



**Universidade Federal de Campina Grande**

**Centro de Engenharia Elétrica e Informática**

Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

AYSLAN CAISSON NORÕES MAIA

**COMPARAÇÃO ENTRE SISTEMAS DE ACIONAMENTO PARA  
MÁQUINAS ELÉTRICAS TRIFÁSICAS**

Campina Grande, Paraíba  
Dezembro de 2011

AYSLAN CAISSON NORÕES MAIA

# COMPARAÇÃO ENTRE SISTEMAS DE ACIONAMENTO PARA MÁQUINAS ELÉTRICAS TRIFÁSICAS

*Trabalho de Conclusão de Curso submetido à  
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica da  
Universidade Federal de Campina Grande  
como parte dos requisitos necessários para a  
obtenção do grau de Bacharel em Ciências no  
Domínio da Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas

Orientador:

Professor Alexandre Cunha Oliveira, Dr. Ing., UFCG

Campina Grande, Paraíba  
Dezembro de 2011

AYSLAN CAISSON NORÕES MAIA

# COMPARAÇÃO ENTRE SISTEMAS DE ACIONAMENTO PARA MÁQUINAS ELÉTRICAS TRIFÁSICAS

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Bacharel em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas

Aprovado em        /        /

**Professor Avaliador**  
Universidade Federal de Campina Grande  
Avaliador

**Professor Alexandre Cunha Oliveira, Dr. Ing.**  
Universidade Federal de Campina Grande  
Orientador, UFCG

*Dedico este trabalho aos meus pais e irmãos.*

*Aos amigos, pelo apoio e companheirismo.*

*A minha namorada pela força, apoio e compreensão.*

## AGRADECIMENTOS

Inicialmente, agradeço a Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), ao Programa de Recursos Humanos (PRH-42) da ANP pelo financiamento deste projeto através de uma bolsa de pesquisa e, sobretudo, ao Coordenador do PRH-42 que me depositou confiança e me deu a oportunidade de participar deste programa: Dr. Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa.

Sou bastante grato a todos os funcionários do Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM) por terem me acolhido e fornecido todas as ferramentas necessárias para realização deste projeto.

Particularmente agradeço ao meu orientador deste trabalho de conclusão de curso, Alexandre Cunha Oliveira, por sua atenção, paciência e disponibilidade, além da assistência técnica oferecida.

Finalmente, agradeço a minha família por seu insubstituível e incondicional apoio. Eles que sempre acreditaram em mim, e sempre me incentivaram nos momentos difíceis.

*“Acredite é hora de vencer  
Essa força vem  
De dentro de você  
Você pode  
Até tocar o céu se crer...”*

*Acredite que nenhum de nós  
Já nasceu com jeito  
Pra super-herói  
Nossos sonhos  
A gente é quem constrói...*

*É vencendo os limites  
Escalando as fortalezas  
Conquistando o impossível  
Pela fé...*

*Campeão, vencedor  
Deus dá asas, faz teu voo  
Campeão, vencedor  
Essa fé que te faz imbatível  
Te mostra o teu valor...”*

Beno César e Solange de César.

## RESUMO

Em busca de construir uma economia sustentável, a eficiência energética é uma das principais temáticas abordadas na atualidade. Os motores elétricos são equipamentos responsáveis por grande parte do consumo de energia elétrica no setor industrial. Além disso, constata-se a ocorrência de grandes parcelas de desperdício de energia nos sistemas motrizes, muitas vezes devido a não utilização do equipamento em seu ponto ótimo de operação. Nesse contexto, o acionamento eletrônico surge como uma excelente alternativa quanto ao seu potencial de conservação de energia. Além de contribuir para o aumento da eficiência energética do sistema, o acionamento eletrônico possibilita um ajuste preciso do motor quanto ao seu controle, garantindo um alto grau de flexibilidade e, portanto, a otimização do ponto de operação da máquina.

Neste trabalho foi realizada uma avaliação dos sistemas de acionamento, baseados em inversores fonte de tensão e estratégias de controle, através de estudos analíticos e por simulação, para três motores trifásicos distintos: motor de indução, motor a imã permanente e motor a relutância variável.

Com o objetivo de efetuar uma análise comparativa, em termos de eficiência energética, entre os sistemas de acionamento desenvolvidos para cada uma das três máquinas utilizadas, neste trabalho foi apresentado um procedimento para quantificar os níveis de rendimento e identificar as perdas energéticas envolvidas no processo de conversão eletromecânica realizado pelas máquinas.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Matriz energética brasileira (Fonte: MME/BEN 2006).....	10
Figura 2. Diagrama esquemático de acionamento de um motor elétrico.....	11
Figura 3. Componentes de um sistema de acionamento de um motor elétrico.....	12
Figura 4. Inversor ponte trifásica.....	13
Figura 5. Modulação PWM escalar.....	14
Figura 6. Modulação PWM senoidal trifásica.....	15
Figura 7. Estratégia de controle do sistema de acionamento para máquinas CA.....	17
Figura 8. Controlador PID.....	18
Figura 9. Distribuição espacial de força magnetomotriz de estator, densidade de fluxo e tensão induzida no rotor.....	20
Figura 10. Circuito equivalente por fase de um motor de indução.....	21
Figura 11. Diagrama vetorial instantâneo da máquina [9].....	22
Figura 12. Diagrama de controle da máquina assíncrona.....	26
Figura 13. Circuito equivalente por fase de uma PMSM.....	28
Figura 14. Representação de uma PMSM trifásica [11].....	28
Figura 15. Diagrama vetorial $dq$ de uma máquina PMSM.....	30
Figura 16. Diagrama de controle vetorial da máquina PMSM com controlador de corrente no rotor.....	32
Figura 17. Motor de Relutância Variável, com 8 pólos no estator e 6 pólos no roto.....	33
Figura 18. a) Variação da indutância com a posição do rotor e b) definição dos ângulos rotóricos [13]. ..	35
Figura 19. Circuito elétrico equivalente para uma fase da MRV.....	35
Figura 20. Sistema de acionamento para a MR: Controles de velocidade e corrente.....	37
Figura 21. Conversor ponte trifásica adaptado.....	38
Figura 22. Velocidade elétrica rotórica – Motor de indução.....	42
Figura 23. Conjugados eletromagnético e mecânico – Motor de indução.....	42
Figura 24. Fluxos rotórico e estatórico – Motor de indução.....	42
Figura 25. a) Correntes estatóricas, b) Zoom das correntes estatóricas – Motor de indução.....	43
Figura 26. Potências de entrada e mecânica do motor de indução.....	44
Figura 27. Rendimento do motor de indução.....	44
Figura 28. Velocidade e posição elétricas - PMSM.....	45
Figura 29. a) Correntes estatóricas e correntes de eixo $d$ e $q$ , b) Zoom das correntes estatóricas – PMSM.....	46
Figura 30. Conjugados eletromagnético e mecânico - PMSM.....	46
Figura 31. Potências do motor PMSM.....	47
Figura 32. Rendimento do motor PMSM.....	47
Figura 33. Velocidade e posição elétricas - MRV.....	48
Figura 34. Indutâncias de fase, suas derivadas e os pulsos de corrente de referência - MRV.....	49
Figura 35. Tensões de referência e de pólo média na fase 1, corrente na fase 1 - MRV.....	49
Figura 36. a) Correntes estatóricas, b) Zoom das correntes estatóricas - MRV.....	50
Figura 37. Conjugados eletromagnético e mecânico - MRV.....	50
Figura 38. Potências do motor MRV.....	51
Figura 39. Rendimento do motor MRV.....	51



# SUMÁRIO

Agradecimentos.....	v
Resumo.....	vii
Lista de Figuras .....	viii
Sumário .....	ix
1 Introdução.....	10
2 Estado da Arte do Acionamento de Máquinas Elétricas.....	12
2.1 Inversor de Tensão.....	13
2.2 Modulação PWM.....	14
2.3 Estratégias de Controle .....	15
2.4 Projeto dos Controladores.....	17
3 Motores Elétricos .....	19
3.1 Motor de Indução.....	20
3.1.1 Princípio de Funcionamento e Circuito Elétrico Equivalente.....	20
3.1.2 Modelo Matemático.....	22
3.1.3 Estratégia de Controle .....	24
3.2 Motor a Imã Permanente.....	26
3.2.1 Princípio de Funcionamento e Circuito Elétrico Equivalente.....	27
3.2.2 Modelo Matemático.....	28
3.2.3 Estratégia de Controle .....	31
3.3 Motor a Relutância Variável.....	33
3.3.1 Princípio de Funcionamento e Circuito Elétrico Equivalente.....	33
3.3.2 Modelo Matemático.....	35
3.3.3 Estratégia de Controle .....	37
4 Rendimento de Máquinas Elétricas .....	39
4.1 Cálculo do Rendimento.....	39
4.2 Perdas Energéticas .....	40
5 Resultados de Simulações .....	41
5.1 Motor de Indução.....	41
5.2 Motor a Imã Permanente.....	45
5.3 Motor a Relutância Variável.....	48
6 Conclusão.....	52
Bibliografia.....	53

# 1 INTRODUÇÃO

A crescente busca por eficiência no uso da energia surge como uma necessidade no atual cenário energético mundial, principalmente pelo fato de que ainda fazemos parte de uma sociedade bastante dependente de energias derivadas de fontes fósseis, as quais tendem a apresentar custos crescentes, tanto economicamente como do ponto de vista ambiental. Mesmo o Brasil apresentando uma matriz energética, tendo quase 50% das fontes primárias do tipo renováveis, conforme ilustrado na Figura 1, a questão da conservação também se coloca como uma necessidade, ora para permitir o crescimento do país, mitigando os gargalos de infra-estrutura observados no setor de energia, ora pelo aumento de competitividade dos produtos aqui produzidos.

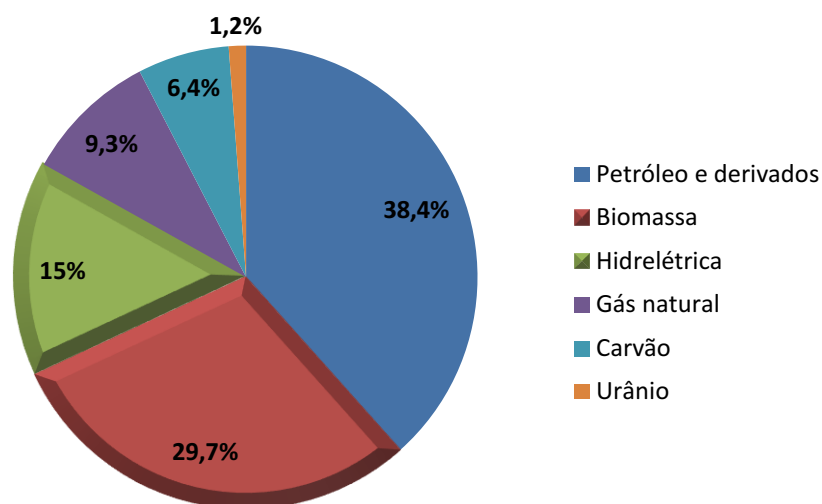


Figura 1. Matriz energética brasileira (Fonte: MME/BEN 2006).

Segundo estudo realizado pela Empresa de Pesquisa Energética (EPE), mais de 50% do potencial de eficiência energética no Brasil encontra-se no consumo das famílias (setor residencial) e das indústrias. Em 2008, representaram juntos quase 60% do consumo final energético do país [1]. Em termos de energia elétrica, a indústria foi responsável pelo consumo de 44% de toda a energia elétrica consumida no ano de 2007, em levantamento divulgado pela EPE. No setor industrial há um uso intensivo de motores elétricos, os quais representam até 60% do total de energia elétrica consumida no setor industrial [2]. Soma-se a esses dados o fato de que nos motores são verificadas

grandes parcelas de desperdício de energia (devido ao mau dimensionamento, falta de manutenção, excesso de rebobinamentos, não utilização de acionamento eletrônico, etc.). Tal evidência reforça a importância de estudos direcionados à eficiência energética em sistemas motrizes.

O acionamento eletrônico tornou-se uma alternativa atraente quanto ao seu potencial significativo de conservação de energia. Além de garantir uma maior versatilidade ao motor quanto ao seu controle, os acionamentos eletrônicos também são utilizados como forma de conservar energia elétrica. Esse tipo de solução possibilita um ajuste adequado não apenas da frequência de acordo com a velocidade no eixo da máquina, mas como também controlar a tensão/corrente de saída para alimentar uma máquina elétrica, Figura 2.

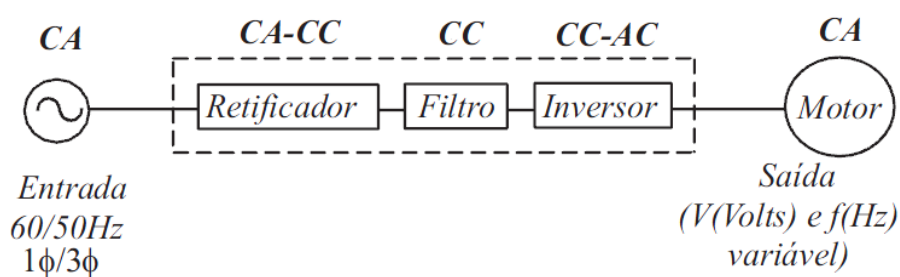


Figura 2. Diagrama esquemático de acionamento de um motor elétrico.

Como exemplo, o acionamento eletrônico pode ser usado para o controle de vazão em processos de bombeamento, substituindo os controles tradicionais de forma muito mais eficiente, tais como válvula de controle, by-pass, sistema on-off. Esses processos, largamente utilizados em indústrias, possuem potencial de redução de energia elétrica da ordem de até 30% [3].

Motores de indução com gaiola de esquilo constituem a base da indústria devido à sua versatilidade, confiabilidade, simplicidade e custo de manutenção reduzido. No entanto, tendo em vista a necessidade mundial de conservação de energia, surgiu a necessidade não só de desenvolvimento de sistemas de acionamento de alto rendimento, como também de máquinas elétricas que apresentem características atrativas do ponto de vista de eficiência na conversão eletromecânica de energia.

Neste trabalho, inicialmente realizou-se uma avaliação dos sistemas de acionamento, baseados em inversores fonte de tensão, com diferentes máquinas e estratégias de controle, através de estudos analíticos e por simulação. Na sequência, foi realizada uma análise comparativa objetivando quantificar os níveis de rendimento e eficiência de cada sistema de acionamento estudado.

## 2 ESTADO DA ARTE DO ACIONAMENTO DE MÁQUINAS ELÉTRICAS

Os sistemas de acionamento são unidades funcionais imprescindíveis na malha de controle de vários processos industriais. Um sistema de acionamento pode ser definido, particularmente para os motores elétricos, como sendo o dispositivo responsável pela conversão da energia elétrica, comercializada pela concessionária de eletricidade, em energia mecânica, assegurando adequadamente o controle elétrico e eletrônico deste processo.

Esta definição estabelece que a constituição básica de um sistema de acionamento para motores elétricos engloba:

- um circuito de alimentação (inversor de tensão);
- um sistema eletrônico de controle;
- e uma máquina elétrica.

Estes componentes são apresentados esquematicamente na Figura 3.

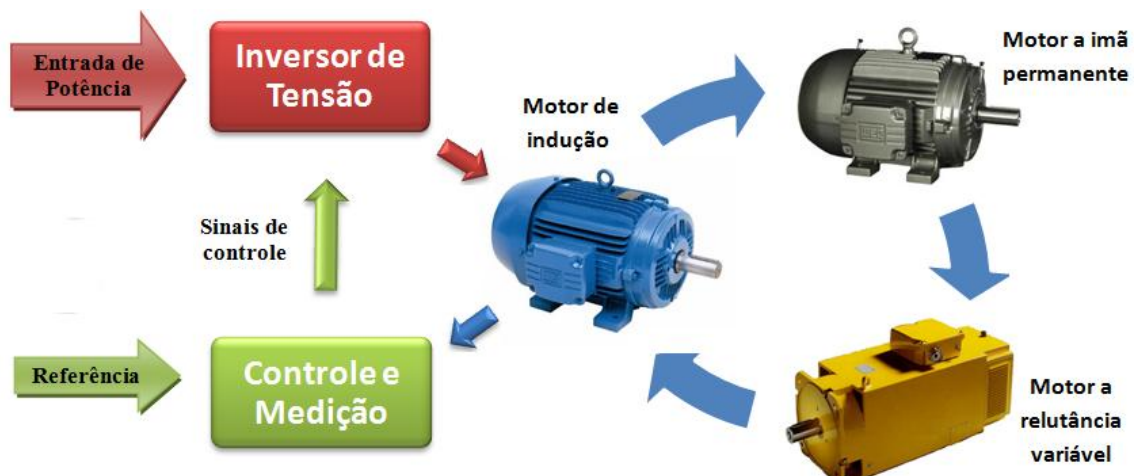


Figura 3. Componentes de um sistema de acionamento de um motor elétrico.

Na sequência deste capítulo será detalhado cada componente constituinte do sistema de acionamento para os seguintes motores elétricos: motor de indução, motor a imã permanente e motor a relutância variável.

## 2.1 INVERSOR DE TENSÃO

O inversor é um conversor de potência capaz de converter uma tensão contínua em alternada. Este dispositivo opera através de uma específica sequência de disparo dos interruptores de potência, como IGBTs, MOSFETs, etc. A nomenclatura mais adequada ao estágio inversor é “conversor CC/CA”, porém a sua terminologia mais difundida é inversor. O primeiro estágio de conversão, de CA para CC, é realizado por um retificador.

O conjunto retificador/inversor gera na saída uma tensão com amplitude e frequência controladas, totalmente independente da tensão e frequência da rede de alimentação da entrada. O inversor, portanto, absorve e transfere a potência do barramento CC, proveniente do estágio retificador, para a saída, convertendo a tensão contínua em alternada.

Diversas topologias de inversores podem ser utilizadas para a alimentação de um motor elétrico. Porém, algumas são preferidas em relação às outras por fatores como desempenho e custo. Neste trabalho, utilizou-se o inversor ponte trifásica ilustrado na Figura 4.

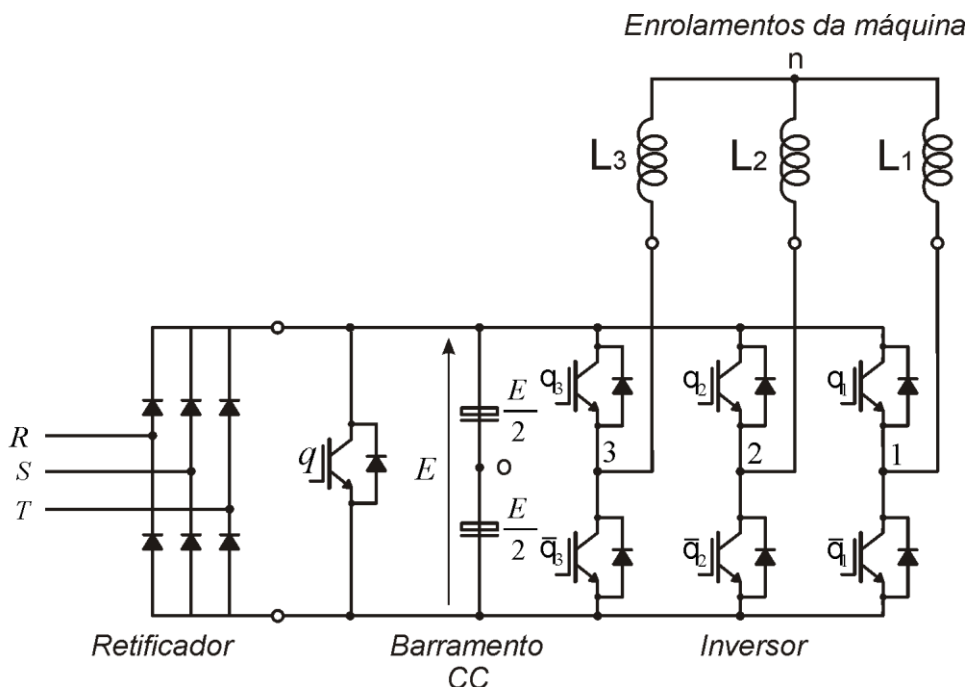


Figura 4. Inversor ponte trifásica.

Cada chave do inversor trifásico é representada por um IGBT (chave unidirecional em tensão e corrente) com um diodo conectado em antiparalelo. As

chaves são caracterizadas pelo seu estado binário (0: chave aberta ou 1: chave fechada) e para cada chave existe outra funcionando de modo complementar, isto é:  $\bar{q}_k = 1 - q_k$ .

O barramento CC é composto por dois capacitores em série, que dividem a tensão total do barramento ( $E$ ) em partes iguais de  $E/2$ . A tensão do barramento é obtida a partir da retificação e filtragem das tensões trifásicas do sistema de alimentação ( $RST$ ).

## 2.2 MODULAÇÃO PWM

A tensão aplicada ao motor é gerada por dispositivos eletrônicos de potência chaveados a altas frequências. O estado de tais dispositivos é controlado segundo um padrão de pulsos gerado através de técnicas de modulação por largura de pulso (MLP), bastante conhecida por sua sigla em inglês PWM (*pulse-width modulation*).

A técnica de modulação PWM consiste em aplicar uma sucessão de pulsos de tensão no motor elétrico, com amplitude igual a tensão do barramento CC do inversor. Os pulsos são resultantes de uma comparação realizada entre um sinal de referência e uma portadora (sinal com frequência elevada em relação ao sinal de referência). Os pulsos obtidos são modulados com larguras diferentes, de forma a criar uma tensão alternada de amplitude variável.

Na Figura 5 tem-se representado a estrutura de geração de pulsos através desta técnica de modulação.

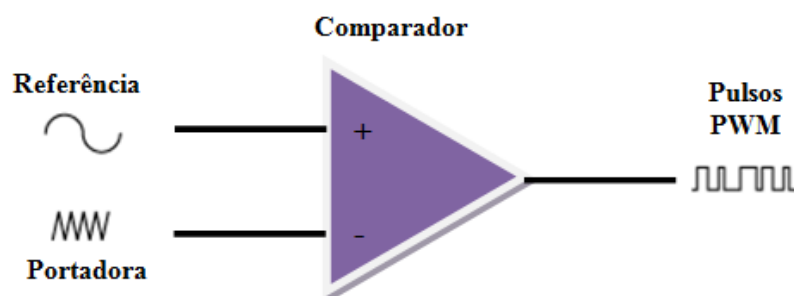


Figura 5. Modulação PWM escalar.

Há basicamente dois tipos principais de PWM: escalar e vetorial. Quando há a necessidade apenas da variação de rotação e partidas suaves o inversor do tipo escalar (relação V/f) é o indicado, entretanto, quando um controle mais eficaz é necessário o uso dos inversores tipo vetorial são os mais adequados, pois controlam a tensão (V) e a

frequência ( $f$ ), independentemente uma da outra, não mais seguindo apenas a relação  $V/f$  [4].

O inversor escalar não oferece altos conjugados em baixas rotações, pois o conjugado é função direta da corrente de alimentação (depende da tensão – relação  $V/f$ ). O inversor vetorial por ter o controle de “ $V$ ” e de “ $f$ ” independentes através do controle das correntes de magnetização e do rotor, adapta suas variáveis de acordo com a solicitação de conjugado da máquina. O inversor vetorial é indicado para conjugado elevado com baixa rotação, controle preciso de velocidade e conjugado regulável. Já o escalar é indicado para partidas suaves, operação acima da velocidade nominal do motor e operação com constantes reversões [5].

Neste trabalho foi utilizado o PWM escalar com apenas uma portadora triangular para os três braços do inversor trifásico. Assim, a tensão de saída, que é aplicada ao motor, é formada por uma sucessão de ondas retangulares de amplitude igual à tensão do barramento CC e duração variável. A partir da Figura 6, pode-se visualizar a modulação de ondas senoidais defasadas de  $120^\circ$ , produzindo na saída uma tensão com dois níveis, na frequência da onda triangular.

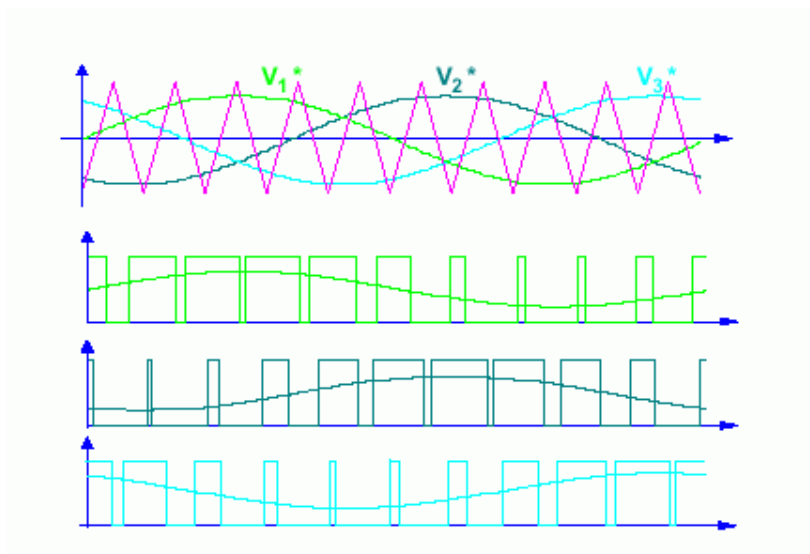


Figura 6. Modulação PWM senoidal trifásica.

### 2.3 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

O motor de corrente contínua (CC) é considerado como a máquina padrão para acionamentos de velocidade variável. Essa constatação é explicada principalmente pela facilidade de implementação da estrutura de controle do motor CC, com fluxo

magnético e conjugado eletromagnético desacoplados, permitindo assim um controle independente da velocidade e do conjugado mecânico e, portanto, possibilitando um excelente desempenho [6].

A utilização de motores de corrente contínua apresenta, entretanto, inúmeras desvantagens oriundas de suas características construtivas que elevam o custo de fabricação e manutenção dos mesmos, tornando-os inviáveis para muitas aplicações. Devido a essas desvantagens, um esforço intenso vem sendo realizado para substituir os motores de corrente contínua por motores de corrente alternada (CA), especialmente motores de indução, que apresentam menor custo de fabricação, menor volume e menor necessidade de manutenção.

O surgimento dos semicondutores de potência possibilitou a implementação de estratégias escalares de controle de motores CA no processo de substituição dos motores CC. Entretanto, ainda não havia uma teoria que pudesse adequar o motor CA a um acionamento de frequência variável com desempenho igual ou superior ao dos motores de corrente contínua [7].

No intuito de desenvolver sistemas de acionamento de alto desempenho, tem sido investigadas estratégias de controle que assegurem o desacoplamento entre o controle do fluxo e do conjugado, ambos dependentes da velocidade rotórica ( $\omega_r$ ). Tal desacoplamento fornece uma resposta dinâmica rápida com um desempenho dinâmico comparável ao de uma máquina CC, com excitação independente.

Neste sentido, foi apresentado o princípio de controle por orientação de campo, em 1972, por Blaschke [6]. Esse trabalho lançou as bases teóricas para o desenvolvimento prático das técnicas de controle vetorial de motores CA. Porém, a dificuldade era implementá-las uma vez que a técnica de orientação de campo previa cálculos complexos como conversão de sistemas de coordenadas móveis e manuseio das equações do modelo matemático do motor. Devido ao grande processamento matemático inerente a essa técnica, o controle por orientação de campo só foi implementado na prática a partir de 1980, devido ao surgimento dos microprocessadores com alta capacidade de processamento [8].

A técnica denominada controle por orientação de campo (*Field Oriented Control* - FOC) é baseada na representação das equações eletromagnéticas da máquina em um sistema de coordenadas  $dq$ , com eixo  $d$  alinhado com o vetor de fluxo. Portanto, faz-se necessário o conhecimento da posição do vetor fluxo segundo o qual o sistema de coordenadas  $dq$  é orientado. O controle é efetuado mediante variações independentes



das correntes responsáveis pelo campo e pelo conjugado. No eixo direto a corrente  $i_d$  é responsável pelo campo, no eixo em quadratura a corrente  $i_q$  é responsável pelo conjugado, analogamente ao motor CC.

Há essencialmente dois métodos de controle vetorial:

- Controle Vetorial Direto ou Realimentado: proposto por Blaschke, 1972. Neste caso existe uma malha fechada de controle de fluxo com realimentação das grandezas de controle;
- Controle Vetorial Indireto ou de Alimentação Direta: proposto por Hasse, 1969. No controle indireto, o fluxo é controlado com alimentação direta das grandezas de controle.

O controle vetorial também pode ser classificado segundo a orientação da corrente direta no estator  $i_{sd}$ . Assim, existem ainda as classificações:

- Controle vetorial com orientação de  $i_{sd}$  pelo fluxo rotórico  $\Phi_r$ ;
- Controle vetorial com orientação de  $i_{sd}$  pelo fluxo do entreferro  $\Phi_m$ ;
- Controle vetorial com orientação de  $i_{sd}$  pelo fluxo estático  $\Phi_s$ .

Portanto, a estratégia de controle utilizada para o acionamento de alto desempenho de máquinas CA é formada por uma conexão em cascata de três controladores (velocidade, fluxo-conjugado e corrente) e um inversor de tensão, que alimentará o motor, conforme indicado na Figura 7.



Figura 7. Estratégia de controle do sistema de acionamento para máquinas CA.

## 2.4 PROJETO DOS CONTROLADORES

Um dos principais tipos de controle empregados nos sistemas de acionamento de máquinas elétricas é o controle PWM com reguladores proporcional integral derivativo, conhecido como controle PID.

O controle PID é uma técnica de controle de processos que une as ações derivativa, integral e proporcional, fazendo assim com que o sinal de erro seja minimizado pela ação proporcional (P), zerado pela ação integral (I) e obtido com uma velocidade antecipativa pela ação derivativa (D). A estrutura básica de um controlador PID se encontra ilustrada na Figura 8. Neste esquema,  $u(t)$  representa o sinal de referência (valor que se deseja obter na saída processo),  $y(t)$  é o sinal de saída medido e  $e(t)$  simboliza o erro aplicado na entrada do controlador, esse último é dado por  $e(t) = u(t) - y(t)$ .

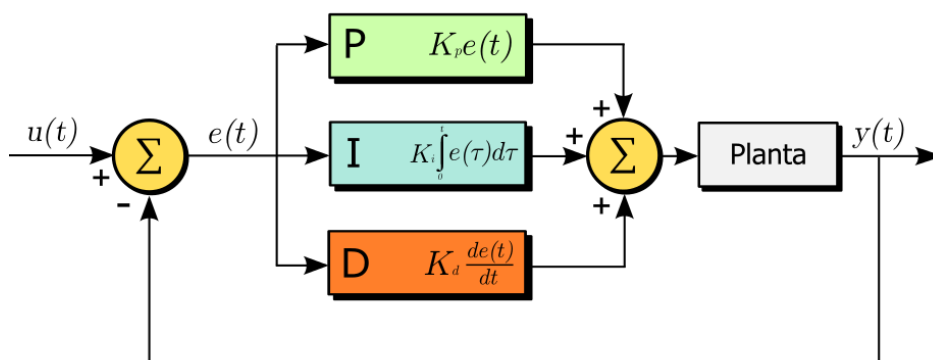


Figura 8. Controlador PID.

Algumas aplicações podem exigir apenas uma ou duas formas de atuação deste sistema de controle. Um controlador PID, baseado nas ações de controle atuantes, pode ser encontrado nas formas de P, PI ou PD. Controladores PI são particularmente comuns, já que a ação derivativa é muito sensível ao ruído, e a ausência do termo integral pode impedir que o valor desejado na saída do processo não seja alcançado, gerando assim um erro em regime permanente na saída do processo.

O controlador PI tradicional é indicado para aplicações nas quais a grandeza a ser controlada é do tipo contínua. Para variáveis de natureza alternada, utiliza-se um controlador denominado de PI-modificado. O PI-modificado é o resultado de um ajuste realizado no PI tradicional de forma a se obter erro de regime permanente nulo para situações em que o dispositivo de controle é empregado em sistemas que contenham grandezas de natureza alternada.

O projeto de um controlador PI consiste, basicamente, em determinar as constantes  $K_p$  e  $K_I$  que permitam a obtenção do valor desejada na saída do processo. Neste trabalho, os controladores utilizados são do tipo PI e seus coeficientes são calculados de modo a obter-se, em malha fechada, uma função de transferência de segunda ordem com pólos reais idênticos e erro de regime permanente nulo.

### 3 MOTORES ELÉTRICOS

Motor elétrico é um conversor eletromecânico destinado a transformar energia elétrica em mecânica. É o mais usado de todos os tipos de motores, pois combina as vantagens da energia elétrica - baixo custo, facilidade de transporte, limpeza e simplicidade de comando - com sua construção simples, custo reduzido, grande versatilidade de adaptação às cargas dos mais diversos tipos e melhores rendimentos.

Os motores elétricos são divididos em dois grandes grupos:

- Motores de corrente contínua (CC): acionados por uma fonte contínua, os motores CC são utilizados na indústria em aplicações que exigem um preciso controle de velocidade.
- Motores de corrente alternada (CA): são os mais utilizados nas instalações industriais, devido ao fato de possuírem construção mais simples e custo de manutenção reduzido, quando comparados aos motores de corrente contínua. Existem dois tipos de motores CA:
  - Motores síncronos: é um motor elétrico cuja velocidade de rotação é igual à frequência da sua alimentação. O aumento ou diminuição da carga não afeta sua velocidade. Se a carga ultrapassar os limites nominais do motor, este para definitivamente.
  - Motores assíncronos ou de indução: é um motor elétrico cuja velocidade de rotação é proporcional à frequência da sua alimentação, no entanto, difere desta por um fator definido como escorregamento (a velocidade do rotor é menor que a do campo girante, devido ao escorregamento). O rotor assíncrono pode ser de dois tipos: Gaiola-de-esquilo ou Bobinado.

Neste trabalho, foi realizada a simulação dos sistemas de acionamento, baseados em inversores fonte de tensão, para dois motores CA (motor de indução-assíncrono e motor a imã permanente-síncrono) e de um motor CC (motor a relutância variável).

### 3.1 MOTOR DE INDUÇÃO

Nessa seção do trabalho, inicialmente apresentamos o princípio de funcionamento e o circuito elétrico equivalente de uma máquina de indução. Em seguida, introduzimos o modelo matemático desta máquina assim como a descrição da estratégia de controle utilizada em seu acionamento.

#### 3.1.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE

No aspecto construtivo, as máquinas de indução possuem enrolamentos estatóricos distribuídos e localizados em ranhuras ao longo do perímetro do entreferro de forma que a força magnetomotriz de cada enrolamento é senoidalmente distribuída e se manifesta principalmente no entreferro.

Através da Figura 9, é possível observarmos o estator e o rotor de uma máquina de indução genérica de forma estendida.

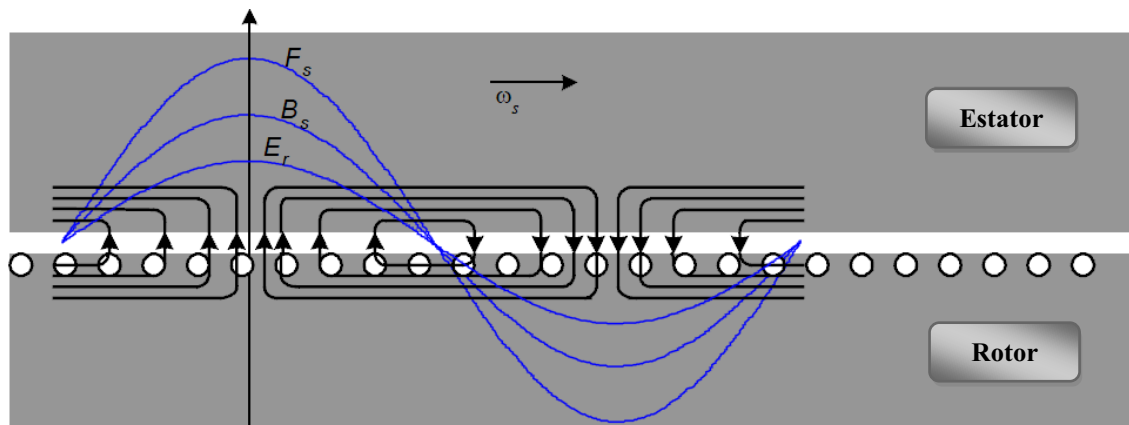


Figura 9. Distribuição espacial de força magnetomotriz de estator, densidade de fluxo e tensão induzida no rotor.

A combinação das forças magnetomotrizes (fmm) das diferentes fases é tal que produz uma fmm resultante ( $F_s$ ), também senoidalmente distribuída, de amplitude constante e que gira com velocidade constante em relação à superfície do estator. A velocidade de rotação das fmm e de todas as quantidades espacialmente distribuídas giram à velocidade síncrona ( $\omega_s$ ), que é definida pelo número de pares de pólos ( $P$ ) do estator e a frequência das tensões/correntes ( $f$ ) da fonte que alimenta o motor, de acordo com a equação (1).

$$\omega_s = \frac{2\pi f}{P} \quad (1)$$

A ação da fmm  $F_s$  provoca o aparecimento de fluxo magnético cujo caminho se completa envolvendo o rotor e atravessando o entreferro. Observe que a onda de distribuição de densidade de fluxo ( $B_s$ ) gira em sincronismo e está em fase com a onda de fmm, isto é, o máximo da fmm provoca máxima densidade de fluxo. O campo criado é por isso chamado de campo girante.

A natureza do campo girante faz com que o fluxo sobre os enrolamentos do rotor varie temporalmente induzindo nestes tensões ( $E_r$ ). As tensões induzidas nos enrolamentos do rotor são igualmente tensões senoidais, as quais por sua vez fazem com que correntes senoidais circulem nos enrolamentos do rotor, criando um campo de reação ( $F_r$ ) semelhante ao campo criado pelo estator, mas defasado em relação a este. A força de atração dos campos do estator e do rotor faz com que surja um conjugado no eixo do rotor e o mesmo gire.

As tensões induzidas nos condutores do rotor e conseqüentemente as correntes rotóricas são função da velocidade relativa entre o campo magnético girante (que gira à velocidade síncrona) e a velocidade elétrica do rotor ( $\omega_r$ ). Essa velocidade relativa, normalizada pela velocidade síncrona recebe o nome de escorregamento ( $s$ ), e é uma das grandezas mais importantes na compreensão da operação da máquina de indução. O escorregamento é dado por:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (2)$$

O circuito equivalente por fase de uma máquina de indução trifásica simétrica, balanceada, que possui parâmetros de fase idênticos é apresentado na Figura 10.

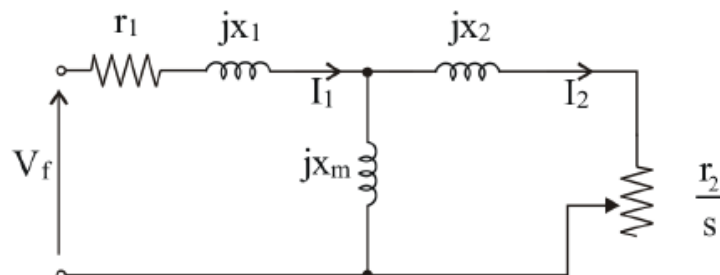


Figura 10. Circuito equivalente por fase de um motor de indução.

Em que,

$V_f$ : tensão de fase [V/fase];

$r_1$ : resistência efetiva do estator [ $\Omega$ /fase];

$x_1$ : reatância de dispersão no estator [ $\Omega$  /fase];

$x_m$ : reatância de magnetização [ $\Omega$  /fase];

$r_2$ : resistência do rotor [ $\Omega$  /fase];

$x_2$ : reatância de dispersão no rotor [ $\Omega$ /fase];

### 3.1.2 MODELO MATEMÁTICO

A representação complexa corresponde a representar a máquina trifásica ativa pelos vetores girantes resultantes associados a cada variável da máquina (tensão, fluxo e corrente). Assim, trata-se da representação mais sumária possível para a máquina. Ela facilita bastante o estudo das máquinas trifásicas simétricas. Na figura 11 é apresentado o diagrama vetorial instantâneo dos vetores  $v_s^g$ ,  $i_s^g$ ,  $\phi_s^g$ ,  $\phi_r^g$ . Os quais são os vetores tensão estatórica, corrente estatórica, fluxo estatórico e fluxo rotórico da máquina vistos do referencial estatórico, respectivamente.

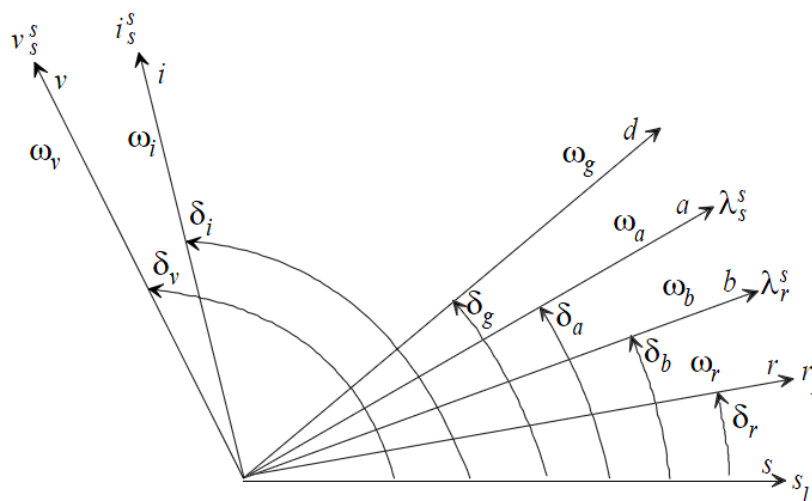


Figura 11. Diagrama vetorial instantâneo da máquina [9].

Com base em [9], uma máquina trifásica pode ser representada não apenas no sistema  $123$  mas também em um sistema  $odq$ , motivado por algumas observações:

- A resolução analítica de sistemas de equações para circuitos elétricos acoplados magnéticamente é penosa (mesmo as equações tendo coeficientes constantes);
- Se estes coeficientes variam em função do tempo, como é o caso das máquinas girantes, esta resolução torna-se impraticável;
- Transformações de variáveis permitem obter relações mais simples que as existentes entre as variáveis reais.

A partir destas observações, pode-se utilizar a transformação  $odq$  com a finalidade de se obter um conjunto de equações simplificado quando comparado com o sistema trifásico  $123$ . Considerando uma máquina de indução gaiola-de-esquilo simétrica, seu modelo ( $odq$ ) é reduzido à um sistema bifásico ( $dq$ ), pois a componente homopolar ( $o$ ) é nula admitindo que o sistema trifásico em estudo é equilibrado.

Portanto, a máquina em questão pode ser representada pelo seguinte conjunto de equações diferenciais escritas para um sistema genérico de coordenadas ( $dq$ ), indicado pelo expoente ‘g’ [9]:

$$v_s^g = r_s i_s^g + \frac{d\phi_s^g}{dt} + j\omega_g \phi_s^g \quad (3)$$

$$0 = r_r i_r^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r)\phi_r^g \quad (4)$$

$$\phi_s^g = l_s i_s^g + l_m i_r^g \quad (5)$$

$$\phi_r^g = l_r i_r^g + l_m i_s^g \quad (6)$$

$$c_e = P i_s \phi_s \text{sen}(\delta_i - \delta_a) = P \frac{l_m}{l_r} i_s \phi_r \text{sen}(\delta_i - \delta_b) \quad (7)$$

A equação mecânica de movimento que descreve o comportamento dinâmico da máquina é descrita por:

$$P(c_e - c_m) = J \frac{d\omega_r}{dt} + F\omega_r \quad (8)$$

Nas equações (3)-(5), tem-se que  $v_s^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$ ,  $i_s^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$  e  $\phi_s^g = \phi_{sd}^g + j\phi_{sq}^g$ . Os parâmetros da máquina são:  $l_s$  - indutância estatórica,  $l_r$  - indutância rotórica,  $l_m$  - indutância mútua,  $r_s$  - resistência estatórica,  $r_r$  - resistência rotórica,  $J$  - momento de inércia e  $F$  - coeficiente de atrito. As variáveis  $c_e$  e  $c_m$  são os conjugados eletromagnético e mecânico, respectivamente. Os eixos  $s_1$  e  $r_1$  correspondem ao eixo estático (denominado referencial fixo ou estacionário) e ao eixo rotórico, respectivamente.  $\omega_r$ ,  $\omega_a$  e  $\omega_b$  correspondem às velocidades rotórica, do vetor fluxo estatórico e do vetor fluxo rotórico, respectivamente. Os ângulos  $\delta_r$ ,  $\delta_a$  e  $\delta_b$  são seus respectivos ângulos referenciados ao estator fixo. O eixo  $d$  gira a uma frequência  $\omega_g$ , posicionado a um ângulo  $\delta_g$  genérico em relação ao estator. A escolha de  $\delta_g$  definirá em qual eixo (estatórico, rotórico, fluxo estatórico ou fluxo rotórico) será obtido o modelo de atuação da máquina.

### 3.1.3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

No acionamento da máquina de indução gaiola de esquilo foi utilizada a técnica vetorial indireta baseada no princípio da orientação segundo o fluxo rotórico. Essa estratégia é bastante popular em aplicações industriais, ela permite obter um bom desempenho dinâmico, e sua implementação é relativamente simples.

Utilizando as equações (4) e (6) pode-se escrever a seguinte equação relacionando o fluxo rotórico e a corrente estatórica [10]:

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_s^g = \frac{\phi_r^g}{\tau_r} + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r)\phi_r^g \quad (9)$$

O modelo dinâmico que relaciona as correntes estatóricas e o fluxo rotórico no referencial fluxo rotórico, é obtido a partir da equação (9), fazendo-se  $\phi_{rd}^b = \phi_r$ ,  $\phi_{rq}^b = 0$  e  $\omega_g = \omega_b$ . Este modelo é expresso pelas seguintes equações:

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^b = \frac{\phi_r}{\tau_r} + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (10)$$

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sq}^b = \omega_{br}\phi_r \quad (11)$$



em que,

$i_{sd}^b = i_s \cos(\delta_i - \delta_b)$ : corrente estatórica de eixo  $d$  no referencial fluxo rotórico;

$i_{sq}^b = i_s \sin(\delta_i - \delta_b)$ : corrente estatórica de eixo  $q$  no referencial fluxo rotórico;

$\tau_r = l_r / r_r$ : constante de tempo rotórica;

$\omega_{br} = \omega_b - \omega_r$ : escorregamento;

Da equação (7) e introduzindo  $i_{sq}^b$ , pode-se escrever a seguinte expressão para o conjugado eletromagnético:

$$c_e = P \frac{l_m}{l_r} \Phi_r i_{sq}^b \quad (12)$$

A equação (12) indica que o conjugado eletromagnético pode ser controlado através de  $i_{sq}^b$ . Por sua vez, da equação (10), observa-se que o fluxo  $\Phi_r$  pode ser controlado através de  $i_{sd}^b$ , independentemente de  $i_{sq}^b$ , o que caracteriza o desacoplamento perfeito no controle do fluxo face ao controle do conjugado.

A estratégia de malha aberta, denominado de controle indireto, pode então ser obtida da equação (10) considerando-se  $d\Phi_r/dt = 0$  e usando-se a equação (11) para a determinação do escorregamento. As correntes estatóricas de referência são dadas por:

$$i_{sd}^{s*} = \frac{\Phi_r^* \cos(\delta_b^*)}{l_m} - i_{sq}^{b*} \sin(\delta_b^*) \quad (13)$$

$$i_{sq}^{s*} = \frac{\Phi_r^* \sin(\delta_b^*)}{l_m} + i_{sq}^{b*} \sin(\delta_b^*) \quad (14)$$

$$\omega_{br}^* = \frac{l_m}{\tau_r} \frac{i_{sq}^{s*}}{\Phi_r^*} \quad (15)$$

$$\delta_b^* = \int_0^t \omega_{br}^*(\tau) d\tau + \int_0^t \omega_r(\tau) d\tau \quad (16)$$

Desta forma, o diagrama de controle da máquina assíncrona se encontra ilustrado na Figura 12.

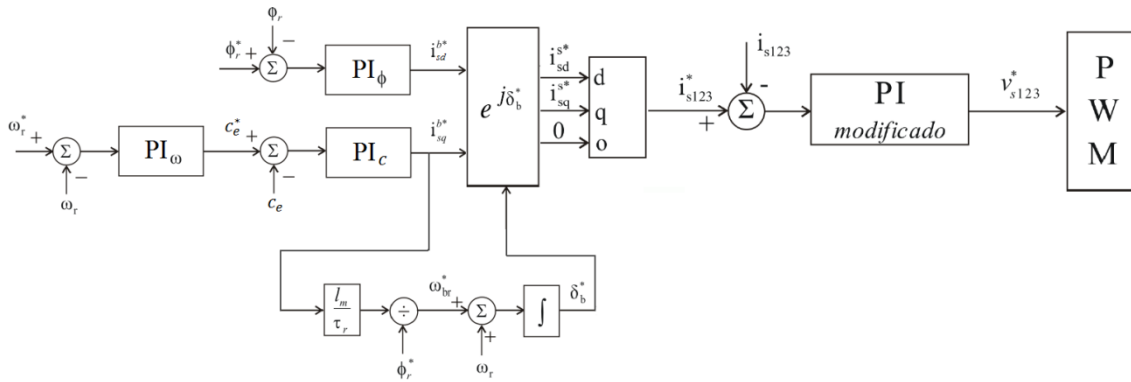


Figura 12. Diagrama de controle da máquina assíncrona.

Inicialmente, obtém-se a corrente de referência estatórica de eixo  $q$  no referencial fluxo rotórico,  $i_{sq}^{b*}$  e o ângulo de referência do vetor fluxo rotórico,  $\delta_b^*$ . Em seguida, através do controle do fluxo rotórico, obtém-se a corrente de referência estatórica de eixo  $d$  no referencial fluxo rotórico,  $i_{sd}^{b*}$ .

Na sequência, a partir das equações (13) e (14) as correntes de referência no referencial estatórico ( $i_{sd}^{S*}$  e  $i_{sq}^{S*}$ ) são obtidas. Utiliza-se a transformação  $odq$  para a determinação das correntes estatóricas de referência da máquina trifásica ( $i_{s123}^*$ ).

O sinal de erro de corrente  $e(t) = i_{s123}^* - i_{s123}$  é aplicado na entrada do PI modificado. Na saída desse controlador, obtém-se as tensões de pólo de referência que são utilizadas na modulação PWM para controlar os interruptores de potência do inversor trifásico e, portanto, gerar os pulsos que alimentarão a máquina.

Sendo a velocidade, o conjugado eletromagnético e a amplitude do fluxo rotórico grandezas de natureza contínua, o PI tradicional realiza satisfatoriamente o controle destas variáveis.

O modelo do controlador de corrente utilizado foi definido no referencial estatórico ( $\omega_g = 0$ ). Neste caso, sendo a corrente uma grandeza senoidal, o controlador deve ser um PI-modificado. Ao se utilizar este referencial, além de eliminar o acoplamento de corrente de um eixo em outro, evita-se a transformação de referencial (correntes controladas e medidas no referencial estatórico).

### 3.2 MOTOR A IMÃ PERMANENTE

Tendo em vista o compromisso mundial para conservação de energia, surgiu a necessidade de desenvolvimento de sistemas de acionamento de máquinas elétricas de

alto desempenho. Por outro lado, o recente avanço na fabricação de materiais magnéticos permanentes, dispositivos semicondutores de potência e a microeletrônica contribuíram para o desenvolvimento de acionamentos elétricos de alto desempenho e alta eficiência que empregam máquinas síncronas a ímã permanente.

A máquina a ímã permanente surgiu a partir da substituição do enrolamento de campo do rotor da máquina síncrona por um ímã permanente. A ausência do enrolamento de campo nesse tipo de máquina permitiu a redução de perdas, concentrando-as nos enrolamentos do estator. Isso significou redução do volume e um aumento na eficiência da máquina. Dessa maneira, com o advento desta máquina, obteve-se uma maior relação potência por volume. Essa característica contribuiu para sua adoção em sistemas onde o espaço ocupado é um fator importante.

Além disso, as máquinas a ímã permanente podem ser classificadas em duas principais categorias segundo a força contra-eletromotriz gerada: máquinas trapezoidais (*Brushless DC Machines* - BDCM) e máquinas senoidais (*Permanent-magnet synchronous machines* - PMSM). Neste trabalho, o modelo matemático e a estratégia de acionamento de uma PMSM são apresentados.

### 3.2.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE

A máquina síncrona a ímã permanente tem como princípio de funcionamento o alinhamento entre os pólos do ímã permanente do rotor com os pólos do campo gerado pelas correntes estatóricas para a produção de conjugado. Uma mudança cíclica na energização das fases provocará movimento do rotor para alinhamento com o campo girante, dessa forma, o rotor da máquina gira de forma síncronizada com a energização das fases. Como pode ser observado, um requisito para acionamento de máquinas síncronas a ímã permanente no rotor, é a sincronização precisa entre a fonte de alimentação (fase) e a posição instantânea do rotor. A maneira mais direta de garantir que esta condição seja satisfeita é medir continuamente a posição angular do rotor de modo que a fonte de alimentação seja comutada em sincronismo com o movimento do rotor.

O modelo equivalente monofásico de regime permanente para uma PMSM está representado conforme a Figura 13. Nesta figura,  $r_s$  e  $X_s$  representam a resistência e a reatância do enrolamento do estator, respectivamente e  $E_f$  representa a força contra

eletromotriz induzida produzida pelo deslocamento de fluxo rotórico nos enrolamentos do estator.

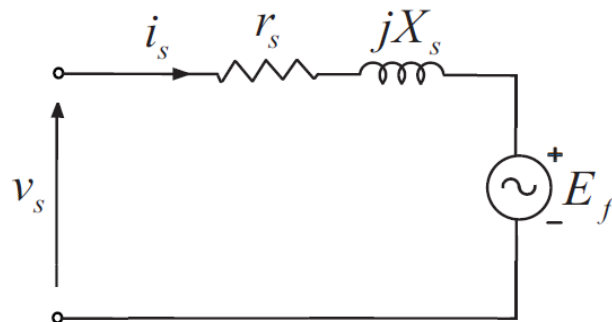


Figura 13. Circuito equivalente por fase de uma PMSM.

### 3.2.2 MODELO MATEMÁTICO

As equações básicas para a máquina síncrona a imã permanente são descritas nesta seção. A PMSM é constituída basicamente por três enrolamentos trifásicos no estator, formando uma armadura semelhante a da máquina assíncrona trifásica, e de um rotor com um ímã permanente (Figura 14).

A equação de tensão no sistema trifásico 123 pode ser escrita na forma matricial indicada na equação (17):

$$v_{s123} = R_s i_{s123} + \frac{d\phi_{s123}}{dt} \quad (17)$$

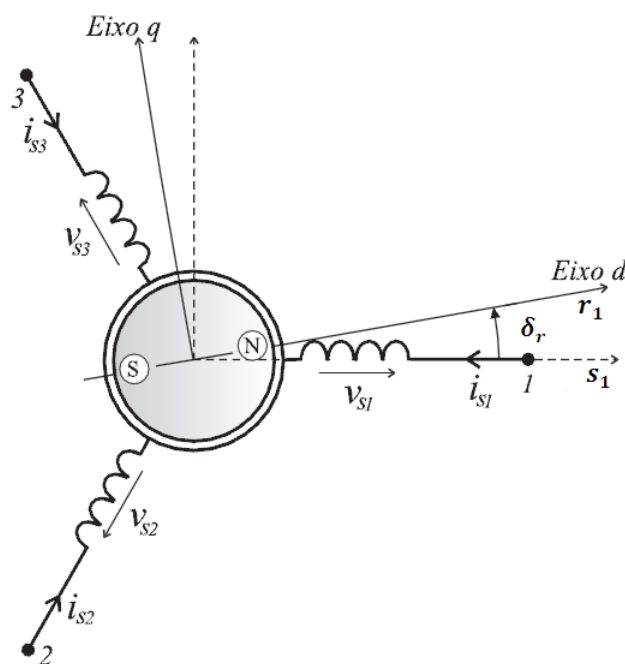


Figura 14. Representação de uma PMSM trifásica [11].

em que:

$R_s = r_s I_3$  é a resistência dos enrolamentos do estator, onde  $I_3$  é a matriz identidade de ordem 3;

$\Phi_{s123} = L_{ss} i_{s123} + \Phi_{r123}$  é o vetor dos fluxos totais de fase;

$\Phi_{r123} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_r) \\ \cos(\delta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\delta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \Phi_{pm}$ , é a distribuição do fluxo produzido pelo imã

permanente do rotor;

$\Phi_{pm}$  é o valor de pico do fluxo produzido pelo imã do rotor que enlaça os enrolamentos do estator;

Ao desenvolver a equação de tensão (17), chega-se a seguinte expressão:

$$v_{s123} = R_s i_{s123} + L_{ss} \frac{di_{s123}}{dt} + \omega_r \left[ \frac{dL_{ss}}{d\delta_r} \right] i_{s123} + \omega_r \frac{d\Phi_{s123}}{d\delta_r} \quad (18)$$

$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{s1}(\delta_r) & M_{s12}(\delta_r) & M_{s13}(\delta_r) \\ M_{s12}(\delta_r) & L_{s2}(\delta_r) & M_{s23}(\delta_r) \\ M_{s13}(\delta_r) & M_{s23}(\delta_r) & L_{s3}(\delta_r) \end{bmatrix}$  é a matriz de indutâncias da máquina

PMSM;

$\omega_r = d\theta_r/dt$  é a velocidade elétrica do rotor em rad.elétricos/s.

O conjugado eletromagnético  $c_e$  desenvolvido pela máquina pode ser equacionado da seguinte forma:

$$c_e = \frac{P}{2} i_{s123}^T \left[ \frac{dL_{ss}}{d\delta_r} \right] i_{s123} + P i_{s123}^T \frac{d\Phi_{r123}}{d\delta_r} \quad (19)$$

Considerando que o sistema trifásico em estudo é equilibrado, a PMSM trifásica simétrica pode ser representada por um sistema bifásico ( $dq$ ), de acordo com a Figura 15. Observa-se que o imã permanente no eixo rotórico é representado aqui por uma bobina alimentada por uma fonte de corrente  $I_f$ . O imã permanente impõe um fluxo constante  $\Phi_{pm}$  segundo o eixo  $d$  do rotor. Este fluxo constante girando a uma velocidade  $\omega_r$  cria um fluxo AC nos enrolamentos estatóricos de amplitude  $\lambda_{pm}$ .

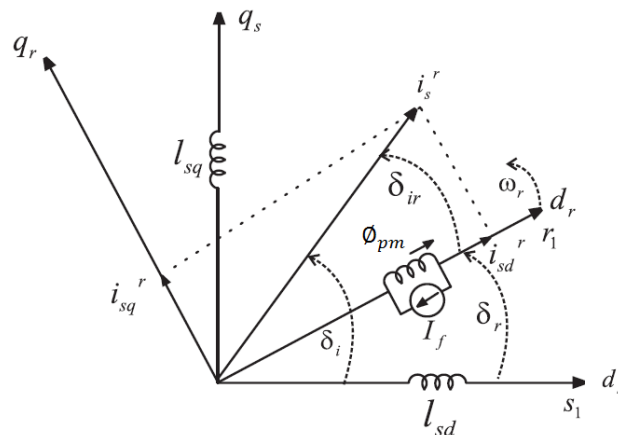


Figura 15. Diagrama vetorial  $dq$  de uma máquina PMSM.

As equações de tensão e conjugado eletromagnético da máquina PMSM no referencial  $dq$  são expressas a seguir:

$$v_{sd} = r_s i_{sd} + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_r L_{sq} i_{sq} \quad (20)$$

$$v_{sq} = r_s i_{sq} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_r L_{sd} i_{sd} + \omega_r \lambda_{pm} \quad (21)$$

$$c_e = P[\lambda_{pm} i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}] \quad (22)$$

onde:

$L_{sd}$  é a indutância de eixo direto ( $d$ );

$L_{sq}$  é a indutância de eixo am quadratura ( $q$ );

$$\lambda_{pm} = \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_{pm}.$$

A equação mecânica de movimento que descreve o comportamento dinâmico de uma PMSM é idêntica a apresentada anteriormente para a máquina de indução, isto é:

$$P(c_e - c_m) = J \frac{d\omega_r}{dt} + F \omega_r \quad (23)$$

A velocidade elétrica rotórica ( $\omega_r$ ) relaciona-se com a velocidade mecânica do rotor ( $\omega_m$ ) por:

$$\omega_r = P \omega_m \quad (24)$$

### 3.2.3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

A técnica de controle para as máquinas a ímã permanente de corrente alternada para operação com alto desempenho apresenta as mesmas características daquela apresentada para a máquina assíncrona, onde é empregada uma estratégia de controle que assegura o desacoplamento entre o controle do fluxo e do conjugado.

Desta forma, para a máquina PMSM em estudo, utilizou-se a técnica vetorial baseada no princípio da orientação pelo campo cuja estrutura básica de controle é composta por uma cascata de três controladores (velocidade, fluxo-conjugado e corrente) e um inversor de tensão, conforme foi ilustrado na Figura 7.

A estratégia de controle baseada na orientação pelo campo aplicada a uma máquina PMSM impõe duas condições:

- A corrente  $i_{sq}$  deve estar em quadratura com o fasor fluxo do rotor  $\lambda_{pm}$ .
- A componente  $i_{sd}$  deve estar alinhada com o fasor fluxo do rotor.
  - Caso a componente  $i_{sd}$  esteja na mesma direção do fasor fluxo do rotor, a componente  $d$  do fasor fluxo do estator adiciona-se ao fluxo do ímã permanente, aumentando o fluxo de entreferro resultante.
  - Se a componente  $i_{sd}$  está na direção oposta a do fluxo produzido pelo ímã, o fluxo de entreferro resultante diminui.

A estratégia de orientação pelo campo é geralmente implementada mantendo a componente de eixo direto  $i_{sd}$  nula ( $i_{sd} = 0$ ) e controlando a componente em quadratura. Ao manter a componente de eixo direto  $i_{sd}$  nula, garante-se que o fasor da corrente e o fasor fluxo do rotor estarão em quadratura, assim, o conjugado produzido será máximo. Nesta condição, o conjugado desenvolvido pela máquina torna-se:

$$c_e = P\lambda_{pm} i_{sq} \quad (25)$$

A partir da equação (25) pode-se verificar que o conjugado da máquina é diretamente proporcional ao fluxo magnético dos ímãs permanentes, ou seja, do fluxo produzido pelo rotor, e à componente da corrente de eixo em quadratura  $i_{sq}$ , ou seja, a corrente responsável pela produção de conjugado.

O diagrama de blocos da Figura 16 detalha a estratégia de controle apresentada. A malha de controle mais externa, isto é, o controle de velocidade, fornece o conjugado eletromagnético de referência,  $c_e^*$ . A partir desta grandeza e dos valores do fluxo no rotor ( $\lambda_{pm}$ ) e do número de pares de pólos ( $P$ ) determina-se, utilizando a equação (25), a componente da corrente de eixo em quadratura de referência ( $i_{sq}^{r*}$ ). Por outro lado, a componente  $i_{sd}^{r*}$  é imposta com valor nulo. Em seguida, realiza-se o controle de corrente, pelo qual se obtém as tensões de pólo de referência,  $v_{sd}^{r*}$  e  $v_{sq}^{r*}$ . As tensões de pólo no referencial estático  $v_{sd}^{s*}$  e  $v_{sq}^{s*}$  são obtidas através da transformação de coordenadas  $e^{j\delta_r}$ .

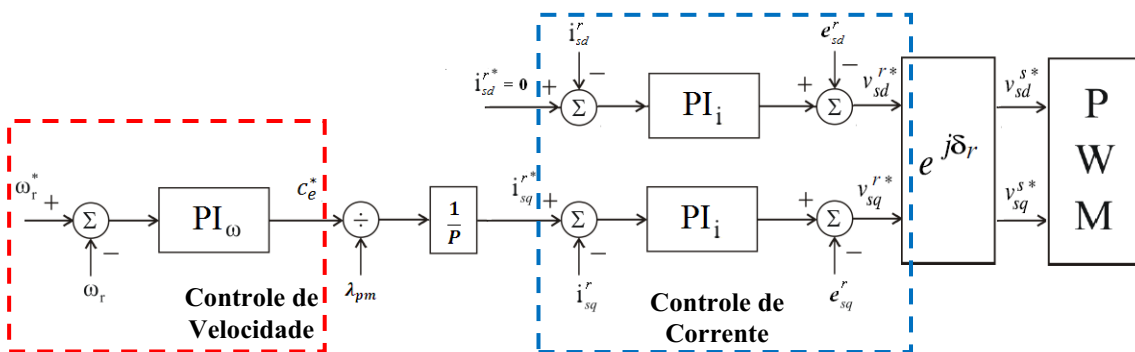


Figura 16. Diagrama de controle vetorial da máquina PMSM com controlador de corrente no rotor.

As componentes de força contra-eletromotriz da máquina,  $e_{sd}^{r*}$  e  $e_{sq}^{r*}$ , são termos de compensação que podem ser utilizados para realizar o desacoplamento entre as malhas d e q, possibilitando assim a melhoria do desempenho do controlador de corrente independente da frequência síncrona.

O inversor fonte de tensão usado no acionamento desta máquina foi, também, o inversor ponte trifásica ilustrado na Figura 4. Este dispositivo produz as tensões que são aplicadas a máquina a partir das componentes  $v_{sd}^{s*}$  e  $v_{sq}^{s*}$  e da aplicação da técnica de modulação por largura de pulso (PWM).

O modelo do controlador de corrente implementado no sistema de controle da Figura 18 foi definido no referencial rotórico ( $\omega_r$ ), também denominado referencial síncrono. Desta forma, a excitação fundamental torna-se uma grandeza contínua que pode ser facilmente controlada utilizando-se um controlador PI tradicional, neste caso, também conhecido por PI síncrono.



### 3.3 MOTOR A RELUTÂNCIA VARIÁVEL

Diferentemente das máquinas de indução e a ímã permanente já discutidas neste trabalho, a máquina a relutância variável (MRV) é uma máquina de corrente contínua pela qual, em sua operação, o conjugado é resultante da variação de relutância em seu entreferro. A seguir, será apresentado o estudo de uma MRV. Em um primeiro momento, apresentamos o princípio de funcionamento e o circuito elétrico equivalente para esta máquina. Posteriormente, introduzimos o seu modelo matemático assim como a descrição da estratégia de controle utilizada em seu acionamento.

#### 3.3.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE

A Máquina a Relutância Variável apresenta estator e rotor com pólos salientes (máquina duplamente saliente) e é adequada para operar com pulsos retangulares de corrente aplicados às suas fases. Seu número de pólos do estator ( $N_s$ ) é sempre diferente e geralmente superior ao número de pólos do rotor ( $N_r$ ), como ilustrado na Figura 17. A sua constituição de pólos salientes duplos e a comutação entre fases, provocam uma ondulação considerável do conjugado electromagnético, principalmente a baixas velocidades.

Devido à ausência de enrolamentos e de ímãs permanentes no rotor, o MRV é uma máquina robusta, de construção fácil e econômica. No entanto, o acionamento deste motor adquiriu confiabilidade somente com o advento e o desenvolvimento da eletrônica de potência. O princípio de funcionamento é tão simples quanto é desafiador aperfeiçoar o seu controle [12].

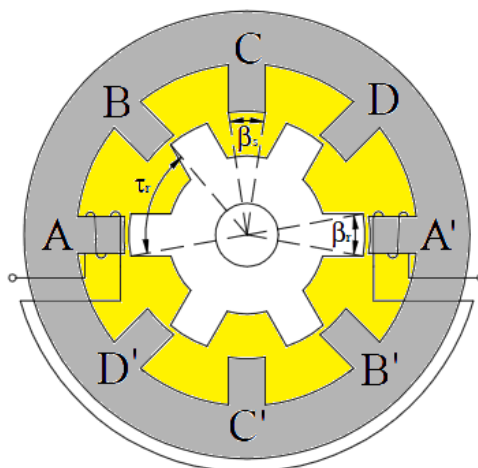


Figura 17. Motor de Relutância Variável, com 8 pólos no estator e 6 pólos no roto

O rotor de uma MRV é alinhado sempre aos pólos diametralmente opostos do estator que estão excitados. Estando o rotor da máquina livre para girar, este tenderá a realizar um movimento de alinhamento com os pólos da fase do estator excitada, levando o circuito magnético para uma condição de mínima relutância. Enquanto os dois pólos do rotor estão alinhados com dois pólos do estator, um outro conjunto de pólos do rotor está fora de alinhamento em relação a um conjunto diferente de pólos do estator. Então, esse conjunto de pólos do estator é excitado para colocar os pólos do rotor em alinhamento. Da mesma forma, por comutação sequencial das correntes nos enrolamentos do estator, o rotor tende a girar [12].

O movimento do rotor, em resposta ao conjugado eletromagnético gerado, envolve a comutação das correntes nos enrolamentos do estator em função do movimento do rotor e consequente alinhamento dos pólos deste com os pólos do estator. O alinhamento dos pólos coloca o circuito magnético estator/rotor, numa condição de mínima relutância, enquanto na condição de máximo desalinhamento o circuito magnético se encontra numa condição de máxima relutância, daí porque esta máquina é comumente denominada de máquina de relutância comutada.

Uma característica que deve ser mencionada é a independência da direção do conjugado eletromagnético gerado em relação ao sentido da corrente nas fases da máquina. A direção do conjugado está diretamente relacionado com a variação, positiva ou negativa, da indutância de fase com relação a posição do rotor ( $dL/d\theta$ ).

De um modo simplificado e ideal, a curva da indutância em função da posição do rotor é a representada na Figura 18 (a). A Figura 18 (b) mostra a posição relativa entre um pólo rotórico e um dos pólos estatóricos da fase em estudo, para cada posição indicada na Figura 18 (a).

Existem duas posições do rotor que definem os limites superior e inferior do valor da indutância de fase. A posição alinhada, em que os pólos se encontram sobrepostos e perfeitamente alinhados, caso da fase A na Figura 19, e a posição desalinhada, em que existem dois pólos rotóricos consecutivos a igual distância do pólo estatórico em questão, caso da fase C na Figura 17. Na primeira posição a distância entre os pólos estatórico e rotórico é mínima e na segunda ela é máxima, consequentemente a indutância tem um valor máximo ( $L_{max}$ ) na posição alinhada (relutância mínima) e um valor mínimo ( $L_{min}$ ) na posição desalinhada (relutância máxima). De um modo ideal a indutância mantém o seu valor mínimo sempre que não exista qualquer sobreposição dos pólos, assume um valor linearmente crescente ou

decrecente à medida que essa sobreposição vai aumentando ou diminuindo respectivamente, e mantém o seu valor máximo enquanto a sobreposição for total.

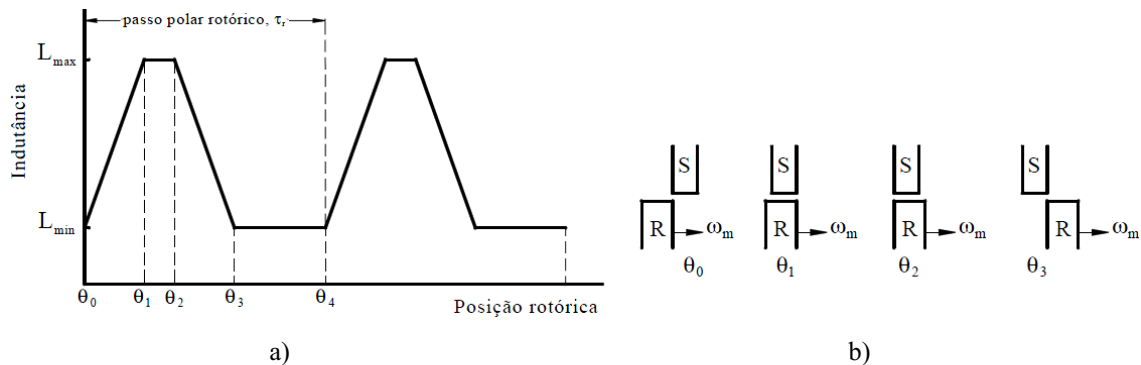


Figura 18. a) Variação da indutância com a posição do rotor e b) definição dos ângulos rotóricos [13].

Se o arco polar do rotor ( $\beta_r$ ) tiver um valor igual ao do arco polar estatórico ( $\beta_s$ ), então a indutância toma o seu valor máximo apenas num único ponto, na posição alinhada. A curva da indutância é periódica repetindo-se para cada pólo do rotor, logo o seu período coincide com o passo polar rotórico ( $\tau_r$ ).

Quando uma fase é excitada, existe a tendência de mover o pólo rotórico mais próximo no sentido de se atingir a posição de relutância mínima. Deste modo, o sentido do conjugado eletromagnético gerado poderá ser positivo, caso a fase seja excitada quando da aproximação de um pólo rotórico, ou negativo no caso contrário. A máquina tem assim a capacidade de funcionar como motor ou como gerador.

### 3.3.2 MODELO MATEMÁTICO

Para modelarmos matematicamente a MRV utilizaremos o circuito elétrico equivalente para uma fase da máquina, representado pela Figura 19.

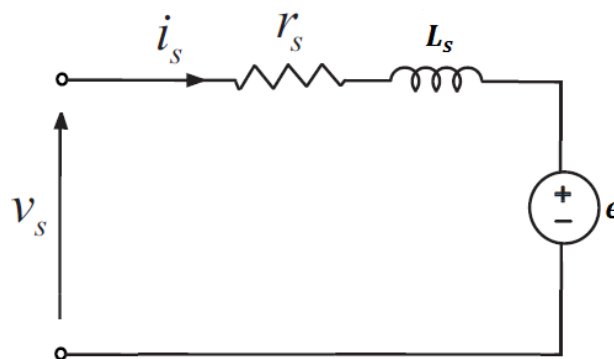


Figura 19. Circuito elétrico equivalente para uma fase da MRV.

Em função da dependência da indutância de fase em relação à posição angular e à corrente de fase e das características elétricas, magnéticas e mecânicas do motor, a modelagem matemática dos parâmetros elétricos que reflete a dinâmica de operação do motor é representada pela equação de tensão de fase a seguir:

$$v_s = r_s i_s + \frac{d\lambda(\theta, i_s)}{dt} \quad (26)$$

onde:

$i_s$  é a corrente na fase [A].

$v_s$  é a tensão de fase [V];

$r_s$  é a resistência de fase [ $\Omega$ ];

$\lambda$  é o fluxo concatenado por fase [Wb];

Sendo o fluxo concatenado  $\lambda(t)$  dado pelo produto entre  $i_s(t)$  e uma indutância que pode também variar no tempo  $L(t)$  pode-se escrever:

$$v_s = r_s i_s + L(\theta, i_s) \frac{di_s}{dt} + \frac{dL(\theta, i_s)}{dt} i_s \omega_r \quad (27)$$

O primeiro termo no segundo membro da equação (27) é a queda de tensão na resistência interna. O segundo termo representa a queda de tensão de natureza indutiva. Já o terceiro termo é a força contra eletromotriz ( $e$ ), a qual depende da taxa de variação da indutância em relação à posição angular do rotor.

O conjugado eletromagnético desenvolvido por uma fase do motor é dado por:

$$c_e = \frac{1}{2} i_s^2 \frac{dL(\theta, i_s)}{d\theta} \quad (28)$$

A equação mecânica de movimento que descreve o comportamento dinâmico de uma MRV pela equação (29).

$$P(c_e - c_m) = J \frac{d\omega_r}{dt} + F \omega_r \quad (29)$$

onde  $P$  corresponde ao número de pares de pólo do rotor, isto é,  $N_r/2$ .

### 3.3.3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O princípio de funcionamento do motor a relutância variável exige um sistema de controle que realize a rápida energização de suas fases sincronicamente com a posição de seu rotor. Cada fase deve ter sua corrente controlada em forma e amplitude mediante aplicação de pulsos de tensão, durante o crescimento da indutância de fase (geração de conjugado positivo) e ter esta mesma corrente extinta antes do período de decréscimo da indutância de fase. A extrapolação destes intervalos leva a um aumento nas oscilações do conjugado gerado pela máquina, operando como motor, com conseqüente perda de rendimento.

A dificuldade de efetuar uma rápida desenergização de uma dada fase do motor a relutância variável, decorre do fato de que esta ação ocorre em uma posição angular do eixo da máquina onde a indutância da respectiva fase pode encontrar-se próxima de seu valor máximo, o que dificulta a rápida queda da corrente. Em geral, as topologias de conversores realizam a desenergização através de uma recuperação da energia nos enrolamentos da máquina de volta para o barramento CC, esta recuperação ocorre a partir da aplicação de uma tensão com polaridade invertida a fase sendo desenergizada.

A estrutura de controle para o acionamento desta máquina CC, diferentemente das máquinas CA apresentadas anteriormente, emprega a estratégia de controle do tipo escalar. O sistema de acionamento de uma MRV foi esquematizado através do diagrama de blocos ilustrado na Figura 20.

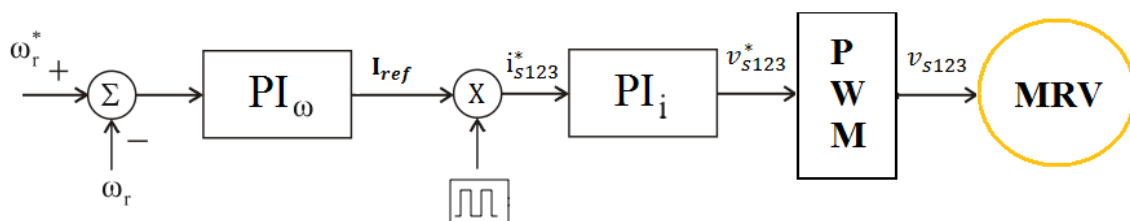


Figura 20. Sistema de acionamento para a MR: Controles de velocidade e corrente.

O controle de velocidade define a malha de controle mais externa, caracterizando o sistema de acionamento à velocidade variável. A saída desse controlador fornece a amplitude das corrente de referência ( $I_{ref}$ ). Para a obtenção dos pulsos retangulares de corrente de referência ( $i_{s123}^*$ ), realiza-se o produto de  $I_{ref}$  por um padrão de pulsos igualmente espaçados e com amplitude unitária. Posteriormente, o controlador de corrente produz na saída as tensões de pólo de referência,  $v_{s123}^*$ .

Nos sistemas de acionamento de máquinas CA é padrão o uso do conversor ponte trifásica. Em geral os enrolamentos da máquina são conectados em estrela com ponto central flutuando (Figura 4). A operação destes sistemas consiste na energização simultânea das fases da máquina com uma tensão senoidal ou forma de onda próxima a uma senoide, defasadas entre si.

Normalmente, as máquinas MRV não operam com todas as suas fases energizadas. No entanto, este tipo de operação particular destas máquinas não impede o uso do conversor ponte trifásica, estando os enrolamentos do mesmo conectados em estrela com o ponto central ligado ao ponto central do banco de capacitores do barramento CC, que alimenta o conversor, como apresentado na Figura 21 [14].

Esta constatação é importante, pois a utilização de um conversor padrão, que é utilizado no acionamento de outras máquinas, como as de indução e as a ímãs permanentes, permite estabelecer uma base comum de acionamento e dessa forma viabiliza uma análise comparativa de sistemas de acionamento usando a máquina a relutância variável e as duas outras já citadas.

No sistema de acionamento da Figura 20 tanto a velocidade ( $\omega_r$ ) como as correntes ( $i_{s123}^*$ ) são grandezas de natureza contínua, portanto, o controlador PI tradicional realiza de maneira eficaz o ajuste destas variáveis para o valor desejado.

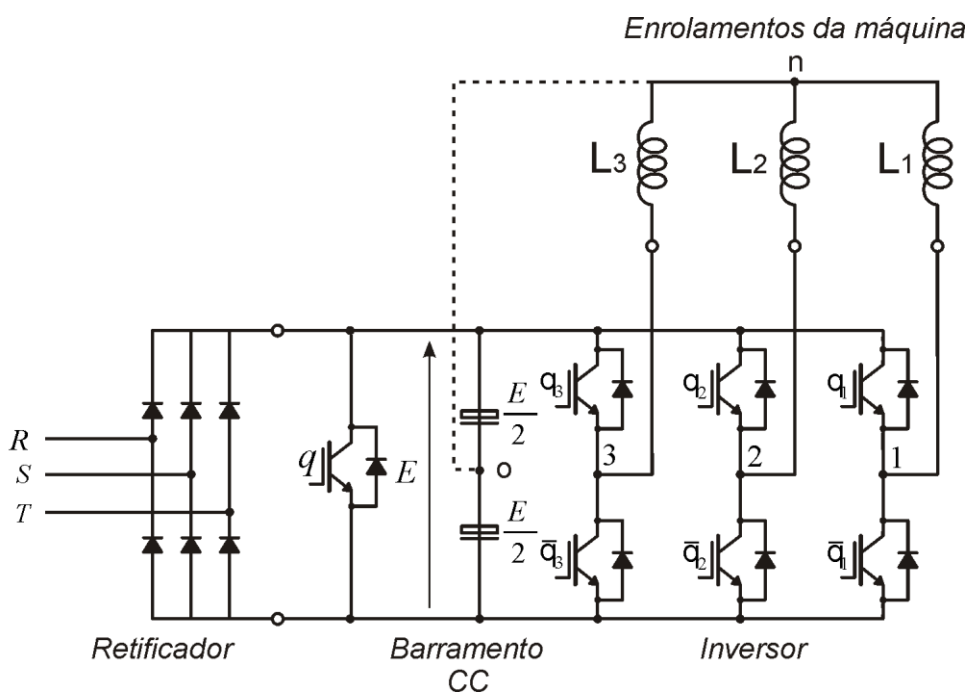


Figura 21. Conversor ponte trifásica adaptado.

## 4 RENDIMENTO DE MÁQUINAS ELÉTRICAS

Nesta seção, apresenta-se as equações que permitem determinar o rendimento de uma máquina elétrica trifásica. Além disso, as perdas energéticas envolvidas no processo de conversão eletromecânica realizado pela máquina são discutidas.

### 4.1 CÁLCULO DO RENDIMENTO

O motor elétrico consome para o seu funcionamento potência aparente, que é a soma da potência ativa e reativa. Somente a potência ativa é transformada em potência mecânica, ou seja realiza trabalho. A potência reativa serve apenas para a manutenção dos campos magnéticos no interior do motor.

A potência ativa de entrada ( $P_{ent}$ ) que alimenta um motor elétrico é obtida a partir da potência aparente ( $N = |\vec{S}|$ ) e do fator de potência ( $fp$ ) da máquina.

$$P_{ent} = N \cdot fp \quad (30)$$

A potência complexa total para uma máquina trifásica é dada pela soma das potências fornecidas em cada fase, ou seja:

$$\vec{S} = \vec{v}_{s1} \cdot \vec{i}_{s1} + \vec{v}_{s2} \cdot \vec{i}_{s2} + \vec{v}_{s3} \cdot \vec{i}_{s3} \quad (31)$$

O fator de potência pode ser obtido através da defasagem ( $\phi_{vi}$ ) existente entre as tensões e as correntes absorvidas pelo motor. Assim, tem-se que:

$$fp = \cos(\phi_{vi}) \quad (32)$$

Já a potência mecânica fornecida ao eixo do motor é calculada em função do conjugado de carga ( $c_m$ ) e da velocidade mecânica do rotor ( $\omega_m$ ), da seguinte forma:

$$P_m = c_m \omega_m \quad (33)$$

Por fim, o rendimento de um motor elétrico é determinado pela relação entre a potência mecânica no eixo da máquina e a potência ativa de entrada, ou seja:

$$\eta (\%) = \frac{P_m}{P_{ent}} \cdot 100\% \quad (34)$$

## 4.2 PERDAS ENERGÉTICAS

O motor elétrico tem como função transformar a energia elétrica fornecida ao seu estator em energia mecânica no rotor. Sendo o motor elétrico um conversor de energia baseado em princípios eletromagnéticos, nem toda energia elétrica é convertida em energia mecânica, devido a perdas que ocorrem no interior da máquina. A potência de entrada é a soma da potência de saída mais as perdas (equação 35).

$$P_{ent} = P_m + \text{Perdas} \quad (35)$$

Basicamente as perdas são de quatro tipos:

- Perdas no ferro ou no núcleo: Calor gerado no núcleo magnético devido às variações no fluxo magnético do motor (rotor e estator). As variações de fluxo induzem correntes no núcleo e estas correntes aquecem o mesmo (Perdas Foucault e Perdas por Histerese).
- Perdas no cobre ou nos enrolamentos: Calor gerado nos enrolamentos pela circulação da corrente em um condutor de resistência diferente de zero (Perdas Joule).
- Perdas na ventilação: para dissipar o calor e evitar a elevação de temperatura, normalmente os motores tem acoplado diretamente no eixo uma ventoinha para forçar a circulação de ar em dissipadores na carcaça do motor. Esta energia gasta na ventilação é considerada uma perda (potência elétrica não convertida em potência mecânica disponível para acionar a carga útil).
- Perdas por fricção nos rolamentos e mancais: geralmente ocorrem nos enrolamentos do eixo do rotor e devido ao arraste aerodinâmico provocado pelo ventilador.



## 5 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

Nesta seção são apresentadas e discutidas as curvas obtidas por simulação, utilizando o software computacional MatLab, dos sistemas de acionamento para as três máquinas estudadas.

### 5.1 MOTOR DE INDUÇÃO

Nesta simulação utilizou-se uma máquina com os seguintes parâmetros:

*Tabela 1: Parâmetros – Motor de indução trifásico*

<b>Parâmetro</b>		<b>Valor</b>
$r_s$	Resistência estatórica	<b>3,000 <math>\Omega</math></b>
$r_r$	Resistência rotórica	<b>2,9876 <math>\Omega</math></b>
$l_m$	Indutância mútua	<b>0,5992 H</b>
$l_s$	Indutância estatórica	<b>0,6141 H</b>
$l_r$	Indutância rotórica	<b>0,6141 H</b>
$J$	Momento de inércia	<b>0,01 kg.m<sup>2</sup></b>
$F$	Coefficiente de atrito	<b>0,005 kg.m<sup>2</sup>/s</b>
$P$	Número de pares de pólos	<b>2</b>
$P_{non}$	Potência nominal	<b>2 kW</b>
$C_{non}$	Conjugado nominal	<b>19 N.m</b>
$s$	Escorregamento	<b>4,51 %</b>
$f$	Frequência de alimentação	<b>60 Hz</b>

A máquina de indução com os parâmetros listados na Tabela 1 e operando como motor foi simulada. Obtiveram-se as seguintes curvas para as grandezas monitoradas:

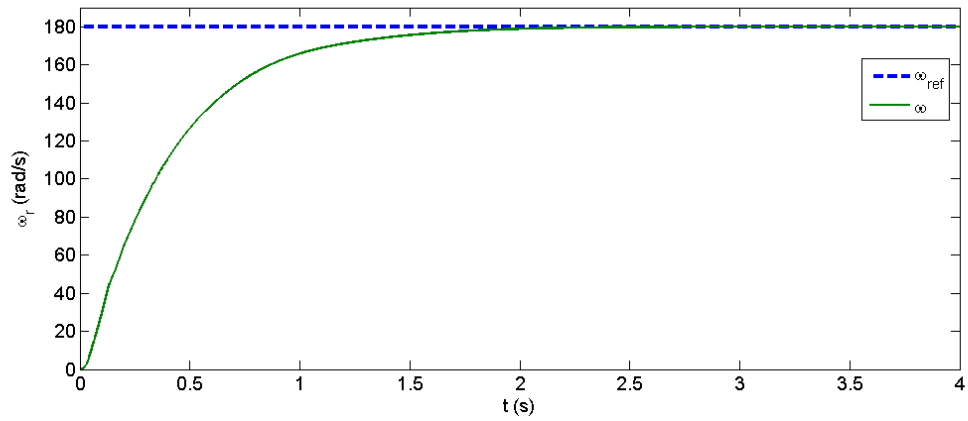


Figura 22. Velocidade elétrica rotórica – Motor de indução.

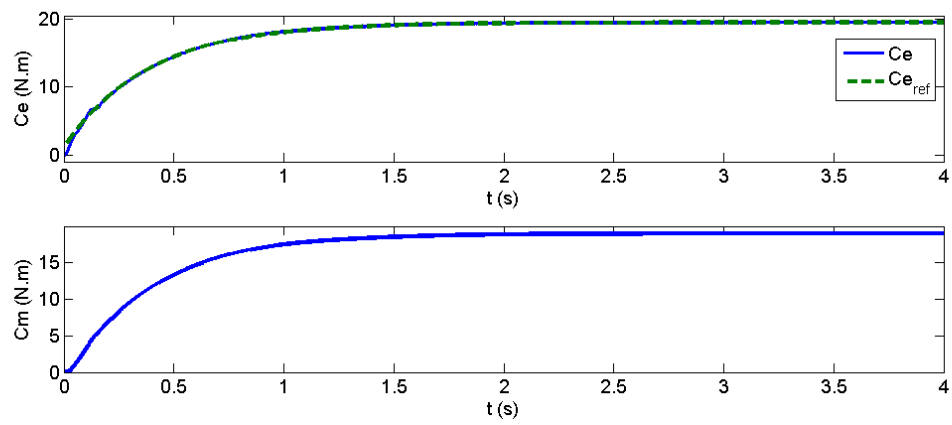


Figura 23. Conjugados eletromagnético e mecânico – Motor de indução.

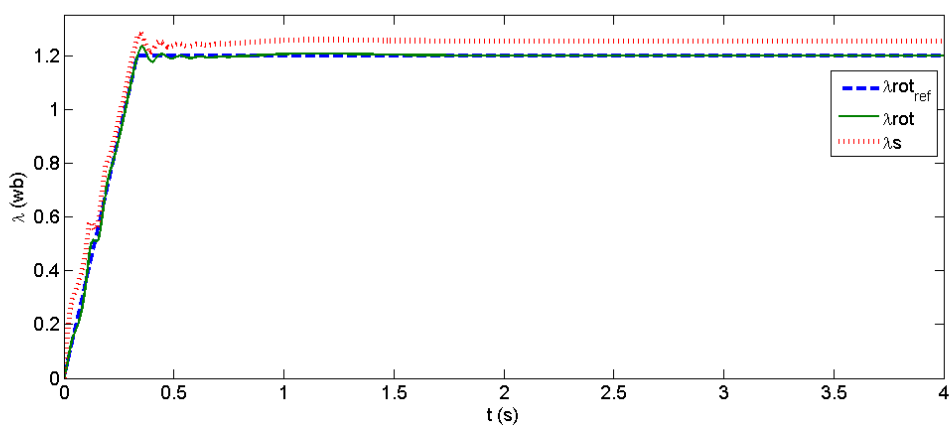


Figura 24. Fluxos rotórico e estático – Motor de indução.

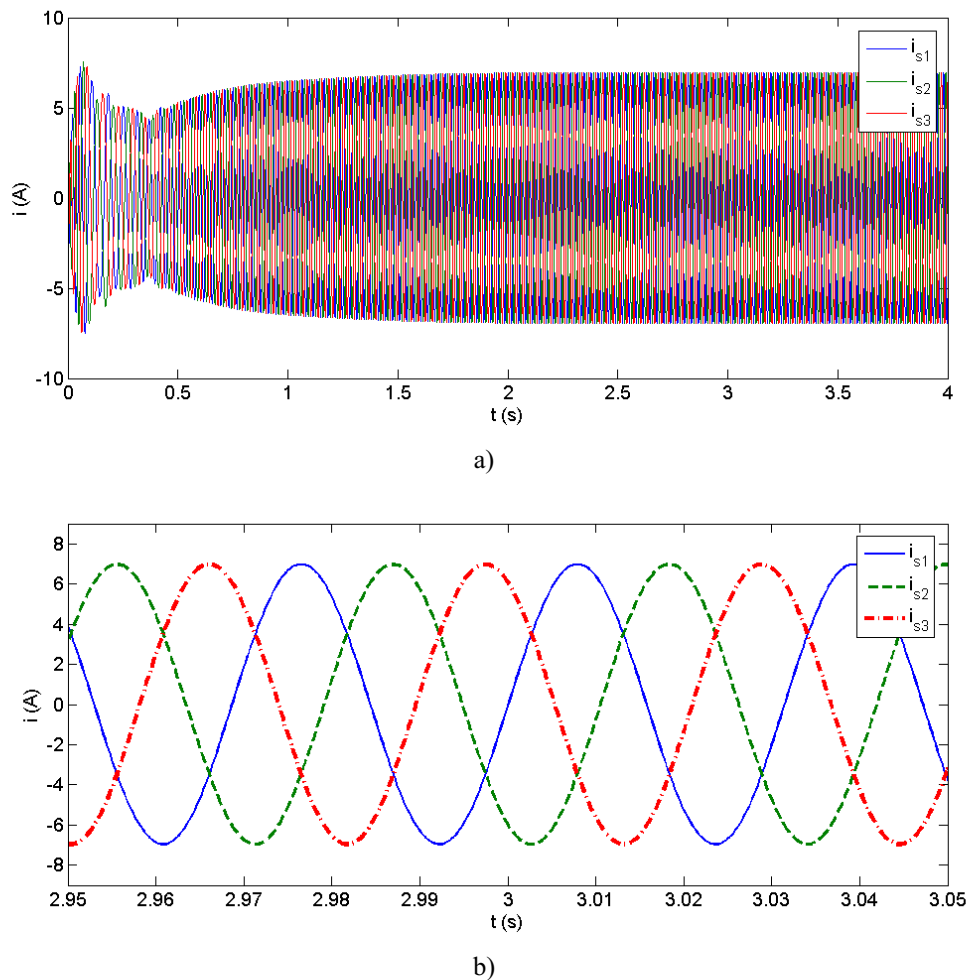


Figura 25. a) Correntes estatóricas, b) Zoom das correntes estatóricas – Motor de indução.

É possível observar que todas as grandezas monitoradas foram controladas. Verifica-se também que para um escorregamento de 4,51% a máquina de 4 pólos apresenta velocidade elétrica rotórica controlada em 180 rad/s, valor que pode ser obtido a partir das equações (1) e (2).

Através da Figura 25a, pode-se visualizar que a máquina apresenta baixos valores de corrente de partida, característica obtida graças ao acionamento eletrônico, que ‘suaviza’ a partida da máquina. Para uma melhor visualização das correntes estabelecidas no estator da máquina, aplicou-se um zoom sobre a Figura 25a, conforme ilustrado na Figura 25b. A partir desta última é possível constatar que o motor é alimentado por correntes senoidais trifásicas equilibradas (defasadas de  $120^\circ$ ).

A seguir, nas Figuras 26 e 27, têm-se a potências ativa de entrada, a potência mecânica e o rendimento da máquina.

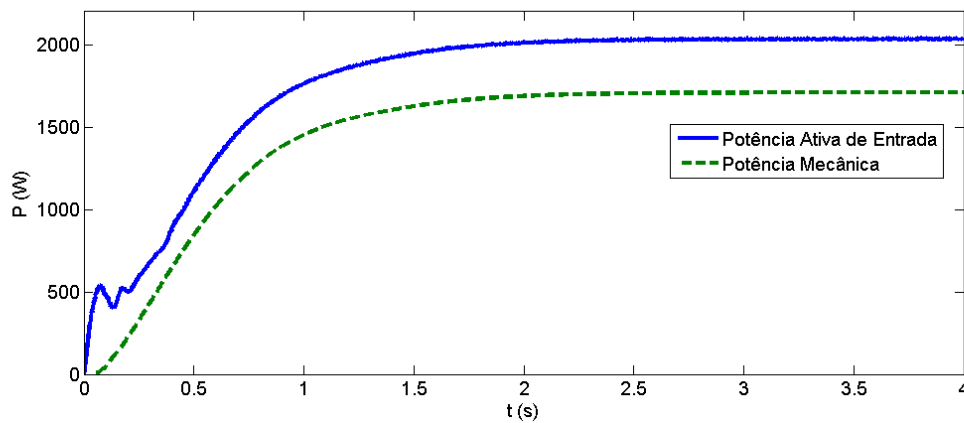


Figura 26. Potências de entrada e mecânica do motor de indução.

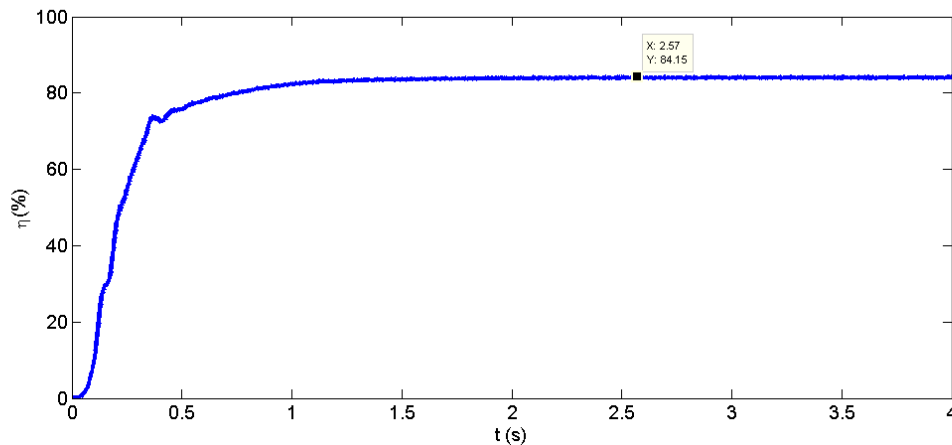


Figura 27. Rendimento do motor de indução.

Das Figuras 26 e 27 percebe-se que, em condições nominais, o motor de indução apresenta um rendimento em torno de 84%. Além disso, verifica-se que o rendimento desse motor varia com a carga mecânica acoplada ao seu eixo, ou potência de saída. Abaixo da potência nominal (2 kW) o rendimento começa a reduzir de valor até ficar próximo de zero, quando o motor está sem carga e a potência de saída é aquela necessária para vencer o atrito.

A maior parte das perdas nesse tipo de máquina ocorre devido ao Efeito Joule, tanto nos enrolamentos do estator (37%) como também nos enrolamentos do rotor (18%). Essas perdas são proporcionais ao quadrado da corrente e a resistência do enrolamento.

A segunda maior parcela de perdas está relacionada as perdas no circuito magnético (perdas no ferro), contabilizando em torno de 20% das perdas totais.

## 5.2 MOTOR A IMÃ PERMANENTE

Para a realização desta simulação foi utilizada uma máquina a imã permanente do tipo PMSM funcionando como motor e que apresenta os parâmetros especificados na Tabela 2.

Tabela 2: Parâmetros – Motor a imã permanente trifásico.

Parâmetro		Valor
$r_s$	Resistência estatórica	<b>7,100 <math>\Omega</math></b>
$l_d$	Indutância de eixo direto	<b>0,03 H</b>
$l_q$	Indutância de eixo em quadratura	<b>0,03 H</b>
$J$	Momento de inércia	<b>0,00058 kg.m<sup>2</sup></b>
$F$	Coefficiente de atrito	<b>0,002 kg.m<sup>2</sup>/s</b>
$P$	Número de pares de pólos	<b>3</b>
$P_{non}$	Potência nominal	<b>350 W</b>
$C_{non}$	Conjugado nominal	<b>3 N.m</b>
$\omega_m$	Velocidade mecânica rotórica	<b>104,72 rad/s</b>
$f$	frequência de alimentação	<b>60 Hz</b>

Obtiveram-se as seguintes curvas para as grandezas monitoradas pelo sistemas de controle, Figuras 28, 29 e 30:

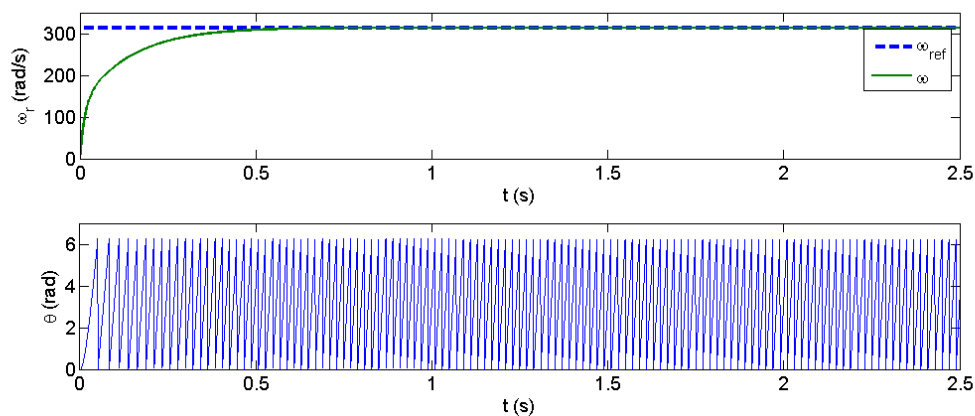


Figura 28. Velocidade e posição elétricas - PMSM.

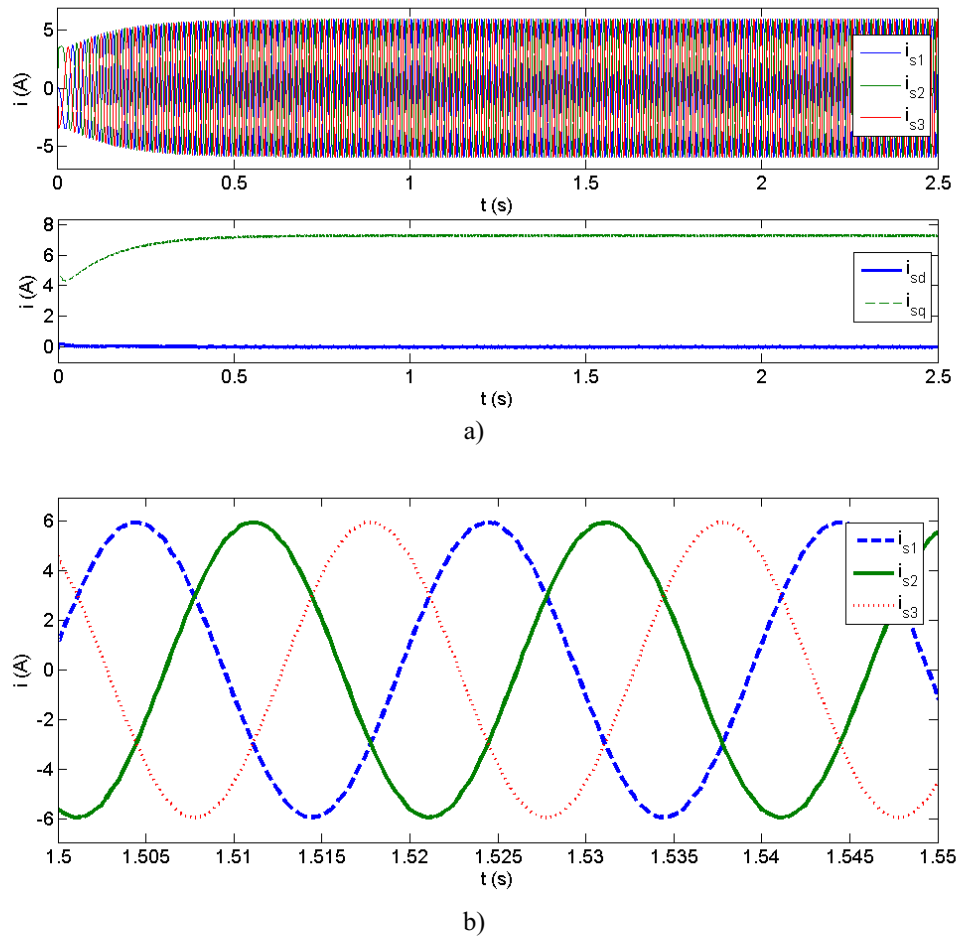


Figura 29. a) Correntes estáticas e correntes de eixo  $d$  e  $q$ , b) Zoom das correntes estáticas – PMSM.

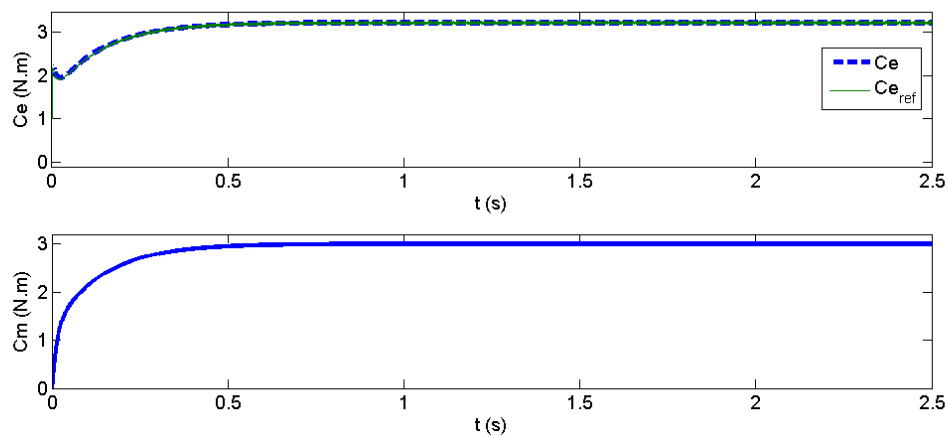


Figura 30. Conjugados eletromagnético e mecânico - PMSM.

As curvas apresentadas indicam que o sistema de controle projetado funcionou de forma eficaz, assim, todas as grandezas monitoradas foram controladas.

Nas Figuras 31 e 32, têm-se a potência ativa de entrada, a potência mecânica e o rendimento da máquina a imã.

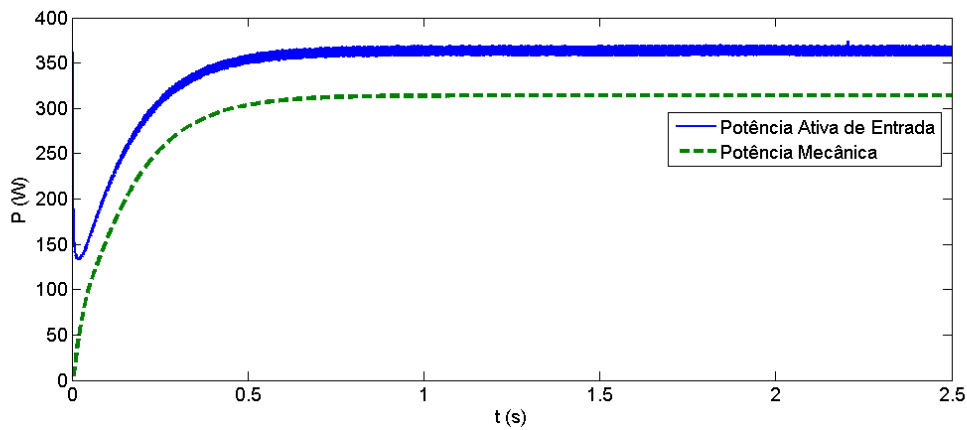


Figura 31. Potências do motor PMSM.

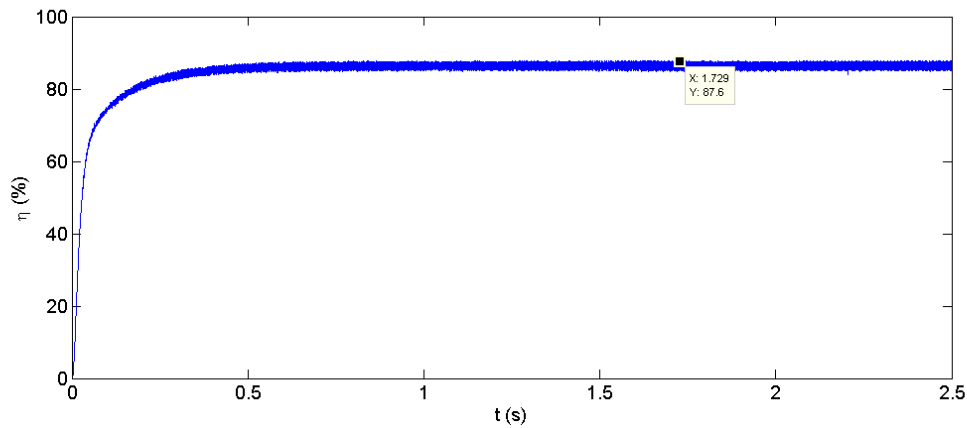


Figura 32. Rendimento do motor PMSM.

Da Figura 32 percebe-se que, operando em condições nominais, o motor a imã permanente simulado apresenta rendimento de quase 88%. Sabe-se que quanto maior as dimensões de um motor (potência nominal) maior é o seu rendimento. No entanto, comparado ao motor de indução simulado anteriormente, o motor a imã permanente apresenta maior rendimento mesmo sendo um motor de menor potência nominal.

Tal constatação é explicada pelo fato de que os motores a imã permanente possuem perdas Joules no rotor bastante reduzidas, ao contrário dos motores de indução com gaiola de esquilo convencional. Como as perdas Joule são uma parcela significativa das perdas totais nos motores de indução, retirando a gaiola de esquilo e substituindo-a por ímãs, o PMSM assegura um rendimento muito maior do que os encontrados nos motores das linhas Standard.

### 5.3 MOTOR A RELUTÂNCIA VARIÁVEL

Para esta simulação, utilizou-se o motor MRV Emerson H55BMBJL cujos parâmetros se encontram listados na Tabela 3.

Tabela 3: Parâmetros – Motor a relutância variável trifásico

Parâmetro		Valor
$r_s$	Resistência estatórica	2,2 $\Omega$
$L_{min}$	Indutância estatórica mínima	8 mH
$L_{max}$	Indutância estatórica máxima	58 mH
$J$	Momento de inércia	0,00107 kg.m <sup>2</sup>
$F$	Coefficiente de atrito	0,002 kg.m <sup>2</sup> /s
$i$	Corrente nominal	2,5 A
$N_s$	Número de pólos do estator	12
$N_r$	Número de pólos do rotor	8
$\omega_m$	Velocidade mecânica rotórica	94,25 rad/s
$f$	frequência de alimentação	60 Hz

Da Figura 33 é possível visualizar que o controlador de velocidade manteve a velocidade da máquina no valor desejado.

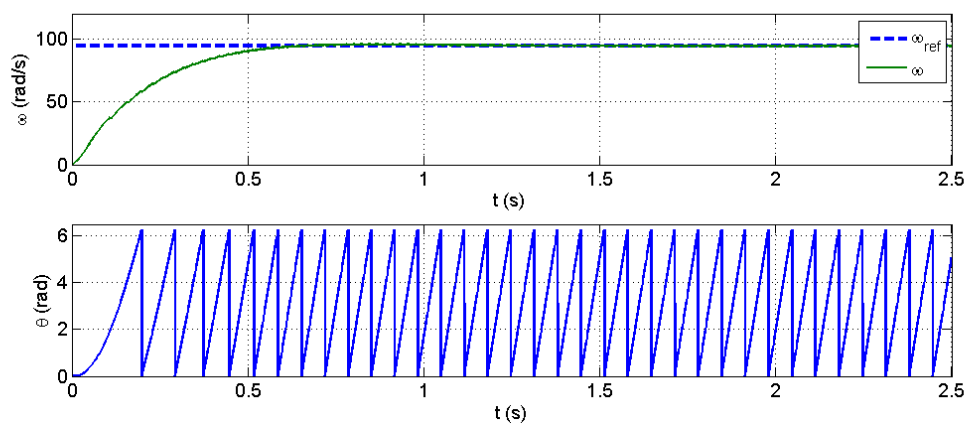


Figura 33. Velocidade e posição elétricas - MRV.



Na Figura 34 está representada a curva característica de indutância para as três fases do motor e as suas respectivas derivadas. Nesta mesma figura tem-se ilustrado os pulsos de corrente de referência resultante do controle de velocidade.

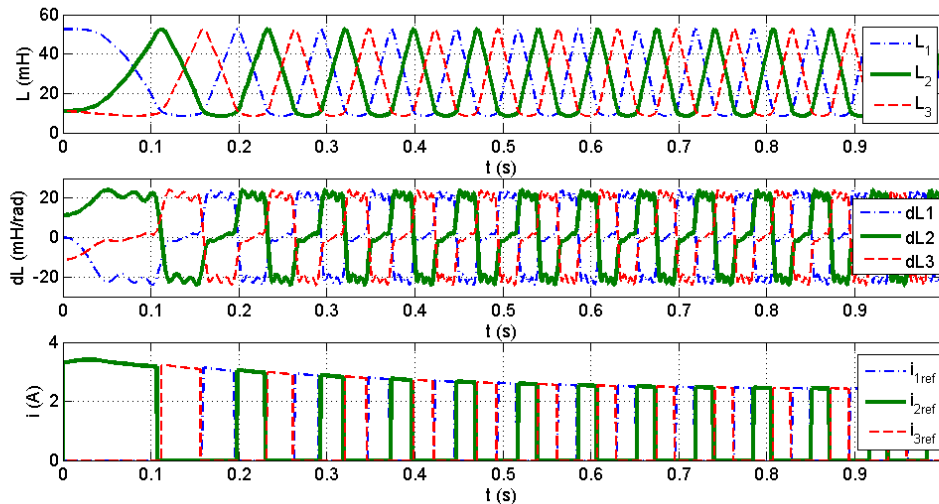


Figura 34. Indutâncias de fase, suas derivadas e os pulsos de corrente de referência - MRV.

A forma de onda bastante próxima de uma onda triangular apresentada pelas indutâncias de fase se deve ao fato de que o arco polar do rotor ( $\beta_r$ ) tem um valor igual ao do arco polar estatórico ( $\beta_s$ ), então a indutância toma o seu valor máximo apenas num único ponto, na posição alinhada.

Observa-se na Figura 35 que a tensão média na fase 1 ( $v_{1m}$ ) apresentou boa concordância com o sinal de referência resultante do controlador de corrente ( $v_{1ref}$ ) e que um pulso retangular de corrente é estabelecido nesta fase.

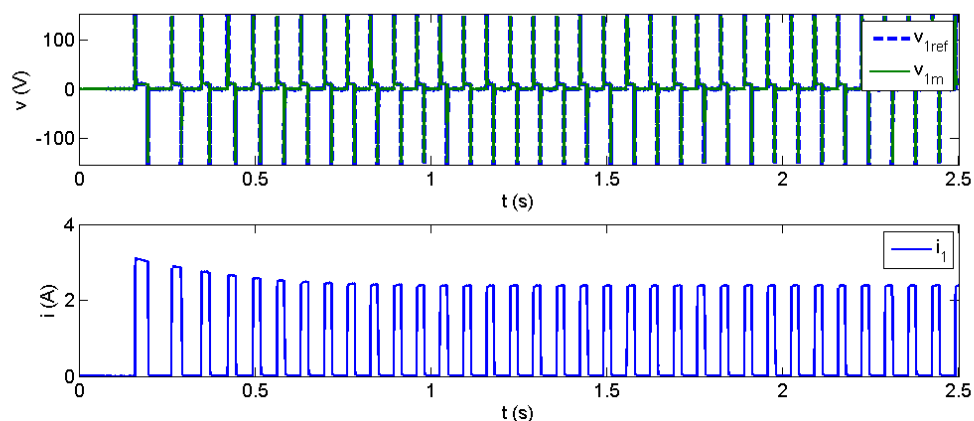


Figura 35. Tensões de referência e de pólo média na fase 1, corrente na fase 1 - MRV.

Nas Figuras 36 e 37 são apresentadas as correntes e o conjugado eletromagnético desenvolvido pela máquina. A Figura 38b representa um zoom aplicado a Figura 38a com o objetivo de melhor visualizar os pulsos de corrente do motor.

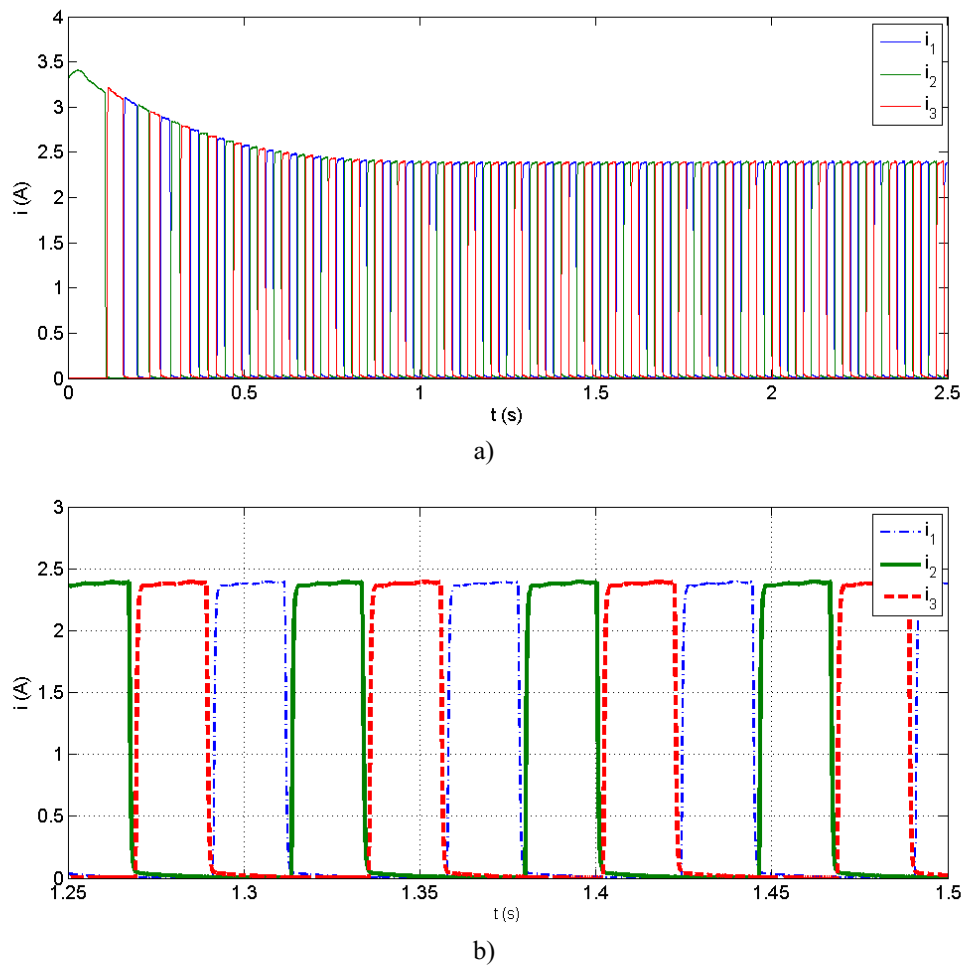


Figura 36. a) Correntes estáticas, b) Zoom das correntes estáticas - MRV.

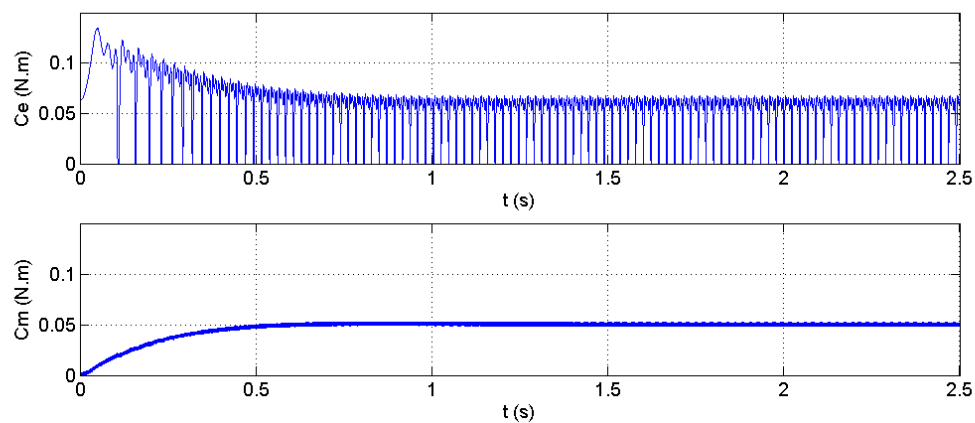


Figura 37. Conjugados eletromagnético e mecânico - MRV.

Na Figura 37 é observado um dos grandes problemas do acionamento de relutância variável, e que tem impedido sua utilização em larga escala, é a presença de oscilações de conjugado devido tanto a sua forma construtiva quanto à sua característica eletromagnética não linear, conjugado este dependente da corrente e do ângulo do rotor.

Por fim, nas Figuras 38 e 39, têm-se a potências ativa de entrada, a potência mecânica e o rendimento da máquina.

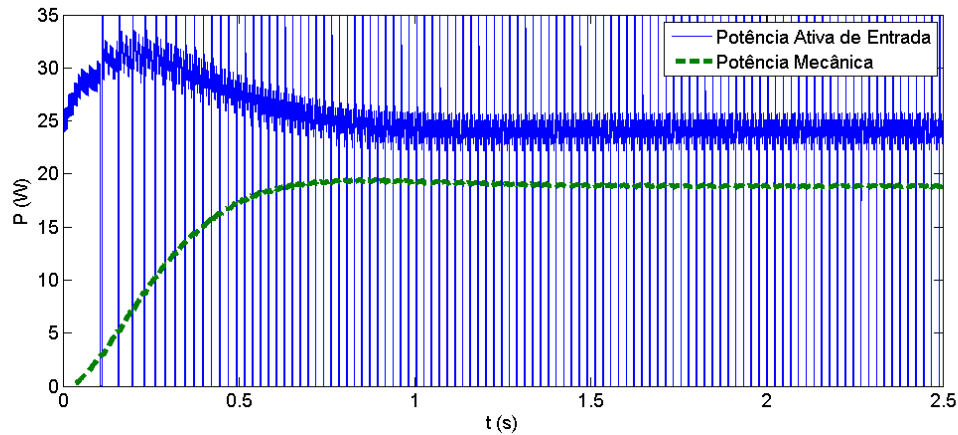


Figura 38. Potências do motor MRV.

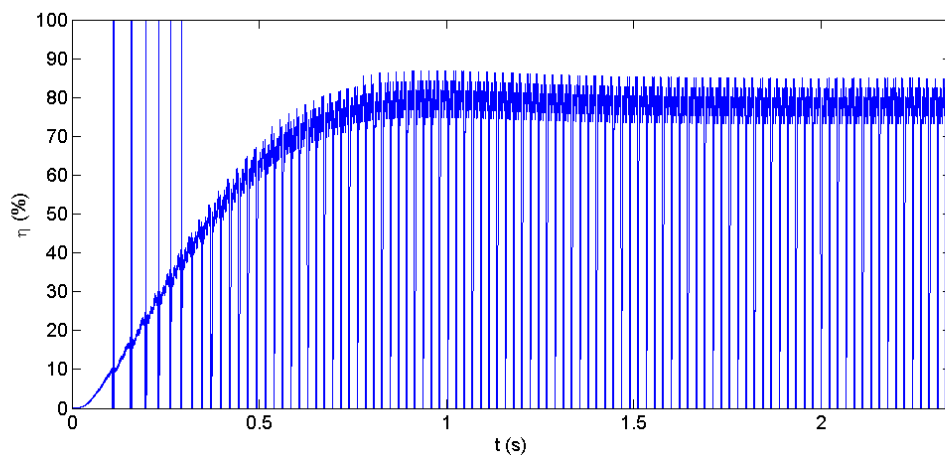


Figura 39. Rendimento do motor MRV.

Pela Figura 39 pode-se visualizar o rendimento do motor MRV. Constatase que seu rendimento está em torno de 80%. Grande parte da degradação do rendimento desta máquina ocorre devido a extrapolação dos intervalos de aplicação de corrente em seus enrolamentos, quando a mesma opera como motor.

## 6 CONCLUSÃO

A primeira fase desse projeto foi constituída de uma pesquisa bibliográfica sobre os sistemas de acionamento de máquinas elétricas baseados em conversores de potência, mais particularmente para o acionamento das máquinas de indução, a imã permanente e a relutância variável. Esta etapa nos permitiu identificar os elementos que compõe esses sistemas e seus princípios de funcionamento em diferentes condições de operação.

Em seguida, realizaram-se simulações dos sistemas de acionamento para as três máquinas estudadas utilizando o software MatLab. Os resultados apresentados ao longo do trabalho demonstraram que é possível acionar de forma eficiente a máquina a relutância variável utilizando o conversor ponte trifásica, com os enrolamentos conectados em estrela. Esta constatação é bastante importante, pois a utilização de um conversor padrão, que é utilizado no acionamento de outras máquinas, como as de indução e as a ímãs permanentes, possibilita estabelecer uma base comum de acionamento e dessa forma viabiliza uma análise comparativa de sistemas de acionamento usando a máquina a relutância variável, a máquina de indução e a máquina a ímã permanente.

Por fim, a partir dos sistemas de acionamento projetados para as três máquinas estudadas, aplicou-se o procedimento descrito na seção 4.1 para quantificar os níveis de rendimento e eficiência de cada máquina. De posse dos rendimento determinados, efetuou-se a análise comparativa, indicada acima, de forma a identificar as perdas energéticas envolvidas no processo de conversão eletromecânica realizado pelas máquinas.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA - EPE, “Série: ESTUDOS DA DEMANDA - NOTA TÉCNICA DEA 14/10 - Avaliação da Eficiência energética na indústria e nas residências no horizonte decenal (2010-2019)”, Rio de Janeiro 2010;
- [2] GARCIA, A. G. P., “Impacto da Lei de Eficiência Energética para Motores Elétricos no Potencial de Conservação de Energia na Indústria.”, Dissertação (Mestrado) Universidade Federal do Rio de Janeiro - UFRJ. Rio de Janeiro, 2003;
- [3] PROCEL INDÚSTRIA / ELETROBRÁS. “Acionamento Eletrônico – Guia Avançado.”, Rio de Janeiro, 2004;
- [4] ARAÚJO, J. A. B., “Aplicação de Inversor de Frequência Para Economia de Energia Elétrica em Sistemas de Irrigação por Aspersão.”, 2003. 142 p. Tese Doutorado, Universidade Estadual Paulista - UNESP. Botucatu, 2003;
- [5] RODRIGUES, W.; JÚNIOR, E. L., “Inversor de Frequência em Sistemas de Bombeamento.” UNICAMP. Campinas, 2002;
- [6] Leonard, W., “30 Years Space Vectors, 20 Years Field Orientation, 10 Years Digital Signal Processing with Controlled AC-Drives, a Review”, EPE Journal, Vol.1, Nº 1;
- [7] Menezes, B. R., Silva, S. R., Caminhas, W. M., e Santos, M. E. S., “Controle Vetorial do Motor de Indução pelo Método Indireto de Orientação de Campo”, Revista Eletricidade Moderna, Brasil, Outubro de 1991, P. 45-53;
- [8] Haffner, J. F., “Análise de Estimadores de Fluxo para Implementação de Técnicas de Controle por Campo Orientado Direto em Máquinas de Indução”, Dissertação de Mestrado, PUCRS, Porto Alegre, Brasil, Dezembro de 1998;
- [9] C. B. Jacobina, “Sistema de Acionamento Estático de Máquina Elétrica”, Curso de Acionamento, UFCG, Campina Grande, Junho de 2005.
- [10] Souza FI., E.B. de (1993). Estimação e Controle em Acionamentos com Máquinas Assíncronas em Campo Orientado. Tese de Doutorado, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande - PB.

- [11] E. M. Fernandes, “Estimação de posição e velocidade de uma máquina síncrona a imã permanente”, Dissertação (Mestrado), UFCG, Campina Grande, Fevereiro de 2006.
- [12] R. Krishnan, “Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications”, Series Editor, 2001.
- [13] A. F. Veloso da Silveira, “Modelagem, Construção, Testes e Análise de Desempenho de um Gerador a Relutância Chaveado”, Tese de Doutorado, Abril de 2008.
- [14] A. Cunha Oliveira, “Acionamento de Máquinas a Relutância Variável”, Tese de Doutorado, Setembro de 2002.

