

CONTROLE DE POSIÇÃO DE UM MOTOR LINEAR DE PRIMÁRIO CURTO EM SISTEMAS DE TRANSPORTE E PROCESSAMENTO DE MATERIAIS

T. R. Fernandes Neto¹, P. Mutschler², R. S. T. Pontes¹, V. P. B. Aguiar¹

¹Universidade Federal do Ceará – Departamento de Engenharia Elétrica, Fortaleza, Brasil

²Darmstadt University of Technology – Department of Power Electronics and Control Drives, Darmstadt, Alemanha
e-mail: tobias@dee.ufc.br

Resumo – O potencial de utilização do motor linear de primário curto em sistemas de transporte e processamento de cargas e materiais é grande, em particular com movimentações que envolvem vários veículos em percursos longos, com alta velocidade, e que requerem muita repetição e precisão na colocação final. A automação de almoxarifados, farmácias e indústrias são as aplicações imediatas deste sistema de transporte. Para implementar esse sistema de transporte, um motor linear foi concebido para operar como motor síncrono ou assíncrono, já que o custo do transporte em longo percurso é reduzido utilizando-se um secundário em gaiola plana ou em placa de reação, ao invés do uso de ímãs permanentes. Este artigo tem como objetivo o desenvolvimento de uma estratégia de controle da posição do primário (veículo), a fim de se obter uma regulação de velocidade sem oscilações. Um algoritmo de controle será desenvolvido para ambos os modos de operação, e utiliza a técnica de controle orientado pelo campo. Além disso, será detalhado o comportamento do motor linear no momento da transição entre os modos de operação síncrono e assíncrono. Por fim, diversos testes foram executados para a validação da eficácia da estratégia de controle utilizada.

Palavras-Chave – Controle orientado pelo campo, Controle de posição, Motor linear.

POSITION CONTROL OF A SHORT PRIMARY LINEAR MOTOR DRIVE APPLIED IN MATERIAL TRANSFER AND PROCESSING LINES

Abstract – In very long transfer and processing lines where multiple vehicles traveling at high speed and high positioning repeatability are required, the use of the short primary linear motor drive is proposed. To implement this system, the linear motor was designed for synchronous and asynchronous operation, since the costs can be reduced considerably by using a simple induction rail at the transporting sections, instead of permanent magnets. This study is focused on the position control of a short primary linear motor drive, in order to regulate the speed without oscillations. The implemented control algorithm for both operations is based on the field oriented control, which uses a rotating reference frame.

Furthermore, the transition control strategy will be discussed based on the vehicle's position, current and speed responses during the transition between the synchronous and asynchronous operation. Finally, experimental tests are carried out to demonstrate the effectiveness of the employed control strategy.

Keywords - Field Oriented Control, Linear Motor, Motion Control.

I. INTRODUÇÃO

A demanda por sistemas de transporte e armazenamento de cargas e materiais que requerem grande flexibilidade, resposta rápida e muitas repetições está crescendo constantemente. Os motores lineares são uma solução adequada para esse tipo de aplicação, já que o movimento linear é gerado diretamente, sem a utilização de sistemas mecânicos complexos, sujeitos a elasticidade e desgaste, e isto resulta em um processo com alta eficiência com elevada produção [1]-[2].

Os motores lineares são similares aos motores rotativos, visto que eles transformam energia elétrica em energia mecânica. Eles são compostos por duas partes: o primário, que é responsável em gerar o campo eletromagnético viajante e o secundário, que produz um fluxo magnético através de correntes induzidas ou ímãs permanentes. Conseqüentemente, eles são aplicados em vários sistemas de transporte de materiais, tais como produção de células solares, indústria eletroeletrônica, processamento de madeira, empacotamento, engarrafamento de líquidos, máquinas ferramentas (torno, fresas, etc.), transporte de container e elevadores [3].

Nos últimos anos, vários artigos sobre motores lineares em aplicações de manipulação de materiais têm sido publicados. A primeira idéia começou com a utilização de um motor linear de indução (MIL) [4]. Esta literatura utiliza o MIL de primário curto em gaiola plana (placa de reação) para investigar sua funcionalidade em sistemas de transporte de material. Nele o primário é a parte móvel que transporta a matéria-prima entre três zonas (transporte, processamento e carga e descarga). A fonte de alimentação é estacionária e o veículo é alimentado através de um cabo. Portanto, nesse sistema o veículo possui um grau reduzido de independência. Em [5], um sistema de transporte linear em uma célula de produção contínua onde o processamento ocorria com máquinas ferramentas é proposto. Ele compara duas topologias de motor linear de primário longo: com fluxo longitudinal e o de fluxo transversal. Em [6], um MIL de primário curto é proposto para o transporte de telas de LCD. Para realizar o transporte sem o atrito entre a roda e a trilha, o veículo é magneticamente levantado através de eletroímãs e

Artigo submetido em 09/09/2013. Primeira revisão em 02/03/2014. Aceito para publicação em 18/05/2014, por recomendação do Editor Henrique A. C. Braga.

veículo, reduzindo assim os custos em comparação com a topologia de primário longo. Além do mais, o custo do trilho pode ser reduzido consideravelmente usando placas de reação nas longas zonas de transporte ao invés dos ímãs permanentes de terras raras que geralmente são demandados para as zonas de processamento.

A topologia de primário curto possui as seguintes vantagens em relação à topologia de primário longo:

- O número de inversores e controladores de veículos (CV) é igual ao número de veículos. Consequentemente o número de veículos não é limitado como na topologia de primário longo (dois segmentos por veículo) [11].
- Redução na potência reativa no inversor embarcado (ver Figura 2).
- O sensor de posição é preso ao veículo, desta forma cada veículo possui seu próprio sensor, o que facilita o cálculo da posição de cada veículo, já que para a topologia de primário longo é necessário distribuir os sensores de posição ao longo da pista. [16]

No entanto, a topologia de primário curto possui a limitação de o veículo ter uma resposta mais lenta, devido ao seu peso (maior inércia). Por outro lado, este sistema é mais flexível no caso de falha do veículo, pois ele pode ser facilmente substituído, assim o sistema volta a operar rapidamente. Este artigo também tem como inovação a transição entre os modos de operação síncrona para assíncrona (vice-versa) aplicada a motores lineares.

III. DESCRIÇÃO DO SISTEMA

A utilização de contatos deslizantes ou esteira porta-cabo é imprópria para o sistema proposto, onde o veículo deve trafegar em um circuito fechado. Desta forma, a utilização de um sistema de transmissão de energia sem contato permite uma maior flexibilidade de movimento e possibilita construção de curvas fechadas.

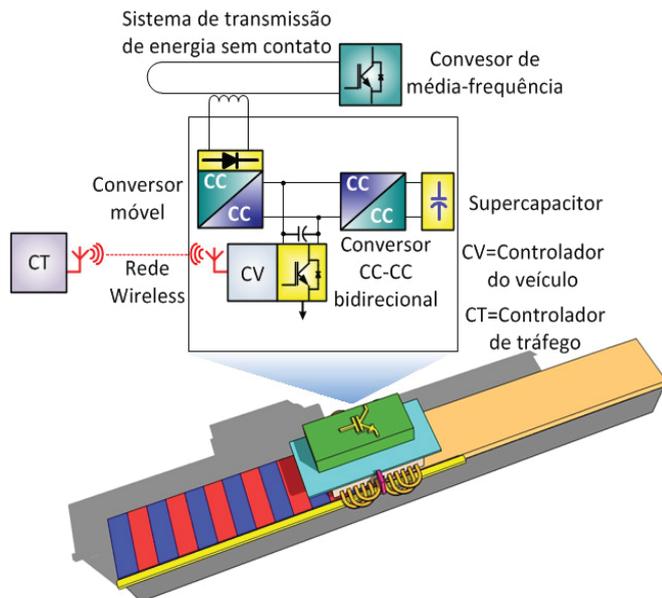


Fig. 2. Motor linear alimentado por um sistema de transmissão de energia sem contato.

Como o veículo deve ser alimentado através de um sistema de transmissão de energia sem contato, todos os dispositivos eletrônicos e o CV devem ser embarcados no veículo, como observado na Figura 2. O sistema de transmissão de energia sem contato é composto de um conversor estacionário de média frequência (25 kHz), uma bobina coletora em forma de “U” e um conversor móvel.

Para melhorar a dinâmica do sistema e permitir a partida de todos os veículos ao mesmo tempo, além de absorver a energia gerada durante a frenagem, cada veículo possui a bordo um banco de supercapacitores. Um conversor CC-CC bidirecional é utilizado para conectar este banco com o barramento CC, o fazendo responsável por gerenciar a carga e descarga do banco de supercapacitores. Assim, a eficiência geral do sistema é acrescida devido à utilização conjunta do banco de supercapacitores e o sistema de transmissão de energia sem contato. Além disso, a utilização do banco de supercapacitores reduz o volume e o custo do sistema de transmissão de energia sem contato, contudo o peso, volume e complexidade do veículo também crescem. Por fim, o sistema de transmissão de energia sem contato é responsável por alimentar todos os veículos.

O controlador de tráfego (CT) produz um sinal de referência de posição para todos os veículos e capta as posições atuais transmitidas por cada CV. Estes dados de posição são transmitidos através de uma rede wireless, já que nenhum contato com o veículo é permitido. Na Figura 2 podem ser vistos os dispositivos embarcados (inversor, CV, supercapacitor, etc) que estão representados pela caixa verde.

IV. MODELO MATEMÁTICO DO MOTOR LINEAR

Esta seção apresenta o modelo matemático do motor linear assíncrono e o motor linear síncrono de ímãs permanentes. Para simplificar o modelo, os requisitos abaixo são considerados:

- Os efeitos de extremidades são desprezíveis.
- A saturação no circuito magnético é desprezível.
- Perdas por histerese e correntes parasitas são desprezíveis.
- A máquina é alimentada por uma fonte trifásica simétrica.
- Cada enrolamento do primário é distribuído de modo a produzir uma força magnetomotriz senoidal ao longo do entreferro, isto é, não existem harmônicas.

A. Sistema de coordenadas arbitrário com referência síncrona

Todos os vetores espaciais do modelo dinâmico são expressos através do sistema de coordenadas arbitrárias síncrona AB , tanto para os modos de operação síncrona como assíncrona, como visto na Figura 3.

A referência síncrona (eixo A) é alinhada com o fluxo enlaçado pelo secundário. Em outras palavras, o fluxo do secundário tem somente a componente no eixo A, e não há componente no eixo B.

Para operação assíncrona, a velocidade síncrona v_{sinc} pode ser expressa através da velocidade mecânica v_m e a velocidade do escorregamento v_2 , como apresentado em:

$$v_{sinc} = v_m + v_2 \quad (1)$$

Sendo:

$$\beta_k = \beta_m + \beta_2 \quad (2)$$

Onde:

β_2 - Posição angular do escorregamento.

β_m - Posição angular mecânica medida multiplicada pelo número de par de pólos.

β_k - Posição angular do fluxo do secundário.

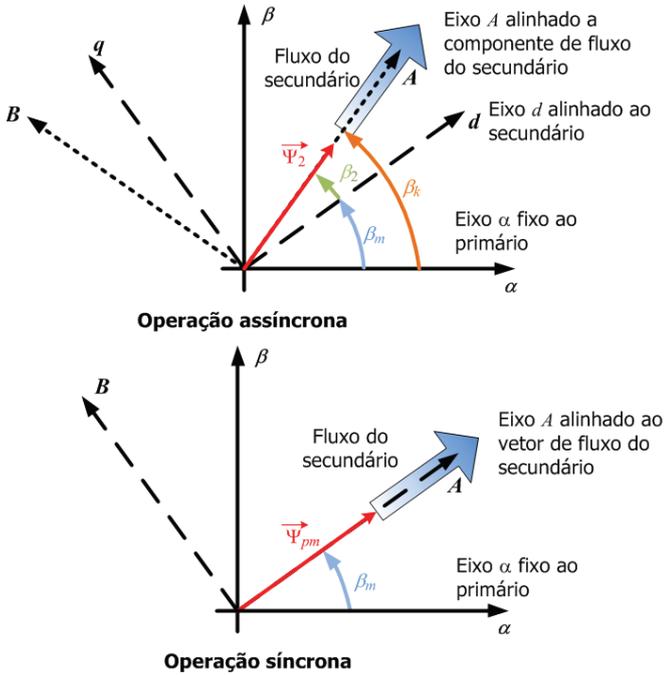


Fig. 3. Sistema de coordenadas arbitrário síncrona AB, para os modos de operação síncrono e assíncrono.

Enquanto o fluxo enlaçado pelo secundário Ψ_2 para operação assíncrona é gerado pelas correntes induzidas no secundário, o fluxo enlaçado pelo secundário para operação síncrona é gerado pelos ímãs permanentes Ψ_{pm} . Para esse caso o fluxo enlaçado pelo secundário é eletricamente fixado ao eixo direto do secundário (eixo A/d), como visto na Figura 3.

Como a velocidade de escorregamento v_2 para o modo operação síncrona é zero, a velocidade síncrona v_{sinc} do primário e a velocidade mecânica v_m possuem o mesmo valor em regime. Consequentemente, a velocidade síncrona e a posição angular do fluxo do secundário β_k são dadas em (3) e (4).

$$v_{sinc} = v_m \quad (3)$$

$$\beta_k = \beta_m \quad (4)$$

B. Modelo matemático do motor linear assíncrono

As equações da tensão e do fluxo concatenado do primário e do secundário em coordenadas arbitrárias síncrona AB são expressas por: [21,22]

$$u_{1A} = R_1 i_{1A} + \frac{d\Psi_{1A}}{dt} - \frac{\pi}{\tau} v_{sinc} \Psi_{1B} \quad (5)$$

$$u_{1B} = R_1 i_{1B} + \frac{d\Psi_{1B}}{dt} + \frac{\pi}{\tau} v_{sinc} \Psi_{1A} \quad (6)$$

$$0 = R_2 i_{2A} + \frac{d\Psi_{2A}}{dt} - \frac{\pi}{\tau} (v_{sinc} - v_m) \Psi_{2B} \quad (7)$$

$$0 = R_2 i_{2B} + \frac{d\Psi_{2B}}{dt} + \frac{\pi}{\tau} (v_{sinc} - v_m) \Psi_{2A} \quad (8)$$

$$\Psi_{1A} = L_{i1} i_{1A} + M i_{2A} \quad (9)$$

$$\Psi_{1B} = L_{i1} i_{1B} + M i_{2B} \quad (10)$$

$$\Psi_{2A} = M i_{1A} + L_{i2} i_{2A} \quad (11)$$

$$\Psi_{2B} = M i_{1B} + L_{i2} i_{2B} \quad (12)$$

Onde:

Ψ_1, Ψ_2 - Fluxos do primário e secundário.

i_1, i_2 - Correntes de fase do primário e secundário.

R_1, R_2 - Resistências do primário e do secundário.

L_{i1}, L_{i2} - Indutâncias do primário e do secundário para operação assíncrona.

u_1 - Tensão de fase do primário.

ω_{sinc} - Velocidade angular síncrona.

ω_2 - Velocidade angular do escorregamento.

os termos em subscrito "A,B" indicam as variáveis no sistema de coordenada de referência síncrona AB e o subscrito "i" denota a operação assíncrona.

O Controle Orientado pelo Campo (COC) visa gerar correntes nos enrolamentos estáticos de tal modo que o fluxo enlaçado pelo secundário esteja sempre perpendicular ao fluxo do primário. Assim o motor assíncrono possui o mesmo comportamento de um motor CC com excitação independente [23]. Para realizar este controle de desacoplamento, o controle deve manter o fluxo enlaçado pelo secundário sempre alinhado com o eixo A e então a componente de fluxo Ψ_{2B} no eixo B será nula.

Assim, com $\Psi_{2B}=0$ as equações (13) e (14) podem ser obtidas através das equações (7) e (11).

$$i_{2B} = -\frac{M}{L_{i2}} i_{1B} \quad (13)$$

$$\Psi_{2A} = \frac{M i_{1A}}{1 + s \frac{L_{i2}}{R_2}} \quad (14)$$

Através da equação (8) a relação entre a velocidade de escorregamento v_2 e a relação entre as correntes primárias i_{1A} e i_{1B} são obtidas por:

$$v_2 = \frac{\tau}{\pi} \cdot \frac{R_2}{L_{i2}} \cdot \frac{i_{1B}}{i_{1A}} \quad (15)$$

onde:

$T_{secundario}$ - Constante de tempo do secundário.

Uma vez que a velocidade do escorregamento v_2 é determinada, a posição angular do fluxo secundário β_k é igual a:

$$\beta_k = \beta_m + \int \frac{1}{T_{secundario}} \frac{i_{1B}}{i_{1A}} dt \quad (16)$$

Como a posição angular mecânica do secundário é obtida por um encoder, a posição angular do fluxo do secundário é determinada por (16).

A força eletromagnética gerada é expressa por:

$$F_{in} = \frac{3}{2} \frac{2p}{2} \frac{\pi}{\tau} M (i_{2A} i_{1B} - i_{2B} i_{1A}) \quad (17)$$

Finalmente, usando (13) e (11) em (17) a força eletromagnética gerada pode ser reescrita como:

$$F_{in} = \frac{3}{2} \frac{2p}{2} \frac{\pi}{\tau} \frac{M}{L_{r2}} \Psi_{2A} i_{1B} = k_{sf} i_{1B} \quad (18)$$

Onde:

k_{sf} - Constante de força para o modo de operação assíncrono.

C. Modelo matemático do motor linear síncrono

Para o motor síncrono o fluxo enlaçado pelo secundário é alinhado a referência fixada no secundário (ver Figura 3), assim o fluxo gerado pelos imãs permanentes Ψ_{pm} gira com a velocidade síncrona.

Consequentemente, as relações entre o sistema de coordenadas arbitrárias AB e o sistema de coordenada dq são apresentadas em (19).

$$\begin{aligned} i_{1A} &= i_{1d}, i_{1B} = i_{1q} \\ u_{1A} &= u_{1d}, u_{1B} = u_{1q} \end{aligned} \quad (19)$$

Todas as variáveis em subscripto " d, q " são utilizadas para o sistema de coordenadas dq ilustrado na Figura 3.

Para o modo de operação síncrono, a velocidade síncrona é igual à velocidade mecânica multiplicada pelo número par de pólos, ($v_{sinc} = v_m$).

Então, as equações podem ser escritas como: [24]

$$u_{1A} = R_1 i_{1A} + \frac{d\Psi_{1A}}{dt} - \frac{\pi}{\tau} v_m \Psi_{1B} \quad (20)$$

$$u_{1B} = R_1 i_{1B} + \frac{d\Psi_{1B}}{dt} + \frac{\pi}{\tau} v_m \Psi_{1A} \quad (21)$$

Como o fluxo do secundário é gerado pelos imãs permanentes, e é diretamente alinhado ao eixo A , o fluxo secundário no eixo B é zero. Então, os fluxos concatenados do secundário são definidos pelas equações (22) e (23).

$$\Psi_{1A} = L_{s1} i_{1A} + \Psi_{pm} \quad (22)$$

$$\Psi_{1B} = L_{s2} i_{1B} \quad (23)$$

Onde:

L_{s1}, L_{s2} - Indutâncias do primário e do secundário para o modo de operação síncrono.

e as variáveis em subscripto " s " indicam a operação síncrona.

A força eletromagnética gerada é expressa por:

$$F_{sn} = \frac{3}{2} \frac{2p}{2} \frac{\pi}{\tau} (\Psi_{pm} i_{1B} + (L_{s1} - L_{s2}) i_{1B} i_{1A}) \quad (24)$$

Em (24) a força eletromagnética pode ser separada em duas outras componentes: uma componente de relutância e uma componente de excitação. Para o motor síncrono sem pólos salientes, ambas as indutâncias secundárias são aproximadamente idênticas ($L_{s1} = L_{s2}$). Então, a força eletromagnética é representada a seguir:

$$F_{sn} = \frac{3}{2} \frac{2p}{2} \frac{\pi}{\tau} \Psi_{pm} i_{1B} = k_{sf} i_{1B} \quad (25)$$

Onde:

k_{sf} - Constante de força para o modo de operação síncrono.

V. ESTRATÉGIA DE CONTROLE DA POSIÇÃO

O percurso consiste em duas diferentes seções (imãs permanentes e uma placa de reação), então, especialmente durante a transição entre a operação síncrona e operação assíncrona, uma estratégia de controle adequada é requerida para manter a velocidade constante. Devidos os dois modos de operação e às diferentes posições angulares do fluxo do secundário durante a transição é importante a determinação da posição γ (ver Figura 4), que indica o ponto onde o motor deve mudar de operação (MLSIP \rightarrow MIL). A melhor posição para troca de operação (γ) é encontrada experimentalmente de tal maneira que a força aplicada ao motor gere um mínimo distúrbio na velocidade. Em outras palavras, se o modo de operação for comutado tardiamente, não haverá uma força suficiente para garantir que a velocidade permaneça constante durante a transição.

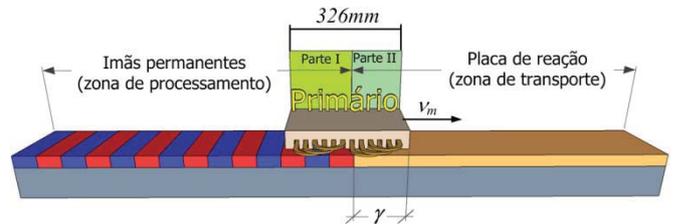


Fig. 4. Área de transição.

Para o modo de operação síncrono, é utilizada somente a componente de corrente i_{1B} , enquanto no modo de operação assíncrono, ambas correntes (i_{1A} e i_{1B}) são injetadas. No momento da transição, a maior parte da força deve ser gerada com o primário operando no modo síncrono, já que o modo assíncrono requer mais potência, ocasionando maiores perdas para o mesmo nível de força gerada. Definitivamente, o modo de operação assíncrono deve ser ativado o mais tarde possível. Diante do exposto, a posição γ foi fixada para que as variações de velocidade no veículo sejam mínimas.

Baseado nos critérios descritos, vários testes experimentais foram executados e então foi determinado que o modo de operação fosse alternado quando 64% do comprimento do veículo estiver sobre a placa de reação. Portanto, a posição encontrada foi de $\gamma = 209$ mm.

O diagrama de bloco da estratégia de controle é mostrado na Figura 5.

Dependendo da posição do veículo, os blocos para o controle MLSIP-COC (caixa amarela) ou MIL-COC (caixa azul) são ativados. Em cada caso, há duas malhas internas para o controle de corrente, dois controladores de velocidade e apenas um controlador de posição para ambos os modos. A corrente de magnetização (i_{1A}) é controlada para manter o fluxo do secundário constante (modo síncrono $i_{1A} = 0$ e modo assíncrono $i_{1A} > 0$), e a corrente i_{1B} é regulada para ajustar a força eletromagnética produzida. Os controladores de velocidade e corrente são controladores do tipo proporcional-integral (PI) anti-windup [25] e o controlador de posição é um simples controlador proporcional.

Para partir o motor linear com o controle de campo, a informação da posição é necessária para orientação do sistema de coordenadas síncrona, para a determinação da velocidade e da posição. O caixa cinza (ver Figura 5) representa o algoritmo de controle implementado no processador digital de sinais (DSP). Durante o período de transição, a corrente i_{1B} é regulada pra acelerar e frear o veículo, evitando oscilações.

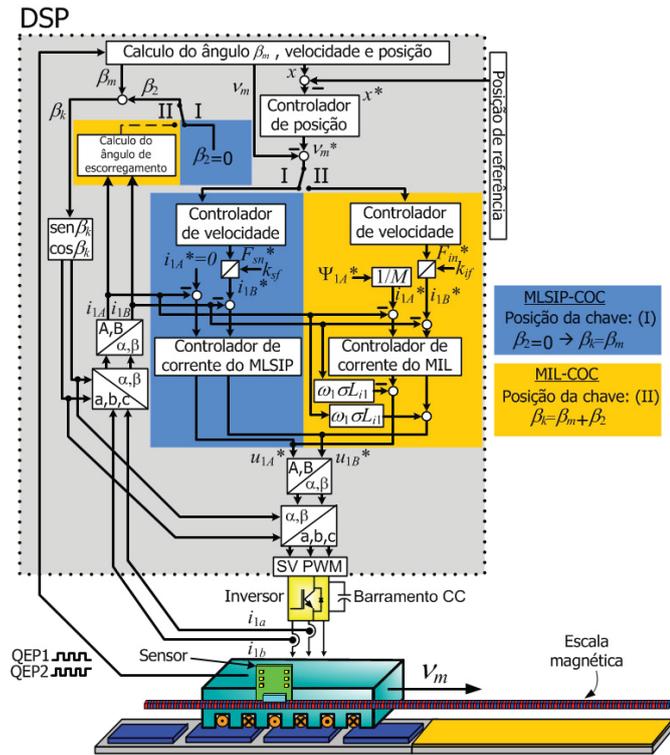


Fig. 5. Diagrama de bloco da estratégia de controle de posição.

A. Veículo trafegando dentro da zona de processamento

Quando o veículo está trafegando sobre os ímãs permanentes, o controle MLSIM-OCC é ativado. Então, a chave de transição (I/II) está na posição “I”, a posição e a velocidade são calculadas pelo bloco “cálculo do ângulo β_m , velocidade e posição”, utilizando as informações recebidas do encoder incremental que possui uma resolução de 200 pulsos por milímetro. Além disso, o ângulo do escorregamento é nulo, e os parâmetros dos controladores de corrente e velocidade são os determinados para o modo de operação como motor linear síncrono. A posição angular do fluxo do secundário é $\beta_k = \beta_m$, já que o fluxo secundário é alinhado ao eixo de direto do secundário.

B. Veículo trafegando dentro da zona de transporte

Quando o veículo deixa a zona de processamento (MLSIP \rightarrow MIL) e está na posição γ , a chave é comutada para a posição “II”, a seguir o controlador injeta a corrente de magnetização i_{1A} em seu valor nominal e o ângulo de escorregamento é calculado utilizando as correntes i_{1A} e i_{1B} medidas. Conseqüentemente, a posição angular do fluxo do secundário é a soma dos ângulos $\beta_k = \beta_m + \beta_2$. Neste momento os controladores de corrente e velocidade utilizam os parâmetros do motor linear assíncrono.

Na extremidade da zona de processamento (MLSIP \rightarrow MIL), a força de relutância começa a se elevar,

então a componente de corrente responsável pelo controle da força eletromagnética gerada (i_{1B}) precisa ser aumentada para evitar uma queda na velocidade. Por outro lado, quando o veículo adentra a zona de processamento (MIL \rightarrow MLSIP), o veículo é fortemente atraído pelos ímãs aumentando a velocidade do veículo. Então, a corrente i_{1B} é controlada para frear o veículo suavemente.

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Foi construído um protótipo de um sistema de processamento e transporte de materiais com um motor linear curto baseado na proposta descrita na seção II. O sistema possui um percurso dividido em duas zonas e tem apenas um veículo. As unidades de controle e o sistema de armazenamento de energia (banco de supercapacitores) estão a bordo do veículo. O motor linear utilizado foi fabricado pela *Baumüller*. O primário foi montado em baixo do veículo com mostrado na Figura 6.

Dentro da zona de processamento, o secundário utiliza segmentos de ímãs permanentes enviesados. O segmento tem uma culatra com 8mm de espessura e é composto por quatro ímãs com 4mm de espessura. A zona de processamento será composta por onze desses segmentos. Para a zona de transporte, a placa de reação é formada por duas camadas: a primeira camada é uma chapa de cobre com 1mm de espessura e a segunda é uma chapa de aço com 10mm de espessura. Ambas as chapas foram aparafusadas e instaladas entre as guias como mostrado na Figura 6. Conseqüentemente, têm-se dois tipos de secundário ao longo do percurso, podendo o motor linear operar como máquina síncrona ou assíncrona. A Tabela I contém os parâmetros adquiridos experimentalmente do motor linear para o modo de operação síncrono e assíncrono.

A estrutura mecânica foi construída utilizando perfis de alumínio do fabricante *Minitech*. No total o sistema proposto de transporte e processamento de materiais possui 3,3m de comprimento. Mais detalhes construtivos do sistema, do veículo e do primário estão contidos na Tabela II. O veículo move-se ao longo de uma guia na tentativa de manter o entreferro sempre constante. O veículo possui um sistema com quatro rodas que permitem apenas o movimento no eixo horizontal.

Dentro da zona de processamento é requisitada uma alta precisão, desta forma foram utilizados um encoder incremental magneto-resistivo e uma escala magnética com um polo fixo de 1 mm. O encoder foi preso no veículo e possui uma resolução de 200 incrementos por mm (5 μ m). A escala magnética foi instalada ao longo da guia, como mostrado na Figura 6b.

A fonte de alimentação do veículo é composta por um sistema de transmissão de energia sem contato do tipo MOVITRANS® da SEW-EURODRIVE de 4 kW, um conversor móvel CC-CC bidirecional de 4kW com uma frequência de comutação de 15kHz e um inversor de mesma potência com uma frequência de comutação de 10kHz. A tensão do barramento CC é de 500 V. O controle foi implementado em um DSP da *Texas Instrument* do tipo TMS320F2812 de 150 MHz a com um período de amostragem de 100us. O DSP foi utilizado para o controle do

motor e o gerenciamento de energia do banco de supercapacitores.

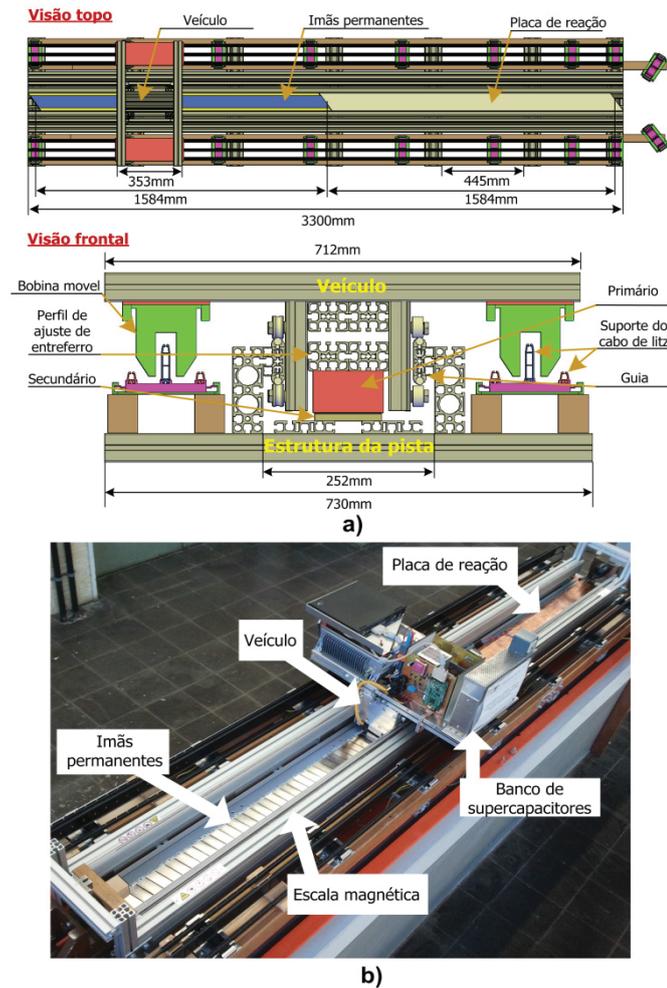


Fig. 6. a) Estrutura mecânica. b) Foto do protótipo.

| TABELA I Parâmetros do motor linear para diferentes modos | | | |
|--|----------------|-------------------------------------|-----------|
| Modo de operação síncrono | | | |
| Corrente nominal (I_{sn}) | 3,0 A | Constante de força (k_{sf}) | 83,05 N/A |
| Resistência do primário (R_1) | 3,9 Ω | Entreferro (γ_s) | 2 mm |
| Indutância de fase (L_{s1}) | 31,8 mH | Comprimento do secundário (l_s) | 1584 mm |
| Modo de operação assíncrono | | | |
| Corrente nominal (I_{in}) | 4,18 A | Constante de força (k_{if}) | 44,24 N/A |
| Resistência do secundário (R_2) | 16,94 Ω | Entreferro (γ) | 1 mm |
| Indutância própria do primário (L_{j1}) | 99 mH | Indutância mútua (M) | 67 mH |
| Indutância própria do secundário (L_{j2}) | 81 mH | Comprimento do secundário (l_i) | 1584 mm |

Os resultados relativos à velocidade foram calculados através da derivada numérica da posição (obtida do encoder) [26]. Como a derivada gera muito ruído um filtro digital foi implementado, o que possivelmente pode ocultar transientes da velocidade real.

TABELA II

Dados da estrutura mecânica, do veículo e do primário

| | | | |
|--|---------|---------------------------------------|---------------|
| Passo polar do primário (τ) | 36mm | Dimensões do primário | 326x105x42 mm |
| Numero de pólos ($2p$) | 8 | Peso do primário | 7.8Kg |
| Comprimento da pista | 3300 mm | Comprimento da estrutura do veículo | 353 mm |
| Largura do estrutura da pista | 730 mm | Largura do veículo | 712 mm |
| Peso do veículo + dispositivos/equipamentos abordo | 53,7 kg | Peso da estrutura mecânica do veículo | 9,8 kg |

Os testes foram realizados para simular uma suposta situação onde o veículo deixa a zona de processamento, então trafega na zona de transporte, porém ele deve esperar por alguns segundos dentro zona de transporte, até que a próxima estação processamento seja liberada, e então partir novamente em direção a esta próxima zona de processamento.

De modo a testar o desempenho da estratégia de controle de posição, uma posição de referência ($x^*=2,8m$) foi enviada para o veículo. Então, o veículo parte dentro da zona de processamento na posição inicial ($x=0m$), no tempo t_0 , e atinge a área de transição no momento t_1 , como ilustrado na Figura 7.

Neste momento, a força de relutância entre o primário e os imãs começa a crescer lentamente, diminuindo a velocidade do veículo, como observado na Figura 8 (primeira transição). Com o passar do tempo a área que cobre os imãs diminui, reduzindo o fluxo concatenado. Portanto, para manter a mesma força aplicada ao veículo é necessário aumentar a corrente i_{1B} , como visto na Figura 8.

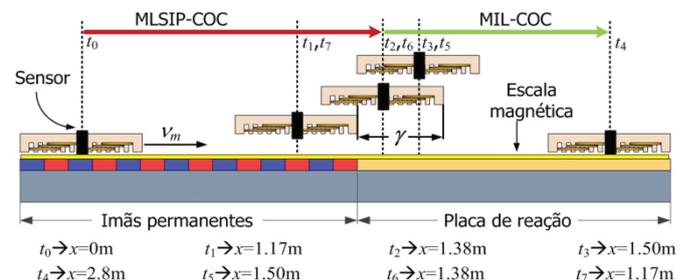


Fig. 7. Posições do veículo durante o ensaio.

Quando a posição γ é alcançada no tempo t_2 , então o MIL-COC é iniciado pela mudança da chave para a posição "II". Foi observado que durante o MIL-COC a resposta da corrente i_{1B} , que neste momento compensa a força de relutância, é maior que a corrente aplicada durante a operação MLSIP-COC. Isto ocorre devido à constante de força para o MIL (k_{if}) ser metade da constante de força para o MLSIP (k_{sf}), como descrito na Tabela 1. O MIL-COC é iniciado quando a corrente de magnetização i_{1A} é injetada (t_2). Nesse momento, a velocidade cai mais uma vez. Entretanto, entre o intervalo de tempo $\Delta t=t_3-t_2$, a velocidade do veículo é rapidamente compensada pelo controlador de corrente, como mostrado na Figura 8 (primeira transição). Finalmente, o veículo cobre somente a placa de reação (t_3), em razão disso a força de relutância cai a zero, aumentando a velocidade do veículo, como mostrado na Figura 8 (primeira transição). Depois de deixar a zona de processamento, a

corrente é controlada para manter a velocidade constante em 1m/s.

No tempo t_4 , o veículo recebe o novo comando de posição ($x^*=0m$) e dirige-se agora em direção a posição inicial. Ele atinge novamente a borda da zona de transporte no tempo t_5 como observado na Figura 8 (segunda transição). Nesse momento, o veículo começa a ser atraído pelos ímãs permanentes, aumentando a velocidade do veículo, como mostrado ampliado na Figura 8. Então, o veículo é freado lentamente (valor positivo da corrente i_{1B}). Essa força produzida para frear o veículo é gerada somente pela parte II (ver Figura 4). Quando o veículo possui 36% do seu comprimento sobre a zona de processamento, a chave muda para a posição "I" no tempo t_6 , a corrente de magnetização torna-se zero e o MLSIP-COC é iniciado. Como a força

gerada pelo modo de operação síncrono é maior que a modo de operação assíncrono, a corrente i_{1B} cai rapidamente, como observado na Figura 8 (segunda transição).

No tempo t_6 , a velocidade começa a crescer novamente, já que uma fração não controlada da força é gerada pela parte II do veículo. Isso ocorre até que a componente de fluxo Ψ_{2A} decaia a zero [27]. Essa força é somada à força produzida pela parte I. Para controlar essa força o controlador de corrente tenta compensar esse acréscimo de velocidade freando o veículo durante $\Delta t=t_7-t_6$ (ver Figura 8). Por fim o veículo esta localizado apenas sobre a zona de processamento no tempo t_7 . A queda de velocidade mostrada na Figura 8 ocorre devido à transição da corrente do valor positivo (frenagem) para o negativo (aceleração).

Para este teste, a velocidade foi limitada a 1m/s, a corrente

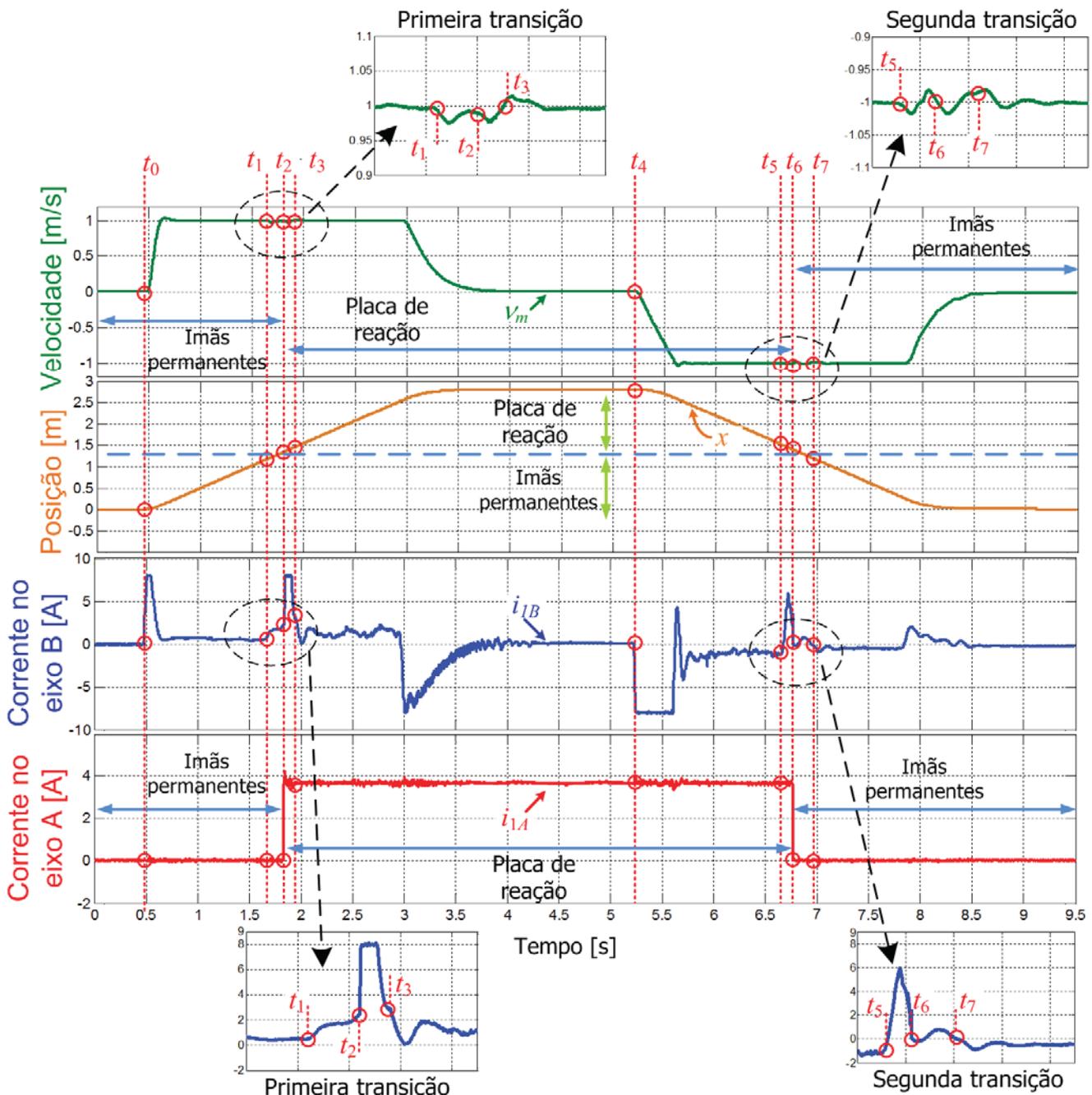


Fig. 8. Medidas da posição, velocidade e corrente para o ensaio realizado.

i_{1B} foi limitada a 8A e a corrente de magnetização a $i_{1A}=3.6A$. Com todos os resultados apresentados, pode-se observar que a velocidade foi mantida constante, com pequenas oscilações. Os distúrbios ocorridos na área de transição foram na ordem de 3% da velocidade nominal.

IV. CONCLUSÕES

Este artigo teve como objetivo o controle de posição de um motor linear de primário curto aplicado a um sistema de transporte e processamento de materiais. Além disso, buscou-se em contribuir com novas idéias para utilização desse tipo de topologia, já que ela possui um grande grau de escala, um custo reduzido, uma estrutura mecânica simplificada e não há limitação na quantidade de veículos operantes no sistema.

A utilização do motor linear de primário curto permite que curvas verticais e horizontais sejam facilmente construídas, já que o secundário é feito de uma placa de reação ou ímãs permanentes estacionários. Desta maneira, o custo final para uma aplicação que possui um longo percurso pode ser reduzido, pois se utiliza somente a placa de reação nas zonas de transporte (zona de velocidade de tráfego constante), evitando o uso dos caros ímãs permanentes em todo percurso. Esta topologia possui a desvantagem da potência do sistema de transmissão de energia sem contato ser limitada para uma aplicação com múltiplos veículos. Este empecilho foi solucionado com a utilização de um banco de supercapacitores a bordo do veículo, que deve fornecer energia a cada veículo durante a aceleração, compensando a limitação de potência do sistema de transmissão de energia sem contato. Além disso, ele é utilizado para recuperar a energia cinética durante a frenagem, aumentando a eficiência geral do sistema.

Ao longo de todo percurso foi instalado uma escala magnética, para obter-se alta precisão de posicionamento. Como a escala foi instalada em todo percurso, todos os veículos podem parar dentro da zona de transporte, no caso em que a próxima zona de processamento estar ocupada, esperando até que ela seja liberada.

A estratégia de controle foi desenvolvida para controlar quedas bruscas na velocidade, garantir uma boa resposta e um baixo consumo de energia, quando o veículo se desloca entre as zonas. Desta maneira a utilização do motor linear de primário curto torna-se uma boa escolha em aplicações de manipulação e transporte de materiais com um longo percurso, baixa densidade de veículos e moderada aceleração.

Para a utilização do sistema apresentado com múltiplos veículos, o sistema de comunicação entre o veículo e o controlador de tráfego deve ainda ser desenvolvido.

REFERÊNCIAS

[1] E. R. Laithwaite, "Linear electric machines – a personal view," *Proceedings of the IEEE*, vol. 63, no. 2, pp. 250-290, February. 1975.
[2] G. Brandenburg, S. Brückl, J. Dormann, J. Heinzl, and C. Schmidt, "Comparative investigation of rotary and linear motor feed drive systems for high precision machine

tools," in *6th International workshop on Advanced Motion Control*, Mar-Apr. 30-1, 2000, pp. 384-389.
[3] T. R. Fernandes Neto, R. S. T. Pontes, "Design Of An Elevator Prototype Propelled By A Linear Induction Motor", *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 14, p. 181-187, 2009.
[4] G.H. Abdou and S.A. Sherif, "Theoretical and experimental design of LIM in automated manufacturing systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 27, no. 2, pp. 286-293, March/April 1991.
[5] P.L Jansen, L.J Li and R.D. Lorenz, "Analysis of competing topologies of linear induction machines for high-speed material transport systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 31, no. 4, pp. 925-932, July/August 1995.
[6] H.-S. Han, C. -H. Kim, J. -M. Lee and C. -W. Lee, "System integration of a non-contact conveyer using magnetic levitation technology," in *IEEE International Conference on Mechatronics*, 2011, ICM 2011, pp. 708-712.
[7] R. Leidhold and P. Mutschler, "Speed sensorless control of a long-stator linear synchronous motor arranged in multiple segments," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, no. 6, pp. 3246-3254, December 2007.
[8] B. M. Perreault, "Optimizing Operation of Segmented Stator Linear Synchronous Motors," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 11, pp. 1777-1785, November. 2009.
[9] D. C. Meeker, "Indirect Vector Control of a Redundant Linear Induction Motor for Aircraft Launch," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 11, pp. 1768-1776, November. 2009.
[10] K. Yoshida, H. Takami, and A. Fujii, "Smooth section crossing of controlled repulsive PM LSM vehicle by DTC method based on new concept of fictitious section," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no.4, pp. 821-826, August 2004.
[11] P. Mutschler and S. Silaghiu, "Linear drives for material handling and processing: A comparison of system architectures," in *34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2008, IECON '08, pp. 1264-1269.
[12] R. Hellinger, P. Mnich, "Linear Motor-Powered Transportation: History, Present Status and Future Outlook," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 11, pp. 1892-1900, November. 2009.
[13] K. Patél, S. D. D'Arco, A. Monti, D. Patterson, and R. Dougal, "Design and testing of a modular permanent magnets brushless linear drive," in *Proc. 20th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2005, APEC 2005, vol. 3, pp. 1883-1888, March 2005.
[14] R. Benavides and P. Mutschler, "Improved application of resonant controllers for compensation of cogging force ripple in long-stator Permanent-Magnet Linear machines," in *the 11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, 2008, OPTIM, pp. 125-130.
[15] D. Hall, J. Kapinski, M. P. Krefta, O. Christianson, "Transient Electromechanical Modeling for Short Secondary Linear Induction Machines," *IEEE*

Transactions on Energy Conversion, vol. 23, no. 3, pp. 789-795, September 2008.

- [16] M. Mihalachi and P. Mutschler, "Long primary linear drive for material handling," in *International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2009, ICEMS'09, pp. 1-6.
- [17] S. Silaghiu and P. Mutschler, "Communication topology in a modular servo-drive system based on long stator permanent magnet synchronous linear motor", in *5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, 2010, PEMD'10, pp. 1-6.
- [18] K. Seki, M. Watada, S. Torii and D. Ebihara, "Discontinuous arrangement of long stator linear synchronous motor for transportation system," in *Proc. 1997 International Conf. on Power Electronics and Drive Systems*, vol. 2, pp. 697-702, May 1997
- [19] K. Suzuki, Y. -J. Kim, and H. Dohmeki, "Proposal of the section change method of the stator block of the discontinuous stator permanent magnet type linear synchronous motor aimed at long-distance transportation," in *Proc. of 18th International Conference on Electrical Machines*, 2008, ICEM 2008., pp. 1-6, Sept. 2008.
- [20] T.R. Fernandes Neto and P. Mutschler, "Motion control for short primary linear drive using induction or synchronous operation in different sections for material handling applications," in *Power Electronics, Machines and Drives Conference*, 2012, PEMD 2012.
- [21] K. Nam, J.H. Sung, "new approach to vector control for linear induction motor considering end effects," in *IEEE Industrial Applications Conference*, IAS 2010, pp. 2284-2289, October 2010.
- [22] J. F. Gieras, *Linear Induction Drives*, Clarendon Press – Oxford, London, UK, 1994.
- [23] K. Hasse, "Zur Dynamik drehzahl geregelter Antriebe mit stromrichtergespeiste Asynchron-Kurzschlussläufermaschinen," Tese de doutorado, Darmstadt University of Technology, 1969.
- [24] J.F. Gieras, Z.J. Piech, *Linear synchronous motors: transportation and automation systems*, CRC Press Boca Raton, 1999.
- [25] K. Aström, T. Hägglund, *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*, Instrument Society of America, 1995.
- [26] P. Moin, *Fundamentals of Engineering Numerical Analysis*, Cambridge University Press, 2010.
- [27] T.R. Fernandes Neto, "Short Primary Linear Drive Designed for Synchronous and Induction Operation Mode with On-Board Energy Storage," Tese de doutorado, Darmstadt University of Technology, 2012.

Tobias Rafael Fernandes Neto nascido em Fortaleza-CE, possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade de Fortaleza em 2004, e mestrado pela Universidade Federal do Ceará em 2007. Finalizou o doutorado pela Darmstadt University of Technology – Alemanha em junho de 2012. Desde dezembro de 2013 é bolsista de desenvolvimento científico regional da FUNCAP/CNPq no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará. Suas áreas de interesse são acionamento de máquinas elétricas, motores elétricos e automação industrial.

Peter Mutschler nascido na Alemanha em 1944. Possui diploma e doutorado em Engenharia Elétrica pela Darmstadt University of Technology – Alemanha em 1969 e 1975 respectivamente.

Durante 1975 e 1988 atuou como pesquisador na Brown Boveri Company, Mannheim, Alemanha (atual ABB). Trabalhou na área de controle microprocessados e proteção de equipamentos, para uma grande variedade de aplicações, tais como inversores de frequência utilizados em trens e VLTs, controle de motores em geral e gerenciamento de energia de banco de baterias utilizado em carros elétricos. Em 1988, tornou-se professor titular da Darmstadt University of Technology e foi o diretor do Department of Power Electronics and Control of Drives. Suas áreas de interesse são controle e comunicação de sistemas de acionamentos de máquinas elétricas, motores lineares, conversores, controle de fontes renováveis de energia e aquecimento por indução eletromagnética em alta frequência.

Ricardo Silva Thé Pontes nascido em Fortaleza-CE, possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará em 1979 e mestrado pela Universidade de Brasília em 1983. Recebeu o título de doutor pela Universidade Federal de Uberlândia em 2003.

Desde 1979, é professor associado do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará. Suas áreas de interesse são acionamento de máquinas elétricas, motores elétricos, aterramentos elétricos e eficiência energética.

Victor de Paula Brandão Aguiar nascido em Fortaleza-CE, possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará em 2006, e mestrado pela Universidade Federal do Ceará em 2008. Atualmente é doutorando pela Universidade Federal do Ceará. Desde 2009 é professor da Universidade Federal Rural do Semi-Árido. Suas áreas de interesse são acionamento de máquinas elétricas, motores elétricos e eficiência energética em sistemas motrizes industriais.