

Universidade da Beira Interior

**Projecto de um Transformador Monofásico de
Baixa Potência**

Walter Jorge Rodrigues Soares

Covilhã, Outubro de 2010

Dedicatória

Dedico esta tese a minha querida mãe, ao meu pai que apesar de não estar presente fisicamente, mas está e estará sempre presente no meu coração e pensamento, à Adelina Oliveira, que foram os meus maiores suportes, e maiores fontes de inspiração e motivação, que fizeram com que tivesse força suficiente e dedicação para concluir este curso, e sair com um sentimento de dever cumprido.

Palavras-Chave

Características Magnéticas

Construção e Ensaio

Cálculo Optimizado

Transformador

Projecto

Keywords

Magnetic Characteristics

Construction and Testing

Optimized Design

Transformer

Project

Agradecimentos

À minha mãe, por acreditar, depositar toda a confiança em mim, pela educação, pelo sacrifício feito, que fizeram de mim a pessoa que sou hoje, e por estar sempre presente na minha vida.

À Adelina Oliveira, por todo o carinho, atenção, consideração, conforto que me foi transmitido durante todo este percurso, principalmente nos momentos de maiores dificuldades.

Ao professor Davide Fonseca, por toda a orientação, conselhos e conhecimentos transmitidos durante toda a fase da tese.

Ao professor Carlos Cabrita, pelos conselhos, conhecimentos, e ajuda que me foi concedido.

À Vanessa Monteiro, pelo carinho, apoio, dedicação, suporte, motivação que me foi dado, e que fez com que não desistisse nos momentos menos favoráveis.

Aos meus amigos, Filander Gomes, Ioland Tavares, Helga Ramalho, Edmir Freire, Rodrigo Vera-Cruz, Nay Cabral, pelo todo o apoio, suporte que me deram nos momentos menos bons durante este percurso.

À todos aqueles, que de forma directa ou indirecta, contribuíram para a realização deste projecto final.

Índice

1	Introdução	1
1.1	Importância do transformador	2
2	Transformador Monofásico	4
2.1	Introdução	5
2.2	Constituição do transformador monofásico	5
2.2.1	Núcleo	6
2.2.2	Enrolamentos	9
3	Princípio de Funcionamento	12
3.1	Transformador Ideal	13
3.1.1	Funcionamento em vazio	13
3.1.2	Funcionamento em carga	15
3.2	Transformador Real	18
3.2.1	Funcionamento em vazio	18
3.2.2	Funcionamento em carga	19
3.2.3	Perdas no ferro	22
3.2.4	Resistência óhmica dos enrolamentos	23
3.2.5	Reactâncias de fugas	24
3.2.6	Efeito da saturação sobre a corrente em vazio dos transformadores	26
3.3	Circuito equivalente do transformador	28
3.3.1	Redução das grandezas do transformador à tensão de um dos enrolamentos	30
3.3.2	Circuito equivalente aproximado	31
3.3.3	Diagrama de Kapp	33
3.3.4	Determinação das quedas de tensão	36
3.4	Determinação experimental dos parâmetros do circuito equivalente do transformador	38
3.4.1	Ensaio em vazio	38
3.4.2	Ensaio em curto-circuito	41
3.5	Rendimento dos transformadores	46
4	Metodologia de Projecto	51
4.1	Introdução	52
4.1.1	Condutores, isolamento e disposição das bobinas	52

4.1.2	Núcleo magnético	53
4.2	Dimensionamento analítico	54
4.3	Cálculo analítico	56
4.4	Cálculo numérico	58
4.4.1	Descrição do programa	58
5	Caracterização Experimental	63
5.1	Introdução	64
5.2	Resistências ôhmicas	64
5.3	Ensaio em vazio	65
5.4	Ensaio em curto-circuito	71
5.5	Ensaio em carga	72
5.6	Validação da metodologia de análise	75
6	Considerações Finais	76
6.1	Contribuições originais	77
6.2	Sugestões para trabalho futuro	77
6.3	Observações Finais	77
	Referências Bibliográficas	79
	Anexo 1	80

CAPÍTULO

1

Introdução

Neste primeiro capítulo, faz-se um apanhado sobre a história e a importância do transformador.

1.1 Importância do transformador

Os transformadores são dispositivos cujo funcionamento se baseia na teoria da indução electromagnética, descoberta em 1831 por Michael Faraday. Este facto, restringe a utilização do transformador a sistemas de corrente alternada. No entanto, apenas em 1836 foi inventado o primeiro dispositivo, uma bobina de indução. Em 1885 William Stanley, que projectou o primeiro modelo comercial, introduziu o termo "Transformador" [1].

Embora já tivessem sido efectuadas experiências de transporte de energia em corrente alternada monofásica (1884,1886), só em 1891, Nikola Tesla, liderou o projecto da primeira transmissão de energia a grande distância, sob a forma de corrente trifásica em alta tensão (14,8 *kV*), entre Lauffen e Frankfort (175 *km*), durante a Exposição Electrotécnica Internacional desta cidade, em plena guerra das correntes. [1]

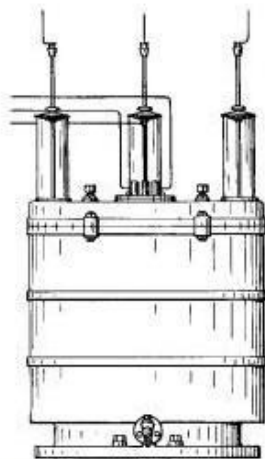


Figura 1.1 - Transformador (1891) [1]

Nesta transmissão, era utilizado um alternador que alimentava directamente a linha de transporte, com uma tensão elevada, e somente junto da carga, a tensão era reduzida para o valor necessário à alimentação das lâmpadas de incandescência.

Tal sistema, estava limitado pelo valor da tensão do alternador, que, devido a problemas de isolamento, chegava aos 3 *kV* ou 4,4 *kV*, mas que não podia ultrapassar os 10 *kV*. No entanto, em todas estas experiências, impressionava o valor do rendimento da transmissão de energia: 70% a 80%, substancialmente superiores aos observados em linhas de transmissão de baixa tensão.

Em 1891 estavam criadas as condições – conhecimento do funcionamento em paralelo de transformadores (1885), existência de um motor de corrente alternada

(1887,1889), vantagem prática do sistema trifásico – necessárias ao desenvolvimento de um sistema de transmissão de energia em corrente trifásica, com transformador estático em cada uma das extremidades da linha.

O transformador trifásico (150 *kVA*), era constituído por um núcleo magnético triplo, formado por três colunas verticais, de 900 *mm* de altura e 270 *cm*² de secção recta, localizadas nos vértices de um triângulo equilátero, com as extremidades reunidas por culassas formadas pelo enrolamento de uma banda de chapa de ferro com 76 *mm* de largura. A chapa de ferro tinha 0,5 *mm* de espessura. Os enrolamentos, mergulhados em óleo para um melhor isolamento, estavam ligados em estrela nos dois lados do transformador, e tinham os pontos neutros ligados à terra. Os isoladores de travessia de alta tensão, eram tubos de vidros, e posteriormente, em tubo de porcelana. A razão de transformação era de 95/14750 *V*, e a frequência 40 *Hz*.

Estes transformadores apresentavam as seguintes vantagens construtivas: elevada manutibilidade, enrolamentos com fabrico fácil, grande segurança na exploração, baixo custo, boa protecção mecânica contra contactos acidentais.

CAPÍTULO

2

Transformador Monofásico

Neste capítulo, irá ser feito uma abordagem sobre a constituição do transformador, nomeadamente, do núcleo e dos enrolamentos.

2.1 Introdução

É frequente, as aplicações de energia eléctrica requererem adaptação entre características de tensão, forma, frequência e números de fases, da fonte e da carga.

As máquinas e aparelhos que foram desenvolvidos para transformar a tensão, a forma, a frequência, o número de fases de um sistema, designam-se por transformadores.

Os transformadores, podem ser agrupados nas três categorias que se seguem:

Transformadores estáticos – equipamentos objecto de estudo neste trabalho, são aparelhos electromagnéticos, sem partes móveis, destinados a modificar (elevar ou reduzir) o valor da tensão, ou o número de fases da corrente alternada. São os mais utilizados, e são conhecidos apenas por transformadores.

Transformadores ou conversores rotativos – são máquinas electromagnéticas, destinadas a transformar a tensão, a forma ou a frequência da corrente.

Rectificadores e onduladores – são máquinas destinadas a transformar, por meio de processos electrónicos, a corrente alternada em corrente rectificada, ou a corrente continua em alternada, respectivamente. [2]

2.2 Constituição do transformador monofásico

O transformador monofásico é constituído por um circuito magnético (núcleo), e por dois enrolamentos condutores designados por primário (*A*) e secundário (*B*).

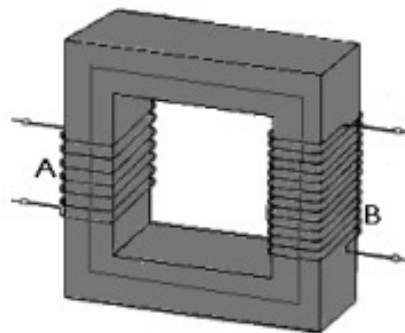


Figura 2.1 - Representação de um transformador monofásico. [3]

Visando, prioritariamente, a interligação entre dois sistemas eléctricos com níveis de tensão diferentes, a energia eléctrica é colectada pelo enrolamento primário, convertida em energia magnética, e posteriormente fornecida a um outro sistema pelo enrolamento secundário.

Como se verá no capítulo 3, a relação entre as tensões do primário e do secundário, é determinada pela relação entre o número de espiras do primário e do secundário.

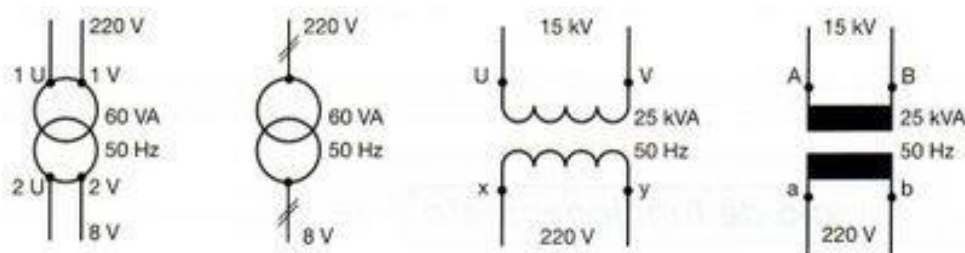


Figura 2.2 – Simbologia utilizada na representação de transformadores monofásicos [3]

2.2.1 Núcleo

Como referido, um transformador é formado por um núcleo de material ferromagnético, em torno do qual estão enroladas duas bobinas, para que o fluxo magnético, criado no núcleo, pela corrente eléctrica que circula numa bobina, envolva outra bobina.

O núcleo magnético deve conduzir as linhas de indução do campo magnético, criado pelas correntes nos dois enrolamentos, criando, assim, uma boa interligação magnética entre os enrolamentos.

Quanto a forma, os núcleos podem ser de colunas ou normais, e couraçados ou blindados, representado na Figura 2.3. Nestes últimos, há dois caminhos em paralelo para o fluxo magnético, o que faz diminuir a dispersão.

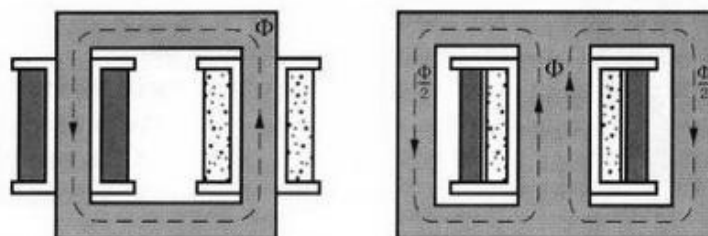


Figura 2.3 – Formas de núcleo [3]

Normalmente, a secção dos núcleos é quadrada, rectangular ou escalonada.

Nos transformadores pequenos, a secção é quadrada ou rectangular pois o corte das chapas e a confecção do núcleo tornam-se mais simples.

Nos núcleos de transformadores de média e elevada potência, a secção é escalonada, pois permite instalar bobinas circulares com maior aproveitamento do espaço e menor diâmetro de bobina, o que influencia na redução da quantidade de cobre ou alumínio necessária. Em transformadores de elevada potência, existem canais no núcleo que servem para a circulação do óleo que vai transportando o calor libertado na massa do núcleo.

Como a intensidade do campo magnético no núcleo apresenta uma variação sinusoidal no tempo, irão ocorrer fenómenos de histerese e correntes de Foucault, também denominadas de correntes de eddy.

Histerese é a tendência de um material ou sistema, a conservar as suas propriedades na ausência do estímulo que as gerou. Podem-se encontrar diferentes manifestações desse fenómeno. A palavra "histerese" deriva do grego antigo que significa "*resistência à mudança*", que foi usada pelo Sir James Alfred Ewing em 1890. [4]

Esse fenómeno, que causa o atraso entre densidade de fluxo e campo magnético, é chamado de histerese magnética, e o ciclo traçado pela curva de magnetização é chamado de ciclo de histerese.

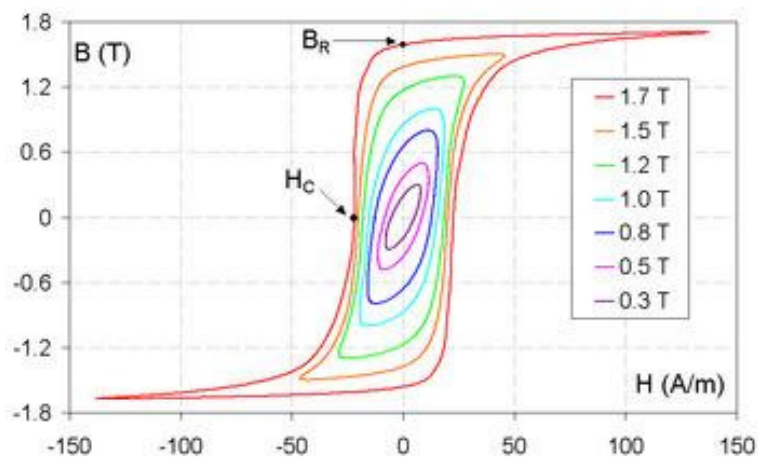


Figura 2.4 - Curvas de histerese e campo magnético variável de 0,3 T a 1,7 T. [4]

As correntes de Foucault, é o nome dado à corrente induzida num condutor, quando o fluxo magnético através de uma amostra razoavelmente grande de material condutor varia. O nome foi dado em homenagem a Jean Bernard Léon Foucault, que estudou esse efeito. [5]

Nos núcleos dos transformadores, as correntes de Foucault estão na origem de perdas por efeito de Joule, e conseqüentemente, um incremento indesejável da temperatura do material ferromagnético.

A fim de reduzir as correntes de Foucault, o núcleo é constituído pelo empilhamento de chapas magnéticas de 0,3 e 0,5 mm de espessura, isoladas umas das outras. Para tal, usa-se um verniz (silicato sódico), ou submetem-se as chapas a um tratamento termoquímico (oxidação) que proporciona o necessário isolamento de um ou dos dois lados da chapa.

Chama-se factor de aproveitamento ou de empacotamento, ao quociente entre a secção do ferro do núcleo, ou secção útil, e a secção total (ferro mais isolamento). Para as chapas envernizadas de um dos lados, este factor é igual a 0,9, enquanto para chapas sujeitas a tratamento termoquímico vai de 0,95 a 0,97.

As perdas de energia dos transformadores de distribuição, como em qualquer outra máquina eléctrica, dividem-se em perdas constantes com a carga, e perdas variáveis. Se as perdas variáveis, são de difícil quantificação porque dependem do diagrama de cargas da rede, que não é, normalmente, conhecido, já as perdas constantes, essencialmente ligadas a magnetização do material ferromagnético, podem ser contabilizadas para toda a vida útil da máquina.

As chapas magnéticas, são ligas de aço fundido com silício laminado a quente (3 a 5% de silício)¹, ou seja, aço silicioso. A junção de silício ao aço tem duas vantagens:

- Aumenta a resistividade do aço, pelo que reduz as correntes de Foucault;
- Diminui a área do ciclo de histerese do aço, pelo que as perdas inerentes se reduzem.

Atendendo a que uma rede de distribuição possui, sempre, um número elevado de transformadores, uma pequena diminuição das perdas no núcleo dos transformadores, traduz-se por substanciais economias na exploração de toda a rede eléctrica.

¹ Não podem ser utilizadas percentagens mais elevadas de silício, dado que o aço se tornaria quebradiço.

A utilização de ligas amorfas na construção dos núcleos dos transformadores de distribuição, permite uma redução das perdas magnéticas de 50% a 70%, relativamente aos núcleos em chapa de aço silicioso, já referido anteriormente. Isto, sem alterar a fiabilidade ou as características de funcionamento do transformador.[1]

As ligas de metais amorfos com propriedades ferromagnéticas, são essencialmente formadas por ferro, boro e silício.

Estas ligas metálicas, sem estrutura cristalina, apresentam boas propriedades magnéticas, quando comparadas com o aço silicioso de estrutura cristalina: tem menores perdas por histerese; tem menores perdas por correntes de Foucault devido à resistividade elevada, e à pequena espessura das bandas produzidas; necessitam de uma corrente eléctrica de magnetização menor para se obter uma mesma indução magnética.

Apesar de já terem entrado em produção industrial, as ligas de metal amorfas para o núcleo de transformadores, ainda apresentam um preço elevado. Assim, um transformador com estes novos materiais tem um custo 25% a 50% superior ao custo de um transformador tradicional.[1]

As diferentes dificuldades, inerentes a uma tecnologia emergente, que são apresentadas pela actual utilização dos transformadores de distribuição com núcleo de materiais amorfos, prenunciam uma maior investigação da qual há a esperar, uma melhoria das propriedades magnéticas, que resultará de uma melhor compreensão dos problemas de física de estado sólido, inerentes às novas ligas, e uma melhoria dos aspectos produtivos, possibilitando uma menor espessura das bandas obtidas, e um melhor coeficiente de empacotamento do núcleo.

2.2.2 Enrolamentos

Os enrolamentos do transformador são denominados, respectivamente, por, enrolamento de alta tensão (A.T.), e o enrolamento de baixa tensão (B.T.). O enrolamento que tiver o maior número de espiras, é o de alta tensão, e o que tiver menor número de espiras, é o de baixa tensão. O enrolamento de A.T. pode ser o primário ou o secundário, consoante o transformador é redutor ou elevador de tensão.

As bobinas são dispostas, à volta do núcleo, de vários modos conducentes a maior ou menor dispersão.

Conforme a potência do transformador, os enrolamentos são formados por associação de bobinas, em forma de disco, sobrepostas ou alternadas ou por bobinas concêntricas, sendo a de A.T. dividida em partes e rodeando a bobina de B.T.

Nos transformadores de colunas, podem estar ambas na mesma coluna ou metade em cada coluna. Nos de núcleos couraçados, os dois enrolamentos estão sempre na coluna central com disposição concêntrica ou alternada.

Normalmente, na disposição concêntrica, o enrolamento de B.T. fica junto ao núcleo para se poupar isolamento. De facto, basta isolar o enrolamento de A.T. do de B.T., enquanto na situação inversa, ter-se-ia de isolá-lo também do núcleo.

Enrolamento de baixa tensão (B.T.)

Este enrolamento é constituído por um condutor de secção circular, ou barra de cobre ou alumínio. Devido à sua secção rectangular, a barra permite um melhor aproveitamento do espaço, pelo que é utilizada nos transformadores de elevada potência.

O enrolamento de B.T. é, quase sempre, uma única bobina de camadas sobrepostas convenientemente isoladas entre si. Porém, quando as correntes são de elevada intensidade, há necessidade de refrigerar o enrolamento. Neste caso, o enrolamento é constituído por várias bobinas separadas para permitir a circulação do óleo isolador e refrigerante pelos intervalos.

Os condutores são isolados com esmalte, algodão, papel impregnado ou fibra de vidro pré-impregnada. Em alguns transformadores, depois de construído o enrolamento, este é impregnado de um verniz ou outra substância adequada para aumentar a resistência mecânica, e proteger o isolamento contra os ácidos contidos no óleo do transformador e contra humidade.

Os enrolamentos de B.T. e A.T., são isolados do núcleo e entre si com ebonite, fibra de vidro, presspahn ou madeira altamente prensada.

Para tensões inferiores a 750 V, o enrolamento de B.T. é muitas vezes apenas uma folha (ou banda) de cobre ou alumínio. A altura da folha é igual à altura do enrolamento, e portanto, cada espira tem a altura da perna do núcleo. Analogamente ao fabrico de condensadores, as folhas dos condutores são enroladas conjuntamente com uma folha de material isolante, conseguindo-se assim, uma melhor utilização dos isolantes, considerando a reduzida tensão entre

cada espira, e por outro lado um comportamento mais favorável aos esforços durante curto-circuitos.

Enrolamento de alta tensão (A.T.)

O enrolamento de alta tensão, é idêntico ao B.T., a intensidade da corrente percorrida neste enrolamento é inferior à do enrolamento B.T., logo a secção é inferior à deste.

Quando as tensões são elevadas (acima de 5 kV), o enrolamento de A.T. é subdividido em várias bobinas ligadas em série, com o objectivo de evitar que entre as espiras sobrepostas apareça uma diferença de potencial (*d.d.p.*) demasiado elevada.

Para tensões abaixo dos 5 kV, o enrolamento constrói-se estendendo primeiro uma camada de N espiras ao longo de todo o comprimento útil da coluna. Segue-se-lhe uma segunda camada estendida em sentido inverso, com o mesmo número de espiras. A primeira espira da primeira camada e a última da segunda camada ficam sobrepostas, e entre elas a *d. d. p* é a que corresponde a $2N$ espiras, o que obriga a reforçar o isolamento.

Os espaços entre as bobinas, permitem um arrefecimento mais fácil dos enrolamentos.

CAPÍTULO

3

Princípio de Funcionamento

Neste capítulo, será feito um estudo sobre o princípio de funcionamento, sobre o transformador ideal e real, nas várias situações em que poderá ser utilizada, as equações que regem o transformador, bem como as perdas e o circuito equivalente do transformador.

3.1 Transformador Ideal

3.1.1 Funcionamento em vazio

O funcionamento em vazio, caracteriza-se pelo facto do enrolamento secundário se encontrar em circuito aberto, não sendo percorrido por corrente ($I_2 = 0$).

Nestas circunstâncias, quando se alimenta o primário com uma tensão alternada sinusoidal de valor instantâneo $u_1 = U_M \text{sen}(\omega t)$, o transformador apresenta uma impedância quase puramente indutivo $R_1 \approx 0$, e por isso, a corrente que nele circula apresenta um desfasamento aproximado de $\pi/2$ em atraso em relação à tensão.

Esta corrente I_0 , designada por corrente em vazio ou corrente magnetizante, vai dar origem ao aparecimento de um fluxo alternado o qual, na hipótese de não haver fugas magnéticas, circulará inteiramente no núcleo do transformador, induzindo nos terminais das N_1 espiras do primário uma força contra electromotriz *f. c. e. m.* e_1 , e nos terminais das N_2 espiras do secundário uma força electromotriz *f. e. m.* e_2 .

Pela aplicação da lei de Ohm ao primário:

$$U_1 + E_1 = R_1 I_0 \quad (3.1)$$

$$R_1 = 0 \rightarrow U_1 = -E_1 \quad (3.2)$$

o que significa, que a tensão aplicada ao primário vem equilibrada pela *f. e. m.* induzida no mesmo enrolamento. Assim, considerando o fluxo, em fase com a corrente:

$$\Phi = \Phi_m \text{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (3.3)$$

A *f. c. e. m.* induzida no primário virá:

$$e_1 = -N_1 \frac{d\Phi}{dt} = -N_1 \omega \Phi_M \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (3.4)$$

$$e_1 = -N_1 \omega \Phi_M \text{sen}(\omega t) \quad (3.5)$$

De igual modo, no enrolamento secundário, a *f. e. m.* induzida será:

$$e_2 = -N_2 \frac{d\phi}{dt} = -N_2 \omega \phi_M \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.6)$$

$$e_2 = -N_2 \omega \phi_M \text{sen}(\omega t) \quad (3.7)$$

Pode-se verificar, que e_1 e e_2 se encontram em fase entre si, mas ambas estão em oposição de fase em relação a tensão aplicada ao primário do transformador.

Adicionalmente, pode observar-se que os valores eficazes das tensões se podem relacionar entre si, de acordo com a seguinte expressão:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (3.8)$$

Como a *f. c. e. m.* primária E_1 é igual à tensão U_1 aplicada ao primário, e a *f. e. m.* secundária E_2 é igual à tensão nos terminais do secundário em circuito aberto U_{20} , obtêm-se:

$$m = \frac{U_1}{U_{20}} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (3.9)$$

Onde m se denomina por relação de transformação.

No que diz respeito ao fluxo ϕ , este está em fase com a corrente em vazio i_0 e em atraso de $\pi/2$ relativamente à tensão u_1 .

Na Figura 3.1 apresenta-se o diagrama vectorial correspondente ao funcionamento de um transformador (ideal) em vazio.

Até agora, considerou-se que a corrente magnetizante se encontra em fase com o fluxo, o que não é rigorosamente exacto. Devido à saturação magnética do núcleo, a corrente magnetizante não é sinusoidal, conforme se verá mais adiante. No entanto, atendendo a que a corrente I_0 é apenas uma pequena percentagem da corrente nominal, esta aproximação é admissível.

No funcionamento do transformador em vazio, o enrolamento do secundário está em circuito aberto, não sendo, por tal motivo, percorrido por qualquer corrente ($I_2 = 0$). No entanto, do lado do primário circula a corrente I_0 indispensável para criar o fluxo que circula no núcleo.

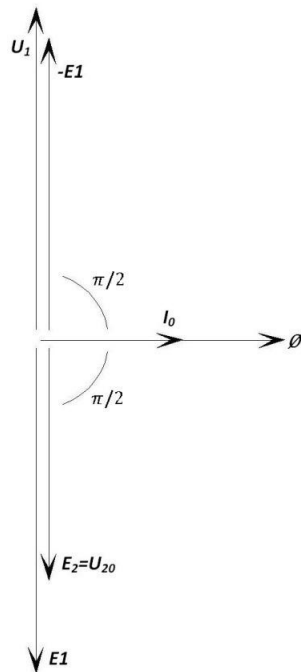


Figura 3.1- Diagrama vectorial de um transformador em vazio

Designando por \mathcal{R} a relutância do circuito magnético do núcleo, a corrente I_0 deverá obedecer à lei de Hopkinson, portanto:

$$N_1 I_0 = \mathcal{R} \Phi \quad (3.10)$$

Como num transformador os entreferros são praticamente inexistentes, a relutância tem um valor muito pequeno, de onde resultará uma corrente em vazio também muito reduzida, da ordem dos 3 a 10% da corrente nominal.

Em regime normal de funcionamento, o valor eficaz da tensão de alimentação do transformador é constante, pelo que o fluxo no núcleo também o será. Refira-se que este fluxo é responsável pela *f. c. e. m.* E_1 de polaridade oposta à da tensão de alimentação U_1 . Deste modo, a força magnetomotriz, *f. m. m.*, $N_1 I_0$ deverá permanecer constantes, qualquer que seja o estado de carga do transformador.

3.1.2 Funcionamento em carga

No funcionamento em carga, o secundário do transformador fecha-se sobre o circuito exterior caracterizado por uma determinada impedância.

A *f. e. m.* secundária E_2 faz circular nesta impedância uma corrente I_2 , que apresentará um certo desfasamento φ_2 em relação à tensão U_2 . A corrente I_2 circulando nas N_2 espiras do enrolamento secundário, vai provocar o

aparecimento de uma *f. m. m.* de valor $N_2 I_2$ em fase com a corrente I_2 e que tem por efeito, exercer uma acção desmagnetizante no núcleo, alterando o fluxo inicial. Como o fluxo no núcleo não pode diminuir, o enrolamento primário terá de absorver da rede uma corrente suplementar de forma a restabelecer o equilíbrio, neutralizando os efeitos *f. m. m.* com origem na corrente I_2 . Esta corrente I'_1 designa-se por corrente primária de reacção e deverá ser tal que:

$$N_1 I'_1 = N_2 I_2 \quad (3.11)$$

Desta igualdade tira-se:

$$\frac{I'_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} \quad (3.12)$$

A corrente efectivamente absorvida da rede pelo transformador, ou seja, a verdadeira corrente primária I_1 , resulta da soma vectorial da corrente primária de reacção I'_1 e da corrente em vazio I_0 , ou seja:

$$\vec{I}_1 = \vec{I}'_1 + \vec{I}_0 \quad (3.13)$$

Como a corrente em vazio I_0 é extremamente pequena, e bastante desfasada em relação à corrente primária de reacção I'_1 , pode desprezar-se o seu valor ficando $I_1 \approx I'_1$, assim:

$$\frac{I_2}{I_1} \approx \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_1}{U_{20}} \quad (3.14)$$

As correntes primárias e secundárias estão relacionadas entre si, de um valor aproximadamente igual à razão inversa do número de espiras dos respectivos enrolamentos.

Quanto mais elevado for o valor da corrente secundária, tanto menor será o erro cometido com esta aproximação. Nos regimes de funcionamento à plena carga, esta relação é suficiente para os cálculos e ensaios dos transformadores.

Note-se que a corrente I_0 , é directamente proporcional à tensão de alimentação, reduzindo-se deste modo o erro, e tornando esta aproximação ainda mais real, no ensaio em curto-circuito do transformador.

No entanto, para cargas reduzidas já não é admissível desprezar a corrente em vazio.

O diagrama vectorial do funcionamento de um transformador em carga terá a configuração, apresentada na Figura 3.2

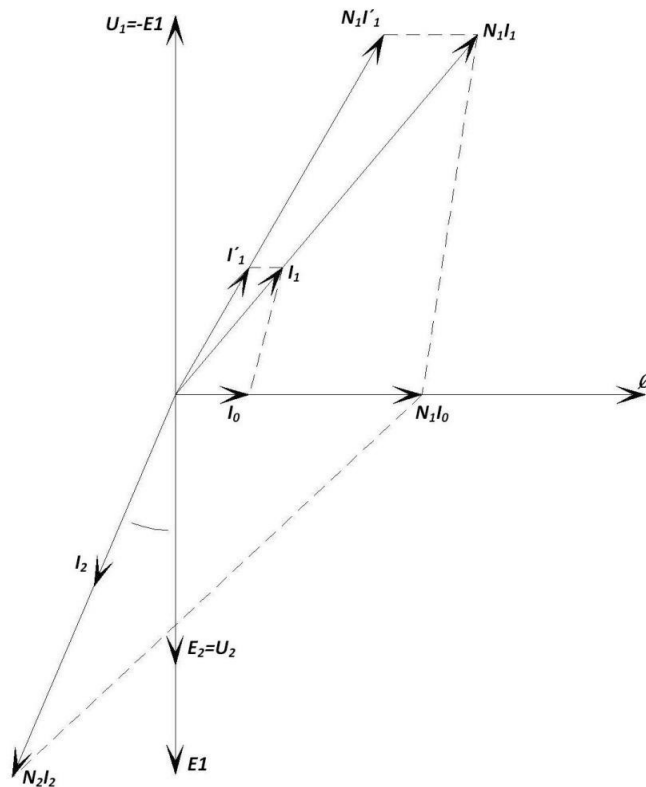


Figura 3.2 – Diagrama vectorial do transformador em carga

Em termos vectoriais podemos escrever:

$$N_1 \vec{I}_1 + N_2 \vec{I}_2 = N_1 \vec{I}_0 \quad (3.15)$$

Foi visto que o valor instantâneo da tensão aplicada ao primário de um transformador tinha por expressão:

$$u_1 = N_1 \omega \Phi_M \text{sen}(\omega t) \quad (3.16)$$

O valor máximo desta tensão será, portanto:

$$U_M = N_1 \omega \Phi_M \quad (3.17)$$

E o valor eficaz:

$$U = \frac{U_M}{\sqrt{2}} = \frac{N_1 \omega \Phi_M}{\sqrt{2}} \quad (3.18)$$

Atendendo que $\omega = 2\pi f$ e $\phi_M = B_M \times S$, virá:

$$U_1 = \sqrt{2}\pi N_1 f S B_M \quad (3.19)$$

Expressão que muitas vezes aparece na forma:

$$U_1 = 4,44 N_1 f \phi_M \quad (3.20)$$

A expressão (3.20), permite calcular o número de espiras a atribuir ao enrolamento primário de um transformador em função da tensão aplicada.

3.2 Transformador Real

Até agora, a análise do transformador foi apresentada admitindo como nulas, tanto as resistências óhmicas dos enrolamentos, como as reactâncias de fugas. Considerou-se ainda, que as perdas no ferro do núcleo do transformador, também seriam nulas.

Considera-se agora o efeito de cada um destes fenómenos, para se compreender o funcionamento do transformador em condições reais.

3.2.1 Funcionamento em vazio

Quando em vazio, os terminais do secundário encontram-se em circuito aberto, logo $I_2 = 0$. O primário encontra-se alimentado a partir de uma fonte de alimentação U_1 , sendo percorrido pela corrente de vazio I_0 .

Da aplicação da lei das tensões de Kirchooff ao primário e ao secundário, obtém-se:

$$\vec{U}_1 = -\vec{E}_1 + R_1 \vec{I}_0 + jX_1 \vec{I}_0 \quad (3.21)$$

$$\vec{U}_2 = \vec{E}_2 = \vec{U}_{20} \quad (3.22)$$

O diagrama vectorial típico do transformador real, no funcionamento em vazio, apresenta-se na Figura 3.3.

O vector $R_1 I_0$ representa a queda de tensão óhmica, e está em fase com I_0 , enquanto que, $X_1 I_0$ representa a queda de tensão indutiva, e está em quadratura em relação a I_0 .

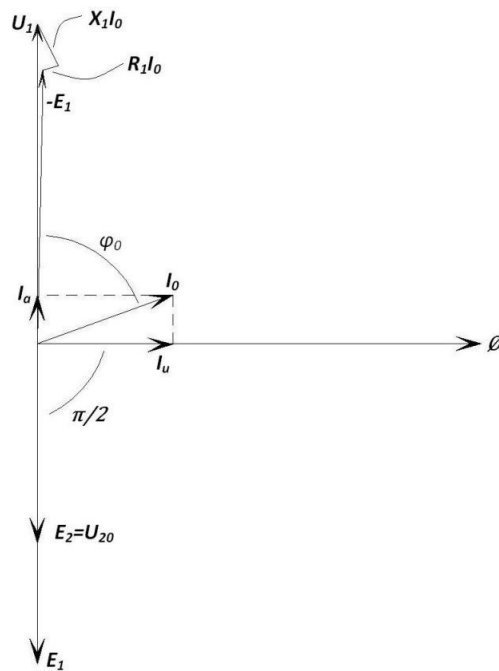


Figura 3.3 – Diagrama vectorial do transformador real em vazio

Conhecido o valor da *f. c. e. m.* E_1 , o valor da *f. e. m.* E_2 , virá dado por:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (3.23)$$

E_1 e E_2 estão desfasadas do ângulo $\pi/2$ em atraso em relação ao fluxo Φ que lhes deu origem.

A *f. c. e. m.* primária E_1 , já não é igual à tensão U_1 aplicada ao transformador, como no caso do transformador ideal, uma vez que parte desta tensão destina-se a vencer as quedas de tensão devidas à resistência óhmica e reactância de fuga do enrolamento primário.

Atendendo, porém, a que a corrente em vazio é sempre muito pequena, estas quedas de tensão também serão de valor reduzido, pelo que é lícito considerar $E_1 \approx U_1$. Sendo assim, em vazio, continua a ser aceitável a relação:

$$\frac{U_1}{U_{20}} = \frac{N_1}{N_2} \quad (3.24)$$

3.2.2 Funcionamento em carga

Quando em carga, o enrolamento secundário é fechado sobre uma impedância externa (impedância de carga), dando origem ao aparecimento de uma corrente

I_2 desfasada de um certo ângulo em relação à tensão U_2 . Este ângulo depende da natureza da carga que poderá ser óhmica, indutiva ou capacitiva.

Ao circular no enrolamento secundário, esta corrente I_2 vai provocar uma queda de tensão $R_2 I_2$ (em fase com I_2) e uma queda de tensão $X_2 I_2$ (em avanço de $\pi/2$, relativamente à corrente), pelo que a tensão U_2 , disponível nos terminais é inferior à *f. e. m.* E_2 . Aplicando a análise de malha ao circuito secundário, obtém-se:

$$\vec{U}_2 = \vec{E}_2 - R_2 \vec{I}_2 - jX_2 \vec{I}_2 \quad (3.25)$$

Por outro lado, devido à presença da corrente secundária I_2 , surge, no núcleo do transformador, uma *f. m. m.* $N_2 I_2$, cujo efeito tende a contrariar o fluxo inicial e para que este permaneça constante, será necessário que o enrolamento primário absorva da rede uma corrente I'_1 de tal forma que a *f. m. m.* $N_1 I'_1$ por ela criada seja igual e oposta a $N_2 I_2$. Assim:

$$N_1 I'_1 = N_2 I_2 \quad (3.26)$$

A corrente primária virá, assim, definida pela soma vectorial da corrente em vazio I_0 e da corrente primária de reacção I'_1 .

$$I_1 = I_0 + I'_1 \quad (3.27)$$

Uma vez determinada esta corrente I_1 , já é possível construir os vectores que definem as quedas de tensão no enrolamento primário (óhmica e indutiva), e consequentemente, traçar o vector U_1 representativo da tensão primária.

Obtém-se assim, a seguinte relação vectorial:

$$\vec{U}_1 = -\vec{E}_1 + R_1 \vec{I}_1 + jX_1 \vec{I}_1 \quad (3.28)$$

O diagrama vectorial exacto de um transformador, no caso de uma carga indutiva, tem a configuração exposta na Figura 3.4.

Fazendo uma análise ao diagrama vectorial, pode constatar-se que a tensão U_2 , disponível nos terminais do secundário do transformador (tensão em carga), é uma consequência do efeito conjunto das quedas de tensão em cada um dos enrolamentos.

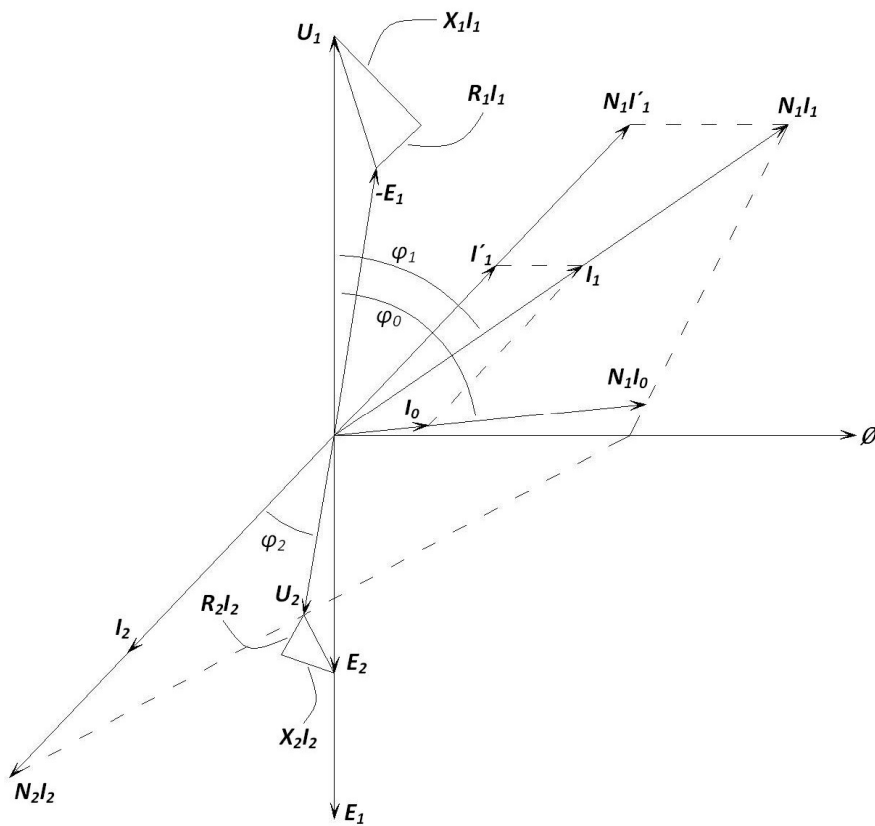


Figura 3.4 - Diagrama vectorial exacto de um transformador, no caso de uma carga indutiva

Na realidade, considerando a tensão U_1 fixa e imposta pela rede de alimentação, as quedas de tensão do lado do primário vão traduzir-se por uma diminuição da *f. c. e. m.* E_1 e, conseqüentemente, também da *f. e. m.* E_2 , já que:

$$m = \frac{N_1}{N_2} \quad (3.29)$$

$$E_2 = \frac{E_1}{m} \quad (3.30)$$

Por sua vez, do lado do secundário, as quedas de tensão, vão subtrair-se a E_2 , para dando lugar à tensão U_2 aos terminais do transformador.

Na construção da Figura 3.4, partiu-se do conhecimento da tensão secundária U_2 para se chegar ao valor da tensão primária U_1 . Porém, na prática, o problema desenvolve-se de maneira inversa, isto é, a tensão U_1 é fixa e imposta pelas condições da rede, e o que se pretende calcular é precisamente o valor da tensão U_2 , em função de uma determinada carga do transformador.

A mesma conclusão, pode ser posta em evidência comparando os diagramas da

Figura 3.5 que representam, respectivamente, a passagem do funcionamento em vazio ao funcionamento em carga de um transformador alimentado por uma tensão U_1 constante. Considerou-se o caso de um transformador abaixador, pelo que, tanto a tensão como a *f. e. m.* são mais elevadas do lado do primário do que o lado do secundário.

A queda de tensão que se verifica é traduzida pelo vector $\Delta U = U_{20} - U_2$.

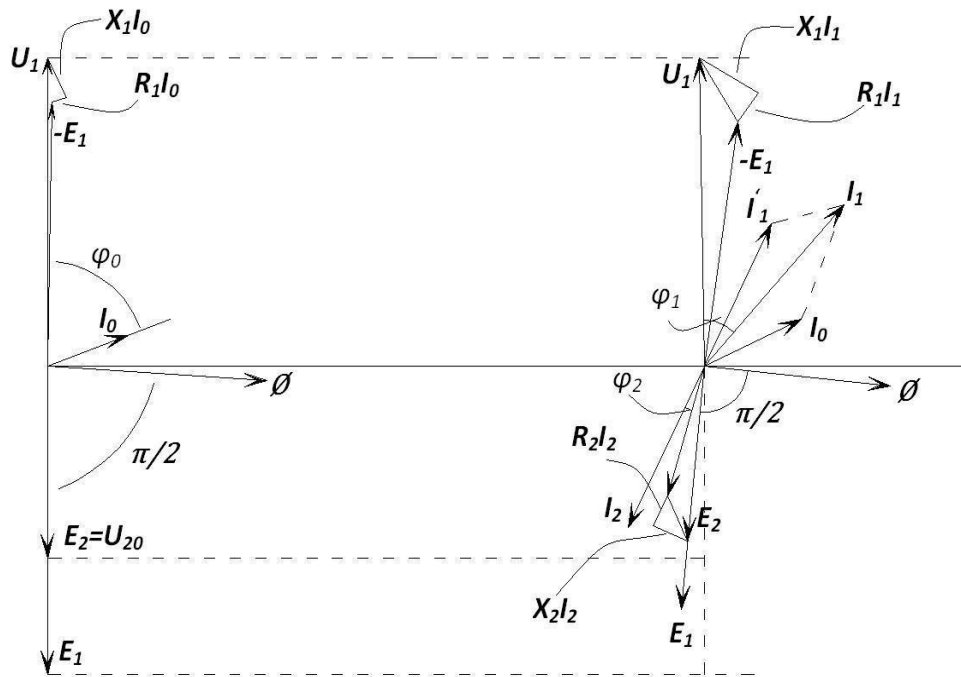


Figura 3.5 – Representação da passagem do funcionamento em vazio para funcionamento em carga.

3.2.3 Perdas no ferro

Ao considerar nulas as perdas no ferro (perdas por histereses e por corrente de Foucault), a corrente I_0 absorvida pelo transformador em vazio aparecia desfasada de $\pi/2$ em atraso sobre a tensão U_1 pelo que a potência activa deveria ser nula.

$$P_0 = U_1 I_0 \cos(\varphi_0) = 0, \quad \varphi_0 = \frac{\pi}{2} \quad (3.31)$$

Na realidade, o transformador, mesmo no funcionamento em vazio, consome potência activa, correspondente às perdas no ferro, o que significa que o ângulo φ_0 é necessariamente inferior a $\pi/2$.

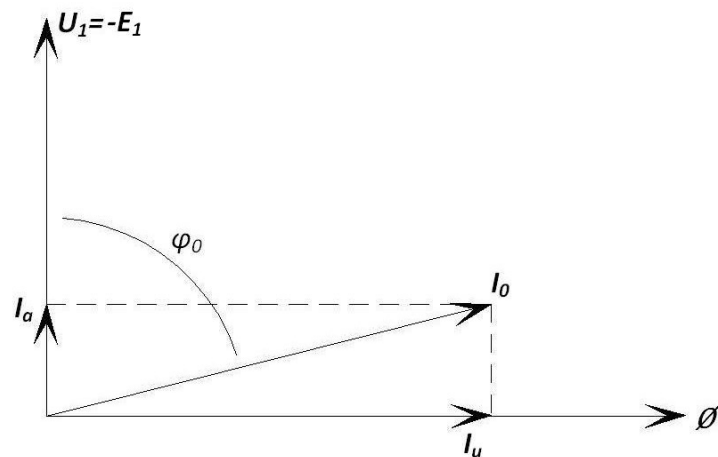


Figura 3.6 – Diagrama vectorial do funcionamento em vazio

A corrente I_0 , aparece assim como a resultante de duas componentes: a componente magnetizante I_μ em fase com o fluxo, e responsável pelo aparecimento do fluxo no núcleo, e a componente activa ou componente de perdas I_a , desfasada de $\pi/2$ em avanço e destinada a compensar as perdas no ferro.

$$I_0 = \sqrt{I_\mu^2 + I_a^2} \quad (3.32)$$

A expressão da força magnetomotriz magnetizante, traduzida pela lei de Hopkinson, pode ser escrita com mais rigor:

$$N_1 I_\mu = \mathcal{R}\phi \quad (3.33)$$

Adiante se verá que, não sendo esta a corrente em vazio I_0 sinusoidal, não é possível, em rigor, representa-la no diagrama por um vector.

3.2.4 Resistência óhmica dos enrolamentos

No funcionamento do transformador, há sempre a considerar a influência das resistências óhmicas dos enrolamentos, designando-se por R_1 e R_2 , as resistências do primário e do secundário, respectivamente.

Estas resistências, dão origem a quedas de tensão, e conseqüentemente a perdas no cobre devido à dissipação de energia por efeito Joule nos condutores, sempre que estes são percorridos por correntes.

As quedas de tensão $R_1 I_1$ para o primário, $R_2 I_2$ para o secundário, e ainda $R_0 I_0$ quando o transformador funciona em vazio, estão em fase com as correntes respectivas.

3.2.5 Reactâncias de fugas

Na análise do transformador ideal, considerou-se que todo o fluxo magnético se encontrava confinado à estrutura magnética do núcleo.

Na prática, as coisas não se passam exactamente assim, pois há sempre uma parte das linhas de fluxo gerado por um dos enrolamentos que se fecha através do ar, deixando por isso, de influenciar o outro enrolamento.

Pode observar-se na Figura 3.7, a existência de um fluxo comum ϕ que circula integralmente na estrutura do núcleo e que é abraçado pelos dois enrolamentos.

Observa-se também a existência, do lado do primário, de um conjunto de linhas de fluxo, que se fecha pelo ar, pelo que apenas interessa a este enrolamento, uma vez que não é colectado pelo enrolamento do secundário.

Este fluxo é denominado por fluxo de fugas do primário em relação ao secundário, ϕ_{f1} .

Adicionalmente, do lado do secundário, constata-se a existência de um fluxo que, fechando-se pelo ar, apenas interessa a este enrolamento por não ser encadeado pelas espiras do primário, constituindo-se como um fluxo de fugas do secundário em relação ao primário ϕ_{f2} .

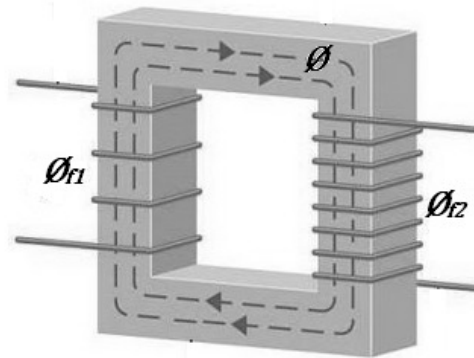


Figura 3.7 – Representação dos fluxos de fuga ϕ_{f1} e ϕ_{f2} , respectivamente. [6]

Assim, o fluxo gerado por cada um dos enrolamentos será, respectivamente:

No primário: $\phi_1 = \phi + \phi_{f1}$

No secundário: $\phi_2 = \phi + \phi_{f2}$

Este fluxo \emptyset , é o verdadeiro fluxo útil do transformador, aquele que é responsável pela transferência de energia do primário para o secundário e que obedece a relação:

$$N_1 I_1 + N_2 I_2 = \mathcal{R} \emptyset \quad (3.34)$$

em que:

$$\mathcal{R} \emptyset = N_1 I_\mu \quad (3.35)$$

O fluxo que se fecha através do ar - fluxo de fugas ou de dispersão - é praticamente proporcional à corrente que lhe deu origem (no ar, por se tratar de um meio não magnético, a curva de magnetização é uma recta), pelo que:

$$\emptyset_{f1} = L_1 I_1 \quad (3.36)$$

$$\emptyset_{f2} = L_2 I_2 \quad (3.37)$$

em que as constantes L_1 e L_2 se designam por indutâncias de fugas, ou de dispersão, expressas em *Henrys*.

A cada uma destas indutâncias corresponde, por sua vez, uma reactância de fuga, expressa em ohms e dada por:

$$X_1 = \omega L_1 \quad (3.38)$$

$$X_2 = \omega L_2 \quad (3.39)$$

Estas reactâncias, originam o aparecimento de quedas de tensão indutivas em cada um dos enrolamentos do transformador, às quais se vão somar vectorialmente as quedas de tensão óhmicas provocadas pelas resistências.

Para diminuir o fluxo de fugas, os enrolamentos do primário e do secundário são dispostos sobre a mesma coluna e de uma forma concêntrica. A disposição destes enrolamentos em colunas distintas, como é usual representar-se para uma maior facilidade de exposição, não tem aplicação prática, já que iria facilitar a existência de linhas de fuga entre os dois enrolamentos.

3.2.6 Efeito da saturação sobre a corrente em vazio dos transformadores

Até aqui, considerou-se que a corrente em vazio nos transformadores tinha uma configuração sinusoidal. Na realidade, tal não sucede devido à natureza magnética do núcleo do transformador.

A saturação do núcleo e a histerese magnética, impedem que a variação do fluxo com a corrente seja linear, o que só sucederia se o transformador funcionasse na zona rectilínea da característica, pois, só nessa zona se verifica proporcionalidade entre fluxo e corrente.

Considerando, numa primeira aproximação, que o ciclo histerético se confunde com a curva de magnetização média, a curva obtida para a corrente $I_{\mu} = f(t)$ está ainda em fase com o fluxo, mas apresenta uma deformação em relação à onda que lhe deu origem. [7]

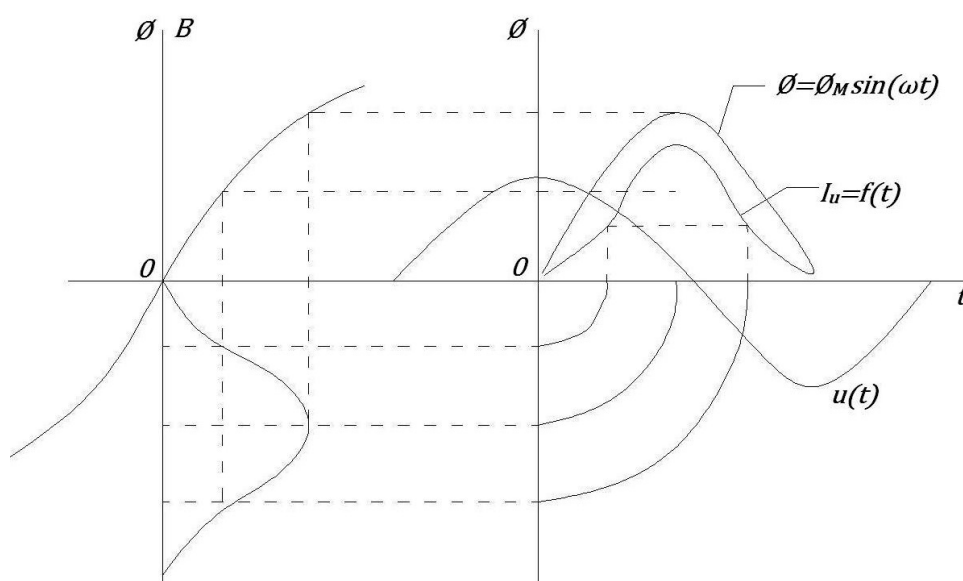


Figura 3.8 – Uma aproximação do ciclo histerético e curva de magnetização.

A análise harmónica desta curva, põe em evidência a existência de harmónicos de ordem ímpar, dos quais o mais importante é o de 3ª ordem, podendo-se desprezar os restantes.

Assim, a curva da corrente de magnetização será a resultante da sobreposição de dois harmónicos, sendo um, o fundamental e o outro, o de 3ª ordem. Assim, o valor instantâneo da corrente em vazio será:

$$i_0 = \sqrt{2} I_{01} \sin \omega t + \sqrt{2} I_{03} \sin 3\omega t \quad (3.40)$$

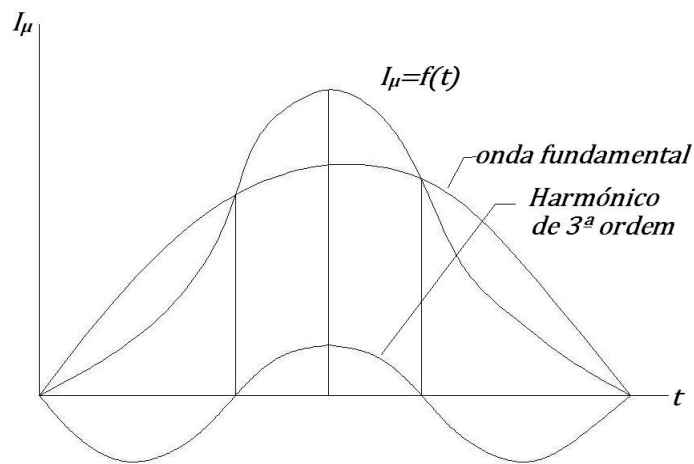


Figura 3.9 – Representação da onda fundamental e do harmónico de 3ª ordem.

E o valor eficaz :

$$I_0 = \sqrt{I_{01}^2 + I_{03}^2 + I_{05}^2 + \dots} \quad (3.41)$$

em que I_{01} , I_{03} e I_{05} são os valores eficazes respectivamente da onda fundamental e de cada um dos harmónicos de ordem ímpar.

Se o valor máximo do fluxo não ultrapassar o ponto A da curva de magnetização da Figura 3.8, ou seja, se se mantiver na zona rectilínea da característica, a curva da corrente em vazio apresentará uma evolução sinusoidal.

A deformação da onda da corrente, é tanto mais acentuada, quanto mais saturado o núcleo do transformador se encontrar.

Pelo facto da corrente magnetizante não ter uma configuração sinusoidal, a sua representação por um vector deixa de ser correcta. Por esta razão o vector que a representa refere-se à onda fundamental. Mas, na realidade, não é possível abstrair da existência do ciclo histerético, pelo que a curva da corrente magnetizante tem uma configuração um pouco mais complexa.

Verifica-se que a corrente em vazio continua a apresentar harmónicos da ordem ímpar, predominado o de tripla frequência.

A corrente no entanto, deixa de estar em fase com o fluxo, antecipando-se-lhe de um ângulo α_H , que é designado por ângulo de avanço histerético.

Em relação à tensão aplicada, a corrente i_0 está desfasada em atraso de um ângulo de $(\pi/2 - \alpha_H)$.

Inicialmente e enquanto não se havia considerado o efeito da histereses, o atraso da corrente i_0 em relação à tensão de $\pi/2$ pelo que a potência consumida era nula. Agora a potência consumida passa a ser:

$$P_H = U_1 I_{01} \cos\left(\frac{\pi}{2} - \alpha_H\right) = U_1 I_{01} \sin \alpha_H \quad (3.42)$$

em que I_{01} é o valor eficaz do harmónico fundamental.

Esta potência pode calcular-se a partir do conhecimento da área do ciclo histerético. Na prática, utiliza-se uma fórmula empírica devida a Steinmetz, assunto que será desenvolvido aquando do estudo das perdas do núcleo do transformador.

Do aparecimento das perdas por corrente de Foucault, resulta que a corrente em vazio I_0 avança ainda mais em relação ao fluxo, do que no caso de se considerarem apenas as perdas histeresis.

Assim o ângulo inicial passa a ser $\alpha_H + \alpha_F$.

Reduzindo a um diagrama, teremos a seguinte representação:

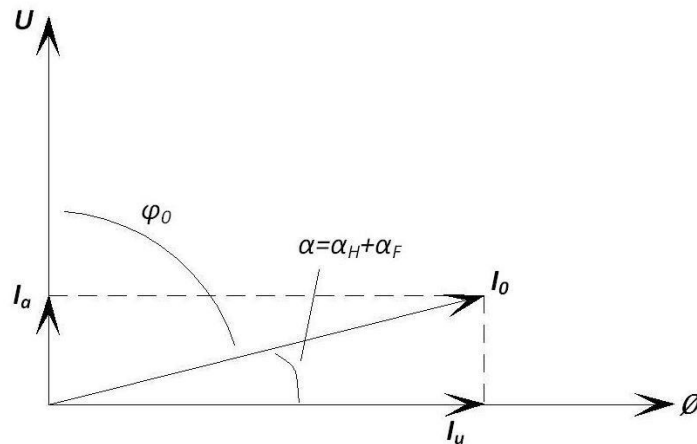


Figura 3.10 - Diagrama da corrente em vazio.

Portanto, se o fluxo é obrigado a variar no tempo segundo uma forma sinusoidal $\Phi = \Phi_H \sin \omega t$, a corrente magnetizante necessária para o produzir terá de variar segundo a curva $i_\mu = f(t)$.

3.3 Circuito equivalente do transformador

Nos transformadores industriais, as tensões do lado do primário e do lado do secundário são normalmente muito diferentes (razões de transformação elevadas), pelo que se torna difícil traçar os diagramas vectoriais adoptando uma

escala comum, quando as grandezas em jogo (tensões, correntes, resistências e reactâncias), são numericamente muito distintas. Os resultados práticos seriam pouco precisos.

Por esta mesma razão, a maior parte das vezes, os diagramas vectoriais aparecem deformados, exagerando-se intencionalmente as dimensões dos vectores que representam as quedas de tensão, para facilitar a compreensão das propriedades dos transformadores.

Com vista a ultrapassar estas dificuldades usam-se esquemas ou circuitos equivalentes, nos quais o transformador é representado por um circuito eléctrico contínuo (a ligação magnética no núcleo é substituída por uma ligação eléctrica) e em que os diferentes componentes estão inseridos de forma a respeitarem as equações fundamentais do transformador.

Há vários tipos de esquemas equivalentes que satisfazem o fim em vista, mas o mais usual é o chamado esquema equivalente em τ .

Neste esquema, o transformador real é representado esquematicamente, por um transformador ideal, ao qual se ligam, externamente, do lado do primário e do lado do secundário, as impedâncias que traduzem as quedas de tensão.

A corrente em vazio I_0 , cujas componentes I_μ (componente magnetizante) e I_a (componente activa) responsáveis, respectivamente, pelo fluxo que circula no núcleo e pelas perdas no ferro, pode ser obtida através da ligação em paralelo de uma reactância pura X_m e de uma resistência R_m .

Deste modo, a representação esquemática do transformador real passa a ter a seguinte configuração:

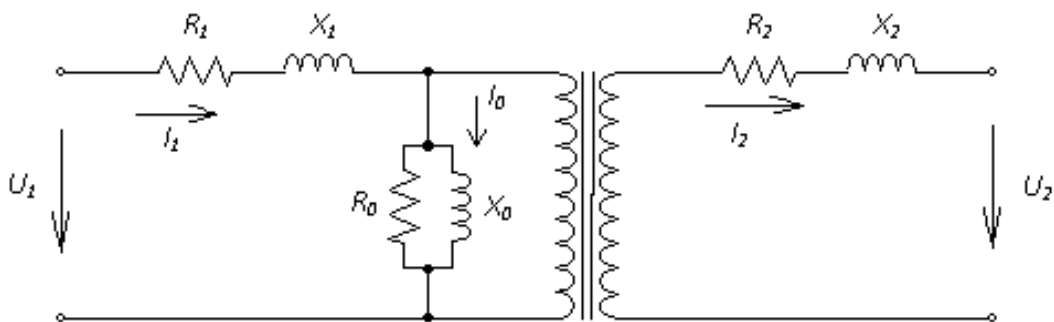


Figura 3.11 – Esquema equivalente do transformador real.

3.3.1 Redução das grandezas do transformador à tensão de um dos enrolamentos

É possível introduzir simplificações no estudo dos transformadores, quer através dos diagramas vectoriais, quer através dos respectivos circuitos equivalentes, desde que se consiga, por meio de um artifício, adoptar uma tensão comum aos dois enrolamentos, seja ela a do primário, seja a do secundário.

Isto equivale a fazer com que a razão de transformação seja igual a unidade, sendo para tal necessário adoptar os valores das grandezas de um dos lados do transformador da Figura 3.11.

Assim, tomando como referência a tensão nominal do lado do primário, diz-se que as grandezas secundárias são reduzidas ao primário, caso contrário refere-se que as grandezas primárias são reduzidas ao secundário.

Considerando que se opta pelo valor da tensão primária, as grandezas do lado do secundário, são modificadas para que o novo circuito equivalente respeite exactamente as condições de funcionamento do transformador.

Atendendo a que: $m = E_1/E_2$. Para conseguir que esta razão de transformação seja igual à unidade, bastará multiplicar E_2 por m , ficando então: $E_2' = m E_2$. Este factor é o mesmo para as tensões e quedas de tensão do lado do secundário.

Para o caso da corrente, e considerando que a *f. m. m.* no núcleo deverá manter-se constante, ou seja, $N_2 I_2 = N_1 I_2'$, virá:

$$I_2' = \frac{N_2}{N_1} I_2 = \frac{I_2}{m} \quad (3.43)$$

Finalmente para as impedâncias bastará multiplicar por m^2 , pois:

$$Z_2' = \frac{U_2'}{I_2'} = m^2 \frac{U_2}{I_2} = m^2 Z_2 \quad (3.44)$$

O facto de se adoptar a mesma tensão para ambos os enrolamentos, o que se traduz na igualdade do número de espiras N_1 e N_2 e na igualdade das *f. e. m.* E_1 e E_2 , permite que a ligação magnética existente no núcleo do transformador, possa ser substituída por uma ligação eléctrica entre o circuito do primário e secundário. É precisamente, neste pormenor que reside a principal vantagem do método adoptado.

No circuito equivalente, o transformador ideal é suprimido, atendendo a que, tanto o número de espiras, como as *f. e. m.* e as correntes tem o mesmo valor de um lado e do outro.

Deste modo, o circuito equivalente passa a ter a seguinte configuração:

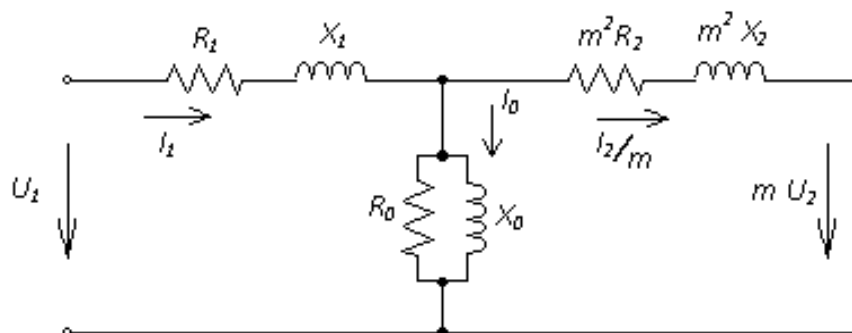


Figura 3.12 – Circuito equivalente referido ao primário.

Este circuito equivalente, traduz efectivamente as condições reais de trabalho de um transformador. Nele encontram-se representadas as grandezas que intervêm no seu funcionamento, incluindo as perdas magnéticas no núcleo e as quedas de tensão nos enrolamentos. A este esquema, corresponde, por sua vez, o diagrama vectorial representado na Figura 3.14.

No caso de se pretender que as grandezas venham, reduzidas ao secundário, então o circuito equivalente passará a ter a seguinte configuração:

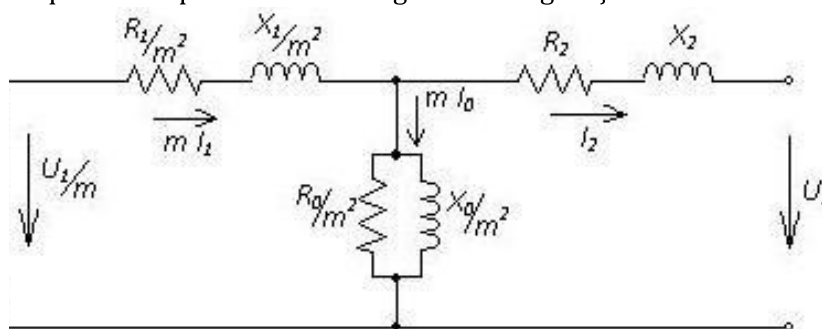


Figura 3.13 – Circuito equivalente referido ao secundário.

3.3.2 Circuito equivalente aproximado

O circuito equivalente anteriormente considerado e designado por circuito equivalente exacto, não tem, no entanto, grande aplicação prática, por não ser possível conhecer, separadamente, o valor das reactâncias de fugas X_1 e X_2 .

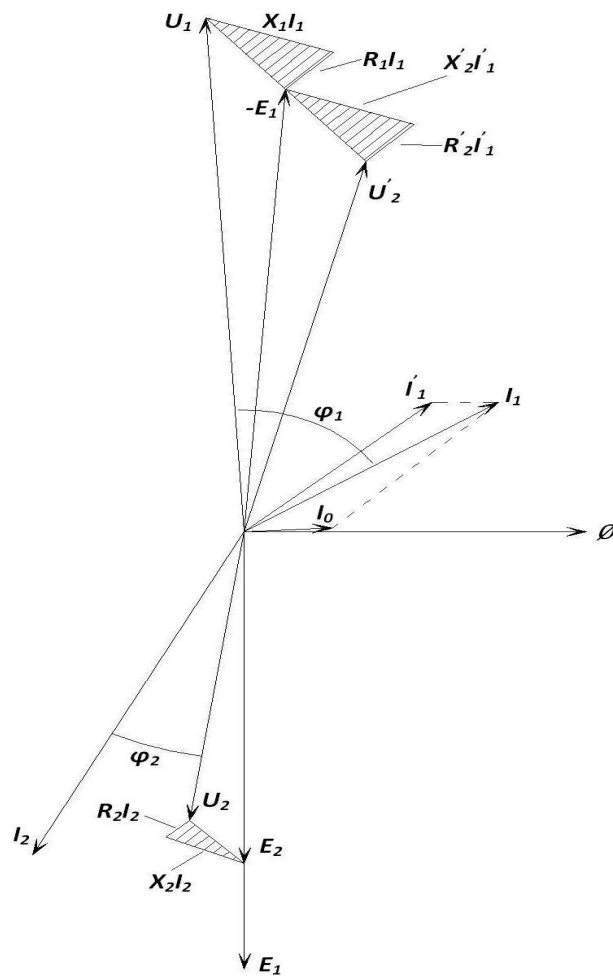


Figura 3.14 – Diagrama vectorial correspondente a Figura 3.12.

Por isso, a maior parte das vezes recorre-se a circuitos mais simplificados, os quais, com base em determinadas aproximações, conduzem a resultados satisfatórios, sem grande margem de erro.

Assim, considerando que a corrente em vazio I_0 é usualmente muito pequena (inferior a 5% da corrente nominal primária), o mesmo sucedendo com os valores de R_1 e X_1 , então as quedas de tensão $R_1 I_0$ e $X_1 I_0$ podem desprezar-se em face do valor da tensão U_1 .

Nestas circunstâncias, o ramo magnetizante pode ser deslocado para junto dos terminais de entrada do primário, sem que daí resulte erro apreciável no cálculo dos parâmetros do circuito equivalente.

O circuito equivalente ficará:

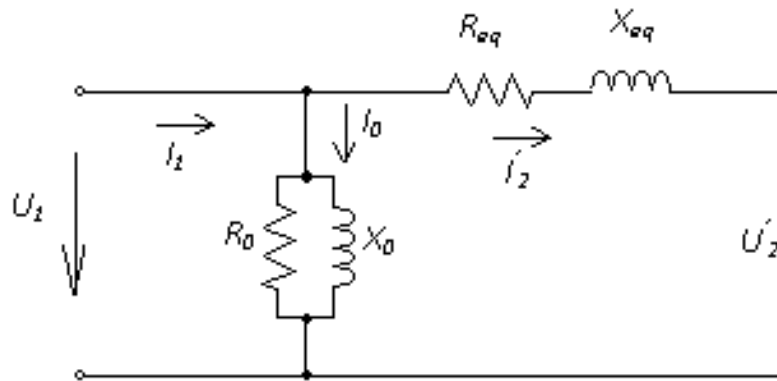


Figura 3.15 – Circuito equivalente aproximado

Esta modificação permite que as resistências e as reactâncias de fugas sejam agrupadas, uma vez que passam a ser percorridas pela mesma corrente I'_2 (corrente secundária referida ao primário).

O novo esquema, permite simplificar o cálculo das correntes no circuito, visto que a tensão de alimentação U_1 , passa a ser aplicada directamente à derivação magnetizante (para o cálculo da corrente I_0), e ao ramo do secundário (para o cálculo da corrente I'_2).

Em certos casos, interessa utilizar o esquema equivalente reduzido ao secundário, sendo os novos parâmetros obtidos de acordo com as seguintes relações:

$$R_{eq} = R_2 + \frac{R_1}{m^2} \quad (3.45)$$

$$Z_{eq} = R_2 + jX_2 \quad (3.46)$$

$$X_{eq} = X_2 + \frac{X_1}{m^2} \quad (3.47)$$

A determinação destes parâmetros, pode ser efectuada através dos ensaios característicos dos transformadores, ensaio em vazio e ensaio em curto-circuito, como adiante se verá.

3.3.3 Diagrama de Kapp

Para a resolução de determinados problemas dos transformadores, utiliza-se o método de Kapp, que consiste em desprezar a corrente em vazio I_0 , equivalendo a considerar que a relutância do circuito magnético é nula.

Atendendo a que esta corrente é sempre muito pequena (5 – 10% da corrente nominal), no caso dos transformadores industriais de média e grande potência, a simplificação introduzida é aceitável e conduz a resultados práticos satisfatórios.

Este método só se aplica, para o cálculo das quedas de tensão, quando o transformador trabalha nas proximidades de plena carga e, conforme se disse, desde que a corrente em vazio não ultrapasse os 10% da corrente nominal.

De outra forma, será necessário utilizar o diagrama geral dos transformadores, o mesmo sucedendo quando se queira determinar a corrente primária I_1 e o factor de potência $\cos\phi_1$, pois neste caso será indispensável fazer intervir a corrente em vazio I_0 .

Para pequenos transformadores, também não é lícito desprezar a corrente em vazio e terá de recorrer-se ao método geral.

A hipótese de Kapp assenta, portanto, em considerar $I_0 = 0$. Resultando:

$$N_1 I_1 = N_2 I_2, \quad I_1 = \frac{I_2}{m} \quad (3.48)$$

$$\frac{E_1}{m} = E_2 \quad (3.49)$$

$$\frac{U_1}{m} = U_{20} \quad (3.50)$$

$$\frac{R_1 I_1}{m} = \frac{R_1}{m^2} I_2 \quad (3.51)$$

$$\frac{X_1 I_1}{m} = \frac{X_1}{m^2} I_2 \quad (3.52)$$

$$U_2 = \frac{U_1}{m} - (R_{eq} + jX_{eq}) I_2 \quad (3.53)$$

O diagrama de Kapp aparece geralmente, destacado do diagrama geral dos transformadores de forma a pôr em evidência o triângulo das quedas de tensão.

A sua representação vectorial será a seguinte:

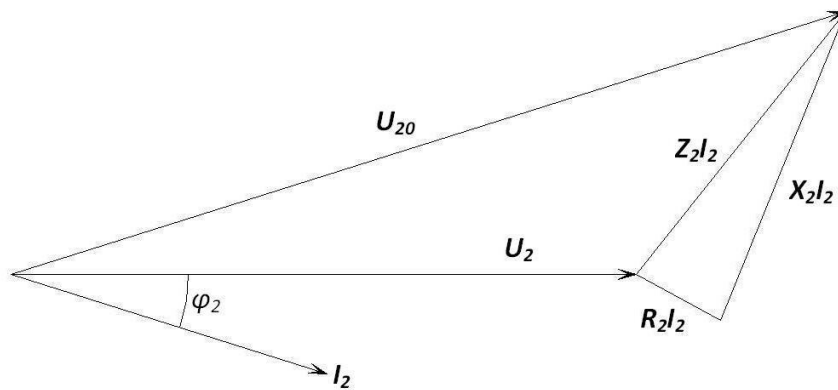


Figura 3.16 - Diagrama de Kapp.

Adicionalmente, apresenta-se na Figura 3.17 o circuito equivalente correspondente a este diagrama.

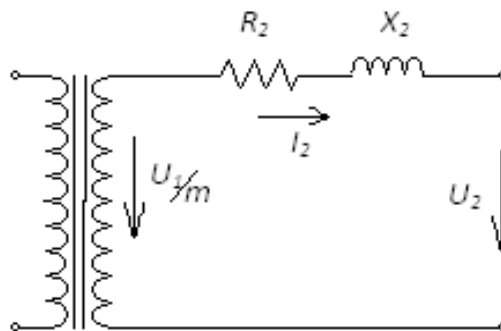


Figura 3.17 - Circuito do diagrama de Kapp referido ao secundário.

No caso das grandezas estarem referidas ao primário, então o circuito passará a ter a seguinte representação:

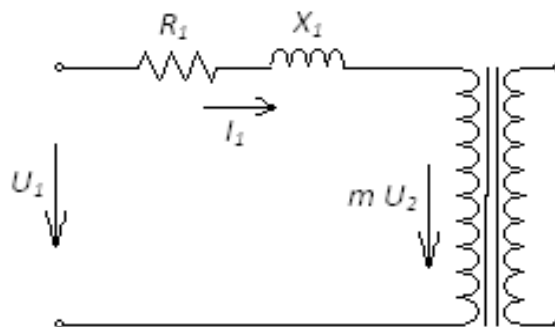


Figura 3.18 - Circuito do diagrama de Kapp referido ao primário.

Obtendo-se:

$$U_1 = mU_2 + (R_{eq} + jX_{eq})I_1 \quad (3.54)$$

3.3.4 Determinação das quedas de tensão

Um dos problemas mais importantes relacionados com o funcionamento dos transformadores, é o das quedas de tensão.

Considerando como constante a tensão de alimentação U_1 do primário do transformador, uma variação quer do valor eficaz da corrente secundária I_2 , quer do factor de potência da carga, dá origem a uma variação das quedas de tensão internas e, conseqüentemente da tensão U_2 aos terminais do secundário.

É, precisamente, o valor desta tensão U_2 ou, então, da queda de tensão $U_{20} - U_2$, que se pretende determinar.

O problema pode resolver-se através dos diagramas vectoriais, ou dos circuitos equivalentes, no entanto, estes métodos são muito trabalhosos, e obriga ao conhecimento de grandezas difíceis de determinar, como sejam as reactâncias de fugas X_1 e X_2 .

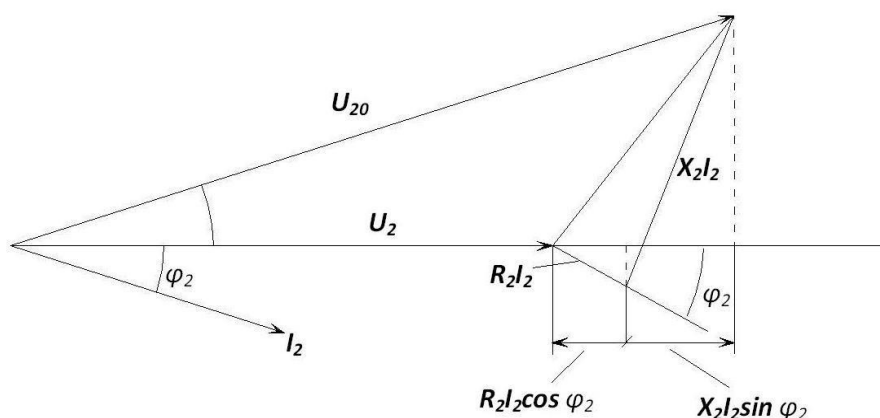


Figura 3.19 – Diagrama das quedas de tensão.

Como referido anteriormente, pode recorrer-se ao diagrama de Kapp (sem esquecer que a sua aplicação está condicionada aos casos em que seja admissível desprezar a corrente em vazio) que é bastante mais cómodo, porque as grandezas que nele intervêm, podem ser facilmente determinadas através de ensaios directos nos transformadores. No entanto, este diagrama também apresenta um inconveniente: dadas as reduzidas dimensões do triângulo de Kapp, em relação aos vectores das tensões, a construção gráfica não se presta para resultados muito precisos, optando-se pela utilização de uma expressão analítica deduzida do próprio diagrama.

Assim, projectando todos os vectores sobre a direcção de U_2 , virá:

$$U_{20} \cos \psi = U_2 + R_2 I_2 \cos \varphi_2 + X_2 I_2 \sin \varphi_2 \quad (3.55)$$

Na prática, as dimensões do triângulo das quedas de tensão são insignificantes. Quer isto dizer, que o ângulo ψ é muito pequeno, daí ser admissível considerar $\cos \psi \approx 1$. Aliás, esta aproximação consiste em confundir o módulo do vector U_{20} com a sua projecção sobre a direcção de U_2 , o que não é rigorosamente exacto. Deste modo, considerando esta aproximação, e uma carga indutiva, obtém-se:

$$U_{20} - U_2 = R_2 I_2 \cos \varphi_2 + X_2 I_2 \sin \varphi_2 \quad (3.56)$$

Analogamente, se a carga for capacitiva, obtém-se:

$$U_{20} - U_2 = R_2 I_2 \cos \varphi_2 - X_2 I_2 \sin \varphi_2 \quad (3.57)$$

Note-se que esta aproximação apresenta rigor suficiente para a maioria dos casos práticos.

Assim, é possível designarem-se as seguintes quedas de tensão:

$$\text{Queda vectorial de tensão: } \bar{U}_{20} - \bar{U}_2 = \bar{Z}_2 \bar{I}_2 \quad (3.58)$$

$$\text{Queda de tensão absoluta: } \varepsilon_a = |\bar{U}_{20}| - |\bar{U}_2| = U_{20} - U_2 \quad (3.59)$$

$$\text{Queda de tensão relativa : } \varepsilon = \frac{U_{20} - U_2}{U_{20}} \times 100\% \quad (3.60)$$

Adicionalmente, sempre que a queda de tensão de um transformador for referida em percentagem, sem que seja feita qualquer referência à carga do transformador, subentende-se que se trata da carga nominal com $\cos \varnothing = 1$.

Por vezes interessa dar uma outra forma as expressões anteriores, referindo-a em termos percentuais.

$$\text{Queda óhmica: } \varepsilon_a = \frac{R_2 I_2}{U_{20}} \times 100\% \quad (3.61)$$

$$\text{Queda indutiva: } \varepsilon_x = \frac{X_2 I_2}{U_{20}} \times 100\% \quad (3.62)$$

Dividindo ambos os membros da expressão referida por U_{20} e multiplicando por 100, obtém-se:

$$\frac{U_{20} - U_2}{U_{20}} \times 100 = \frac{R_2 I_2}{U_{20}} \times 100 \cos \varphi_2 \pm \frac{X_2 I_2}{U_{20}} \times 100 \sin \varphi_2 \quad (3.63)$$

Atendendo às relações anteriores, resulta:

$$\varepsilon = \varepsilon_\Omega \cos \varphi_2 + \varepsilon_x \sin \varphi_2 \quad (3.64)$$

3.4 Determinação experimental dos parâmetros do circuito equivalente do transformador

A parametrização e caracterização dos transformadores, é usualmente efectuada, primeiramente por métodos analíticos e computacionais, e posteriormente, com recursos a ensaios laboratoriais.

3.4.1 Ensaio em vazio

Neste ensaio, um dos enrolamentos, normalmente o enrolamento secundário, é mantido em circuito aberto e ao outro enrolamento aplica-se a tensão nominal do transformador, à frequência nominal, de acordo com o esquema de ligações da Figura 3.20.

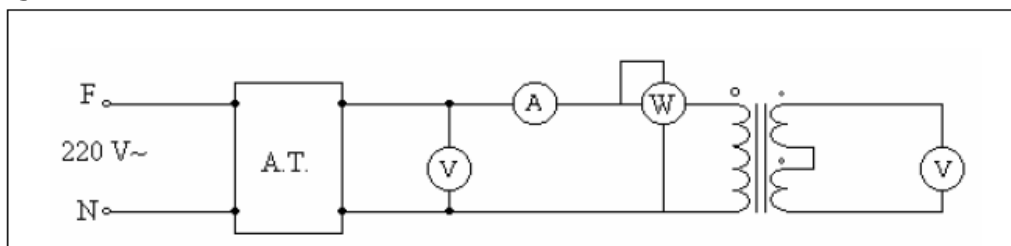


Figura 3.20 - Circuito do transformador em vazio.

A potência lida no wattímetro, corresponde à soma das perdas por efeito de Joule no primário, devidas à corrente I_0 , com as perdas no ferro do núcleo do transformador.

No secundário não há a considerar perdas por efeito de Joule, visto que $I_2 = 0$.

$$P_0 = R_1 I_0^2 + P_{Fe} \quad (3.65)$$

Atendendo ao facto da corrente I_0 ser muito reduzido, quando comparada com a corrente nominal, é usual desprezar-se a potência $R_1 I_0^2$, correspondendo a potência consumida pelo transformador, neste ensaio, às perdas no ferro. Assim:

$$P_0 \approx P_{Fe} \quad (3.66)$$

Como esta potência, $P_0 = U_1 I_0 \cos \varphi_0$, pode calcular-se o factor de potência em vazio, que apresenta sempre um valor muito baixo, normalmente compreendido entre 0,10 e 0,20.

Este ensaio permite, além disso, confirmar a razão de transformação através da leitura dos voltímetros.

$$m = \frac{U_1}{U_{20}} \quad (3.67)$$

O diagrama vectorial correspondente ao funcionamento do transformador em vazio é o seguinte:

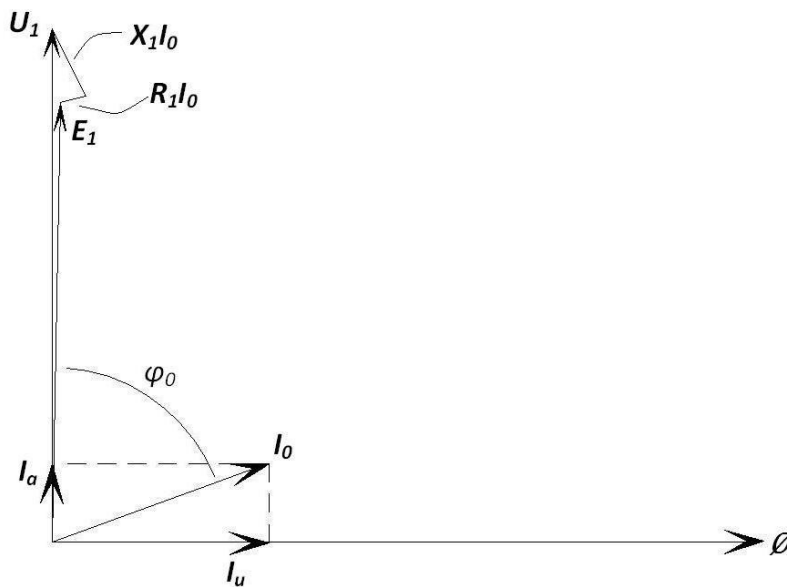


Figura 3.21 - Funcionamento do transformador em vazio.

Como é habitual neste tipo de diagramas, o triângulo das quedas de tensão está representada numa escala exagerada.

Usualmente, a queda de tensão no primário em vazio é da ordem dos 0,1% da tensão U_1 , pelo que se pode considerar, sem grande erro $U_1 \approx E_1$.

A este diagrama vectorial corresponde o seguinte circuito equivalente:

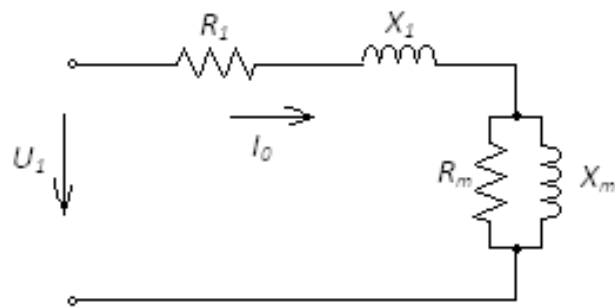


Figura 3.22 – Circuito equivalente da Figura 3.21.

Atendendo a que tanto R_1 como X_1 têm valores muito pequenos relativamente a R_m e X_m , ou então, o que vêm a dar no mesmo, que as quedas de tensão $R_1 I_0$ e $X_1 I_0$ são insignificantes em face do valor da tensão U_1 , é possível desprezar aquelas grandezas e o circuito equivalente ficará reduzido a:

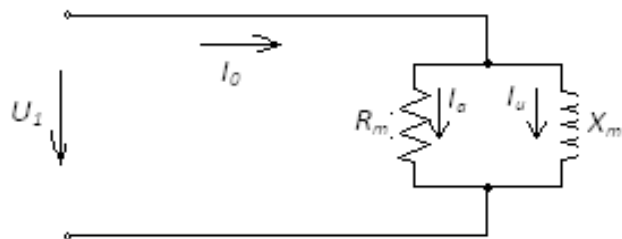


Figura 3.23 – Circuito equivalente reduzido.

Obtendo-se:

$$P_0 = U_1 I_0 \cos \varphi_0 \quad (3.68)$$

$$I_a = I_0 \cos \varphi_0 \quad (3.69)$$

$$I_\mu = I_0 \sin \varphi_0 \quad (3.70)$$

$$R_m = \frac{U_1}{I_0 \cos \varphi_0} \quad (3.71)$$

$$X_m = \frac{U_1}{I_0 \sin \varphi_0} \quad (3.72)$$

Durante este ensaio, a frequência deverá permanecer constante e igual a frequência nominal do transformador, para que não haja alteração do valor da indução magnética e, conseqüentemente, das perdas no ferro.

Estas perdas, também designadas por perdas no núcleo do transformador, incluem as perdas por histereses e as perdas por correntes de Foucault.

As primeiras dependem da qualidade do material magnético usado na construção do núcleo do transformador. São proporcionais a frequência e a indução máxima elevada ao expoente 1,6.

$$P_H \sim f B_m^{1,6} \quad (3.73)$$

As perdas por corrente de Foucault, dependem do material utilizado e da espessura das chapas magnéticas. São proporcionais ao quadrado da frequência e ao quadrado da indução máxima.

$$P_F \sim f^2 B_m^2 \quad (3.74)$$

As perdas no ferro são constantes com a carga, o que significa que o seu valor é o mesmo, independentemente do transformador funcionar em vazio ou plena carga.

Neste ensaio, é indiferente escolher um ou outro enrolamento para primário, porque desde que sejam respeitadas as tensões nominais, o fluxo no núcleo é sempre o mesmo.

Normalmente nos transformadores de distribuição e energia, escolhe-se o enrolamento de tensão mais baixa, não só por ser mais fácil obter a tensão, mas também por facilidade na ligação dos aparelhos de medida.

Quando o ensaio é feito pelo lado da alta tensão, é necessário prever a utilização de transformadores de medida para a ligação aos instrumentos de leitura.

O circuito equivalente deverá ser sempre referido ao enrolamento ao qual se aplica a tensão de ensaio.

3.4.2 Ensaio em curto-circuito

Neste ensaio, um dos enrolamentos é posto em curto-circuito, e ao outro aplica-se uma tensão de valor reduzido que condicione a circulação de correntes de valor nominal em ambos os enrolamentos.

Designa-se por tensão de curto-circuito U_{cc} , o valor da tensão de primário que é necessário aplicar a um dos enrolamentos, para que circule a corrente nominal no outro enrolamento, quando este estiver em curto-circuito.

O esquema das ligações para este ensaio é o seguinte:

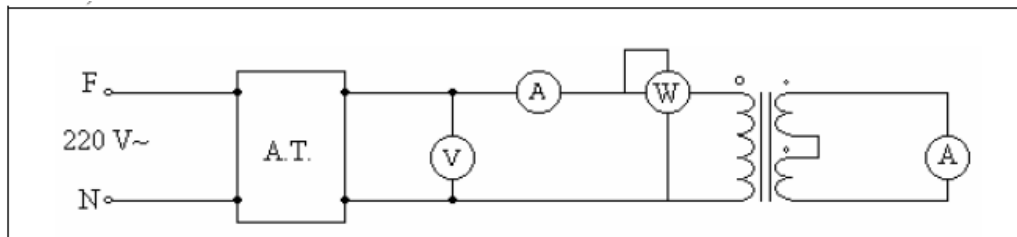


Figura 3.24 – Circuito em curto-circuito.

Normalmente, esta tensão está compreendida entre 3 – 8% da tensão nominal, isto é, $U_{cc} = 3 \text{ a } 8\% \text{ de } U_n$.

Neste ensaio, a tensão aplicada ao transformador tem um valor muito reduzido, pelo que a indução no núcleo vem reduzida na mesma proporção. Como, por outro lado, as perdas no ferro estão dependentes do quadrado da indução máxima, ou seja, do quadrado da tensão, os valores atingidos são de tal forma pequenos que permitem que se desprezem as perdas no ferro.

Sendo assim, a potência lida no wattímetro é semelhante à potência dissipada por efeito de Joule nos dois enrolamentos:

$$P_{cc} = R_{1cc}I_{1cc}^2 + R_{2cc}I_{2cc}^2 \quad (3.75)$$

Considerando as grandezas referidas ao primário ou ao secundário:

$$P_{cc} = R_{1cc}I_{1cc}^2 = R_{2cc}I_{2cc}^2 \quad (3.76)$$

Em que:

$$R_{1cc} = R_1 + m^2 R_2 \quad (3.77)$$

$$R_{2cc} = R_2 + \frac{R_1}{m^2} \quad (3.78)$$

Onde m é a relação de transformação.

De salientar, que a tensão aplicada ao primário é a tensão de curto-circuito U_{cc} , que a tensão nos terminais do secundário é nula $U_2 = 0$, e que a corrente magnetizante I_0 se pode desprezar, em virtude do fluxo no núcleo φ_{cc} ser muito reduzido. Neste caso, as correntes I_{1cc} e I_{2cc} estão em oposição de fase e satisfazem rigorosamente a relação de transformação.

Considerando agora o circuito equivalente exacto, e atendendo a que o ramo magnetizante se pode eliminar, porque neste ensaio as grandezas R_m e X_m apresentam valores muito elevados relativamente as grandezas $m^2 R_2$ e $m^2 X_2$, o que significa que a corrente I_0 é muito pequena em face das correntes que circulam no ramo principal, o esquema simplifica-se, assumindo a seguinte configuração:

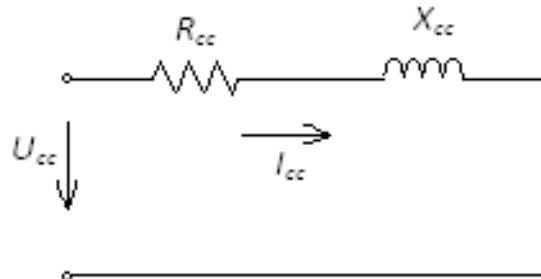


Figura 3.25 – Circuito equivalente simplificado.

Da análise do circuito, obtém-se:

$$\bar{U}_{cc} = \bar{Z}_{cc} \bar{I}_{1n} \leftrightarrow \bar{Z}_{cc} = \frac{\bar{U}_{cc}}{\bar{I}_{1n}} \quad (3.79)$$

$$P_{cc} = R_{cc} I_{1n}^2 \leftrightarrow R_{cc} = \frac{P_{cc}}{I_{1n}^2} \quad (3.80)$$

E por último:

$$X_{cc} = \sqrt{Z_{cc}^2 - R_{cc}^2} \quad (3.81)$$

A potência consumida pelo transformador neste ensaio, também pode ser expressa por:

$$P_{cc} = U_{cc} I_{1n} \cos \varphi_{cc} \quad (3.82)$$

$$\cos \varphi_{cc} = \frac{P_{cc}}{U_{cc} I_{1n}} \quad (3.83)$$

Uma vez conhecido o factor potência em curto-circuito, os parâmetros anteriores podem obter-se:

$$R_{cc} = Z_{cc} \cos \varphi_{cc} \quad (3.84)$$

$$X_{cc} = Z_{cc} \sin \varphi_{cc} \quad (3.85)$$

O ensaio em curto-circuito, tal como acaba de ser apresentado, foi efectuado para as correntes nominais em cada um dos enrolamentos, pelo que a tensão aplicada ao primário foi designada por “tensão de curto-circuito”.

Por sua vez, as perdas no cobre e, no caso das correntes nominais, designam-se por “perdas no cobre nominais”.

No entanto, o ensaio pode ser efectuado para qualquer outro valor das correntes nos enrolamentos, mas sendo assim, a tensão aplicada deixa de designar-se, propriamente, por tensão de curto-circuito.

De qualquer forma, os resultados obtidos para o cálculo das grandezas equivalentes, não vêm alterados. São independentes da tensão aplicada (a qual deverá ser sempre inferior à tensão de curto-circuito para não sujeitar os enrolamentos a correntes exageradas).

A tensão de curto-circuito é um dado muito importante na construção dos transformadores, vindo sempre referida na sua chapa característica, normalmente expressa em percentagem da tensão nominal:

$$\varepsilon_z = \frac{U_{cc}}{U_1} \times 100\% \quad (3.86)$$

Por exemplo, um transformador de razão 15000/400 V e com uma tensão de curto-circuito de $\varepsilon_z = 4\%$, significa que, com o secundário em curto-circuito, é necessário aplicar ao primário uma tensão de $0,04 \times 15000 = 600V$, para que circulem as correntes nominais nos enrolamentos.

No caso de o transformador ser posto em curto-circuito, mas mantendo a tensão nominal aplicada ao primário, então, a corrente que circula no secundário (corrente secundária de curto-circuito), viria dada por:

$$I_{2cc} = \frac{U_1}{U_{cc}} \times I_2 \quad (3.87)$$

O ensaio em curto-circuito, permite obter o valor das grandezas R_1 e X_1 ou R_2 e X_2 , mas, para que seja possível introduzir estes parâmetros no circuito equivalente exacto do transformador, torna-se necessário dissociá-los nos respectivos componentes, para que depois possam integrar o lado do primário e o lado do secundário do circuito.

Pode demonstrar-se que uma repartição paritária de R_1 e X_1 , pelos dois enrolamentos, representa uma boa solução. Assim:

$$\frac{X_{cc}}{2} = X_1 = m^2 X_2 \quad (3.88)$$

$$\frac{R_{cc}}{2} = R_1 = m^2 R_2 \quad (3.89)$$

As resistências dos enrolamentos R_1 e R_2 , podem ser obtidas directamente através de qualquer dos processos usados para a medição de resistências.

No entanto, o resultado assim obtido, corresponde ao valor da resistência em corrente contínua e pode diferir do valor da mesma resistência em corrente alternada, devido ao facto das correntes alternadas não se distribuírem uniformemente ao longo da secção dos condutores (efeito Coroa).

Daqui resulta, que a resistência em corrente alternada, é geralmente superior à resistência em corrente continua.

As perdas no cobre, calculadas a partir do ensaio em curto-circuito, são ligeiramente superiores a aquelas que se obtêm a partir da medição directa da resistência de cada um dos enrolamentos. Esta diferença resulta das chamadas perdas adicionais (perdas resultantes de correntes parasitas induzidas nos condutores e provenientes de fluxo disperso).

Pode então escrever-se com mais rigor:

$$P_{cc} = P_j + P_{ad} \quad (3.90)$$

$$P_j = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 \quad (3.91)$$

Onde P_j são as perdas por efeito de Joule, e P_{ad} são as perdas adicionais, podendo estas representar 15% a 20% das perdas por efeito de Joule.

É possível separar estes dois tipos de perdas, atendendo a que as perdas por efeito de Joule são independentes da frequência, enquanto as perdas adicionais variam com o quadrado da frequência.

Assim, mantendo constante a corrente e fazendo variar a frequência, obtêm-se diferentes valores para a potência (ensaio em curto-circuito). Traçando a curva a partir dos pontos obtidos e prolongando-a com a mesma sensibilidade até encontrar o eixo das ordenadas (frequência a zero). O ponto encontrado,

corresponde as perdas devidas unicamente à resistência óhmica dos enrolamentos.

Importa também referir que a temperatura também influencia o comportamento destas perdas. Assim, as perdas por efeito de Joule aumentam com a temperatura, ao passo que as perdas adicionais, pelo contrário, diminuem com a temperatura.

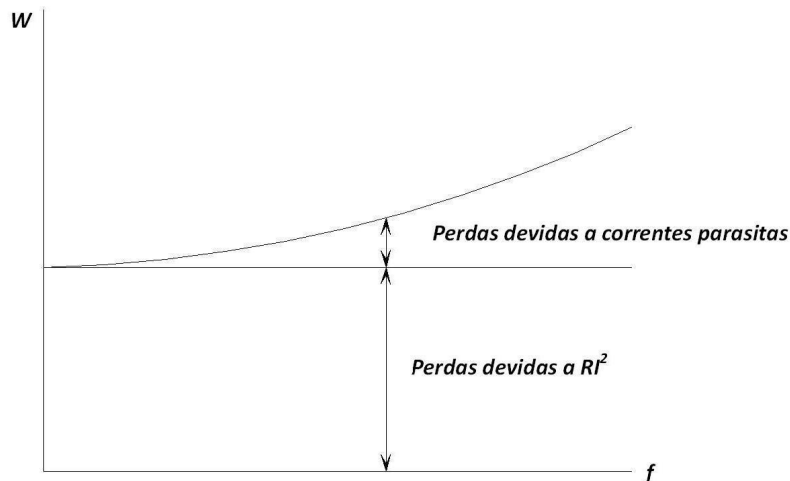


Figura 3.26 – Representação das perdas.

3.5 Rendimento dos transformadores

O rendimento de um transformador, é a razão entre a potência fornecida pelo secundário e a potência absorvida pelo primário.

Será, pois:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \text{Perdas}} \quad (3.92)$$

Ou usando a expressão mais frequente:

$$\eta = \frac{U_2 I_2 \cos \varphi_2}{U_1 I_1 \cos \varphi_1} = \frac{U_2 I_2 \cos \varphi_2}{U_2 I_2 \cos \varphi_2 + P_{Fe} + P_{Cu}} \quad (3.93)$$

Para determinar o rendimento de um transformador pode ser utilizado dois processos:

Método directo - consiste em levar o transformador ao regime de carga pretendido, e medir as respectivas potências, do lado do primário e do lado do secundário, por meio de 2 wattímetros.

O quociente das potências lidas nos aparelhos define o valor do rendimento à carga considerada.

Este método não tem no entanto, grande aplicação prática porque:

- Obriga a dispor, no local, de uma potência para levar o transformador ao regime de carga desejado, o que não é fácil, especialmente quando se trata de unidade de potência elevada.

- Sendo os transformadores aparelhos de rendimento muito elevado (acima dos 90%, podendo mesmo atingir os 99% para unidades de grande potência), a diferença entre as potências do lado do primário e do lado do secundário é muito pequena, pelo que bastaria um pequeno erro na leitura dos wattímetros para o resultado vir errado.

Método indirecto ou das perdas separadas - consiste em calcular separadamente o valor das perdas através dos ensaios em vazio e em curto-circuito. Este método já não obriga a dispor de um receptor capaz de absorver a potência nominal do transformador. Além disso, qualquer eventual erro que se cometa na avaliação das perdas, pouca influência tem no resultado final, uma vez que o valor destas parcelas é relativamente pequeno no contexto da expressão do rendimento.

A potência útil fornecida pelo secundário vem dada por $P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2$, em que o termo U_2 representa a tensão no secundário do transformador para a carga I_2 . Esta tensão difere da tensão em vazio U_{20} .

Mas, como as variações de U_2 são insignificantes para efeitos do cálculo do rendimento, admite-se usualmente que $U_2 = U_{20}$.

Considerando que $S_2 = U_2 I_2$ é a potência aparente secundária, podemos escrever:

$$\eta = \frac{U_2 I_2 \cos \varphi_2}{U_2 I_2 \cos \varphi_2 + P_{Fe} + P_{Cu}} = \frac{S_2 \cos \varphi_2}{S_2 \cos \varphi_2 + P_{Fe} + P_{Cu}} \quad (3.94)$$

O rendimento de um transformador depende da corrente secundária I_2 e do factor potência $\cos \varphi_2$.

Pode, assim, traçar-se a curva $\eta = f(I_2)$ para $\cos \varphi_2 = \text{const.}$.

Determinando os pontos extremos da curva, obtém-se:

Transformador em circuito aberto (em vazio):

$$\begin{cases} I_2 = 0 \\ U_2 = U_{20} \end{cases} \Rightarrow \eta = 0 \quad (3.95)$$

Transformador em curto-circuito:

$$\begin{cases} I_2 = I_{2c} \\ U_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \eta = 0, I_{2c} = \frac{U_{20}}{\sqrt{R_2^2 + X_2^2}} \quad (3.96)$$

Adicionalmente, pode demonstrar-se que o transformador apresenta um rendimento máximo quando as perdas variáveis com a carga forem iguais às perdas constantes, ou quando as perdas no cobre a uma determinada carga forem iguais às perdas no ferro.

Correspondendo à condição de rendimento máximo $\eta_{max} \Rightarrow P_{Fe} = P_{cu}$, donde:

$$I_2' = \sqrt{\frac{P_{Fe}}{R_2}} \quad (3.97)$$

O rendimento de um transformador depende ainda do factor de potência da carga, sendo que, para uma maximização do rendimento, o factor de potência da carga deve ser unitário.

Maioritariamente, o transformador funciona a um regime abaixo do nominal, isto é, as correntes no primário e no secundário são inferiores às respectivas correntes nominais.

Interessa, por isso, caracterizar este regime de funcionamento, designando-se por factor de carga ou índice de carga a relação entre a corrente secundária a uma determinada carga e a corrente secundária nominal.

$$C = \frac{I_2}{I_{2n}} \quad (3.98)$$

A expressão das perdas no cobre pode, então, escrever-se:

$$P_{cu} = R_2 I_2^2 = R_2 C^2 I_{2n}^2 = C^2 P_{cc} \quad (3.99)$$

Sendo,

P_{cu} - perdas no cobre a uma determinada carga
 P_{cc} - perdas no cobre à carga nominal, que é igual a potência absorvida no ensaio em curto-circuito.

A expressão do rendimento em função do factor de carga vem dada por:

$$\eta = \frac{CS_n \cos \varphi_2}{CS_n \cos \varphi_2 + P_{Fe} + C^2 P_{cun}} \quad (3.100)$$

Em que S_n é a potência nominal do transformador.

A condição de rendimento máximo poderá, então, vir expressa, não em função da corrente secundária, mas sim em função do factor de carga, onde este assume o valor dado pela seguinte expressão:

$$C = \sqrt{\frac{P_{Fe}}{P_{cun}}} \quad (3.101)$$

O gráfico da Figura 3.27 representa a variação das perdas de um transformador em função do índice de carga, que poderão ser obtidas de acordo com a seguinte expressão:

$$P_T = P_{FE} + C^2 P_{CC} \quad (3.102)$$

Da análise desta curva, verifica-se que as perdas totais num transformador não são constantes, dependem do índice de carga, aumentando com este.

Na Figura 3.27, pode observar-se a característica típica da curva de rendimento de um transformador, bem como as características das perdas no ferro e no cobre.

O valor máximo do rendimento correspondente tipicamente, a um índice de carga que está compreendida entre 1/2 e 3/4 da plena carga.

De uma maneira geral, os transformadores não são dimensionados para apresentarem um rendimento máximo à plena carga, sendo este ponto definido em função das condições de exploração a que o transformador irá ser submetido. Assim, no caso dos transformadores de distribuição, em que durante o período de noite, trabalham com cargas bastantes reduzidas, interessa que as perdas no ferro sejam tão baixas quanto possível.

Quando os transformadores se destinam a funcionar, a maior parte do tempo, próximo da plena carga, as perdas em vazio já não são preponderantes em relação às perdas no cobre, havendo interesse em que estas últimas tenham valores mais reduzidos.

CAPÍTULO

4

Metodologia de Projecto

Neste capítulo, serão tratadas as metodologias de dimensionamento de transformadores, sendo proposta uma nova metodologia que, partindo do dimensionamento analítico, o interliga, de forma automática, com o uso de métodos numéricos.

4.1 Introdução

Existem basicamente 3 tipos de núcleos de transformadores: núcleo aberto, núcleo envolvido e núcleo envolvente. Será feita uma abordagem de projecto para pequenos transformadores, ao núcleo envolvente por proporcionar maior rendimento e padronização de chapas magnéticas para pequenas potências.

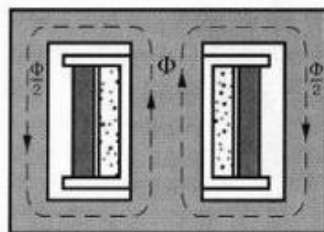


Figura 4.1 - Núcleo envolvente [3]

4.1.1 Condutores, isolamento e disposição das bobinas

Os condutores utilizados nos transformadores são de cobre, isolados com esmalte ou algodão.

O esmalte ocupa menos espaço que o algodão, mas é mais caro. As características básicas do esmalte são: resistência ao calor e elasticidade, pois deve resistir a temperaturas de aproximadamente 80° C e deve manter o seu poder isolante mesmo quando o condutor é dobrado com raios de curvatura pequenos.

Para pequenos transformadores, usam-se fios de secção circular para secções até o 5.27 mm^2 (10 AWG). Para condutores de secção superior, utilizam-se preferencialmente condutores de secção quadrada ou rectangular. Em certos casos, para tornar o enrolamento de mais fácil execução, substituem-se os condutores de elevada secção por dois condutores agrupados em paralelo.[8]

O carretel sobre o qual são enroladas as bobinas, é constituído por cartolina isolante e “presspahn”, colado em várias camadas até alcançar a espessura desejada. A colagem das várias camadas de cartolina ou presspahn, é feita rapidamente por meio de calor (ferro de soldar), desde que uma das faces da cartolina seja previamente recoberta com goma-arábica.[8]

O enrolamento das bobinas sobre o carretel, processa-se da forma em que entre uma camada e outra sucessiva, há uma folha de papel isolante. A fim de garantir o isolamento das bobinas, os fios não são enrolados até a extremidade do carretel, ficando entre esta e o término uma distância d que depende das dimensões do transformador.

A separação entre a bobina primária e a bobina secundária é feita com uma camada de cartolina grossa ou varias camadas de cartolina fina, com espessura proporcional à tensão do enrolamento A.T.

Quando se executam as bobinas, é aconselhável enrolar primeiro a bobina A.T., pois esta, sendo de fio fino, adapta-se melhor as curvas apertadas nos vértices do carretel. Além disso, a bobina a , por estar mais próxima do carretel, possui um comprimento médio l_a menor que l_b , e por conseguinte, terá menor peso.

4.1.2 Núcleo magnético

No geral, o núcleo dos pequenos transformadores é feita com lâminas padronizadas, chamadas de E e I, como referido em capítulos anteriores. O fluxo gerado na coluna central do núcleo envolvente, divide-se em duas partes iguais, percorrendo as colunas laterais onde se concentra a metade do fluxo principal. Tanto as colunas laterais e as travessas, possuem uma espessura correspondente à metade da espessura do núcleo central. Todas as dimensões das lâminas E e I, são função da largura da coluna central, e a sua montagem na bobina é feita conforme a Figura 4.2, em posições alternadas, o que dá ao núcleo mais resistência mecânica e menor relutância magnética.

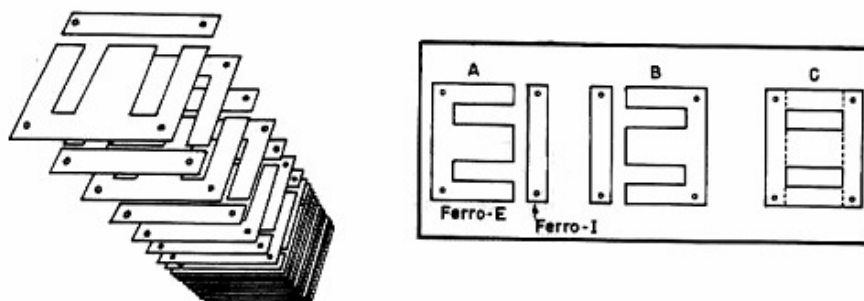


Figura 4.2 – Exemplificação da montagem. [8]

O dimensionamento das lâminas E e I, tem por finalidade aproveitar o máximo as chapas brutas. Uma grandeza característica das lâminas, é a janela, pois, dela dependerá o número de espiras e a secção dos condutores que constituirão a bobina do transformador.

4.2 Dimensionamento analítico

O início do processo de dimensionamento de um transformador, deve ter em conta as especificidades da aplicação, nomeadamente os valores das seguintes grandezas:

S_{u2} - Potência de saída ou potência secundária, medida em VA

U_2 - Tensão de saída ou tensão secundária, em volts

U_1 - Tensão de entrada ou tensão primária, medida em volts

Considerando os valores anteriormente referidos, é possível calcular a corrente do secundário:

$$I_2 = \frac{S_{u2}}{U_2} \quad (4.1)$$

Para calcular a corrente de primário, é preciso estimar a potência primária, que se consegue, acrescentando-se à potência secundária 10% do seu valor, a fim de se ter em consideração as perdas, isto é,

$$S_{u1} = S_{u2} \times 1,1 \quad (4.2)$$

Logo,

$$I_1 = \frac{S_{u1}}{U_1} \quad (4.3)$$

O cálculo da secção dos condutores, é efectuado tendo em conta valores normalizados de densidade de corrente. Em geral, com o aumento do volume do transformador, aumentam as dificuldades de irradiação de calor, tornando necessário diminuir a densidade de corrente nos condutores ao aumentar a potência do transformador.

O Quadro 4.1, apresenta os valores aconselháveis de densidade de corrente nos enrolamentos de um transformador, valores estes que a experiência tem demonstrado serem seguros.

Quadro 4.1 – Tabela da densidade de corrente ². [8]

<i>Potência (W)</i>	<i>Densidade de corrente (A/mm²)</i>
até 5000	3
>5000 - 1000	2,5
>1000 - 3000	2

Onde J é a densidade de corrente, e S_1 é a secção do enrolamento primário, e S_2 é a secção do enrolamento secundário, ambas expressas em mm²

O produto da largura da coluna central, pelo comprimento do empilhamento das chapas, fornece a secção geométrica do núcleo, isto é,

$$S_g = a \times b \text{ [cm}^2\text{]} \quad (4.4)$$

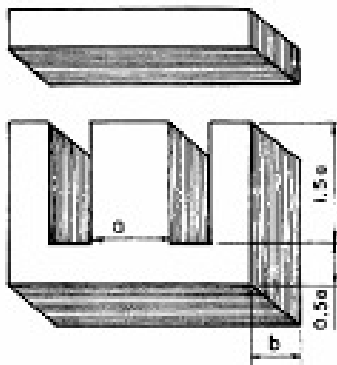


Figura 4.3 – Chapas E e I. [8]

Esta secção não representa porém, a verdadeira secção do ferro, ou seja a secção magnética, pois entre uma lâmina e a outra, existe uma camada de material isolante, que não influencia na formação do fluxo. Assim sendo, a secção magnética é obtida deduzindo-se 10% da área definida como secção geométrica, isto é:

$$S_m = \frac{S_g}{1,1} \quad (4.5)$$

Obtendo-se, para cálculo do número de espiras do primário a seguinte relação:

$$N_1 = \frac{U_1}{4,44 B_M S_m f} \quad (4.6)$$

² Actualmente existem materiais isolantes que permitem maiores densidades de corrente nos respectivos condutores.

Onde B_M o valor máximo de densidade de fluxo, expressa em Tesla. O número de espiras do secundário obtém-se tendo em conta a razão de transformação, afecta de um factor multiplicativo de 1,1, a fim de compensar as quedas de tensão. Assim:

$$N_2 = 1,1 \times \frac{U_2}{U_1} \times N_1 \quad (4.7)$$

Uma vez calculado o número de espiras do primário N_1 , e secundárias N_2 , bem como a secção dos respectivos fios S_1 e S_2 , obtém-se a seguinte expressão para o cálculo da secção do cobre enrolado:

$$S_{cuT} = N_1 S_1 + N_2 S_2 [mm^2] \quad (4.8)$$

Como é sabido, a secção transversal de uma bobina, S_b , é consideravelmente superior à sua secção útil (secção do cobre), sendo usual em bobinas construída com fio esmaltado de secção circular, que:

$$S_b \approx 2 S_{cu} \quad (4.9)$$

Assim, para que as bobinas do transformador possam ser colocadas na janela do mesmo, o transformador deve respeitar a seguinte condição:

$$\frac{S_j}{S_{cuT}} \geq 2 \quad (4.10)$$

4.3 Cálculo analítico

Considerando a metodologia anteriormente exposta, obtém-se:

$$U_1 = 230 V$$

$$U_2 = 115 V$$

$$S_{u2} = 1150 VA$$

$$I_2 = \frac{S_{u2}}{U_2} = \frac{1150 VA}{115V} = 10 A$$

$$S_{u1} = S_{u2} \times 1,1 = 1150 \times 1,1 = 1265 VA$$

$$I_1 = \frac{S_{u1}}{U_1} = \frac{1265}{230} = 5,5 A$$

Considerou-se:

$$B_M = 1,5 T$$

Da Quadro 4.1, e considerando a potência aparente exposta, bem como o facto de se considerar a utilização de condutor de secção circular, obtém-se:

$$J = \frac{I}{A} = 4 \text{ A/mm}^2$$

$$K_{enchimento} = 50\%$$

$$S_1 = \frac{I_1}{J} = \frac{5,5}{4} = 1,375 \text{ mm}^2 = 1,375 \times 10^{-6} \text{ m}^2$$

$$D_1 = \sqrt{\frac{4 \times S_1}{\pi}} = 1,3 \text{ mm}$$

$$S_2 = \frac{I_2}{J} = \frac{10}{4} = 2,5 \text{ mm}^2 = 2,5 \times 10^{-6} \text{ m}^2$$

$$D_2 = \sqrt{\frac{4 \times S_2}{\pi}} = 1,78 \text{ mm}$$

Importa referir que os valores encontrados para os diâmetros dos condutores nem sempre estão disponíveis por não serem normalizados. Assim, escolheram-se os seguintes valores, normalizados, para construir os enrolamentos do transformador:

$$D_1 = 1,5 \text{ mm}$$

$$D_2 = 2 \text{ mm}$$

Adicionalmente, havendo uma disponibilidade máxima de 117 conjunto de chapas magnética de 0,5 mm de espessura, resulta:

$$S_m = 5 \times (117 \times 0,05) = 29,25 \text{ cm}^2 = 29,25 \times 10^{-4} \text{ m}^2$$

$$S_g = S_m \times 1,1 = 32,175 \text{ cm}^2$$

Uma vez calculada a secção magnética e a máxima densidade de fluxo, é agora possível determinar o número de espiras dos enrolamentos primário e secundário.

$$N_1 = \frac{U_1}{4,44 B_M S_m f} = \frac{230}{4,44 \times 1,5 \times 29,25 \times 10^{-4} \times 50} = 236$$

$$N_2 = \frac{U_2}{U_1} N_1 \times 1,1 = \frac{115}{230} 236 \times 1,1 = 129,8$$

Pode-se verificar-se que o bobinado calculado é compatível com a janela existente, uma vez que:

$$S_{cu} = N_1 S_1 + N_2 S_2 = 236 \times 1,375 + 118 \times 2,5 = 619,5 \text{ mm}^2$$

$$S_b = 2 \times S_{cu} = 2 \times 619,5 = 1239 \text{ mm}^2$$

$$S_j = 0,75 a^2 = 0,75 \times 5^2 = 18,75 \text{ cm}^2 = 1875 \text{ mm}^2$$

4.4 Cálculo numérico

Adicionalmente ao cálculo analítico, efectuou-se uma abordagem ao problema utilizando uma metodologia, original, com recurso as seguintes ferramentas computacionais:

- Matlab
- FEMM

Pretende-se com a utilização simultânea do interpretador de comandos, Matlab, com o software de análise de elementos finitos 2D electromagnético, FEMM, avaliar a influência do valor de diferentes grandezas dimensionais, no caso o número de espiras e o número de chapas magnéticas utilizadas, no desempenho do transformador.

O código efectuado para ser processado em Matlab, faz uso da ferramenta “Octave FEMM”, que permite que o programa de elementos finitos, FEMM, seja comandado a partir do Matlab. Tornando-se assim possível efectuar uma análise por elementos finitos de diversos modelos de transformador, de forma sistemática, e sem que seja necessária a acção do utilizador/projectista.

4.4.1 Descrição do programa

Primeiramente desenvolveu-se, no FEMM, um modelo base do transformador, com as dimensões reais das chapas que serão utilizadas, como apresenta-se na Figura 4.4.

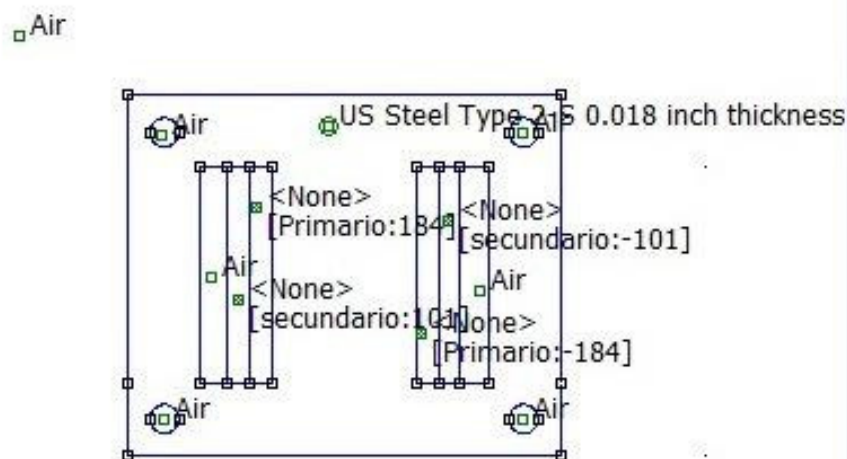


Figura 4.4 – Modelo do transformador

O código que se apresenta em anexo, efectuado para ser processado pelo Matlab, é composto pelo dimensionamento analítico do transformador, nomeadamente no que se refere ao número máximo de espiras e a resistência dos enrolamentos, que foi necessário corrigir uma vez que o FEMM estima a resistência segundo a expressão:

$$R = \rho \frac{(2 \times (\text{profundidade do modelo}) \times \text{Número espiras})}{S} \quad (4.11)$$

Onde ρ é a resistividade, S a secção do condutor.

Este modelo ignora o efeito de topo, pelo que para compensar esse facto, optou-se por majorar o valor de ρ de forma conveniente. Assim, considerando o valor para a resistividade do cobre, obtém-se o seguinte valor de ρ a utilizar:

$$\rho = \frac{lt}{58 \times (2 \times \text{espessura})} \quad (4.12)$$

Onde lt é o caminho médio percorrido pelo fluxo.

Seguidamente, recorre-se à utilização encadeada de dois ciclos. Um primeiro destinado a modificar o número de chapas magnéticas, actuando na profundidade definida para o problema magnetostático. No segundo ciclo, interior ao primeiro, efectua-se a variação do número de espiras do primário, e consequentemente, do secundário.

A análise efectuada no FEMM, pretende avaliar as perdas em vazio ($I_2 = 0$), bem como a corrente de vazio.

Uma vez que o FEMM tem como variável de entrada para cada enrolamento o valor da corrente, e como variável de saída a queda de tensão, foi necessário utilizar um algoritmo de aproximações sucessivas, de modo a encontrar um valor de corrente primário que resultasse num valor de tensão entre 230 V e 231 V. Sempre que para tal, for necessário um valor de corrente superior a 0,5 A, a situação deve ser ignorada e sinalizada como indesejável.

Na Figura 4.5 apresenta-se a janela de apresentação da solução de análise do FEMM.

Posteriormente, efectuam-se os cálculos das perdas no cobre, em regime nominal.

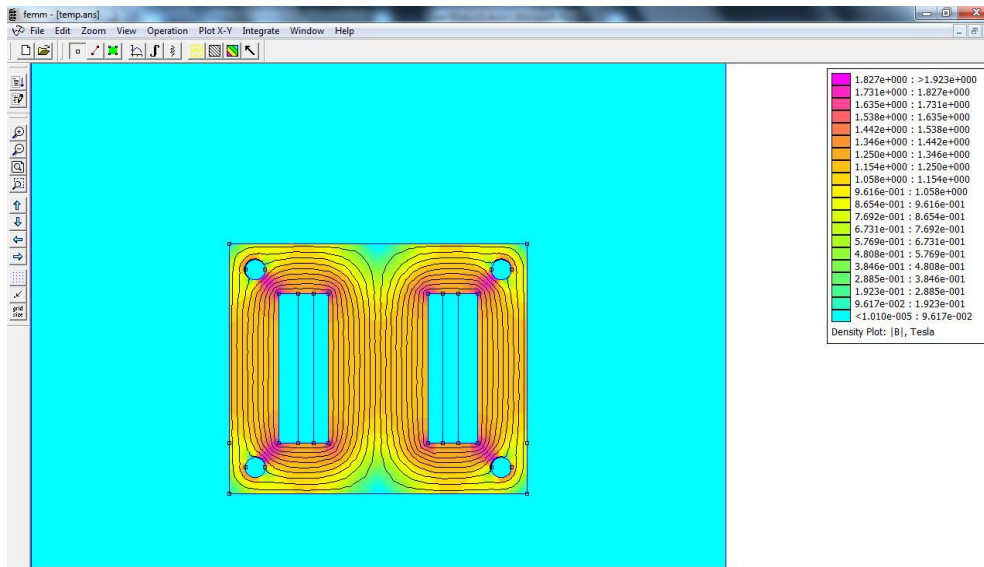


Figura 4.5 – Resultado de simulação do modelo do transformador

Por fim, serão calculados os valores de rendimento à carga nominal, a 3/4 da carga nominal, e o valor máximo de rendimento como o seu respectivo factor de carga C .

Os resultados obtidos apresentam-se, de forma gráfica na Figura 4.7, de cuja análise se conclui que:

- O rendimento máximo é alcançado com 110 espiras no secundário, e um número máximo de chapas magnéticas.
- O rendimento máximo ocorre para factores de carga baixos
- O rendimento a 3/4 da carga nominal, é atingida quando o número de espiras do secundário atinge valores entre 95 e 100, e sempre com o número de chapas magnéticas no máximo.
- O rendimento à carga nominal, atinge o valor máximo por volta das 85 espiras no secundário.

Tendo em conta o exposto, e os requisitos iniciais do problema, optou-se pela construção de um transformador com as seguintes características.

Quadro 4.2 – Características do transformador escolhido

U_{1N}	230	S_N	1265	η_{\max}	0,955
U_{20}	115	N° lâminas	117	η_{nominal}	0,95
I_{10}	0,5	N_1	198	$\eta_{3/4}$	0,95
I_{1N}	5,5	N_2	90	C	0,55

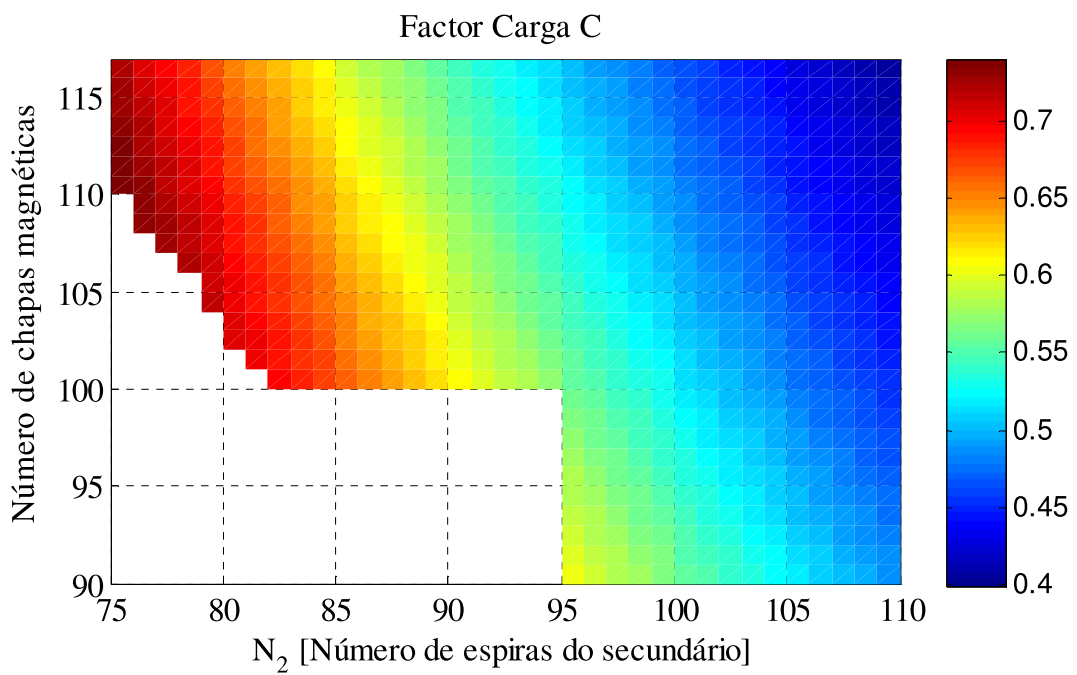
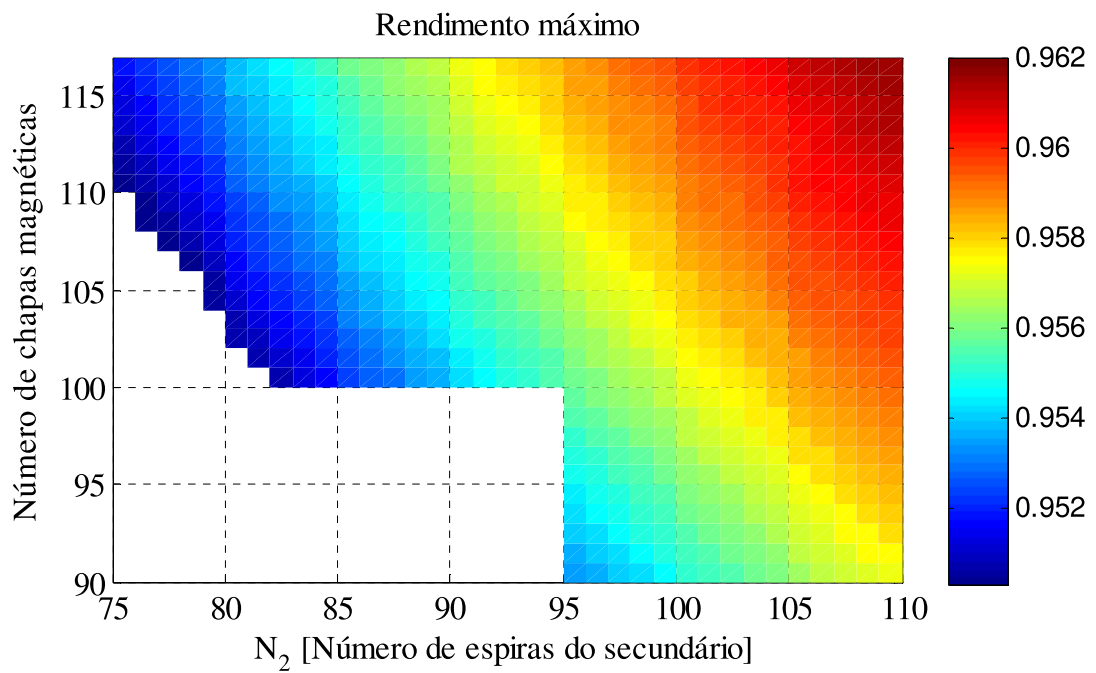


Figura 4.6 – Rendimento máximo obtido da análise, e respectivo factor de carga.

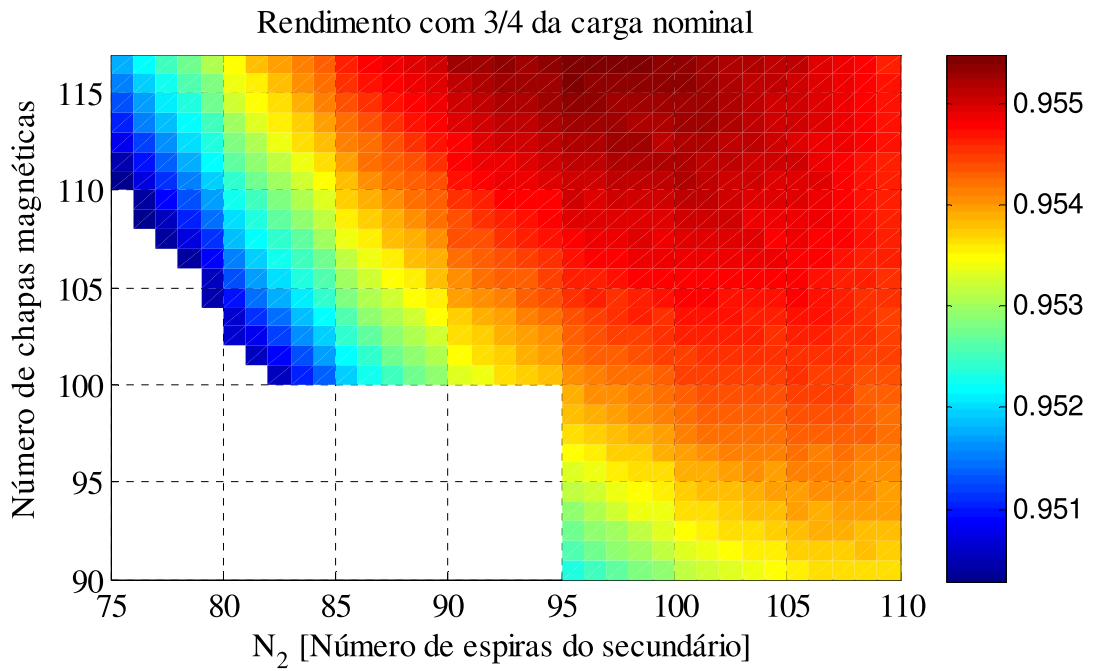
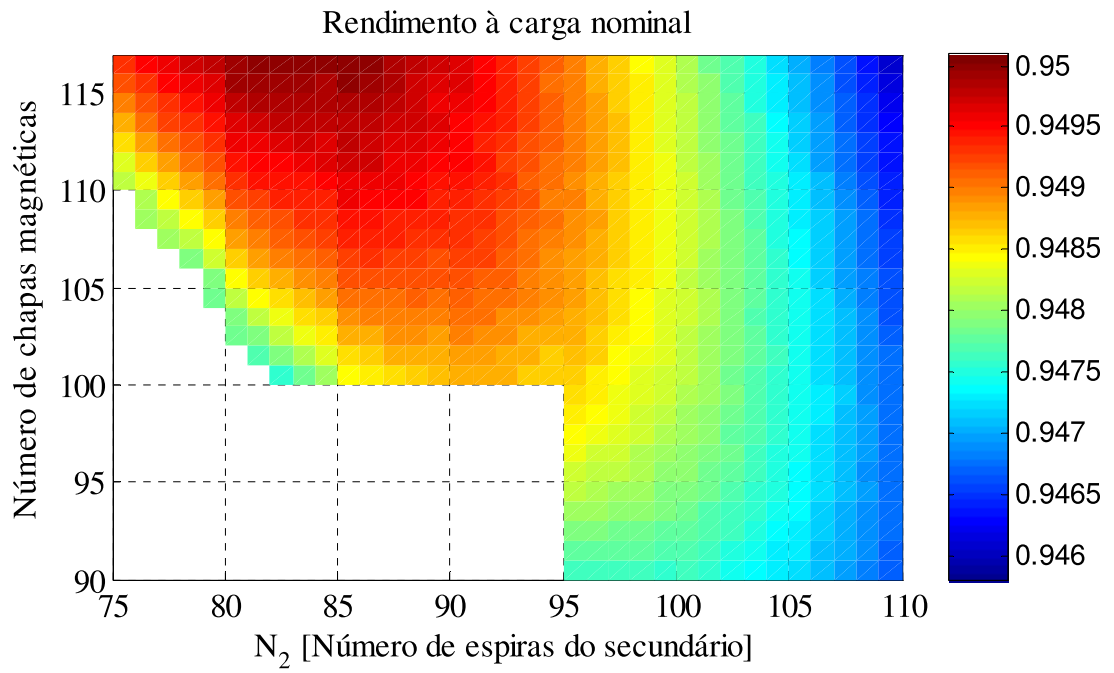


Figura 4.7 – Rendimentos obtidos da análise para diferentes níveis de carga.

CAPÍTULO

5

Caracterização Experimental

Neste capítulo apresentam-se os resultados obtidos, experimentalmente, durante o processo de caracterização e ensaio laboratorial do protótipo construído.

5.1 Introdução

A caracterização experimental do transformador monofásico, que se apresenta, é amplamente conhecida, sendo baseada nos ensaios, assim denominados, ensaios económicos.

Com estes, é possível definir os parâmetros associados ao esquema equivalente do transformador, e assim, definir a máquina em questão.

Como se verá adiante, durante o ensaio em vazio, constatou-se que, para valores de tensão superiores a 110 V, o transformador emitia um ruído devido a vibração, relacionada com o efeito de Villari, associado a uma forte saturação, tanto mais evidente quanto a forma de onda da corrente no primário e o rápido crescimento do seu valor eficaz demonstrarão.

Por esse motivo, foi entendido redefinir os valores de tensão e potência nominais do transformador.

As causas deste contratempo, estão directamente relacionados com a inexistência de informação sobre as características magnéticas do material.

No entanto, este facto não retira validade ao método exposto, como se verá adiante.

5.2 Resistências óhmicas

Para aferir a resistência óhmica de cada um dos enrolamentos do transformador, optou-se por efectuar um ensaio em corrente contínua.

Assim, alimentando cada um dos enrolamentos com uma tensão contínua, obtiveram-se os valores com os quais se construíram as características tensão vs. corrente que se apresentam na Figura 5.1. Destes resultados, foi possível calcular os valores de R_{AT} e R_{BT} , respectivamente, resistência do enrolamento de alta tensão, e resistência do enrolamento de baixa tensão, obtendo-se:

$$R_{AT} = 0,7\Omega \text{ e } R_{BT} = 0,22\Omega$$

Note-se que, em projecto, se estimaram os seguintes valores para as resistências dos enrolamentos:

$$R_1 = 0,82\Omega \quad R_2 = 0,24\Omega$$

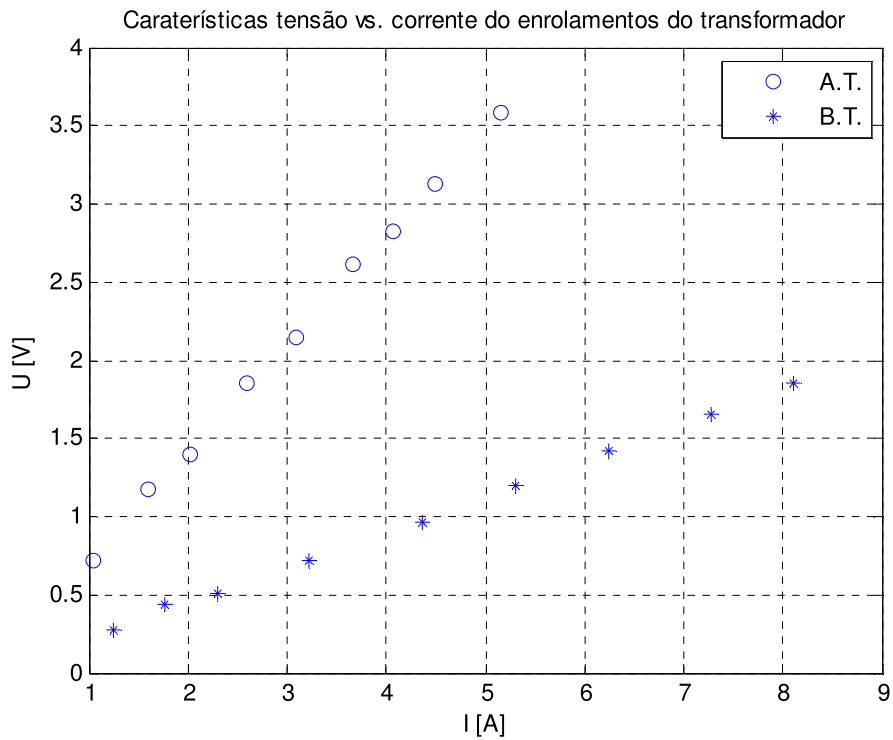


Figura 5.1 – Características tensão vs corrente

5.3 Ensaio em vazio

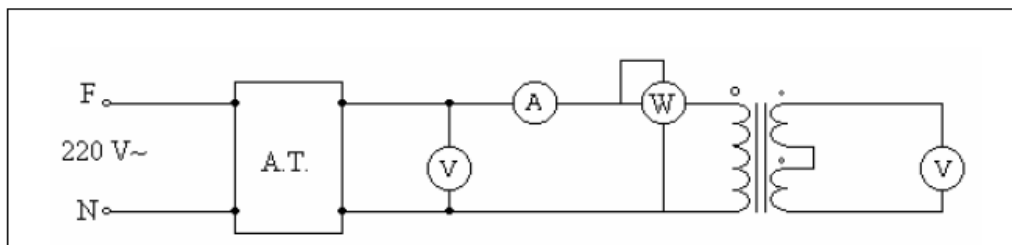


Figura 5.2 – Esquema do ensaio em vazio

Como referido anteriormente, o ensaio em vazio permite avaliar as perdas no circuito magnético.

Para tal, o primário do transformador é alimentado com uma tensão de valor ajustável, com recurso ao uso de um auto-transformador, com uma frequência de 50 Hz.

Na Figura 5.2, apresenta-se o esquema circuital a implementar no laboratório.

Onde m representa a relação de transformação calculada de acordo com:

$$m = U_1/U_2 \quad (5.1)$$

Quadro 5.1 – Valores obtidos no ensaio em vazio

U_1 (V)	I_1 (A)	P_1 (W)	U_{20} (V)	m
10	0,052	0,18	4,3	2,32
20	0,071	0,7	8,5	2,35
30	0,084	1,45	13,3	2,25
40	0,095	2,3	17,5	2,28
50	0,105	3,5	22	2,27
60	0,115	4,8	27,5	2,18
70	0,132	6,2	31	2,25
80	0,155	7,8	35	2,28
90	0,185	9,5	39	2,30
100	0,25	12,2	44,5	2,24
110	0,31	15	51	2,24

Dos valores expostos no Quadro 5.1 pode-se concluir que:

- O valor não apresenta variações significativas, sendo aproximadamente 2.

- O valor da relação de transformação é sempre ligeiramente inferior à relação N_1/N_2 , sempre superior a 2, o que indica um bom balanço entre a relação N_1/N_2 e o fluxo de fugas.

Como expostos, as perdas no ferro dependem, essencialmente, do nível de saturação, logo, do valor da tensão de alimentação. Adicionalmente, pode-se verificar que no ensaio em vazio, as perdas por efeito de Joule no enrolamento primário, são muito menor que a potência absorvida, concluindo-se que esta é igual às perdas no ferro. Assim, na Figura 5.3 apresenta-se a característica de evolução das perdas no ferro com a tensão de alimentação.

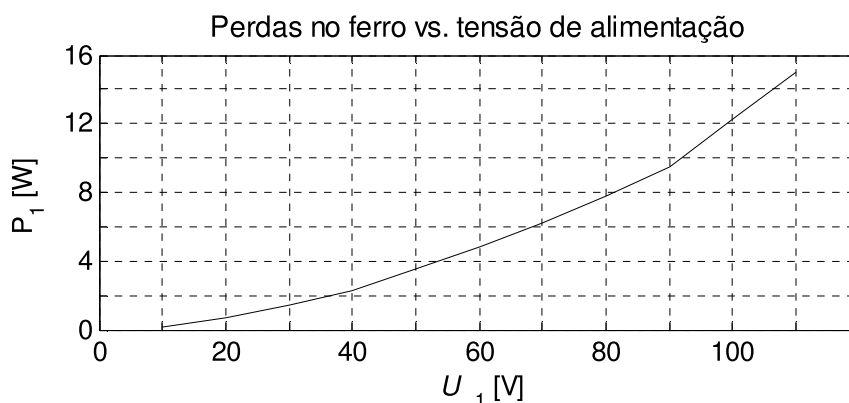


Figura 5.3 – Característica de variação das perdas no ferro em função da tensão de alimentação.

Os valores lidos permitem o cálculo, que do factor de potência em vazio, quer das impedâncias, correspondentes às perdas no ferro, do ramo magnetizante do circuito equivalente. Assim:

$$\cos \varphi = \frac{P_1}{U_1 I_1} \quad (5.2)$$

$$R_h = \frac{U_1}{I_1 \cos \varphi} \quad (5.3)$$

$$X_\mu = \frac{U_1}{I_1 \sin \varphi} \quad (5.4)$$

Quadro 5.2 – Valores calculados a partir do ensaio em vazio

U_1 (V)	I_1 (A)	P_1 (W)	$\cos(\varphi)$	R_h (Ω)	X_μ (Ω)
110	0,31	11,5	0,3372	1052	377

Apresentam-se no Quadro 5.2 os valores obtidos para os valores obtidos para a tensão nominal.

Adicionalmente, e com recurso ao osciloscópio, registaram-se os valores de pico da corrente primária e da tensão induzida no secundário em vazio. No Quadro 5.3 apresentam-se os valores registados, apresentando-se, na Figura 5.5 uma vista geral da montagem laboratorial, e da Figura 5.6 à Figura 5.8, as formas de onda visualizadas no osciloscópio, para diferentes níveis de saturação.

Com base nos valores aferidos no osciloscópio, foi possível determinar a curva de magnetização do material, tendo em conta que

$$u_{20}(t) = N_2 \frac{\partial \phi(t)}{\partial t} \quad (5.5)$$

De onde se pode concluir que:

$$\phi(t) = \int \frac{u_{20}(t)}{N_2} = \int \frac{\hat{U}_{20}}{N_2} \sin(2\pi ft) \partial t = \frac{\hat{U}_{20}}{2\pi f N_2} \cos(2\pi ft) \quad (5.6)$$

Considerando que $B = \phi/S_m$, obtém-se:

$$\hat{B} = \frac{\hat{U}_{20}}{2\pi f N_2 S_m} \quad (5.7)$$

Paralelamente, tem-se que:

$$N_1 I_{10} \approx H l_m \quad (5.8)$$

Obtendo-se:

$$H \approx \frac{N_1 I_{10}}{l_m} \quad (5.9)$$

Onde l_m representa o comprimento médio das linhas de fluxo, como se representa na Figura 5.4, para o transformador em questão.

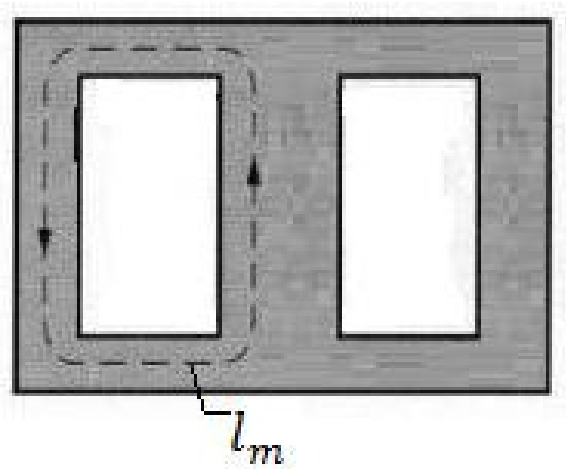


Figura 5.4 – Representação do comprimento médio das linhas de fluxo.



Figura 5.5 – Vista geral da montagem laboratorial.

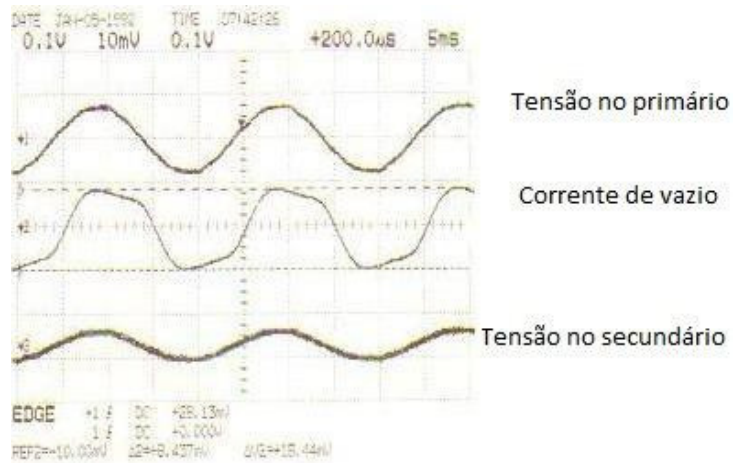


Figura 5.6 - Formas de onda obtidas no ensaio com núcleo pouco saturado.

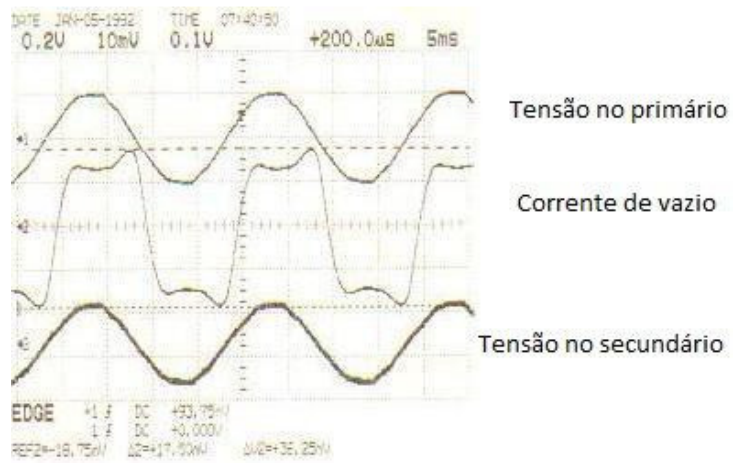


Figura 5.7 - Formas de onda obtidas no ensaio com núcleo fracamente saturado.

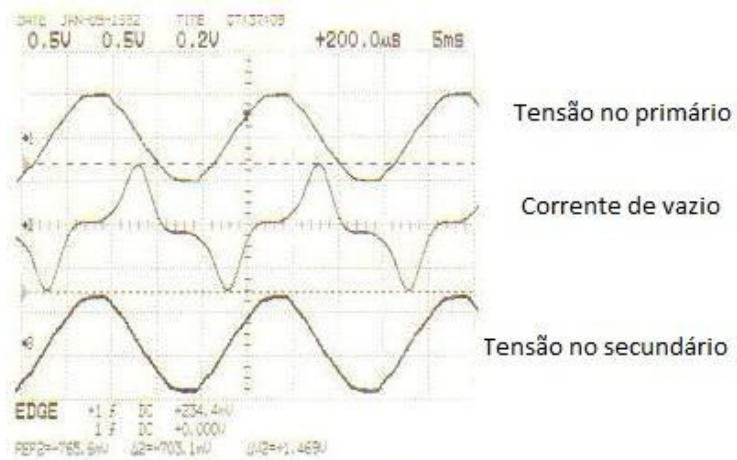


Figura 5.8 - Formas de onda obtidas no ensaio com núcleo fortemente saturado.

Quadro 5.3 – Valores de pico, em vazio, para obtenção da curva de magnetização.

\hat{I}_1 (A)	\hat{U}_{20} (V)
0,0235	2,925
0,0385	7
0,055	12,23
0,065	19,69
0,075	26,32
0,085	33,90
0,09	38,25
0,095	45,18
0,105	51,57
0,115	64,38
0,125	74,37
0,13	81,25
0,135	85,63
0,14	91,88
0,145	95,63
0,155	101,9
0,18	107,5
0,21	115
0,25	119,4
0,27	121,9
0,31	16,9
0,34	130,6
0,41	136,9
0,95	167,2
1,10	173,4
1,41	181,3
1,77	190,6
3,11	210,9
4,38	234,3
5,5	241,8
8,85	256,8

Na Figura 5.9, apresenta-se a característica de magnetização encontrada conjuntamente com a característica utilizada no processo de dimensionamento, e onde se pode observar que o material satura para valores muito mais baixos de B e H .

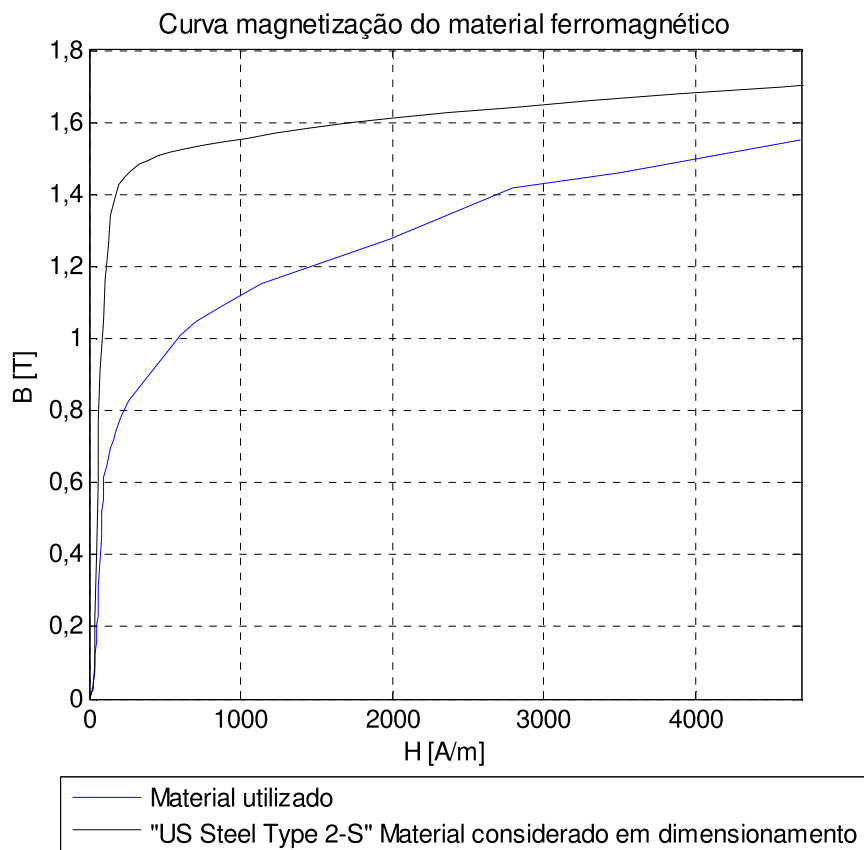


Figura 5.9 – Representação da curva de magnetização.

5.4 Ensaio em curto-circuito

Na Figura 5.3, apresenta-se o esquema circuital a implementar no laboratório.

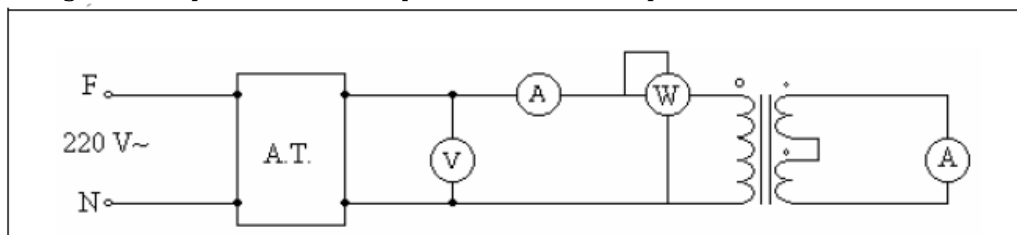


Figura 5.10 – Esquema do ensaio em curto-circuito.

Quadro 5.4 – Representação das variáveis

I_1 (A)	U_{cc} (V)	P_{cc} (W)	Q_{cc} (VaR)	I_2 (A)	$\cos(\varphi)$	U_{cc} (%)
4,8	8,4	40	5,07	10	0,99	7,63

Onde o valor da tensão de curto-circuito em percentagem da tensão nominal é dado pela expressão $U_{cc} (\%) = (U_{cc}/U_{1N}) \times 100$, considerando que a tensão nominal no primário é $U_{1N} = 110V$. O factor de potência será dado pela expressão $\cos(\varphi) = P_{cc}/(U_{cc} I_{1N})$.

Admite-se que $R_1 + R'_2 = R_{cc}$, e que $R_1 = R'_2$, logo $R_1 = R'_2 = R_{cc}/2$. Pela mesma relação, obtêm-se $X_1 + X'_2 = X_{cc}$, e que $X_1 = X'_2$, logo $X_1 = X'_2 = X_{cc}/2$.

Assim sendo, os valores das seguintes variáveis, serão representados no quadro que se segue:

Quadro 5.5 – Representação de todos os parâmetros

I_{1n} (A)	U_{1cc} (V)	U_{cc} (%)	P_{cc} (W)	Q_{cc} (VAr)	I_{2n} (A)	Z_{cc} (Ω)	R_{cc} (Ω)	X_{cc} (Ω)
4,8	8,4	7,63	40	5,07	10	1,75	1,73	0,26

5.5 Ensaio em carga

Uma vez caracterizado o transformador, com base nos ensaios económicos, e calculado o respectivo esquema equivalente, efectuaram-se teste com carga óhmica pura, no sentido de aferir melhor as suas características de funcionamento. Assim, o transformador e restantes equipamentos foram ligados de acordo com o esquema da Figura 5.11, tendo-se alimentado o transformador a tensão nominal, 110 V de valor eficaz.

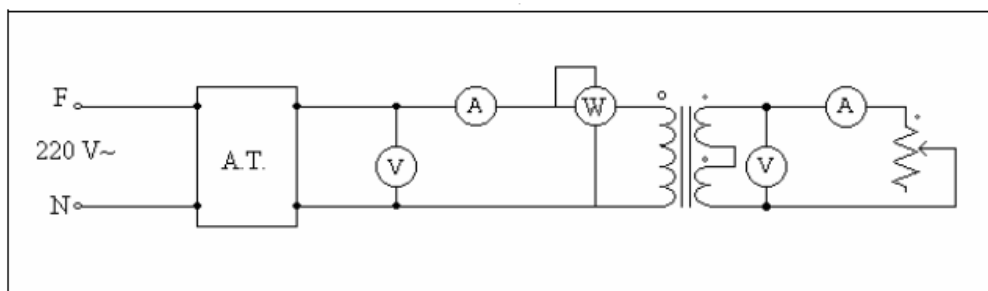
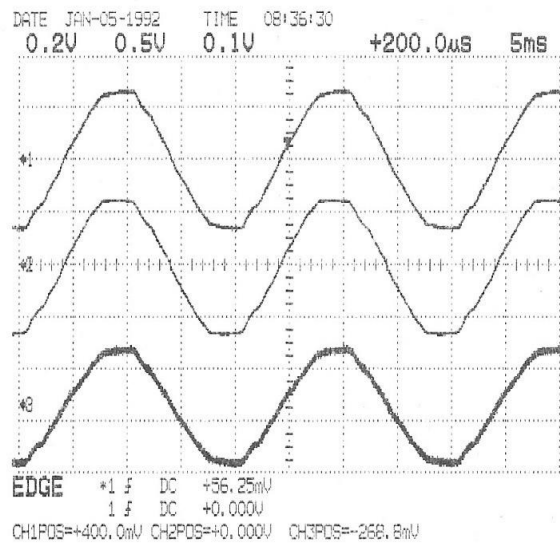


Figura 5.11 – Representação do ensaio em carga.

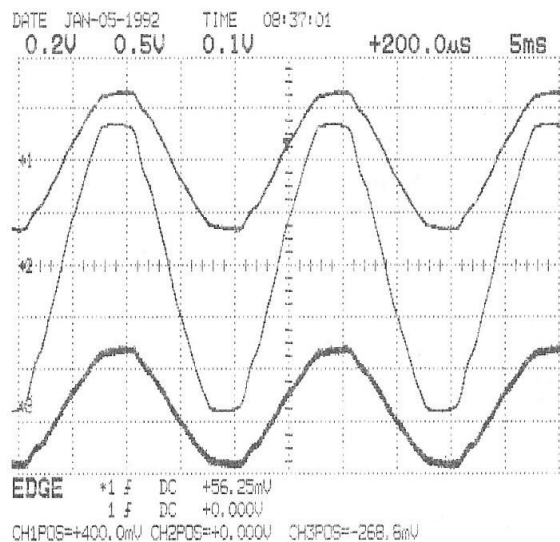
Durante o ensaio, foram registados os valores eficazes das várias grandezas eléctricas expostos no Quadro 5.6, considerando diferentes valores de carga.

Tal como referido no §3.5, constatou-se ser o método directo para aferição do rendimento pouco preciso. Assim o rendimento foi aferido de acordo com o método da separação das perdas.

Na Figura 5.12 apresentam-se as formas de onda, visualizadas no osciloscópio, das grandezas eléctricas do primário e do secundário à plena carga. Como se pode constatar, quer a tensão no secundário, quer a corrente no primário, não apresentam sinais de saturação magnética no núcleo, pois apresentam uma forma puramente sinusoidal.



Tensão do primário
 Corrente no primário
 Tensão do secundário



Tensão do primário
 Corrente do secundário
 Tensão do secundário

Figura 5.12 – Formas de ondas obtidas no ensaio á plena carga.

Quadro 5.6 – Valores obtidos no ensaio

U_1 (V)	P_1 (W)	I_1 (A)	U_2 (V)	I_2 (A)	P_2 (W)	η
110	20	0,3	51	0	0	0
110	45	0,5	51	0,75	38,25	71.52
110	105	1	50,5	2	101	85.88
110	160	1,5	51	3,35	160	89.14
110	215	2	49	4,35	215	90.50
110	275	2,5	49	5,7	275	90.76
110	320	3	49	6,8	320	90.52
110	390	3,5	49	7,9	370	90.25
110	400	4	48	9	400	89.40
110	450	4,5	48,5	10,5	450	88.39
110	500	5	46,5	11,3	500	88.32
110	560	5,5	46	12,5	560	87.84
110	600	5,8	46	13	600	87.89

Como se pode constatar do Quadro 5.6, e das características apresentadas na Figura 5.13, o desempenho do transformador é consistente com a análise efectuada, e apresenta o seu rendimento máximo da carga nominal.

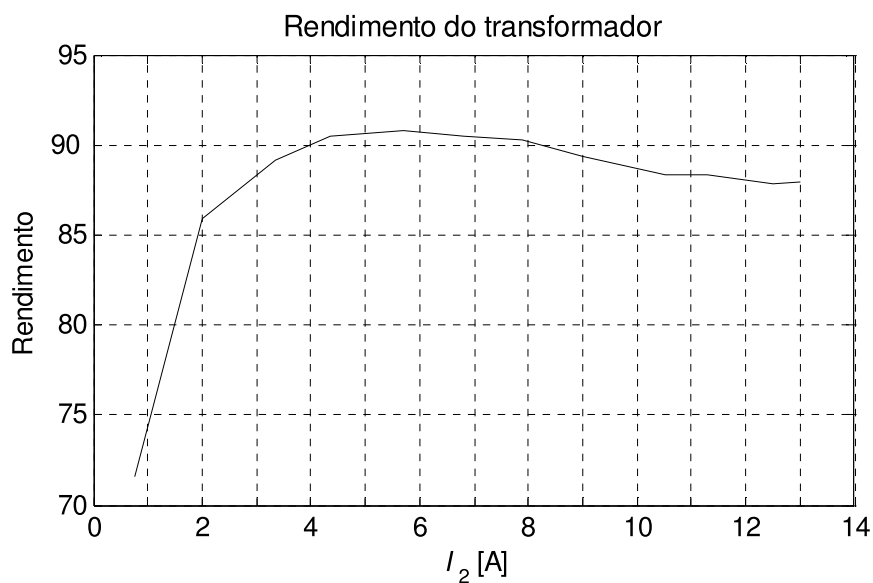


Figura 5.13 – Características de potência e rendimento a 110 V e $\cos \varphi = 1$.

5.6 Validação da metodologia de análise

Com o objectivo de validar a metodologia de dimensionamento apresentada, e tendo em conta o facto de o material apresentar uma curva de magnetização diferente da considerada, apresentam-se de seguida os resultados obtidos para o modelo do protótipo construído, considerando a curva de magnetização apresentada na Figura 5.9. Assim obtiveram-se do modelo numérico os seguintes valores

Quadro 5.7 – Valores obtidos no ensaio

	Valores obtidos por aplicação da metodologia proposta	Valores obtidos experimentalmente
P_{10} (W)	0,0158	15
P_{1cc} (W)	46,29	40
I_0 (A)	0,1599	0,31
$\eta_{3/4}$	97,07	90,35
η_n	96,13	88,64
η_{max}	99,8	90,76
$C_{\eta_{max}}$	0,018	0,6

Como se verifica, o método apresenta valores relativamente próximos dos obtidos na prática, tornando-se evidente que, a principais diferenças estão assentes no facto do método não considerar de forma conveniente as perdas por histerese.

CAPÍTULO

6

Considerações Finais

Neste capítulo apresenta-se, em complemento as principais conclusões expostas ao longo desta Dissertação, as contribuições originais, assim como sugestões para trabalhos futuros, terminando-se com algumas considerações sobre o projecto de transformadores.

6.1 Contribuições originais

A realização deste trabalho, representou um desafio aliciante, no sentido em que apesar do transformador ser uma máquina amplamente estudada apresenta, no entender do autor, aspectos de difícil modulação que carecem da atenção da comunidade técnico-científica.

Neste trabalho, apresentou-se uma metodologia de dimensionamento baseada na utilização de ferramentas computacionais de baixo custo, no entanto capazes de uma exactidão suficiente, nomeadamente para transformadores de pequena e média potência.

Apresentou-se também uma metodologia expedita para determinação da curva de magnetização média de um material ferromagnético.

6.2 Sugestões para trabalho futuro

De uma forma genérica, pode afirmar-se que nenhum tema de investigação se esgota com a realização de um qualquer trabalho. Assim, é facilmente entendível que, também esta área, não constitui excepção, pelo que se apontam seguidamente algumas linhas orientadoras para realização de futuros trabalhos:

- Desenvolvimento de código para o FEMM³, com vista a modelar o ciclo histerético, de forma a melhor avaliar a sua influência.
- Análise térmica, usando a mesma ferramenta de simulação de elementos finitos, e baseada na mesma filosofia de utilização das ferramentas informáticas (Matlab) controlando o FEMM.
- Desenvolvimento metodologia de análise do desempenho do transformador em carga, com base em elementos finitos.

6.3 Observações finais

Como referido por alguns autores, o cálculo de máquinas eléctricas, nas quais se inclui o transformador, não é uma ciência exacta, desempenhando um papel crucial a sensibilidade e a perspicácia do projectista para que se possam alcançar bons resultados. Por um lado, um número considerável de variáveis intervenientes face a um menor número de condições técnicas que é necessário cumprir, transformam o cálculo do transformador naquilo a que os matemáticos designam de sistemas indeterminado de equações, logo com um número infinitamente elevado de soluções.

³ Importa referir que o FEMM é uma ferramenta por uma comunidade científica estando o seu código fonte disponível para o desenvolvimento de todos os interessados.

Para terminar, consideram-se, os resultados obtidos como plenamente satisfatórios, face aos objectivos previamente delineados, representando este trabalho uma contribuição honesta e empenhada no dimensionamento de transformadores.

Referências Bibliográficas

- [1] [www.estv.ipv.pt/PaginasPessoais/lpestanda/maquinas_2/apontamentos FEUP/me1_apont.pdf](http://www.estv.ipv.pt/PaginasPessoais/lpestanda/maquinas_2/apontamentos_FEUP/me1_apont.pdf), Consultado em 11-10-2009 eléctricas
- [2] José Rodrigues e José Matias, *Máquinas Eléctricas: Transformadores*, Didáctica Editora, 1986
- [3] <http://electraolivre.blogspot.com/2008/10/transformadores.html>, Consultado em 11-11-2009
- [4] http://pt.wikipedia.org/wiki/Histerese_, Consultado em 9-11-2009
- [5] http://pt.wikipedia.org/wiki/Corrente_de_Foucault, Consultado em 9-11-2009
- [6] http://2.bp.blogspot.com/_WAu0tbt0Ras/SGUsC0j3mnI/AAAAAAAAAAw/m5n6oL77HJ0/s320/transformador41.jpg, Consultado em 11-04-2010
- [7] Peixoto Duarte, *Transformadores*, Universidade da Beira Interior, Covilhã 1996
- [8] Alfonso Martignoni, *Transformadores*, Editora Globo, 1973

ANEXO

1

Código Fonte

```

clear

clc

Aj=0.025*0.075;

Acu=Aj/2;

N2max=4*Acu/((pi*0.0018^2)+2.2*(pi*0.0013^2));

for i=14:18

    laminas(i)=i+99; %Número de lâminas do transformador

    espessura(i)=laminas(i)*0.05; %Espessura do transformador, que
depende do número de lâminas

    lt1(i) = 2*1.1*espessura(i)+6.25*pi(); %Comprimento médio do
enrolamento do primário, sendo este o interior

    lt2(i) = 2*1.1*espessura(i)+8.75*pi(); %Comprimento médio do
enrolamento do secundário, sendo este o exterior

    G1(i) = 58*(2*espessura(i))/lt1(i); %Condutividade do fio do
primário, que varia com a espessura e o comprimento médio

    G2(i) = 58*(2*espessura(i))/lt2(i); %Condutividade do fio do
secundário, que varia com a espessura e o comprimento médio

for j = 1:21

    j

    N2(j) = j+74; %Número de espiras do primário

    N1(j) = floor(2.2*N2(j)); %Número de espiras do secundário

    R1(i,j) = 4*N1(j)*(1/58e6)*lt1(i)*0.01/(pi*0.0013^2);
%Resistência do enrolamento primário

    R2(i,j) = 4*N2(j)*(1/58e6)*lt2(i)*0.01/(pi*0.0018^2);
%Resistência do enrolamento secundário

    i0(i,j) = 0.49 % Valor inicial para corrente de vazio

    I1n = 5.5; %Corrente nominal do primário

    I2n = 10; %Corrente nominal do secundário

    %Ciclo que tenta encontrar um valor que seja ótimo para a
tensão U1

for ii=1:1000

    openfemm

    opendocument('1.fem')

    mi_probdef(50,'centimeters','planar',1e-008,espessura(i),30);
%Define as condições do problema

```

```

mi_saveas('temp.fem')

mi_addmaterial('1.3mm',1,1,0,0,G1(i),0,0,0,3,0,0,1,1.3)
%Definição do tipo de fio para o primário

mi_addmaterial('1.8mm',1,1,0,0,G2(i),0,0,0,3,0,0,1,1.8)
%Definição do tipo de fio para o secundário

mi_selectgroup(11)
mi_setblockprop('1.3mm',0,0.5,'Primario',0,11,N1(j))

mi_clearselected()

mi_selectgroup(12)
mi_setblockprop('1.3mm',0,0.5,'Primario',0,12,-1*N1(j))

mi_clearselected()

mi_selectgroup(21)
mi_setblockprop('1.8mm',0,0.5,'secundario',0,21,N2(j))

mi_clearselected()

mi_selectgroup(22)
mi_setblockprop('1.8mm',0,0.5,'secundario',0,22,-1*N2(j))

mi_clearselected()

mi_setcurrent('Primario',i0(i,j)); %Imposição da corrente i0
no primário

mi_setcurrent('secundario',0); %Imposição da corrente 0 no
secundário

mi_refreshview();

mi_analyze(1);

hideconsole;

mi_loadsolution;

X=no_getcircuitproperties('Primario'); % Obtenção das
propriedades do circuito primário: Corrente, Tensão, Fluxo

Y=no_getcircuitproperties('secundario'); % Obtenção das
propriedades do circuito secundário: Corrente, Tensão, Fluxo

U1(i,j) = abs(X(2))

teta0(i,j) = angle(X(2)); %Ângulo teta da tensão

P10(i,j) = U1(i,j)*i0(i,j)*cos(teta0(i,j)); %Potência em
vazio

R0(i,j) = U1(i,j)/(i0(i,j)*cos(teta0(i,j))); %Resistência R0

```

```

X0(i,j) = -U1(i,j)/(i0(i,j)*sin(teta0(i,j))); %Impedância X0

centro = mo_getpointvalues(7.5,6.25); %Obtenção dos valores
relativamente ao ponto medio

Bx(i,j) = centro(2); %Densidade de fluxo em ordem a x
By(i,j) = centro(3); %Densidade de fluxo em ordem a y

mo_selectblock(7.5,6.25)

Histerese(i,j) = mo_blockintegral(3); %Obtenção da histeresis

closefemm

if (U1(i,j)>=230 & U1(i,j)<=231 )

    Plcc(i,j) = R1(i,j)*(i0(i,j)+I2n/2)^2 + R2(i,j)*(I2n)^2;
%Perda em curto-circuito

    PR10(i,j)=R1(i,j)*i0(i,j)^2;

    C(i,j)=sqrt(P10(i,j)/Plcc(i,j)); %Factor carga

    rendimento3_4(i,j)=C(i,j)*115*10/(C(i,j)*115*10+P10(i,j)+P10(i,j)
));%Rendimento maximo

    rendimento3_4(i,j)=0.75*115*10/(0.75*115*10+P10(i,j)+0.75*0.75*P1
cc(i,j));

    break

else

if ((U1(i,j)<230 & i0(i,j)<0.5) | U1(i,j)>231 )

    i0(i,j) = i0(i,j)*230/U1(i,j) %Obtenção iterativa da
corrente em vazio

else

    Plcc(i,j) =NaN; %Perda em curto-circuito

    PR10(i,j)=NaN;

    C(i,j)=NaN; %Factor carga

    rendimento3_4(i,j)=NaN; %Rendimento maximo

    rendimento3_4(i,j)=NaN;

    rendimento3_4(i,j)=NaN;

    break

end

end

```

```
end
    save VazioFinal3.mat %Salva os valores obtidos para um ficheiro
denominado Vazio
end
end
```