

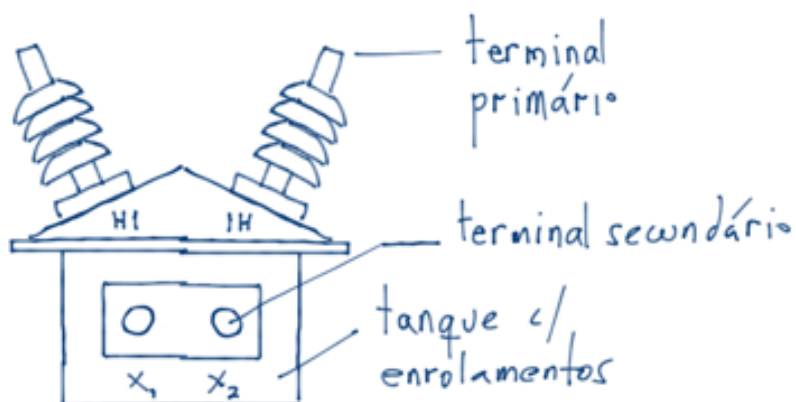
2. Transformadores de instrumentação

2.1. Transformadores de potencial

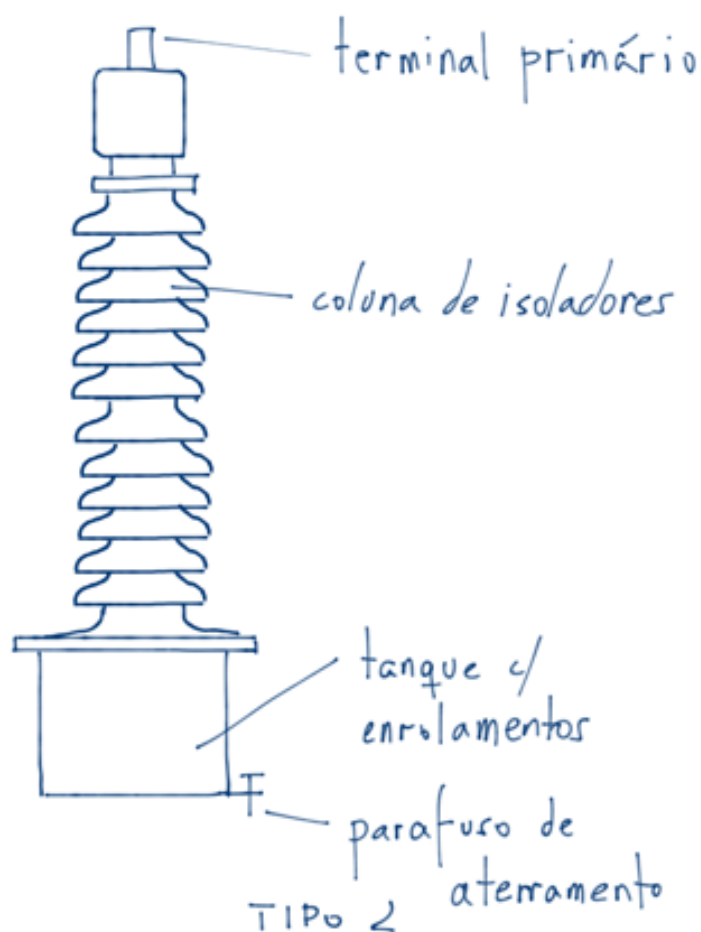
Há dois tipos de transformadores de potencial utilizados em proteção e automação de sistemas elétricos: indutivos e capacitivos. (consultar também normas NBR 10020; NBR 6855 e demais aplicáveis)

2.1.1) Transformadores de potencial do tipo indutivo

É um transformador convencional, com núcleo de material ferromagnético e enrolamentos (c/ TAP secundário, tipicamente). São utilizados em níveis de tensão de até 145 [kV]. Esses transformadores têm dois tipos: Tipo 1 (p/ ligação entre fases); e Tipo 2 (p/ ligação em sistemas solidamente aterrados).



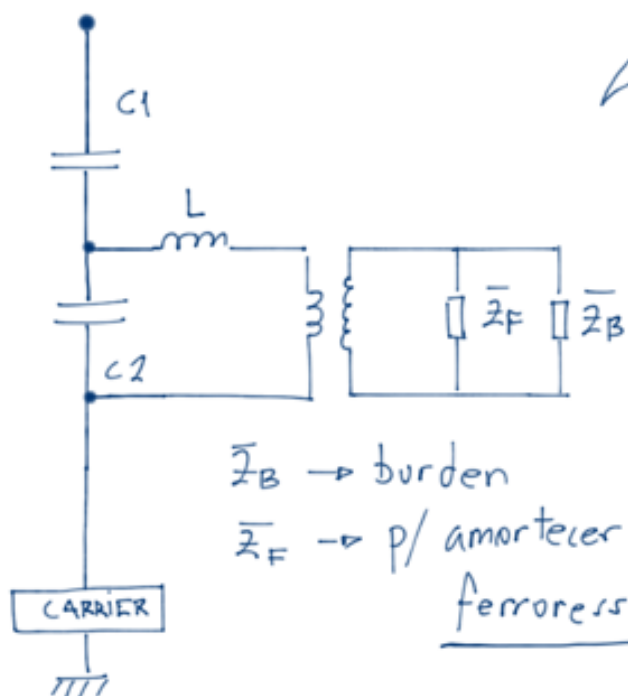
TIPO 1



TIPO 2

2.1.2) Transformador de potencial do tipo capacitivo

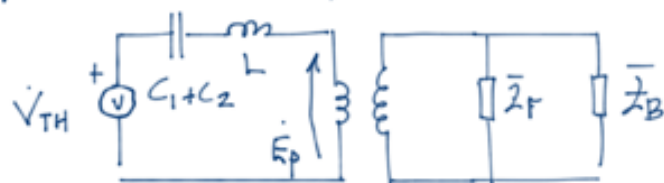
O arranjo desse tipo é:



$\bar{Z}_B \rightarrow$ burden
 $\bar{Z}_F \rightarrow$ p/ amortecer

ferroressonância

O circuito equivalente fica:



Onde $\dot{V}_{TH} = V_P \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2}$

Logo: $E_p = \dot{V}_{TH} - j \left(\omega L - \frac{1}{\omega(C_1 + C_2)} \right)$

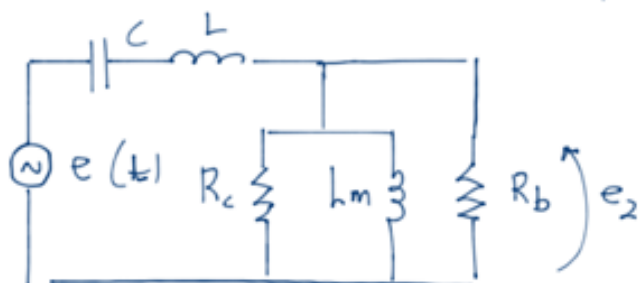
fenômeno que ocorre qdo um circuito elétrico capacitivo alimenta uma indutância não linear.

Em regime permanente as capacitâncias do TPC podem produzir erros de leitura, que devem ser compensados pelo indutor. Para tanto, deve-se sintonizá-lo com os capacitores C_1 e C_2 , de modo a produzir ressonância. Para tanto:

$$\omega L = \frac{1}{\omega(C_1 + C_2)} \rightarrow L = \frac{1}{\omega^2} \cdot \frac{1}{C_1 + C_2}$$

Um TP capacitivo bem sintonizado não deve produzir erro de regime, no entanto, devido ao circuito de sintonia, há variação significativa da tensão no secundário do TP em relação à tensão no primário quando há curto-circuito.

Para simplificar o modelo e permitir uma análise mais simples considera-se $\bar{Z}_B = R_B$, despreza-se a indutância de magnet. (permanece linear durante o curto-circuito) e a impedância de amortecimento para ferroressonância. Nesse caso, o circuito fica:

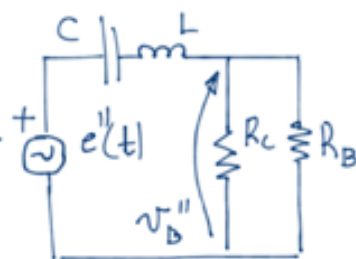
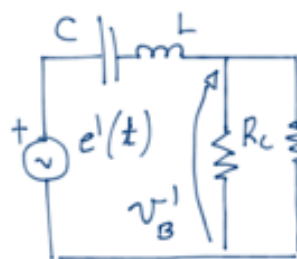
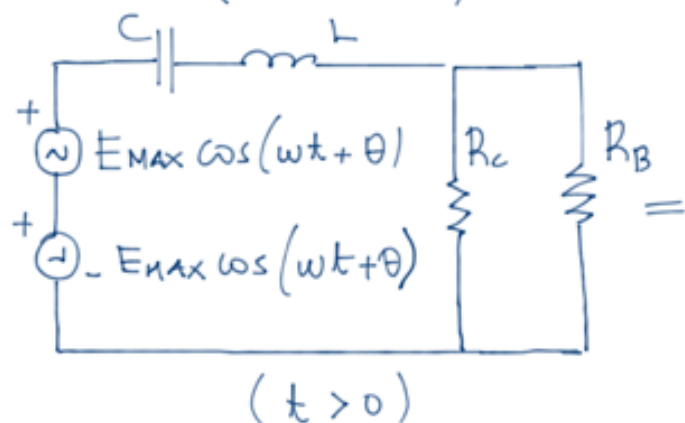


Cenário $\rightarrow$ curto-circuito muito próximo ao TPC, portanto:

$$\begin{cases} e(t) = E_{\max} \cos(\omega t + \theta), & \text{para } t < 0 \\ = 0, & \text{para } t \geq 0 \end{cases}$$

Dado que L e C estão sintonizados, a tensão sobre a resistência de burden é exatamente a mesma, até $t = 0_-$. Pelo princípio da superposição, pode-se determinar a resposta do sistema.

$$\begin{cases} e''(t) = -E_{\max} \cos(\omega t + \theta), & t \geq 0 \\ = 0, & t < 0 \end{cases}$$



$$\checkmark v_B'(t) = E_{MAX} \cos(\omega t + \theta)$$

$$\checkmark v_B''(t) = ?$$

A transformada de Laplace de $e''(t)$ é:

$$\mathcal{L}\{e''(t)\} = E''(s) = -E_{MAX} \cos \theta \cdot \frac{s - \omega \operatorname{tg} \theta}{s^2 + \omega^2} \quad (1)$$

$$\text{Logo } V_B''(s) = E''(s) \cdot \frac{R_B // R_C}{R_B // R_C + sL + \frac{1}{sC}}, \text{ fazendo } R_B // R_C = R$$

$$V_B''(s) = E''(s) \cdot \frac{R}{L} \cdot \frac{s}{s^2 + s \cdot \frac{R}{L} + \frac{1}{LC}} \quad (2)$$

Substituindo (1) em (2) e fazendo a transformada inversa

$$v_B''(t) = -E_{MAX} \left\{ \cos(\omega t + \theta) - \left[\cos \theta \sqrt{1 + (\omega \tau \varphi + \operatorname{cosec} \varphi \operatorname{tg} \theta)^2} \right] e^{-\omega t \omega \tau \varphi} \cdot \sin(\omega t \operatorname{sen} \varphi + \psi) \right\}$$

$$\text{Onde: } \psi = \operatorname{tg}^{-1} \left\{ \frac{-\operatorname{sen} \varphi}{\cos \varphi + \operatorname{tg} \theta} \right\}$$

$$\operatorname{sec} \varphi = 2\omega \tau$$

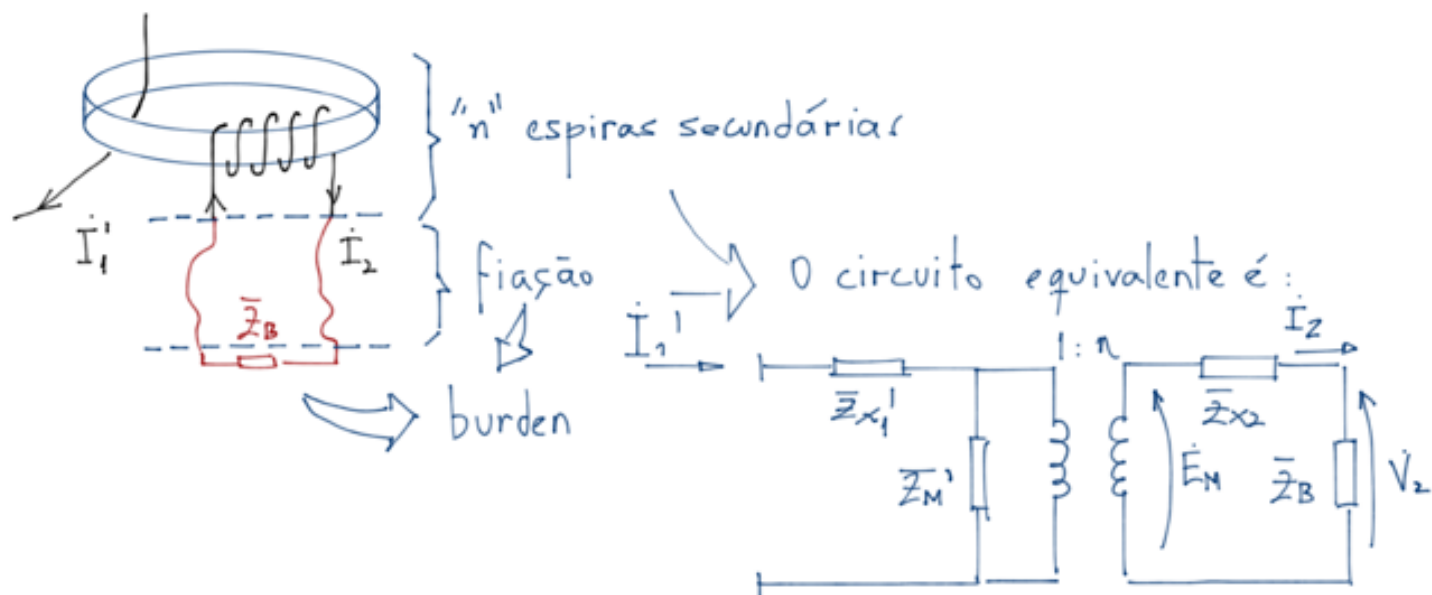
$$\tau = \frac{L(R_C + R_B)}{R_C R_B}$$

Sendo assim: $\tilde{v}_B(t) = v_B'(t) + v_B''(t)$

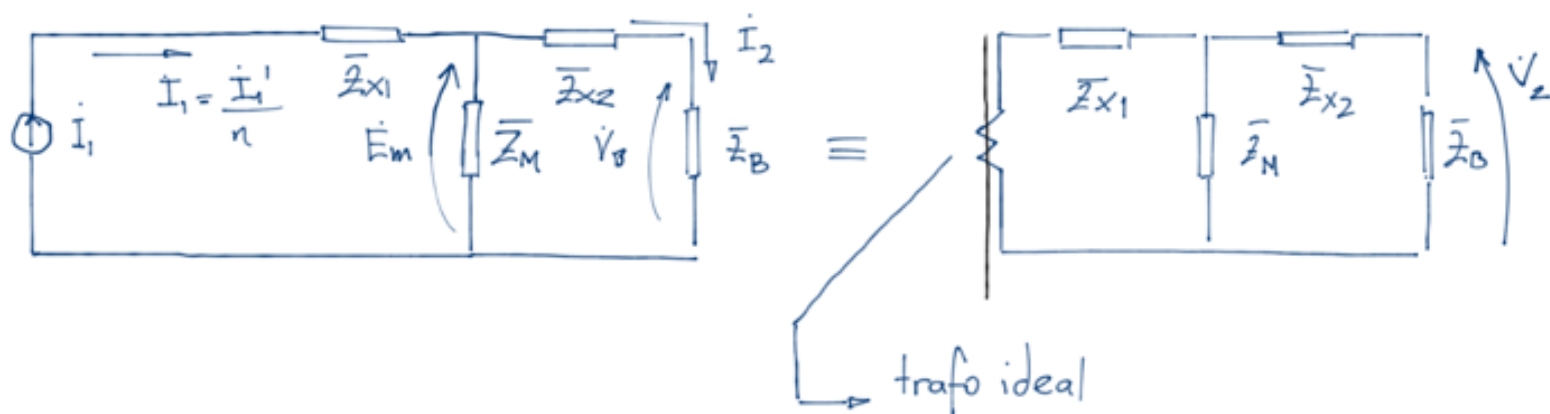
$$v_B(t) = \cos\theta \sqrt{1 + (\omega t \varphi + \omega \sec\varphi \tan\theta)^2} \cdot e^{-\omega t \cos\varphi} \cdot \sin(\omega t \sec\varphi + \psi)$$

2.2. Transformadores de corrente

Além da bibliografia recomendada, recomenda-se também a leitura da norma ABNT NBR-6856



Refletindo o circuito para o secundário do TC, tem-se:



Duas considerações importantes:

1) I_1 é imposto pelo sistema de potência; e

2) Não há necessidade de se representar Z_{X1} (R_{X1} é peg.)

(X_{X1} fica englobada em Z_{X2})

Onde: $I_1 = I_1' / n$ e $\bar{Z}_M = n^2 \bar{Z}_M'$

I_1' e I_2 : correntes nos enrolamentos primário e secundário do TC.

$\bar{Z}_B$: impedância das cabos de sinais e do relé conectado no secundário do TC.

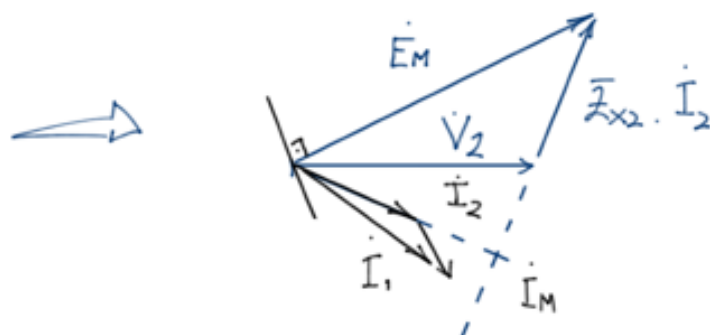
Obs: tipicamente o burden é especificado com $\bar{Z}_B$ [ohms] ou $I_N^2 \cdot \bar{Z}_B$ [VA] (p.ex $25 \times \bar{Z}_B$ [VA] para corrente secundária de 5 [A]).

O diagrama de fasores fica:

1) $\dot{E}_M = \dot{V}_2 + \bar{Z}_{X2} \cdot \dot{I}_2$

2) $\dot{I}_M = \dot{E}_M / \bar{Z}_M$

3) $\dot{I}_1 = \dot{I}_M + \dot{I}_2$



A partir dessas definições pode-se definir o erro de transformação de corrente:

$$\epsilon = \frac{\dot{I}_1 - \dot{I}_2}{\dot{I}_1} = \frac{\dot{I}_M}{\dot{I}_1}$$

Nesse contexto, quanto menor a impedância do burden, menor $\dot{E}_M$, menor $\dot{I}_M$ e, portanto, menor o erro. Isso significa que o ideal é que o TC funcione com um curto circuito nos seus terminais.

Atenção: um ε de, por exemplo, 0,05 significa que a corrente de magnetização vale 5% da corrente primária. No entanto, não significa que a corrente $\dot{I}_2$ será 5% menor do que $\dot{I}_1$. A soma é fasorial e $\dot{I}_2$ e $\dot{I}_M$ estão defasados.

É conveniente, portanto, definir o fator de correção da relação (FCR). Esse fator é definido como o valor que deve multiplicar a relação de transformação nominal (n) para se obter a relação real:

$$\varepsilon \dot{I}_1 = \dot{I}_1 - \dot{I}_2 \longrightarrow \dot{I}_2 = (1 - \varepsilon) \dot{I}_1$$

$$\frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2} = \frac{1}{1 - \varepsilon}, \text{ mas } \dot{I}_1 = \frac{\dot{I}_1'}{n}$$

$$\text{Logo: } \frac{\dot{I}_1'/n}{\dot{I}_2} = \frac{1}{1 - \varepsilon} \longrightarrow \underbrace{\frac{\dot{I}_1'}{\dot{I}_2}}_{\text{relação real}} = \underbrace{\frac{1}{1 - \varepsilon}}_{\text{FCR}} \times \underbrace{n}_{\text{relação nominal}}$$

$$\text{FCR} = \frac{1}{1 - \varepsilon}$$

Exemplo: considere um TC com as seguintes características

r : 500/5

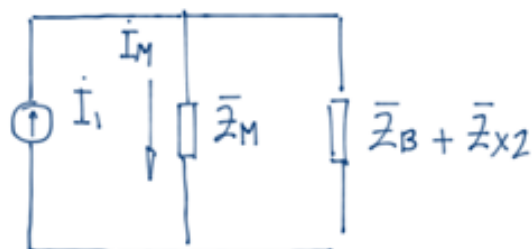
$$\bar{Z}_{X2} = 0,01 + j0,1 [\Omega]$$

$$\bar{Z}_B = 2,0 [\Omega] \text{ (resistivo)}$$

$$\bar{Z}_M = 4,0 + j15 [\Omega] \leftarrow \text{considerado constante}$$

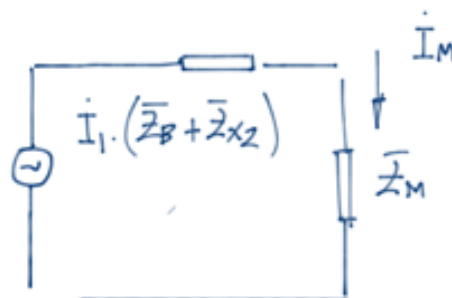
- a) Determine o emf, o fator de correção de relação para o burden apresentado;
- b) Repetir o cálculo para $\bar{Z}_B = 1 [\Omega]$;
- c) Repetir o cálculo para $\bar{Z}_B = j2 [\Omega]$.

Solução:



$$\therefore \epsilon = \frac{\dot{I}_M}{\dot{I}_1} = \frac{\dot{I}_1 \cdot (\bar{Z}_B + \bar{Z}_{X2})}{\bar{Z}_B + \bar{Z}_{X2} + \bar{Z}_M}$$

→ Fazendo a transformação de fonte:



$$\left\{ \begin{array}{l} \epsilon = \frac{\bar{Z}_B + \bar{Z}_{X2}}{\bar{Z}_B + \bar{Z}_{X2} + \bar{Z}_M} = \text{basta substituir o valor de } \bar{Z}_B \text{ e determinar o FCR} \\ \text{FCR} = \frac{1}{1 - \epsilon} \end{array} \right.$$

Logo:

$\bar{Z}_B$	ϵ	FCR
2	0,1238 $\angle -65,45$	1,0469 $\angle -6,77$
1	0,0638 $\angle -65,99$	1,0248 $\angle -3,42$
j2	0,1196 $\angle 12,92$	1,1314 $\angle 1,73$

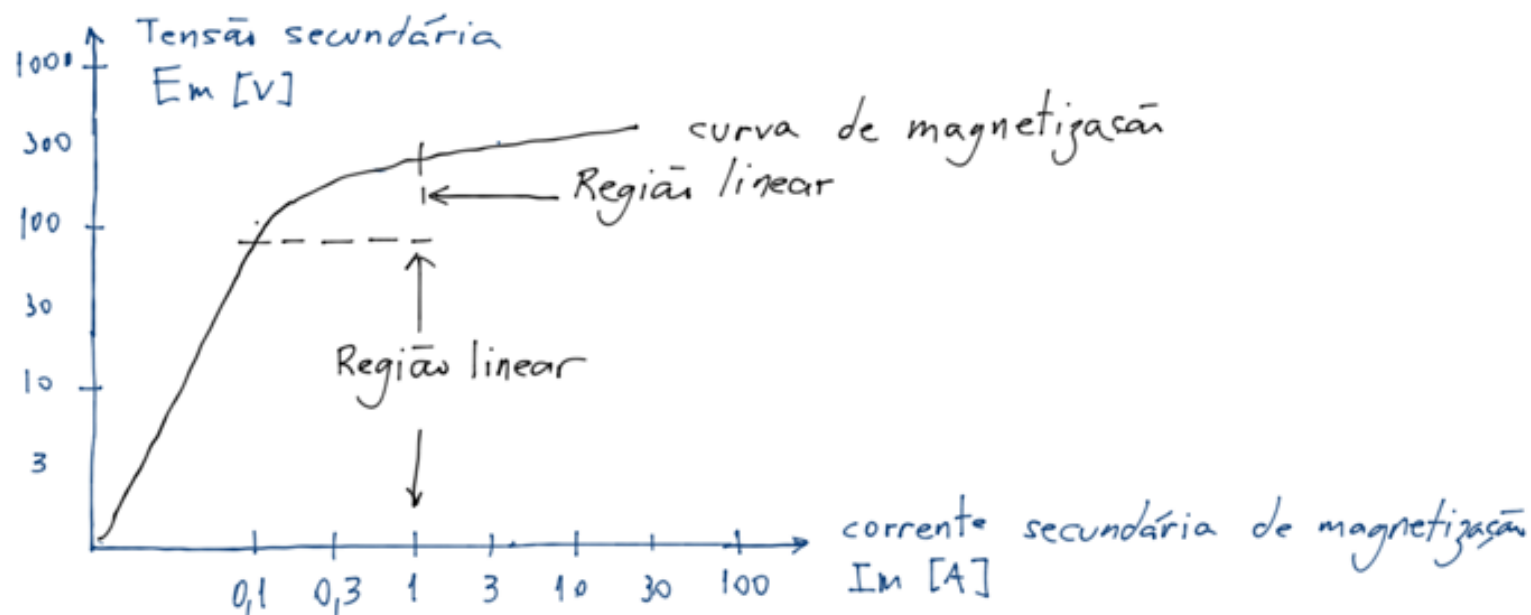
2.2.1) Comportamento do ramo magnetizante

A representação do ramo magnetizante por meio de uma impedância pressupõe que o circuito seja linear. No entanto, há não-linearidade no núcleo devido à saturação, isto é $\bar{Z}_M = f(\bar{E}_M)$. Nesse contexto é conveniente dividir a análise em duas:

- erros devido à saturação por C.A.
- erros devidos à saturação por C.C. (componente exponencial amortecida).

a) Saturação por AC

A curva abaixo relaciona a corrente de magnetização ($I_M \propto H$) com a tensão secundária, E_M , em um TC com relação conhecida.



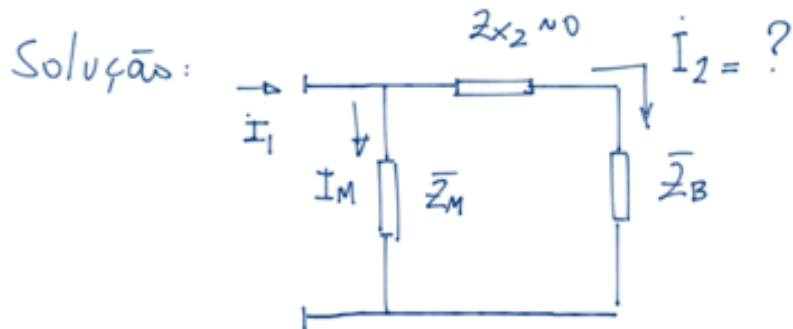
Exemplo: considere o TC da figura, sendo utilizado no TAP 600:5.

$$\bar{Z}_B = 9 + j12 \text{ } [\Omega]$$

$$\bar{Z}_{X2} \approx 0$$

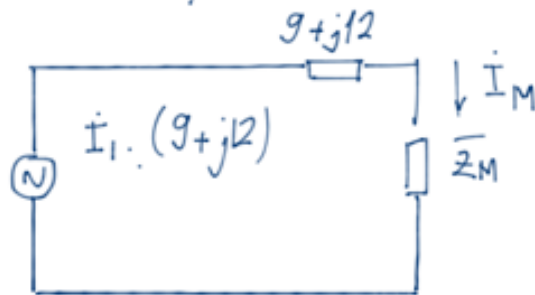
$$\bar{Z}_M = ? \text{ (adotar fase de } \bar{Z}_M \text{ aproximada de } 60^\circ)$$

Qual a corrente secundária para uma corrente primária de 5000 [A]?



$$\rightarrow I_1 = 5000 \times \frac{5}{600} = 41,66 \text{ [A]}$$

Para o cálculo de I_2 é preciso conhecer Z_M , ou escrever uma equação que relaciona I_M , I_1 e I_2 . Para tanto, procede-se com a mesma transformação de fonte.



$$\begin{aligned} I_M &= \frac{I_1 \cdot (9 + j12)}{9 + j12 + Z_M (\cos 60 + j \sin 60)} \\ &= \frac{250/6 (9 + j12)}{9 + j12 + Z_M (\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2})} \end{aligned}$$

Logo: $E_M = Z_M \cdot I_M$

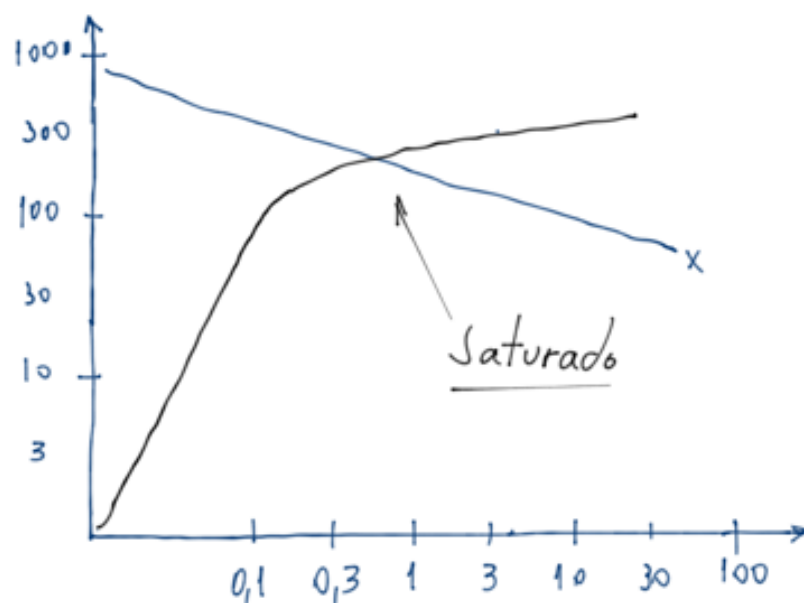
$$= Z_M \left(\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \times \frac{375 + j500}{9 + j12 + Z_M \cdot \left(\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right)}$$

Como saber em que ponto da curva esse TC está operando? Na região linear, ou na saturação? Para responder a essa pergunta varia-se o módulo de Z_M e se obtém pares de E_M e I_M .

Sendo assim:

$ \bar{E}_m $	$ E_m $	$ I_m $
10^6	625	~ 0
10^3	616	0,62
10^2	543	5,44
10	250	25,04
1	40	39,08

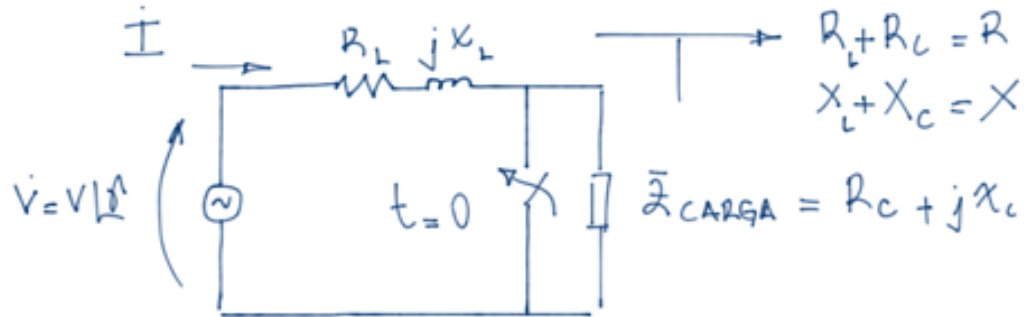
O gráfico de $E_m \times I_m$:



* Incluir aqui: Exemplo do Senger

b) Saturação por DC

Para essa análise a rede de potência será representada, de forma simplificada, por um modelo de primeira ordem, conforme ilustrado na figura.



✓ Antes do fechamento da chave:

$$\dot{V} = (R + j\omega L) \cdot \dot{I} \rightarrow \dot{I} = \frac{\dot{V}(R - j\omega L)}{R^2 + \omega^2 L^2}$$

$$\dot{I} = \frac{R}{R^2 + \omega^2 L^2} \cdot \dot{V} + \frac{\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} \cdot \dot{V} \cdot 1 \angle -90^\circ$$

No domínio do tempo:

$$i(t) = \frac{R}{R^2 + \omega^2 L^2} \cdot V_p \cos(\omega t + \theta) + \frac{\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} \cdot V_p \sin(\omega t + \theta - 90^\circ) \quad (1)$$

✓ O transitório de fechamento da chave fica:

$$v(t) = R_L \cdot i(t) + L_L \frac{di(t)}{dt}$$

✓ No domínio da frequência, tem-se:

$$V(s) = R_L \cdot I(s) + L_L s \cdot I(s) - L_L i(t=0_-)$$

$$(R_L + s \cdot L_L) \dot{I}(s) = V(s) + L_L i(t=0_-)$$

Para voltar p/ o domínio do tempo deve-se determinar as referências

Sabendo que

$$\begin{cases} v(t) = V_p \cos(\omega t + \varphi) = V_p \cos(\omega t) \cos \varphi - V_p \sin(\omega t) \sin \varphi ; e \\ i(t=0_-) = \frac{R}{R^2 + \omega^2 L^2} \cos \varphi + \frac{\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} \cos(\varphi - 90^\circ) \end{cases}$$

$$(R_L + s \cdot L_L) I(s) = V_p \cos \varphi \cdot \frac{s}{s^2 + \omega^2} - V_p \sin \varphi \cdot \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} + L_L \left\{ \frac{R}{R^2 + \omega^2 L^2} \cos \varphi + \frac{\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} \cos(\varphi - 90^\circ) \right\}$$

$$i(t) = \frac{R_L V_p \cos \varphi \cos \omega t - R_L V_p \sin \varphi \sin \omega t + \omega L_L V_p \sin \varphi \cos \omega t + \omega L_L V_p \cos \varphi \sin \omega t}{R_L^2 + \omega^2 L_L^2} + \frac{e^{-\frac{R_L}{L_L} t}}{(R^2 + \omega^2 L^2)(R_L^2 + \omega^2 L_L^2)} \cdot \left\{ -V_p \sin \varphi \omega^3 L^2 L_L - V_p \cos \varphi \omega^2 L^2 R_L + \cos(\varphi - 90^\circ) \omega^3 L_L^2 L + \cos(\varphi - 90^\circ) L \cdot R_L^2 \cdot \omega + \cos \varphi \cdot L_L^2 \cdot R \cdot \omega^2 - V_p \sin \varphi L_L \cdot R^2 \cdot \omega - V_p \cos \varphi R^2 \cdot R_L + \cos \varphi R \cdot R_L^2 \right\}$$

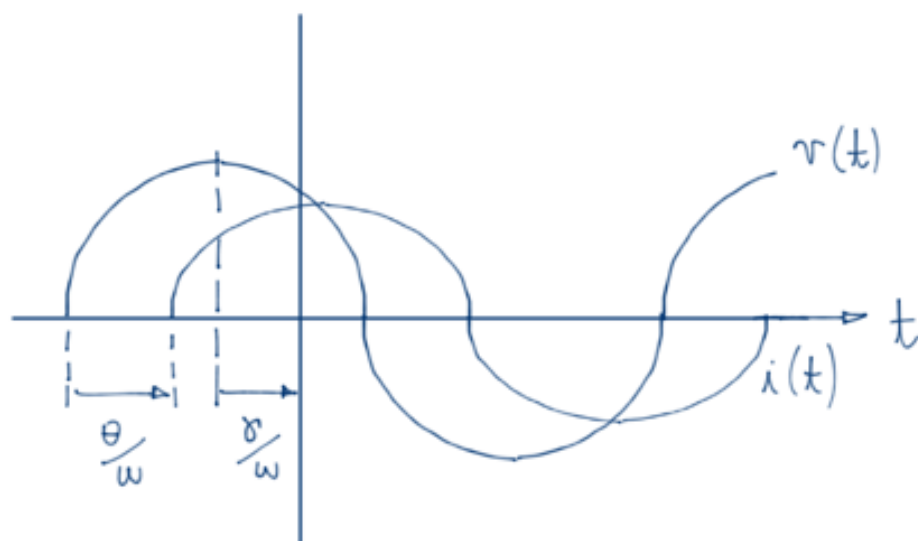
Outra forma de resolução superpõe o curto-circuito em R.P.S. à solução natural do circuito. Portanto:

✓ tensão no equivalente da rede: $v(t) = V_p \cos(\omega t + \theta)$.

✓ A componente da corrente de falta em R.P.S.: $I_{cA} = I_{cA}^P \angle \varphi - \theta$

onde $I_{Ac}^P = \frac{\sqrt{2} V}{\sqrt{R_L^2 + X_L^2}}$ e $\theta = \tan^{-1} \frac{X_L}{R_L}$

Graficamente, tem-se:



Onde: φ define em que ponto da onda de tensão ("point on wave" POW) o wrto-circuito ocorre).

- $\varphi = 0 \rightarrow$ wrto-circuito no pico da tensão,

- $\varphi = 90^\circ \rightarrow$ wrto-circuito no zero da corrente.

A solução completa do sinal de corrente, admitindo-se a linha em vazio antes da falta é:

$$\begin{cases} i(t=0-) = 0 & (t < 0) \end{cases}$$

$$\begin{cases} i(t) = \text{solução forçada} + \text{solução natural} & (t > 0) \end{cases}$$

$$i(t) = I_{CA}^p \cos(\omega t + \delta - \theta) + A_0 e^{-\beta t}, \quad \beta = \frac{R_L}{L_L}$$

Além disso: $i(t=0-) = i(t=0+) \therefore A_0 = -I_{CA}^p \cos(\delta - \theta)$

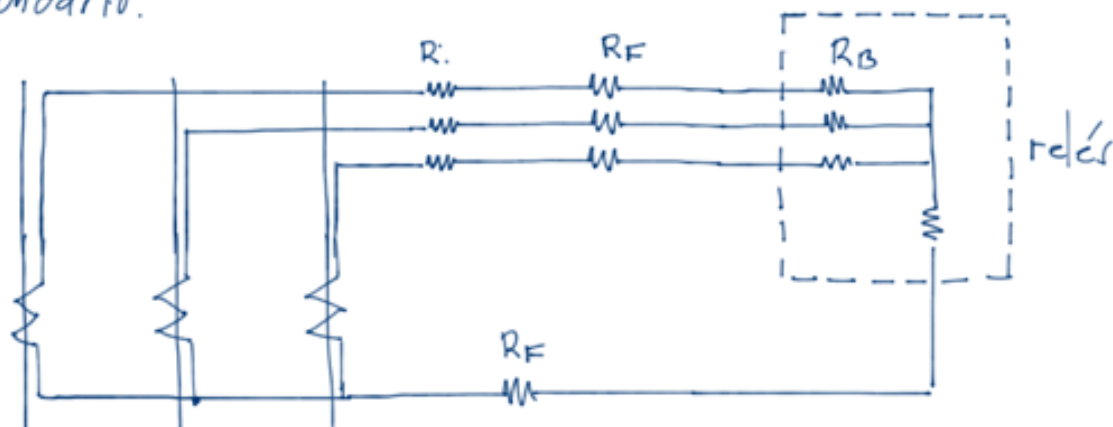
2.3) Crêterios de dimensionamento de TCRs

a) Atendimento à classe de precisão padronizada (condição imposta pelos fabricantes:

a.1) $\frac{I_{CC}^{MAX}}{I_{NOM}^{Pri}} \leq 18$ (90% de $20 \cdot I_N$)

a.2) $\frac{V_{SEC}^{MAX}}{V_{CLASSE}} \leq 0,8$ (80% da classe de precisão para o TAP selecionado).

Obs: a forma de ligação dos TCRs define como se calcula a tensão no secundário.



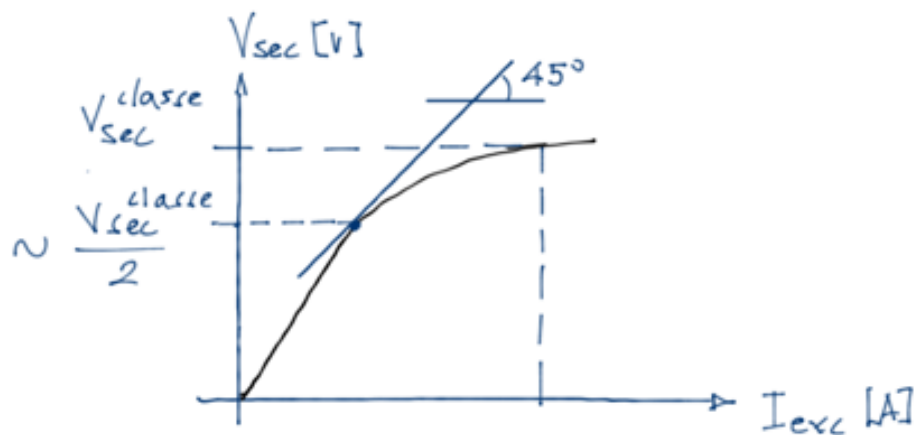
Onde: R_i : resistência do secundário do TC ($Re\{Z_{X2}\} \rightarrow$ TC q/ baixa reatância de dispersão)

R_F : resistência da fiação;

R_B : resistência do burden.

Nesse arranjo: $V_{SEC}^A = (R_i + R_F + R_B) \cdot I_A + (R_F + R_B) I_N$

- b) O atendimento à classe de precisão não assegura que o TC estará operando SEM saturação. Grosseiramente, um erro de 10% em 100 [A] (20 I_N , para $I_N < 5$ [A]) implica corrente de magnetização superior a 10 [A]. Essa saturação é produzida somente devido à corrente de falta em R.P.S. sem levar em conta a componente exponencial amortecida.



Sendo assim, muitos projetistas consideram mais conveniente trabalhar no joelho da curva (ponto onde uma reta de 45° de inclinação tangencia a curva). Esse ponto apresenta impedância de magnetização bem elevada.

A "regra empírica" é impor uma carga secundária de 50% da carga especificada pela classe de precisão, isso corresponde a operar próximo ao joelho da curva. Esta regra mitiga os efeitos de saturação por AC. Para correntes assimétricas (com componente aperiódica exponencial) provavelmente a saturação irá ocorrer, deve-se, portanto, trabalhar com carga ainda menor.

c) Critérios usados para mitigar saturação por DC

c.1) Trabalhar com uma tensão secundária igual à meta de da tensão de joelho.

c.2) Limitar a tensão secundária em $V_{sec} \leq \frac{V_{CLASSE\ SEC}}{1 + \frac{X}{R}}$,
mas nem sempre é viável
do eq. de Thévenin

Exemplo: seleção de TC - Considere uma linha a ser protegida por relés de sobrecorrente eletromecânicos. São dados:

- ✓ máxima corrente de carga: 90 [A]
 - ✓ máxima corrente de falta: 2500 [A]
 - ✓ mínima corrente de falta entre fases: 350 [A]
- } Este cálculo vem do estudo de curto-circ.

- ✓ carga do relé eletromecânico em 5 [A] : $2,64 \text{ [VA]}$
 - ✓ carga do relé eletromecânico em 100 [A] : 580 [VA]
- } *

* nos relés eletromecânicos a carga depende do TAP e da corrente do relé, nos relés estáticos e digitais ela é praticamente constante e muito pequena.

- ✓ impedância do cabo: $(2,22 + j 0,1203) \left[\frac{\text{m}\Omega}{\text{m}} \right]$
- } impedância típica de um cabo de 10 mm^2 ($5 \text{ mm}^2 \rightarrow r = 5,55 \left[\frac{\text{m}\Omega}{\text{m}} \right]$ e $6 \text{ mm}^2 \rightarrow r = 3,7 \left[\frac{\text{m}\Omega}{\text{m}} \right]$)

- ✓ distância do TC ao relé: 90 [m]
- } arranjo físico da SE

- ✓ TC disponível: $10\text{B}100 - 600:5$ ($50:5 / 100:5 / 200:5 / 300:5 / 400:5 / 500:5$ e $600:5$)

Solução:

1) $I_{\text{carga}} = 90 \text{ [A]}$ $\therefore$ escolhe-se a relação 100:5 $\rightarrow I_{\text{sec}} = \frac{5}{100} \cdot 90 = 4,5 \text{ [A]}$
próximo de 5 [A]

$$\bar{Z}_{\text{cabo}} = 90 \times 2 \times (2,222 + j0,1207) \times 10^{-3} \Omega = 0,4 + j0,0217$$

ida e volta muito pequeno, po-
de-se desprezar

relé $\rightarrow 5 \text{ [A]}$: $2,64 = r \times I^2 = r \cdot 5^2 \therefore r = 0,106 \text{ } [\Omega]$
 $\rightarrow 100 \text{ [A]}$: $580 = r' \cdot I^2 = r' \cdot 100^2 \therefore r' = 0,058 \text{ } [\Omega]$

A tensão no secundário, para a máxima corrente de falta (supondo que o burden do relé não se altere, isto é, permaneça em $0,058 \text{ } [\Omega]$) é:

$$V_{\text{sec}} = \underbrace{(0,4 + 0,058)}_{\text{cabo + relé}} \times \underbrace{\frac{2500}{100} \times 5}_{\text{relação 100:5}} = 57,25 \text{ [V]}$$

No entanto, o TC 10B100 (600:5) fornece 100 [V] na relação nominal, logo, a tensão secundária máxima, permitida pela classe é:

$$V_{\text{sec}}^{\text{máx}} = 100 \times \frac{100}{600} = 16,67 \text{ [V]}$$

Isto significa que, nesta relação ocorrerá severa saturação do TC e, portanto, não se deve utilizá-la (100:5).

Obs: mesmo com relés digitais ou estáticos não se poderia usar essa relação pois considerando somente o burden dos cabos, tem-se:

$$V_{sec} = 2500 \times \frac{100}{5} \times 0,4 = 50 \text{ [V]} \gg 16,67 \text{ [V]}$$

2) Escolhe-se outra relação para o TC $\rightarrow 400:5$

$$\bar{Z}_{cabo} = 0,4 \text{ } [\Omega] \text{ (permanece o mesmo).}$$

relé $\rightarrow 100 \text{ [A]}$: $1,56 \text{ } [\Omega] \rightarrow$ ATENÇÃO: a carga dos relés eletromecânicos depende do tap e da corrente no relé (tap do relé e não do TC)

muda-se o tap do relé para compatibilizá-lo com a nova relação do TC.

$$\text{Logo: } V_{sec} = 2500 \times \frac{5}{400} \times (0,4 + 1,56) = 61,25 \text{ [V]}$$

$$V_{sec}^{max} = 100 \times \frac{400}{600} = 66,67 \text{ [V]}$$

Essa relação pode ser utilizada pois respeita a classe de precisão do equipamento, no entanto, saturação por componente aperiódica ainda pode ocorrer.

✓ É possível ainda fazer a solução gráfica: supondo que a resistência no secundário seja $r_s = 0,211 [\Omega]$ e que a baixa reatância de dispersão possa ser desprezada 10B100

$$\bar{Z}_{burden} = \underbrace{1,56 + 0,4 + 0,211}_{\text{relé + cabo + sec. do TC}} = 2,171 [\Omega]$$

Para a máxima corrente de falta: $2500 \times 5/400 = 31,25 [A]$, a tensão no secundário é: $V_{sec} = 31,25 \times 2,171 = 67,84 [V] \rightarrow I_{exc} = 0,15 [A]$, o que não altera muito a mínima corrente de falta, que é: $350 \times 5/400 = 4,375 [A]$

