

PROJETO E OTIMIZAÇÃO DA COMPENSAÇÃO DE UM TRANSFORMADOR DE NÚCLEO SEPARADO USADO PARA RECARREGAR AS BATERIAS DE UM VEÍCULO SUBAQUÁTICO AUTÔNOMO

Israel Filipe Lopes¹, Rodolfo Lacerda Valle¹, Pedro Gomes Barbosa¹
Leonardo de M. Honório¹, Nuno A. Cruz², Aníbal C. Matos²

¹Universidade Federal de Juiz de Fora, Núcleo de Automação e Eletrônica de Potência
36.036-900 Juiz de Fora, Brasil

²Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Instituto de Engenharia e Sistemas de Computadores
4050-123 Porto, Portugal

e-mails: israel.lobes@engenharia.ufjf.br, rodolfo.lacerda@engenharia.ufjf.br, pedro.gomes@ufjf.edu.br
leonardo.honorio@ufjf.edu.br, nacruz@fe.up.pt, anibal@fe.up.pt,

Resumo – Este trabalho apresenta um estudo sobre o projeto e compensação de parâmetros de um transformador de núcleo separado (TNS) usado como circuito de interface de um sistema de transferência de energia elétrica para alimentar um veículo autônomo subaquático (AUV). O circuito de interface transfere energia sem contato elétrico para carregar a bateria de um AUV. Os valores das resistências e reatâncias do circuito equivalente do TNS são determinados experimentalmente a partir da medição da tensão, corrente e potência de entrada obtidos com dois ensaios a vazio e um ensaio em curto circuito. Capacitores série e paralelo são conectados aos terminais de entrada e saída do transformador para compensar as indutâncias de dispersão e aumentar o fluxo de magnetização. Uma rotina matemática é usada para otimizar os valores das capacitâncias para aumentar a eficiência e a tensão de saída, induzida no enrolamento secundário do TNS, uma vez que o entreferro do transformador pode variar com a precisão do processo de docagem do AUV. Resultados experimentais são apresentados para validar as análises teóricas e demonstrar o comportamento do transformador para diferentes valores de entreferro, frequência de excitação e da carga.

Palavras-Chave – Transformador de Núcleo Separado, Transferência de Energia Sem Contato, Compensação de Parâmetros de Transformadores, Veículos Subaquáticos Autônomos.

DESIGN AND OPTIMIZATION OF COMPENSATION OF A SEPARATE CORE TRANSFORMER USED TO RECHARGE THE BATTERY OF AN AUTONOMOUS UNDERWATER VEHICLE

Abstract – This paper presents a study of the design and parameter compensation of a separate core transformer to be used as interface circuit to feed an

autonomous underwater vehicle (AUV). The interface circuit transfers electric energy from the docking base to charge the battery of the AUV without electric contact. The values of resistances and reactances of the equivalent circuit of the transformer are determined experimentally through the measurement of the input voltage, current and power obtained with two open-circuit and one short-circuit tests. Series and parallel capacitors are connected to the input and output terminals of the transformer to compensate for leakage inductance and to increase the magnetization flux. A mathematical routine is used to optimize the values of the capacitances to increase the efficiency and the output voltage induced in the secondary winding, since the gap of the transformer may vary with the accuracy of the AUV docking process. Experimental results are presented to validate the theoretical analysis and to demonstrate the behavior of the transformer under different values of gap, excitation frequency and load.

Keywords – Separate Core Transformer, Contactless Electrical Energy Transfer, Transformer Parameter Compensation, Autonomous Underwater Vehicles.

I. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, a transferência indutiva de potência tem sido usada com sucesso na alimentação de pequenos aparelhos eletroeletrônicos (*e.g. smartphones, tablets*) e sistemas biomédicos. Diferentes denominações são usadas na literatura para identificar esses sistemas: (i) Sistema de Transmissão de Energia Transcutâneo (*Transcutaneous Energy Transmissions Systems - TETS*) [1]; (ii) Sistema de Transferência de Energia sem Contato (*Contactless Energy Transfer System - CETS*) [2], [3], [4]; (iii) Transferência Indutiva de Potência (*Inductive Power Transfer - IPT*) [5]; (iv) Transferência de Energia Indutivamente Acoplada (*Inductively Coupled Power Transfer - ICPT*) [6]; (v) Sistema de Transferência de Energia com Baixo Acoplamento Indutivo (*Loosely Coupled Inductive Power Transfer System - LCIPT*) [7].

Nas referências anteriores a energia elétrica é transferida através de um acoplamento indutivo entre bobinas separadas por uma pequena distância, da ordem de alguns poucos milímetros. Contudo, em [8] e [9], por exemplo, os autores

Artigo submetido em 27/11/2013. Primeira revisão em 16/01/2014. Aceito para publicação em 15/02/2014, por recomendação do Editor Henrique A. C. Braga.

demonstram aplicações em distâncias maiores, porém circuitos ressonantes foram usados para aumentar o acoplamento e a eficiência do processo.

Recentemente, esses sistemas de transferência indutiva de energia têm sido investigados para processar maiores densidades de energia para alimentar veículos elétricos tripulados e autônomos [9], [10], [11], [12].

Veículos subaquáticos autônomos (*Autonomous Underwater Vehicles* - AUV) são usados em aplicações que vão de pesquisas ambientais a operações militares de monitoramento e vigilância [14]. Esses veículos são equipados com computadores, sensores, sistemas de comunicação e motores de propulsão e navegação.

Os AUV são alimentados por baterias que se descarregam com o consumo de eletricidade dos sistemas elétricos embarcados. Desse modo, devido à baixa autonomia, há momentos que o AUV deve interromper sua tarefa durante uma missão e retornar a superfície para que sua bateria seja recarregada. Esse processo geralmente é trabalhoso e, em alguns casos, é necessário retirar o AUV da água.

Na Figura 1 é mostrada uma fotografia do AUV MARES construído por pesquisadores do *Ocean Systems Group* da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Portugal. O MARES possui 1,5 m de comprimento por 20 cm de diâmetro, podendo se deslocar com uma velocidade máxima de 2 m/s [15].



Fig. 1. Fotografia do AUV MARES.

O principal objetivo deste trabalho é empregar uma metodologia de projeto e compensação dos parâmetros de um TNS proposto para alimentar o controlador de carga das baterias do AUV MARES. Os valores das resistências e reatâncias do circuito equivalente do TNS são determinados experimentalmente a partir da medição da tensão, corrente e potência de entrada obtidos com dois ensaios a vazio e um ensaio em curto circuito, respectivamente. O projeto do TNS é feito considerando a operação com entreferro variável devido ao processo de docagem do AUV. Funções analíticas são usadas para demonstrar o efeito da compensação dos parâmetros do TNS sobre a eficiência do processo de transferência de energia. Finalmente são apresentados resultados experimentais obtidos com um protótipo de TNS construído em laboratório. Esses resultados são usados para validar as análises e resultados teóricos.

II. O SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO DO AUV MARES

Na Figura 2 é ilustrado o conceito do sistema de transferência de energia sem contato para recarregar as baterias do AUV MARES. Um braço articulado preso a uma embarcação localizada na superfície tem em uma das extremidades uma base para a docagem do AUV. O sistema

de alimentação usa um transformador de núcleo separado, sendo que uma parte do núcleo fica na estrutura de docagem enquanto a outra parte fica no interior do AUV.

A utilização desse sistema alimentação permite que a bateria seja recarregada com o AUV submerso. Durante a docagem, se as antenas do AUV ficarem expostas na superfície, pode-se aproveitar o período de carga das baterias para transferir os dados das medições realizadas para uma memória externa [16]. Outra consequência da utilização desse sistema é a redução do peso do AUV, uma vez que pode-se usar uma bateria de menor capacidade e recarregá-la mais vezes sem o veículo ser retirado da água.

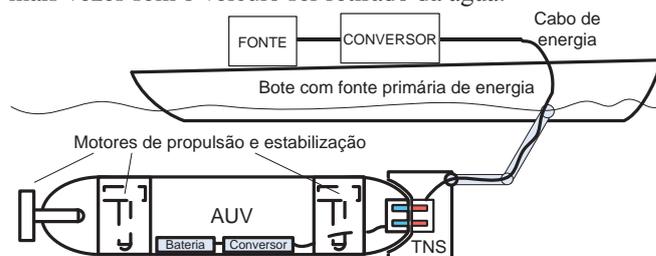


Fig. 2. Ilustração do sistema de docagem para carga da bateria do AUV.

A. O transformador de núcleo separado (TNS)

Conforme mostrado na Figura 2, a transferência de energia elétrica para alimentar um AUV é feita através de um transformador cujo núcleo é separado por um entreferro preenchido com água [10], [12], [17]. Na Figura 3 é apresentado um diagrama de blocos simplificado do sistema de transferência de energia elétrica sem contato para o AUV [3], [4]. O enrolamento primário do TNS é conectado a um conversor CC-CA cujos terminais de entrada são alimentados por um retificador não controlado, ligado a um pequeno diesel gerador, ou diretamente por uma bateria carregada. Um filtro passivo é usado para mitigar os harmônicos de chaveamento da tensão do conversor, que é usada para excitar o enrolamento primário do TNS. Do outro lado, no interior do AUV, o enrolamento secundário do TNS alimenta um conversor CA/CC, responsável pelo processo de carga da bateria do veículo.

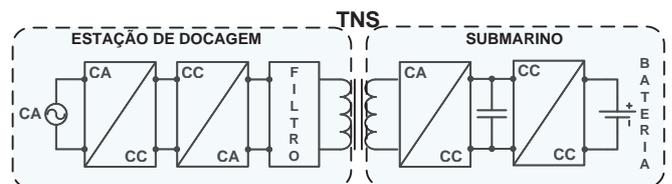


Fig. 3. Sistema de carga de bateria sem contato com transformador de núcleo separado.

Na Figura 4 (a) e (b) é possível observar as diferenças construtivas em relação à distribuição das bobinas primária e secundária de um transformador convencional e um TNS com núcleo do tipo "EE", respectivamente.

Além da disposição das bobinas, os TNS apresentam valores mais baixos do fluxo de magnetização e mais elevados dos fluxos de dispersão dos enrolamentos primário e secundário, quando comparados com os transformadores convencionais [2], [4], [7], [11]. Essa característica faz com que a ordem de grandeza da impedância de magnetização se aproxime da impedância de dispersão, forçando o TNS a

operar com correntes mais elevadas, aumentando as perdas em seus enrolamentos [18]. Os valores mais elevados da impedância longitudinal também afetam a regulação de tensão do TNS [2], [11].

Para aumentar a eficiência do processo de transferência de energia entre os dois enrolamentos do TNS alguns trabalhos usam frequências de excitação elevadas, maiores que 100 kHz [1], [2], [3], [9], [18], [19]. Nessas aplicações o entreferro do TNS é preenchido com ar. Adicionalmente, para reduzir as perdas, em alguns trabalhos, são utilizados conversores ressonantes [1], [11], [12].

Além disso, alguns trabalhos empregam softwares dedicados de análise de distribuição do fluxo magnético para otimizar o projeto do transformador, com base nas suas dimensões, tipos de núcleos e formato de bobinas, a fim de aumentar o fator de acoplamento do TNS, envolvendo também aplicações com bobinas sem núcleo e fracamente acopladas [4], [20].

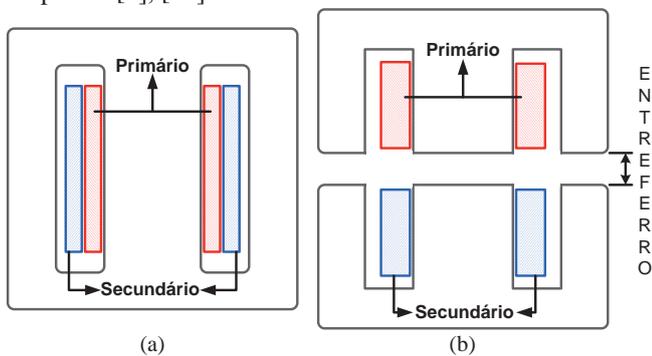


Fig. 4. (a) Transformador convencional com dois enrolamentos no mesmo carretel; (b) TNS com um carretel para cada enrolamento.

B. O circuito equivalente do TNS

Considerando o problema específico da carga das baterias do AUV optou-se, neste trabalho, por excitar os enrolamentos do TNS com frequências abaixo de 2 kHz. Essa escolha é justificada pelo fato de que a utilização de frequências de excitação elevadas reduz a eficiência do processo de transferência de energia quando o entreferro do TNS é preenchido com água [13].

Como desdobramento da utilização de uma frequência de operação mais baixa, pode-se utilizar o circuito equivalente da Figura 5 para analisar e caracterizar o sistema de alimentação do AUV [21]. Contudo, devido ao entreferro, os valores das impedâncias dos ramos longitudinal e transversal do circuito equivalente da Figura 5 são próximos [21]. Essa característica impede a utilização direta de medições obtidas nos ensaios de circuito aberto e curto circuito para determinar os parâmetros do TNS.

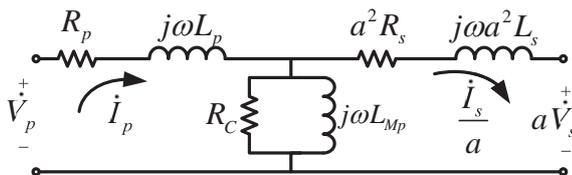


Fig. 5. Circuito equivalente do TNS para frequências abaixo de 2 kHz.

III. O PROJETO E A DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO TNS

Conforme mencionado anteriormente, nas aplicações onde o entreferro é preenchido com água, o uso de frequências de excitação elevadas aumentam significativamente as perdas do processo de transferência de energia, reduzindo o rendimento do TNS [12]. Desse modo, o TNS construído para a aplicação proposta neste trabalho foi projetado para operar em uma faixa de frequências entre 500 Hz e 2 kHz.

Na Figura 6 é mostrada a fotografia do TNS construído em laboratório a ser instalado no AUV. Foi usada a metodologia apresentada em [21] para projetar o TNS cujas principais características são dadas na Tabela I. Os valores da potência e da tensão eficaz de saída foram escolhidos em função das características da bateria do AUV. Adicionalmente foi escolhido um núcleo de ferrite para diminuir as perdas magnéticas e projetou-se o TNS com relação de espiras unitária para utilizar ao máximo ambas as partes do núcleo.

TABELA I
Dados de Projeto do TNS

Parâmetro	Valor
Potência de saída	~ 70 W
Tensão eficaz de saída	34 V
Relação de espiras	1:1
Nº de espiras	163
Frequência	500-2000 Hz
Tipo de núcleo	E-E
Material do núcleo	IP12R (ferrite)
Modelo do núcleo	NEE-65-33-26 (THORNTON)

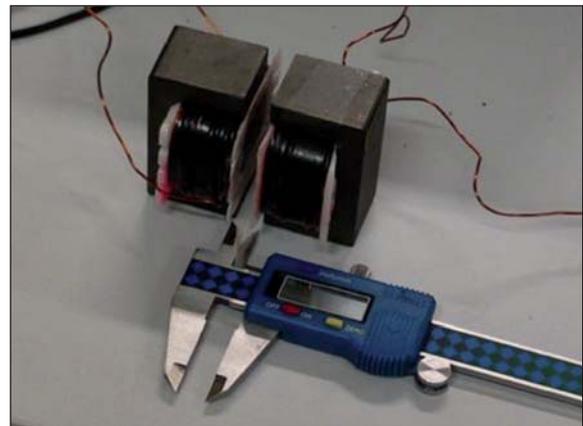


Fig. 6. Fotografia do TNS construído.

A. Determinação dos parâmetros do circuito equivalente do TNS

Realizando as medições descritas no Apêndice I pode-se escrever o seguinte sistema de equações (16)-(22) para o transformador da Figura 6:

$$R_p(R_c, L_{Mp}) = R_{eq1} - \left(\frac{R_c \omega^2 L_{Mp}^2}{R_c^2 + \omega^2 L_{Mp}^2} \right) \quad (1)$$

$$L_p(R_c, L_{Mp}) = \frac{X_{eq1}}{\omega} - \frac{1}{\omega} \left(\frac{R_c^2 \omega L_{Mp}}{R_c^2 + \omega^2 L_{Mp}^2} \right) \quad (2)$$

$$R_s(R_c, L_{Mp}) = R_{eq2} - \frac{1}{a^2} \left(\frac{R_c \omega^2 L_{Mp}^2}{R_c^2 + \omega^2 L_{Mp}^2} \right) \quad (3)$$

$$L_s(R_c, L_{Mp}) = \frac{X_{eq2}}{\omega} - \frac{1}{\omega a^2} \left(\frac{R_c^2 \omega L_{Mp}}{R_c^2 + \omega^2 L_{Mp}^2} \right) \quad (4)$$

$$R_{eq3} = \Re \left\{ (R_p + j\omega L_p) + \left[\frac{1}{\frac{1}{R_c} + \frac{1}{j\omega L_{Mp}} + \frac{1}{a^2(R_s + j\omega L_s)}} \right] \right\} \quad (5)$$

e,

$$X_{eq3} = \Im \left\{ (R_p + j\omega L_p) + \left[\frac{1}{\frac{1}{R_c} + \frac{1}{j\omega L_{Mp}} + \frac{1}{a^2(R_s + j\omega L_s)}} \right] \right\} \quad (6)$$

onde R_{eq1} , X_{eq1} , R_{eq2} , X_{eq2} , R_{eq3} e X_{eq3} são as resistências e reatâncias equivalentes obtidas com associações série e paralelo dos elementos do circuito equivalente do TNS para os terminais secundário e primário abertos e o terminal secundário em curto circuito, respectivamente, a é relação de espiras do TNS e os símbolos $\Re\{.\}$ e $\Im\{.\}$ representam os operadores real e imaginário, respectivamente.

Os parâmetros R_{eq1} , X_{eq1} , R_{eq2} , X_{eq2} , R_{eq3} e X_{eq3} podem ser calculados pelos resultados dos ensaios realizados no transformador e são apresentados na Tabela II. Pode-se então resolver numericamente o sistema composto pelas expressões (1) a (6) e determinar os elementos do circuito equivalente do TNS, os quais estão exibidos na Tabela III para um entreferro de 5 mm e uma frequência de excitação de 500 Hz. A escolha da frequência de 500 Hz nesta etapa foi motivada pelo fato de que esta frequência representa a condição mais desfavorável para o núcleo do TNS. Todas as medições foram realizadas utilizando o medidor digital de potência modelo WT230 da *Yokogawa*.

TABELA II

Medições Relativas aos Ensaios de Circuito Aberto (enrol. primário e secundário) e Curto Circuito (enrol. secundário) para Frequência de Teste de 500 Hz

Ensaio	$P(W)$	$V(V)$	$I(A)$	$R_{eqk}(\Omega)$	$X_{eqk}(\Omega)$
Secundário em vazio	2,54	34,059	1,9796	0,648	17,193
Primário em vazio	2,57	34,085	2,0063	0,638	16,977
Secundário em curto-circuito	3,22	26,021	2,0022	0,803	12,971

Para o sistema proposto neste trabalho foi assumido que o entreferro do TNS pode variar entre os valores $5 \text{ mm} \pm 3 \text{ mm}$. Essa escolha é justificada, pois o “nariz” do AUV, onde fica localizado uma parte do núcleo do TNS, tem uma espessura de aproximadamente 2 mm. Além disso, a imprecisão do processo docagem pode forçar o aumento ou diminuição do entreferro durante o acoplamento com a base de atracamento.

A análise dos valores obtidos na Tabela III mostra uma proximidade entre os parâmetros dos enrolamentos primário e secundário. Essa característica é explicada pela escolha da relação de transformação unitária. Adicionalmente, o valor elevado da resistência R_c , que modela as perdas no núcleo, possibilita que esse parâmetro possa ser desprezado, sobretudo para a operação do TNS em baixas frequências.

TABELA III
Parâmetros Estimados do TNS
(entreferro de 5 mm)

Parâmetro	Valor
R_p	0,646 Ω
R_s	0,637 Ω
L_p	2,776 mH
L_s	2,707 mH
R_c	53,878 k Ω

B. Validação dos parâmetros do circuito equivalente do TNS

Para validar os parâmetros determinados pela metodologia descrita anteriormente foram feitas duas simulações digitais com o circuito equivalente da Figura 5 com o enrolamento secundário em vazio e curto circuitado, respectivamente. Os resultados experimentais e simulados estão apresentados na Tabela IV. Pela análise dos resultados conclui-se que a metodologia usada para determinação dos parâmetros do circuito equivalente do TNS permitiu estimar os valores dos elementos dos ramos longitudinal e transversal, resultando em uma boa aproximação com o modelo real.

TABELA IV

Resultados dos Ensaios com Protótipo e com o Circuito Equivalente para Frequência de 500 Hz

Grandeza	Ensaio a vazio		Ensaio em curto	
	Modelo real	Circ. equival.	Modelo real	Circ. equival.
Tensão eficaz de entrada (V)	34,059	34,059	26,021	9,373
Tensão eficaz de saída (V)	16,770	16,717	0	0
Corrente eficaz de entrada (A)	1,9796	1,9796	2,0022	2,0022
Corrente eficaz de saída (A)	0	0	0,9984	0,9954
Potência ativa de entrada (W)	2,54	2,54	3,22	3,22
Fator de potência de entrada	0,0376	0,0376	0,0619	0,0619

C. Comportamento das indutâncias do TNS em função do entreferro

Na Figura 7 é mostrado o comportamento da indutância de magnetização e das indutâncias de dispersão em função do entreferro para uma frequência da fonte de alimentação de 500 Hz. É importante mencionar que durante os ensaios foram também utilizadas as frequências de excitação mínima e máxima de projeto não sendo observadas variações significativas no comportamento dessas indutâncias. Esses resultados estão apresentados em [16].

A análise das curvas mostradas na Figura 7 mostra que o valor da indutância de magnetização decai hiperbolicamente à medida que o entreferro aumenta. Já as indutâncias de dispersão dos enrolamentos primário e secundário crescem com o aumento do entreferro, assemelhando-se ao comportamento de uma função logarítmica [7]. É importante destacar que para valores de entreferro superiores a 5 mm, o valor da indutância de magnetização do TNS fica menor do que a de dispersão, o que representa uma característica atípica para um transformador convencional.

O comportamento das indutâncias de magnetização e dispersão compromete a eficiência da operação do sistema proposto, já que a regulação de tensão e as perdas por efeito joule do TNS são fortemente influenciadas pelo entreferro variável. Na próxima seção serão apresentadas e discutidas estratégias de compensação dos parâmetros do TNS com objetivo de compensar a queda de tensão nas indutâncias de dispersão e aumentar a eficiência do processo de transferência indutiva [2].

É importante mencionar que, devido ao entreferro, as indutâncias L_{Mp} , L_p e L_s praticamente não sofrem alteração com a variação da frequência de excitação entre 500 Hz e 2000 Hz. Por outro lado, os efeitos pelicular e de proximidade provocam alterações nos valores das resistências dos enrolamentos primário e secundário. Os valores das resistências R_p e R_s foram determinados experimentalmente para frequências compreendidas entre 500 Hz e 2000 Hz e estão apresentados na Tabela X (Apêndice II). Devido à faixa de estreita de variação da frequência pode-se facilmente ajustar funções matemáticas para representar o comportamento dessas resistências em função da frequência. Esse comportamento foi considerado na rotina de otimização que será discutida adiante.

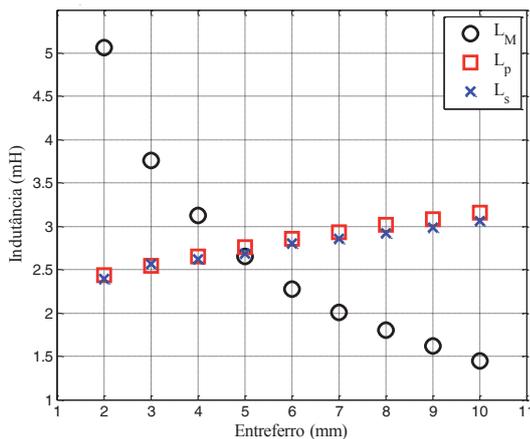


Fig. 7. Comportamento das indutâncias L_M , L_p e L_s do TNS em função do entreferro para uma frequência de 500 Hz.

IV. COMPENSAÇÃO DOS PARÂMETROS DO TNS

Na Figura 8 é mostrado o circuito equivalente do TNS com capacitores para compensação conectados em derivação e em série com os terminais de entrada e saída. Todas as impedâncias do modelo estão referenciadas ao lado do primário do transformador.

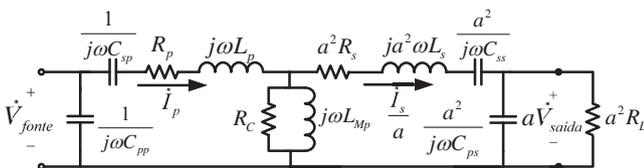


Fig. 8. Circuito equivalente do TNS com capacitâncias paralela no primário (C_{pp}), série no primário (C_{sp}), série no secundário (C_{ss}), paralela no secundário (C_{ps}) e resistência equivalente de saída.

Devido à inclusão dos capacitores no circuito equivalente da Figura 8, as tensões e correntes nos terminais de entrada e saída ficam diferentes daquelas nos enrolamentos do

transformador. Assim sendo, na sequência serão apresentados e discutidos os efeitos devido à inclusão de cada uma dessas compensações no TNS. Os resultados que serão apresentados a seguir foram obtidos para o TNS de relação de espiras unitária, excitado a partir de uma fonte senoidal com uma frequência de 500 Hz. Comportamentos semelhantes foram obtidos para outras frequências de operação na faixa entre 500 Hz e 2000 Hz [16].

A carga conectada nos terminais de saída do transformador da Figura 8 foi representada por uma resistência equivalente R_L . Na Figura 9 é mostrado um detalhe simplificado desta carga que é formada por um estágio retificador com controle do fator de potência (Power Factor Correction - PFC) seguido por um conversor CC-CC [22]. Assumindo um regime de condução contínua para o conversor PFC pode-se fazer a aproximação mostrada sem introduzir erros significativos. Porém, para os resultados que serão apresentados foram considerados os dados da Tabela V para obter o valor mínimo dessa resistência equivalente.

TABELA V
Características da Bateria do AUV

Parâmetro	Valor
V_{BATnom}	16,8 V
P_{BAT}	67,2 W
V_{BATmin}	11,88 V
R_{Lmin}	2,1 Ω

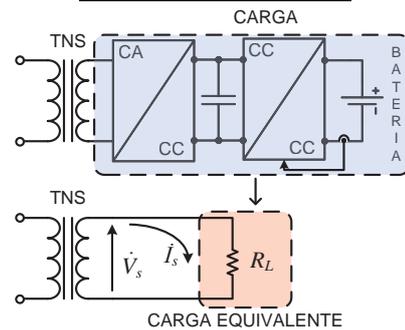


Fig. 9. Representação da carga equivalente na saída do TNS.

A. Compensação paralela do enrolamento primário

A compensação paralela do enrolamento primário tem como característica principal corrigir o fator de potência nos terminais da fonte de alimentação. Contudo, o TNS é alimentado por um conversor CC-CA que utiliza interruptores semicondutores autocomutados. Assim, esse tipo de compensação tem pouco efeito sobre a eficiência do processo de transferência de energia entre os enrolamentos do TNS.

B. Compensação série do enrolamento primário

A conexão do capacitor em série com o enrolamento primário do TNS compensa total ou parcialmente a queda de tensão sobre a indutância de dispersão sendo seu valor para a frequência de operação dado por [23]:

$$C_{sp} = \frac{1}{\omega^2 L_p} \quad (7)$$

onde $\omega = 2\pi f$ é a frequência angular de excitação.

Esse tipo de compensação afeta diretamente a tensão de saída, já que a tensão sobre a reatância de magnetização do TNS aumenta [23]. Na Figura 10 é apresentado o

comportamento da tensão de saída do TNS, obtido analiticamente em função do valor de compensação série do primário, para diferentes cargas. O TNS é alimentado no enrolamento primário por uma fonte de tensão senoidal de 34 V (eficaz) e uma frequência de 500 Hz, sendo seus parâmetros dados na Tabela III. Os resultados apresentados foram obtidos a partir das equações analíticas do circuito equivalente do TNS para três valores diferentes de resistência de saída (50, 10 e 2,1 Ω) e considerando um entreferro de 5 mm. Na Figura 11 é mostrado o comportamento do rendimento do processo de transferência de energia pelo TNS para os mesmos três valores de resistência de saída.

A análise das curvas das Figura 10 e Figura 11 permite concluir que a escolha adequada do valor do capacitor C_{sp} aumenta o valor da tensão de saída do TNS. Por outro lado, o rendimento do TNS praticamente independe do valor da capacitância série do primário.

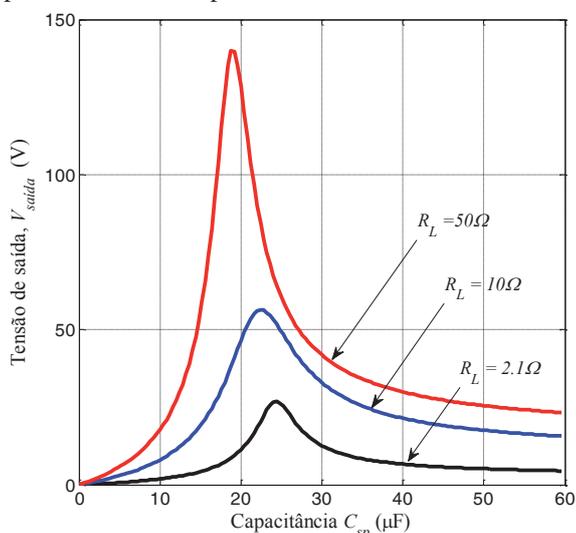


Fig. 10. Tensão eficaz de saída para o TNS, com um entreferro de 5 mm e compensação série do primário, alimentado por uma fonte de tensão de 500 Hz no primário.

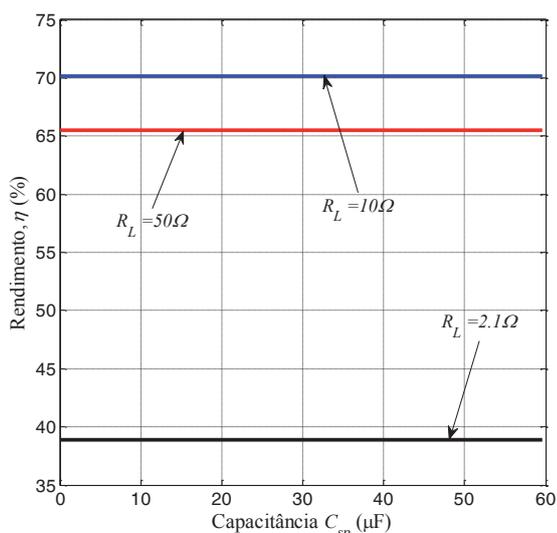


Fig. 11. Rendimento do TNS, com um entreferro de 5 mm e compensação série do primário, alimentado por uma fonte de tensão de 500 Hz no primário.

C. Compensação paralela do enrolamento secundário

As Figura 12 e Figura 13 mostram o comportamento da tensão eficaz de saída e do rendimento do TNS, no entanto agora com a compensação paralela do enrolamento secundário. Da mesma forma que no caso anterior essas curvas foram obtidas para o TNS operando com um entreferro de 5 mm e sendo alimentado por uma fonte senoidal de 34 V / 500 Hz. Foram também considerados três valores de resistência equivalente de saída (50, 10 e 2,1 Ω).

A análise das curvas obtidas permite concluir que a conexão de capacitor em derivação com os terminais de saída tem efeito tanto sobre o valor da tensão eficaz de saída quanto sobre o rendimento do processo de transferência de energia [19]. Contudo, quando comparado com a compensação série do primário, a compensação paralela apresentou um ganho de tensão menor.

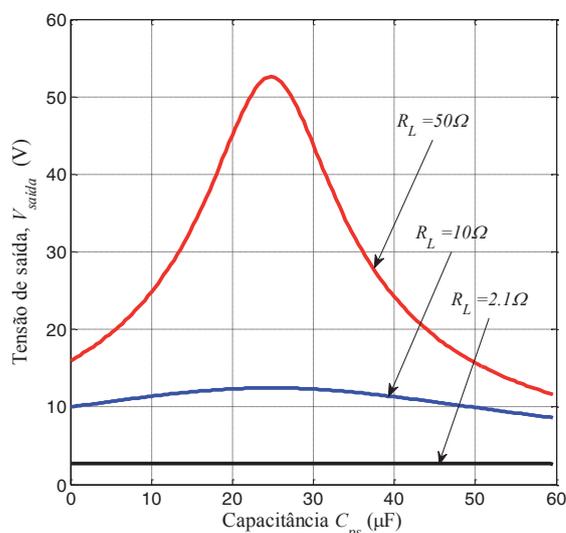


Fig. 12. Tensão eficaz de saída para o TNS, com um entreferro de 5 mm e compensação paralela do secundário, alimentado por uma fonte de tensão de 500 Hz no primário.

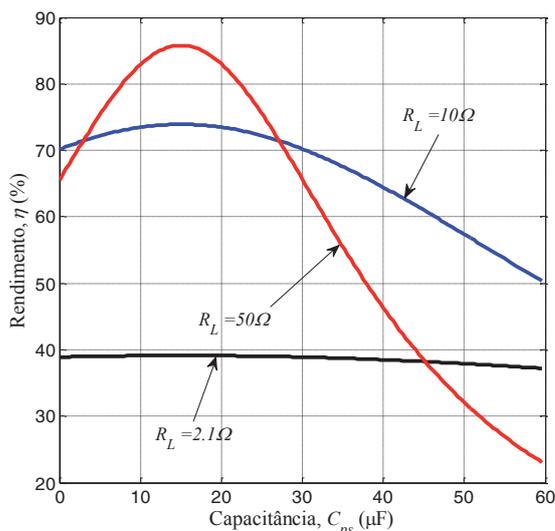


Fig. 13. Rendimento do TNS, com um entreferro de 5 mm e compensação paralela do secundário, alimentado por uma fonte de tensão de 500 Hz no primário.

D. Compensação série do enrolamento secundário

A compensação série do secundário também tem efeito sobre o valor da tensão de saída e do rendimento do TNS, conforme é mostrado nas Figura 14 e Figura 15. Como pode ser observado, o ganho de tensão para a compensação em série no secundário é menor quando comparado com os outros tipos de compensação avaliados. Todavia, pode-se notar que o rendimento do sistema sofre aumento significativo para todas as cargas, até mesmo para a resistência de 2,1 Ω.

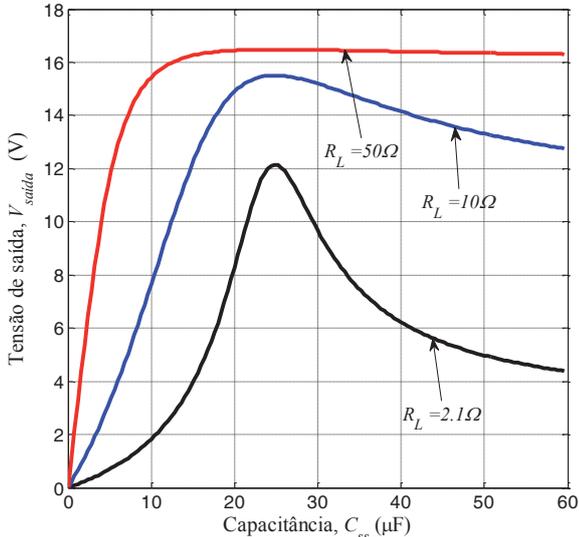


Fig. 14. Tensão eficaz de saída do TNS com um entreferro de 5 mm e compensação série do secundário, alimentado por uma fonte de tensão de 500 Hz no primário.

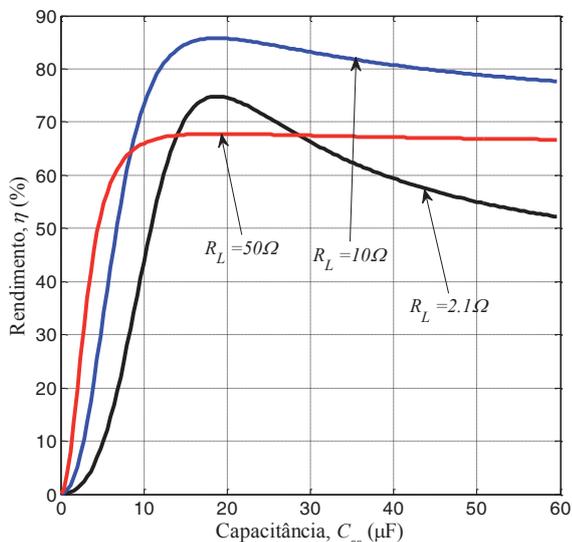


Fig. 15. Rendimento do TNS, com um entreferro de 5 mm e compensação série do secundário, alimentado por uma fonte de tensão de 500 Hz no primário.

E. Comparação entre os tipos de compensação

As Figura 16 e Figura 17 mostram o comportamento da tensão eficaz de saída e do rendimento para o TNS sendo alimentado por uma fonte senoidal de 34 V / 500 Hz e tendo uma resistência equivalente mínima de 2,1 Ω conectada em seus terminais de saída. Como pode ser observado, a compensação série do primário tem um impacto maior sobre o aumento da tensão de saída, enquanto a compensação série

do secundário aumenta significativamente o rendimento do transformador. Nessas comparações não foram considerados os resultados da compensação paralela no primário já que esta praticamente não influencia os valores da tensão de saída e do rendimento.

V. OTIMIZAÇÃO DA COMPENSAÇÃO DO TNS

Nesta seção será apresentado um estudo para otimizar a operação do transformador, combinando-se os efeitos dos diferentes tipos de compensação, da frequência da fonte de alimentação e da resistência de carga. Para isso, serão apresentadas na sequência as equações, a função objetivo juntamente com as restrições do problema de otimização modelado.

A. Formulação do Problema

Desprezando a capacitância transversal conectada nos terminais de entrada do TNS e considerando as polaridades das tensões e correntes indicadas no circuito equivalente da Figura 8 pode-se escrever, para uma relação de transformação unitária ($a = 1$), as seguintes relações:

$$\dot{V}_{fonte} = \left(\frac{1}{j\omega C_{sp}} + \dot{Z}_p + \dot{Z}_M \right) \dot{I}_p - \dot{Z}_M \dot{I}_s \quad (8)$$

$$\dot{V}_{saida} = \dot{Z}_M (\dot{I}_p - \dot{I}_s) - \left(\dot{Z}_s + \frac{1}{j\omega C_{ss}} \right) \dot{I}_s \quad (9)$$

e,

$$\dot{V}_{saida} = R_{eq} (\dot{I}_s - \dot{I}_{C_{ps}}) \quad (10)$$

onde $\dot{Z}_p = (R_p + j\omega L_p)$, $\dot{Z}_M = 1/(1/R_c + 1/j\omega L_{Mp})$, $\dot{Z}_s = (R_s + j\omega L_s)$, sendo ω a frequência de operação do transformador e o valor da corrente que flui pela capacitância C_{ps} calculado por:

$$\dot{I}_{C_{ps}} = j\omega C_{ps} \dot{V}_{saida} \quad (11)$$

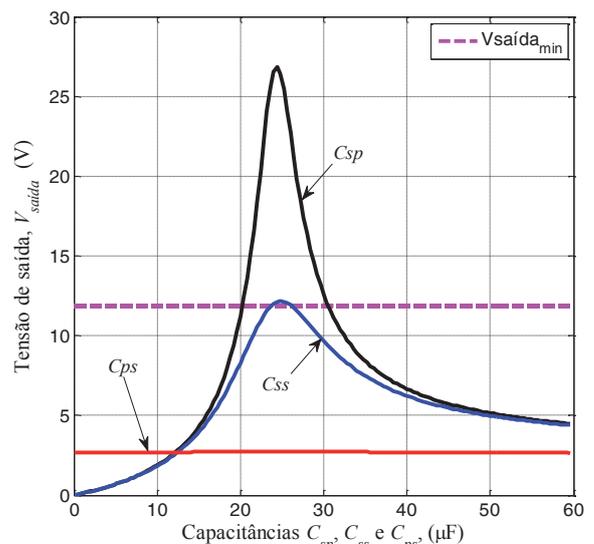


Fig. 16. Tensão eficaz de saída do TNS para as compensações série do primário C_{sp} , série do secundário C_{ss} e paralela do secundário C_{ps} .

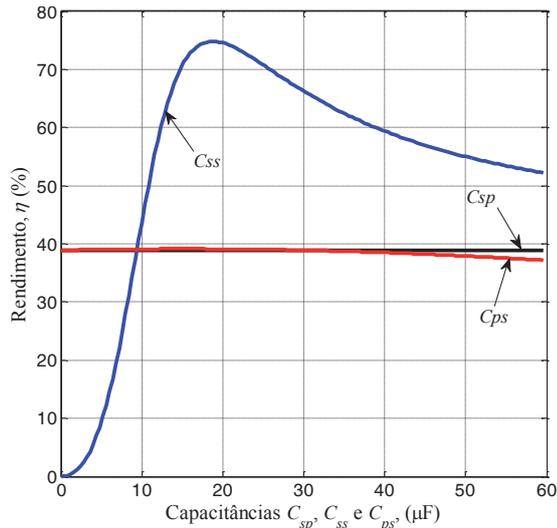


Fig. 17. Rendimento do TNS para as compensações série do primário C_{sp} , série do secundário C_{ss} e paralela do secundário C_{ps} .

Como capacitor paralelo conectado nos terminais de entrada do TNS foi desprezado podem-se escrever as expressões das potências ativa nos terminais de entrada e saída do TNS como se segue:

$$P_{fonte} = V_{fonte} I_p \cos(\theta_{V_{fonte}} - \theta_{I_p}) \quad (12)$$

e,

$$P_{saida} = V_{saida} I_{saida} \cos(\theta_{V_{saida}} - \theta_{I_{saida}}) \quad (13)$$

Com as relações (8)-(13), pode-se formular uma função objetivo do rendimento do TNS para ser maximizada sujeita às seguintes restrições:

$$\eta = \left(\frac{P_{saida}}{P_{fonte}} \right) \times 100 \quad (14)$$

$$\text{s.a.} \begin{cases} C_{spmin} \leq C_{sp} \leq C_{spmax} \\ C_{ssmin} \leq C_{ss} \leq C_{ssmax} \\ C_{psmin} \leq C_{ps} \leq C_{psmax} \\ f_{min} \leq f \leq f_{max} \\ R_{Lmin} \leq R_L \leq R_{Lmax} \\ V_{saida} \geq V_{min} \\ \left(\frac{V_{saida}^2}{R_L} \right) \geq P_0 \end{cases} \quad (15)$$

A solução do problema de otimização anterior pode ser feita com auxílio de uma rotina matemática retornando os parâmetros apresentados na Tabela VI.

TABELA VI
Parâmetros Seleccionados pela Rotina de Otimização

Parâmetro	Valor otimizado	Valor escolhido
C_{sp}	4,407 μF	4,7 μF
C_{ss}	4,455 μF	4,7 μF
C_{ps}	1,00 nF	---
f	1036,27 Hz	1036 Hz
R_{eq}	20,0 Ω	20,0 Ω
η	90,98 %	90,93 %

Na implementação da rotina de otimização foram usadas as funções (23) e (24) (Apêndice II) que modelam o comportamento das resistências R_p e R_s em função da frequência de excitação do TNS.

B. Validação experimental da rotina de otimização

Para validar a análise anterior, o protótipo do TNS foi compensado com os valores de capacitores da terceira coluna da Tabela VI. O capacitor paralelo do secundário foi desprezado devido seu pequeno valor.

Um conversor estático em meia ponte, controlado no modo de tensão, foi usado para alimentar o TNS com uma tensão senoidal com frequência entre 500 Hz e 2000 Hz. Na Figura 18 é mostrado o diagrama esquemático do conversor construído com um módulo de IGBT 2MBI100-600 da *FUJI Electric*. Por simplicidade foi usado um autotransformador com relação de espiras ajustável para alimentar o conversor estático a partir de um retificador não controlado.

O conversor é comutado a partir de uma estratégia PWM senoidal implementada em um DSP da TMS320F28335 da *Texas Instruments*. A utilização dessa plataforma digital foi feita para poder variar automaticamente a frequência do sinal fundamental entre os limites inferior e superior do projeto. A frequência de comutação do conversor é de 40 kHz. Um filtro LCL, com uma frequência de corte de 4 kHz, foi projetado e conectado entre os terminais do conversor e do TNS para eliminar os harmônicos oriundos da comutação [24].

O sistema foi ensaiado em laboratório para o TNS com um entreferro de 5 mm e em dois meios diferentes: ar e água salgada. Os resultados das duas medições estão apresentados na Tabela VII. Observe que o comportamento do TNS foi bastante similar nos dois meios. As formas de onda referentes ao ensaio em meio líquido estão mostradas na Figura 19.

TABELA VII
Resultados Experimentais com o TNS em Meio Seco e Aquoso (Entreferro de 5 mm)

Parâmetro	Experimental (meio seco)	Experimental (meio aquoso)
f	1036 Hz	1036 Hz
V_{fonte}	34 V	34,53 V
V_{saida}	37,14 V	36,93 V
P_{saida}	66,88 W	67,58 W
FP_{fonte}	0,99 adiantado	0,99 adiantado
η	89,63 %	89,00 %

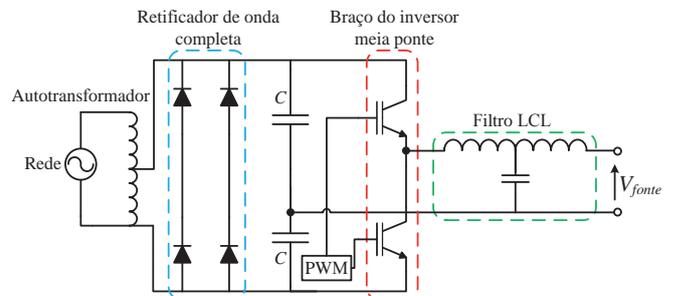


Fig. 18. Diagrama esquemático do conversor de alimentação do TNS.

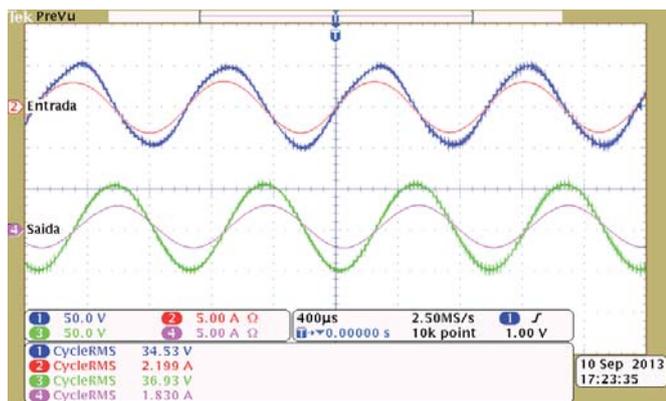


Fig. 19. Tensões e correntes instantâneas nos terminais de entrada e saída para o TNS operando em meio líquido com um entreferro de 5 mm.

VI. COMPORTAMENTO DO TNS PARA VARIAÇÕES NO ENTREFERRO

Devido às particularidades do sistema proposto não é possível garantir o perfeito alinhamento entre as duas partes do núcleo do TNS em consequência do processo de atracamento do veículo a sua base. Na Figura 20 está ilustrado um exemplo de descolamento, em duas direções (Y e Z), possível de acontecer entre as duas partes do núcleo do TNS.

Esses desalinhamentos, quando pequenos em relação à dimensão do entreferro usada no projeto, afetam muito pouco os parâmetros do TNS [4], [7]. Por outro lado, quando eles são maiores que a dimensão do entreferro tem-se uma variação significativa dos parâmetros e no ponto de operação do transformador. Nestes casos, do ponto de vista prático, pode-se trabalhar com um entreferro equivalente maior.

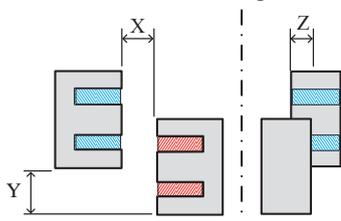


Fig. 20. Ilustração de desalinhamentos nas direções Y e Z, possíveis de ocorrerem durante o processo de docagem do AUV.

Mediante esse contexto, nesta seção será investigado o comportamento do TNS frente a variações positivas ou negativas do entreferro devido ao processo de docagem.

A. Desempenho do TNS para um aumento do entreferro equivalente

Na Figura 21 são apresentadas as curvas da tensão eficaz de saída e do rendimento para o TNS operando com dois valores de entreferro: (i) 5 mm (condição de projeto) e (ii) 8 mm (entreferro equivalente maior). Essas curvas foram obtidas a partir das funções analíticas derivadas do circuito equivalente do TNS. Pode-se notar que, apesar do aumento do entreferro, as curvas relativas à eficiência mantêm características de parecidas para as duas condições de operação. Já a forma de onda da tensão de saída do TNS tem um pico de ressonância mais elevado com o aumento do entreferro. A carga conectada na saída do TNS tem um valor de 20 Ω .

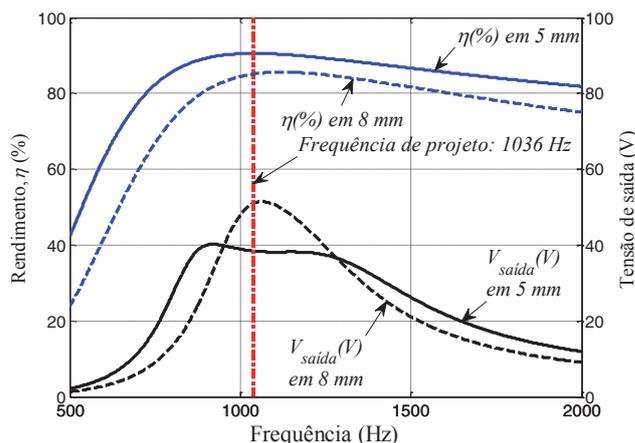


Fig. 21. Comportamento analítico do rendimento e da tensão de saída do TNS para variação no valor do entreferro equivalente de 5 mm (linha cheia) para 8 mm (linha tracejada).

Na Tabela VIII são exibidos os resultados experimentais para diferentes valores da frequência de excitação do TNS construído. Conforme pode ser observado nessa tabela, quando o entreferro corresponde a 5 mm, o rendimento do TNS é máximo (devido à rotina de otimização ter sido empregada para este valor de entreferro). Por outro lado, caso o entreferro equivalente aumente em relação ao de projeto, há um aumento no valor eficaz de tensão de saída e uma diminuição do rendimento do transformador. Entretanto, é possível aumentar um pouco o rendimento, aumentando o valor da frequência de excitação do transformador. Neste caso, nota-se que a tensão de saída também aumenta com a frequência, quando próxima do ponto de operação.

TABELA VIII

Resultado Experimental do Rendimento e da Tensão de Saída para um Aumento do Entreferro de Projeto

Entreferro equivalente	Frequência de excitação	Tensão eficaz de saída	Rendimento
5 mm	1036 Hz	37,14 V	89,63 %
	1036 Hz	47,58 V	83,95 %
8 mm	1050 Hz	47,83 V	84,12 %
	1100 Hz	48,34 V	84,46 %
	1150 Hz	47,50 V	84,40 %

B. Desempenho do TNS para uma diminuição do entreferro equivalente

A Figura 22 mostra as curvas da tensão eficaz de saída e da eficiência para o TNS do sistema de alimentação do AUV operando com entreferro de 5 mm e 2 mm, respectivamente. Esta condição operação seria resultante de um processo de docagem mais preciso. Como no caso anterior as formas de onda das curvas de eficiência mantêm características parecidas, porém a curva da tensão de saída apresenta dois picos de ressonância para uma operação com o entreferro menor. Essas curvas também foram obtidas a partir das funções analíticas derivadas do circuito equivalente do TNS e foi considerada uma resistência de 20 Ω conectada na saída do TNS.

Na Tabela IX são mostrados os resultados experimentais para diferentes valores da frequência de excitação do protótipo do TNS. Note que ocorre um aumento do rendimento (devido ao melhor acoplamento entre os enrolamentos) com a redução do entreferro. Contudo

observa-se uma diminuição na tensão eficaz de saída. Entretanto é possível elevar a tensão eficaz de saída novamente, alterando-se a frequência de excitação do transformador.

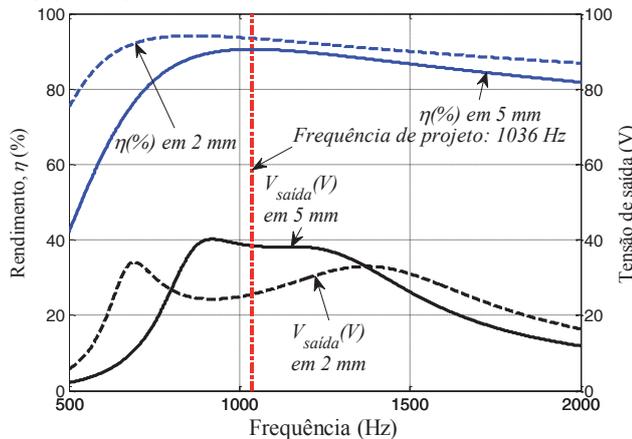


Fig. 22. Comportamento analítico do rendimento e da tensão de saída do TNS para variação no valor do entreferro equivalente de 5 mm (linha cheia) para 2 mm (linha tracejada).

C. Rastreamento do ponto de máxima tensão

A análise das formas de onda da tensão de saída da Figura 21 e da Figura 22, bem como dos resultados experimentais mostrados nas Tabela VIII e Tabela IX, permite pensar em desenvolver um algoritmo do tipo perturba e observa (P&O) para rastrear do ponto de máxima tensão de saída (*Maximum Voltage Point Tracking*, MVPT).

TABELA IX

Resultado Experimental do Rendimento e da Tensão de Saída para uma Redução do Entreferro de Projeto

Entreferro equivalente	Frequência de excitação	Tensão eficaz de saída	Rendimento
5 mm	1036 Hz	37,14 V	89,63 %
	1036 Hz	25,50 V	92,60 %
	1000 Hz	24,72 V	92,74 %
2 mm	950 Hz	24,00 V	92,93 %
	900 Hz	23,78 V	92,99 %
	850 Hz	24,18 V	92,84 %
	750 Hz	28,48 V	91,58 %
	700 Hz	32,60 V	90,10 %
	650 Hz	30,53 V	87,52 %

Na Figura 23 é apresentado o fluxograma do algoritmo MVPT usado para rastrear da tensão de saída do TNS. Ao invés de alterar a razão cíclica do conversor para variar a tensão de saída, como é feito nos sistemas fotovoltaicos, aqui varia-se a frequência do sinal de referência que controla o conversor estático conectado aos terminais de entrada do TNS.

Na implementação do MVPT, a tensão do secundário do TNS é digitalizada e transmitida para o outro lado (primário). Como o AUV fica submerso durante a recarga da bateria é usado um canal PWM do DSP localizado no interior do AUV para transmitir o valor da tensão saída através de um canal comunicação ótico, composto por fotodiodos e fotorreceptores localizados no “nariz” e na base de docagem do AUV, respectivamente.

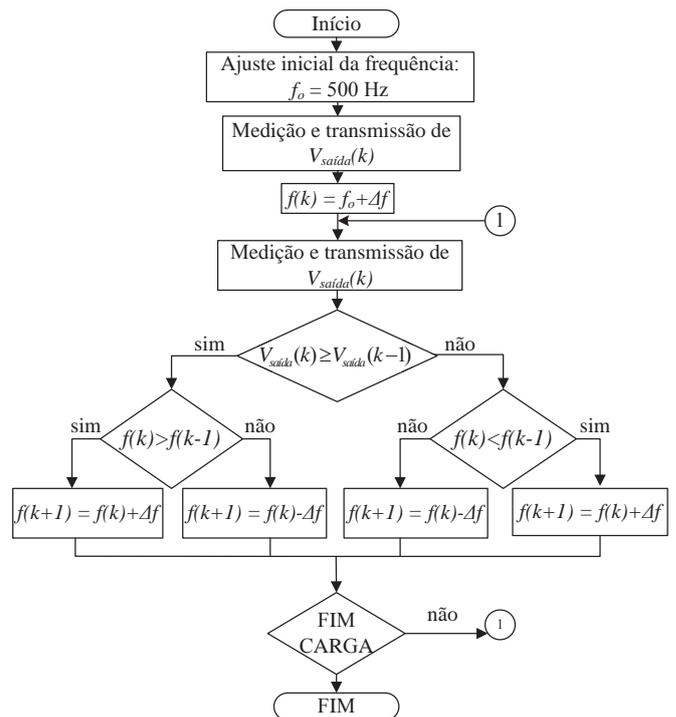


Fig. 23. Fluxograma com proposta do algoritmo de rastreamento do ponto de máxima tensão de saída (MVPT).

O sinal da tensão de saída transmitido é então comparado com a tensão anterior de onde tem-se a ação de controle de aumentar ou diminuir a frequência da fonte de alimentação. Como a tensão do TNS compensado pode apresentar mais de um pico de ressonância com a variação do entreferro, antes da docagem a frequência do sinal de referência do conversor estático de alimentação é ajustada no valor mínimo, isto é, 500 Hz.

Os pontos de operação para a máxima tensão de saída para o TNS operando com entreferros de 2 mm e 8 mm estão destacados nas Tabela VIII e Tabela IX. Nos resultados apresentados nessas tabelas, a frequência do sinal de excitação foi variada manualmente de 50 Hz em 50 Hz para permitir a validação do comportamento teórico das tensões apresentados nas Figura 21 e Figura 22, respectivamente.

VII. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou um estudo do desempenho de um TNS para aplicação em veículos AUV, aplicando uma metodologia para estimar o seu modelo matemático a partir de ensaios em vazio e em curto circuito em seus terminais. Adicionalmente, foi verificado que o desempenho do transformador pode ser elevado através da compensação das indutâncias dos ramos longitudinais, apesar do entreferro existente.

Além disso, foi feito um estudo para otimizar a eficiência do transformador a partir da escolha da frequência de excitação, das capacitâncias de compensação, bem como da carga na saída. Foi mostrado, também, que, embora o projeto de otimização tenha sido realizado considerando-se uma distância de entreferro de projeto, a tensão de saída e a eficiência do TNS podem ser alterados por meio de um controle na frequência de excitação.

Por fim, espera-se que este estudo possa contribuir para a continuidade das pesquisas em transferência de energia elétrica sem contato para aplicações em veículos elétricos de uma forma geral.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à FAPEMIG, à CAPES, ao CNPq e à UFJF pelos recursos financeiros, bolsas e infraestrutura usados no desenvolvimento deste trabalho.

APÊNDICE I

METODOLOGIA DE ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS

Como as impedâncias do ramo longitudinal do TNS tem a mesma ordem de grandeza da impedância do ramo transversal não se pode desprezar a queda de tensão sobre o ramo longitudinal no ensaio a vazio, nem tão pouco desconsiderar a corrente pelo ramo transversal no ensaio de curto circuito. Desta forma, para estimar os parâmetros do circuito equivalente da Figura 5 são realizados três ensaios:

- i. *Ensaio com o enrolamento secundário aberto (alimentação pelo primário);*
- ii. *Ensaio com o enrolamento primário aberto (alimentação pelo secundário);*
- iii. *Ensaio com o enrolamento secundário em curto circuito (alimentação pelo primário);*

A descrição das etapas da metodologia desenvolvida para determinar os parâmetros do TNS é apresentada a seguir. Em todos ensaios são medidos a potência ativa, a tensão, a corrente, a frequência e o fator de potência nos terminais do TNS.

1) *Ensaio com o enrolamento secundário em vazio:*

Tendo em mente o circuito equivalente da Figura 5 pode-se escrever as seguintes relações quando realiza-se o ensaio com os terminais do enrolamento secundário abertos:

$$R_{eq1} = R_p + \left(\frac{R_c \omega^2 L_{Mp}^2}{R_c^2 + \omega^2 L_{Mp}^2} \right) = \frac{P_{vz1}}{I_{vz1}^2} \quad (16)$$

e,

$$X_{eq1} = \omega L_p + \left(\frac{R_c^2 \omega L_{Mp}}{R_c^2 + \omega^2 L_{Mp}^2} \right) = \frac{\sqrt{(V_{vz1} I_{vz1})^2 - P_{vz1}^2}}{I_{vz1}^2} \quad (17)$$

onde R_p e L_p são a resistência e a indutância do enrolamento do primário, R_c é a resistência que modela as perdas no núcleo e L_{Mp} é a indutância de magnetização ambas referidas do lado do enrolamento primário, ω é a frequência angular de teste; P_{vz1} , V_{vz1} e I_{vz1} são as potência ativa, tensão e corrente medidas nos terminais primário para o enrolamento secundário em aberto, respectivamente.

2) *Ensaio com o enrolamento primário em vazio:*

De forma análoga, pode-se escrever as seguintes relações quando realiza-se o ensaio com os terminais do enrolamento primário abertos:

$$R_{eq2} = R_s + \frac{1}{a^2} \left(\frac{R_c \omega^2 L_{Mp}^2}{R_c^2 + \omega^2 L_{Mp}^2} \right) = \frac{P_{vz2}}{I_{vz2}^2} \quad (18)$$

e

$$X_{eq2} = \omega L_s + \frac{1}{a^2} \left(\frac{R_c^2 \omega L_{Mp}}{R_c^2 + \omega^2 L_{Mp}^2} \right) = \frac{\sqrt{(V_{vz2} I_{vz2})^2 - P_{vz2}^2}}{I_{vz2}^2} \quad (19)$$

onde R_s e L_s são a resistência e a indutância do enrolamento do secundário, R_c é a resistência que modela as perdas no núcleo e L_{Mp} é a indutância de magnetização ambas referidas do lado do enrolamento primário, a é a relação de espiras do transformador, ω é a frequência angular de teste; P_{vz2} , V_{vz2} e I_{vz2} são as potência ativa, tensão e corrente medidas nos terminais do secundário com o enrolamento primário em aberto, respectivamente.

3) *Ensaio com o enrolamento secundário em curto circuito:*

Fechando-se os terminais de saída do circuito equivalente da Figura 2 em curto-circuito, a expressão que descreve o comportamento da impedância equivalente vista pelos terminais de entrada é dada por:

$$Z_{eq3} = R_{eq3} + jX_{eq3} = (R_p + j\omega L_p) + \left[\frac{1}{\frac{1}{R_c} + \frac{1}{j\omega L_{Mp}} + \frac{1}{a^2(R_s + j\omega L_s)}} \right] \quad (20)$$

Sendo,

$$R_{eq3} = \frac{P_{sc3}}{I_{sc3}^2} \quad (21)$$

e,

$$X_{eq3} = \frac{\sqrt{(V_{sc3} I_{sc3})^2 - P_{sc3}^2}}{I_{sc3}^2} \quad (22)$$

onde P_{vz3} , V_{vz3} e I_{vz3} são as potência ativa, tensão e corrente medidas nos terminais do secundário com o enrolamento primário em aberto.

APÊNDICE II

COMPORTAMENTO DAS RESISTÊNCIAS R_p E R_s COM A FREQUÊNCIA DE ALIMENTAÇÃO DO TNS

Na Tabela X são apresentados os valores das resistências R_p e R_s determinadas pelos ensaios anteriores para diferentes frequências, entre 500 Hz e 2000 Hz. Com base nas amostras da Tabela X, foram obtidas as seguintes expressões lineares para as resistências:

$$R_p(f) = 0,486 + (4 \times 10^{-5})2\pi f \quad (23)$$

e,

$$R_s(f) = 0,468 + (4 \times 10^{-5})2\pi f \quad (24)$$

TABELA X
Comportamento das Resistências Série do TNS com a
Frequência de Alimentação

Frequência (Hz)	R_p (Ω)	R_s (Ω)
500	0,646	0,637
625	0,664	0,630
750	0,676	0,660
875	0,694	0,678
1000	0,747	0,731
1125	0,744	0,729
1250	0,742	0,725
1375	0,821	0,802
1500	0,869	0,849
1625	0,931	0,910
1750	0,955	0,934
1875	0,947	0,924
2000	0,996	0,974

REFERÊNCIAS

- [1] T. H. Nishimura, T. Eguchi, K. Hirachi, Y. Maejima, K. Kuwana, M. Saito, "A large air gap flat transformer for a transcutaneous energy transmission system", *Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record., 25th Annual IEEE*, vol., no., pp.1323-1329 vol.2, 20-25 Jun 1994.
- [2] D. A. G. Pedder, A. D. Brown, J. A. Skinner, "A contactless electrical energy transmission system", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.46, no.1, pp.23-30, Feb 1999.
- [3] W. Zhang; Q. Chen; S. C. Wong, C.K. Tse, X. Ruan, "A novel transformer for contactless energy transmission systems", *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, vol., no., pp.3218-3224, 20-24 Sept. 2009.
- [4] Z. Bingyi, L. Hongbin, F. Guihong, "Study of the Separable Transformer Used in Contactless Electrical Energy Transmission System", *Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific, 2005 IEEE/PES*, vol., no., pp.1-5, 2005.
- [5] O. H. Stielau, G. A. Covic, "Design of loosely coupled inductive power transfer systems", *Power System Technology, 2000. Proceedings. PowerCon 2000. International Conference on*, vol.1, no., pp.85-90 vol.1, 2000.
- [6] C. S. Wang, O. H. Stielau, G. A. Covic, "Load models and their application in the design of loosely coupled inductive power transfer systems", *Power System Technology, 2000. Proceedings. PowerCon 2000. International Conference on*, vol.2, no., pp.1053-1058 vol.2, 2000.
- [7] M. Zhixin, F. Aming, Q. Haihong, P. Pingyan, "Characteristics and Design of Transformer in Loosely Coupled Inductive Power Transfer System", *Electrical and Control Engineering (ICECE), 2010 International Conference on*, vol., no., pp.3454-3457, 25-27 June 2010.
- [8] A. P. Sample, D. A. Meyer, J. R. Smith, "Analysis, Experimental Results, and Range Adaptation of Magnetically Coupled Resonators for Wireless Power Transfer", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.58, no.2, pp.544-554, Feb. 2011.
- [9] B. Griffin, C. Detweiler, "Resonant wireless power transfer to ground sensors from a UAV", *2012 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, pp.2660-2665, 14-18 May 2012.
- [10] B. W. Hobson, R. S. McEwen, J. Erickson, T. Hoover, L. McBride, F. Shane, J. G. Bellingham, "The Development and Ocean Testing of an AUV Docking Station for a 21" AUV", *OCEANS 2007*, pp.1-6, Sept. 29 2007-Oct. 4 2007.
- [11] R. M. Miskiewicz, A. J. Moradewicz, M. P. Kazmierkowski, "Contactless battery charger with bi-directional energy transfer for plug-in vehicles with vehicle-to-grid capability", *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp.1969-1973, 27-30 June 2011.
- [12] T. McGinnis, C. P. Henze, K. Conroy, "Inductive Power System for Autonomous Underwater Vehicles", *OCEANS 2007*, pp.1-5, Sept. 29 2007-Oct. 4 2007.
- [13] L. A. Gish, "Design of an AUV Recharging System", Massachusetts Institute of Technology – MIT, Master's Thesis, June 2004.
- [14] G. Griffiths, "Technology and Applications of Autonomous Underwater Vehicles", Ocean Science and Technology Series, Taylor and Francis / CRC Press, 2002.
- [15] B.M. Ferreira et. al., "Desenvolvimento de um Veículo Subaquático Autônomo para Supervisão Inteligente de Reservatórios", *XI Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente (SBAI)*, 13-17 de outubro de 2013, Fortaleza, Ce, Brasil.
- [16] I. F. Lopes, "Projeto e compensação de parâmetros de transformador de núcleo separado destinado ao carregamento de baterias de veículos subaquáticos autônomos", Dissertação (Mestrado), Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora, 2013.
- [17] B. D. Miller, "Design of an AUV Recharging System", Massachusetts Institute of Technology – MIT, Master's Thesis, June 2005.
- [18] C. G. Kim, D. H. Seo, J. S. You, J. H. Park, B. H. Cho, "Design of a contactless battery charger for cellular phone", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.48, no.6, pp.1238-1247, Dec 2001.
- [19] H. Abe, H. Sakamoto, K. Harada. "A noncontact charger using a resonant converter with parallel capacitor of the secondary coil", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.36, no.2, pp.444-451, Mar/Apr 2000.
- [20] R. C. Fernandes, A. A. Oliveira Jr., "Iterative Design Method of Weakly Coupled Magnetic Elements for Inductive Power Transfer", in *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência 2013*.
- [21] C. W. T. McLyman, *Transformer and inductor design handbook*, Taylor & Francis Group, LLC, 3ª Edição, 2004.
- [22] R.W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, Springer, 2001.
- [23] W. L. Cassel, *Linear electric circuits*, John Wiley & Sons Inc., International Edition, 1964.

[24]E. C. dos Santos Jr, "Configuration 5s: A Bi-directional Grid Interface Converter", *Revista Eletrônica de Potência (Impresso)*, v. 17, pp. 529-537, 2012.

DADOS BIOGRÁFICOS

Israel Filipe Lopes recebeu os graus de engenheiro e mestre, em Engenharia Elétrica, pela Universidade Federal de Juiz de Fora em 2010 e 2013, respectivamente. Tem experiência na área de Eficiência Energética com ênfase em sistemas motrizes. Atua na área de eletrônica de potência e seus interesses incluem automação e controle de conversores, eficiência energética, fontes alternativas e energia e sistemas de transferência de energia sem contato.

Rodolfo Lacerda Valle recebeu o grau de Engenheiro de Controle e Automação (2010) pelo CEFET-MG e grau de mestre em Engenharia Elétrica, na subárea de Eletrônica de Potência, pela Universidade Federal de Juiz de Fora. Atualmente está cursando o doutorado em engenharia elétrica na UFJF. De 2008 a 2010 atuou como professor temporário no CEFET-MG, unidade de Leopoldina. Suas áreas de interesse incluem eletrônica de potência, sistemas de controle digitais, modelagem e controle de conversores estáticos e geração fotovoltaica.

Pedro Gomes Barbosa recebeu o grau de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal de Juiz de Fora, MG, Brasil, em 1986 e os graus de mestre e doutor, em Engenharia Elétrica, pela Universidade Federal do Rio de Janeiro, RJ, Brasil, em 1994 e 2000, respectivamente. Atualmente é professor associado do Departamento de Energia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora. Suas áreas de interesse incluem modelagem e controle de conversores estáticos, integração de fontes alternativas de energia, controle digital e topologias de conversores estáticos.

Leonardo de Mello Honório recebeu o grau de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal de Juiz de Fora, MG, Brasil, em 1993 e os graus de mestre e doutor, em Engenharia Elétrica, pela Universidade Federal de Itajubá, MG, Brasil, em 1999 e 2002, respectivamente. Atualmente é professor adjunto do Departamento de Energia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora. Suas áreas de interesse incluem algoritmos evolucionários, métodos probabilísticos, fluxo ótimo de potência, veículos autônomos, fuzzy, reconhecimento de padrões e otimização.

Nuno Alexandre Cruz recebeu o grau de Engenheiro Eletrotécnico pela Universidade do Porto, Portugal, em 1993, e de mestre em Engenharia de Sistemas Digitais de UMIST, Reino Unido, em 1994. Atualmente é pesquisador senior do Grupo de Robótica e Sistemas Inteligentes do Instituto de Engenharia de Sistemas e Computadores do Porto (INESC Porto). Durante os últimos 15 anos ele esteve envolvido na concepção, desenvolvimento e operação de Veículos Submarinos Autônomos (AUVs) em Portugal e no exterior.

Anibal Castilho Mattos recebeu os graus de Licenciatura, mestre e doutor em Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade do Porto em 1991, 1994, e 2001, respectivamente. Atualmente ele é professor assistente do Departamento de Engenharia Eletrotecnia e Sistemas de Computadores da Universidade do Porto e pesquisador do

Grupo de Robótica e Sistemas Inteligentes do Instituto de Engenharia e Sistemas de Computadores do Porto (INESC Porto). Suas áreas de interesse incluem modelagem, navegação e controle de veículos autônomos, controle de sistemas não lineares e robótica marinha.