(n) \quad (64)$$

Sendo  $m$  o número total de entradas da rede,  $w_{ji}(n)$  o peso sináptico que conecta o neurônio  $i$  ao neurônio  $j$  e  $y_i(n)$  o sinal de entrada do neurônio  $j$  ou, equivalentemente, o sinal de saída do neurônio  $i$ . Se o neurônio  $j$  estiver localizado na primeira camada intermediária,  $y_i(n) = x_i(n)$ . Se estiver localizado na camada de saída, então  $y_j(n) = \varphi(v_j(n))$ , onde  $v_j(n)$  é o  $j$ -ésimo sinal de saída da RNA.

O sinal de saída é então comparado com a resposta desejada presente no conjunto de treinamento, de modo a se obter o sinal de erro para o  $j$ -ésimo neurônio de saída, de acordo com a equação abaixo:

$$e_j(n) = d_j(n) - y_j(n) \quad (65)$$

### **Propagação para trás (retropropagação):**

Durante esta fase, o erro é propagado para trás em direção às entradas da RNA, atualizando-se os seus parâmetros livres de acordo com uma regra de correção do erro, de modo que a saída atual da rede aproxime-se da saída desejada. A forma como os parâmetros livres da rede são atualizados é dada pela *regra delta*, definida a seguir [12].

$$\Delta w_{ji}(n) = \eta \times \delta_j \times y_i(n) \quad (66),$$

onde:

$n$  : é o índice da iteração;

$\Delta\omega_{ji}(n)$  : é a correção de peso aplicada na conexão entre o neurônio  $i$  e o neurônio  $j$ ;

$\eta$  : é o parâmetro taxa de aprendizagem;

$\delta_j(n)$  : é o gradiente local do neurônio  $j$ ;

$y_i(n)$  : é o sinal de entrada do  $j$ -ésimo neurônio ou o sinal de saída do  $i$ -ésimo neurônio.

O gradiente local do neurônio é definido como a derivada da função custo  $\xi(n)$  com relação ao campo local induzido  $v_j(n)$  e aponta para as modificações necessárias aos pesos sinápticos de modo que a função custo tenha seu valor reduzido. O cálculo do gradiente local é possível tanto para neurônios da camada de saída, quanto para neurônios da camada intermediária. Desta forma, resolve-se o problema da atribuição de crédito. A taxa de aprendizagem  $\eta$  indica o tamanho do *passo* do algoritmo e, portanto, sua velocidade de convergência.

As equações utilizadas no cálculo do gradiente local serão apresentadas a seguir. Sua dedução completa não será apresentada neste trabalho, podendo ser encontradas com detalhes em [12].

O gradiente local de um neurônio localizado na camada de saída é dado por:

$$\delta_j(n) = e_j(n) \times \varphi'_j(v_j(n)) \quad (67)$$

O gradiente local de um neurônio localizado na camada intermediária  $j$  é dado por:

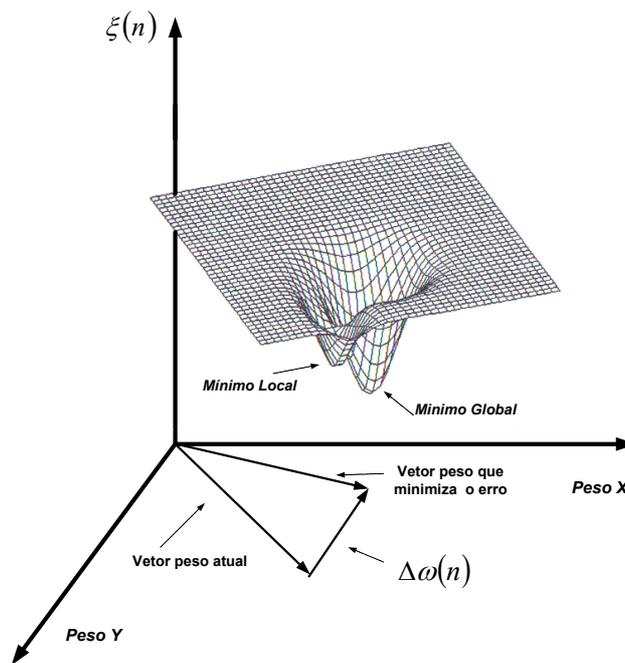
$$\delta_j(n) = \varphi_j'(v_j(n)) \times \sum_K \delta_K(n) \times \omega_{Kj}(n) \quad (68),$$

onde:

$k$  é o índice do(s) neurônio(s) à direita do neurônio  $j$ ;

$\varphi_j'(v_j(n))$  é a derivada da função de ativação.

A Figura 34 ilustra o processo de minimização do sinal de erro. Como pode-se observar, o vetor peso é atualizado por meio do cálculo de  $\Delta\omega(n)$ .



**Figura 34 – Erro associado ao treinamento da RNA.**

Para o desenvolvimento de modelos, os dados de entrada-saída disponíveis são divididos em 3 conjuntos:

- a) Conjunto dos dados de treinamento: é o conjunto de dados usado pelo

algoritmo de treinamento para o ajuste dos parâmetros do modelo;

b) Conjunto dos dados de validação: é o conjunto de dados usado durante o treinamento para medir o grau de “aderência” excessiva do modelo aos dados de treinamento. Isto ocorre quando o erro medido sobre o conjunto de validação aumenta enquanto o erro medido sobre o conjunto de treinamento diminui, uma indicação do chamado “overfitting” causado pela excessiva flexibilidade da estrutura do modelo em relação aos dados de treinamento;

c) Conjunto dos dados de teste: é o conjunto de dados usado após o treinamento para uma avaliação quantitativa e efetiva da qualidade do modelo.

## 4. O SISTEMA ANALISADO

Neste capítulo são apresentadas informações sobre o sistema de transmissão e de proteção de distância, aqui incluídos os filtros analógicos e digitais, além dos modelos e parâmetros utilizados em tais sistemas.

O sistema analisado é similar ao utilizado nas referências [31] e [34], exceto pelas especificações nos transformadores de corrente que foram definidas de modo a propiciarem o efeito da saturação.

As simulações foram realizadas utilizando programação via software *MATLAB* e a modelagem dos elementos do sistema de transmissão e proteção foi implementada através da utilização da “*toolbox Simulink*”, com chamada dos modelos dos elementos do sistema de potência já disponíveis na biblioteca “*SimPower Systems*”.

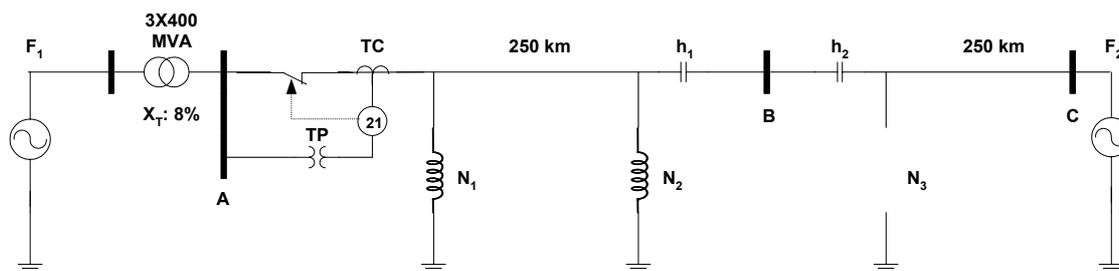
Como produto da simulação, temos as correntes e tensões nos terminais dos elementos do sistema elétrico, no secundário dos transformadores de corrente e potencial, nas entradas e saídas do filtro analógico e na saída do filtro digital, coletando-se 16 amostras por ciclo e definindo a discretização de 1,04667 ms em 1,04667 ms.

### 4.1 O SISTEMA DE TRANSMISSÃO

A Figura 35 mostra o sistema de transmissão utilizado nas simulações de diferentes tipos de faltas e em alguns pontos ao longo da rede elétrica, visando obter os sinais de corrente e tensão pré e pós falta. O sistema possui duas fontes de tensão,  $F_1$  e  $F_2$  de 13,8 kV, relação  $X / R = 30$ , 6.000 MVA e de 500 kV, relação  $X / R = 15$ , 4000 MVA, respectivamente.

O transformador é formado por um banco de 3 x 400 MVA, possui uma relação de transformação de 13,8 / 500 kV, reatância de 8%, ligação delta – estrela aterrada e está localizado entre a fonte  $F_1$  e o sistema de transmissão.

O sistema de transmissão é formado por dois circuitos simples em 500 kV, compensados por bancos de capacitores série, os quais estão conectados ao barramento B, como indicado na Figura 35. A especificação dos bancos de capacitores foi realizada de modo a compensar em 40% a reatância indutiva de cada um dos trechos AB e BC.



**Figura 35 – Transformador 13,8 / 500 kV, 3 x 400 MVA e Sistema de Transmissão em Circuito Simples, 500 kV, 500 km, interligando as fontes F<sub>1</sub> e F<sub>2</sub>.**

Os parâmetros da linha de transmissão são apresentados a seguir:

Tensão em 500 kV (dois trechos AB e BC, com 250km cada).

Parâmetros de seqüência positiva:

- resistência: 0,01273  $\Omega$ /km
- indutância:  $0,9337 \cdot 10^{-3}$  H/km
- capacitância:  $12,74 \cdot 10^{-9}$  F/km

Parâmetros de seqüência zero:

- resistência: 0,3864  $\Omega$ /km
- indutância:  $4,1264 \cdot 10^{-3}$  H/km
- capacitância:  $7,751 \cdot 10^{-9}$  F/km

Reatores de linha nos trechos AB e BC:

- no trecho AB: 150 MVA do lado A, 80 MVA do lado B
- no trecho BC: 150 MVA do lado B.

## 4.2 TRANSDUÇÃO DO SINAL DE CORRENTE

Os TC's dão acesso aos sinais de corrente em seu enrolamento secundário, a princípio de mesma forma que a corrente primária, porém em escala reduzida, para utilização em aplicações de medição, controle ou proteção. Embora a especificação dos transformadores de corrente atenda bem a essa condição na maioria dos casos, o projeto de proteção necessita de ajustes nestes equipamentos para compensar para os erros de transformação eventualmente introduzidos.

Para determinação da relação de transformação do TC, devem ser considerados os critérios da corrente nominal e da corrente máxima de curto-circuito. Considerando que as correntes de curto são bem menores que o limite de 20 vezes a corrente nominal, o critério da corrente nominal geralmente prevalece, fato que deve implicar na redução dos efeitos da saturação do transformador de corrente.

Considerando os parâmetros do sistema elétrico apresentado no item 4.1, podemos estimar a corrente primária dos transformadores de corrente para regime permanente de operação, por:

$$I_{nom} = \frac{S_{nom}}{\sqrt{3} V_{nom}} = \frac{3 \times 400}{\sqrt{3} \times 500} = 1.386 \text{ A} \quad (69),$$

onde:

$I_{nom}$ : corrente nominal de regime permanente dos TC's;

$S_{nom}$ : potência nominal conjunta dos 3 bancos de transformadores de 400 MVA;

$V_{nom}$ : tensão fase-fase no secundário dos bancos 3 x 400 MVA;

A relação de transformação pelo critério da corrente nominal é definida, portanto, por:

$$RTC > \frac{I_p}{I_s} = \frac{1386}{5} \quad (70)$$

A relação imediatamente superior fixada pela Norma Brasileira P-EB-251, resulta em:

$$RTC = 1500 / 5 \quad (71)$$

O fator de sobrecorrente FS do transformador de corrente foi feito igual a 10 e deve resultar em desempenho satisfatório da proteção nas condições de correntes máximas de curto-circuito logo após o banco de transformadores.

Considerando uma resistência de burden de 1,0  $\Omega$ , teremos uma carga nominal do transformador de corrente dada por:

$$S_{n_{TC}} = (Rb) \times i_s^2 = (1) \times 5^2 = 25 \text{ VA} \quad (72)$$

Um TC de precisão 10%, baixa reatância e potência de carga 25 VA pode ser selecionado. A seguinte especificação final para o transformador de corrente foi definida:

- resistência de dispersão do secundário: 0,32  $\Omega$ ;
- resistência total do secundário mais carga: 1,32  $\Omega$ ;
- $RTC=1500/5$ ;
- potência nominal: 25 VA;
- precisão: 10%;
- especificação **ABNT: B10F10C25**;

A saturação do transformador de corrente foi representada por meio da curva de magnetização em pu. A Tabela 1 apresenta a relação  $\phi_m - i_m$ ,  $i_m$  representa a componente de magnetização em pu da corrente de excitação e  $\phi_m$  o fluxo magnético em pu instantâneo associado à curva média do laço de histerese. A mesma curva foi considerada para modelagem da curva de saturação do transformador de potencial.

$\phi_m$ pu	$i_m$ pu	$\phi_m$ pu	$i_m$ pu
0	0	0,072	1,128
0,006	0,25	0,096	1,155
0,012	0,486	0,12	1,182
0,018	0,693	0,168	1,236
0,024	0,859	0,216	1,289
0,03	0,969	0,264	1,289
0,042	1,047	0,3	1,384
0,054	1,096	-	-

**Tabela 1 – Curva de magnetização do TC.**

### **4.3 TRANSDUÇÃO DO SINAL DE TENSÃO**

Os transformadores de potencial (TP) possibilitam o isolamento contra altas tensões, fornecendo nos terminais do secundário uma tensão proporcional à tensão

primária, com certo grau de precisão, dentro de uma faixa especificada.

Pode-se notar que a medida que a tensão nominal aumenta, o número de espiras necessário para se estabelecer a densidade de campo magnético desejado também aumenta. Por outro lado, a corrente primária nominal diminui. Isto significa construir, para níveis de tensões elevadas, TP's com enrolamento primário dotado de um número muito grande de espiras de fio de pequena bitola, capaz de suportar uma corrente primária nominal cada vez menor. Do ponto de vista construtivo, isto significa maiores custos pela dificuldade de execução da tarefa. Além disso, a probabilidade de romper o enrolamento aumenta, além da natural necessidade de aumento da capacidade do isolamento, para tensões maiores.

Assim, fica praticamente impossível a execução de bons projetos de TP's em tensões primária nominais acima de 69 kV. Desta forma, é usual construir-se TP's eletromagnéticos até a classe de tensão de 69 kV. Já para aplicações em sistemas com tensões superiores a 69 kV, são utilizados TP's de 23 kV acoplados a um divisor capacitivo de potencial (DCP).

#### 4.3.1 MODELAGEM DO DIVISOR CAPACITIVO

Reduzida a tensão por meio do DCP, o sinal de tensão pode ser aplicado ao TP, geralmente transformando de 23 kV para 115 V fase-fase. Assim como para o transformador de corrente, o transformador de potencial é seguido por um filtro de Butterworth de segunda ordem, para eliminação das altas frequências e correta detecção do sinal na frequência fundamental. A Figura 36 apresenta a modelagem do divisor capacitivo e do transformador de potencial.

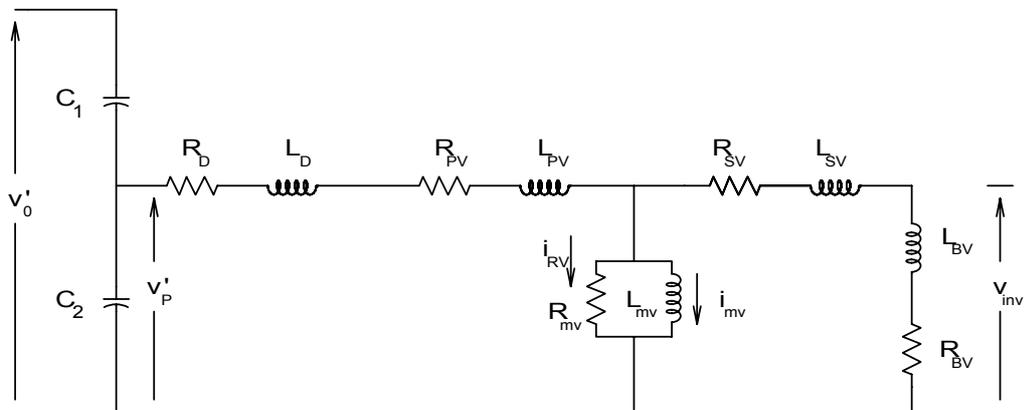
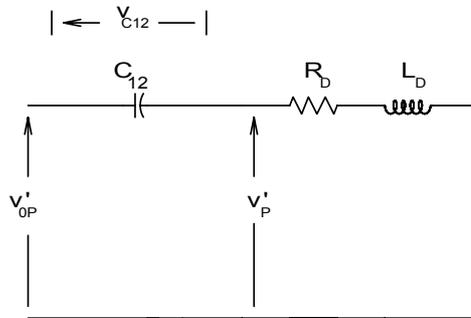


Figura 36– Representação do Divisor Capacitivo e do Transformador de Potencial (DCP).

A partir do modelo apresentado na figura acima para o DCP, podemos derivar a representação equivalente da Figura 37, como vista do terminal secundário deste divisor. A tensão de entrada deste equivalente é dada pela expressão (73):



**Figura 37 – Equivalente do Divisor Capacitivo de Potencial**

$$v'_{0P} = v'_0 \cdot (C_1 / (C_1 + C_2)) / RTP \quad (73),$$

onde o fator de redução  $C_1 / (C_1 + C_2)$  é determinado pelo primeiro estágio de transdução realizado pelo divisor capacitivo e  $1 / RTP$  é o fator de redução definido pelo  $TC$ . Temos também na Figura 37,

$$C_{12} = C_1 + C_2 \quad (74)$$

Para fins de simulação, a impedância do reator do divisor capacitivo pode ser somada à impedância do enrolamento primário do TC, sem prejudicar a definição da tensão  $v'_P$  na Figura 37. Na representação da impedância equivalente do enrolamento primário do transformador de potencial indicada na Figura 36, podemos então redefinir:

$$R'_{SV} = R_{SV} + R_D \quad (75)$$

$$L'_{SV} = L_{SV} + L_D \quad (76)$$

Podemos escrever, a partir do exame da Figura 37:

$$v'_{0P} = v_{C12} + v'_P \quad (77)$$

#### 4.3.2 ESPECIFICAÇÃO DO DIVISOR CAPACITIVO E TRANSFORMADOR DE POTENCIAL PARA O SISTEMA ANALISADO.

A relação de transformação RTP do TP utilizada no sistema, objeto de nosso estudo, é determinada a partir do conhecimento das capacitâncias  $C_1$  e  $C_2$  do divisor capacitivo. Para uma tensão primária do DCP igual a 500 kV,  $C_1 = 5,210$  nF e  $C_2 = 123,050$  nF, obtemos então:

$$RTP = \frac{v_P(nom) \cdot (C_1 / (C_1 + C_2))}{v_{0P}'(nom)} = 500000 \cdot (5,21/128,26)/115 = 176.61 \quad (78)$$

Com isso temos a seguinte configuração final para o sistema elétrico analisado:

Divisor de potencial capacitivo:

- capacitância superior:  $C_1 = 5,210$  nF ;
- capacitância inferior:  $C_2 = 123,05$  nF ;
- reator de compensação: indutância:  $54,86H$  , resistência  $541,0 \Omega$

Transformador de potencial - parâmetros referidos ao secundário:

- especificação: TP ABNT 400VA, classe de exatidão 1,2%;
- enrolamento primário: resistência:  $9,490$  m $\Omega$  , reatância:  $78,563$  m $\Omega$  ;
- enrolamento secundário: resistência: desprezível, reatância:  $376,99$  m $\Omega$  ;
- resistência de carga  $11,02 \Omega$  , reatância de carga: desprezível;

## **5 SIMULAÇÕES E ANÁLISE DOS RESULTADOS**

Neste capítulo são apresentadas as premissas adotadas no trabalho de dissertação, os casos utilizados para treinamento e definição da arquitetura da RNA, bem como os resultados de algumas simulações mostrando os efeitos da saturação dos transformadores de corrente e da sua correção sob o ponto de vista do sistema de proteção de distância.

### **5.1 DEFINIÇÃO DA ARQUITETURA DA RNA E DOS CASOS DE TREINAMENTO**

Com o objetivo de permitir avaliar os efeitos da saturação dos TC's sob a ótica dos sistema de proteção de distância, foram realizadas simulações de curto circuito do sistema de transmissão especificado no capítulo anterior, porém com uma resistência adicional de carga do TC de  $7\Omega$ , situação que, dependendo da amplitude das correntes de falta registradas pelo sistema de proteção, pode levar ao desempenho saturado dos transformadores de corrente. Foram simuladas faltas aplicadas às situações de tensões pré-falta máximas ou nulas, entre fases ou fase terra, no momento de sua aplicação, considerando que, sendo o sistema de transmissão predominantemente indutivo, serão obtidas ou correntes sem a influência de componente aperiódica ou com sua influência, com componente aperiódica apresentando sua máxima amplitude, respectivamente.

O objetivo da rede neural artificial é encontrar a função inversa do modelo do TC e assim recuperar a corrente primária, tanto para condições normais de operação, quanto para condições de curto-circuito.

As condições de carregamento pré-falta do sistema de transmissão foram especificadas para potência de transferência de 900 MW, da fonte 1 para a fonte 2. Ademais, foram considerados os diferentes tipos de faltas, a saber:

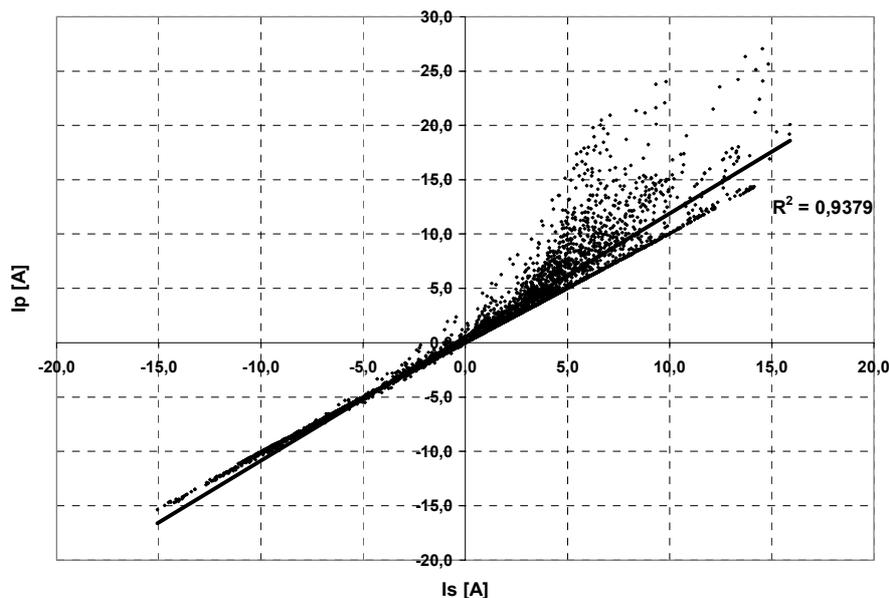
- a) condutor à terra – FT (faltas fase-terra);
- b) entre dois condutores à terra – FFT (faltas fase-fase-terra);
- c) entre dois condutores – FF (faltas fase-fase); e
- d) faltas trifásicas –  $3\phi$ .

Para o sistema analisado foram empregadas 5 localizações de faltas, totalizando 40 situações de curto circuito (5 localizações x 2 ângulos de incidência x 4 tipos de falta).

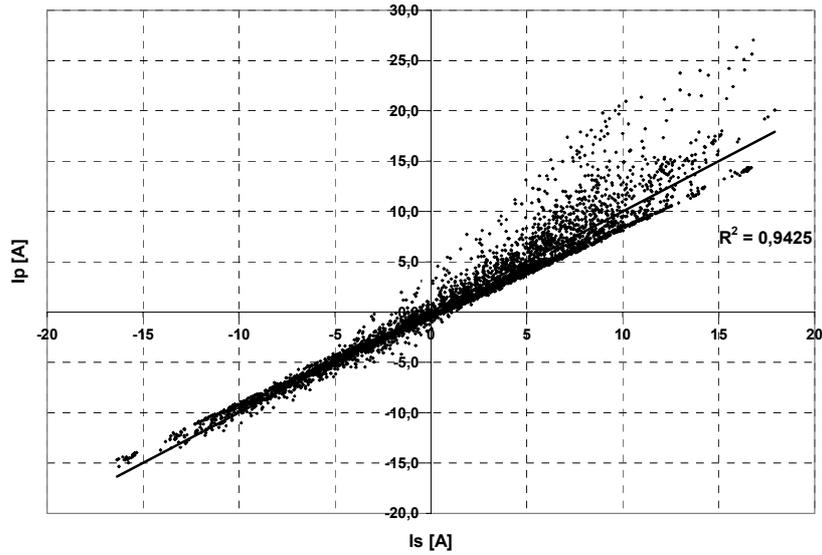
O tamanho do conjunto de treinamento, teste e de validação corresponde a 60%, 20% e 20% do conjunto de dados, respectivamente. Tais conjuntos foram formados de forma aleatória.

Após o treinamento que se utiliza dos conjuntos de treinamento acima referidos, a rede neural artificial deverá ser capaz de fornecer as saídas desejadas não somente para as entradas conhecidas que foram apresentadas na fase de treinamento, mas também resposta plausível para qualquer entrada.

Inicialmente foram definidas no treinamento, a cada instante, 16 amostras representativas dos valores aquisitados de cada sinal pertinente dentro do último ciclo da corrente secundária do TC, sendo 1 (uma) relativa à amostra atual e mais 15 (quinze) amostras anteriores, estas indicadas pelo símbolo de atraso unitários  $Z^{-1}$ . As Figuras 38 e 39 apresentam os valores de correlação linear entre a corrente primária e a corrente secundária saturada e entre a corrente primária e o último ciclo da corrente secundária saturada, respectivamente, para as 40 condições de curto circuito realizadas. A baixa correlação representa o erro associado à saturação do TC.

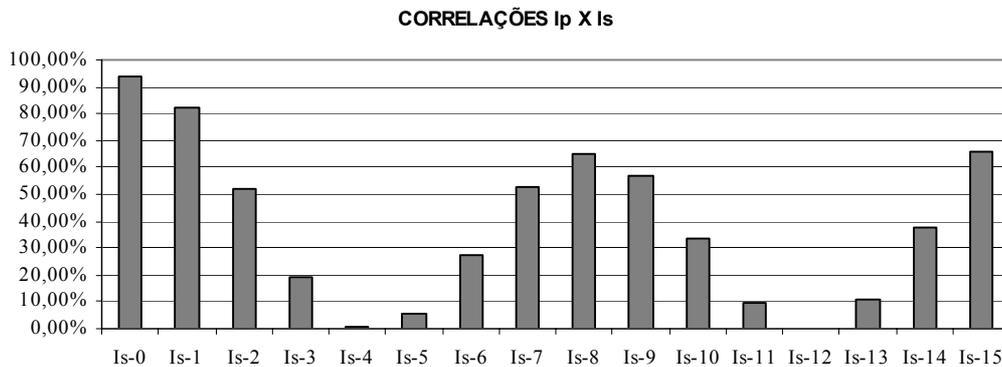


**Figura 38 – Correlação linear entre corrente primária e secundária.**



**Figura 39– Correlação multivariável linear com os 16 pontos anteriores.**

As entradas foram selecionadas observando-se os valores de correlação entre as entradas (último ciclo da corrente secundária) e saída (corrente primária referida ao secundário). Como pode ser observado na Figura 40, as entradas  $I_{s-4}$ ,  $I_{s-5}$ ,  $I_{s-11}$ ,  $I_{s-12}$  e  $I_{s-13}$  apresentam uma baixa correlação com os dados de corrente primária. Assim, visando reduzir o tempo computacional, tais entradas foram descartadas.



**Figura 40– Correlação entre as entradas e saída da RNA.**

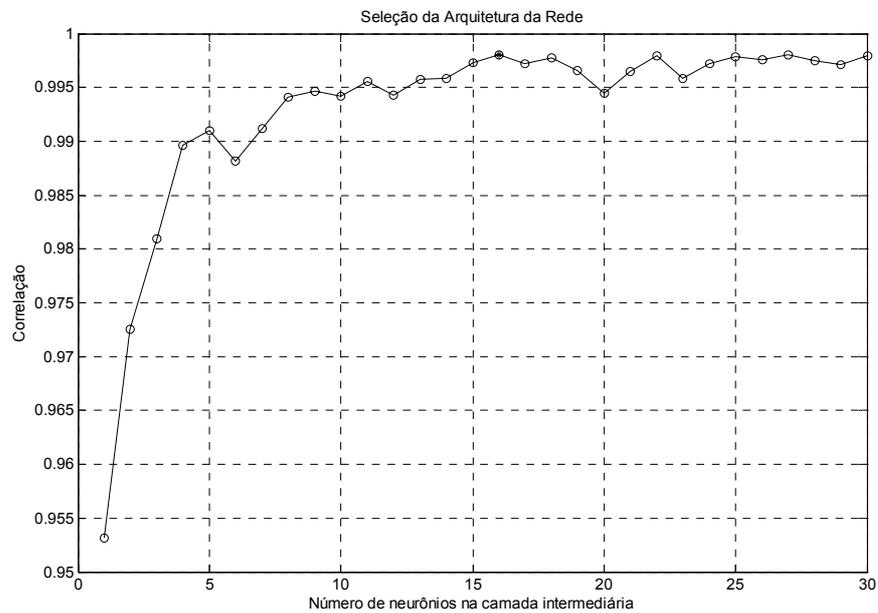
Adicionalmente, foram analisadas as correlações lineares entre as entradas, de modo a se descartar aquelas redundantes, conforme observado na Tabela 2. Avaliando-se os resultados obtidos, não se observa qualquer índice que justifique maiores reduções no número de entradas para a RNA.

***SIMULAÇÕES E ANÁLISE DOS RESULTADOS***

	<b>Is-1</b>	<b>Is-2</b>	<b>Is-3</b>	<b>Is-4</b>	<b>Is-5</b>	<b>Is-6</b>	<b>Is-7</b>	<b>Is-8</b>	<b>Is-9</b>	<b>Is-10</b>	<b>Is-11</b>	<b>Is-12</b>	<b>Is-13</b>	<b>Is-14</b>	<b>Is-15</b>	<b>Σ Is-n</b>	<b>Ip</b>
<b>Is-0</b>	86,35	53,03	18,50	0,68	6,84	30,63	56,56	68,72	59,71	35,06	9,97	0,02	11,97	40,15	69,42	4,42	93,79
<b>Is-1</b>	10000	86,33	53,14	18,74	0,76	6,59	30,23	56,25	68,52	59,61	35,15	10,19	0,01	11,58	39,67	5,71	82,36
<b>Is-2</b>		100,00	86,42	53,47	19,12	0,86	6,37	29,96	56,05	68,40	59,67	35,48	10,53	0,00	11,28	7,12	51,89
<b>Is-3</b>			100,00	86,56	53,81	19,42	0,91	6,29	29,90	56,01	68,37	59,82	35,85	10,80	0,00	8,48	19,07
<b>Is-4</b>				100,00	86,66	54,00	19,50	0,90	6,37	30,04	56,05	68,35	59,95	36,05	10,86	9,64	1,02
<b>Is-5</b>					100,00	86,68	53,95	19,34	0,85	6,52	30,20	56,02	68,27	59,93	35,96	10,49	5,56
<b>Is-6</b>						100,00	86,63	53,72	19,07	0,78	6,62	30,19	55,85	68,11	59,75	10,94	27,61
<b>Is-7</b>							100,00	86,53	53,46	18,86	0,76	6,58	29,94	55,55	67,88	10,97	52,67
<b>Is-8</b>								100,00	86,45	53,33	18,87	0,80	6,37	29,53	55,20	10,60	65,08
<b>Is-9</b>									100,00	86,44	53,45	19,14	0,90	6,10	29,13	9,88	57,15
<b>Is-10</b>										100,00	86,53	53,82	19,58	1,01	5,89	8,93	33,84
<b>Is-11</b>											100,00	86,69	54,23	19,92	1,07	7,87	9,76
<b>Is-12</b>												100,00	86,81	54,43	19,97	6,81	0,01
<b>Is-13</b>													100,00	86,82	54,30	5,86	11,15
<b>Is-14</b>														100,00	86,72	5,05	37,87
<b>Is-15</b>															100,00	4,41	66,04
<b>Σ Is-n</b>																100,00	4,82
<b>Ip</b>																	100,00

**Tabela 2 – Correlações entre as entradas da RNA.**

Para determinação do número de neurônios da camada intermediária da rede neural artificial, estes foram variados de modo a utilizar a arquitetura que minimiza os erros do conjunto de dados de validação. Observamos uma estabilização do erro na Figura 41, na qual se apresenta as correlações lineares, para cada arquitetura simulada, entre os dados de saída e estimados, para 16 neurônios na camada intermediária, sendo este o número de neurônios na camada intermediária utilizada no trabalho de dissertação.

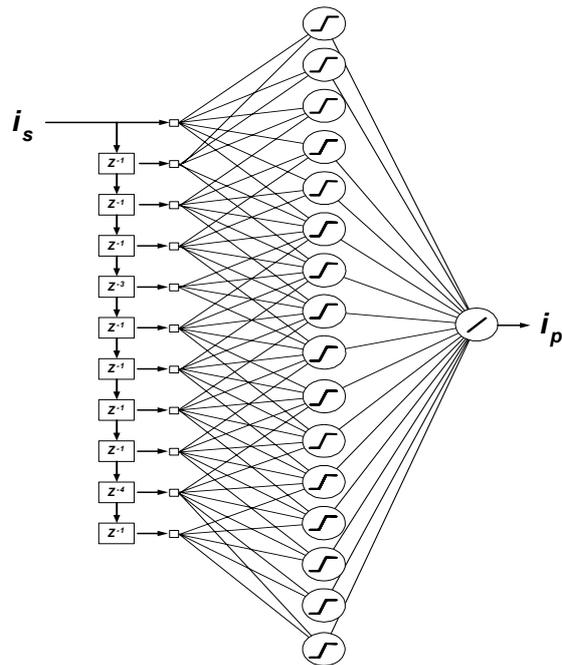


**Figura 41 – Correlação linear variando o números de neurônios na camada intermediária.**

A arquitetura da rede neural artificial selecionada é apresentada na Figura 42 e descrita a seguir:

- Camada de entrada: 11 neurônios;
- Camada intermediária: 16 neurônios, função de ativação sigmóide;
- Camada de saída: 1 neurônio, função de ativação linear;

Os dados de entrada, corrente primária referida ao secundário, e saída, corrente secundária, foram normalizados segundo a expressão:



**Figura 42– Arquitetura da rede neural.**

$$p_n = \frac{p - \mu}{\sigma} \quad (79),$$

onde,

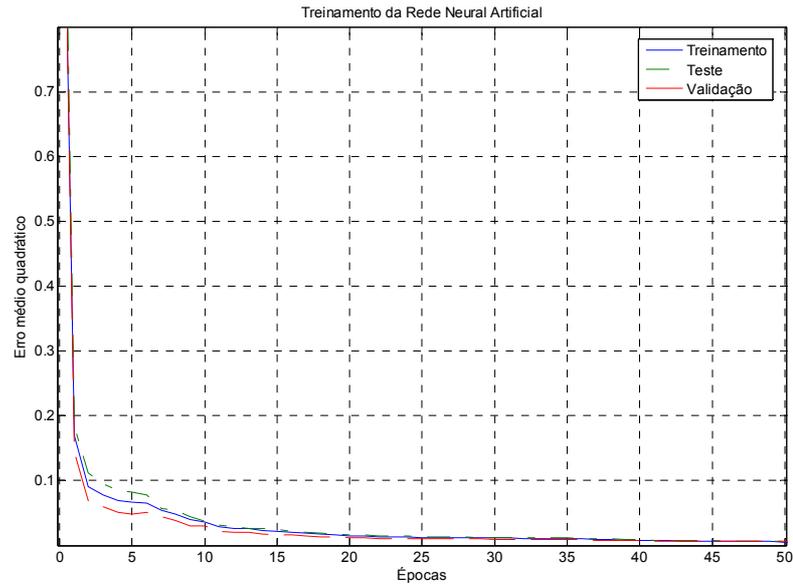
$p_n$  : vetor normalizado do vetor dados de entradas e dados de saída;

$\mu$  : média dos valores;

$\sigma$  : desvio padrão;

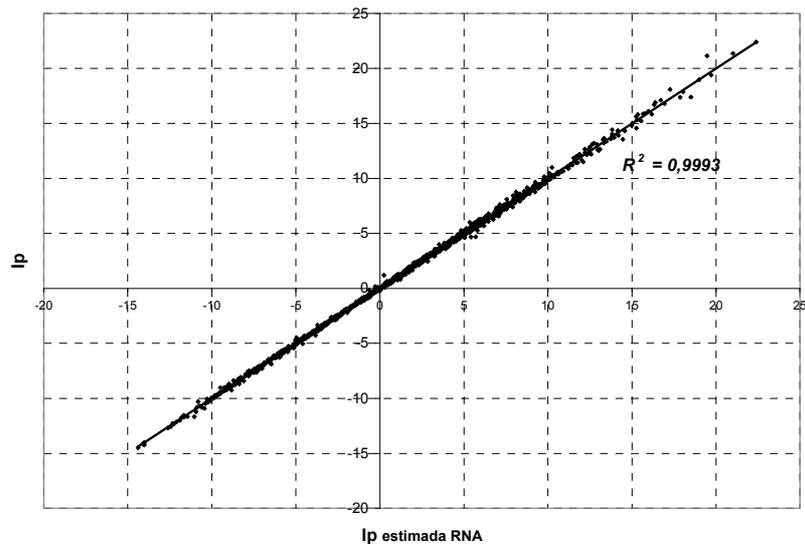
Como parâmetro para o treinamento da rede, foram utilizadas taxas de aprendizado de 0,01 e no máximo 50 épocas para o treinamento. A Figura 43 apresenta os valores dos erros médios quadráticos para cada época de treinamento, referente aos dados de treinamento, teste e validação.

Para o estudo foi utilizado o filtro Coseno, face às vantagens apresentadas no capítulo 2. Assim como o algoritmo de filtragem digital, em sua utilização final, a rede neural artificial deve ser considerada como algoritmo integrante do sistema de proteção.



**Figura 43 – Erros médios quadráticos para cada época de treinamento, arquitetura conforme Figura 42.**

No item 5.2 serão apresentados os gráficos contendo a evolução das correntes através dos enrolamentos secundário e primário dos transformadores de corrente resultantes das simulações do sistema de potência para a condição de “burden” com resistência adicional de carga de  $7\Omega$ , além da corrente reconstituída pela rede neural artificial modelada. Na seqüência serão apresentados os diagramas R-X com as impedâncias para os casos descritos acima.

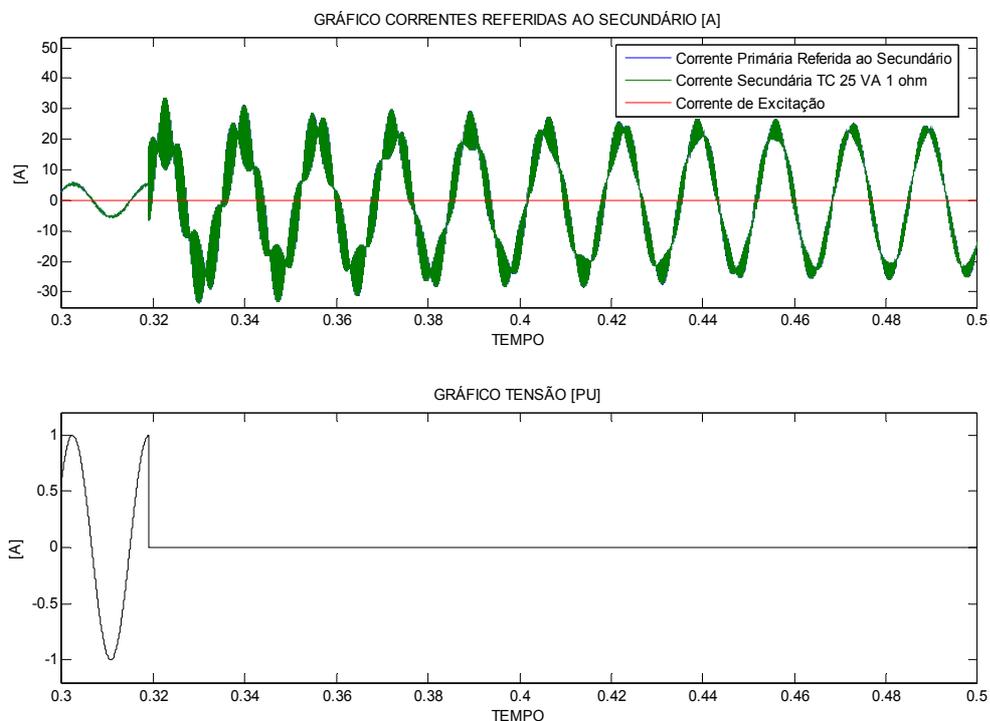


**Figura 44– Correlação entre os dados estimados de corrente primária (pela RNA modelada) e valores reais.**

Para efeito de visão geral do desempenho da RNA, depois de realizado seu treinamento, obtivemos a correlação entre os valores estimados pela RNA e os dados reais, conforme apresentado na Figura 44. Como pode ser observado todos os dados de validação apresentaram pequenos erros de previsão.

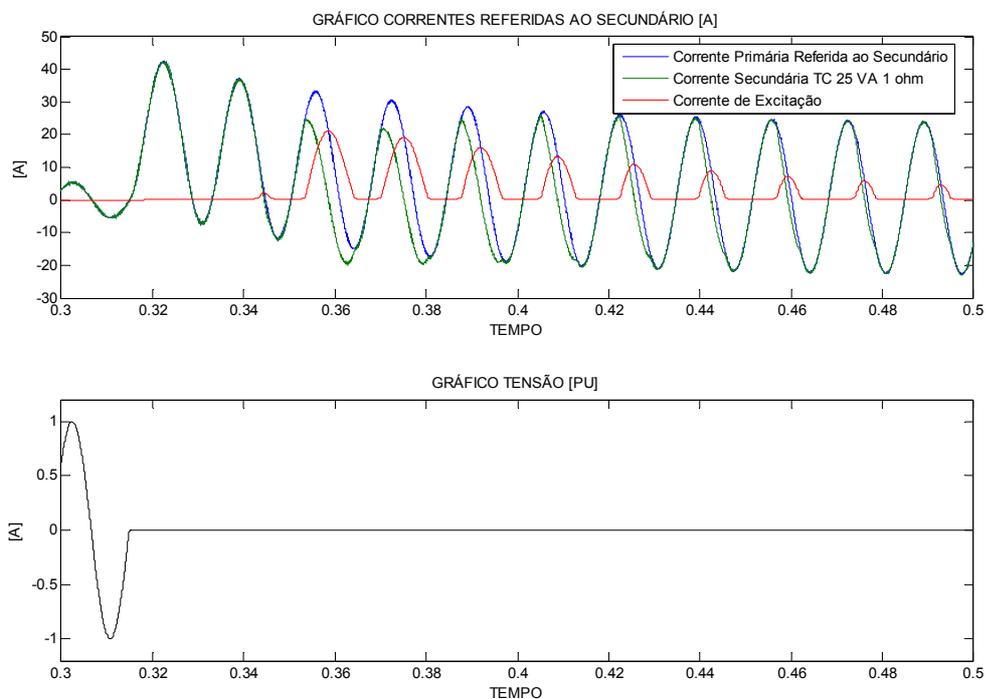
## 5.2 O CONJUNTO DE CONDIÇÕES DE TREINAMENTO DA RNA

Inicialmente apresentamos, nas Figuras 45 a 48, as formas de onda dos canais de corrente e tensão da fase A, considerando uma carga do TC de  $1 \Omega$  e curto trifásico simultâneo (Figuras 45 e 46) e fase-terra na barra A (Figuras 47 e 48) do sistema em estudo. As grandezas apresentadas já estão referidas aos enrolamentos de secundário dos transformadores de corrente e de potencial. As correntes aparecem indicadas em Ampère e as tensões em por unidade (p.u.), na base nominal. O carregamento do sistema de transmissão na condição pré-falta é de 900 MW na direção do barramento A para o barramento B.



**Figura 45 – Carga do TC de  $1 \Omega$ , curto  $3\phi$ , tensão máxima, barra A, carga pré-falta de 900 MW**

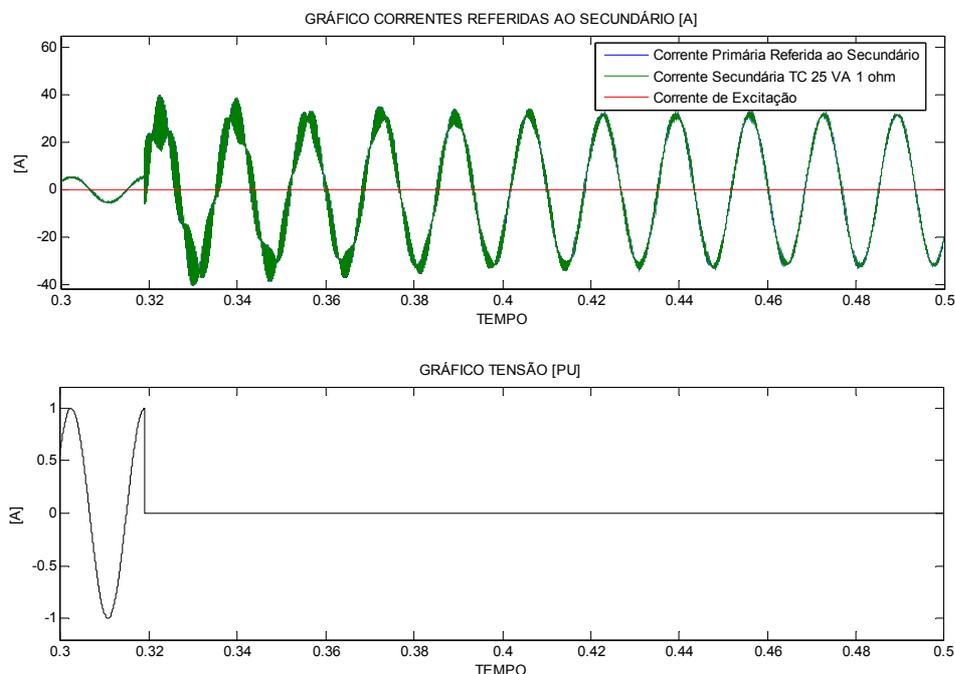
Estas simulações mostram que apesar da carga relativamente baixa ligada ao secundário do TC (carga nominal do TC =  $1\Omega$ ), podemos observar na Figura 46 o efeito da saturação ocorrendo após cerca de 2(dois) ciclos de falta, o que pode ser associado à presença da componente aperiódica decrescente presente na corrente de curto circuito. A presença desta componente aperiódica pode ser explicada examinando-se o sinal de tensão na fase sob falta (fase A). Enquanto na Figura 45 o curto é aplicado no instante de máximo da tensão da fase A, na Figura 46 o curto-circuito é aplicado no instante de tensão pré-falta nula nesta fase. Exatamente para esta última condição, observa-se tanto um nível apreciável de componente unidirecional na corrente de curto -circuito trifásico aplicada ao primário do transformador de corrente quanto distorção apreciável da corrente secundária do TC, com corrente de excitação praticamente unidirecional e de valor elevado. A presença da saturação é relativamente tardia neste caso, se consideramos que sistemas de proteção de distância de alta velocidade aplicados à transmissão em extra-alta-tensão podem encaminhar ordem de comando para abertura dos disjuntores em tempos inferiores a 1(um ciclo) de falta. Esta relativa lentidão da presença da saturação é benéfica sob o ponto de vista da proteção pois a proteção atua antes que a saturação ocorra.



**Figura 46 – Carga do TC de  $1\Omega$ , curto  $3\phi$ , tensão zero, barra A, carga pré-falta de 900 MW**

As Figuras 45 e 47 praticamente não indicam presença de componente aperiódica na corrente de falta da fase A já que, para estes casos, o curto foi aplicado na condição de tensão máxima. Ao contrário, as correntes apresentadas nas Figuras 46 e 48 possuem tais componentes e que resultam na ocorrência de saturação dos TC's.

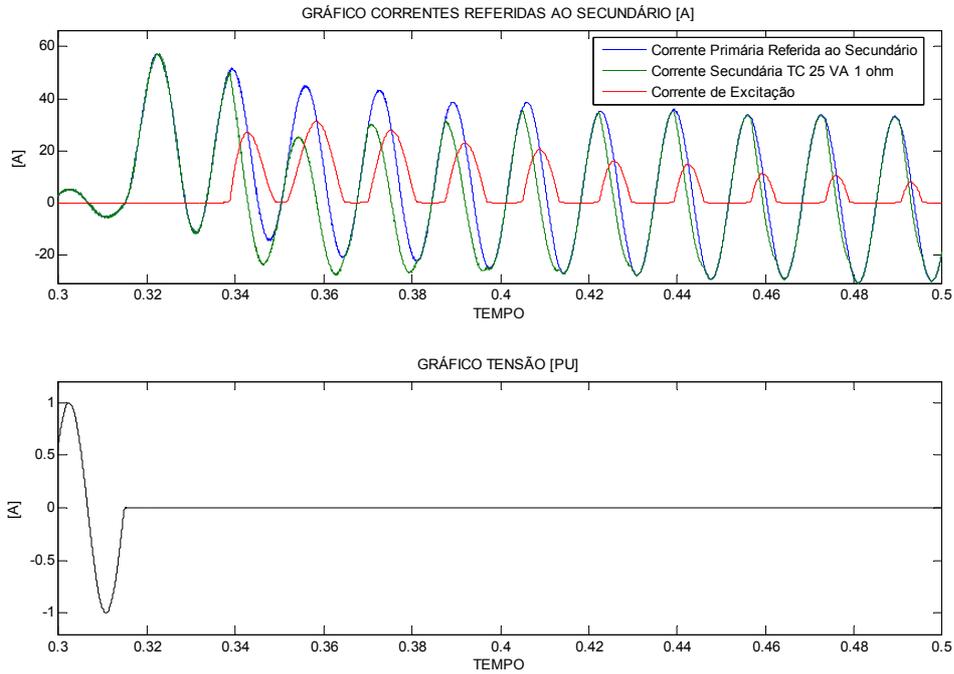
Uma inspeção cuidadosa destas Figuras 46 e 48 mostra que a amplitude da corrente de curto monofásico na barra A é superior à amplitude da corrente de curto trifásico no mesmo barramento, o que conduz a um nível de componente unidirecional de corrente ainda maior no caso do curto monofásico. Observamos, portanto, que o efeito da saturação se manifesta também sobre a corrente de excitação de uma forma um pouco mais intensa e rápida no caso do curto monofásico.



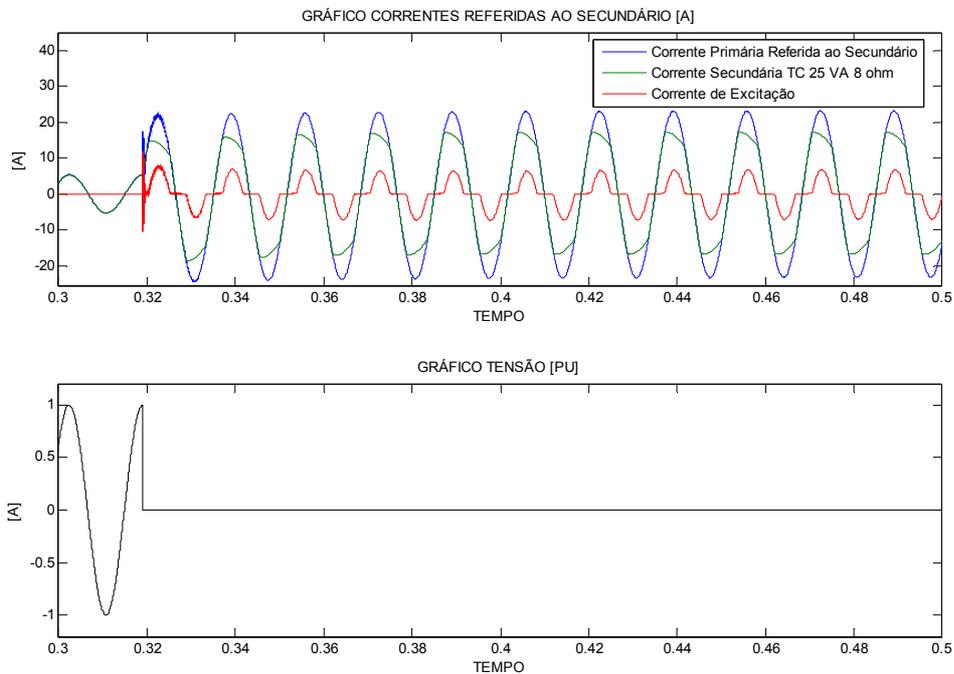
**Figura 47 – Carga do TC de 1 Ω, curto FT, tensão máxima, barra A, carga pré-falta de 900 MW**

As Figuras 49 a 52 se referem, também, aos mesmos tipos de curto trifásico e fase-terra, porém com carga de 8 Ω ligada ao secundário dos transformadores de corrente. Conforme observado nas Figuras 50 e 52, a saturação do TC ocorre de forma diferente no seguimento aos defeitos referidos, ocorrendo de forma simétrica nas Figuras 49 e 51 quando o defeito trifásico ou fase-terra ocorrem nos instantes de tensão máxima dos sinais pré-falta. Observamos que a saturação é mais severa e unidirecional

quando da presença da componente unidirecional da corrente de falta primária.



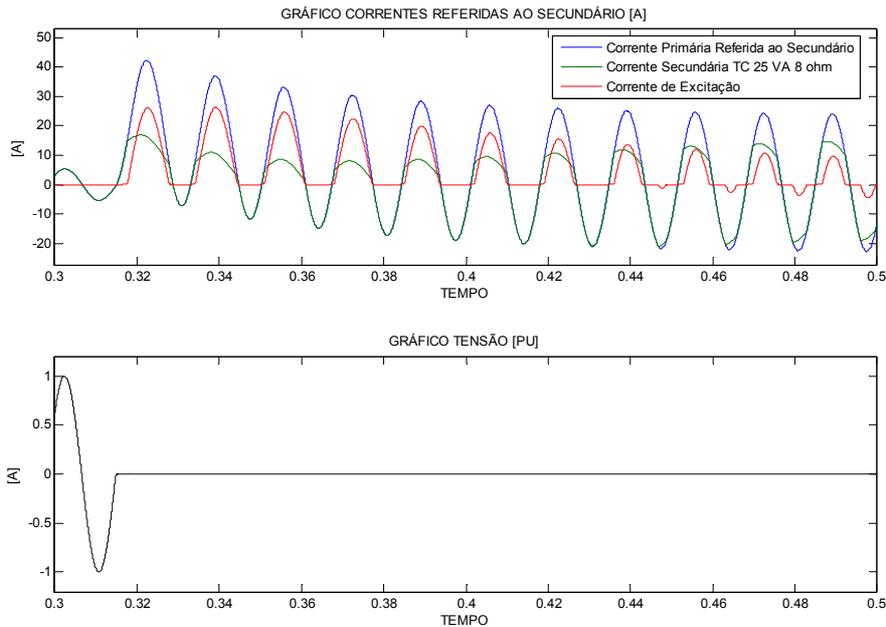
**Figura 48 – Carga do TC de 1  $\Omega$ , curto FT, tensão zero, barra A, carga pré-falta de 900 MW**



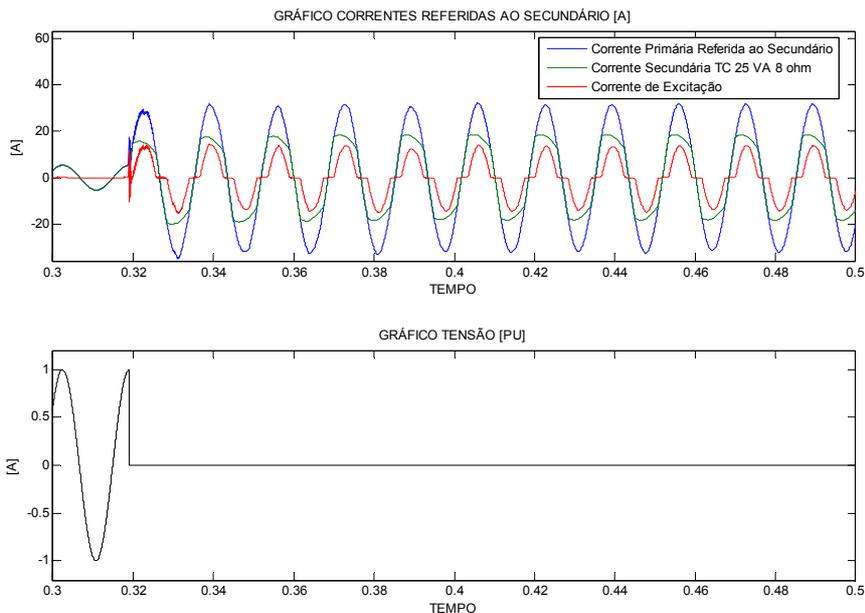
**Figura 49 – Carga do TC de 8  $\Omega$ , curto 3 $\phi$ , tensão máxima, barra A, carga pré-falta de 900 MW**

As Figuras 50 e 52 apresentam as formas de onda de corrente e tensão para curto

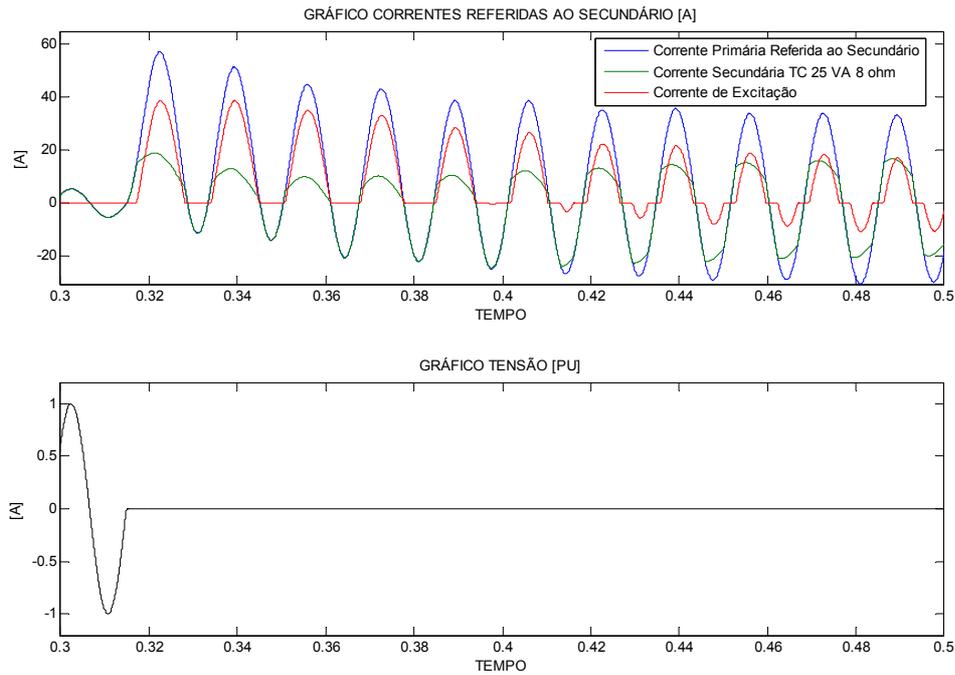
3 $\phi$  e monofásico, com componente aperiódica decrescente presente no sinal de corrente de falta. Novamente a saturação se manifesta em ambos os casos de curto trifásico e fase terra, sendo novamente mais severa para o curto monofásico (Figura 52), já que este curto apresenta uma maior amplitude associada aos efeitos de impedância de seqüência zero relativamente reduzida. A saturação se manifesta por diversos ciclos e a corrente de excitação apresenta valores relativamente elevados.



**Figura 50 – Carga do TC de 8  $\Omega$ , curto 3 $\phi$ , tensão zero, barra A, carga pré-falta de 900 MW**



**Figura 51 – Carga do TC de 8  $\Omega$ , curto FT, tensão máxima, barra A, carga pré-falta de 900 MW**

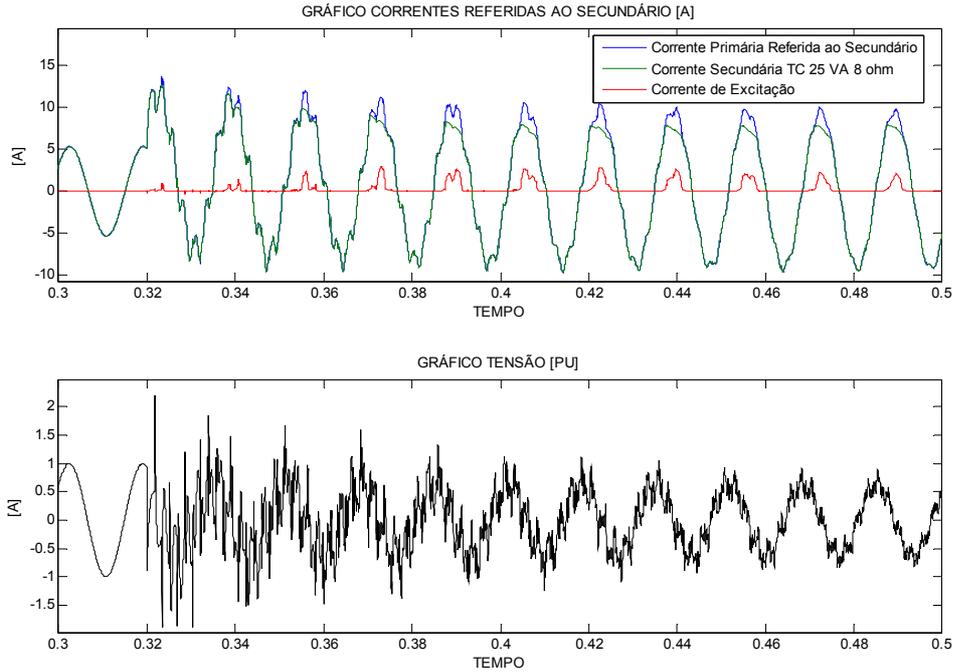


**Figura 52 – Carga do TC de 8  $\Omega$ , curto FT, tensão zero, barra A, carga pré-falta de 900 MW**

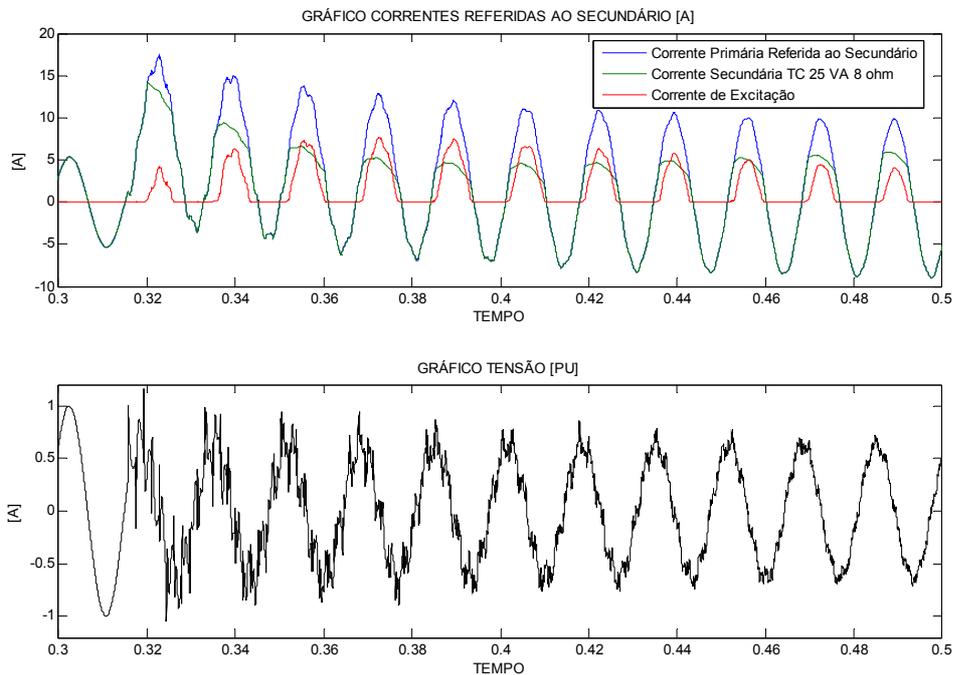
Com o aumento dos efeitos da saturação do TC, temos um aumento das correntes de magnetização, como pode ser observado nos gráficos das correntes. Isto causa distorção nas impedâncias vistas no diagrama R-X.

Nas figuras 53 a 56 a seguir são apresentadas as formas de onda da corrente e tensão para curtos no fim do trecho AB da linha, considerando novamente o trânsito de 900 MW na condição pré-falta, na direção A => B. Podemos observar as componentes de alta frequência nos sinais de tensão e corrente que serão atenuadas pelo filtro de Butterworth. Novamente, os curtos trifásico e fase-fase-terra são considerados mas os níveis de corrente de curto para curtos no fim da linha AB são bem menores que os verificados para curtos no início da mesma. O grau de saturação observado é, então, relativamente pequeno para os casos sem componente unidirecional, mesmo considerando a carga (burden) de 8(oito) ohms. Outra vez, a ocorrência deste grau pequeno de saturação está vinculada à componente unidirecional da corrente primária de curto-circuito que percorre o transformador de corrente.

Observamos, ainda, um crescimento e atenuação bastante lento associado à corrente de excitação relativamente menor.



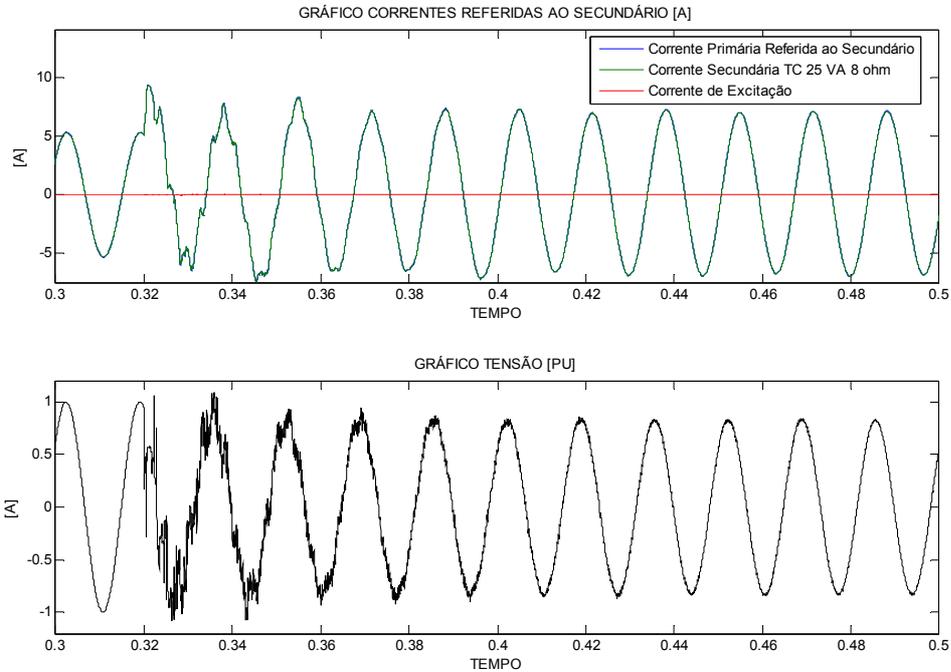
**Figura 53 – Carga do TC de 8  $\Omega$ , curto 3 $\phi$ , tensão máxima, barra B, carga pré-falta de 900 MW**



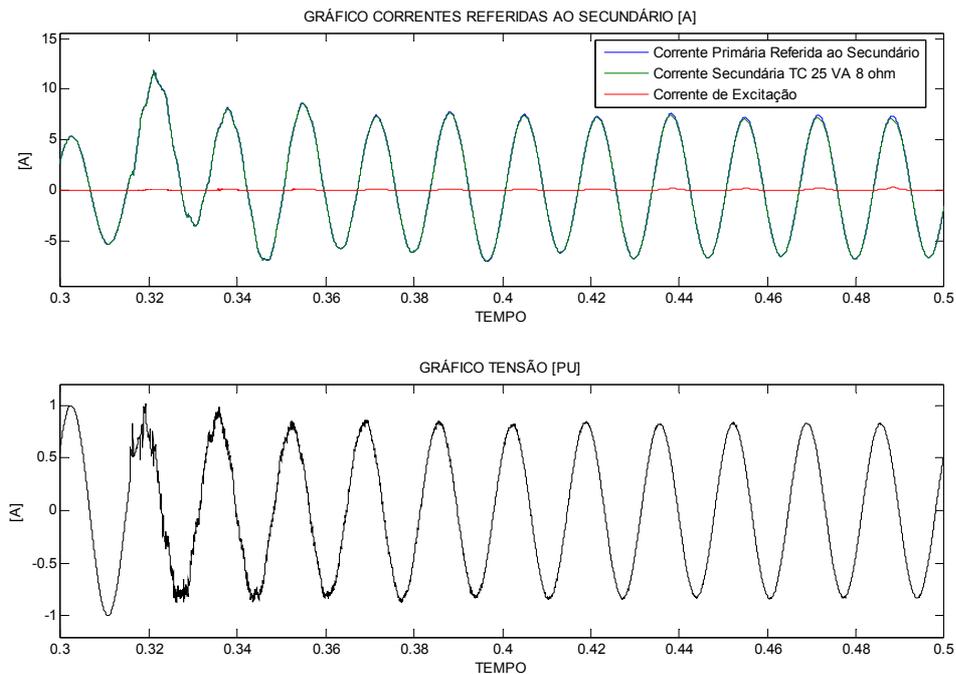
**Figura 54 – Carga do TC de 8  $\Omega$ , curto 3 $\phi$ , tensão zero, barra B, carga pré-falta de 900 MW**

Apesar da amplitude relativamente baixa das correntes de curto ao final do trecho AB, a Figura 54 mostra que, dependendo da amplitude da componente aperiódica, o núcleo do TC pode vir a saturar. Diferentemente do caso anterior para

curto no barramento A, agora, para curto-circuito ao final do trecho AB (barramento B), a corrente de falta fase-terra exibe valores menores do que as correntes de curto trifásico. Por esta razão, a corrente de excitação do TC assume valores desprezíveis nas Figuras 55 e 56.



**Figura 55 – Carga do TC de 8  $\Omega$ , curto FT, tensão máxima, barra B, carga pré-falta de 900 MW**



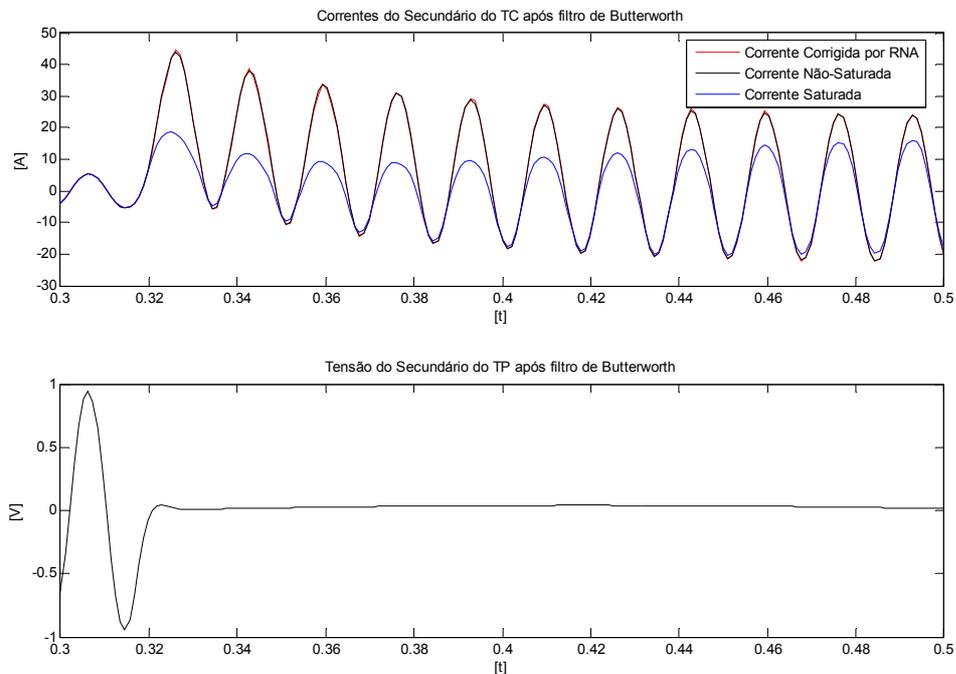
**Figura 56 – Carga do TC de 8  $\Omega$ , curto FT, tensão zero, barra B, carga pré-falta de 900 MW**

### **5.3 O RESULTADO OBTIDO NAS CONDIÇÕES DE TREINAMENTO RNA**

A seguir, apresentamos a resposta da RNA para curtos no início e ao final do circuito AB de transmissão, nos barramentos A e B, respectivamente. Para os exemplos apresentados foram utilizadas as polarizações normais com os sinais de tensão e corrente visualizados pelas malhas (loops) de falta dos relés associados.

Nos exemplos apresentados, os valores das impedâncias se referem às grandezas observadas pelos relés de fase durante as diversas faltas, excetuando-se as faltas fase-terra. Estas faltas aparecem observadas pelos relés fase-terra.

Na Figura 57 vemos, novamente os sinais de corrente e tensão representativos das correntes primária e secundária do TC do canal de fase A, para curto trifásico na barra A, burden de 8(oito) ohms e tensão nula no instante de falta, reproduzindo, portanto, as mesmas condições da Figura 50. Desta vez, entretanto, a corrente primária resultante das simulações é aquisitada com 16 pontos por ciclo e a corrente secundária resultante das simulações corresponde ao sinal de saída do filtro analógico do canal de corrente, também aquisitado com 16 pontos por ciclo. Estes são os tipos de sinais utilizados na presente dissertação para treinamento da RNA.

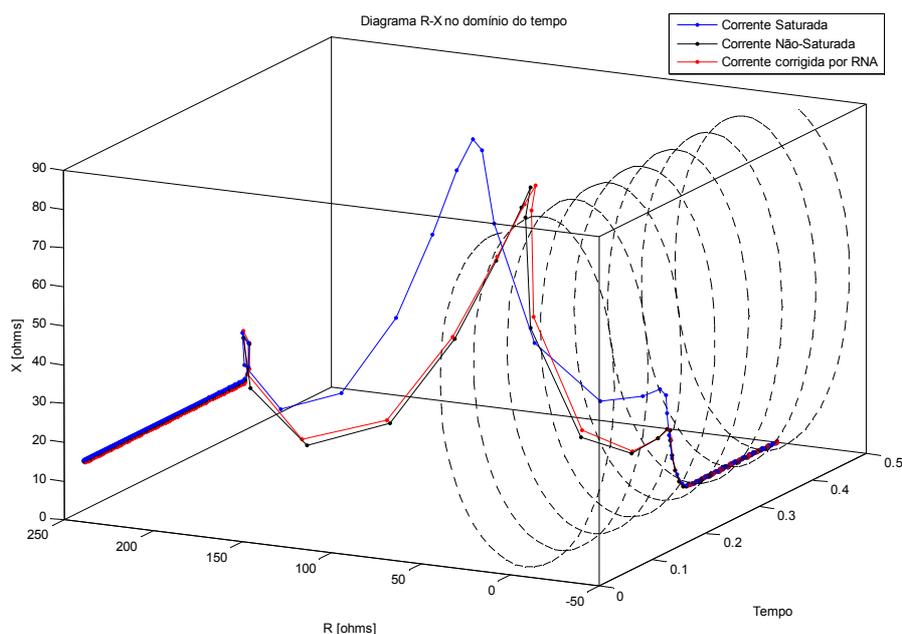


**Figura 57 – Formas de onda para condição: carga do TC de 8  $\Omega$ , curto 3 $\phi$ , tensão zero, barra A, carga pré-falta de 900 MW**

Para curtos na barra A, podemos observar na Figura 57 que a tensão vai a zero, o que implica em impedância zero, conforme podemos observar na Figura 58. Esta característica prejudica a análise do efeito da saturação do TC no diagrama R-X. Assim, visualizaremos, para curtos na barra A, somente as formas de onda dos canais de corrente e tensão.

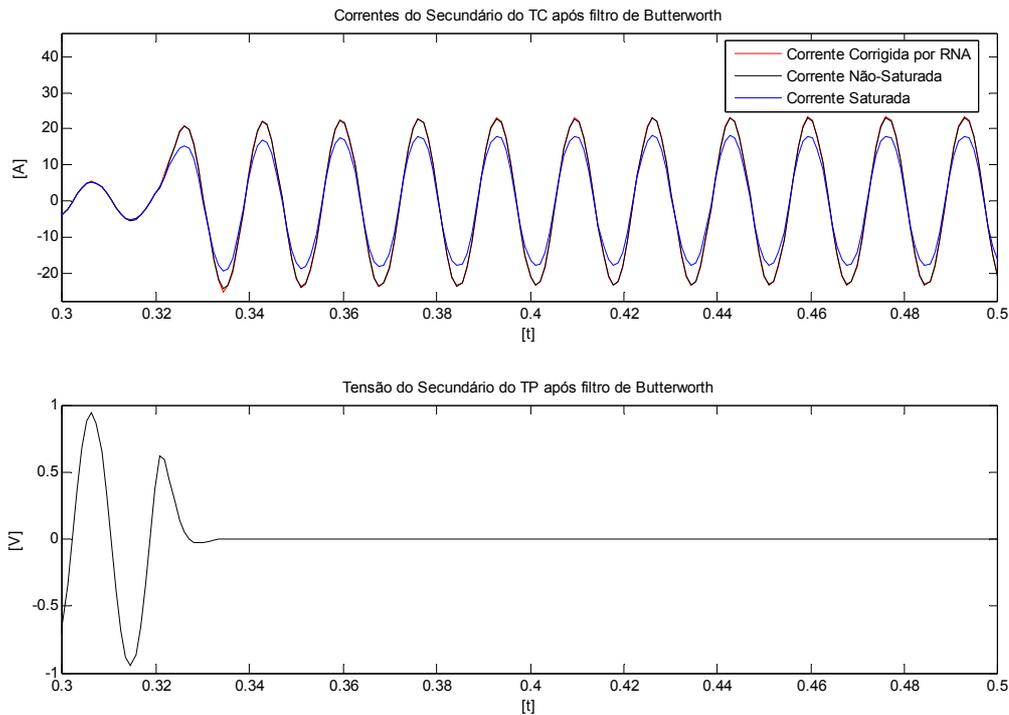
Ainda na Figura 57 podemos observar a resposta da rede neural artificial obtida após seu treinamento, indicando diferença desprezível em relação à corrente de referência, a corrente de entrada do transformador de corrente referida ao secundário. A resposta da rede neural artificial se afastou bastante da corrente secundária e se aproximou significativamente da corrente primária do TC, indicando, portanto uma possibilidade efetiva de melhoria da resposta do sistema de proteção quando utilizando o sinal de saída da RNA ao invés da saída saturada do transformador de corrente.

A Figura 58 nos fornece uma visualização da convergência da impedância em direção à origem do plano R – X (valor zero), neste caso de curto trifásico no barramento A. Na representação tridimensional indicada, um dos eixos corresponde à evolução do tempo em segundos. A curva característica do relé mho, representada por círculo ou elipse no plano R – X, é reproduzida diversas vezes, uma a cada instante. A avaliação de desempenho da RNA neste caso é difícil, dado a convergência da impedância para o valor zero. Como se pode observar, a impedância atinge valores próximos de zero para curto trifásico na barra A.



**Figura 58 – Carga do TC de 8 Ω, curto 3φ, tensão zero, barra A, carga pré-falta de 900 MW**

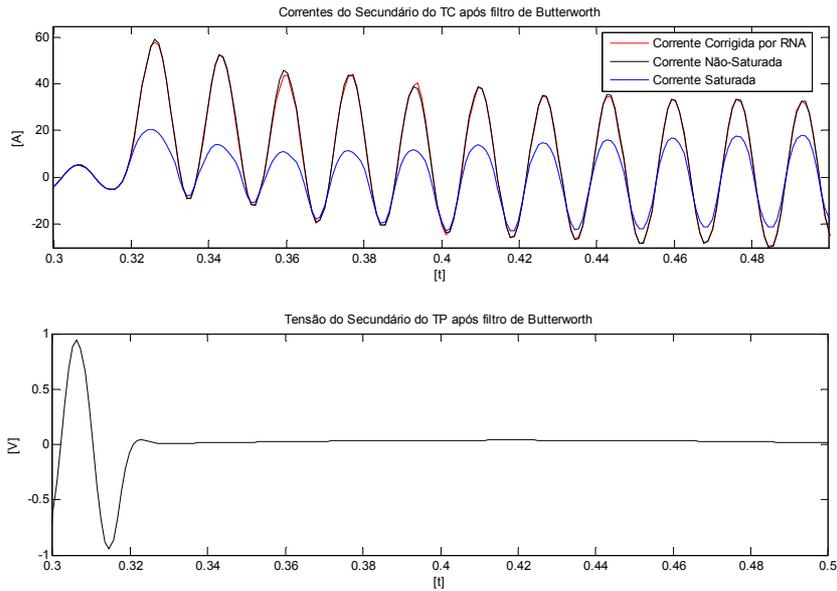
Na Figura 59, para curto trifásico, burden de 8(oito) ohms, curto na barra A, os sinais associados às entradas para aprendizagem da rede neural artificial possuem uma característica simétrica de saturação, apesar do curto-circuito ocorrendo no instante de tensão máxima. Novamente a previsão da RNA apresentou resultados muito próximos dos valores da corrente primária referida ao secundário.



**Figura 59 – Carga do TC de 8  $\Omega$ , curto 3 $\phi$ , tensão máxima, barra A, carga pré-falta de 900 MW**

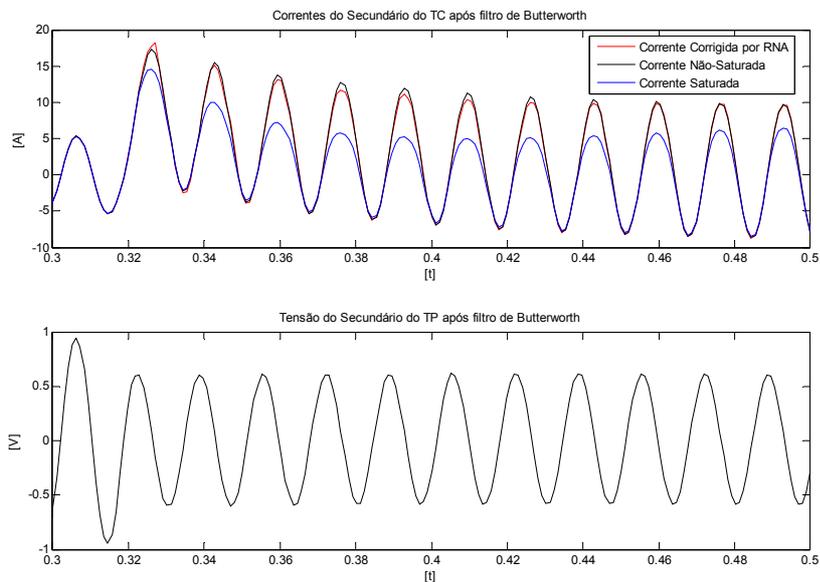
A Figura 60 apresenta a correção da saturação para curto fase-terra na barra A com componente aperiódica, indicando novamente os sinais de entrada para aprendizado e de saída da RNA. Novamente o sinal de saída da rede neural artificial se aproxima bastante da corrente de referência aplicada ao primário do transformador de corrente. Os sinais indicados nesta Figura correspondem às grandezas indicadas na Figura 52.

As Figuras 61 a 68 apresentam as formas de onda e diagramas R-X de faltas na barra B (fim do trecho AB). Nestes casos a impedância pode ser visualizada no diagrama R-X.



**Figura 60 – Carga do TC de  $8 \Omega$ , curto FT, tensão zero, barra A, carga pré-falta de 900 MW**

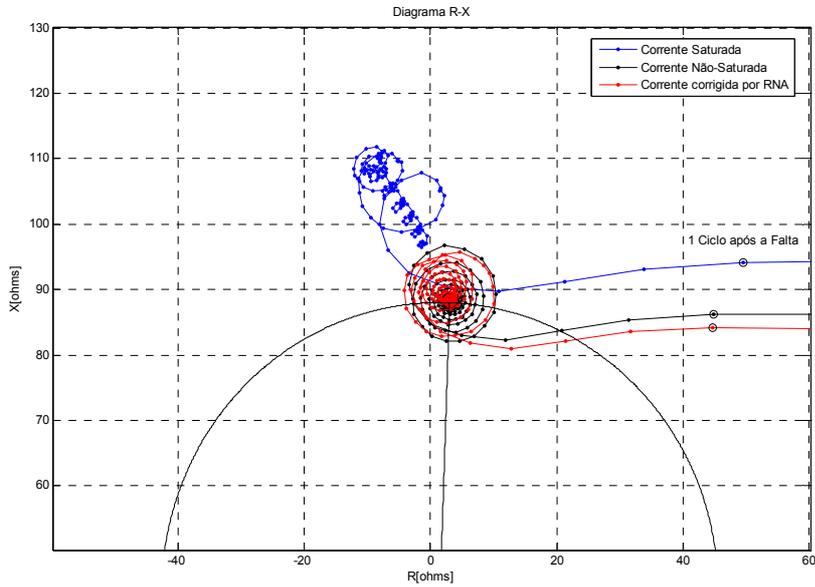
Nas Figuras 61 e 62, para curto trifásico, burden de 8(oito) ohms, curto na barra B, antes da compensação série, observamos uma saturação evidente. As impedâncias monitoradas possuem uma distorção que impede a operação correta da proteção de distância.



**Figura 61 – Carga do TC de  $8 \Omega$ , curto  $3\phi$ , tensão zero, barra B, carga pré-falta de 900 MW**

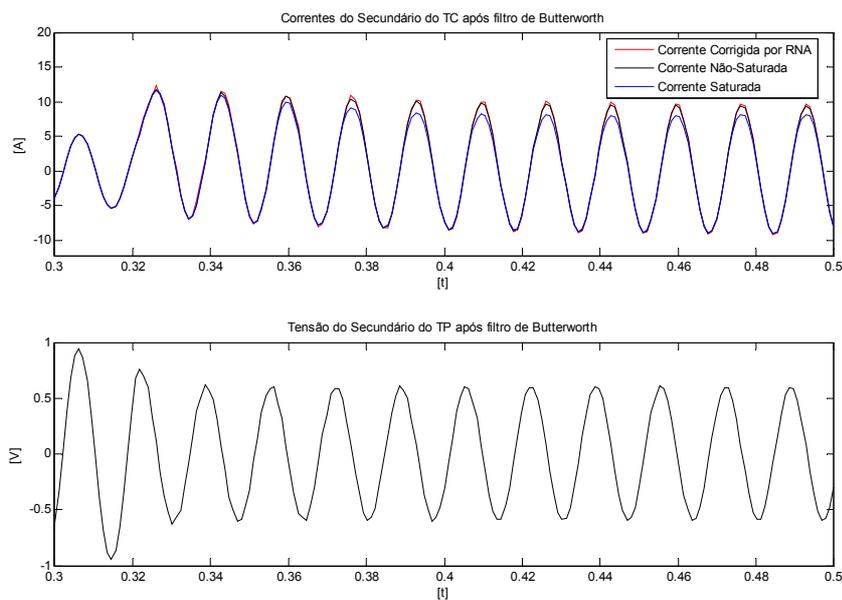
Neste caso, a correção via RNA possibilitou a operação correta da proteção em

um tempo pouco maior que 1 ciclo, desempenho similar do que ocorreria com um TC sobre-dimensionado, sem a observação do efeito da saturação.



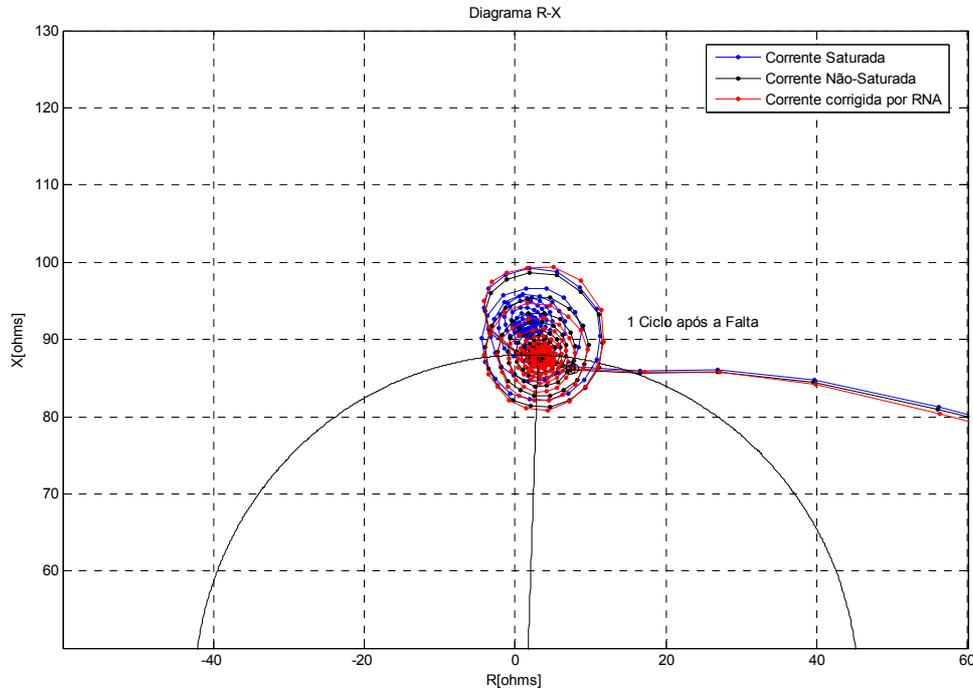
**Figura 62 – Carga do TC de 8 Ω, curto 3φ, tensão zero, barra B, carga pré-falta de 900 MW**

Na Figura 63, para curto trifásico, burden de 8(oito) ohms, curto na barra B, antes da compensação série, observamos uma saturação desprezível. Isto se deve ao fato de que a falta ocorreu para tensão máxima do sistema, não existindo, portanto componentes aperiódicas decrescentes.



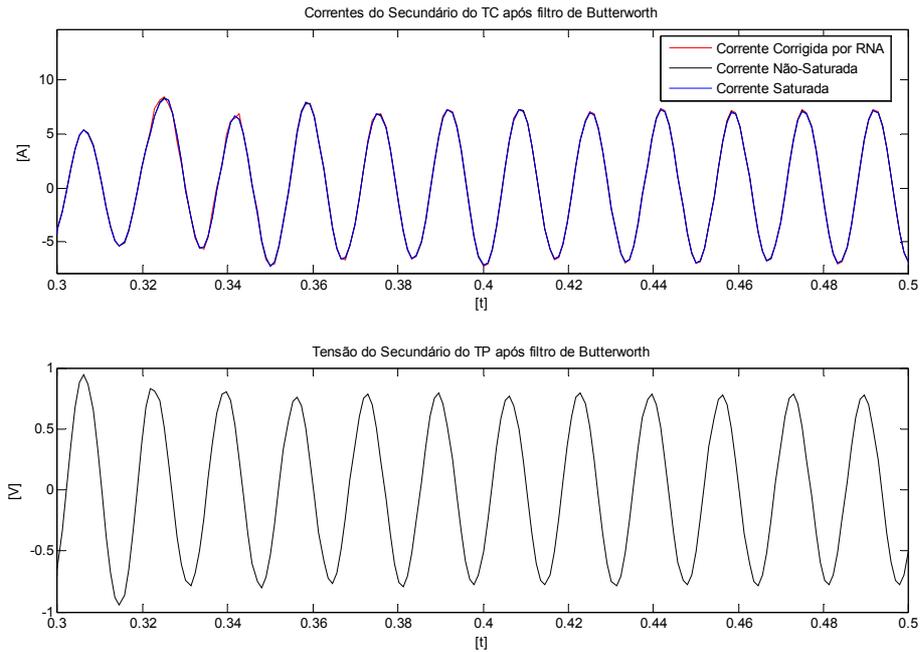
**Figura 63 – Carga do TC de 8 Ω, curto 3φ, tensão máxima, barra B, carga pré-falta de 900 M**

A saturação desprezível indicada na Figura 63 implica em impedâncias praticamente idênticas considerando a corrente primária referida ao secundário e a corrente secundária, conforme observado na Figura 64. Podemos observar o bom desempenho as RNA para casos em que a saturação é relativamente pequena.

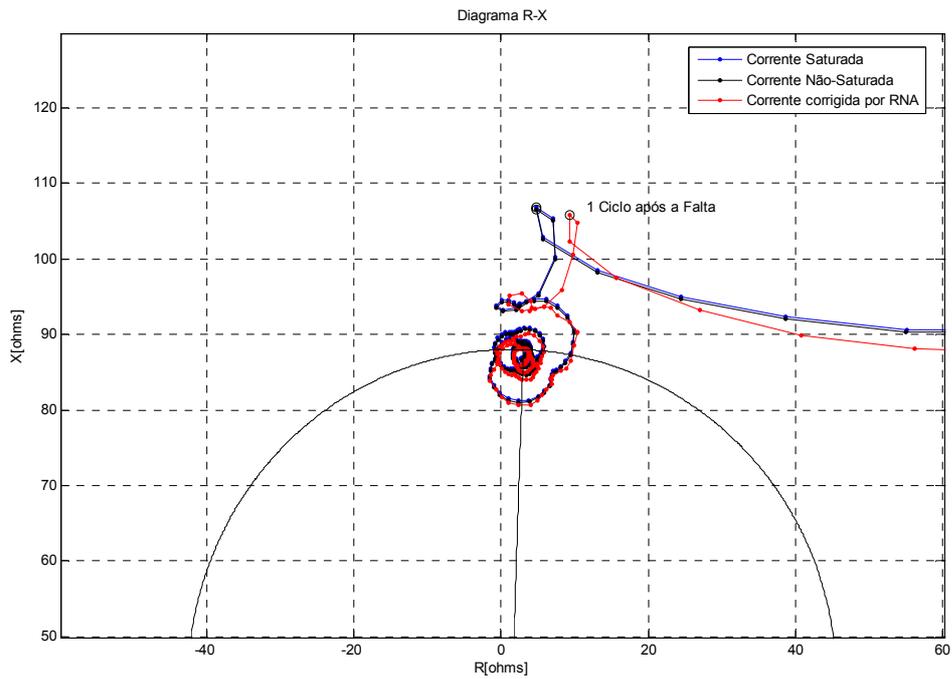


**Figura 64 – Carga do TC de 8  $\Omega$ , curto 3 $\phi$ , tensão máxima, barra B, carga pré-falta de 900 MW**

As Figuras 65 e 66 apresentam curtos-circuitos fase-terra, burden de 8(oito) ohms, na barra B, antes da compensação série. Neste caso observamos que a saturação inexistente, isto se deve as menores amplitudes das correntes de falta, quando comparadas com as correntes de curto-circuito trifásico. Neste caso, a RNA deve reproduzir a corrente secundária, o que faz com eficiência. A Figura 66 mostra que a impedância vista pela proteção está muito próxima da real.

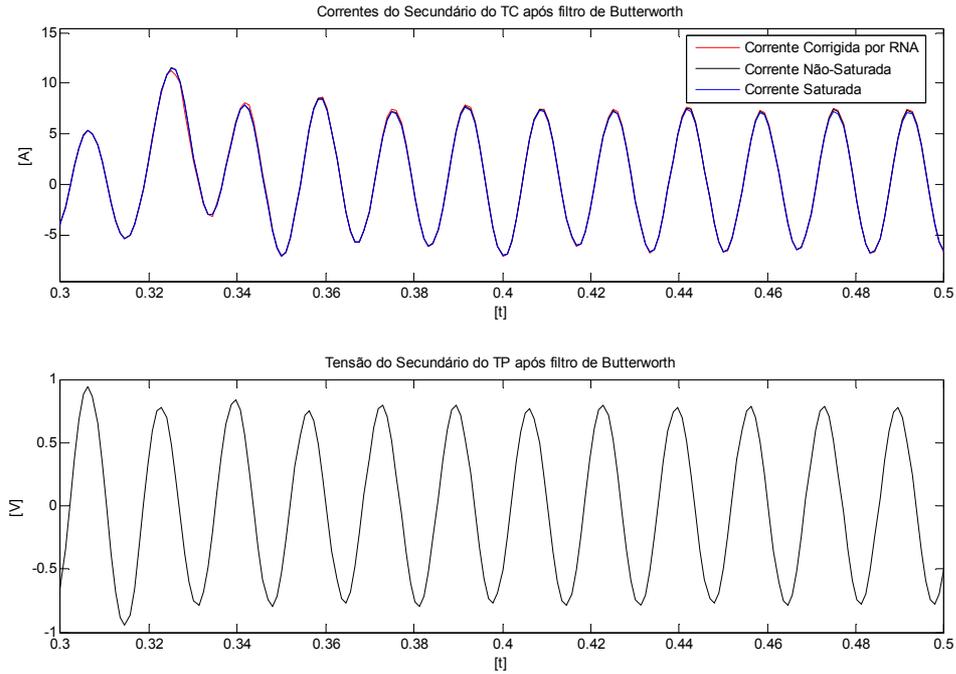


**Figura 65 – Carga do TC de 8 Ω, curto FT, tensão máxima, barra B, carga pré-falta de 900 MW**

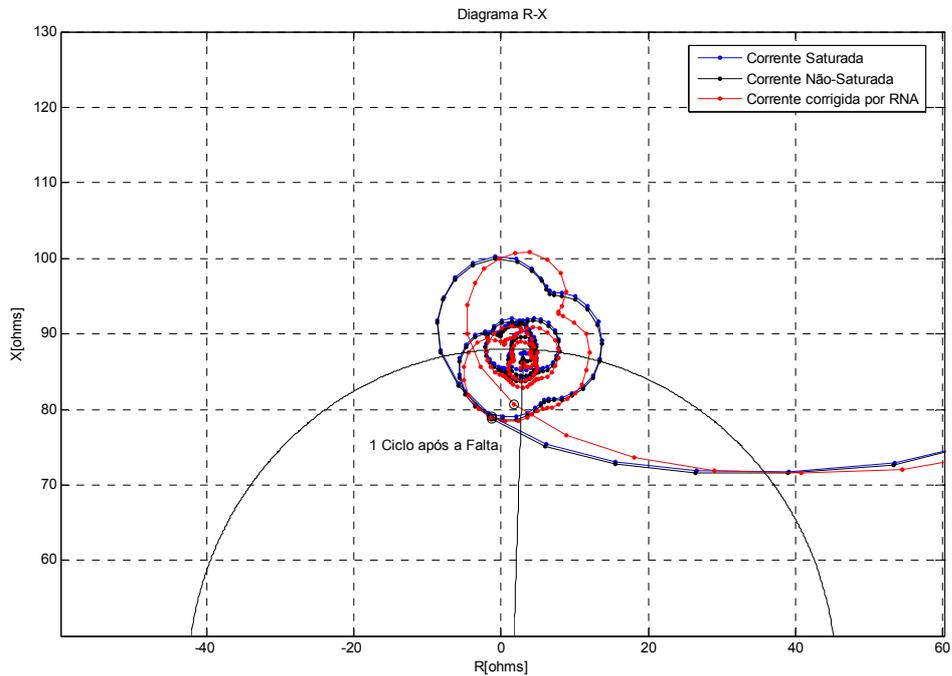


**Figura 66 – Carga do TC de 8 Ω, curto FT, tensão máxima, barra B, carga pré-falta de 900 MW**

As Figuras 67 e 68 apresentam, respectivamente, as correntes e impedâncias nas condições apresentadas das Figuras 65 e 66, porém, com curto-circuito aplicado na tensão zero, com componente aperiódica decrescente. Neste caso observamos uma maior oscilação do valor da impedância se comparado ao do caso anterior.



**Figura 67 – Carga do TC de 8 Ω, curto FT, tensão zero, barra B, carga pré-falta de 900 MW**



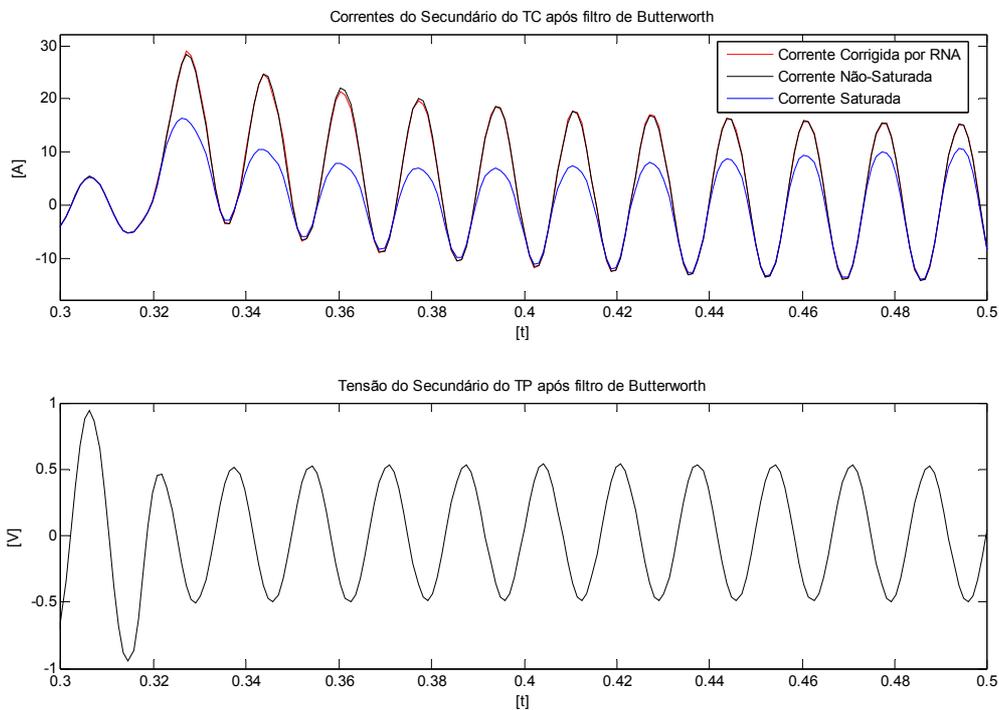
**Figura 68 – Carga do TC de 8 Ω, curto FT, tensão zero, barra B, carga pré-falta de 900 MW**

Como podemos observar, novamente, as amplitudes das correntes de curto não são suficientes para saturar o TC. Ainda assim, a RNA reproduz a corrente primária

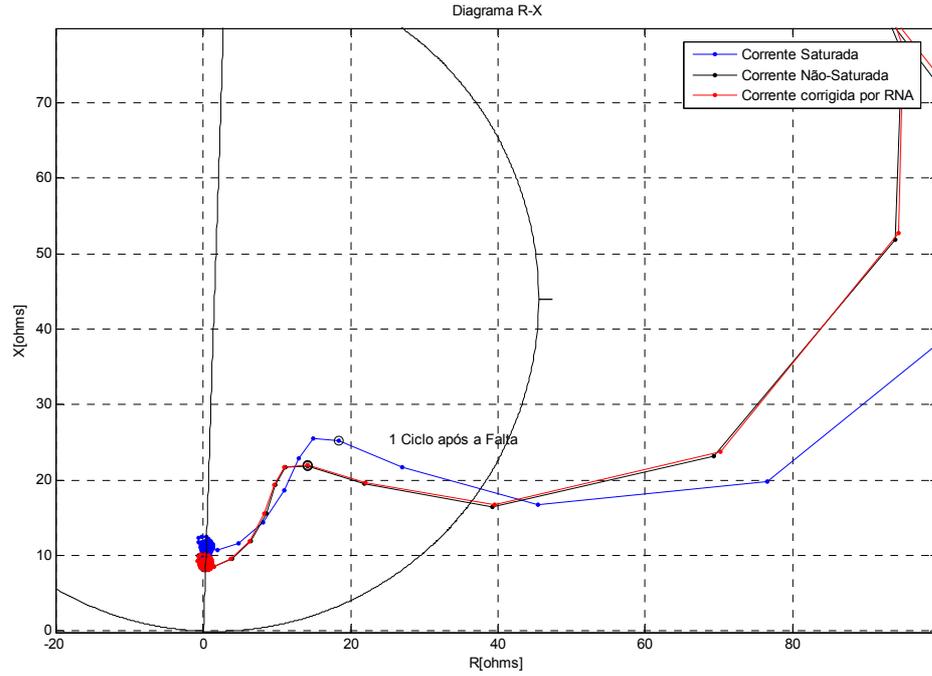
(entrada do TC), sem inserir maiores erros de previsão.

#### 5.4 O RESULTADO OBTIDO NAS CONDIÇÕES INTERMEDIÁRIAS

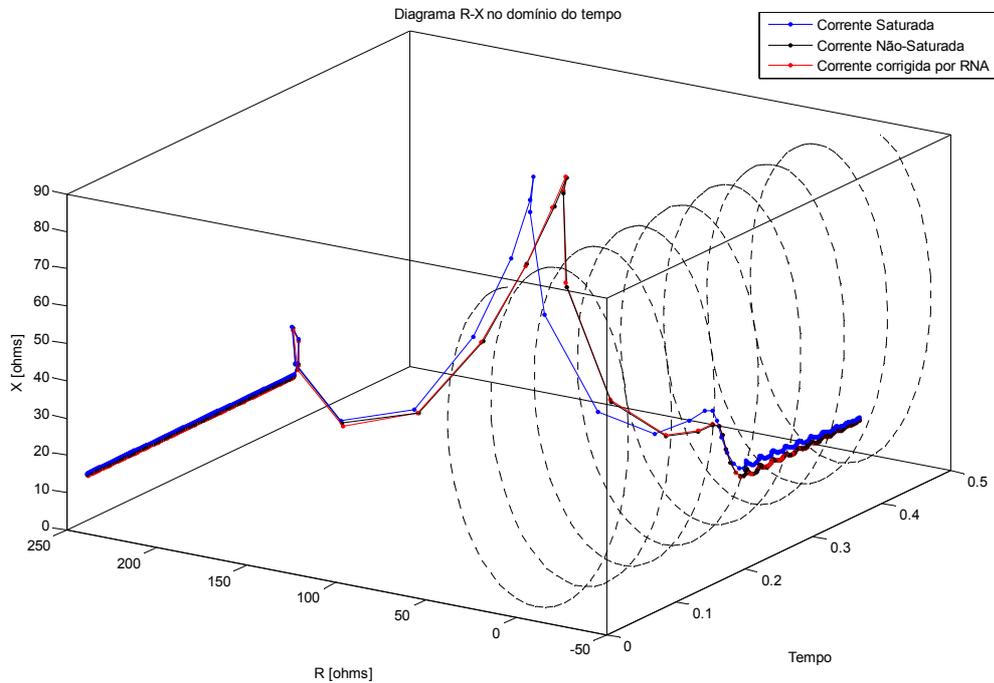
Neste item apresentamos as formas de onda de corrente e tensão e diagramas R-X para faltas intermediárias, no trecho AB da linha de transmissão, a 10% e 50% do terminal A. São apresentados os curtos FF e FFT. Na Figura 69 observamos presença evidente da componente unidirecional na corrente de curto fase-fase e a saturação resultante para o “burden” de 8(oito) ohms e ocorrência da falta no instante de máxima tensão pré-falta. Agora, sem a anulação da tensão da malha de falta, a comparação das respostas com e sem a correção da RNA pode ser estabelecida. Vemos, na Figura 70a, que a impedância vista quando se considera a rede neural praticamente coincide com a resposta quando se considera uma réplica da corrente primária. Esta característica revelada pela incorporação da RNA ao sistema de proteção de distância pode ser da maior importância para reduzir os efeitos eventuais de sobre e sub-alcance característicos deste tipo de proteção não unitária. Na Figura 70b, esta visualização é tri-dimensional, com o tempo evoluindo da direção de um dos eixos da figura.



**Figura 69 – Carga do TC de 8 Ω, curto FF, tensão zero, 10% da linha, carga pré-falta de 900 MW**



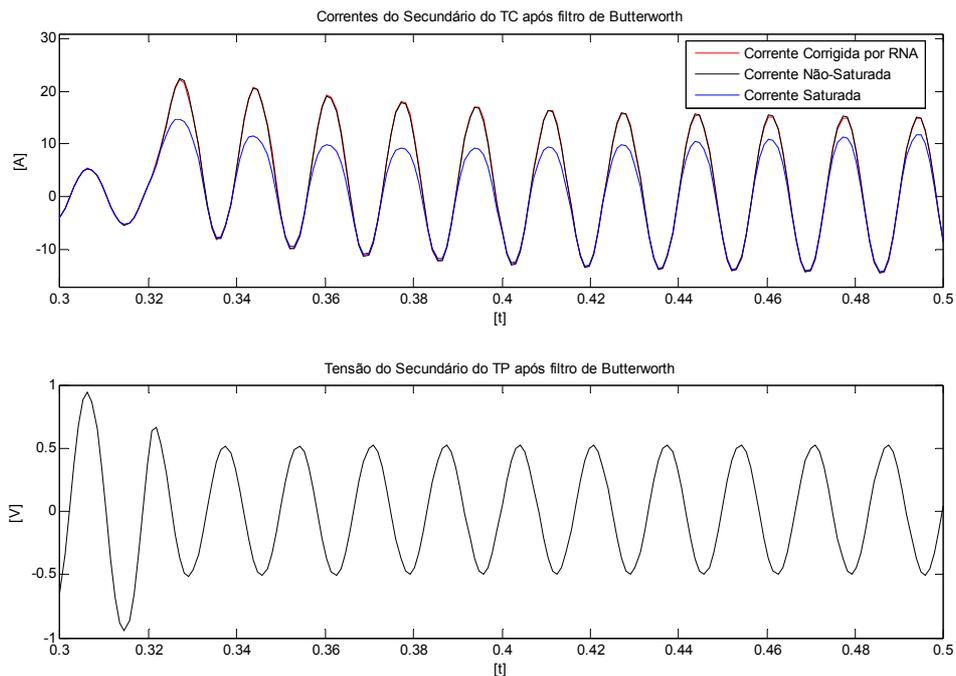
**Figura 70 a–** Carga do TC de  $8 \Omega$ , curto FF, tensão zero, 10% da linha, carga pré-falta de 900 MW



**Figura 70 b–** Carga do TC de  $8 \Omega$ , curto FF, tensão zero, 10% da linha, carga pré-falta de 900 MW

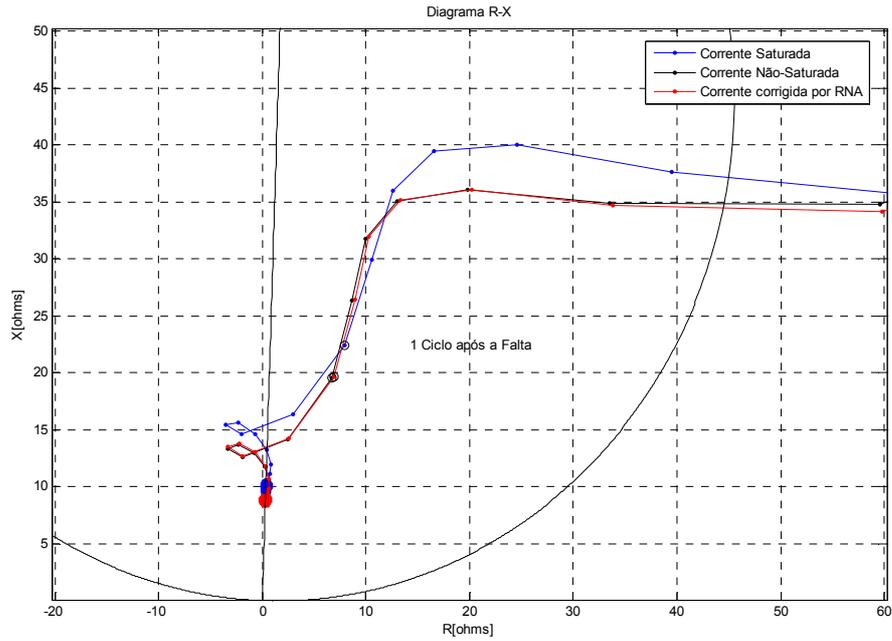
Nas Figuras 69, 70a e 70b, o efeito da saturação do TC está associado à condição intermediária de falta (10% do trecho AB). Para casos onde o TC satura efetivamente, a estabilização do valor da impedância monitorada demanda um maior tempo. Conforme observamos nas Figuras 70a e 70b para as condições com saturação, sem saturação e com correção via RNA, os tempos de operação são similares, porém, os valores das impedâncias de linha vistas pela proteção apresentam sensível diferença. Para tal situação, a impedância monitorada deveria ser de 10% da impedância da linha, ou seja, de 8,8  $\Omega$ . Para o caso saturado, entretanto, a impedância converge para cerca de 12  $\Omega$ .

Efeito similar pode ser observado nas Figuras 71 e 72, porém com uma oscilação menor da impedância, devido a inexistência da componente aperiódica decrescente.



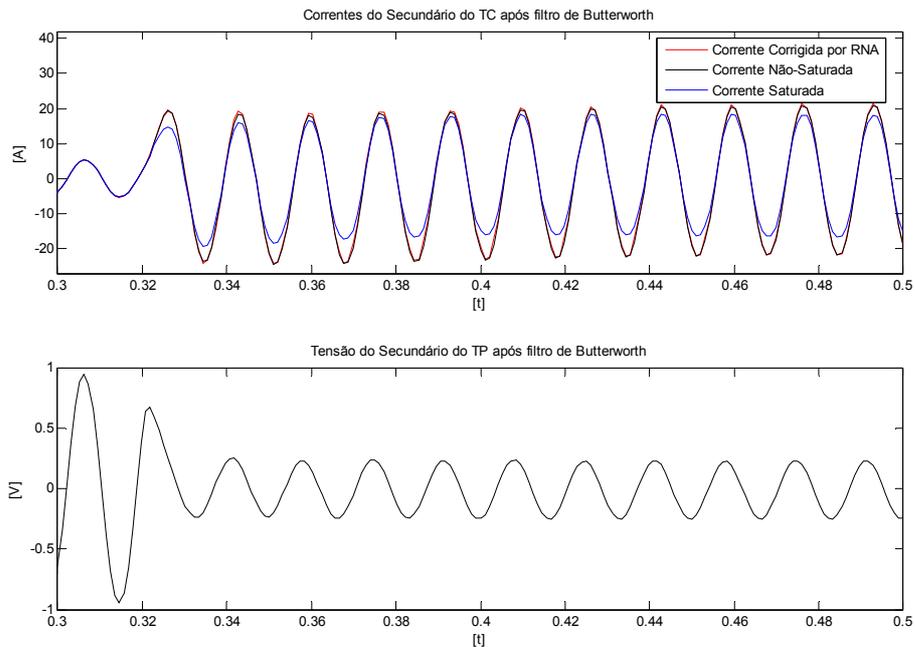
**Figura 71 – Carga do TC de 8  $\Omega$ , curto FF, tensão máxima, 10% da linha, carga pré-falta de 900**

**MW**

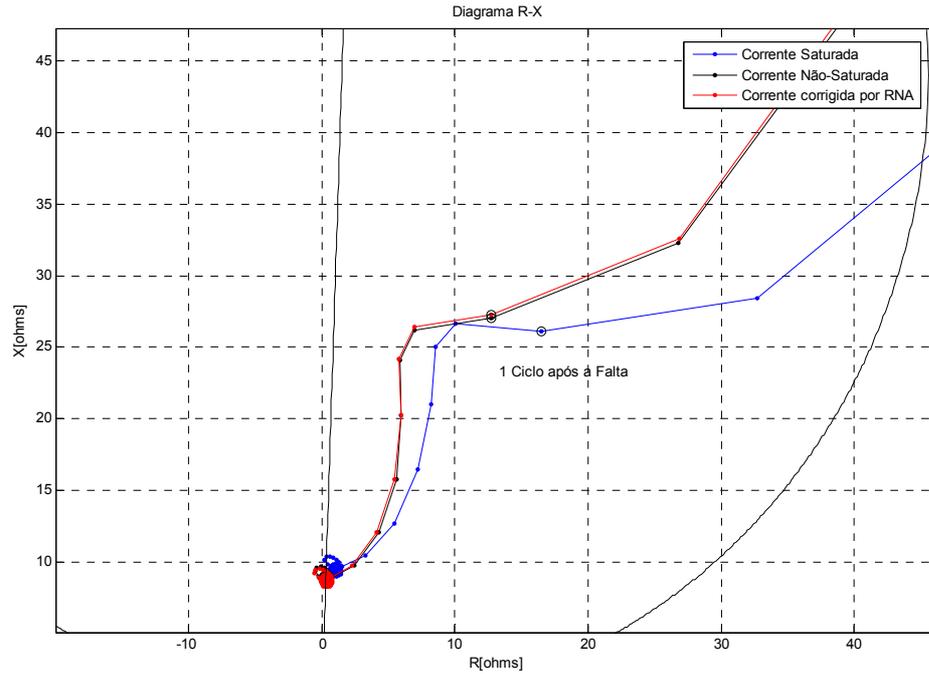


**Figura 72 – Carga do TC de 8 Ω, curto FF, tensão máxima, 10% da linha, carga pré-falta de 900 MW**

Na Figura 73 a RNA reproduziu a corrente primária e inseriu erro desprezível. Para os casos onde a saturação não é observada, temos uma rápida estabilização da impedância monitorada conforme observado nas Figuras 74a e 74b.

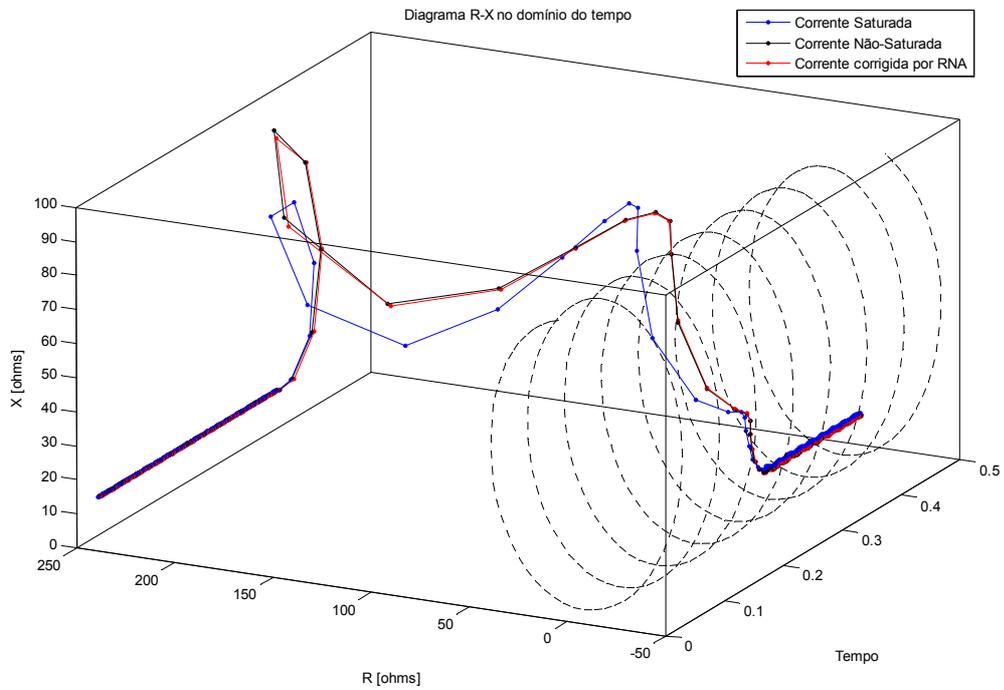


**Figura 73 – Carga do TC de 8 Ω, curto FFT, tensão máxima, 10% da linha, carga pré-falta de 900 MW**

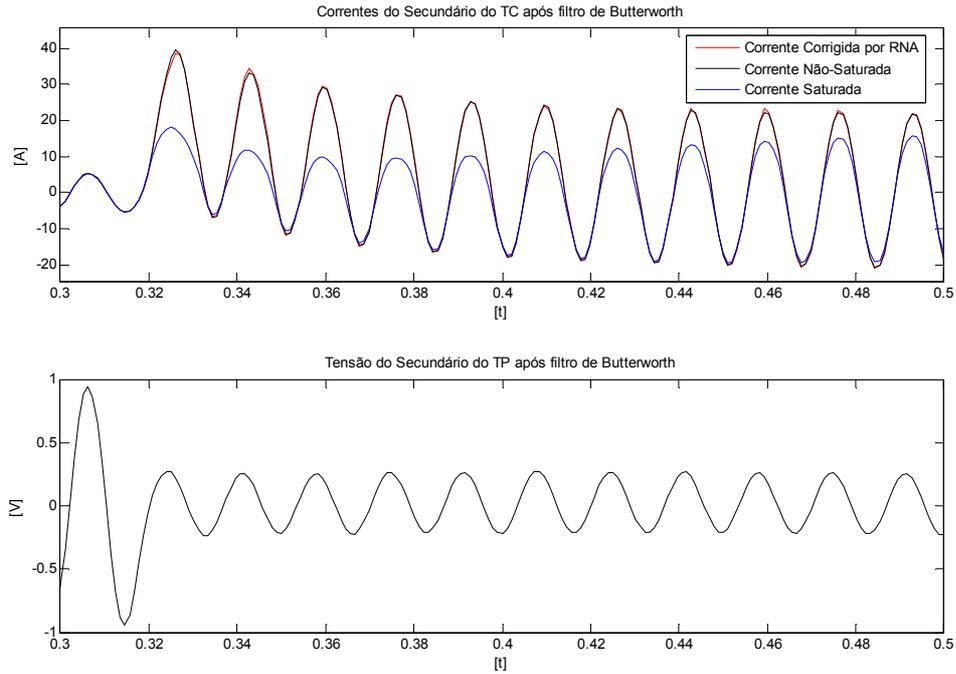


**Figura 74 a– Carga do TC de 8 Ω, curto FFT, tensão máxima, 10% da linha, carga pré-falta de 900 MW**

Para os casos de falta a 10% da linha, temos uma impedância monitorada pequena, o que implica em operação mesmo para condições com forte saturação do TC.

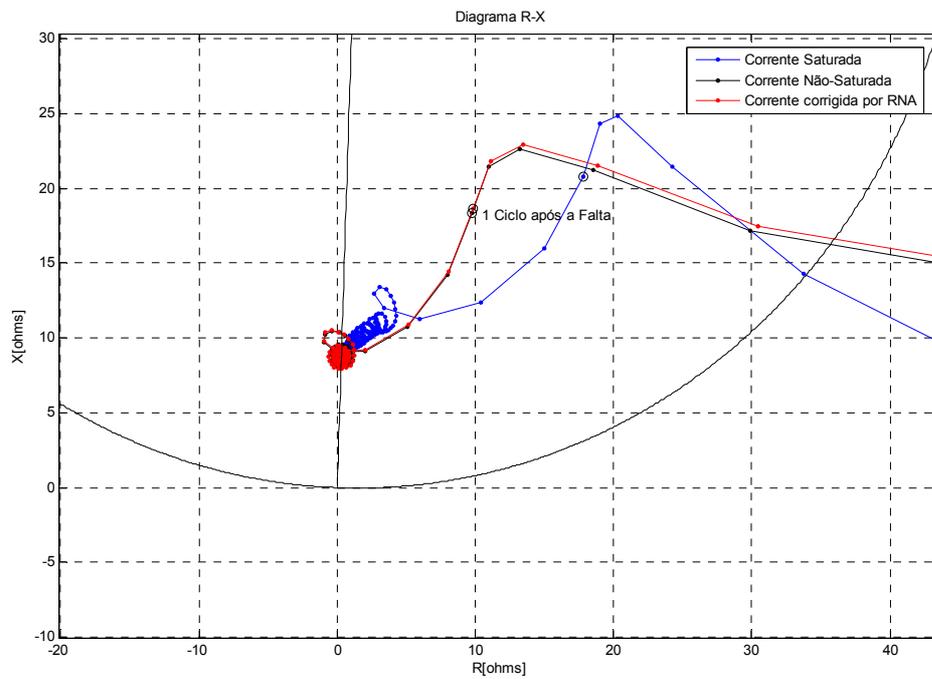


**Figura 74 b– Carga do TC de 8 Ω, curto FFT, tensão máxima, 10% da linha, carga pré-falta de 900 MW**



**Figura 75 – Carga do TC de 8 Ω, curto FFT, tensão zero, 10% da linha, carga pré-falta de 900 MW**

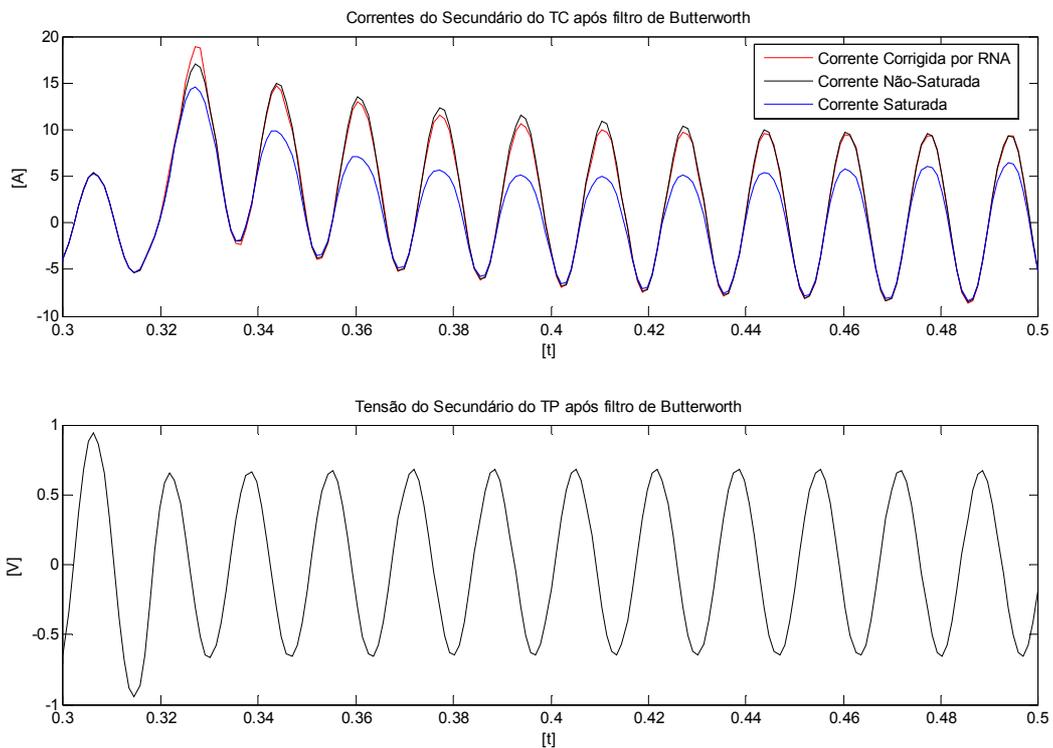
Nas Figuras 75 e 76 observamos a eficiência da correção da saturação da corrente e impedâncias monitoradas quando da inserção da RNA. A impedância oscila devido à componente aperiódica decrescente.



**Figura 76 – Carga do TC de 8 Ω, curto FFT, tensão zero, 10% da linha, carga pré-falta de 900 MW**

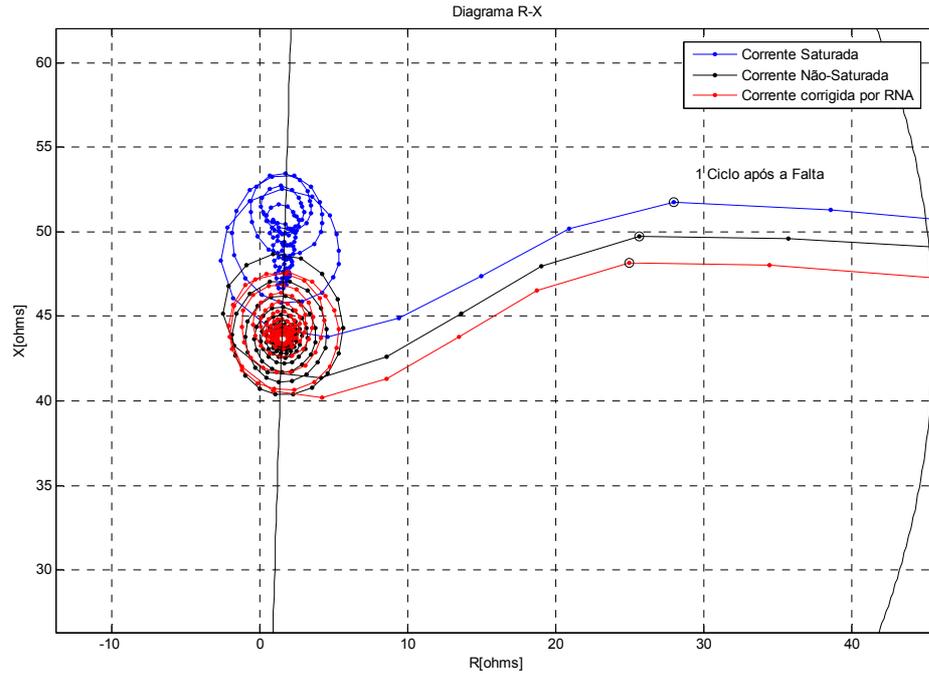
As Figuras 77 a 84 consideram a aplicação de curto a 50% do trecho AB. Nestes casos, a saturação é menos evidente e ocorre maior oscilação da impedância monitorada. Para todos os casos apresentados, a proteção atua em menos de 1 ciclo depois do curto-circuito.

Nas Figuras 77 e 79 podemos observar que a RNA tende a sobreestimar a corrente para o primeiro quarto do ciclo, não comprometendo, porém, a operação da proteção.

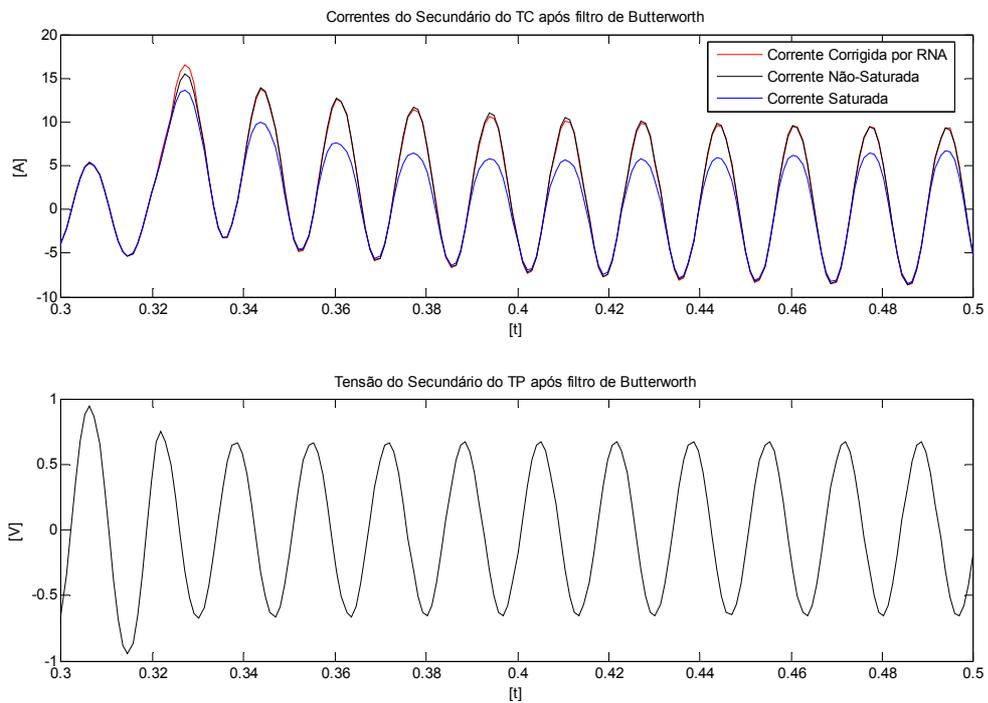


**Figura 77 – Carga do TC de  $8 \Omega$ , curto FF, tensão zero, 50% da linha, carga pré-falta de 900 MW**

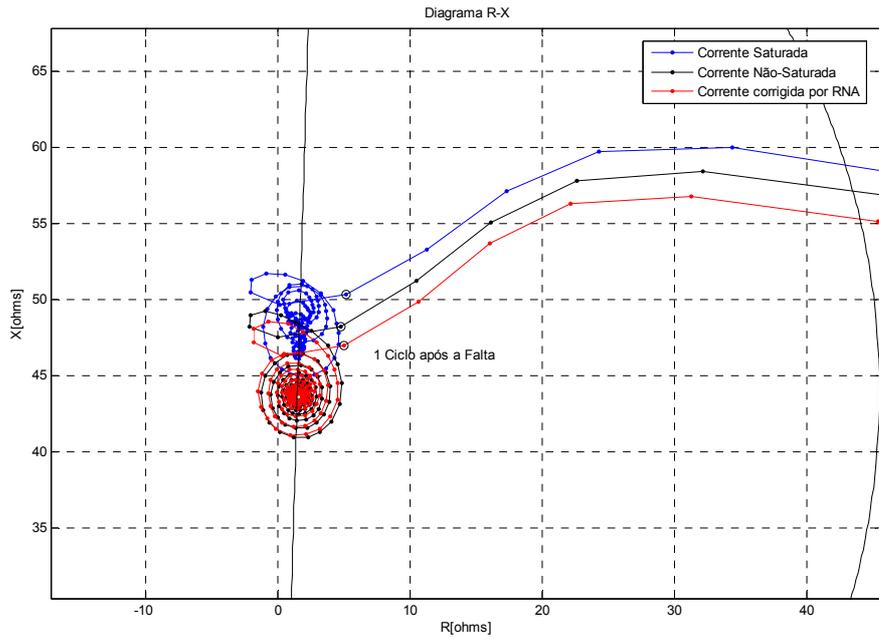
Na Figura 78 observamos uma maior oscilação da impedância e um pequeno erro na medida da impedância da linha como visto pelo sistema de proteção.



**Figura 78 – Carga do TC de 8 Ω, curto FF, tensão zero, 50% da linha, carga pré-falta de 900 MW**

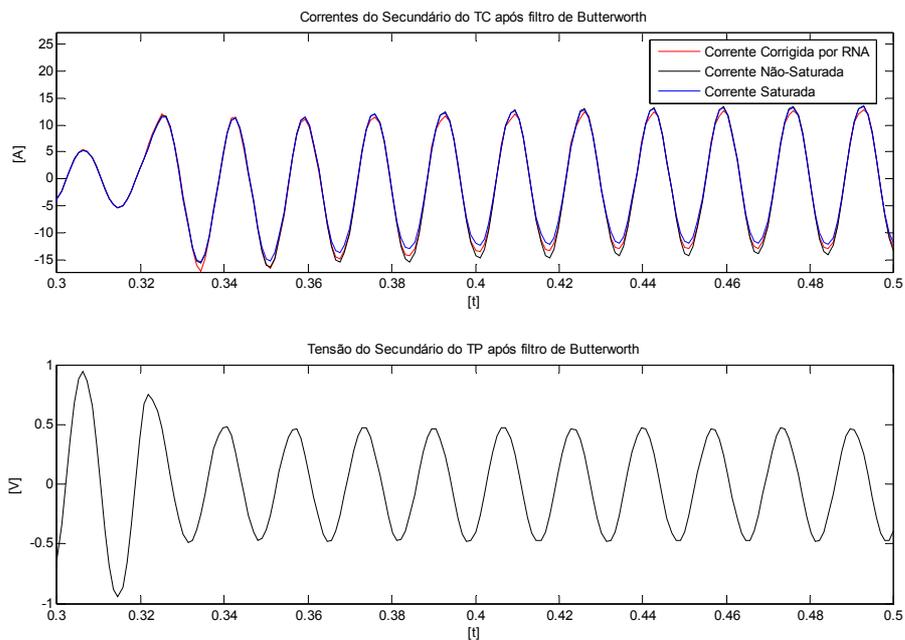


**Figura 79 – Carga do TC de 8 Ω, curto FF, tensão máxima, 50% da linha, carga pré-falta de 900 MW**

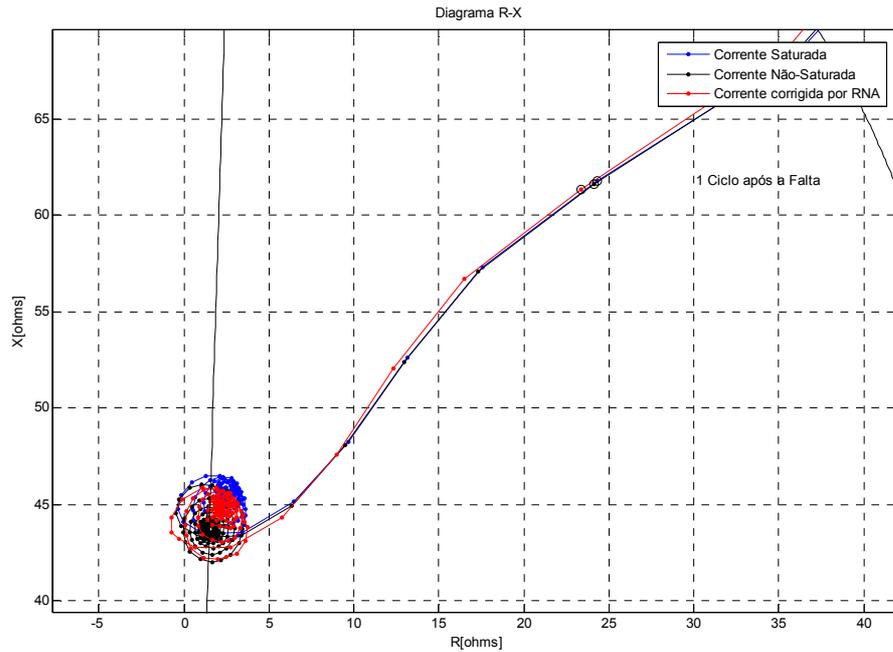


**Figura 80 – Carga do TC de 8  $\Omega$ , curto FF, tensão máxima, 50% da linha, carga pré-falta de 900 MW**

A Figura 81 mostra um pequeno efeito da saturação para o curto FFT, a 50% da linha de transmissão. As impedâncias monitoras com o auxílio da RNA foram praticamente idênticas às ideais.

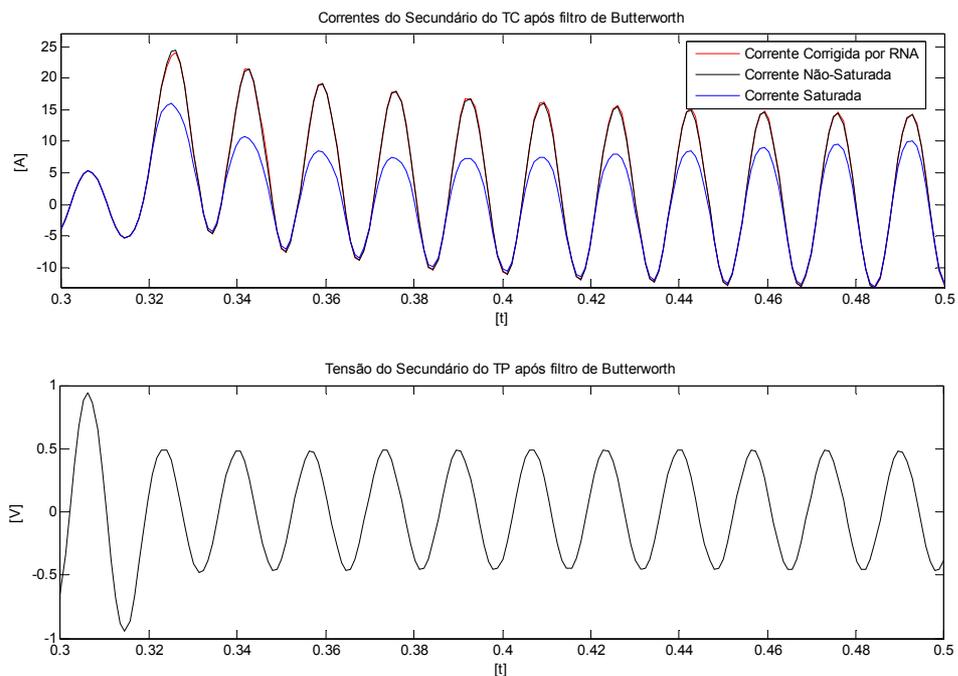


**Figura 81 – Carga do TC de 8  $\Omega$ , curto FFT, tensão máxima, 50% da linha, carga pré-falta de 900 MW**

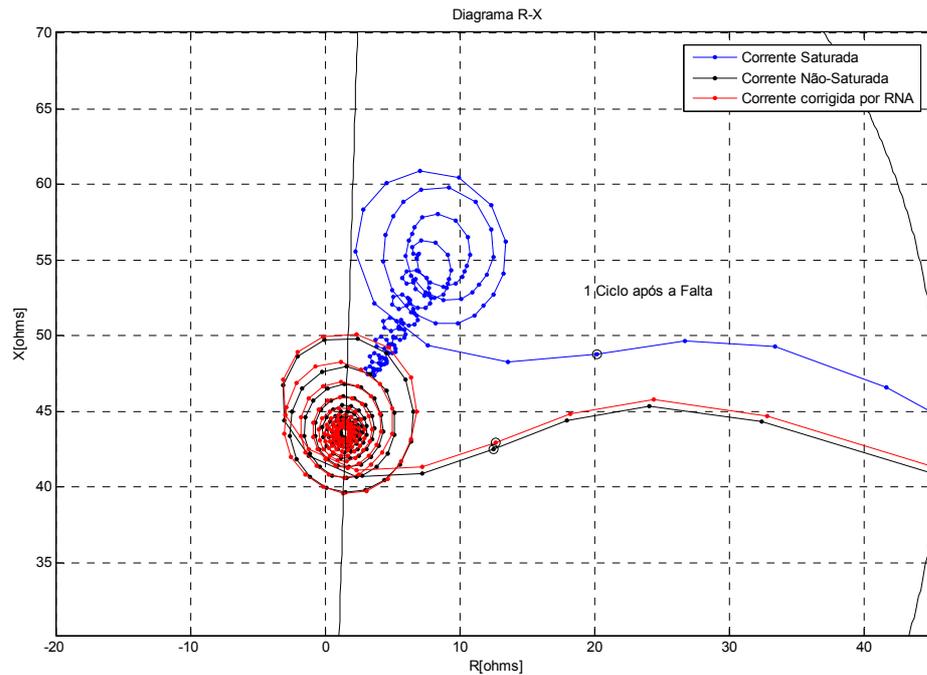


**Figura 82 – Carga do TC de 8 Ω, curto FFT, tensão máxima, 50% da linha, carga pré-falta de 900 MW**

A Figura 83 mostra uma saturação apreciável do TC que não se extingue com o tempo. Com isso observa-se que a impedância não se estabiliza, conforme observado na Figura 84.



**Figura 83 – Carga do TC de 8 Ω, curto FFT, tensão zero, 50% da linha, carga pré-falta de 900 MW**

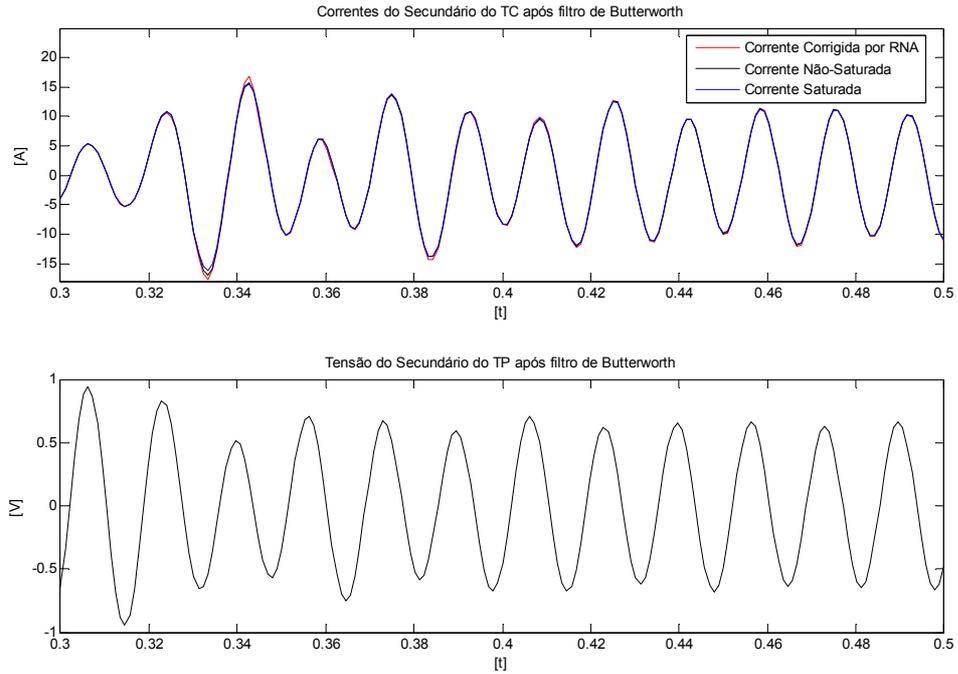


**Figura 84 – Carga do TC de 8  $\Omega$ , curto FFT, tensão zero, 50% da linha, carga pré-falta de 900 MW**

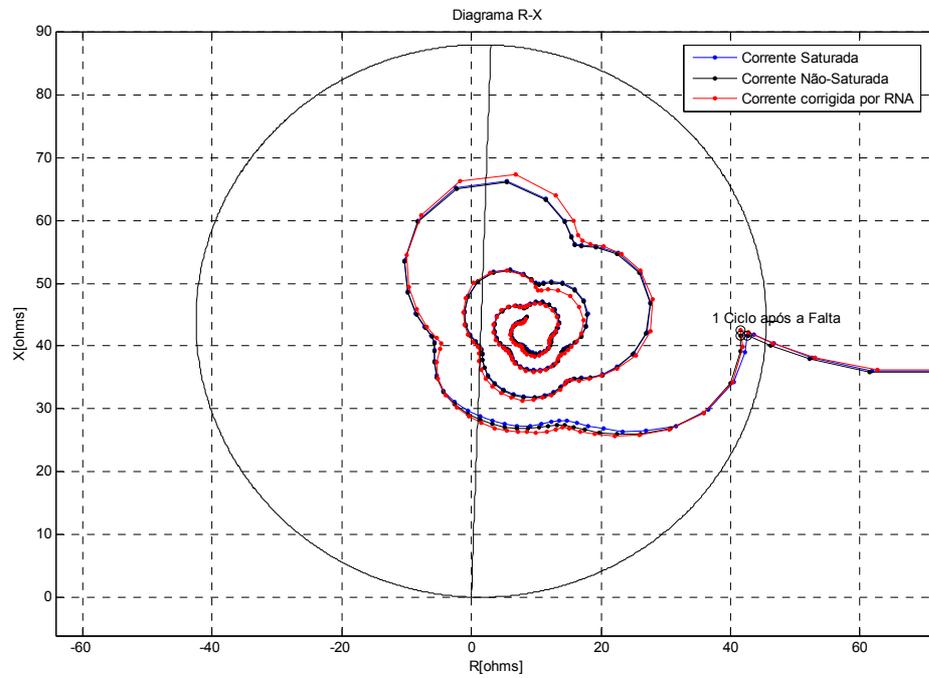
### **5.5 RESULTADOS OBTIDOS PARA CURTO APÓS A COMPENSAÇÃO SÉRIE**

Apresentamos neste item a aplicação da RNA para faltas após a compensação série. Tais casos não foram incluídos no treinamento inicial da RNA. Cabe ressaltar que as faltas após a compensação série estão fora da zona de atuação da proteção em estudo (primeira zona). As Figuras 85 a 88 apresentam as correntes, tensões e impedâncias monitoras no loop de falta AN para curtos FT.

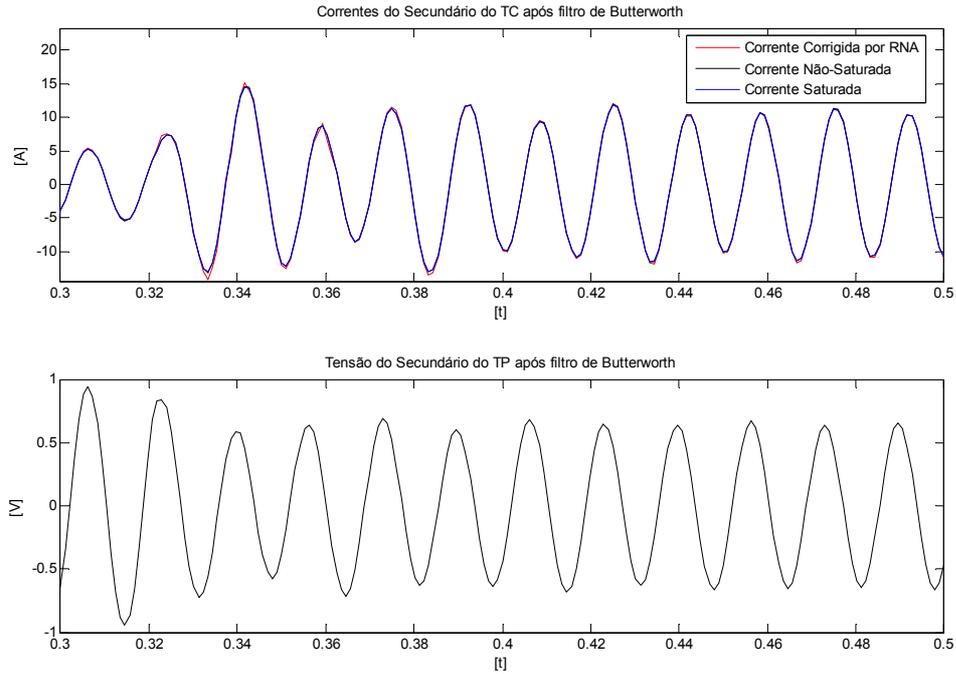
Conforme pode-se observar, a RNA reproduz com sucesso as condições ideais apresentadas em seu treinamento, mostrando que a metodologia proposta generaliza a função inversa do TC.



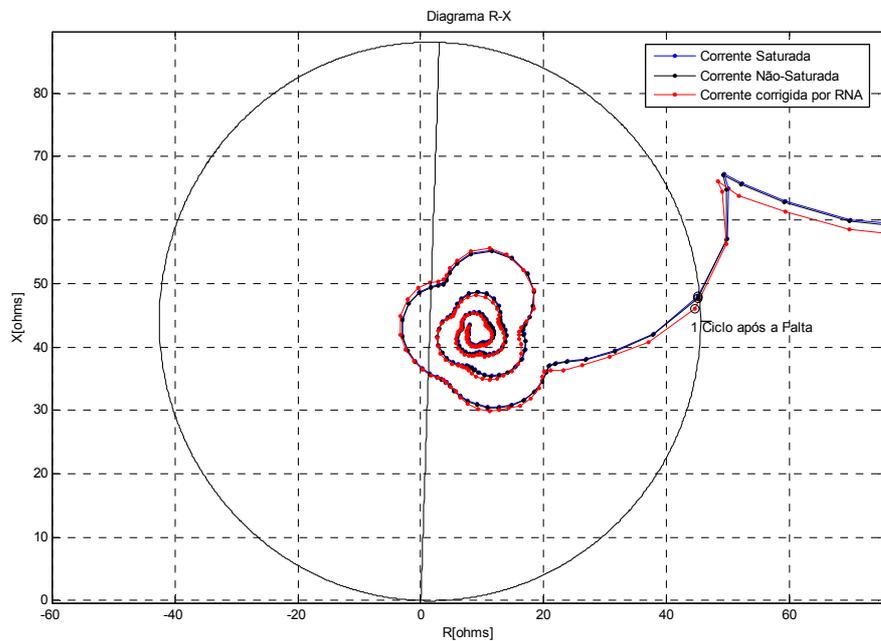
**Figura 85 – Carga do TC de 8  $\Omega$ , curto FT, tensão zero, após capacitor série, carga pré-falta de 900 MW**



**Figura 86 – Carga do TC de 8  $\Omega$ , curto FT, tensão zero, após capacitor série, carga pré-falta de 900 MW**



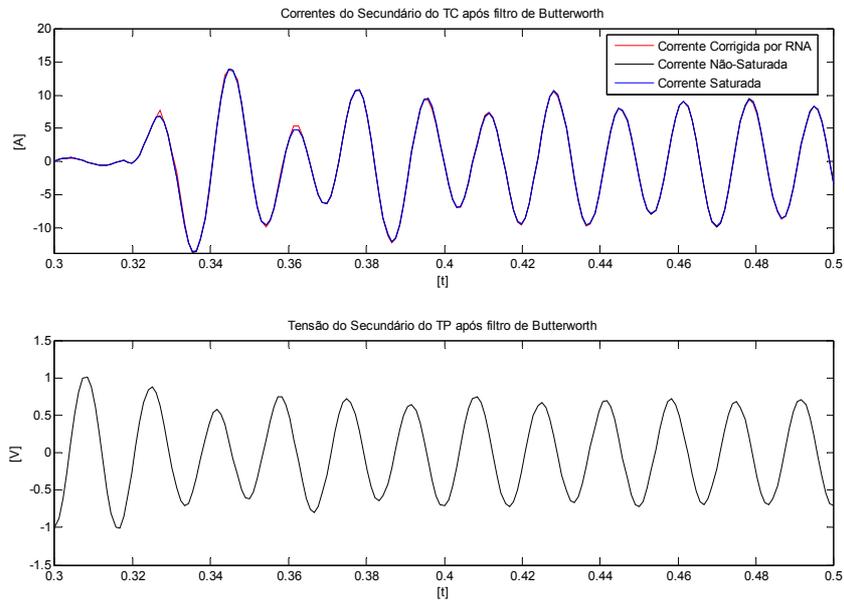
**Figura 87 – Carga do TC de 8  $\Omega$ , curto FT, tensão máxima, após capacitor série, carga pré-falta de 900 MW**



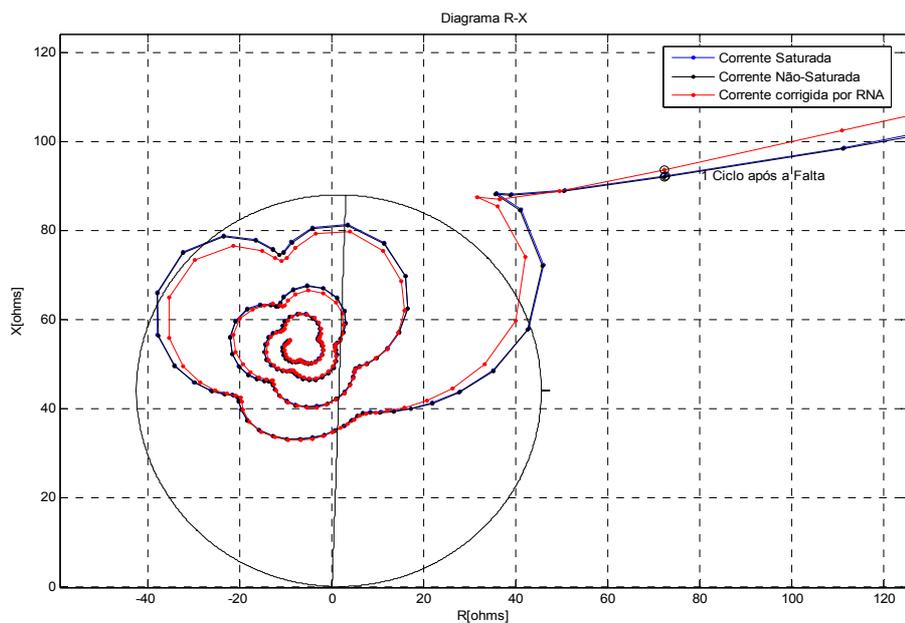
**Figura 88 – Carga do TC de 8  $\Omega$ , curto FT, tensão máxima, após capacitor série, carga pré-falta de 900 MW**

Nos casos de treinamento, foi ainda utilizada a condição pré-falta com carga

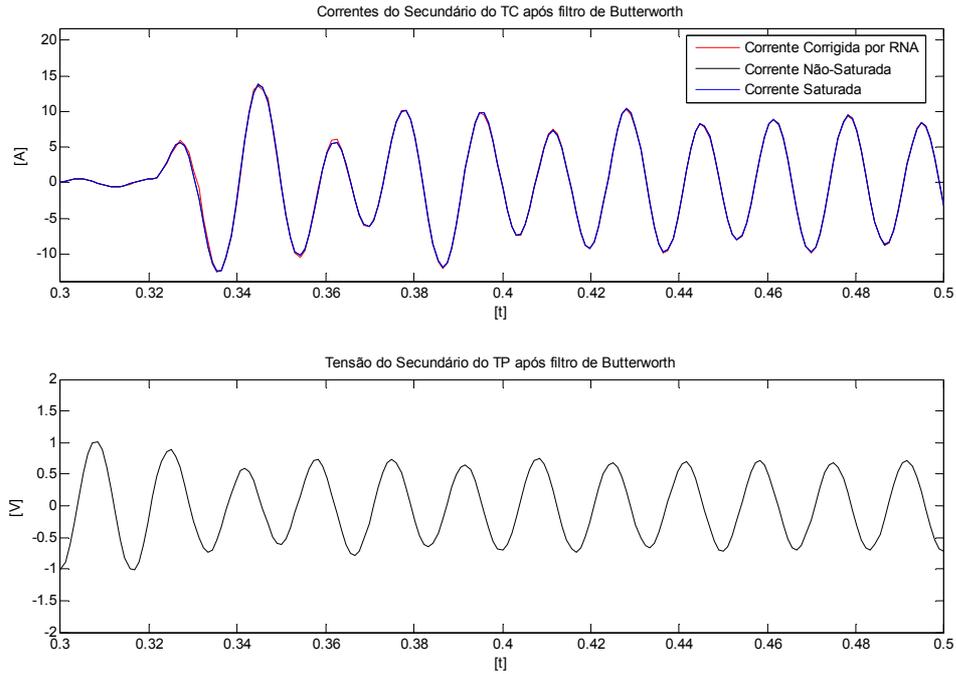
nominal de 900 MW da barra A para a barra B. Com o intuito de avaliar o efeito da variação da corrente pré-falta, repetimos a simulação para curtos após a compensação série com potência nula na situação pré-falta. As Figuras 89 a 92 ilustram o efeito da correção.



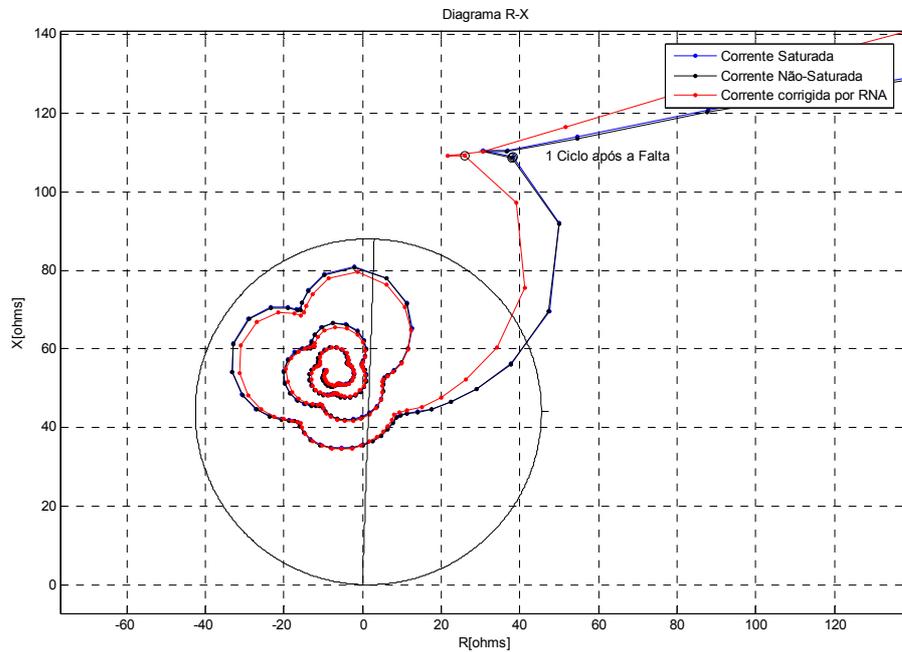
**Figura 89 – Carga do TC de 8 Ω, curto FT, tensão zero, após capacitor série, carga pré-falta de 0 MW**



**Figura 90 – Carga do TC de 8 Ω, curto FT, tensão zero, após capacitor série, carga pré-falta de 0 MW**



**Figura 91 – Carga do TC de 8 Ω, curto FT, tensão máxima, após capacitor série, carga pré-falta de 0 MW**



**Figura 92 – Carga do TC de 8 Ω, curto FT, tensão máxima, após capacitor série, carga pré-falta de 0 MW**

O objetivo da rede neural é auxiliar o sistema de proteção para curtos na primeira zona. Observamos que a RNA treinada apresentou respostas satisfatórias às

condições de curtos após a compensação série, não necessitando de treinamentos adicionais. A variação da carga pré falta não inseriu maiores erros à previsão. Quanto ao erro na reprodução final da impedância vista na condição de falta, o problema está associado à definição do fator de compensação de seqüência zero que não pode ser aplicado ao capacitor série como é normalmente feito para o sistema de transmissão.

## **5.6 TEMPO DE PROCESSAMENTO DA RNA**

Realizaremos neste item uma estimativa do tempo de processamento da rede pela contagem do número de operações realizadas, visando verificar a viabilidade de aplicação da RNA modelada. A Tabela 3 apresenta o número de operações realizadas para um dado vetor de entrada da rede.

<b>Operação</b>	<b>Camada intermediária</b>	<b>Camada de saída</b>
Soma	16*11	1*16
Multiplicação (pesos)	11*17	17*1
Tangente hiperbólica (2 operações de busca)	16*2	1*2

**Tabela 3 – Cálculo do número de operações da RNA**

Da Tabela 3 extraímos um total de 430 operações. A RNA realizará, portanto, um total de 412.800 operações (430 operações \* 16 pontos por ciclo \* 60 freqüência da rede) por segundo.

Tomando como referência o microcontrolador TMS320F28335 da Texas Instrument, temos as seguintes características de operação: número de operações por segundo de 300 Mflops (Mega operações por segundo) e tempo de conversão A/D de 80 ns.

Como podemos observar, o tempo de operação do microcontrolador apresentado é suficiente para realizar as operações de conversão A/D e cálculos para a arquitetura proposta.

## 6. CONCLUSÕES / RECOMENDAÇÕES

A saturação do transformador de corrente pode causar má operação da proteção de distância, ocasionando uma condição de sobrealcançe dos sistemas de proteção baseados nos relés de distância. Entretanto, quando as soluções tradicionais de engenharia associadas à redução de carregamento dos TC's ou à sua substituição por outros de maior relação de transformação e/ou de maiores tensões secundárias não puderem ser adotadas por quaisquer razões de caráter técnico ou econômico, tal efeito pode ser substancialmente mitigado em sistemas de proteção digitais por algoritmos de correção baseados em redes neurais artificiais. O algoritmo pode ser inserido nos relés micro-processados.

A utilização de redes neurais artificiais pode substituir o uso de algoritmos de correção baseados em processos iterativos e que exigem grande esforço computacional e, eventualmente, a necessidade de ensaios. Ademais, a utilização de TC's com núcleos menores, de custo e dimensões reduzidos, com sua possível inserção em disjuntores, fica viabilizada. Outra possibilidade seria a utilização de transformadores de medição para cumprimento simultâneo das duas funções de medição e proteção, com a aplicação do algoritmo de correção apresentado e baseado nas técnicas das redes neurais artificiais sendo acionada para apoio à atividade de proteção de distância.

O desempenho global da arquitetura da RNA se mostrou satisfatório e condizente para uma possível implementação prática. Deve ser enfatizado que o esquema proposto se mostrou preciso, apresentando características apropriadas para sua implementação acoplada a um sistema de proteção moderno. É oportuno enfatizar, entretanto, que as RNA's possuem limitações, principalmente pela necessidade de re-treinamento da arquitetura escolhida a cada alteração da topologia do sistema ou quando ocorrerem mudanças eventuais significativas no carregamento do TC. Estas tarefas podem, entretanto, ser realizadas de forma off-line, um pouco antes da efetivação das alterações previstas.

Nas simulações observamos que a RNA insere pequenos erros na reconstrução da corrente primária para condições quando o TC não satura. Esta deficiência pode ser mitigada com a utilização de discriminadores desta condição. Outra possibilidade é a aplicação de redes neurais recorrentes e utilizando funções de base radial de modo a

umentar a precisão e reduzir o tempo de processamento da rede neural artificial.

No trabalho de dissertação, não foram realizados testes de hardware, estudo que seria desejável visando validar a viabilidade de processamento em tempo real já indicada em trabalhos anteriores para outras arquiteturas de redes neurais artificiais e estimada pela contagem do número de operações da RNA modelada no presente trabalho.

Devido à velocidade de ação da proteção de distância (cerca de  $\frac{1}{2}$  a 2 ciclos) o efeito da saturação do TC não é crítico neste tipo de proteção para faltas no início da linha. Tal efeito poderia ser sentido para curtos no fim da linha. Entretanto, o efeito da saturação pode não se apresentar na maioria das vezes devido à redução nas amplitudes da corrente de curto.

Como proposta para trabalhos futuros, pode-se incluir a busca de solução utilizando RNA's para redução dos efeitos de saturação quando considerando outros tipos de proteção, tal como aqueles que utilizam relés de sobrecorrente. Além disso, considerando que em linhas curtas o efeito da saturação é mais evidente, o estudo poderia focalizar estes tipos de linhas.

Nas simulações observamos que a saturação ocorre principalmente nas situações em que existe componente aperiódica na corrente, mas se apresenta relativamente tardia quando o carregamento do TC se apresenta igual ou menor que seu valor nominal. Considerando que é desejável o expurgo de tal componente, uma RNA poderia ser treinada somente com a componente CA da corrente, de modo a filtrar as parcelas aperiódicas decrescentes responsáveis pela saturação, mas indesejáveis no que diz respeito ao desempenho do sistema de proteção baseado em relés de proteção de distância.

A presença da saturação relativamente tardia na condição acima referida permite que o sistema de proteção de distância de alta velocidade aplicado à transmissão em extra-alta-tensão possa encaminhar ordem de comando para abertura dos disjuntores em tempos até inferiores a 1 (um ciclo) de falta.

Considerando carregamentos do transformador relativamente elevados (burden de 8 (oito) ohms), a saturação ocorre de forma diferente no seguimento aos curto-circuitos mais severos, se apresentando logo após a ocorrência das faltas. Nestes casos, a correção da RNA se mostra especialmente importante para bom desempenho do

sistema de proteção de distância.

No estudo realizado consideramos a primeira zona de proteção como sendo de 100% da linha de transmissão. Para zonas de proteção com alcances menores, o efeito da saturação tende a ser mais evidente, provocando a má operação para outras condições de curto-circuito.

No capítulo 2 foram listados problemas enfrentados pela proteção de distância. Estudos adicionais poderão ser realizados visando mitigá-los, utilizando redes neurais artificiais aplicadas como um algoritmo adicional aos relés microprocessados.

## 8. BIBLIOGRAFIA.

- [01] WORRINGTON, A. R. **Protective Relays Theory and Practice**. 3<sup>a</sup> Ed. Kluwer Academic Pub, 1978.
- [02] WISZNIEWSKI, A.; SZAFRAN, J. **Distance digital algorithm immune to saturation of current transformers** Developments in Power Protection, Fourth International Conference on. v.1, p.: 196-199, 11-13 abr 1989.
- [03] GRAINGER, JOHN. STEVENSON, WILLIAM. **Power Systems Analysis**, McGraw-Hill, 1994.
- [04] BRITO, H. G. F. (1996). **Técnicas de filtragem digital aplicadas a proteção de sistemas elétricos de potencia**. São Carlos, 1996. 111 p. Dissertação (Mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 1996.
- [05] KANG, Y.C. KANG S.H., J.K., PARK JOHNS, A.T., AND R.K. AGGARWAL. **Development and hardware implementation of a compensating algorithm for the secondary current of current transformers** IEE Proceedings - Electric Power Applications. v.143, n.1,p.41-49, jan 1996.
- [06] KANG, Y.C. PARK, J.K. KANG, S.H. JOHNS, A.T. AGGARWAL, R.K. **An algorithm for compensating secondary currents of current transformers** Power Delivery, IEEE Transactions on. v. 12, n. 1, p.: 116 – 124, jan 1997.
- [07] PAITHANKAR, Y.G. **Transmission Network Protection: Theory and Practice**. Marcel Dekker, 1998.
- [08] KINDERMANN, GERALDO. **Proteção de Sistemas Elétricos de Potência**. 1<sup>a</sup> Ed. Edelbra, 1999.
- [09] YU, D.C.; CUMMINS, J.C.; WANG, Z.; HONG-JUN YOON; KOJOVIC, L.A.; STONE, D. **Neural network for current transformer saturation correction** Transmission and Distribution Conference, IEEE. v. 1, p.: 441 - 446, 11-16 abr 1999.
- [10] CUMMINS, J.C.; YU, D.C.; KOJOVIC, L.A. **Simplified artificial neural network structure with the current transformer saturation detector provides a good estimate of primary currents** Power Engineering Society Summer Meeting, IEEE. v. 3, p. 1373-1378, 2000.

## BIBLIOGRAFIA

---

- [11] TZIOUVARAS, D.A.; MCLAREN, P.; ALEXANDER, G.; DAWSON, D.; ESZTERGALYOS, J.; FROMEN, C.; GLINKOWSKI, M.; HASENWINKLE, I.; KEZUNOVIC, M.; KOJOVIC, L.; KOTHEIMER, B.; KUFFEL, R.; NORDSTROM, J.; ZOCHOLL, S. **Mathematical models for current, voltage, and coupling capacitor voltage transformers** Power Delivery, IEEE Transactions on. v. 15, n. 1, p. 62-72, jan 2000.
- [12] HAYKIN, Simon. **Redes Neurais - Princípios e Prática**, Bookman, 2001.
- [13] OLESKOVICZ, M.: **Aplicação de redes neurais artificiais na proteção de distância**. São Carlos, 2001. 183 p. Tese (Doutorado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2001.
- [14] PASCUAL, H.O.; RAPALLINI, J.A. **Behavior of Fourier, cosine and sine filtering algorithms for distance protection, under severe saturation of the current magnetic transformer**. Power Tech Proceedings, IEEE. v. 4, Portugal, Porto: 2001.
- [15] HÉCTOR, O. PASCUAL JORGE L. DAMPÉ JOSÉ A. RAPALLINI. **Behaviour of Current Transformers (CT's) under severe saturation conditions**. International Conference on Power Systems Transients (IPST), 2001.
- [16] KOJOVIC, L.J.A. **Guidelines for current transformers selection for protection systems** Power Engineering Society Summer Meeting, IEEE. v. 1, p.: 593 - 598, 2001.
- [17] BUNYAGUL, T.; CROSSLEY, P.; GALE, P. **Overcurrent protection using signals derived from saturated measurement CT's** Power Engineering Society Summer Meeting, IEEE. v. 1, p. 103-108, 2001.
- [18] LEPRETTRE, B.; BASTARD, P. **Compensation of saturation effects in current transformers using neural networks** Signal Processing and its Applications, Sixth International, Symposium on. v.2, p.442-445, 2001.
- [19] KANG, Y.C. OK, S.H. KANG, S.H. **A Novel CT Saturation Detecting Algorithm Unaffected by a Remanent Flux**. Power Engineering Society Summer Meeting, IEEE. v. 3, p. 1324 – 1327, 2001.
- [20] YU, D.C.; CUMMINS, J.C.; ZHUDIN WANG; HONG-JUN YOON; KOJOVIC, L.A. **Correction of current transformer distorted secondary currents due to saturation using artificial neural networks** Power Delivery, IEEE

Transactions on. v. 16, n. 2, p.: 441 – 446, abr 2001.

[21] KOVÁCS, ZSOLT LÁSZLÓ. **Redes Neurais Artificiais: Fundamentos e Aplicações**. 3ª ed, São Paulo: Livraria da física, 2002.

[22] ZIEGLER, GERHARD. **Numerical Distance Protection: Principles and Applications**. Siemens, 2002.

[23] KOJOVIC, L.J.A. **Comparison of different current transformer modeling techniques for protection system studies** Power Engineering Society Summer Meeting, IEEE. v. 3, p.1084-1089, 2002.

[24] KOJOVIC, L.J.A. **Impact of current transformer saturation on overcurrent protection operation** Power Engineering Society Summer Meeting, 2002 IEEE. v.3, p.1078-1083, 2002.

[25] KANG, Y. C. KANG, S. H. CROSSLEY, P. **An algorithm for detecting CT saturation using the secondary current third-difference function**. Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna. v. 4, n.1, p.6, 23-26 jun 2003.

[26] KANG, Y.C. OK, S.H. KANG, S.H. **A CT Saturation Detection Algorithm**. Power Engineering Society General Meeting, 2003, IEEE. v. 1, n. 1, 13-17 jul 2003.

[27] KANG, S.H. LEE, D.K. HYUN, S.H. KANG, Y.C. **A compensation algorithm for the distorted secondary current of a current transformer**. Developments in Power System Protection. Eighth IEE International Conference on. v.1, p. 140- 143, 5-8 abr 2004.

[28] JIUPING PAN; KHOI VU; YI HU. **An efficient compensation algorithm for current transformer saturation effects** Power Delivery, IEEE Transactions on. v. 19, nº 4, p. 1623-1628, out. 2004.

[29] KANG, Y. C. KANG; UI JAI LIM; KANG, S. H.; CROSSLEY, P.A. **Compensation of the Distortion in the Secondary Current Caused by Saturation and Remanence in a CT**. Power Delivery, IEEE Transactions on. v. 19, n. 4, p. 1642 – 1649, out. 2004.

[30] KANG, Y.C. OK, S.H. KANG, S.H. CROSSLEY, P.A. **Design and evaluation of an algorithm for detecting current transformer saturation**. Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings. v. 151, n. 1, p 27-35, jan.2005.

## BIBLIOGRAFIA

---

- [31] OLIVEIRA, J. J., **Proteção de Distância em Linhas de Transmissão com Compensação Série**, Dissertação de Mestrado, COPPE/UFRJ, Julho / 2005.
- [32] SEGATTO, ÊNIO CARLOS. COURY, DENIS VINICIUS. **Correção da saturação de TC's através de redes neurais artificiais recorrentes**. SNPTEE: Seminário nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica. Curitiba: out, 2005.
- [33] KANG, Y.C. LIM, U.J. KANG, S.H. **Compensating algorithm suitable for use with measurement-type current transformers for protection**. Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings, v. 152, n. 6, p. 880- 890, nov. 2005.
- [34] LIMA, MAURÍCIO MACANJO MENEZES. **Alguns fatores afetando o desempenho de relés de distância**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Instituto Alberto Luiz Coimbra de Pós-Graduação e Pesquisa de Engenharia, set: 2006.