



SIMULAÇÃO E ANÁLISE DA OPERAÇÃO MONOFÁSICA DE UM MOTOR TRIFÁSICO DE INDUÇÃO

Leonardo Philippi Sens

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientadores: Sebastião Ércules Melo de Oliveira
Antonio Carlos Ferreira

Rio de Janeiro

Julho de 2014

SIMULAÇÃO E ANÁLISE DA OPERAÇÃO MONOFÁSICA DE UM MOTOR
TRIFÁSICO DE INDUÇÃO

Leonardo Philippi Sens

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO
LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA
(COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE
DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE
EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Sebastião Ércules Melo de Oliveira, D.Sc.

Prof. Antonio Carlos Ferreira, Ph.D.

Prof. Edson da Costa Bortoni, D.Sc.

Prof. Ricardo Mota Henriques, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

JULHO DE 2014

Sens, Leonardo Philippi

Simulação e Análise da Operação Monofásica de um Motor Trifásico de Indução / Leonardo Philippi Sens. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2014.

X, 118, p.: il.; 29.7cm

Orientadores: Sebastião Ércules Melo de Oliveira

Antonio Carlos Ferreira

Dissertação (mestrado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2014.

Referências Bibliográficas: p. 95 – 98.

1. Motor trifásico. 2. Simulação e ensaios. 3. Capacitores. I. Oliveira, Sebastião Ércules Melo de *et al.* II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/ UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

SIMULAÇÃO E ANÁLISE DA OPERAÇÃO MONOFÁSICA DE UM MOTOR TRIFÁSICO DE INDUÇÃO

Leonardo Philippi Sens

Julho / 2014

Orientadores: Sebastião Ércules Melo de Oliveira
Antonio Carlos Ferreira

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho apresenta resultados experimentais do desempenho em regime permanente e regime dinâmico de um pequeno motor de indução trifásico cujos terminais são conectados a uma fonte monofásica e a um capacitor que viabiliza a operação com redução do grau de desbalanço. Resultados de simulação digital foram produzidos por um programa computacional desenvolvido em ambiente Matlab/Simulink durante o trabalho de pesquisa e comparados com medições realizadas em laboratório. Os modelos dinâmico e estacionário da máquina de indução foram desenvolvidos com utilização da teoria dos eixos de referências, conforme descrito no trabalho.

Abstract of the Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

SIMULATION AND ANALYSIS OF THE SINGLE-PHASE OPERATION OF A
THREE-PHASE INDUCTION MOTOR

Leonardo Philippi Sens

July / 2014

Advisors: Sebastião Ércules Melo de Oliveira

Antonio Carlos Ferreira

Department: Electrical Engineering

This dissertation presents experimental results of the steady-state and dynamic operation of a small three-phase induction motor whose terminals are connected to both a single-phase supply and a capacitor, that enables the operation with reduction of the imbalance degree. Digital simulation results were produced by a computer program developed in Matlab / Simulink environment during the research work and compared with measurements made in the laboratory. The stationary and dynamic models of the induction machine were developed using the theory of reference axes, as described in the work.

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Considerações Iniciais	1
1.2 Referências Bibliográficas.....	3
1.3 Objetivos.....	12
1.4 Estrutura do Trabalho	12
CAPÍTULO 2 MODELO MATEMÁTICO	14
2.1 Hipóteses simplificadoras.....	14
2.2 Equações de tensão e conjugado do motor de indução	17
CAPÍTULO 3 A TEORIA DOS EIXOS DE REFERÊNCIA	22
3.1 A transformada dq0	22
3.2 Transformação aplicada a sistemas estacionários	23
3.3 Transformação para os circuitos do rotor	27
3.4 Tensões da máquina no referencial dq0	29
3.5 Conjugado no referencial dq0.....	36
CAPÍTULO 4 MODELO PARA REDE MONOFÁSICA	37
4.1 Modelo para ligação em Estrela	37
4.2 Modelo para ligação em Delta.....	42
CAPÍTULO 5 FATOR DE DESEQUILÍBRIO	43
5.1 Fator de desequilíbrio de um sistema trifásico	43
5.2 Fator de desequilíbrio de motor trifásico alimentado monofasicamente.....	45
5.3 Operação equilibrada do motor trifásico alimentado monofasicamente	48
CAPÍTULO 6 ESQUEMA DE SIMULAÇÃO	50
6.1 Esquema de simulação em Simulink/Matlab	50
6.2 Interface gráfica.....	52
CAPÍTULO 7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	55
7.1 Ensaio em operação trifásica.....	57
7.2 Resultados em operação monofásica e ligação delta.....	62
7.3 Resultados em operação monofásica e ligação estrela	66
CAPÍTULO 8 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	71
8.1 Resultados de simulação em operação trifásica	71
8.2 Resultados em operação monofásica e ligação delta.....	76
8.3 Resultados em operação monofásica e ligação estrela	83
CAPÍTULO 9 ANÁLISE DOS RESULTADOS OBTIDOS	90
CAPÍTULO 10 CONCLUSÕES E SUGESTÕES	93
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	95
APÊNDICE	99

FIGURAS

	Página
Figura 1 – Conexão de Steinmetz.	3
Figura 2 – Diagrama esquemático dos enrolamentos do motor trifásico de indução.	15
Figura 3 – A transformada para sistemas estacionários.	23
Figura 4 – Transformação para circuitos do rotor.	28
Figura 5 – Circuito gerador e motor trifásicos em estrela.	37
Figura 6 – Circuito gerador e motor trifásico com capacitor em estrela.	38
Figura 7 – Circuito do motor em ligação monofásica delta.	42
Figura 8 – Componentes de sequência.	43
Figura 9 – Esquema Steinmetz de ligação.	45
Figura 10 – Diagrama em blocos da modelagem do motor trifásico.	51
Figura 11 – Interface gráfica.	53
Figura 12 – Esquema de ensaio.	55
Figura 13 – Dados elétricos do motor.	56
Figura 14 – Curvas de rendimento, fator de potência, escorregamento e corrente pela potência fornecida.	56
Figura 15 – Formas de onda das tensões em ligação trifásica (50ms).	58
Figura 16 – Formas de onda das correntes em ligação trifásica (50ms).	59
Figura 17 – Tensões, correntes, defasagens e desbalanços para ligação trifásica.	59
Figura 18 – Formas de onda das tensões em ligação trifásica (1s).	60
Figura 19 – Formas de onda das correntes em ligação trifásica (1s).	60
Figura 20 – Velocidade e conjugado do motor em ligação trifásica.	61
Figura 21 – Circuito do motor em ligação monofásica delta.	62
Figura 22 – Tensões, correntes e potência para ligação monofásica delta.	63
Figura 23 – Tensões, correntes, defasagens e desbalanços para ligação monofásica delta.	63
Figura 24 – Correntes, defasagens e conjugado para ligação monofásica delta.	64
Figura 25 – Medição do tempo até a estabilização.	64
Figura 26 – Correntes, defasagens e conjugado finais para ligação monofásica delta.	65
Figura 27 – Correntes, defasagens e velocidade finais para ligação monofásica delta.	65
Figura 28 – Circuito do motor em ligação monofásica estrela.	66
Figura 29 – Tensões, correntes e potência para ligação monofásica estrela.	67
Figura 30 – Tensões, correntes, defasagens e desbalanços para ligação monofásica estrela.	68
Figura 31 – Correntes, defasagens e conjugado para ligação monofásica estrela.	68
Figura 32 – Medição do tempo até a estabilização.	69
Figura 33 – Correntes, defasagens e conjugado finais para ligação monofásica estrela.	69
Figura 34 – Correntes, defasagens e velocidade finais para ligação monofásica estrela.	70
Figura 35 – Tensões para simulação trifásica.	71
Figura 36 – Correntes para simulação trifásica.	72
Figura 37 – Tensões, correntes, defasagens e desbalanços para simulação trifásica.	72
Figura 38 – Transitório das correntes para simulação trifásica.	73
Figura 39 – Transitório das correntes em valor rms para simulação trifásica.	73
Figura 40 – Transitório dos conjugados do motor e da carga na simulação trifásica.	74
Figura 41 – Velocidade na simulação trifásica.	74
Figura 42 – Curva dos conjugados pelo escorregamento na simulação trifásica.	75
Figura 43 – Tensões para simulação monofásica delta.	76
Figura 44 – Correntes para simulação monofásica delta.	77
Figura 45 – Tensões, correntes, defasagens e desbalanços para simulação monofásica delta.	77
Figura 46 – Transitório das correntes para simulação monofásica delta.	78
Figura 47 – Transitório das correntes em valor rms para simulação monofásica delta.	78
Figura 48 – Transitório das tensões para simulação monofásica delta.	79
Figura 49 – Transitório das tensões em valor rms para simulação monofásica delta.	79
Figura 50 – Transitório dos conjugados do motor e da carga na simulação monofásica delta.	80
Figura 51 – Velocidade na simulação monofásica delta.	80
Figura 52 – Curva dos conjugados pelo escorregamento na simulação monofásica delta.	81

Figura 53 – Curva do capacitor ideal e ângulo Z1 pelo escorregamento na simulação monofásica delta	81
Figura 54 – Curvas dos desbalanços de tensão e corrente pelo escorregamento na simulação monofásica delta.....	82
Figura 55 – Tensões para simulação monofásica estrela.	83
Figura 56 – Correntes para simulação monofásica estrela.	84
Figura 57 – Tensões, correntes, defasagens e desbalanços para simulação monofásica estrela.	84
Figura 58 – Transitório das correntes para simulação monofásica estrela.	85
Figura 59 – Transitório das correntes em valor rms para simulação monofásica estrela.	85
Figura 60 – Transitório das tensões para simulação monofásica estrela.	86
Figura 61 – Transitório das tensões em valor rms para simulação monofásica estrela.....	86
Figura 62 – Transitório dos conjugados do motor e da carga na simulação monofásica estrela.	87
Figura 63 – Velocidade na simulação monofásica estrela.....	87
Figura 64 – Curva dos conjugados pelo escorregamento na simulação monofásica estrela.	88
Figura 65 – Curva do capacitor ideal e ângulo Z1 pelo escorregamento na simulação monofásica estrela.	88
Figura 66 – Curvas dos desbalanços de tensão e corrente pelo escorregamento na simulação monofásica estrela.....	89
Figura 67 – Diagrama principal: fonte de tensão, motor de indução e carga.	99
Figura 68 – Bloco A: Cálculos das tensões de entrada trifásica, em delta e em estrela.	99
Figura 69 – Bloco A(a): Subrotina dos cálculos das tensões em delta.....	100
Figura 70 – Bloco A(b): Subrotina dos cálculos das tensões em estrela.....	100
Figura 71 – Bloco A(c): Subrotina para seleção do tipo de tensão escolhida.	101
Figura 72 – Bloco B: Motor de indução.....	102
Figura 73 – Bloco B: Continuação de motor de indução.	102
Figura 74 – Bloco B: Continuação de motor de indução, cálculos das potências e valores RMS das correntes e tensões.	102
Figura 75 – Bloco C: Entrada do tipo de carga e valor da carga.....	103
Figura 76 – Bloco D: Transformação abc para $\alpha\beta$	103
Figura 77 – Bloco E: Transformação $\alpha\beta$ para dq.....	104
Figura 78 – Bloco F: Transformação dq para abc.	104
Figura 79 – Bloco G: Modelo dq do motor de indução, fluxos de corrente, conjugado, potência e rotação.	105
Figura 80 – Bloco H: Conjugado constante ou quadrático.	105
Figura 81 – Bloco I(a): Cálculo do enlace de fluxo Ψ_{qs}	106
Figura 82 – Bloco I(b): Cálculo do enlace de fluxo Ψ_{ds}	106
Figura 83 – Bloco I(c): Cálculo do enlace de fluxo Ψ_{dr}	107
Figura 84 – Bloco I(d): Cálculo do enlace de fluxo Ψ_{qr}	107
Figura 85 – Bloco J(a): Cálculo do enlace de fluxo Ψ_{mq}	108
Figura 86 – Bloco J(b): Cálculo do enlace de fluxo Ψ_{md}	108
Figura 87 – Bloco K(a): Cálculo da corrente i_{qs}	109
Figura 88 – Bloco K(b): Cálculo da corrente i_{ds}	109
Figura 89 – Bloco K(c): Cálculo da corrente i_{qr}	109
Figura 90 – Bloco K(d): Cálculo da corrente i_{dr}	109
Figura 91 – Bloco L: Cálculo do conjugado elétrico.	110
Figura 92 – Bloco M: Cálculo da rotação angular rotórica.	110
Figura 93 – Bloco N: Cálculo da potência dq.	110
Figura 94 – Bloco O: Subrotina para definição da velocidade de regime para simulação.....	111
Figura 95 – Bloco P: Velocidade, escorregamento, potência mecânica e conjugado.	111
Figura 96 – Bloco Q: Velocidade, potência mecânica, conjugado e escorregamento.....	112
Figura 97 – Bloco R: Filtragem do conjugado para melhor análise, dependendo do tipo de regime.....	112
Figura 98 – Bloco S: Cálculos dos valores RMS de tensões e correntes e potências.	113
Figura 99 – Bloco T: Cálculos das potências.	113

Figura 100 – Bloco Secundário: Cálculo da impedância de sequência positiva, desbalanços e capacitor.	114
Figura 101 – Bloco I: Sistema para cálculos da impedância de sequência positiva, desbalanços e capacitor.	114
Figura 102 – Bloco II: Transformação das ondas de tensão para valores complexos.....	115
Figura 103 – Bloco II(a): Separação das componentes reais e imaginárias dos números complexos representativos das formas de onda das tensões.	115
Figura 104 – Bloco III: Transformação das ondas de corrente para valores complexos.....	116
Figura 105 – Bloco III(a): Separação dos valores reais e imaginários dos números complexos representativos das formas de onda das correntes.....	116
Figura 106 – Bloco IV Subrotina para cálculo das componentes de sequência das tensões e correntes.	117
Figura 107 – Bloco V: Subrotina para cálculo dos desbalanços de tensão e corrente e do capacitor ideal.	117
Figura 108 – Tela do programa de simulação.	118

TABELAS

	Página
Tabela 1 – Medições realizadas com o apoio de fonte de tensão programável.....	57
Tabela 2 – Medições das tensões fase-neutro e das correntes de linha.	58
Tabela 3 – Medições das potências e defasagens entre tensões e correntes de fase.....	58
Tabela 4 – Resumo das medições realizadas durante a operação trifásica.....	61
Tabela 5 – Resumo das medições realizadas durante a operação monofásica delta.	66
Tabela 6 – Resumo das medições realizadas durante a operação monofásico estrela.	70
Tabela 7 – Resumo dos resultados de simulação trifásica.	75
Tabela 8 – Resumo dos resultados da simulação monofásica delta.	82
Tabela 9 – Resumo dos resultados da simulação monofásica estrela.	89
Tabela 10 – Resumo geral dos resultados dos ensaios e simulações.	90

CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO

1.1 *Considerações Iniciais*

Algumas vezes, em operação mais simples que requer menor potência e robustez de um motor de indução, faz-se a opção por um motor monofásico. Isto pode ocorrer, por exemplo, quando não é possível operar um motor trifásico alimentando-o com uma fase só. Tal solução traz consigo uma série de inconvenientes, sendo o primeiro deles o preço: um motor de 1cv, 220V, dois pólos, e IP21 (carcaça de chapa, resistente a corpos estranhos maiores que 12 mm e pingos d'água na vertical) tem custo 20% maior que um motor equivalente trifásico IP55 (carcaça de ferro fundido, protegido contra qualquer poeira prejudicial e jatos d'água de todas as direções).

O segundo fator é que, para partir um motor monofásico, utiliza-se um capacitor de partida cujo tempo de descarga não é rápido o suficiente para permitir partidas sucessivas em curto intervalo de tempo. Assim sendo, aplicações que exigem muitas partidas (como máquinas de sorvete expresso, que chegam a exigir 6 partidas por minuto) acabam por danificar o motor monofásico.

A solução encontrada, portanto, vem do uso de conversores elétricos monotrifásicos para acionamento de motores trifásicos em redes monofásicas. As vantagens do uso de motores trifásicos podem ser resumidas da seguinte forma:

- a) para uma mesma potência, o motor trifásico possui menor dimensão, além de ser mais leve e mais barato que o monofásico, proporcionando economia tanto na aquisição, quanto no espaço necessário à sua instalação;
- b) os motores trifásicos são mais robustos que os monofásicos e exigem menor manutenção, permitindo operação mais confiável, principalmente em sistemas automatizados;
- c) os motores trifásicos estão disponíveis em uma faixa de potência mais ampla que os monofásicos, evitando-se o acoplamento de motores em série para o acionamento de grandes cargas e tornando a instalação mais econômica, compacta e confiável.

Com isso, o uso de conversores de fase pode associar as vantagens econômicas das linhas monofásicas com as dos motores trifásicos.

Países desenvolvidos de dimensões continentais como Estados Unidos, Canadá, Rússia e Austrália empregam amplamente esses equipamentos na agropecuária há mais de 40 anos, com bons resultados técnicos e econômicos. No Brasil, embora as pesquisas para o desenvolvimento e aperfeiçoamento desses equipamentos sejam realizadas desde a década de 1970, apresentando soluções pioneiras em nível mundial, seu uso é bastante restrito, consequência do desconhecimento por parte dos técnicos e produtores e da existência de poucos fabricantes, normalmente de pequeno porte e que, muitas vezes, produzem aparelhos somente com finalidades industriais.

Os conversores de fase podem ser classificados basicamente em dois grandes grupos, a saber: estáticos (não possuem partes móveis) e rotativos (possuem algum tipo de motor como parte integrante do equipamento para a geração da terceira fase).

Os conversores estáticos, por sua vez, podem ser dos tipos:

- a) simples a capacitor;
- b) capacitor-transformador
- c) com transformador de distribuição abaixador;
- d) eletrônico.

Atualmente no Brasil, os tipos mais comuns de conversores de fase empregados na irrigação são o estático a capacitor-transformador e o rotativo com motor trifásico. Pelo custo reduzido e pela boa qualidade de conversão, os conversores eletrônicos estão sendo cada vez mais utilizados industrialmente, apresentando grande potencial de uso na agricultura irrigada.

Os conversores de fase são uma opção economicamente viável para o acionamento de grandes cargas motrizes em redes monofásicas longas, como acontece geralmente em sistemas de irrigação. De uma forma geral, quando a distância do transformador ao motor é superior a 300 m, o custo da rede monofásica com conversor de fase para o acionamento de motores trifásicos é inferior ao da rede trifásica de potência equivalente.

A utilização de alimentação monofásica para motores trifásicos pode ser também realizada, de maneira simples, conectando-se um capacitor entre dois dos seus três terminais de estator, constituindo a chamada Conexão de Steinmetz, como mostrado na **Figura 1**.

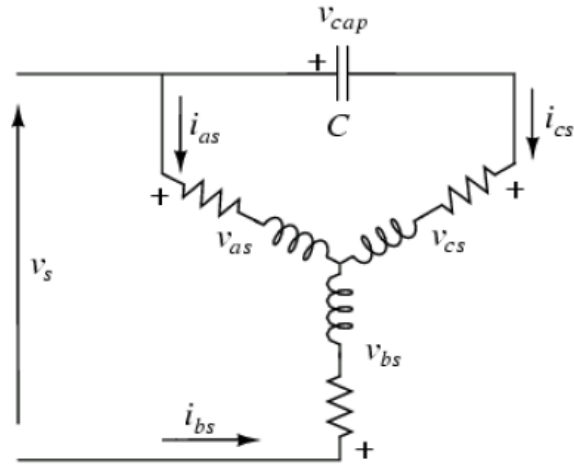


Figura 1 – Conexão de Steinmetz.

1.2 Referências Bibliográficas

Em uma das primeiras referências tratando da utilização de capacitores para balancear um sistema trifásico alimentado monofásicamente [1], é visto que BROWN e JHA utilizaram a teoria das componentes simétricas para expressar a relação entre o desempenho de partida de um motor de indução trifásico conectado a um sistema de alimentação monofásica e seu desempenho de partida normal trifásica em termos de dois parâmetros adimensionais. As características de desempenho relativas a máquinas de qualquer potência foram avaliadas para diversos valores dos dois parâmetros referidos, com várias condições ótimas de operação sendo estabelecidas. Foi mostrado que o melhor desempenho de partida é dado por uma impedância série conectada entre dois terminais do enrolamento de estator do motor e que permite estabelecer condições equilibradas trifásicas. A fonte de tensão monofásica é então ligada entre um dos terminais acima referidos e o outro terminal de fase. A impedância mencionada pode ser determinada por um capacitor em série com um resistor ou por um indutor em série com o resistor. Determinada relação entre a reatância capacitiva ou indutiva e a resistência do resistor é que melhor permite estabelecer o balanceamento desejado, dependendo do ponto de operação.

Na referência [2], MURTHY e BERG estudaram o comportamento transitório de um motor de indução trifásico operando com alimentação monofásica e utilizaram capacitores como conversor de fase, um para partida e o outro para operação. Componentes simétricas instantâneas foram utilizadas na modelagem do motor para

diferentes tipos de conexões do estator, incluindo os capacitores externos. Os modelos dinâmicos apresentados no trabalho foram utilizados para definição das simulações realizadas visando reproduzir o desempenho transitório de partida e de operação normal do motor tanto para a conexão delta quanto para a conexão em estrela. Verificou-se então que utilizando um capacitor específico para partida do motor, este conduzia a vibrações elevadas no conjugado de saída e a altos níveis de corrente nos enrolamentos de estator nas altas velocidades relativas à região de operação normal do motor. A solução tradicional foi definida, qual seja a utilização de um capacitor para partida e de um outro para operação normal.

Na referência [3], AHMED *et al.* apresentaram resultados de análise do desempenho transitório de um motor de indução trifásico operando a partir de alimentação monofásica. A análise relativamente simples foi realizada a partir da modelagem do motor expressa no referencial de eixos dq e utilizada para prever o comportamento de estados estacionário e transitório do motor. Os circuitos equivalentes para três diferentes tipos de conexões ao enrolamento de estator foram estabelecidos e efetivamente utilizados nas simulações computacionais, os resultados sendo apresentados para ilustrar a precisão e utilidade da técnica proposta. Verificou-se que os resultados das simulações implementadas para as três conexões referidas reproduziram, razoavelmente, os resultados experimentais.

Na referência [4], PILLAY e BRZEZINSKI analisaram dois esquemas de conversão de fase monofásico-trifásico para alimentação de um motor de indução. O balanceamento de tensão em um ponto específico de operação pode ser obtido a partir da utilização do denominado conversor autotransformador-capacitor. Por outro lado, o balanceamento na faixa inteira de operação realizado pelo denominado conversor indutor-capacitor utiliza um esquema diferente, com capacitor e indutor variáveis. Diagramas fasoriais apropriados são apresentados para permitir visualização das condições em que o balanceamento é atingido. O trabalho discutiu ainda a necessidade de redução na capacidade nominal na presença de desbalanço nas tensões e correntes de alimentação do motor e, em adição, apresentou uma técnica para medição do grau de desbalanço de sequência negativa. Também foram apresentados resultados de medição em condições de partida trifásica direta e partida com alimentação monofásica, novamente sob os dois esquemas acima referidos.

OLIVEIRA na referência [5] analisou o comportamento de um motor trifásico de indução operando de acordo com a conexão Steinmetz, concebida para permitir o

funcionamento de motores de pequenas potências ligados a uma fonte de alimentação monofásica e com pequeno grau de desbalanço das tensões. As condições necessárias para cancelamento das componentes de seqüência negativa das tensões e correntes nos terminais do estator também foram estabelecidas no artigo. Os resultados teóricos apresentados, considerando um capacitor ligado entre dois terminais do motor, e com a fonte monofásica ligada entre um dos terminais do capacitor e o outro terminal de alimentação, permitiram definir os requisitos para a seleção correta do capacitor e do instante de seu desligamento para se obter um adequado comportamento sem sobretensões excessivas em toda faixa de escorregamento do motor, desde a partida até seu ponto de operação final.

Na referência [6], TOZUNE avaliou analiticamente as características de desempenho de um motor de indução de forma que três diferentes formas de conexão dos enrolamentos do estator em estrela ou em delta são consideradas, na hipótese de um sistema de alimentação monofásica. Equações para prever o desempenho de um motor de indução trifásico assimétrico foram desenvolvidas e as condições de equilíbrio foram discutidas com base nessas equações. Assim, foi verificado que existem muitas combinações entre os valores de escorregamento e os de capacitância para atendimento das condições de balanceamento.

Na referência [7], EL-MAGHRABY *et al.* discutiram o problema da operação de um motor trifásico de indução ligado a um sistema monofásico, utilizando duas diferentes impedâncias na constituição do sistema de conversão. Uma atenção especial foi dada ao conjugado de partida e ao desbalanço mínimo atingido para motores de diferentes potências. Uma nova abordagem foi sugerida a respeito do cálculo das impedâncias do conversor na partida e na operação normal, de forma a permitir a operação nestes dois modos com fatores mínimos de desequilíbrio. Como resultado, foi verificado que a operação razoavelmente equilibrada do motor de indução alimentado por uma fonte monofásica pode ser obtida utilizando dois capacitores, cujos valores devem mudar constantemente com a velocidade. Mas como isto requer um circuito de controle complexo e caro, como alternativa surgiu a possibilidade de se utilizar somente dois valores de capacitâncias, sendo um para a partida e outro para a região de operação normal do motor. Estes valores são calculados, portanto, para assegurar o conjugado necessário para partida e o mínimo desbalanço durante a operação.

No trabalho de ENJETI *et al.* da referência [8], foi proposto o projeto de um dispositivo de conversão direta para alimentação trifásica a partir de uma fonte de

tensão monofásica, apropriado para alimentação de cargas trifásicas, estáticas ou motóricas de indução. O dispositivo, pequeno, leve e robusto, não emprega qualquer componente indutivo e utiliza chaves estáticas bidirecionais que permitem a definição de duas tensões fase-fase que podem ser aplicadas aos terminais da máquina referida. Resultados de simulação mostraram que o conversor, quando alimentado por uma fonte monofásica, apresenta desempenho satisfatório na alimentação de cargas de diferentes fatores de potência.

Na referência [9], BADR *et al.* propuseram um esquema para uma partida rápida de motores de indução trifásicos. O esquema é baseado na partida do motor sob alimentação monofásica com a ajuda de um balanceador de fase devidamente selecionado para alcançar o conjugado máximo exatamente na partida. À medida que a velocidade atinge um valor predeterminado, um interruptor centrífugo simples é usado para conectar o motor de volta para a alimentação trifásica. A viabilidade do esquema proposto é comprovada através do desenvolvimento de um modelo em espaço de estados, sendo os resultados computacionais associados comparados com resultados obtidos por ensaios experimentais em laboratório.

Na referência [10], NETO *et al.* apresentaram resultados de análise de desempenho de um motor de indução trifásico assimétrico, a assimetria sendo obtida por diferentes números de espiras dos enrolamentos de fase do estator. Na operação para redução do grau de desbalanço operativo, foram mantidas tanto a conexão de dois dos três terminais de fase do motor à rede monofásica como a presença de um capacitor. O capacitor soluciona o problema da partida e melhora o desempenho na condição nominal de operação do motor quando seu valor é modificado. A sugestão da referência [7] para mudança dinâmica do valor do capacitor em função do deslize pode ser considerada também neste caso, mas com o problema de aparecimento de conjugados pulsantes não desprezíveis. Na investigação da solução para minimização deste problema, foram realizadas tanto simulações das condições dinâmicas quanto sua avaliação quantitativa.

Na referência [11], CHAN apresentou um método unificado de análise da operação de um gerador trifásico de indução autoexcitado por um único capacitor e alimentando uma carga monofásica. Componentes simétricas foram utilizadas na análise realizada a partir do estabelecimento das impedâncias de entrada do gerador. O melhor desempenho da máquina é obtido quando da utilização da conexão de Steinmetz.

Resultados experimentais utilizando uma máquina de 2.2 kW confirmaram a precisão dos resultados estabelecidos computacionalmente.

Os autores WANG e CHENG, na referência [12], apresentaram estudo comparativo entre duas expressões matemáticas para representação da curva de magnetização de um máquina de indução trifásica, curva necessária para estudo da operação auto-excitada da referida máquina operando no modo gerador de indução e suprindo potência para uma carga elétrica monofásica. Um capacitor de excitação e uma carga monofásica são conectados de forma apropriada nos terminais do enrolamento de fase do gerador conectado em estrela. A comparação dos resultados experimentais com resultados de simulação extraídos para uma máquina de laboratório de 1,1 kW acionada por motor CC confirmaram que a aproximação polinomial para a curva em vazio é mais apropriada para representação da saturação do que a aproximação linear por partes.

Os autores MENDONÇA *et al.* na referência [13], apresentaram resultados de análise de desempenho de um motor de indução trifásico assimétrico alimentado por uma fonte de tensão monofásica. Foi visto que a mudança de capacitância simultaneamente com a variação de carga é uma boa estratégia para redução contínua do grau de desbalanço. Os resultados teóricos de tal mudança foram apresentadas para um motor de indução assimétrico de 2 HP. A avaliação dos resultados de análise permitiu extrair conclusões satisfatórias sobre o desempenho do motor assimétrico quando aplicado em conjunto com um sistema de comutação dinâmica de capacitância.

SAKAMOTO *et al.*, na referência [14], apresentaram as características de um novo projeto para um motor de indução trifásico excitado diretamente por uma fonte convencional monofásica e que utiliza um circuito de excitação e dois circuitos de oscilação paramétrica, de modo que o campo girante estático é produzido normalmente. Potência de saída da ordem de 10W, com eficiência máxima de 32%, foi obtida nos ensaios realizados com o primeiro protótipo.

Os autores MADAWALA e BOYS propuseram na referência [15] uma técnica para operação de motores de indução trifásicos ligados a redes monofásicas sem o aparecimento de componentes transitórias elevadas nas correntes estáticas de partida do motor, tanto sob alimentação trifásica como monofásica. O método denominado de partida rápida é simples, podendo levar à velocidade nominal em pequeno período de tempo, mais curto que em qualquer outro método. Os autores asseguram que a técnica é particularmente apropriada para aplicações rurais em que as fontes de alimentação são

geralmente fracas e susceptíveis a afundamentos de tensão. Os resultados das simulações foram comparados com resultados experimentais.

Na referência [16], os autores OZPINECI e TOLBERT descreveram uma metodologia passo-a-passo para implementação de modelagem de motor de indução trifásico dentro do ambiente computacional MATLAB/SIMULINK, com identificação explícita e modular de cada equação, de forma que fica facilitada a identificação de todos os parâmetros da máquina de indução para fins de desenvolvimento de controle e verificação de desempenho. Em seguida, o trabalho apresentou resultados de simulações de casos de acionamento com controle V/Hz em malha aberta e controle vetorial indireto. Simulações de desempenho de um gerador de indução foram também incluídas no trabalho.

Na referência [17], CHAN e LAI propuseram a conexão Smith que se constitui em ligação especial entre enrolamentos de um motor ou de um gerador trifásico, para operação com alta eficiência quando ligado a um sistema de alimentação monofásica. Este modo operativo requer a seleção apropriada dos capacitores para o desbalanço mínimo entre as tensões e correntes de fase, conforme a velocidade se altera. O trabalho mostra que, com a conexão Smith, os valores das três capacitâncias que produzem o balanceamento perfeito das tensões de fase dependem do ângulo da impedância de sequência positiva da máquina que, por sua vez, é uma função da velocidade do rotor.

Os autores AI-ISAWI e ADEM, na referência [18], investigaram o comportamento dinâmico de um motor de indução trifásico sob condições de partida quando alimentado por uma fonte monofásica e, ainda, os transitórios resultantes da alteração súbita da condição de capacitor de partida para a de capacitor de operação. Resultados de simulação associados ao conjugado desenvolvido, corrente de linha e tensão terminal nos capacitores são apresentados quando a fonte de tensão de frequência variável trabalha na estratégia V/f constante, mas com formas de onda senoidais de tensão.

BASHAW e LIPO, na referência [19], propuseram a utilização de uma topologia de opções de alimentação monofásica para motores de indução trifásicos, conhecida por suas vantagens sobre a utilização pura e simples de motores monofásicas, no que diz respeito à eficiência e às pulsações de conjugado e potência. As aplicações com alimentação monofásica em frequência variável ou em frequência de linha, são determinadas pelo número de dispositivos semicondutores e pelos valores de capacitância no elo CC. No artigo, é proposta a topologia de opções de alimentação com

quatro chaves PWM, ao invés das seis tradicionais, e que permite a operação com a frequência constante de linha ou variável a partir da saída das chaves referidas.

SILVA, na referência [20], ressaltou que a definição da capacidade nominal de um motor de indução ou assíncrono trifásico é uma tarefa complexa e diversas vezes imprecisa quando da falta de conhecimento profundo do comportamento das cargas. O autor propõe a utilização de sistemas fuzzy como uma alternativa aos métodos tradicionais para levantamento do comportamento de carga em processos de controle, onde há uma necessidade explícita de conhecimento da evolução do conjugado aplicado ao eixo do motor. Resultados de simulações foram apresentados para validar a proposta do trabalho.

Na referência [21], WANG e LEE ressaltaram que o desbalanço de tensão tem sido um problema para os sistemas de potência e para as máquinas trifásicas rotativas. Neste contexto, eles avaliaram o conjugado pulsante produzido por um motor de indução operando com a ligação Steinmetz utilizada para operar motores trifásicos em sistemas de alimentação monofásica. Um modelo analítico baseado nos circuitos equivalentes de seqüência positiva e negativa do motor foi desenvolvido e utilizado para investigação da relação entre o conjugado pulsante função da capacitância e o escorregamento do motor. Como conclusão, o efeito do valor da capacitância deve ser levado em conta para se reduzir a grau de desequilíbrio sobre a partida do motor em sua faixa normal de operação.

Na referência [22], ABU-ELHAIJA analisou o comportamento de um pequeno motor de indução trifásico ligado a um sistema de alimentação monofásica considerando a variação da resistência do rotor com o escorregamento para diferentes conexões do enrolamento estatórico. É visto que o capacitor adequado para o cancelamento da componente de seqüência negativa das tensões do estator é dependente da resistência do rotor e dos valores de escorregamento, de forma que esta capacitância se altera para diferentes modos de conexão entre os enrolamentos de fase do estator. Dos resultados da análise, observou-se que alteração no valor de capacitância entre a condição de partida e a faixa de operação normal é essencial para manter um alto grau de equilíbrio de tensão. A variação da impedância do rotor com o escorregamento tem, portanto, papel importante no equilíbrio trifásico das tensões, especialmente nas condições de partida.

Na referência [23], ANSARI e DESHPANDE se referiram à utilização de diferentes modelos matemáticos para exame de alguns problemas associados à operação

dos motores de indução trifásicos, incluindo desde modelos de circuitos equivalentes simples até modelos mais complexos, isto nos referenciais dq e de fase abc, para permitir a inclusão de dispositivos de balanceamento e assimetria da tensão aplicada. Os autores apresentaram alguns destes modelos com resultados típicos e orientação para sua utilização. Eles ressaltaram que a simulação dinâmica é importante para validação do projeto do sistema de acionamento do motor e necessária para eliminação de erros na construção de protótipo e realização de testes, enquanto apresentaram resultados de simulações do desempenho de regime permanente implementadas com rotinas desenvolvidas dentro do ambiente computacional MATLAB / SIMULINK.

OLIVEIRA *et al.* na referência [24] utilizaram as redes neurais artificiais (RNA) para modelagem e análise do comportamento de um motor de indução trifásico de 1 CV alimentado por tensões desequilibradas e ressaltaram que a utilização de modelos convencionais neste caso é inoportuna, pois deveriam incorporar os efeitos complexos de assimetrias e não linearidades. Como solução, propuseram a utilização das RNA para reduzir sobremaneira a tarefa de modelagem. Os resultados das simulações com RNA foram confrontados com resultados de um modelo dinâmico, indicando que a modelagem proposta apresenta grande potencial para estudo de motores de indução trifásicos operando sob alimentação desequilibrada.

Na referência [25], ABU-ELHAIJA e MUETZE discutiram a influência da variação da impedância do rotor produzida pelo efeito pelicular sobre o desempenho do motor com foco nas peculiaridades da operação monofásica. A análise realizada não focou somente as conexões em delta e em estrela, mas também num terceiro tipo de conexão. Em suas conclusões, os autores verificaram que os resultados confirmam as vantagens do uso de capacitores eletronicamente variáveis e, ainda, a necessidade de dois capacitores, no caso do uso de capacitâncias fixas. Para operação com desequilíbrio mínimo (capacitor variável), o valor do capacitor necessário aumenta por aproximadamente 10% a 20% devido ao efeito da variação da impedância rotórica do motor com o escorregamento.

No artigo [26], os autores AKTAIBI *et al.* desenvolveram modelagem matemática passo a passo para representação dinâmica de motores de indução trifásicos utilizando o ambiente gráfico Simulink e, ainda, a programação com codificação em arquivos .m, ambos disponíveis no programa MATLAB. As rotinas desenvolvidas consideram a representação dqo para modelagem dos enrolamentos de estator e rotor e

os resultados de simulação para dois motores de indução, um de pequena potência e outro de potência elevada, são apresentados no trabalho.

Na referência [27], LAABIDI *et al.* abordaram uma nova técnica de partida monofásica de um motor de indução trifásico. Os motores de indução trifásicos operando com uma fonte de corrente alternada monofásica não conseguem partir por conta própria, sendo necessário, portanto, um dispositivo externo para ajudá-los na partida. A técnica de partida com capacitor é frequentemente utilizada, porém neste estudo foi proposto um conversor de fase monofásico para trifásico, simples e de baixo custo, para inicialização e operação do motor em rede monofásica. O objetivo foi melhorar o desempenho na partida, com altos conjugados e baixas correntes. A eficácia do método proposto de partida foi verificada tanto por simulação como por resultados experimentais. O dispositivo proposto para a conversão monofásica – trifásica utiliza tiristores em comutação natural ou chaves estáticas CA bidirecionais.

Na referência [28], WANG e ZHOU ressaltaram que quando os motores trifásicos operam sob condições desbalanceadas de sua rede de alimentação usual, necessitam ser sobre-dimensionados ou precisam ter sua capacidade nominal reduzida. Desta forma, eles propuseram um novo esquema de ligação para melhorar o desempenho dos motores de indução trifásicos ligados a redes monofásicas, a princípio uma situação extrema de desbalanço. O esquema de circuito proposto para redução da assimetria foi inspirado na tradicional conexão Steinmetz que emprega um capacitor ligado aos terminais do motor. No caso do esquema do trabalho, dois conjuntos de compensadores estáticos de reativos (CER) podem ser utilizados como um balanceador trifásico, cada CER sendo constituído por uma combinação de um reator controlado a tiristor e um capacitor fixo. Através da escolha adequada dos elementos dos dois CERs, uma condição de balanceamento trifásico perfeito pode ser alcançada.

1.3 *Objetivos*

Dentro do contexto das aplicações e análise apresentadas no item anterior, este trabalho tem como objetivo avaliar experimentalmente o funcionamento de um pequeno motor de indução trifásico cujos terminais são conectados a uma fonte monofásica e a um capacitor que viabiliza a operação com redução do grau de desbalanceamento, como mostrado na **Figura 1**.

Um programa computacional para simulação do desempenho do motor, em suas diferentes formas de ligação, foi desenvolvido em ambiente Matlab/Simulink, com o objetivo de comparar os seus resultados com aqueles obtidos experimentalmente.

Os modelos dinâmico e estacionário da máquina de indução foram desenvolvidos com utilização da teoria dos eixos de referências, conforme descrito no trabalho.

1.4 *Estrutura do Trabalho*

As equações diferenciais clássicas de tensão e conjugado do motor de indução trifásico e as simplificações adotadas são apresentadas sucintamente no capítulo 2.

A teoria dos eixos de referência que permite simplificar as equações do motor é descrita no capítulo 3.

A seguir, no capítulo 4, o modelo utilizando a teoria dos eixos de referência para o motor de indução é estendido de forma a acomodar a inclusão do capacitor e a aplicação da tensão monofásica, ou seja, são introduzidos agentes de desbalanceamento no sistema anteriormente balanceado.

O fator de desequilíbrio de um sistema trifásico é apresentado no contexto da alimentação monofásica no capítulo 5, juntamente com o roteiro de cálculo para se obter o balanceamento.

No capítulo 6, o esquema de simulação computacional adotado e sua interface gráfica com o usuário são detalhados.

Os resultados dos ensaios realizados para a validação de modelo, tanto os referentes à ligação trifásica quanto à ligação monofásica, são apresentados no capítulo 7.

O capítulo 8 trata dos resultados das simulações computacionais.

Os resultados experimentais e extraídos através das simulações são apresentados e comparados no capítulo 9.

No capítulo 10 são apresentadas as conclusões finais e citadas algumas sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2 MODELO MATEMÁTICO

Neste capítulo, o modelo matemático do motor de indução trifásico é apresentado, de modo que os índices s e r indicam variáveis de estator e de rotor, respectivamente, e os índices a , b e c representam as fases, tanto do enrolamento de estator como do enrolamento de rotor.

A este modelo será aplicada a teoria dos eixos de referência para a obtenção do modelo em variáveis $dq0$, como mostrado no capítulo seguinte.

2.1 Hipóteses simplificadoras

Para efeito de estudo, foram feitas as seguintes considerações:

- Os três enrolamentos de estator são iguais, dispostos a 120° uns dos outros, com o mesmo número de espiras N_s senoidalmente distribuídas e a mesma resistência r_s .
- Os três enrolamentos de rotor também são dispostos a 120° uns dos outros, com o mesmo número equivalente de espiras N_r senoidalmente distribuídas e com a mesma resistência r_r . Para os motores com rotor em gaiola, o enrolamento uniformemente distribuído do rotor pode ser adequadamente descrito pela sua componente senoidal fundamental e representado por um enrolamento trifásico equivalente.
- Não há saturação e perdas magnéticas.
- O entreferro é constante.
- A distribuição do fluxo magnético é radial e senoidal.

Levando-se em consideração as simplificações acima e que todas as indutâncias e resistências já se encontram referidas ao enrolamento de estator, pode-se afirmar que:

a) As indutâncias próprias dos enrolamentos do estator são constantes e iguais entre si, podendo ser representadas pela soma de suas indutâncias de dispersão L_{ls} com sua indutância de magnetização L_{ms} :

$$L_{ss} = L_{asas} = L_{bsbs} = L_{cscs} = L_{ls} + L_{ms} \quad (2.1)$$

b) As indutâncias próprias dos enrolamentos do rotor são constantes e iguais entre si, podendo ser representadas pela soma de suas indutâncias de dispersão L_{lr} com sua indutância de magnetização L_{mr} :

$$L_{rr} = L_{arar} = L_{brbr} = L_{cscs} = L_{lr} + L_{mr} \quad (2.2)$$

c) As indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator são iguais entre si.

$$M_{ss} = L_{asbs} = L_{ascscs} = L_{bsas} = L_{bscs} = L_{csas} = L_{csbs} = -0,5L_{ms} \quad (2.3)$$

O sinal negativo da indutância mútua entre os enrolamentos do estator advém do fato que, ao se projetar o fluxo gerado por corrente positiva em um dos enrolamentos de uma fase do estator ao longo do eixo do enrolamento de uma outra fase do estator, esta componente terá sentido contrário ao eixo desta última fase. O valor 0,5 deve-se ao fato de que a componente, para a defasagem de 120° entre os enrolamentos, se reduz à metade do fluxo original. Estas relações podem ser percebidas mais facilmente analisando-se a **Figura 2**. Nela estão representados, esquematicamente, os enrolamentos do estator e do rotor, bem como os eixos de seus enrolamentos. O sentido do eixo é dado pela regra da mão direita. Tomando-se como exemplo os enrolamentos das fases *a* e *b* e sabendo-se que o ângulo entre seus eixos é de 120° , a projeção do fluxo produzido pelo enrolamento da fase *b* em relação ao fluxo produzido pela fase *a* é $\cos 60^\circ$, ou 0,5, e em sentido contrário, daí o sinal negativo.

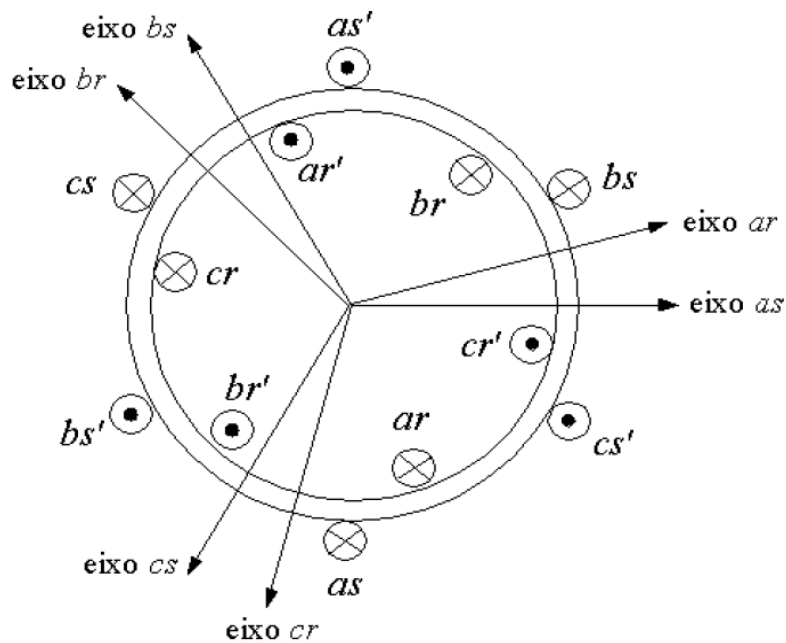


Figura 2 – Diagrama esquemático dos enrolamentos do motor trifásico de indução.

d) As indutâncias mútuas entre os enrolamentos do rotor são iguais entre si.

$$M_{rr} = L_{arbr} = L_{arcr} = L_{brar} = L_{brcr} = L_{crar} = L_{crbr} = -0,5L_{mr} \quad (2.4)$$

As mesmas considerações sobre o sinal negativo e o valor 0,5 feitas para as indutâncias mútuas entre os enrolamento do estator podem ser feitas para as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do rotor.

e) As indutâncias mútuas entre um enrolamento de uma fase do estator e outro de uma fase do rotor são funções senoidais do ângulo θ_r entre os mesmos e podem ser escritos como:

$$L_{asar} = L_{sr} \cos(\theta_r) \quad (2.5)$$

$$L_{asbr} = L_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) \quad (2.6)$$

$$L_{ascr} = L_{sr} \cos(\theta_r - 2\pi/3) \quad (2.7)$$

$$L_{bsar} = L_{sr} \cos(\theta_r - 2\pi/3) \quad (2.8)$$

$$L_{bsbr} = L_{sr} \cos(\theta_r) \quad (2.9)$$

$$L_{bscr} = L_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) \quad (2.10)$$

$$L_{csar} = L_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) \quad (2.11)$$

$$L_{csbr} = L_{sr} \cos(\theta_r - 2\pi/3) \quad (2.12)$$

$$L_{csc r} = L_{sr} \cos(\theta_r) \quad (2.13)$$

O ângulo θ_r é o ângulo elétrico formado entre o eixo de um dos enrolamentos de fase de estator e o outro de mesma fase do enrolamento de rotor. L_{sr} é o valor máximo da indutância mútua entre quaisquer dois enrolamentos, sendo um do estator e outro do rotor, o qual ocorre quando seus eixos estão alinhados.

2.2 Equações de tensão e conjugado do motor de indução

As equações clássicas de tensão do motor de indução trifásico podem ser descritas por:

$$v_{as} = r_s i_{as} + \frac{d}{dt} \lambda_{as} \quad (2.14)$$

$$v_{bs} = r_s i_{bs} + \frac{d}{dt} \lambda_{bs} \quad (2.15)$$

$$v_{cs} = r_s i_{cs} + \frac{d}{dt} \lambda_{cs} \quad (2.16)$$

$$v_{ar} = r_s i_{ar} + \frac{d}{dt} \lambda_{ar} \quad (2.17)$$

$$v_{br} = r_s i_{br} + \frac{d}{dt} \lambda_{br} \quad (2.18)$$

$$v_{cr} = r_s i_{cr} + \frac{d}{dt} \lambda_{cr} \quad (2.19)$$

onde $\lambda_{as}, \lambda_{bs}, \lambda_{cs}, \lambda_{ar}, \lambda_{br}, \lambda_{cr}$ são os enlaces de fluxo correspondentes a cada uma das fases dos enrolamentos de rotor e de estator, e que podem ser expressos por:

$$\lambda_{as} = L_{asas} i_{as} + L_{asbs} i_{bs} + L_{ascs} i_{cs} + L_{asar} i_{ar} + L_{asbr} i_{br} + L_{ascr} i_{cr} \quad (2.20)$$

$$\lambda_{bs} = L_{bsas} i_{as} + L_{bsbs} i_{bs} + L_{bscs} i_{cs} + L_{bsar} i_{ar} + L_{bsbr} i_{br} + L_{bscr} i_{cr} \quad (2.21)$$

$$\lambda_{cs} = L_{csas} i_{as} + L_{csbs} i_{bs} + L_{cscs} i_{cs} + L_{csar} i_{ar} + L_{csbr} i_{br} + L_{cscr} i_{cr} \quad (2.22)$$

$$\lambda_{ar} = L_{asar} i_{as} + L_{bsar} i_{bs} + L_{csar} i_{cs} + L_{arar} i_{ar} + L_{arbr} i_{br} + L_{arcr} i_{cr} \quad (2.23)$$

$$\lambda_{br} = L_{asbr} i_{as} + L_{bsbr} i_{bs} + L_{csbr} i_{cs} + L_{bsar} i_{ar} + L_{brbr} i_{br} + L_{brcr} i_{cr} \quad (2.24)$$

$$\lambda_{cr} = L_{ascr} i_{as} + L_{bscr} i_{bs} + L_{csbr} i_{cs} + L_{crar} i_{ar} + L_{crbr} i_{br} + L_{crer} i_{cr} \quad (2.25)$$

É conveniente, portanto, referir correntes, tensões, enlaces de fluxo e indutâncias dos enrolamentos do rotor ao enrolamento do estator. Para isso, as relações efetivas de espiras entre eles devem ser utilizadas:

$$i'_{abcr} = \left(\frac{N_r}{N_s} \right) i_{abcr} \quad (2.26)$$

$$v'_{abcr} = \left(\frac{N_s}{N_r} \right) v_{abcr} \quad (2.27)$$

$$\lambda'_{abcr} = \left(\frac{N_s}{N_r} \right) \lambda_{abcr} \quad (2.28)$$

$$L_{ms} = \left(\frac{N_s}{N_r} \right) L_{sr} \quad (2.29)$$

$$L'_{sr} = \left(\frac{N_s}{N_r} \right) L_{sr} \quad (2.30)$$

$$L_{mr} = \left(\frac{N_r}{N_s} \right)^2 L_{ms} \quad (2.31)$$

$$L'_r = \left(\frac{N_s}{N_r} \right)^2 L_r \quad (2.32)$$

Aplicando-se essas relações, as indutâncias próprias dos enrolamentos do rotor, as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do rotor e as indutâncias mútuas entre enrolamentos do estator e do rotor podem ser reescritas como segue:

$$L'_{arar} = L'_{brbr} = L'_{cr cr} = L'_{lr} + L_{ms} \quad (2.33)$$

$$L'_{arbr} = L'_{arcr} = L'_{brar} = L'_{brcr} = L'_{crar} = L'_{crbr} = -0,5L_{ms} \quad (2.34)$$

$$L'_{asar} = L_{ms} \cos(\theta_r) \quad (2.35)$$

$$L'_{asbr} = L_{ms} \cos(\theta_r + 2\pi / 3) \quad (2.36)$$

$$L'_{ascr} = L_{ms} \cos(\theta_r - 2\pi / 3) \quad (2.37)$$

$$L'_{bsar} = L_{ms} \cos(\theta_r - 2\pi / 3) \quad (2.38)$$

$$L'_{bsbr} = L_{ms} \cos(\theta_r) \quad (2.39)$$

$$L'_{bscr} = L_{ms} \cos(\theta_r + 2\pi/3) \quad (2.40)$$

$$L'_{csar} = L_{ms} \cos(\theta_r + 2\pi/3) \quad (2.41)$$

$$L'_{csbr} = L_{ms} \cos(\theta_r - 2\pi/3) \quad (2.42)$$

$$L'_{cscr} = L_{ms} \cos(\theta_r) \quad (2.43)$$

As equações do motor, com as variáveis do rotor referidas ao estator, tornam-se então:

$$v_{as} = r_s i_{as} + \frac{d}{dt} \lambda_{as} \quad (2.44)$$

$$v_{bs} = r_s i_{bs} + \frac{d}{dt} \lambda_{bs} \quad (2.45)$$

$$v_{cs} = r_s i_{cs} + \frac{d}{dt} \lambda_{cs} \quad (2.46)$$

$$v'_{ar} = r'_s i'_{ar} + \frac{d}{dt} \lambda'_{ar} \quad (2.47)$$

$$v'_{br} = r'_s i'_{br} + \frac{d}{dt} \lambda'_{br} \quad (2.48)$$

$$v'_{cr} = r'_s i'_{cr} + \frac{d}{dt} \lambda'_{cr} \quad (2.49)$$

onde

$$\lambda_{as} = L_{asas} i_{as} + L_{asbs} i_{bs} + L_{ascs} i_{cs} + L'_{asar} i'_{ar} + L'_{asbr} i'_{br} + L'_{ascr} i'_{cr} \quad (2.50)$$

$$\lambda_{bs} = L_{bsas} i_{as} + L_{bsbs} i_{bs} + L_{bscs} i_{cs} + L'_{bsar} i'_{ar} + L'_{bsbr} i'_{br} + L'_{bscr} i'_{cr} \quad (2.51)$$

$$\lambda_{cs} = L_{csas} i_{as} + L_{csbs} i_{bs} + L_{cscs} i_{cs} + L'_{csar} i'_{ar} + L'_{csbr} i'_{br} + L'_{cscr} i'_{cr} \quad (2.52)$$

$$\lambda_{ar} = L'_{asar} i_{as} + L'_{bsar} i_{bs} + L'_{csar} i_{cs} + L'_{arar} i'_{ar} + L'_{arbr} i'_{br} + L'_{arcr} i'_{cr} \quad (2.53)$$

$$\lambda_{br} = L'_{asbr} i_{as} + L'_{bsbr} i_{bs} + L'_{csbr} i_{cs} + L'_{bsar} i'_{ar} + L'_{brbr} i'_{br} + L'_{brcr} i'_{cr} \quad (2.54)$$

$$\lambda_{cr} = L'_{ascr} i_{as} + L'_{bscr} i_{bs} + L'_{csbr} i_{cs} + L'_{crar} i'_{ar} + L'_{crbr} i'_{br} + L'_{crcr} i'_{cr} \quad (2.55)$$

Essas equações de enlace de fluxo podem ser reescritas na forma matricial e tornam-se

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda'_{abc r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L'_{sr} \\ (L'_{sr})^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i'_{abc r} \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

Para completar as equações que descrevem o comportamento do motor, falta ainda definir a equação de conjugado. O conjugado, resultante da conversão eletromecânica de energia, deve-se à variação da indutância com a rotação do rotor e pode ser escrito como:

$$\begin{aligned} T_{em} = & \frac{P}{2} \left[i_{as} i_{ar} \frac{\partial}{\partial \theta} L_{asar} + i_{bs} i_{ar} \frac{\partial}{\partial \theta} L_{bsar} + i_{cs} i_{ar} \frac{\partial}{\partial \theta} L_{csar} + \right. \\ & i_{as} i_{br} \frac{\partial}{\partial \theta} L_{asbr} + i_{bs} i_{br} \frac{\partial}{\partial \theta} L_{bsbr} + i_{cs} i_{br} \frac{\partial}{\partial \theta} L_{csbr} + \\ & \left. i_{as} i_{cr} \frac{\partial}{\partial \theta} L_{ascr} + i_{bs} i_{cr} \frac{\partial}{\partial \theta} L_{bscr} + i_{cs} i_{cr} \frac{\partial}{\partial \theta} L_{cscr} \right] \end{aligned} \quad (2.57)$$

onde P é o número de pólos. Escrevendo esse conjunto de equações sob forma matricial, tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_{abcs} \\ v'_{abc r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & pL'_{sr} \\ p(L'_{sr})^T & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i'_{abc r} \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

$$T_{em} = \left(\frac{P}{2} \right) (i_{abcs})^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} (L'_{sr}) i'_{abc r} \quad (2.59)$$

onde p também representa a derivada em relação ao tempo e:

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + l_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

$$L'_r = \begin{bmatrix} L'_{lr} + l_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L'_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

$$L'_{sr} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

$$R_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

$$R_r = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

CAPÍTULO 3 A TEORIA DOS EIXOS DE REFERÊNCIA

Na representação do motor por equações diferenciais, há o surgimento de coeficientes que dependem do tempo, principalmente na matriz L_{sr} que representa as indutâncias mútuas entre as bobinas do estator e rotor, e isto leva a soluções analíticas complexas. Houve então a necessidade de encontrar novas formas de mudança de variável, a fim de excluir tais coeficientes.

Um dos métodos de mudança de variáveis é o proposto por Park para sistemas síncronos, no qual as variáveis do estator são referenciadas a eixos fixados ao rotor. Stanley também propõe uma forma de mudança de variáveis em máquinas de indução, na qual as variáveis do rotor são referenciadas a um eixo fixado ao estator.

Outro que desenvolveu um método de troca de variáveis para máquinas de indução foi Kron, no qual as grandezas do estator e do rotor são referenciadas a um conjunto de eixos giratórios sincronizado com o campo magnético girante.

Bereton usou as ideias de Park em motores de indução, referenciando as grandezas do estator a eixos fixados ao rotor e com isso Krause e Thomas constataram que essa mudança de variáveis poderia ser feita unicamente referenciando as grandezas do estator e do rotor a eixos auxiliares que poderiam estar girando a qualquer velocidade, ou estarem parados.

No próximo subcapítulo, a transformada dq0 de eixos de referência será apresentada. Esta transformação será útil para simplificar a solução das equações do motor, permitindo assim maior rapidez no procedimento computacional. No capítulo 4, este método será ajustado para a ligação monofásica com capacitor.

3.1 A transformada dq0

Para uma máquina trifásica, a transformação para os eixos de referência se refere à transformação dos seus três eixos de fase dispostos 120 graus um em relação ao outro para um sistema de dois eixos a 90 graus um em relação ao outro. Esse novo sistema gira a uma velocidade ω qualquer.

Um desses eixos é denominado eixo direto (d), enquanto o outro é denominado eixo em quadratura (q), o que caracteriza a transformada dq0. O elemento “0” em dq0 significa a transformação de sequência zero na qual as variáveis deste índice não estão

relacionadas com os eixos de referência, e sim apenas com as variáveis abc e à circulação de corrente pelo neutro do sistema trifásico.

Para melhor visualização, a **Figura 3** mostra esta transformação, na qual é possível observar a relação entre os eixos abc e dq. Esta transformação é caracterizada para sistemas estacionários, como será mostrado a seguir.

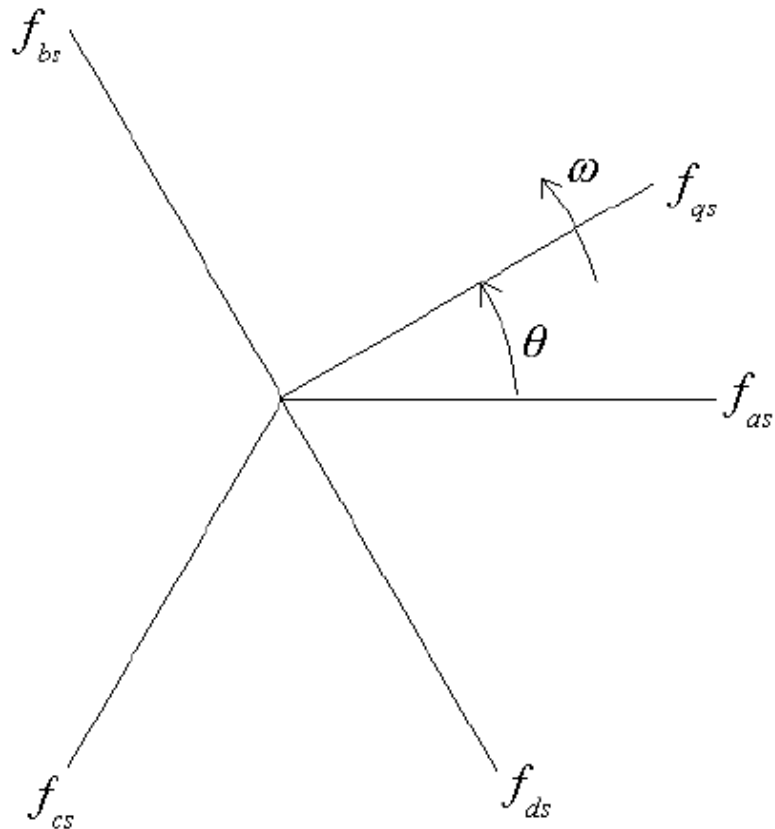


Figura 3 – A transformada para sistemas estacionários.

3.2 Transformação aplicada a sistemas estacionários

A transformada em eixos de referência para sistemas estacionários é assim definida

$$f_{qd0s} = K_s f_{abcs} \quad (3.1)$$

onde

$$(f_{qd0s})^T = [f_{qs} \ f_{ds} \ f_{0s}] \quad (3.2)$$

$$(f_{abcs})^T = [f_{as} \ f_{bs} \ f_{cs}] \quad (3.3)$$

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

O eixo q faz um ângulo θ com relação ao eixo do enrolamento da fase a , como mostrado na figura anterior:

$$\theta = \int_0^t \omega(\xi) d\xi + \theta(0) \quad (3.5)$$

Para obtenção das variáveis abc, é necessário realizar a transformação inversa, descrita por

$$f_{abc} = (K_s)^{-1} f_{qd0s} \quad (3.6)$$

onde

$$(K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

O vetor f na equação (3.6), pode assumir o valor de corrente, tensão ou enlace de fluxo.

Será mostrada agora a transformação das equações de tensão dos enrolamentos do estator com referência aos eixos fixados ao rotor, de forma que os componentes das quedas de tensão resistivas e indutivas foram analisados separadamente.

Sendo a equação de tensão para o elemento resistivo

$$v_{abcs} = R_s \cdot i_{abcs} \quad (3.8)$$

e substituindo (3.6) na equação (3.8), tem-se

$$(K_s)^{-1} v_{qd0s} = R_s \cdot (K_s)^{-1} i_{qd0s} \quad (3.9)$$

Multiplica-se por K_s ambos os lados da equação (3.9)

$$v_{qd0s} = K_s \cdot R_s \cdot (K_s)^{-1} i_{qd0s} \quad (3.10)$$

A matriz R_s é uma matriz diagonal e, já que tem seus valores da diagonal todos idênticos, não sofre alteração na transformação. Portanto $v_{qdos} = R_s i_{qdos}$,

O próximo passo é considerar os elementos indutivos, escrevendo as equações de tensão para os enlaces de fluxo:

$$v_{abcs} = p \lambda_{abcs} \quad (3.11)$$

Substituindo (3.6) na equação (3.11), obtém-se

$$(K_s)^{-1} v_{qd0s} = p [(K_s)^{-1} \lambda_{qd0s}] \quad (3.12)$$

Multiplica-se por K_s ambos os lados da equação (3.12)

$$v_{qd0s} = K_s \cdot p [(K_s)^{-1} \cdot \lambda_{qd0s}] \quad (3.13)$$

Onde p representa a derivada no tempo e, assim, pela propriedade distributiva, obtem-se

$$v_{qd0s} = K_s \cdot p [(K_s)^{-1}] \cdot \lambda_{qd0s} + K_s (K_s)^{-1} p [\lambda_{qd0s}] \quad (3.14)$$

onde

$$p[(K_s)^{-1}] = \omega \cdot \begin{bmatrix} -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$K_s p[(K_s)^{-1}] = \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Desta forma, as equações das tensões para elementos indutivos ficam:

$$v_{qd0s} = \omega \lambda_{dqs} + p \lambda_{qd0s} \quad (3.17)$$

onde

$$(\lambda_{dqs})^T = [\lambda_{ds} \quad -\lambda_{qs} \quad 0] \quad (3.18)$$

O termo $\omega \lambda_{dqs}$ é caracterizado como tensão de velocidade, sendo a velocidade aqui descrita representada por ω , a denominada velocidade angular dos eixos de referência.

Os enlaces de fluxo nos referenciais abc e qd0 são dados por

$$\lambda_{abcs} = L_s \cdot i_{abcs} \quad (3.19)$$

$$\lambda_{qd0s} = K_s L_s (K_s)^{-1} i_{qd0s} \quad (3.20)$$

As indutâncias do estator L_s nos referenciais abc e dq0 são descritas pelas expressões (3.21) e (3.22):

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

e sabendo-se que

$$K_s L_s (K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Nota-se que a matriz de indutâncias foi diagonalizada pela transformação.

3.3 Transformação para os circuitos do rotor

A transformação para variáveis do rotor é dada por:

$$f_{qd0r} = K_r f_{abcr} \quad (3.23)$$

Onde

$$(f_{qd0r})^T = [f_{qr} \ f_{dr} \ f_{0r}] \quad (3.24)$$

$$(f_{abcr})^T = [f_{ar} \ f_{br} \ f_{cr}] \quad (3.25)$$

$$(3.26)$$

O eixo q de referência faz um ângulo β com o eixo do enrolamento da fase a do rotor que é expresso por:

$$\beta = \theta - \theta_r \quad (3.27)$$

Sendo θ , o ângulo entre o eixo q e a referência de posição

$$\theta = \int_0^t \omega(\xi) d\xi + \theta(0) \quad (3.28)$$

O outro ângulo θ_r é o ângulo entre o eixo da fase a e a referência de posição, sendo

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r(\xi) d\xi + \theta_r(0) \quad (3.29)$$

Os ângulos podem ser visualizados na **Figura 4**

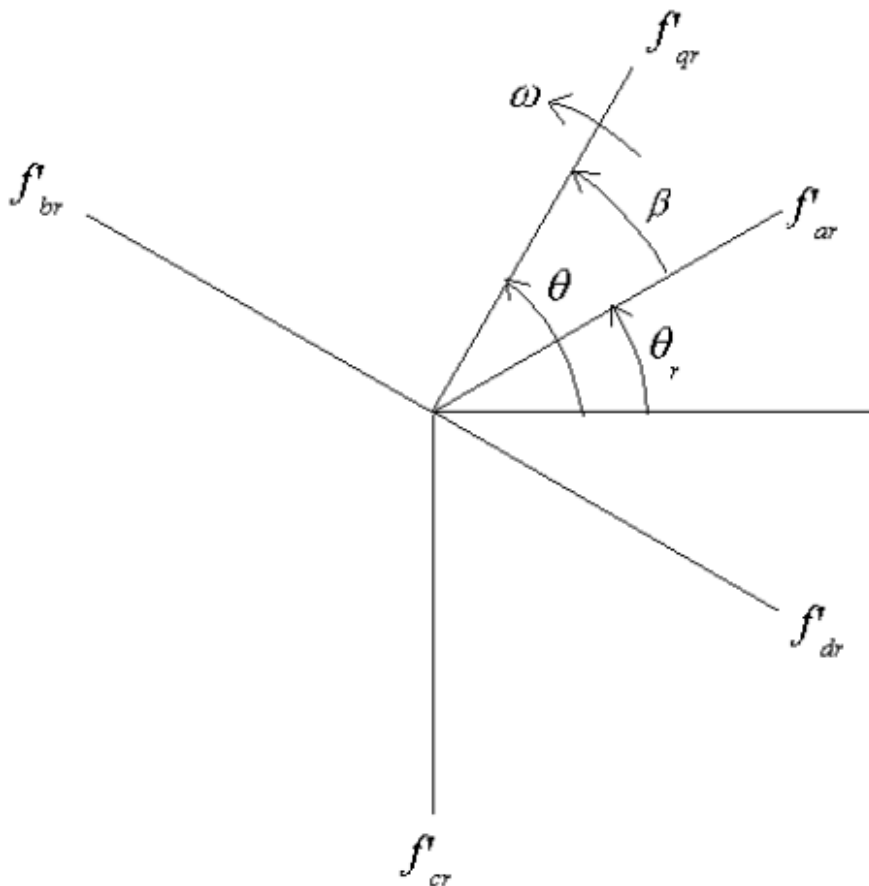


Figura 4 – Trasnformação para circuitos do rotor.

Assim, observa-se que o ângulo β é o ângulo entre o eixo q de referência, este girando com uma velocidade ω qualquer, e o eixo da fase a do rotor que gira com uma velocidade ω_r .

A matriz de transformação inversa é dada por:

$$(K_r)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \beta & \sin \beta & 1 \\ \cos\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

3.4 Tensões da máquina no referencial $dq0$

Com a teoria abordada anteriormente, é possível escrever as equações das tensões do motor no referencial $dq0$ unindo as equações para os elementos resistivos e indutivos, como mostrado a seguir:

$$v_{qd0s} = r_s \cdot i_{abcs} + \omega \lambda_{dqs} + p \lambda_{qd0s} \quad (3.31)$$

$$v'_{qd0r} = r'_r \cdot i'_{qd0r} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dqs} + p \lambda'_{qd0s} \quad (3.32)$$

Onde

$$(\lambda_{dqs})^T = \begin{bmatrix} \lambda_{ds} & -\lambda_{qs} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

$$(\lambda_{dqr})^T = \begin{bmatrix} \lambda_{dr} & -\lambda_{qr} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Os enlaces de fluxo em variáveis $dq0$ são conseguidos usando as transformações da equação (2.56), sendo

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dq0s} \\ \lambda'_{dq0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_s L_s (K_s)^{-1} & K_s L'_{sr} (K_r)^{-1} \\ K_r (L'_{sr})^T (K_s)^{-1} & K_r L_r (K_r)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qd0s} \\ i'_{qd0r} \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

A transformada aplicada às indutâncias próprias e mútuas do estator é associada ao elemento $K_s L_s (K_s)^{-1}$, que torna a matriz L_s diagonal. Assim, da mesma maneira, a transformada dq0 também torna diagonal as matrizes das indutâncias próprias e mútuas do rotor, $K_r L'_r (K_r)^{-1}$, e a matriz de indutância mútua entre os enrolamentos do rotor e estator, $K_s L'_{sr} (K_r)^{-1}$.

$$K_r L'_r (K_r)^{-1} = \begin{bmatrix} L'_{lr} + \frac{3}{2} L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & L'_{lr} + \frac{3}{2} L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & L'_{lr} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

$$K_s L'_{sr} (K_r)^{-1} = K_r (L'_{sr})^T (K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

As equações (3.31) e (3.32) ampliadas podem ser escritas da seguinte forma:

$$v_{qs} = r_s \cdot i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + p \lambda_{qs} \quad (3.38)$$

$$v_{ds} = r_s \cdot i_{ds} - \omega \lambda_{qs} + p \lambda_{ds} \quad (3.39)$$

$$v_{0s} = r_s \cdot i_{0s} + p \lambda_{0s} \quad (3.40)$$

$$v'_{qr} = r'_s \cdot i'_{qr} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dr} + p \lambda'_{qr} \quad (3.41)$$

$$v'_{dr} = r'_s \cdot i'_{dr} - (\omega - \omega_r) \lambda'_{qr} + p \lambda'_{dr} \quad (3.42)$$

$$v'_{0r} = r'_s \cdot i'_{0r} + p \lambda'_{0r} \quad (3.43)$$

onde as equações dos enlaces de fluxo, também ampliadas, podem ser descritas por :

$$\lambda_{qs} = L_{ls} \cdot i_{qs} + M (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (3.44)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} \cdot i_{ds} + M (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (3.45)$$

$$\lambda_{0s} = L_{ls} \cdot i_{0s} \quad (3.46)$$

$$\lambda'_{qr} = L'_{ls} \cdot i'_{qr} + M (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (3.47)$$

$$\lambda'_{dr} = L'_{ls} \cdot i'_{dr} + M (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (3.48)$$

$$\lambda'_{0s} = L'_{ls} \cdot i'_{0r} \quad (3.49)$$

Onde

$$M = \frac{3}{2} L_{ms} \quad (3.50)$$

As tensões agora são escritas em função das reatâncias, pois as variáveis do sistema são geralmente indicadas em ohm. Assim, as equações em função dos enlaces de fluxo são mostradas a seguir:

$$v_{qs} = r_s \cdot i_{qs} + \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{ds} + \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{qs} \quad (3.51)$$

$$v_{ds} = r_s \cdot i_{qs} - \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{qs} + \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{ds} \quad (3.52)$$

$$v_{0s} = r_s \cdot i_{0s} + \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{0s} \quad (3.53)$$

$$v'_{qr} = r'_r \cdot i'_{qr} + \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi'_{dr} + \frac{p}{\omega_b} \psi'_{qr} \quad (3.54)$$

$$v'_{dr} = r'_r \cdot i'_{dr} + \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi'_{qr} + \frac{p}{\omega_b} \psi'_{dr} \quad (3.55)$$

$$v'_{0r} = r'_r \cdot i'_{0r} + \frac{p}{\omega_b} \psi'_{0r} \quad (3.56)$$

onde ω_b é a velocidade angular de base para o cálculo das reatâncias indutivas e Ψ são os enlaces de fluxo por segundo expressos em volts. Os enlaces de fluxo são indicados a seguir:

$$\psi_{qs} = X_{ls} i_{qs} + X_M (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (3.57)$$

$$\psi_{ds} = X_{ls} i_{ds} + X_M (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (3.58)$$

$$\psi_{0s} = X_{ls} i_{0s} \quad (3.59)$$

$$\psi_{qr} = X'_{ls} i'_{qr} + X_M (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (3.60)$$

$$\psi_{dr} = X'_{ls} i'_{dr} + X_M (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (3.61)$$

$$\psi_{0r} = X'_{ls} i'_{0r} \quad (3.62)$$

Reescrevendo as equações de tensão matricialmente, tem-se

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{0s} \\ v'_{qr} \\ v'_{dr} \\ v'_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + \frac{p}{\omega_b} X_{ss} & \frac{\omega}{\omega_b} X_{ss} & 0 & \frac{p}{\omega_b} X_M & \frac{\omega}{\omega_b} X_M & 0 \\ \frac{\omega}{\omega_b} X_{ss} & r_s + \frac{p}{\omega_b} X_{ss} & 0 & \frac{\omega}{\omega_b} X_M & \frac{p}{\omega_b} X_M & 0 \\ 0 & 0 & r_s + \frac{p}{\omega_b} X_{ss} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{p}{\omega_b} X_M & \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) X_M & 0 & r'_r + \frac{p}{\omega_b} X'_{rr} & \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) X'_{rr} & 0 \\ - \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) X_M & \frac{p}{\omega_b} X_M & 0 & - \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) X'_{rr} & r'_r + \frac{p}{\omega_b} X'_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r'_r + \frac{p}{\omega_b} X'_{lr} \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

Onde

$$X_{ss} = X_{ls} + X_M \quad (3.64)$$

$$X'_{rr} = X'_{lr} + X_M \quad (3.65)$$

Os enlaces de fluxo por segundo são dados por:

$$\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{0s} \\ \psi'_{qr} \\ \psi'_{dr} \\ \psi'_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{ss} & 0 & 0 & X_M & 0 & 0 \\ 0 & X_M & 0 & 0 & X_M & 0 \\ 0 & 0 & X_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ X_M & 0 & 0 & X'_{rr} & 0 & 0 \\ 0 & X_M & 0 & 0 & X'_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & X'_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{0r} \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

Ao escolher os enlaces de fluxo como variáveis independentes, obtém-se somente uma derivada do enlace de fluxo em cada equação de tensão, ao mesmo tempo em que, ao se adotar as correntes como variáveis independentes, obtém-se duas derivadas de corrente. Isto é relevante no aspecto computacional.

As equações de tensão em termos de enlaces de fluxo

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{0s} \\ v'_{qr} \\ v'_{dr} \\ v'_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_s X'_{rr} + p}{D} + \frac{p}{\omega_b} & \frac{\omega}{\omega_b} & 0 & -\frac{r_s X_M}{D} & 0 & 0 \\ \frac{\omega}{\omega_b} & \frac{r_s X'_{rr} + p}{D} + \frac{p}{\omega_b} & 0 & 0 & -\frac{r_s X_M}{D} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{r_s + p}{X_{ls} + \omega_b} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{r'_r X'_M}{D} & 0 & 0 & \frac{r'_r X'_{ss} + p}{D} + \frac{p}{\omega_b} & \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} & 0 \\ 0 & -\frac{r'_r X'_{rr}}{D} & 0 & -\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} & \frac{r'_r X'_{ss} + p}{D} + \frac{p}{\omega_b} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{r'_r}{X_{lr}} + \frac{p}{\omega_b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{0s} \\ \psi'_{qr} \\ \psi'_{dr} \\ \psi'_{0r} \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

Onde

$$D = X_{ss} X'_{rr} - X_M^2 \quad (3.68)$$

E as correntes podem ser calculadas por

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X'_{rr} & 0 & 0 & -X_M & 0 & 0 \\ 0 & X'_{rr} & 0 & 0 & -X_M & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D}{X_{ls}} & 0 & 0 & 0 \\ -X_M & 0 & 0 & X_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & -X_M & 0 & 0 & X_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{D}{X'_{lr}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{0s} \\ \psi'_{qr} \\ \psi'_{dr} \\ \psi'_{0r} \end{bmatrix} \quad (3.69)$$

Para a simulação, é conveniente escrever as equações de corrente em função dos enlaces de fluxo:

$$i_{qs} = \frac{1}{X_{ls}} (\psi_{qs} - \psi_{mq}) \quad (3.70)$$

$$i_{ds} = \frac{1}{X_{ls}} (\psi_{ds} - \psi_{md}) \quad (3.71)$$

$$i_{0s} = \frac{1}{X_{ls}} \psi_{0s} \quad (3.72)$$

$$i'_{qr} = \frac{1}{X'_{lr}} (\psi'_{qr} - \psi_{mq}) \quad (3.73)$$

$$i'_{dr} = \frac{1}{X'_{lr}} (\psi'_{dr} - \psi_{md}) \quad (3.74)$$

$$i'_{0r} = \frac{1}{X'_{lr}} \psi'_{0r} \quad (3.75)$$

Onde

$$\psi_{mq} = X_M (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (3.76)$$

$$\psi_{md} = X_M (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (3.77)$$

Para calcular os enlaces de fluxo, podemos escrever:

$$\psi_{qs} = \frac{\omega_b}{p} \left[v_{qs} - \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{ds} + \frac{r_s}{X_{ls}} (\psi_{mq} - \psi_{qs}) \right] \quad (3.78)$$

$$\psi_{ds} = \frac{\omega_b}{p} \left[v_{ds} - \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{qs} + \frac{r_s}{X_{ls}} (\psi_{md} - \psi_{ds}) \right] \quad (3.79)$$

$$\psi_{0s} = \frac{\omega_b}{p} \left[v_{0s} - \frac{r_s}{X_{ls}} \psi_{0s} \right] \quad (3.80)$$

$$\psi'_{qr} = \frac{\omega_b}{p} \left[v_{qr} - \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \psi'_{dr} + \frac{r'_r}{X'_{lr}} (\psi_{mq} - \psi'_{qr}) \right] \quad (3.81)$$

$$\psi'_{dr} = \frac{\omega_b}{p} \left[v'_{dr} - \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \psi'_{qr} + \frac{r'_r}{X'_{lr}} (\psi_{md} - \psi'_{dr}) \right] \quad (3.82)$$

$$\psi'_{0r} = \frac{\omega_b}{p} \left[v'_{0r} - \frac{r'_r}{X'_{lr}} \psi'_{0r} \right] \quad (3.83)$$

Onde

$$\psi_{mq} = X_{aq} \left[\frac{\psi_{qs}}{X_{ls}} + \frac{\psi'_{qr}}{X_{lr}} \right] \quad (3.84)$$

$$\psi_{md} = X_{ad} \left[\frac{\psi_{ds}}{X_{ls}} + \frac{\psi'_{dr}}{X_{lr}} \right] \quad (3.85)$$

e onde

$$\psi_{aq} = X_{ad} \left(\frac{1}{X_M} + \frac{1}{X_{ls}} + \frac{1}{X'_{lr}} \right)^{-1} \quad (3.86)$$

3.5 Conjugado no referencial dq0

Considerando as correntes transformadas para o referencial dq0, o conjugado do motor pode ser expresso por :

$$T_e = \left(\frac{P}{2} \right) \left[(K_s)^{-1} i_{qd0s} \right]^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L'_{sr}] (Kr)^{-1} i'_{qd0r} \quad (3.87)$$

O conjugado pode ser escrito em função das correntes, em função de fluxo por segundo e correntes ou apenas em função de fluxo por segundo, como indicado a seguir.

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{P}{2} \right) M (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \quad (3.88)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{P}{2} \right) \left(\frac{1}{\omega_b} \right) (\psi'_{qr} i'_{dr} + \psi'_{dr} i'_{qr}) \quad (3.89)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{P}{2} \right) \left(\frac{X_M}{D \omega_b} \right) (\psi_{qs} \psi'_{dr} + \psi'_{qr} \psi_{ds}) \quad (3.90)$$

A velocidade do rotor pode ser calculada integrando-se

$$p \omega_r = \frac{P (T_{em} - T_L)}{2 J_{eq}} \quad (3.91)$$

T_{em} é o conjugado eletromagnético produzido pelo motor, T_L o conjugado exigido pela carga, J_{eq} a inércia equivalente (do rotor e da carga) e P o número de pólos.

As equações de corrente em função dos enlaces de fluxo (3.70) a (3.75) e as equações dos enlaces de fluxo em função das tensões (3.78) a (3.86), em conjunto com a equação do conjugado (3.88), (3.89) ou (3.90) e com a equação da velocidade do rotor formam o modelo dinâmico do motor trifásico de indução em variáveis dq0 que será estendido no capítulo seguinte para acomodar a utilização deste em rede de alimentação monofásica.

CAPÍTULO 4 MODELO PARA REDE MONOFÁSICA

O modelo para rede monofásica é apresentado neste capítulo, com as equações expressas nos eixos de referência indicados anteriormente. Dois casos serão apresentados, o modelo para ligação em estrela e, posteriormente, para ligação em delta.

Estes dois modelos foram utilizados para a elaboração do programa computacional de simulação.

4.1 Modelo para ligação em Estrela

Através das equações do motor de indução e da transformada para eixos de referência, o modelo trifásico agora é desenvolvido para se adequar a uma ligação em rede monofásica por meio de um capacitor.

As equações de tensão do motor trifásico de indução descritas anteriormente, tanto nas variáveis de máquina abc quanto em variáveis dq0, se referem às tensões terminais aplicadas aos enrolamentos do motor. Em um sistema trifásico balanceado, como mostrado na **Figura 5**, as tensões nos pontos g e n são iguais, isto é, a tensão v_{ng} é nula. Assim, pode-se afirmar que a tensão aplicada ao enrolamento do motor v_{as} é igual à tensão da fonte e_{as} . O mesmo vale para as outras fases, e então v_{bs} é igual a e_{bs} e v_{cs} é igual a e_{cs} .

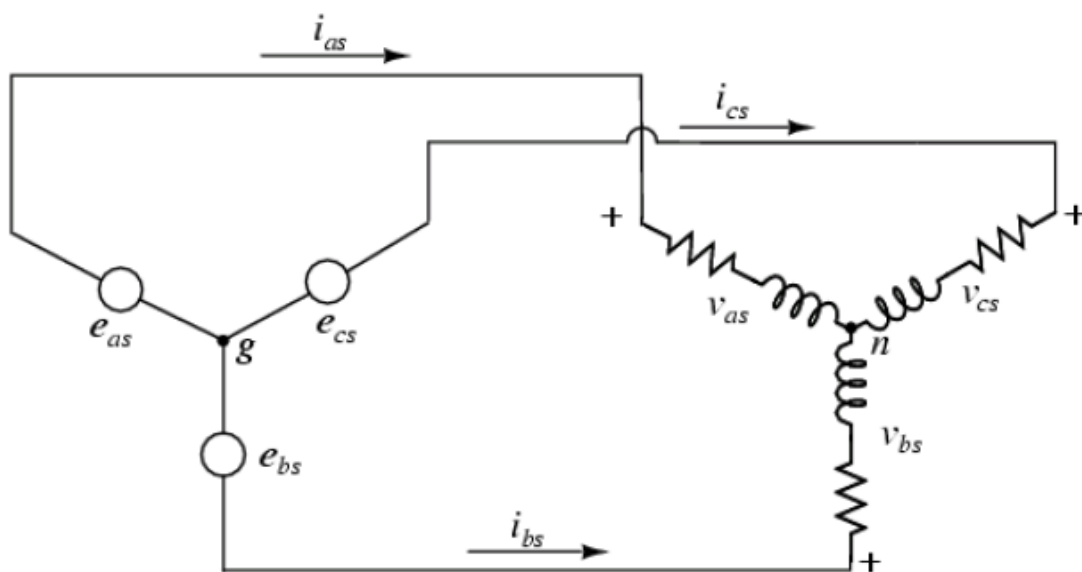


Figura 5 – Circuito gerador e motor trifásicos em estrela.

Para o caso de uma alimentação desbalanceada ou da existência de uma carga adicional em uma das fases, essas relações não são mais verdadeiras. Quando isto ocorre, a tensão v_{ng} não é mais nula e se faz necessário calcular as tensões aplicadas aos enrolamentos do motor.

Tome-se como base o circuito mostrado na **Figura 6**. Este circuito equivale a uma fonte trifásica alimentando um motor trifásico com uma impedância adicional, correspondente ao capacitor, em uma das fases (neste caso, a fase c). Este circuito será posteriormente adaptado para representar uma fonte monofásica alimentando um motor trifásico de indução. Esta adaptação consiste em fazer a escolha correta das tensões da fonte, de forma a fazê-lo representar uma fonte monofásica alimentando o motor. Para isso faz-se as tensões e_{as} e e_{cs} iguais entre si em módulo e em fase e e_{bs} igual a zero.

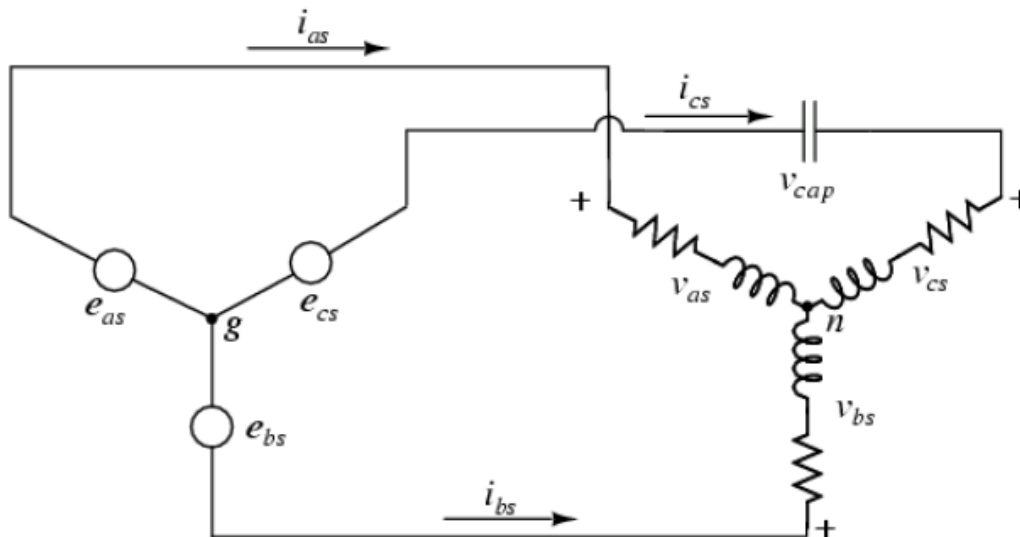


Figura 6 – Circuito gerador e motor trifásico com capacitor em estrela.

Como mencionado anteriormente, o fato de se ter tensões desequilibradas alimentando o motor impede que utilizemos as tensões da fonte como sendo as tensões dos enrolamentos, pois a tensão v_{ng} não é mais nula. Assim, necessita-se calcular as tensões nos enrolamentos para então utilizar-se a transformada $dq0$.

Do circuito pode-se escrever

$$e_{as} = v_{as} + v_{ng} \quad (4.1)$$

$$e_{bs} = v_{bs} + v_{ng} \quad (4.2)$$

$$e_{cs} = v_{cs} + v_{cap} + v_{ng} \quad (4.3)$$

Onde v_{cap} é

$$\frac{d}{dt} v_{cap} = \frac{1}{C} i_{cs} \quad (4.4)$$

Somando-se as três equações acima, tem-se que

$$e_{as} + e_{bs} + e_{cs} = v_{as} + v_{bs} + v_{cs} + v_{cap} + 3v_{ng} \quad (4.5)$$

Lembrando que

$$v_{as} = r_s i_{as} + \frac{d}{dt} \lambda_{as} \quad (4.6)$$

$$v_{bs} = r_s i_{bs} + \frac{d}{dt} \lambda_{bs} \quad (4.7)$$

$$v_{cs} = r_s i_{cs} + \frac{d}{dt} \lambda_{cs} \quad (4.8)$$

E que

$$\lambda_{as} = L_{asas} i_{as} + L_{asbs} i_{bs} + L_{ascs} i_{cs} + L'_{as ar} i'_{ar} + L'_{as br} i'_{br} + L'_{as cr} i'_{cr} \quad (4.9)$$

$$\lambda_{bs} = L_{bsas} i_{as} + L_{bsbs} i_{bs} + L_{bscs} i_{cs} + L'_{bs ar} i'_{ar} + L'_{bs br} i'_{br} + L'_{bs cr} i'_{cr} \quad (4.10)$$

$$\lambda_{cs} = L_{csas} i_{as} + L_{csbs} i_{bs} + L_{cscs} i_{cs} + L'_{cs ar} i'_{ar} + L'_{cs br} i'_{br} + L'_{cs cr} i'_{cr} \quad (4.11)$$

Pode-se escrever

$$\begin{aligned} v_{as} + v_{bs} + v_{cs} = & r_s i_{as} + r_s i_{bs} + r_s i_{cs} + \\ & p [L_{asas} i_{as} + L_{asbs} i_{bs} + L_{ascs} i_{cs} + L'_{as ar} i'_{ar} + L'_{as br} i'_{br} + L'_{as cr} i'_{cr} + \\ & L_{bsas} i_{as} + L_{bsbs} i_{bs} + L_{bscs} i_{cs} + L'_{bs ar} i'_{ar} + L'_{bs br} i'_{br} + L'_{bs cr} i'_{cr} + \\ & L_{csas} i_{as} + L_{csbs} i_{bs} + L_{cscs} i_{cs} + L'_{cs ar} i'_{ar} + L'_{cs br} i'_{br} + L'_{cs cr} i'_{cr}] \end{aligned} \quad (4.12)$$

Onde p é a derivada temporal.

Do circuito, pode-se observar a relação

$$i_{bs} = -(i_{as} + i_{cs}) \quad (4.13)$$

Que ao ser substituída na expressão (4.12) resulta em

$$\begin{aligned}
v_{as} + v_{bs} + v_{cs} = & \\
& r_s i_{as} - r_s (i_{as} + i_{cs}) + r_s i_{cs} + \\
& p[L_{asas} i_{as} - L_{asbs} (i_{as} + i_{cs}) + L_{ascs} i_{cs} + L'_{asar} i'_{ar} + L'_{asbr} i'_{br} + L'_{ascr} i'_{cr} + \\
& L_{bsas} i_{as} - L_{bsbs} (i_{as} + i_{cs}) + L_{bscs} i_{cs} + L'_{bsar} i'_{ar} + L'_{bsbr} i'_{br} + L'_{bscr} i'_{cr} + \\
& L_{csas} i_{as} - L_{csbs} (i_{as} + i_{cs}) + L_{cscs} i_{cs} + L'_{csar} i'_{ar} + L'_{csbr} i'_{br} + L'_{cscr} i'_{cr}] \quad (4.14)
\end{aligned}$$

Ao expandir a expressão (4.14), observa-se a eliminação de todos os termos que envolvem as correntes do estator, obtendo-se então:

$$\begin{aligned}
v_{as} + v_{bs} + v_{cs} = & \\
& p[(L'_{asar} + L'_{bsar} + L'_{csar}) i'_{ar} + (L'_{asbr} + L'_{bsbr} + L'_{csbr}) i'_{br} + (L'_{ascr} + \\
& L'_{bscr} + L'_{cscr}) i'_{cr}] \quad (4.15)
\end{aligned}$$

Lembrando ainda que:

$$L'_{asar} = L_{ms} \cos(\theta_r) \quad (4.16)$$

$$L'_{asbr} = L_{ms} \cos(\theta_r + 2\pi/3) \quad (4.17)$$

$$L'_{ascr} = L_{ms} \cos(\theta_r - 2\pi/3) \quad (4.18)$$

$$L'_{bsar} = L_{ms} \cos(\theta_r - 2\pi/3) \quad (4.19)$$

$$L'_{bsbr} = L_{ms} \cos(\theta_r) \quad (4.20)$$

$$L'_{bscr} = L_{ms} \cos(\theta_r + 2\pi/3) \quad (4.21)$$

$$L'_{csar} = L_{ms} \cos(\theta_r + 2\pi/3) \quad (4.22)$$

$$L'_{csbr} = L_{ms} \cos(\theta_r - 2\pi/3) \quad (4.23)$$

$$L'_{cscr} = L_{ms} \cos(\theta_r) \quad (4.24)$$

Pode-se escrever a soma das tensões no enrolamento do motor como

$$\begin{aligned}
v_{as} + v_{bs} + v_{cs} = & \\
& p[L_{ms} (\cos(\theta_r) + \cos(\theta_r - 2\pi/3) + \cos(\theta_r + 2\pi/3)) i'_{ar} + \\
& L_{ms} (\cos(\theta_r + 2\pi/3) + \cos(\theta_r) + \cos(\theta_r - 2\pi/3)) i'_{br} + \\
& L_{ms} (\cos(\theta_r - 2\pi/3) + \cos(\theta_r + 2\pi/3) + \cos(\theta_r)) i'_{cr}] \quad (4.25)
\end{aligned}$$

Como

$$\cos(\theta_r) + \cos(\theta_r - 2\pi/3) + \cos(\theta_r + 2\pi/3) = 0 \quad (4.26)$$

a soma das tensões nos enrolamentos é nula, ou seja:

$$v_{as} + v_{bs} + v_{cs} = 0 \quad (4.27)$$

Pode-se então escrever:

$$v_{ng} = \frac{1}{3}(e_{as} + e_{bs} + e_{cs}) - \frac{1}{3}v_{cap} \quad (4.28)$$

Substituindo-se este valor de v_{ng} nas equações originais, obtemos:

$$v_{as} = +\frac{2}{3}e_{as} + \frac{1}{3}e_{bs} - \frac{1}{3}e_{cs} + \frac{1}{3}v_{cap} \quad (4.29)$$

$$v_{bs} = -\frac{1}{3}e_{as} + \frac{2}{3}e_{bs} - \frac{1}{3}e_{cs} + \frac{1}{3}v_{cap} \quad (4.30)$$

$$v_{cs} = -\frac{1}{3}e_{as} - \frac{1}{3}e_{bs} + \frac{2}{3}e_{cs} - \frac{2}{3}v_{cap} \quad (4.31)$$

Levando-se em consideração a escolha de tensões feitas anteriormente, ou seja

$$e_{as} = e_{cs} \quad (4.32)$$

$$e_{bs} = 0 \quad (4.33)$$

Pode-se finalmente escrever

$$v_{as} = +\frac{1}{3}e_{as} + \frac{1}{3}v_{cap} \quad (4.34)$$

$$v_{bs} = -\frac{2}{3}e_{as} + \frac{1}{3}v_{cap} \quad (4.35)$$

$$v_{cs} = +\frac{1}{3}e_{as} - \frac{2}{3}v_{cap} \quad (4.36)$$

4.2 Modelo para ligação em Delta

Para o modelo do motor em delta em um sistema monofásico, a obtenção das tensões das fases fica simplificada quando utilizando o esquema de ligação mostrado na Figura 7, onde:

$$v_{as} = -v_{cap} \quad (4.37)$$

$$v_{bs} = v_t \quad (4.38)$$

$$v_{cs} = v_{cap} - v_t \quad (4.39)$$

sendo

$$v_{cap} = \frac{1}{C} \int i_{cap} dt \quad (4.40)$$

$$i_{cap} = (i_{as} - i_{cs}) \quad (4.41)$$

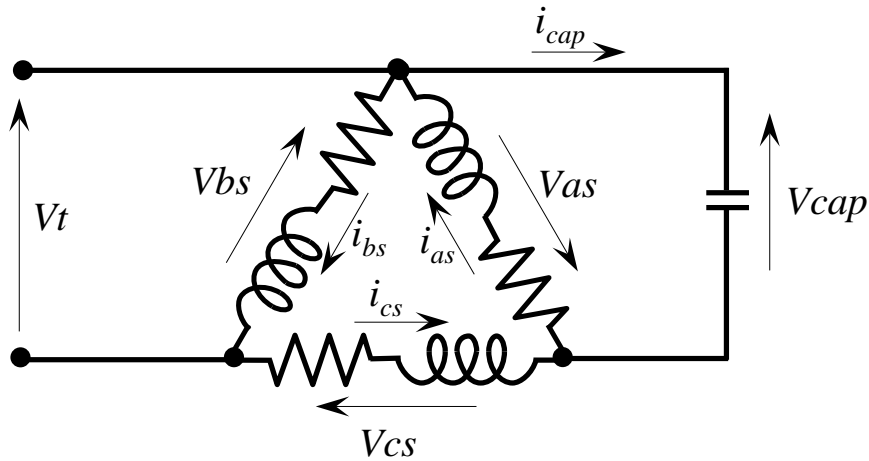


Figura 7 – Circuito do motor em ligação monofásica delta.

Já se têm agora todos os elementos para a implementação das simulações computacionais. A forma como isto foi definido é explicada no Capítulo 6.

Com este modelo, pode-se determinar as curvas de conjugado desenvolvidas pelo motor, bem como as curvas de tensão e corrente em cada fase do motor e as curvas de corrente e tensão nos terminais do capacitor.

No presente trabalho, esta análise foi estendida desde a partida até a convergência ao ponto final de operação do motor. Pode-se também verificar as formas de onda relativas à operação permanente do motor a vazio ou conectado à carga.

CAPÍTULO 5 FATOR DE DESEQUILÍBRIO

Neste capítulo o método para o cálculo do fator de desequilíbrio do sistema por componentes simétricas é apresentado. Estes cálculos visam dar apoio às simulações para avaliação da capacitância que minimiza tal desequilíbrio.

5.1 Fator de desequilíbrio de um sistema trifásico

Um sistema trifásico na sequência abc desequilibrado pode ser decomposto em três sistemas equilibrados. Para isso é utilizada a transformação em componentes simétricas, obtendo-se as três componentes de sequência: positiva, negativa e zero. Essa transformação pode ser aplicada tanto para tensões quanto para correntes.

A **Figura 8** esquematiza as três sequências para as correntes de um sistema trifásico desequilibrado.

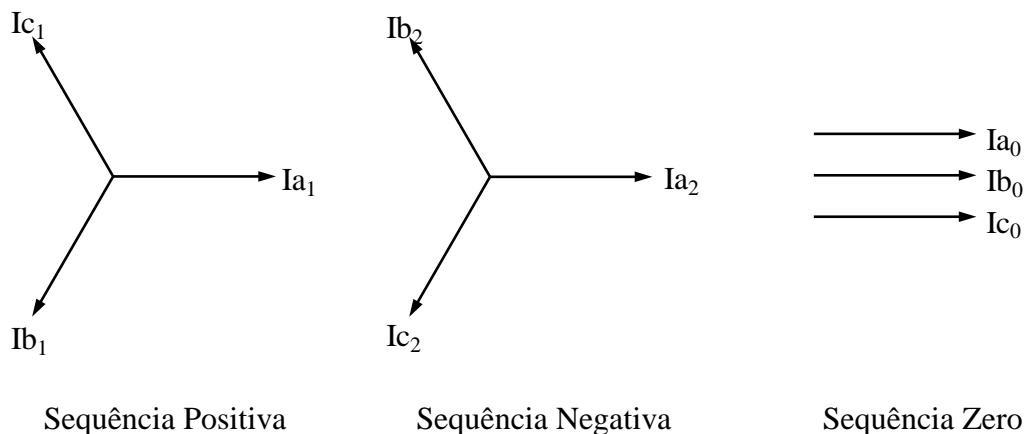


Figura 8 – Componentes de sequência.

Na sequência positiva os fasores apresentam o mesmo módulo, estão defasados de 120° entre si e se sucedem na sequência **abc**, com velocidade angular ω .

Na sequência negativa os fasores apresentam o mesmo módulo, estão defasados de 120° entre si e se sucedem na sequência **acb**, com velocidade angular ω .

Na sequência zero os fasores são iguais em módulo e ângulo nas fases a, b e c, com velocidade ω .

As componentes simétricas são definidas matematicamente como:

$$I^+ = \frac{1}{3}(I_a + \alpha I_b + \alpha^2 I_c) \quad (5.1)$$

$$I^- = \frac{1}{3}(I_a + \alpha^2 I_b + \alpha I_c) \quad (5.2)$$

$$I^0 = \frac{1}{3}(I_a + I_b + I_c) \quad (5.3)$$

onde $\alpha = 1 \angle 120^\circ = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$, ou seja, multiplicar um fasor por α corresponde a um giro de 120° .

De forma similar, os valores de fase das correntes, em termos das componentes simétricas, são dados matematicamente por:

$$I_a = (I^0 + I^+ + I^-) \quad (5.4)$$

$$I_b = (I^0 + \alpha^2 I^+ + \alpha I^-) \quad (5.5)$$

$$I_c = (I^0 + \alpha I^+ + \alpha^2 I^-) \quad (5.6)$$

Para um sistema equilibrado, somente a componente de sequência positiva é presente, caso contrário percebe-se o aparecimento das componentes de sequência negativa e zero. A componente de sequência zero só aparecerá em sistemas trifásicos a quatro fios, em que a soma das correntes I_a , I_b e I_c pode ser diferentes de zero.

O fator de desequilíbrio de um sistema, como definido pela ANEEL[29], é caracterizado percentualmente pela relação entre a componente de sequência negativa e a componente de sequência positiva.

$$FD\% = \frac{Seq.Negativa}{Seq.Positiva} \quad (5.7)$$

Segundo a ANEEL[29], dentre os métodos de quantificação, este é o que melhor representa o grau de desequilíbrio devido à abordagem simultânea das amplitudes e dos ângulos das tensões e correntes. Ademais, a presença da componente de sequência negativa esta intimamente ligada aos efeitos de mau funcionamento e interferências em diversos equipamentos conectados ao sistema.

5.2 Fator de desequilíbrio de motor trifásico alimentado monofasicamente

A **Figura 9**, mostra o esquema de ligação Steinmetz, na qual é possível reduzir o grau de desequilíbrio de um motor trifásico alimentado monofasicamente. A impedância capacitiva $Z_{cap} = -j X_{cap}$ está em paralelo com o enrolamento da fase C, conectado entre os terminais A e C.

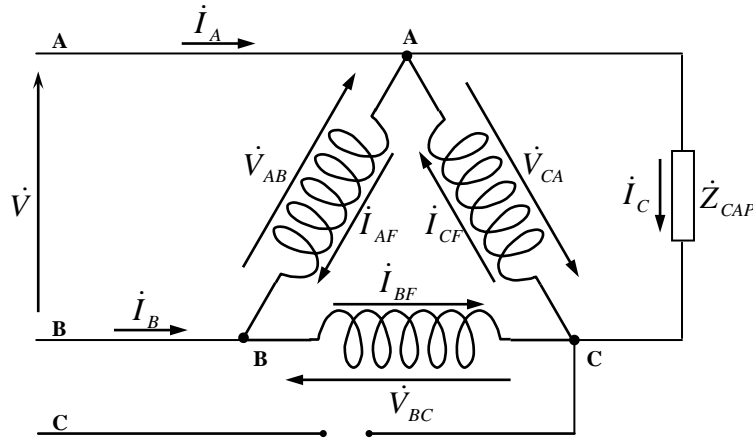


Figura 9 – Esquema Steinmetz de ligação.

As seguintes relações de tensões e correntes são assim escritas:

$$\dot{V} = \dot{V}_{AB} \quad (5.8)$$

$$0 = \dot{V}_{AB} + \dot{V}_{BC} + \dot{V}_{CA} \quad (5.9)$$

$$\dot{V}_{CA} = -\dot{I}_C \cdot Z_{CAP} \quad (5.10)$$

$$\dot{I}_C = \dot{I}_{CF} - \dot{I}_{BF} \quad (5.11)$$

As relações das tensões de fase e suas componentes de sequência são definidas:

$$\dot{V}_{AB} = (\dot{V}_0 + \dot{V}_1 + \dot{V}_2) \quad (5.12) \quad \dot{V}_0 = \frac{1}{3}(\dot{V}_{AB} + \dot{V}_{BC} + \dot{V}_{CA}) \quad (5.13)$$

$$\dot{V}_{BC} = (\dot{V}_0 + \alpha^2 \dot{V}_1 + \alpha \dot{V}_2) \quad (5.14) \quad \dot{V}_1 = \frac{1}{3}(\dot{V}_{AB} + \alpha \dot{V}_{BC} + \alpha^2 \dot{V}_{CA}) \quad (5.15)$$

$$\dot{V}_{CA} = (\dot{V}_0 + \alpha \dot{V}_1 + \alpha^2 \dot{V}_2) \quad (5.16) \quad \dot{V}_2 = \frac{1}{3}(\dot{V}_{AB} + \alpha^2 \dot{V}_{BC} + \alpha \dot{V}_{CA}) \quad (5.17)$$

As relações das correntes de fase e suas componentes de sequência são definidas:

$$\dot{I}_{AF} = (\dot{I}_0 + \dot{I}_1 + \dot{I}_2) \quad (5.18) \quad \dot{I}_0 = \frac{1}{3}(\dot{I}_{AF} + \dot{I}_{BF} + \dot{I}_{CF}) \quad (5.19)$$

$$\dot{I}_{BF} = (\dot{I}_0 + \alpha^2 \dot{I}_1 + \alpha \dot{I}_2) \quad (5.20) \quad \dot{I}_1 = \frac{1}{3}(\dot{I}_{AF} + \alpha \dot{I}_{BF} + \alpha^2 \dot{I}_{CF}) \quad (5.21)$$

$$\dot{I}_{CF} = (\dot{I}_0 + \alpha \dot{I}_1 + \alpha^2 \dot{I}_2) \quad (5.22) \quad \dot{I}_2 = \frac{1}{3}(\dot{I}_{AF} + \alpha^2 \dot{I}_{BF} + \alpha \dot{I}_{CF}) \quad (5.23)$$

Representando as impedâncias dos enrolamentos de fase do motor nas sequências zero, positiva e negativa por $\dot{Z}_0(s)$, $\dot{Z}_1(s)$, $\dot{Z}_2(s)$, respectivamente, podemos escrever:

$$\dot{I}_0 = \dot{V}_0 / \dot{Z}_0(s) \quad (5.24)$$

$$\dot{I}_1 = \dot{V}_1 / \dot{Z}_1(s) \quad (5.25)$$

$$\dot{I}_2 = \dot{V}_2 / \dot{Z}_2(s) \quad (5.26)$$

sendo s o escorregamento do rotor em relação ao campo girante na rotação síncrona.

Com as equações (5.9), (5.13) e (5.24), podemos escrever:

$$\dot{V}_0 = 0 \quad (5.27)$$

$$\dot{I}_0 = 0 \quad (5.28)$$

Reescrevendo-se (5.18), (5.20) e (5.22) considerando-se (5.24) a (5.27), temos:

$$\dot{I}_{AF} = \left(\frac{\dot{V}_1}{\dot{Z}_1(s)} + \frac{\dot{V}_2}{\dot{Z}_2(s)} \right) \quad (5.29)$$

$$\dot{I}_{BF} = \left(\alpha^2 \frac{\dot{V}_1}{\dot{Z}_1(s)} + \alpha \frac{\dot{V}_2}{\dot{Z}_2(s)} \right) \quad (5.30)$$

$$\dot{I}_{CF} = \left(\alpha \frac{\dot{V}_1}{\dot{Z}_1(s)} + \alpha^2 \frac{\dot{V}_2}{\dot{Z}_2(s)} \right) \quad (5.31)$$

De (5.10) e (5.11), temos:

$$\dot{V}_{CA} = (\dot{I}_{BF} - \dot{I}_{CF}) \cdot \dot{Z}_{CAP} \quad (5.32)$$

Reescrevendo-se (5.32) e considerando-se (5.16), (5.20), (5.22) e (5.27):

$$\dot{V}_{CA} = (\alpha \dot{V}_1 + \alpha^2 \dot{V}_2) = (\alpha - \alpha^2) \cdot (\dot{I}_1 - \dot{I}_2) \cdot Z_{CAP} \quad (5.33)$$

Substituindo-se (5.25) e (5.26) em (5.33), temos:

$$\alpha \dot{V}_1 + \alpha^2 \dot{V}_2 = (\alpha^2 - \alpha) \cdot \left(\frac{\dot{V}_1}{Z_1(s)} - \frac{\dot{V}_2}{Z_2(s)} \right) \cdot Z_{CAP} \quad (5.34)$$

$$\left((\alpha^2 - \alpha) \cdot \frac{Z_{CAP}}{Z_1(s)} - \alpha \right) \cdot \dot{V}_1 = \left((\alpha^2 - \alpha) \cdot \frac{Z_{CAP}}{Z_2(s)} + \alpha^2 \right) \cdot \dot{V}_2$$

De (5.12) e (5.8) temos:

$$\dot{V}_1 = \dot{V} - \dot{V}_2 \quad (5.35)$$

Usando-se (5.35) para expressar a equação (5.34) em termos de \dot{V} e \dot{V}_2 , pode-se escrever:

$$\dot{V}_2 = \frac{\left((\alpha^2 - \alpha) \cdot \frac{Z_{CAP}}{Z_1(s)} - \alpha \right) \cdot \dot{V}}{(\alpha^2 - \alpha) \cdot \left(Z_{CAP} \cdot \left(\frac{1}{Z_1(s)} + \frac{1}{Z_2(s)} \right) + 1 \right)} \quad (5.36)$$

Ou

$$\dot{V}_2 = \dot{k}_2 \cdot \dot{V} \quad (5.37)$$

Onde

$$\dot{k}_2 = \frac{\left(\frac{Z_{CAP}}{Z_1} - \frac{1}{\sqrt{3}} \angle -150 \right)}{\left(\frac{Z_{CAP}}{Z_1} + \frac{Z_{CAP}}{Z_2} + 1 \right)} \quad (5.38)$$

De (5.35) e (5.37), escrevemos em relação a \dot{V}_1 :

$$\dot{V}_1 = (1 - \dot{k}_2) \cdot \dot{V} \quad (5.39)$$

O fator de desequilíbrio de tensão é obtido substituindo-se (5.37) e (5.39) em (5.7):

$$\dot{k}_V = \frac{\dot{V}_2}{\dot{V}_1} = \frac{\dot{k}_2}{(1 - \dot{k}_2)} \quad (5.40)$$

O fator de desequilíbrio de corrente é obtido aplicando-se (5.25), (5.26) e (5.40) em (5.7):

$$\dot{k}_I = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = \left(\frac{Z_1}{Z_2} \right) \cdot \dot{k}_V \quad (5.41)$$

5.3 Operação equilibrada do motor trifásico alimentado monofasicamente

A operação equilibrada de um motor de indução trifásico é atingida quando o esquema da **Figura 9** é adotado com alimentação monofásica, se a componente de sequência negativa da tensão do enrolamento de fase é anulada. Isso significa $\dot{k}_2 = 0$ em (5.37) e $\dot{k}_V = 0$ em (5.40). Para $\dot{k}_2 = 0$ na expressão (5.38), temos:

$$Z_{CAP} = \frac{Z_1}{\sqrt{3}} \angle -150^\circ \quad (5.42)$$

As condições necessárias para a eliminação da componente de sequência negativa das tensões e correntes nos enrolamentos do estator são:

$$Z_{CAP} = \frac{Z_1}{\sqrt{3}} \quad (5.43)$$

$$\angle Z_1 = \angle Z_{CAP} + 150^\circ = -90^\circ + 150^\circ = +60^\circ \quad (5.44)$$

A impedância $Z_1(s)$ do motor na aplicação de tensão de sequência positiva nos seus enrolamentos é mais resistiva na condição normal de escorregamento e preponderantemente indutiva exatamente na velocidade síncrona.

Então, a condição descrita por (5.44) geralmente ocorre num ponto particular da operação normal, na faixa de escorregamento $0 < s < s_{\max}$. A especificação do capacitor baseado na expressão (5.43), para um escorregamento s quando $\angle Z_1(s)$ igual a 60° , resulta num perfeito balanceamento.

Para a ligação em delta, o cálculo do capacitor que minimiza o desbalanceamento é mostrado na equação (5.45). Já para a ligação em estrela, os cálculos se dão de maneira análoga e devido a nova geometria de ligação, o valor do capacitor passa a ser um terço do valor para ligação em delta, como mostrado na equação (5.46).

$$C_{\Delta} = \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot Z_1} \quad (5.45)$$

$$C_Y = \frac{1}{3} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot Z_1} \quad (5.46)$$

CAPÍTULO 6 ESQUEMA DE SIMULAÇÃO

Os passos para implementação do programa de simulação são mostrados neste capítulo, naturalmente baseados na teoria abordada nos capítulos anteriores. Através das simulações, é possível obter os níveis de tensão terminal e correntes de fases do motor, as amplitudes do conjugado e da velocidade do rotor, assim como o desbalanço de tensão e corrente e o capacitor que minimiza o desequilíbrio.

Também é possível observar o desempenho do motor em sua partida e em regime permanente para diferentes valores de carga. O capacitor a ser escolhido influenciará nos valores de desequilíbrio de tensão e corrente, assim como no conjugado de partida e deverá ser ajustado para melhor atender a situação desejada.

As rotinas computacionais para simulação foram desenvolvidas no ambiente do programa Simulink/Matlab, próprio para modelagem, simulação e análise de sistemas dinâmicos. Para melhor entrada de dados e visualização dos resultados, utilizou-se a interface gráfica com o usuário (GUI), fornecida pelo Simulink.

6.1 *Esquema de simulação em Simulink/Matlab*

A teoria dos eixos de referência apresentada nos capítulos 3 e 4 foi utilizada no modelo de simulação, assim como os cálculos do fator de desequilíbrio e o valor do capacitor mostrado no capítulo 5. Para melhor entendimento, o diagrama da **Figura 10** permite visualização básica do funcionamento de um ciclo do programa, com indicação das equações utilizadas.

O motor trifásico é referido pelo bloco “Motor”, e os três blocos acima dele, “A”, “B” e “T”, são os cálculos da tensão no capacitor, das tensões de entrada, dos fatores de desequilíbrio e do capacitor ideal. As setas indicam o fluxo das variáveis através dos blocos.

Este conjunto de blocos trabalha em ciclos, onde os cálculos dependem do passo de integração, sendo este definido em 1 milissegundo.

O motor utilizado nas simulações é do tipo rotor em gaiola. Sendo assim, apresenta as barras do rotor curto-circuitadas, o que leva o vetor v'_{abc} a assumir valor nulo, ou seja, não há conversão para as componentes de sequência $qd0$ pelo bloco “F”.

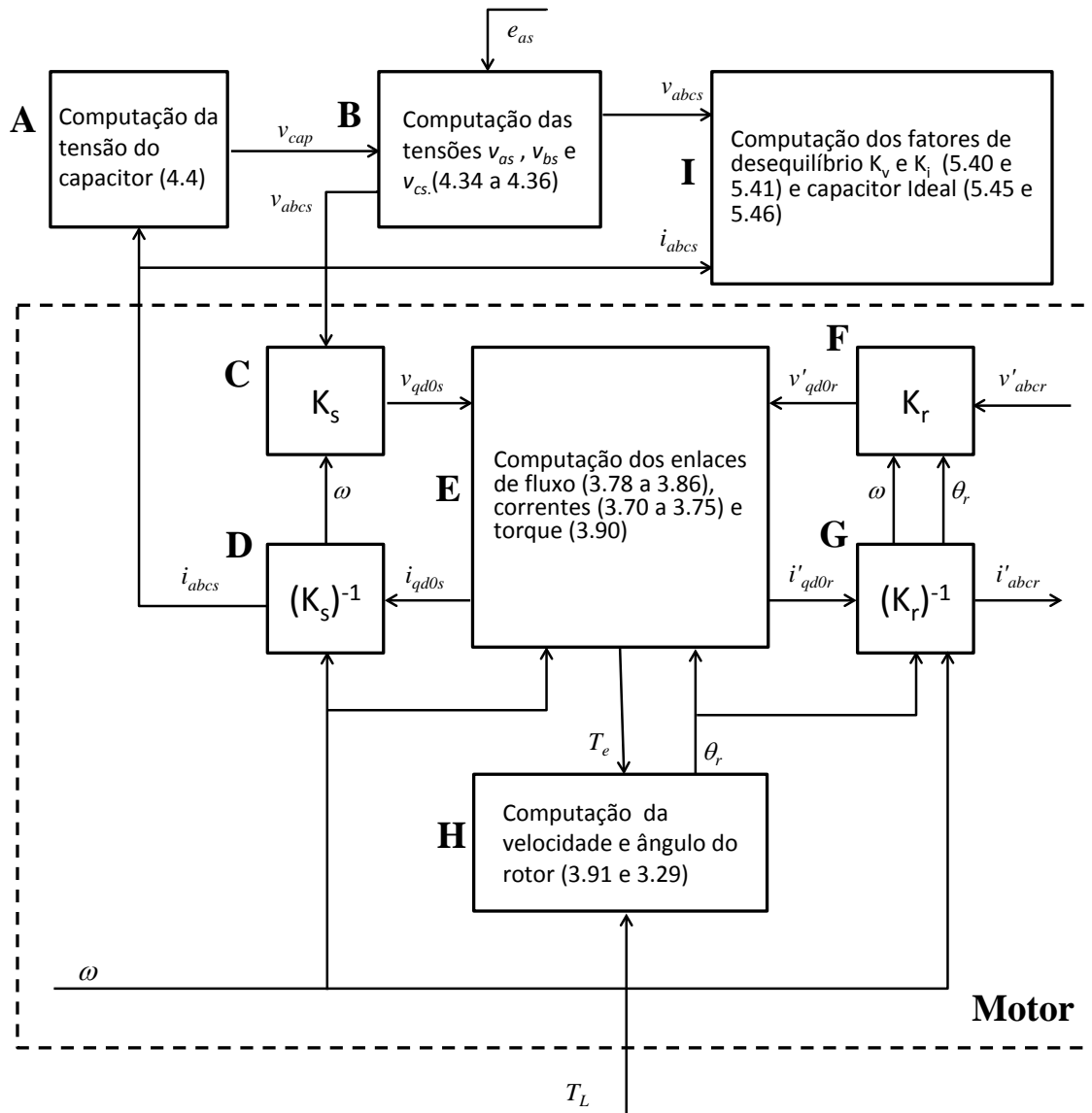


Figura 10 – Diagrama em blocos da modelagem do motor trifásico.

Todas as variáveis presentes na modelagem do motor tem seus valores assumidos nulos no instante em que é aplicada a tensão de entrada (condição inicial). Sendo assim, a execução da simulação é explicada pelos passos a seguir:

- com a tensão e_{as} de entrada e o valor da tensão no capacitor (zero no primeiro ciclo), calcular as tensões v_{abcs} impostas ao motor utilizando as equações (4.34), (4.35) e (4.36), mostradas no bloco “B”;
- através do bloco “C”, é feita a transformação para as componentes dq0 das tensões;
- os enlaces de fluxo são calculados pelo bloco “E”, equações (3.78) a (3.86);
- as correntes são calculadas pelo bloco “E”, equações (3.70) a (3.75);

- o conjugado eletromagnético é calculado pelo bloco “E”, equação (3.90);
- no bloco “H”, com o valor do conjugado eletromagnético e do conjugado de carga, é calculada a velocidade angular do rotor ω_r pela equação (3.91) e o ângulo do rotor θ_r pela equação (3.29);
- as correntes do estator são determinadas pela transformação inversa $(K_s)^{-1}$ no bloco “D”;
- as correntes do rotor referidas ao estator são determinadas pela transformação inversa $(K_r)^{-1}$ no bloco “G”;
- a tensão no capacitor é então calculada no bloco “A”, utilizando as correntes do estator na equação (4.4);
- com os valores de tensão e correntes estatóricas, são calculados no bloco “T” seus fatores de desequilíbrio, equação (5.40) e (5.41), e o valor do capacitor que melhor minimiza este efeito, equação (5.45) e (5.46).

Ao término desses passos, é completado um ciclo de simulação, e agora os novos valores das variáveis serão utilizados para o próximo ciclo. As iterações terminam quando atingem um tempo de simulação preestabelecido.

A escolha do tempo de duração da simulação pode variar dependendo da análise a ser feita, por exemplo, somente em um período inicial da partida do motor, ou por um período de tempo suficiente para atingir o regime permanente.

6.2 Interface gráfica

A modelagem do motor de indução foi realizada no programa Simulink/Matlab, onde blocos predefinidos e outros programáveis são interligados para realizarem os cálculos desejados. Desta maneira, um sistema muito grande envolvendo múltiplos cálculos pode se tornar confuso e, assim, optou-se pela utilização da interface gráfica com o usuário (GUI) fornecida pelo Simulink.

Esta interface nada mais é do que botões e janelas de visualização e entrada de dados. Os botões servem para chamada de sub-rotinas e as janelas para entrada de dados e visualização de resultados. A **Figura 11** mostra a interface do programa.

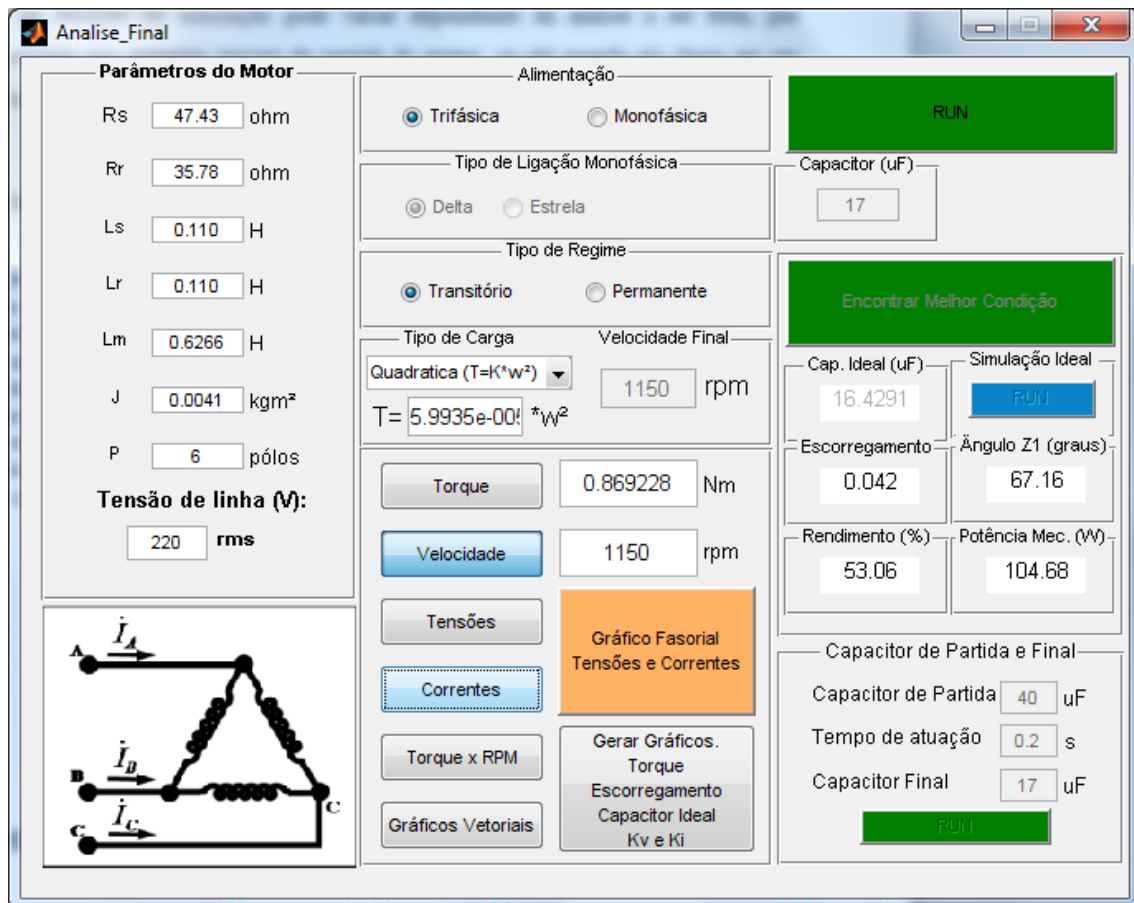


Figura 11 – Interface gráfica.

Na parte esquerda da tela estão os campos para entrada dos parâmetros do motor, assim como da tensão de linha. Na área central é selecionado o tipo de alimentação, o tipo de ligação monofásica, e se a simulação será transitória ou permanente em uma determinada rotação. O tipo de carga pode ser ajustado para carga constante ou quadrática.

Os gráficos de conjugado, velocidade, tensões, correntes e conjugado por velocidade são mostrados ao acionar os botões correspondentes. O botão “Gráfico Fasorial Tensões e Correntes” fornece um gráfico dos fasores finais das tensões e correntes, assim como seus desbalanços. O botão “Gráficos Vetoriais” fornece um conjunto de gráficos dos vetores de tensão e corrente no decorrer do tempo de simulação. Já o botão “Gerar Gráficos Conjugado Escorregamento Capacitor Ideal Kv e Ki” executa uma sub rotina para calcular cada um dos valores desde o escorregamento $s=1$ (motor bloqueado) até $s=0$ (motor em vazio), mostrando-os em gráficos separados.

Na parte direita da tela está o botão “RUN” para inicial a simulação e o campo do capacitor para as simulações monofásicas. Há também o botão “Procurar melhor

condição”, onde a simulação procura pelo menor desbalanço, variando o escorregamento e o capacitor.

Outro botão é o de “Simulação Ideal”, em que em cada ciclo é computado o capacitor que minimiza o desbalanço a ser utilizado no próximo ciclo. Por fim o botão de “RUN” na parte de baixo, em “Capacitor de Partida e Final”, onde um primeiro capacitor participa da partida até ser trocado por outro num determinado instante.

CAPÍTULO 7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo será mostrado o esquema de montagem para realização dos ensaios, a partir do qual é possível realizar três tipos de ligações com o motor, a ligação trifásica, ligação monofásica em delta com capacitor e monofásica em estrela com capacitor.

O sistema de ensaio está mostrado na **Figura 12**, visualizando-se o motor trifásico acoplado a um motor de corrente contínua através de um torquímetro. A alimentação do motor é feita através de uma fonte trifásica controlável, monitorada por um analisador de potência trifásico para registro dos módulos e ângulos de fase das tensões e correntes, assim como suas formas de onda, diagramas fasoriais e harmônicos. Há também um osciloscópio para registro auxiliar das correntes, conjugado e rotações.

O torquímetro usado fornece o conjugado, a rotação e a potência mecânica gerada pelo sistema no qual o motor de corrente contínua atua como carga mecânica, sendo acionado por uma fonte de corrente contínua.

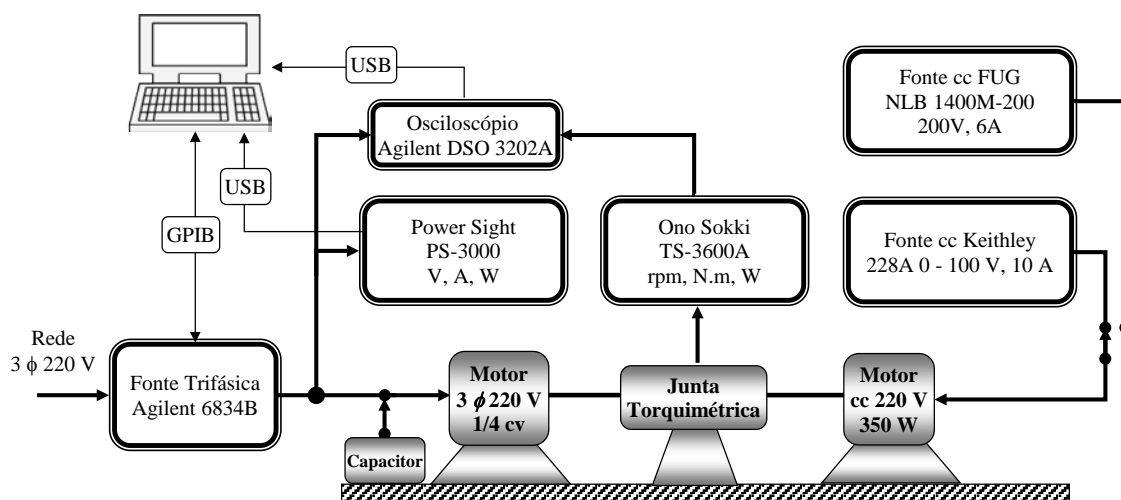


Figura 12 – Esquema de ensaio.

O motor de indução utilizado nos ensaios é do tipo gaiola de esquilo, de fabricação WEG, modelo 71-985 de 220/380 V, 1/4 cv. As características elétricas, assim como as curvas de rendimento, fator de potência, escorregamento e corrente pela potência fornecida foram retiradas do site da WEG, como mostrado na **Figura 13** e **Figura 14**.

Características

- Potência: **0,25 HP**
- Pólos: **6**
- Frequência: **60 Hz**
- Conjugado: **1,58 Nm**
- Tensão: **220/380 V**
- Carcaça: **71**
- RPM: **1090**
- In: **1,38/0,799 A**
- Rendimento (100%): **58,0**
- F.P. (100%): **0,59**
- Isolamento: **F**
- Ruído: **47 dB(A)**
- Corrente a vazio: **1,13/0,654 A**
- I_p / I_n : **3,2**



clique para ampliar

[gerar arquivo PDF](#)
[gerar proposta técnica](#)

Pot	Carc.	In (A) 220/380 V			Ip / In	Cp / Cn	Cm / Cn			
0,25 HP	71	1,38/0,799 A			3,2	200 %	210 %			
Rendimento (%)			Fator de Pot.			FS	Inércia	Tr (s)	Ruído	Massa
50	75	100	50	75	100					
48,0	55,0	58,0	0,40	0,50	0,59	1,15	0,00060 kgm ²	61 s	47 dB(A)	8 kg

Figura 13 – Dados elétricos do motor.

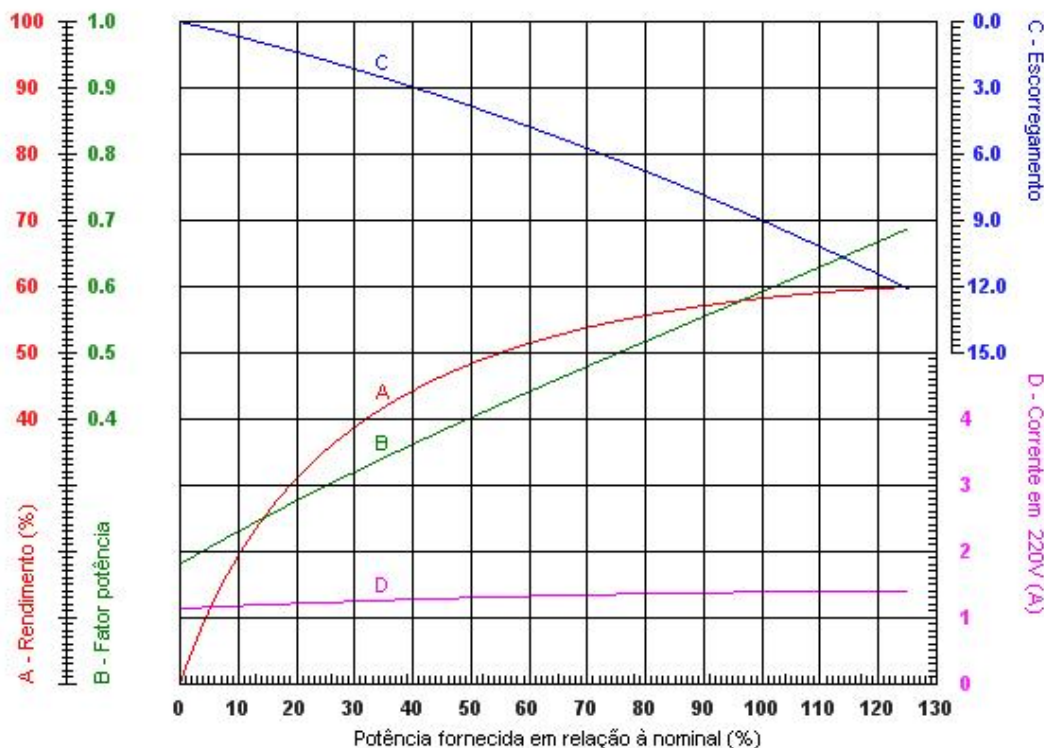


Figura 14 – Curvas de rendimento, fator de potência, escorregamento e corrente pela potência fornecida.

Primeiramente foram realizados os ensaios de rotor bloqueado e a vazio, com alimentação trifásica, para assim permitir o cálculo dos parâmetros do circuito

equivalente. Estes valores foram utilizados posteriormente na forma de dados para as simulações computacionais.

Os parâmetros determinados para o circuito equivalente do motor foram os seguintes:

- resistência dos enrolamentos do estator r_s : 47,43 Ω ;
- resistência dos enrolamentos do rotor referida ao estator r'_r : 35,78 Ω ;
- reatância de dispersão dos enrolamentos do estator X_{ls} : 41,75 Ω ;
- reatância de dispersão dos enrolamentos do rotor referida ao estator X'_{lr} : 41,75 Ω ;
- reatância de magnetização dos enrolamentos do estator X_M : 236,22 Ω .

O momento de inércia do conjunto motor-torquímetro-carga utilizado no ensaio é igual a 0,0041 kg.m².

7.1 Ensaio em operação trifásica

Este ensaio foi realizado com o motor ligado em delta, de forma que a fonte trifásica foi ajustada para saída com 220 V entre fases. As medições foram realizadas pela própria fonte, programada via computador para o acionamento e aquisição dos dados. Utilizou-se também um analisador de potência para confrontar com as medidas realizadas pela fonte.

Primeiramente o motor foi acionado sem carga e, após a chegada em seu regime permanente, o motor de corrente contínua foi ligado para servir de carga ao sistema. A carga foi ajustada então para que a rotação das máquinas atingisse os 1150 rpm e assim foram tomadas as medições. A fonte de tensão foi programada para fazer a aquisição de 1 segundo de dados, de forma que na **Tabela 1** são mostrados os resultados das medições.

Tabela 1 – Medições realizadas com o apoio de fonte de tensão programável

RUN		Zeramento		Teste Motor A - 1150rpm - 220V (Delta) (127 Volts)							
Tensão Aplicada (f-n) =		127,00 V									
Limite de corrente =		10 A									
N	Frequência Planejada (Hz)	Frequência Aplicada (Hz)	Tensão		Corrente		Potências			Potência Total (W)	
			RMS (V)	THD(%)	RMS (A)	THD(%)	P(W)	S(VA)	Q(var)		F.P.
	60	60									3 \emptyset
	Fase A		127	0,401	1,35	18,1	72,5	172	156	0,422	260,862
	Fase B		127	0,430	1,36	17,4	95,5	173	144	0,552	
	Fase C		127	0,419	1,51	16,1	92,8	192	168	0,484	

As formas de onda da tensão e corrente foram registradas em quatro mil pontos de leitura, uma a cada 25 μ s, até preencher o tempo de um segundo. Com esses dados foi possível realizar os cálculos dentro de um intervalo escolhido, como mostrado na **Tabela 2** e na **Tabela 3**.

Tabela 2 – Medições das tensões fase-neutro e das correntes de linha.

Valor RMS no intervalo:	127	127	126,6	1,30	1,31	1,46	
Intervalo de Medição	Tensão Medida (V)			Corrente Medida (A)			
Início (ms)	Fim (ms)	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C
500	950						

Tabela 3 – Medições das potências e defasagens entre tensões e correntes de fase.

Potências			
Fase A	Fase B	Fase C	Total
Potência Ativa (W)			
67,5	90,5	87,3	245
Potência Aparente (VA)			
165	166	185	515
Potência Reativa (var)			
150	139	163	452
Fator de Potência			
0,410	0,546	0,472	
Defasagem (Graus)			
65,8	56,9	61,8	
Potência no Intervalo (W)			
70,2	91,8	83,7	
	Total		246

Defasagem por Fourier (Graus)		
Va-Ia	Vb-Ib	Vc-Ic
065,749	056,856	061,817
Fator de Potência		
0,41	0,55	0,47
Potência (W)		
67,2	90,1	86,8
	Total	
	244	

Como o sistema estava em regime permanente, as formas de onda mantiveram o mesmo padrão de amplitude e defasagem, sendo assim mostradas, num intervalo menor (50 ms) para melhor visualização, na **Figura 15** e na **Figura 16**.

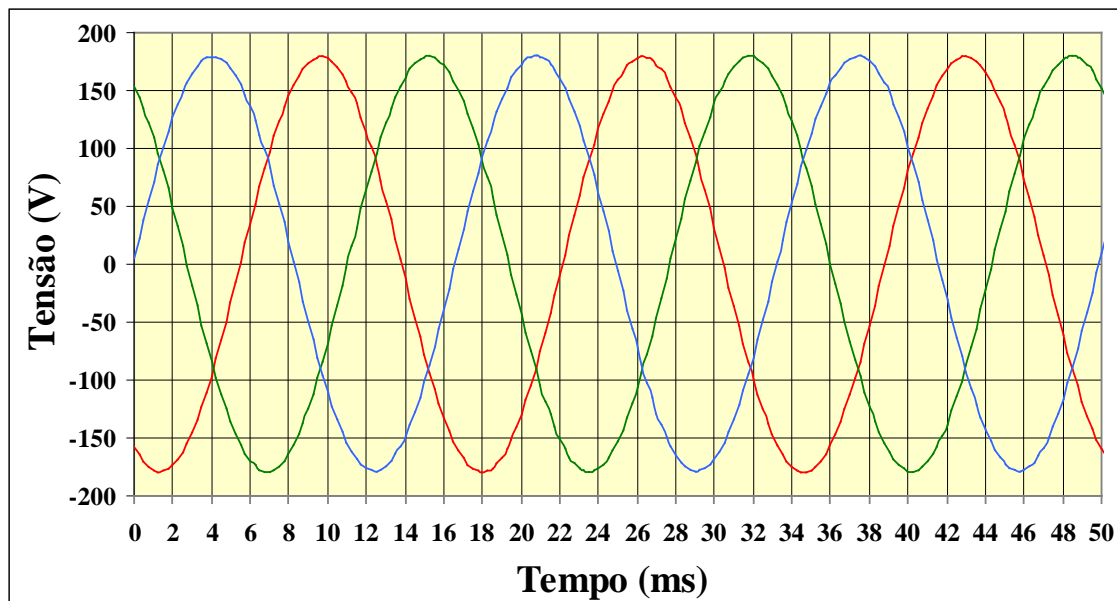


Figura 15 – Formas de onda das tensões em ligação trifásica (50ms).

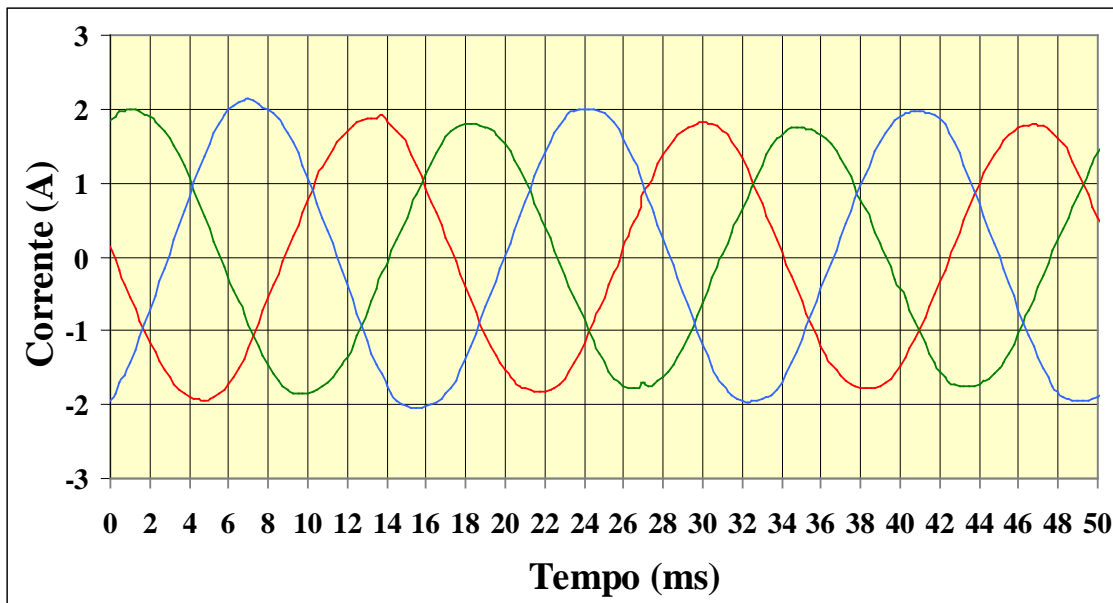


Figura 16 – Formas de onda das correntes em ligação trifásica (50ms).

Para confrontar as medições e cálculos anteriores, utilizou-se um analisador de potência para registrar as tensões, correntes, defasagens, e desbalanços, como mostrado na [Figura 17](#).

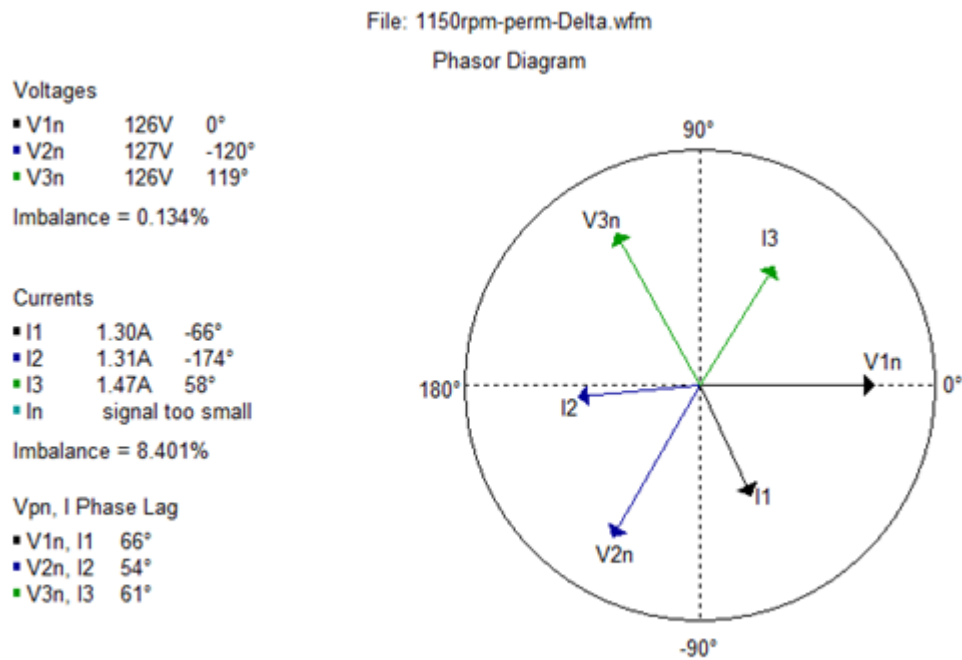


Figura 17 – Tensões, correntes, defasagens e desbalanços para ligação trifásica.

Um segundo ensaio foi realizado para se avaliar o transitório de partida até a chegada em seu regime permanente. O Motor foi acionado juntamente com a carga, ajustada previamente para se chegar a 1150 RPM de velocidade de regime. Agora as formas de onda são indicadas em todo seu intervalo de aquisição, como mostrado na **Figura 18** e na **Figura 19**. A velocidade e o conjugado são medidos pelo torquímetro, para se avaliar também o tempo até a chegada ao regime permanente, como mostrado na **Figura 20**. Um resumo das medições é mostrado na **Tabela 4**.

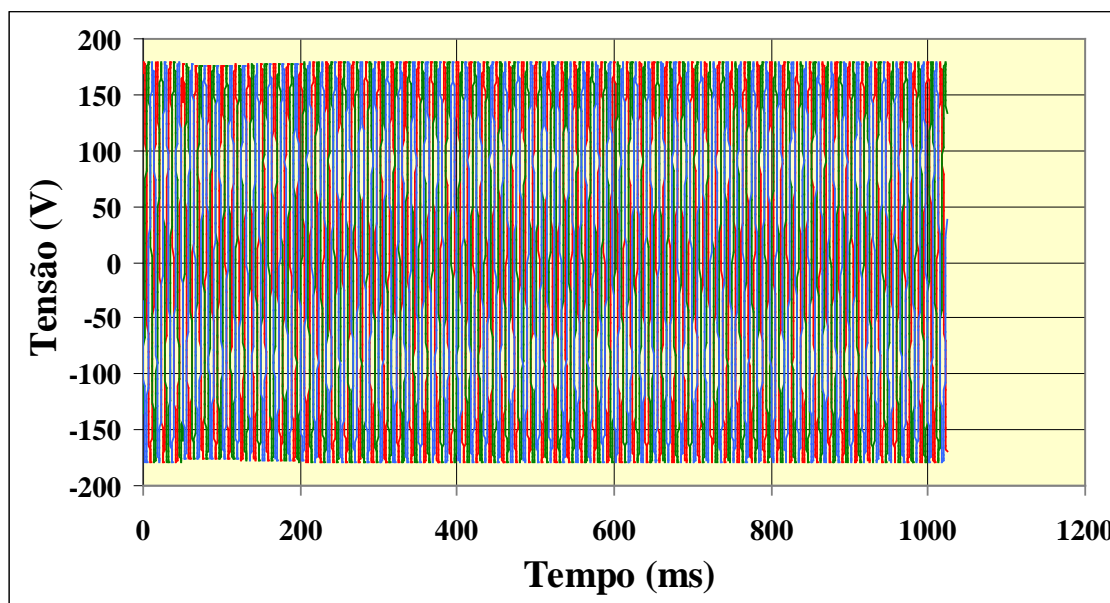


Figura 18 – Formas de onda das tensões em ligação trifásica (1s).

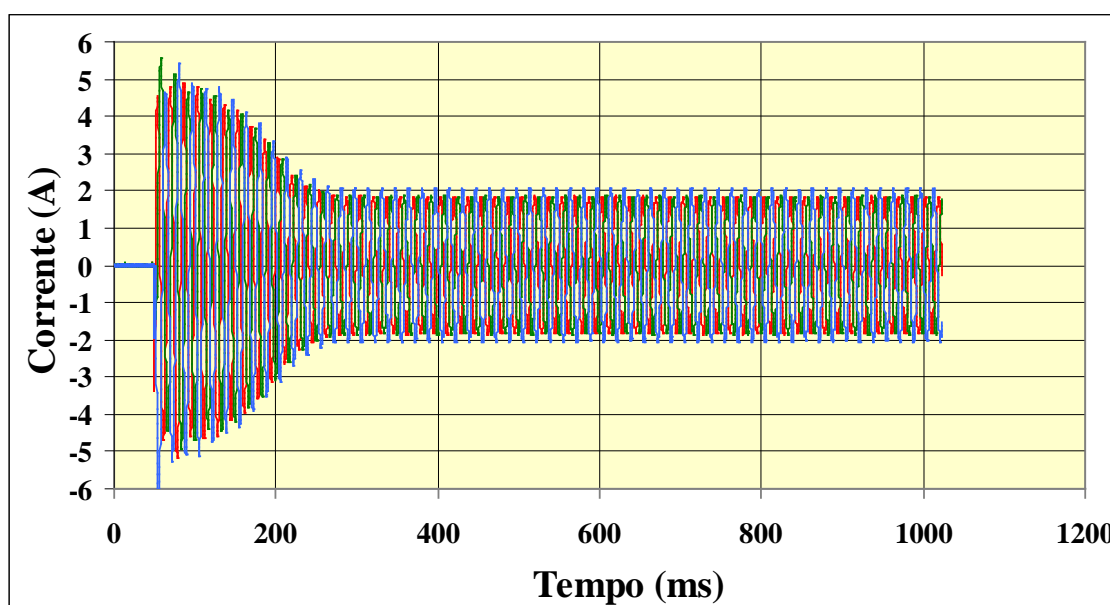


Figura 19 – Formas de onda das correntes em ligação trifásica (1s).

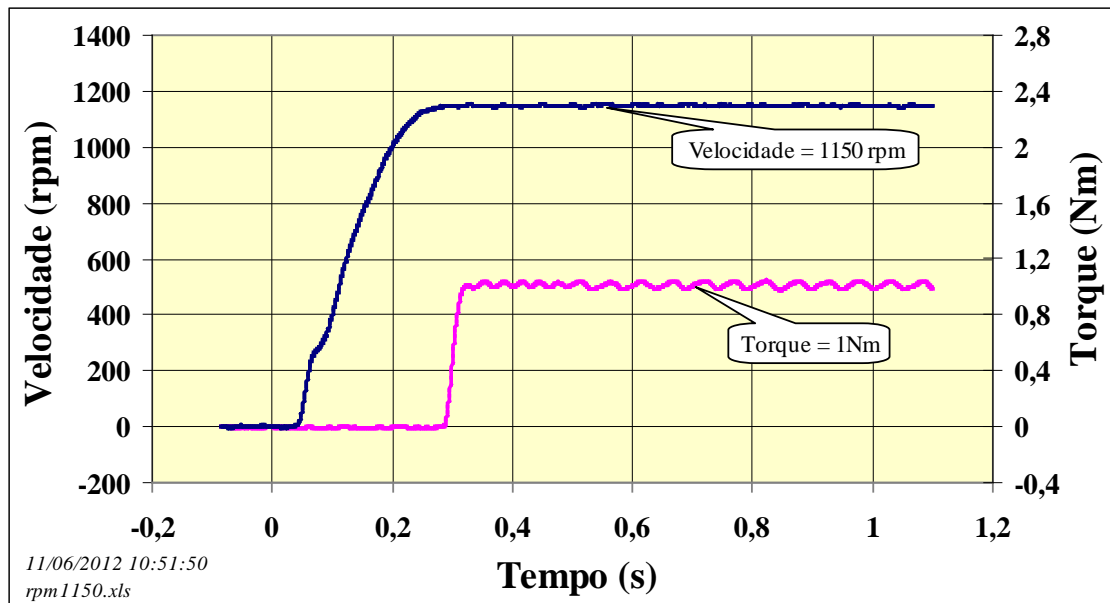


Figura 20 – Velocidade e conjugado do motor em ligação trifásica.

Tabela 4 – Resumo das medições realizadas durante a operação trifásica.

Tensão Fase-Neutro A	127,0 V
Tensão Fase-Neutro B	127,0 V
Tensão Fase-Neutro C	126,6 V
Corrente de Linha A	1,30 A
Corrente de Linha B	1,31 A
Corrente de Linha C	1,46 A
Desequilíbrio de Tensão	0,13 %
Desequilíbrio de Corrente	8,40 %
Potência	245 W
Conjugado	1,0 Nm
Velocidade	1150 RPM
Tempo para o regime	250 ms

7.2 Resultados em operação monofásica e ligação delta

Este ensaio foi realizado com o motor ligado em delta, de modo que uma das ligações de fase foi retirada e o capacitor foi acoplado ao sistema, estando em paralelo com uma das fases, como mostrado na **Figura 21**.

A tensão de entrada é de 220 V e o capacitor escolhido no valor de $17\mu\text{F}$. O motor foi acionado junto da carga, para estabilizar numa rotação de 1150 RPM.

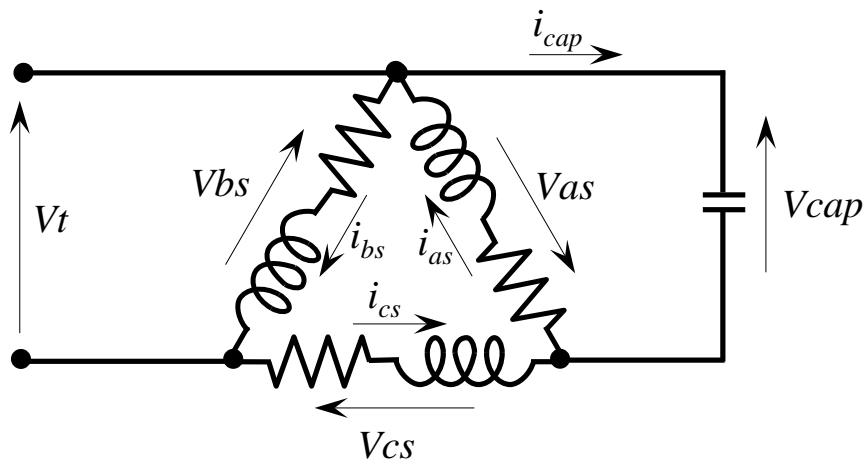


Figura 21 – Circuito do motor em ligação monofásica delta.

Como uma das fases não está presente, não foi possível tomar as medições pela fonte trifásica, pois seus sensores são internos, medindo somente as tensões e correntes entregues em sua saída. Neste caso, deve-se utilizar outro equipamento para realizar as medidas, sendo estas feitas sobre cada fase do motor. Um osciloscópio de 4 canais foi então utilizado para aquisição das formas de onda das correntes, velocidades e conjugados e o analisador de potência para os valores de tensão, corrente, desbanços e potência.

A **Figura 22** e a **Figura 23** mostram as medições quando o sistema já está em seu regime permanente. A **Figura 24** mostra o mesmo instante, indicando também o conjugado final. O tempo para o sistema se estabilizar foi medido, como na **Figura 25**. O conjugado e velocidade final são exibidos na **Figura 26** e na **Figura 27**, respectivamente. Por fim, um resumo das medições é mostrado na **Tabela 5**.

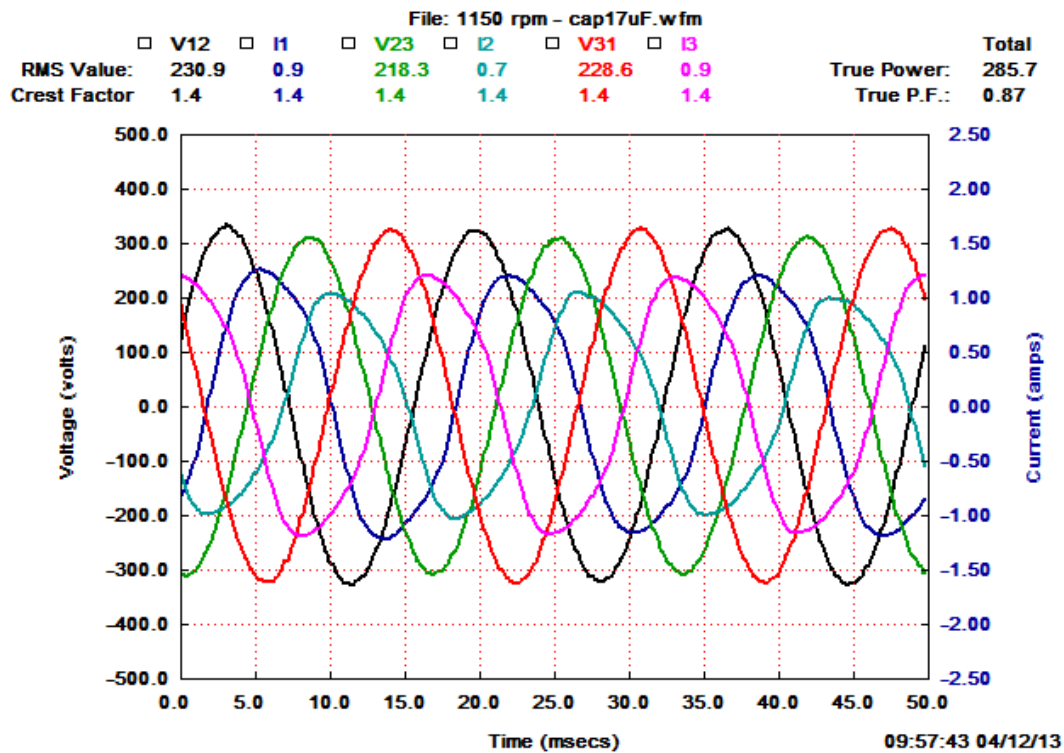


Figura 22 – Tensões, correntes e potência para ligação monofásica delta.

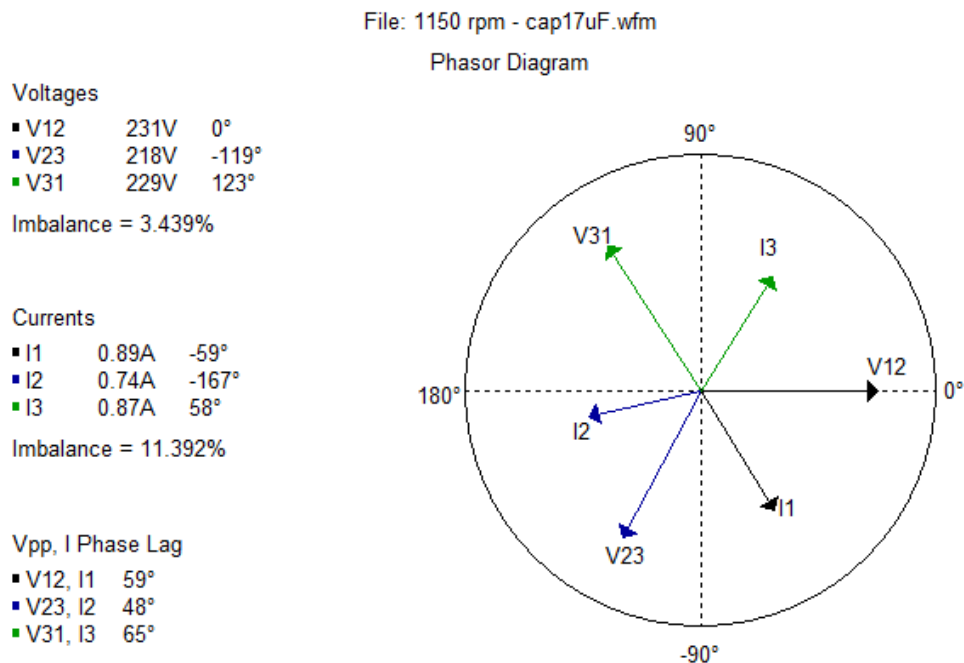


Figura 23 – Tensões, correntes, defasagens e desbalanços para ligação monofásica delta.

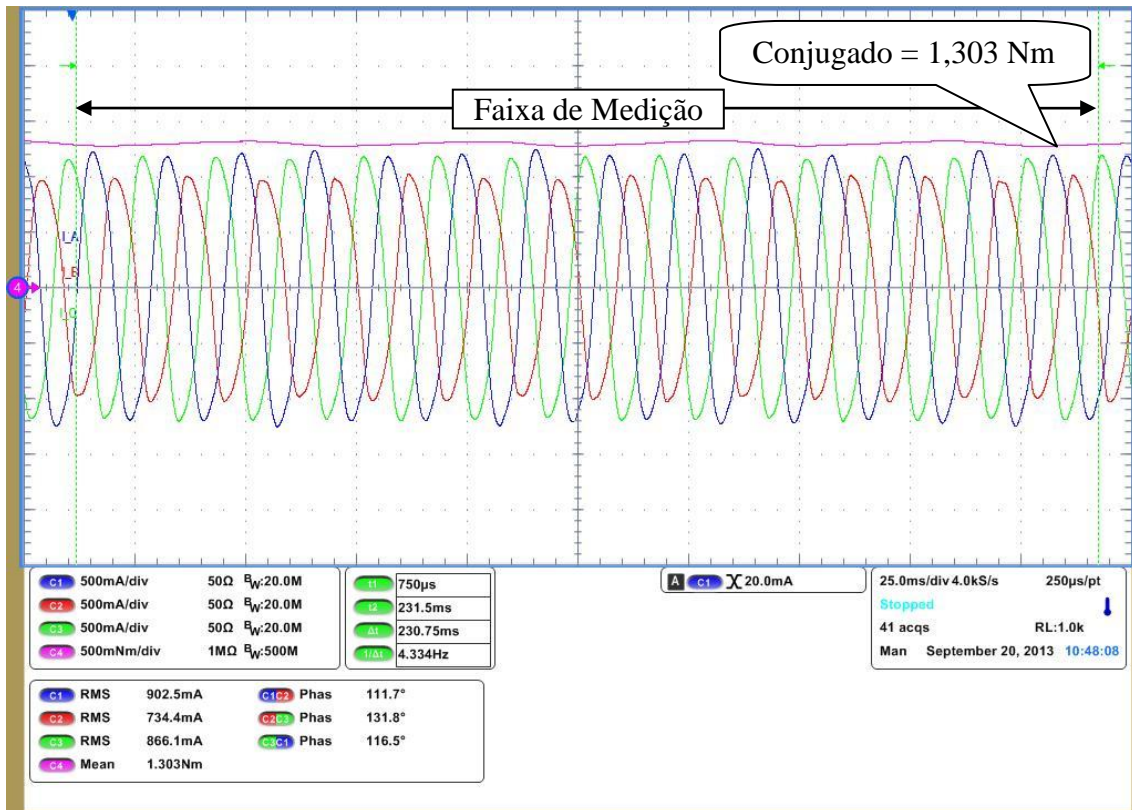


Figura 24 – Correntes, defasagens e conjugado para ligação monofásica delta.

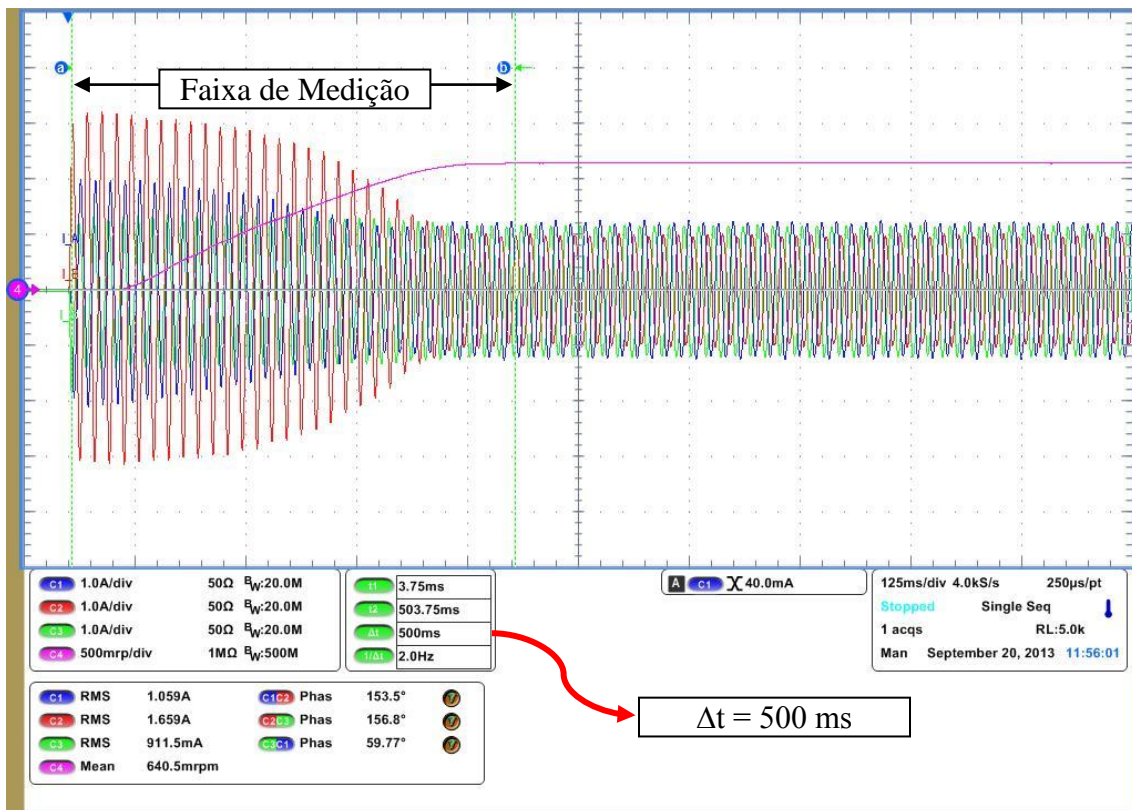


Figura 25 – Medição do tempo até a estabilização.

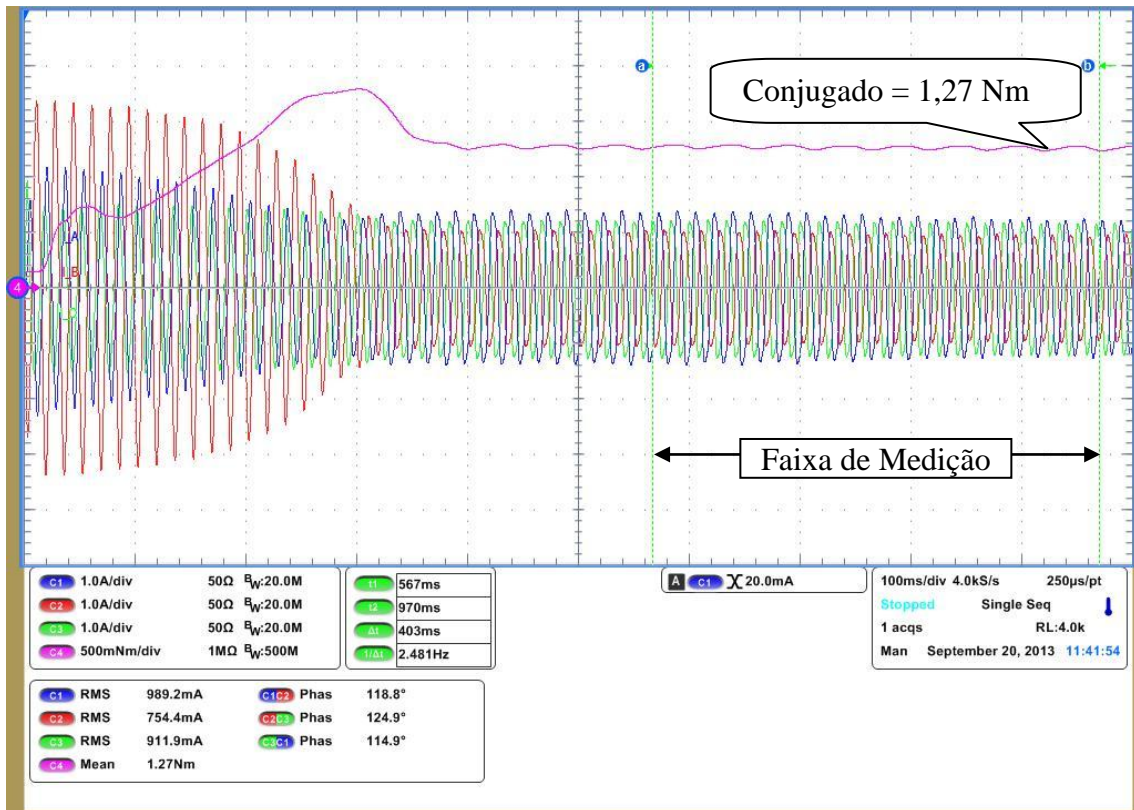


Figura 26 – Correntes, defasagens e conjugado finais para ligação monofásica delta.

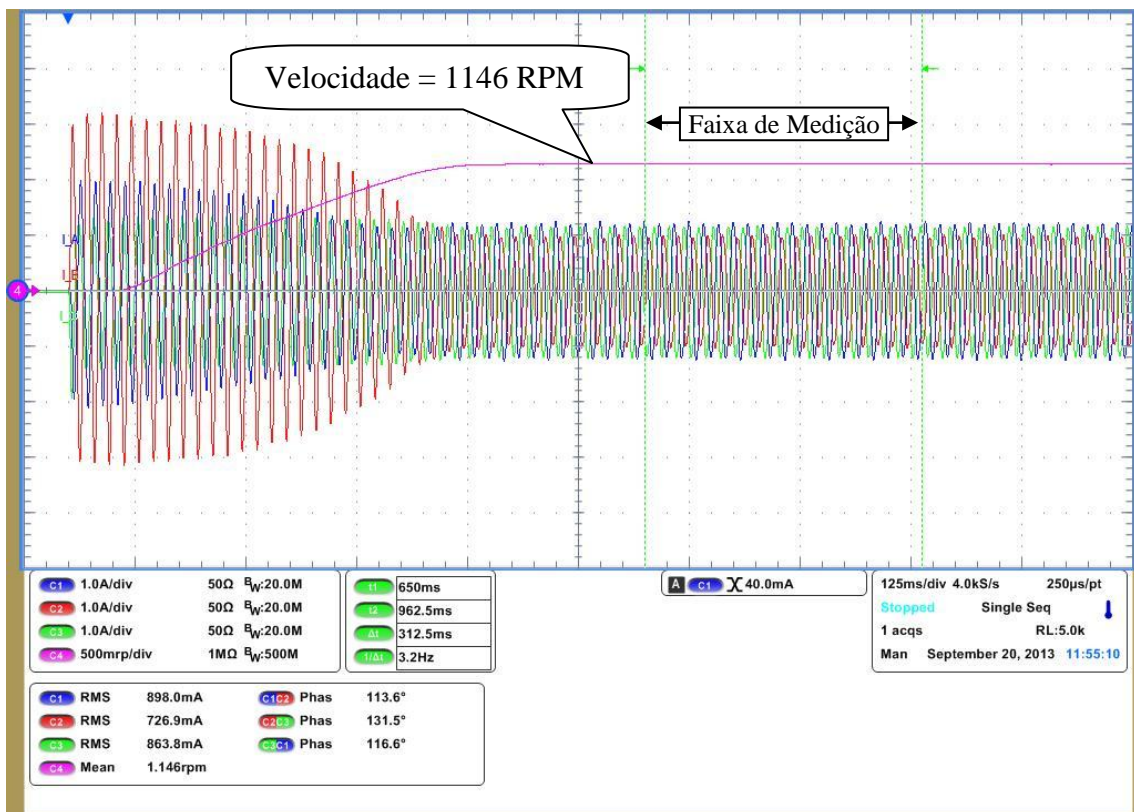


Figura 27 – Correntes, defasagens e velocidade finais para ligação monofásica delta.

Tabela 5 – Resumo das medições realizadas durante a operação monofásica delta.

Tensão de Fase A	231 V
Tensão de Fase B	218 V
Tensão de Fase C	229 V
Corrente de Fase A	0,89 A
Corrente de Fase B	0,73 A
Corrente de Fase C	0,86 A
Desequilíbrio de Tensão	3,44 %
Desequilíbrio de Corrente	11,40 %
Potência	285,7 W
Conjugado	1,27 Nm
Velocidade	1150 RPM
Tempo para o regime	500 ms

7.3 Resultados em operação monofásica e ligação estrela

Este ensaio foi realizado com o motor ligado em estrela, de modo que uma das ligações de fase foi retirada e o capacitor foi acoplado ao sistema, estando em paralelo com duas das fases, como mostrado na **Figura 28**.

A tensão de entrada é de 380 V e o capacitor escolhido no valor de $5,7\mu\text{F}$. O motor foi acionado junto da carga, para estabilizar numa rotação de 1150 RPM.

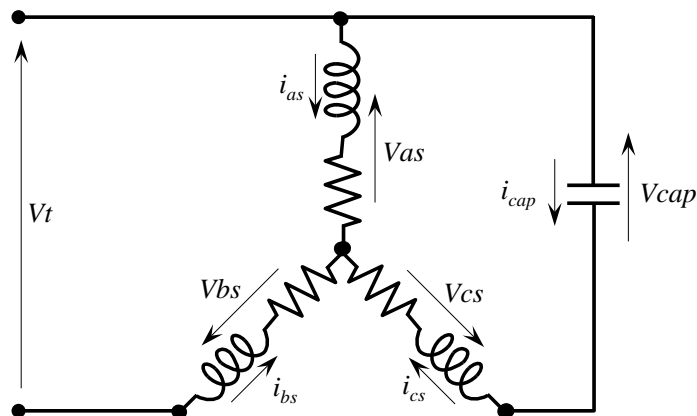


Figura 28 – Circuito do motor em ligação monofásica estrela.

Assim como na ligação em delta, uma das fases de ligação não está presente, e as medições foram realizadas da mesma forma. As aquisições de tensões e correntes foram realizadas em cima de cada enrolamento. Um osciloscópio de 4 canais foi usado para aquisição das formas de onda das correntes, velocidades e conjugados e o analisador de potência para os valores de tensão, corrente, desbanços e potência.

A **Figura 29** e **Figura 30** mostram as medições quando o sistema já está em seu regime permanente. A **Figura 31** mostra o mesmo instante, indicando também o conjugado final. O tempo para o sistema se estabilizar foi medido e está indicado na **Figura 32**. O conjugado e velocidade final são exibidos na **Figura 33** e na **Figura 34** respectivamente. Por fim um resumo das medições é mostrado na **Tabela 6**.

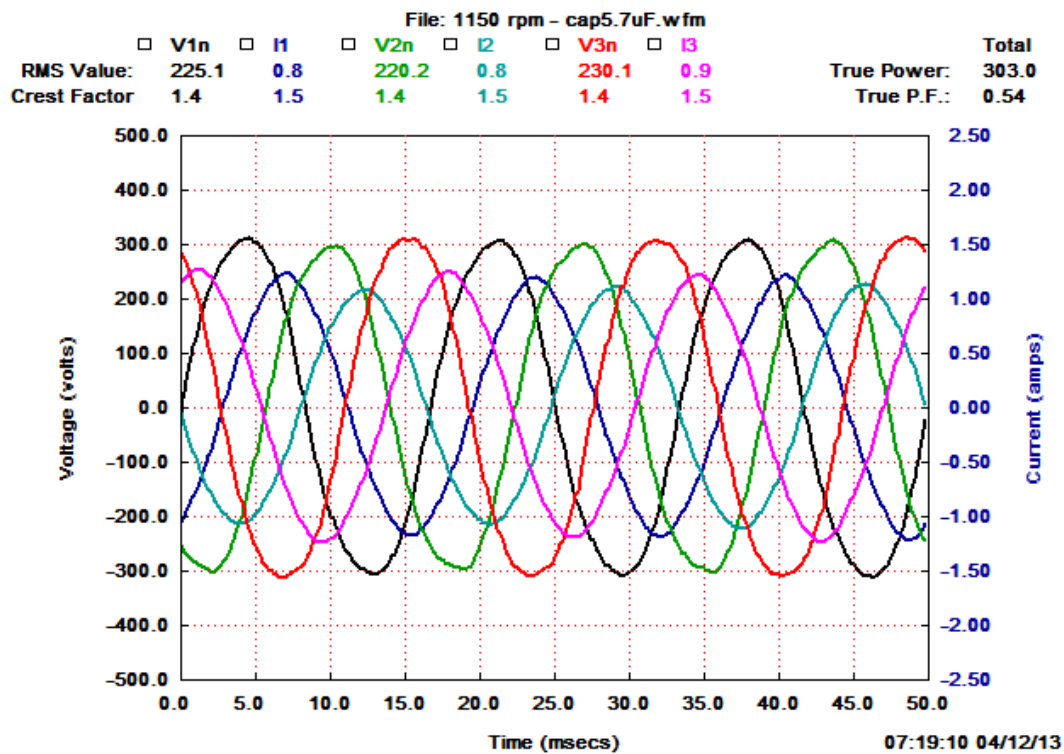


Figura 29 – Tensões, correntes e potência para ligação monofásica estrela.

File: 1150 rpm - cap5.7uF.wfm

Phasor Diagram

Voltages

- V1n 226V 0°
- V2n 219V -122°
- V3n 230V 124°

Imbalance = 2.593%

Currents

- I1 0.83A -60°
- I2 0.77A -173°
- I3 0.87A 66°
- In signal too small

Imbalance = 6.625%

Vpn, I Phase Lag

- V1n, I1 60°
- V2n, I2 51°
- V3n, I3 59°

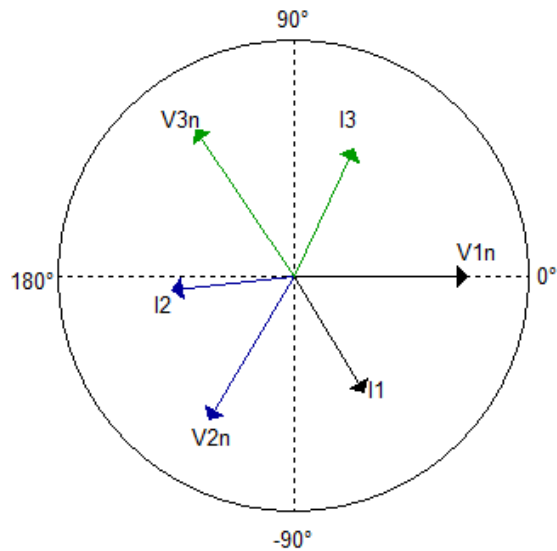


Figura 30 – Tensões, correntes, defasagens e desbalanços para ligação monofásica estrela.

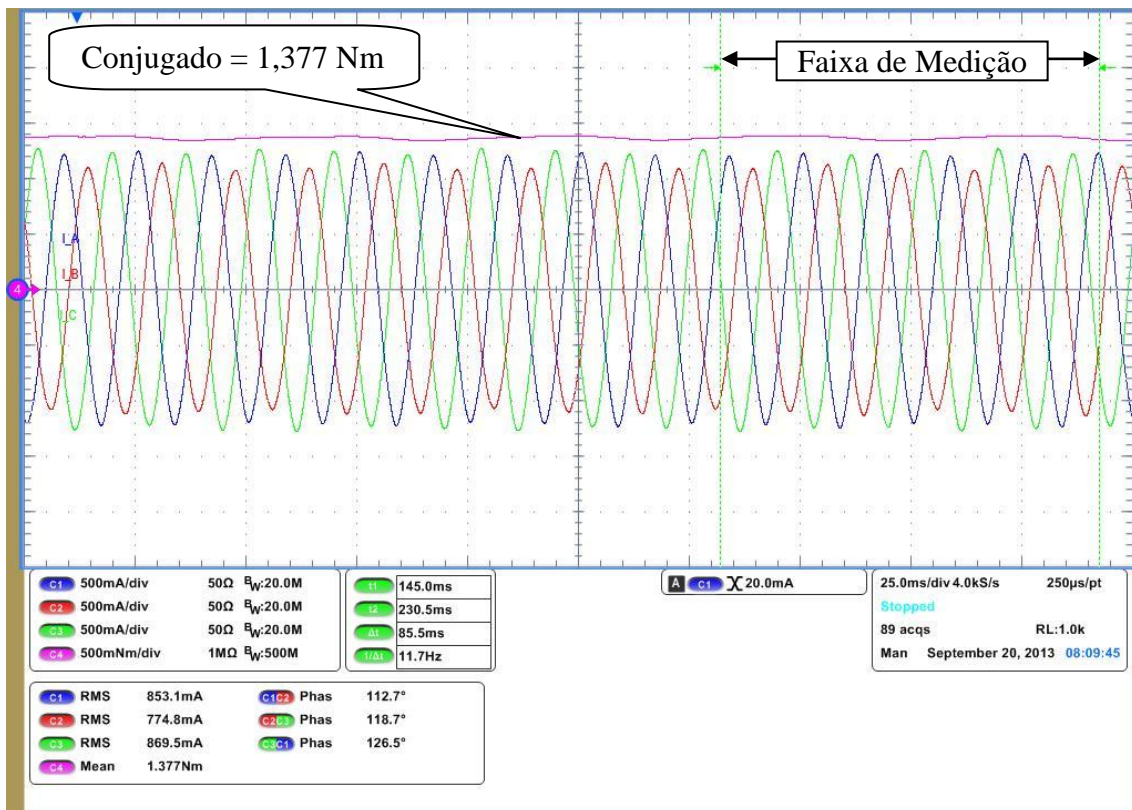


Figura 31 – Correntes, defasagens e conjugado para ligação monofásica estrela.

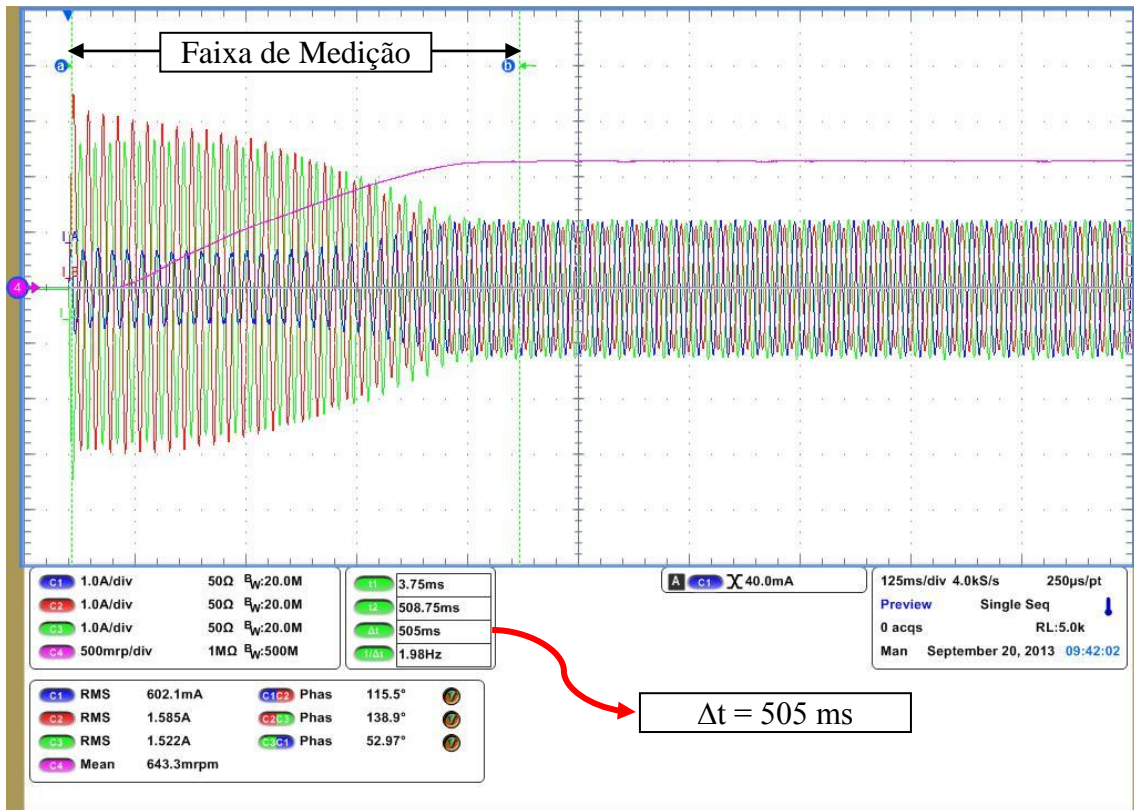


Figura 32 – Medição do tempo até a estabilização.

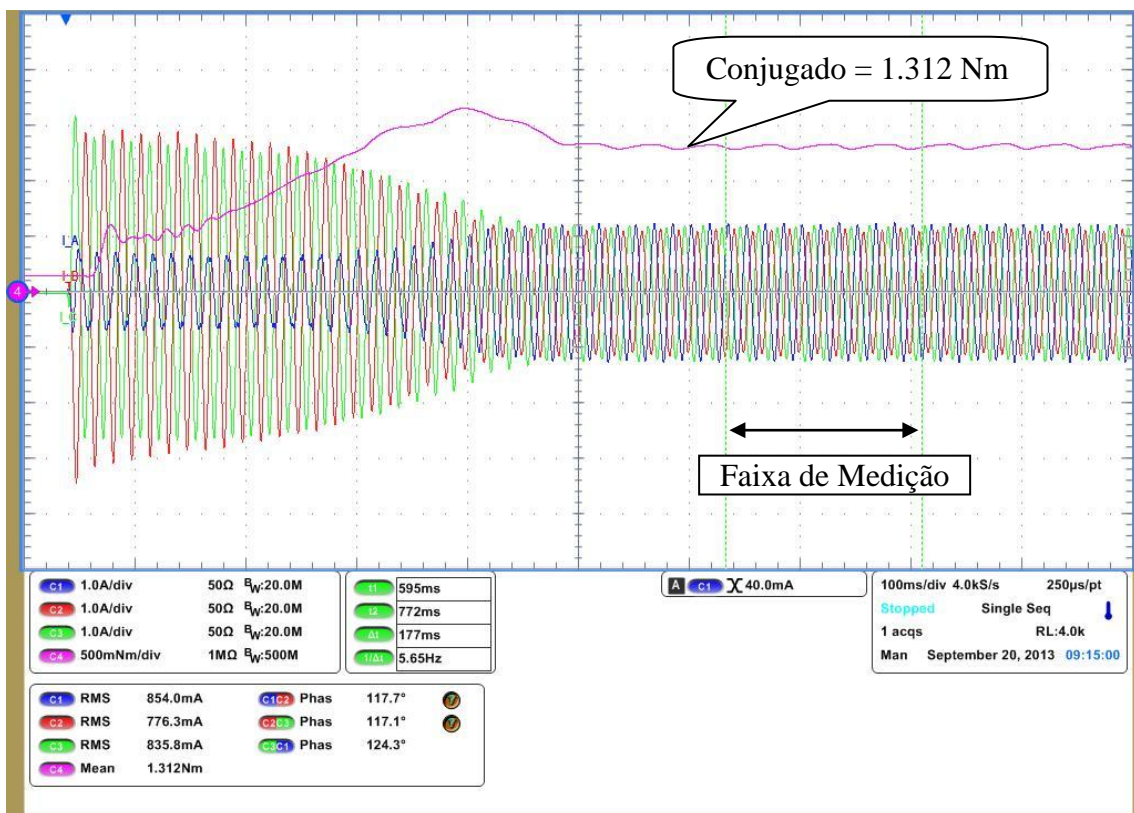


Figura 33 – Correntes, defasagens e conjugado finais para ligação monofásica estrela.

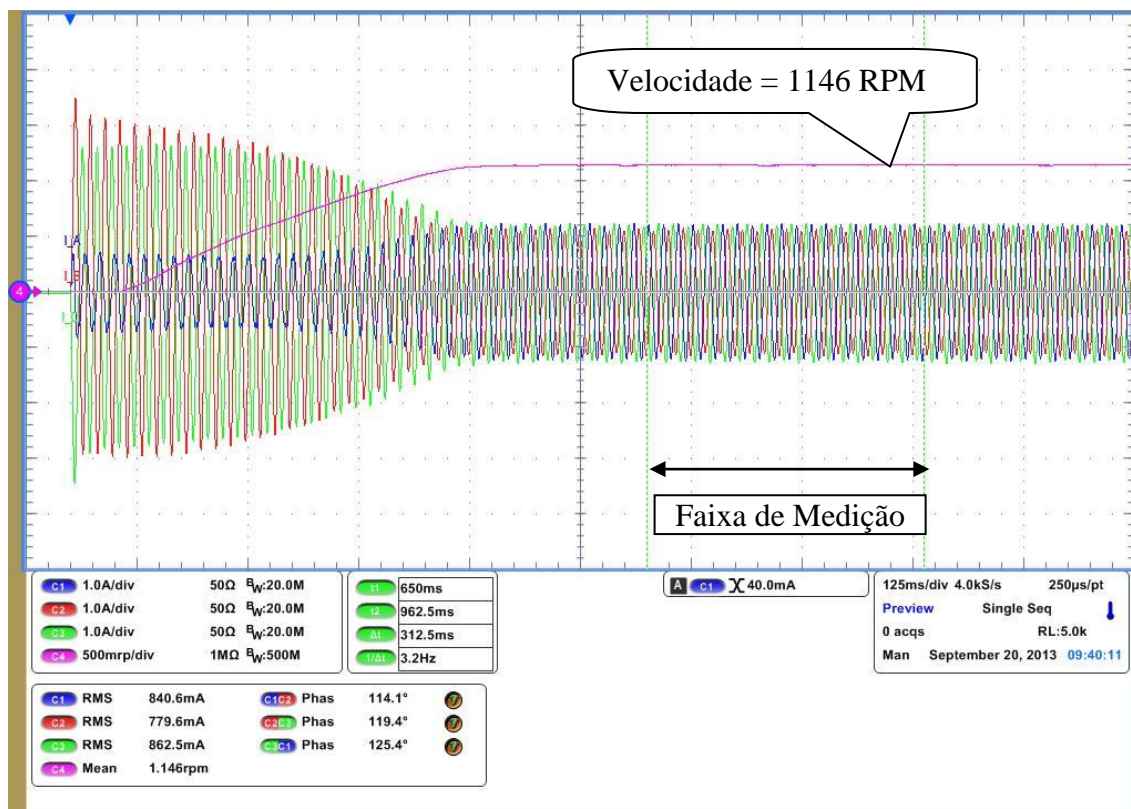


Figura 34 – Correntes, defasagens e velocidade finais para ligação monofásica estrela.

Tabela 6 – Resumo das medições realizadas durante a operação monofásico estrela.

Tensão de Fase A	226 V
Tensão de Fase B	219 V
Tensão de Fase C	230 V
Corrente de Fase A	0,84 A
Corrente de Fase B	0,78 A
Corrente de Fase C	0,86 A
Desequilíbrio de Tensão	2,60 %
Desequilíbrio de Corrente	6,63 %
Potência	303 W
Conjugado	1,31 Nm
Velocidade	1150 RPM
Tempo para o regime	505 ms

CAPÍTULO 8 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo serão mostradas as simulações realizadas pelo programa desenvolvido em Simulink/Matlab. Primeiramente a simulação trifásica em ligação em delta, e em seguida as ligadas monofasicamente em delta e em estrela com capacitor.

Da mesma forma que nos ensaios experimentais, as simulações foram realizadas para que a velocidade final fosse de 1150 RPM.

8.1 Resultados de simulação em operação trifásica

Nesta simulação, os gráficos das [Figura 35](#) e [Figura 36](#), indicam as formas de onda das tensões e correntes no período de regime permanente. Os vetores de tensão e corrente, assim como suas defasagens e desbalanços são mostradas na [Figura 37](#). Somente o transitório de corrente é ilustrado, na [Figura 38](#) e na [Figura 39](#), pois as tensões permaneceram constantes.

O equilíbrio do conjugado mecânico do motor com a carga é visto na [Figura 40](#), assim como a subida da velocidade na [Figura 41](#). Através de simulação, é possível realizar um ensaio de carga, onde o conjugado é avaliado para cada escorregamento, mostrado na [Figura 42](#). Por fim um resumo das simulações é mostrado na [Tabela 7](#).

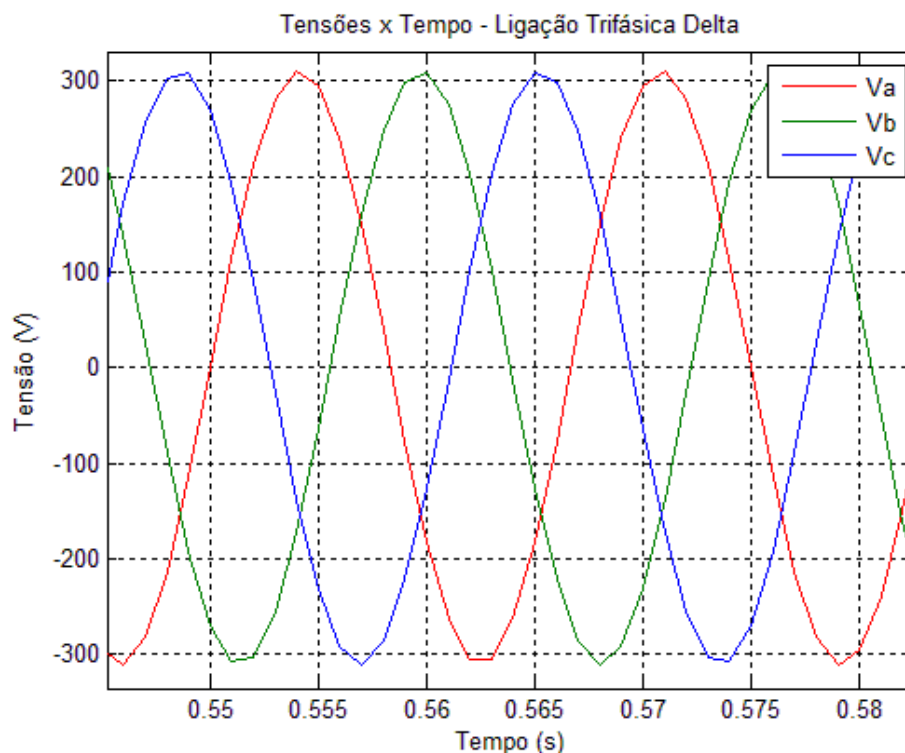


Figura 35 – Tensões para simulação trifásica.

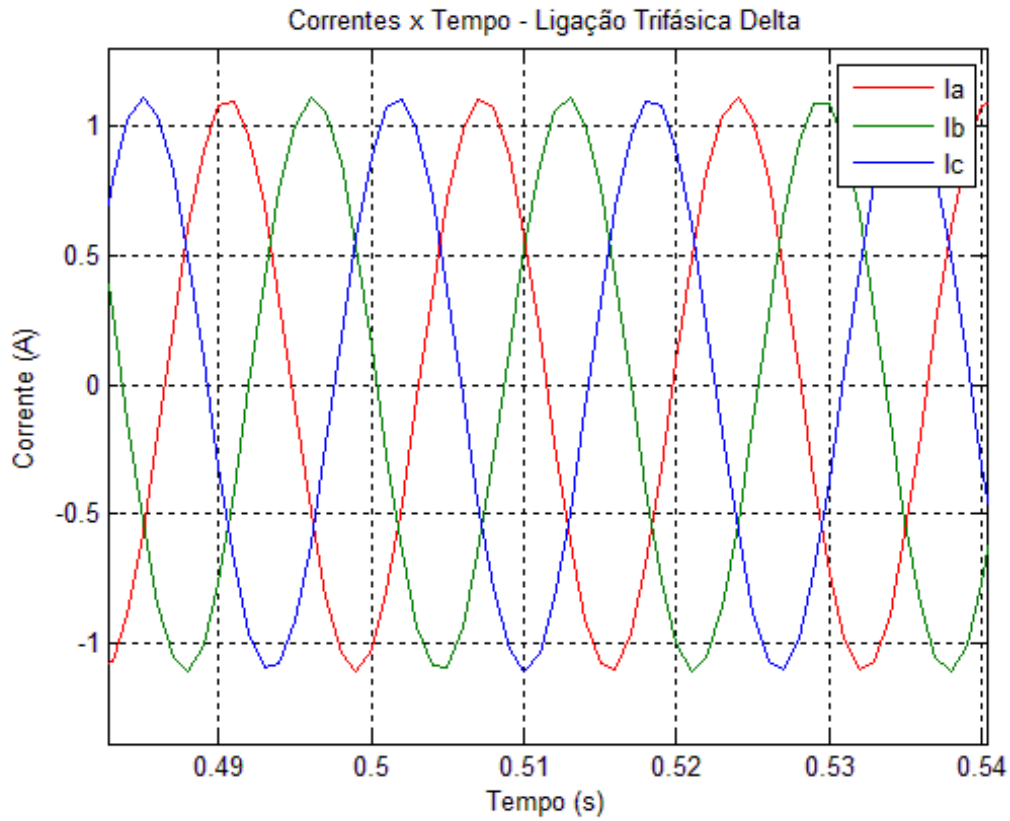


Figura 36 – Correntes para simulação trifásica.

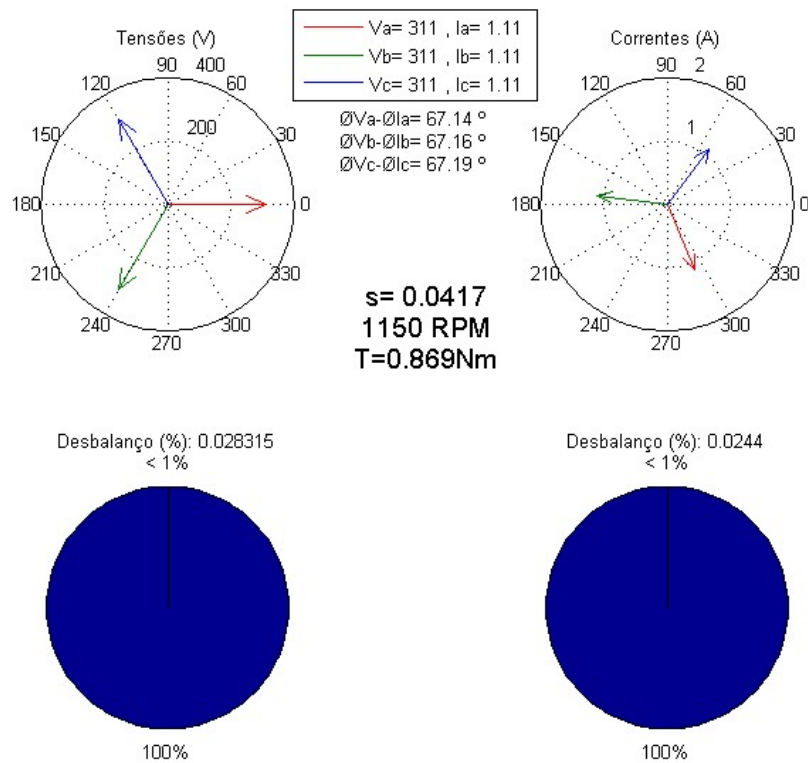


Figura 37 – Tensões, correntes, defasagens e desbalanços para simulação trifásica.

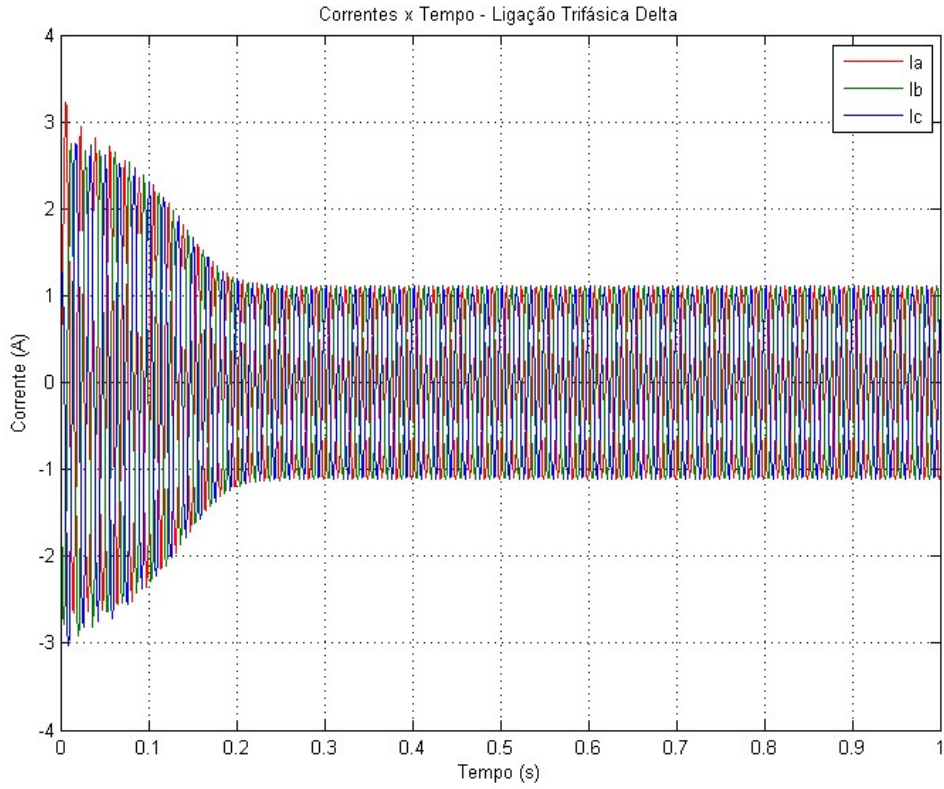


Figura 38 – Transitório das correntes para simulação trifásica.

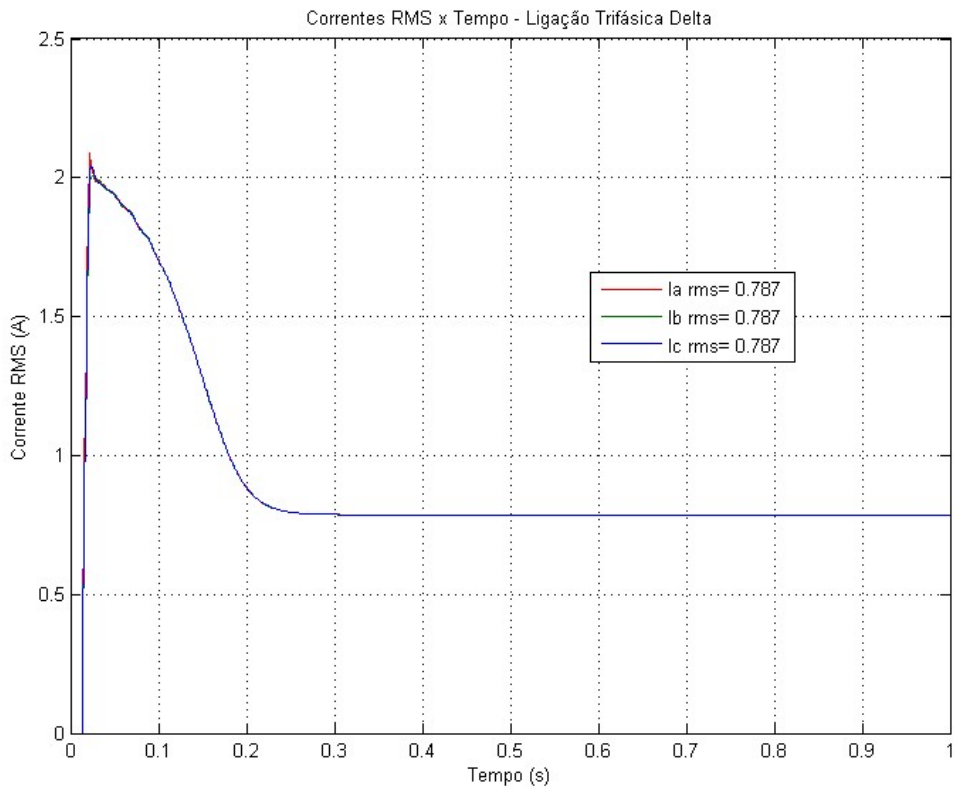


Figura 39 – Transitório das correntes em valor rms para simulação trifásica.

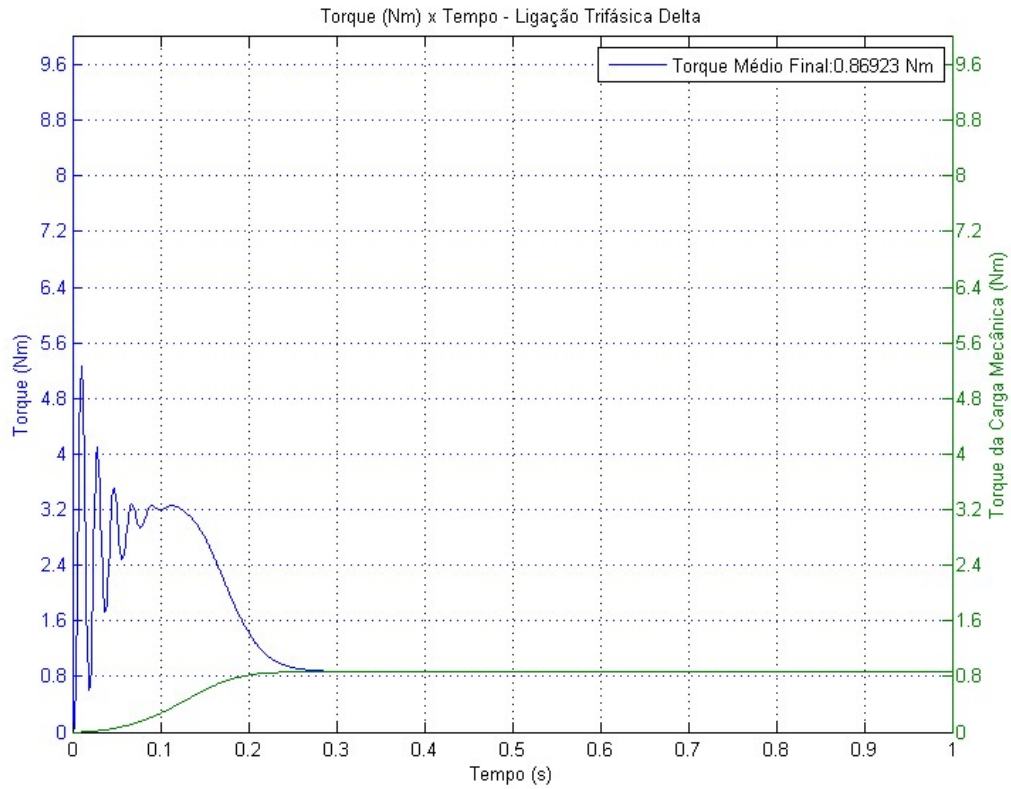


Figura 40 – Transitório dos conjugados do motor e da carga na simulação trifásica.

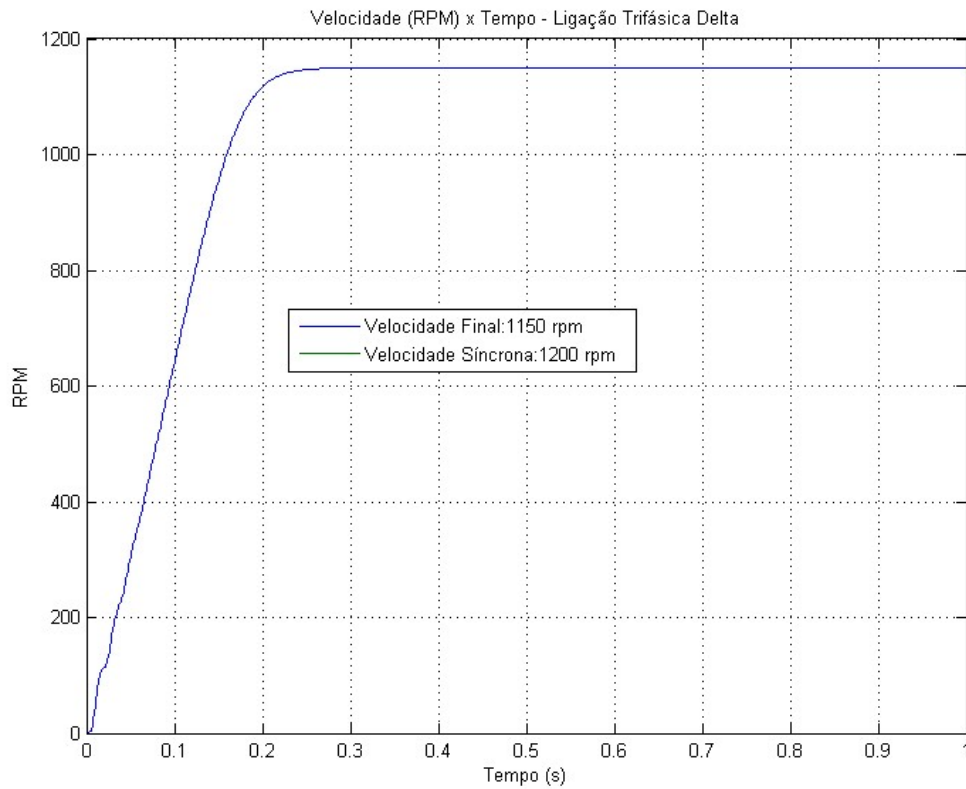


Figura 41 – Velocidade na simulação trifásica.

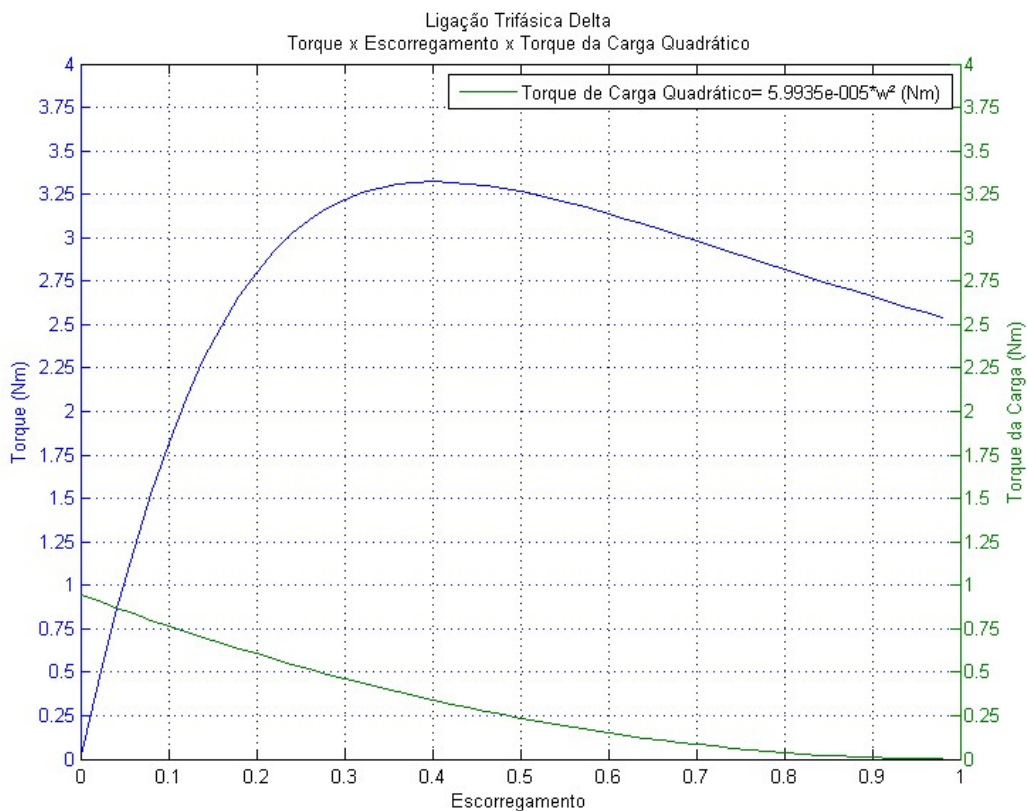


Figura 42 – Curva dos conjugados pelo escorregamento na simulação trifásica.

Tabela 7 – Resumo dos resultados de simulação trifásica.

Tensão de Fase A	220 V
Tensão de Fase B	220 V
Tensão de Fase C	220 V
Corrente de Fase A	0,79 A
Corrente de Fase B	0,79 A
Corrente de Fase C	0,79 A
Desequilíbrio de Tensão	< 1 %
Desequilíbrio de Corrente	< 1 %
Potência	197,3 W
Conjugado	0,870 Nm
Velocidade	1150 RPM
Tempo para o regime	275 ms

8.2 Resultados em operação monofásica e ligação delta

Neste caso de simulação, o motor foi ligado em delta com um capacitor de $17\mu\text{F}$ e tensão de entrada de 220 V. Os gráficos da [Figura 43](#) e da [Figura 44](#) indicam as formas de onda das tensões e correntes no período de regime permanente. Os vetores de tensão e corrente, assim como suas defasagens e desbalanços são mostrados na [Figura 45](#). Neste caso, os transitórios de corrente e tensão ocorrem e são ilustrados na [Figura 46](#) e na [Figura 47](#) para as correntes e na [Figura 48](#) e na [Figura 49](#) para as tensões.

O equilíbrio do conjugado mecânico do motor com a carga é visto na [Figura 50](#), onde notam-se oscilações no conjugado de saída do motor. A subida da velocidade é mostrada na [Figura 51](#). Por simulação é possível “implementar” um ensaio de carga, de forma que o conjugado é avaliado para cada escorregamento, como mostrado na [Figura 52](#). Pelo mesmo ensaio de carga, foram calculados também o capacitor ideal e desbalanços para cada escorregamento, como indicado na [Figura 53](#) e na [Figura 54](#). Por fim, um resumo das simulações é mostrado na [Tabela 8](#).

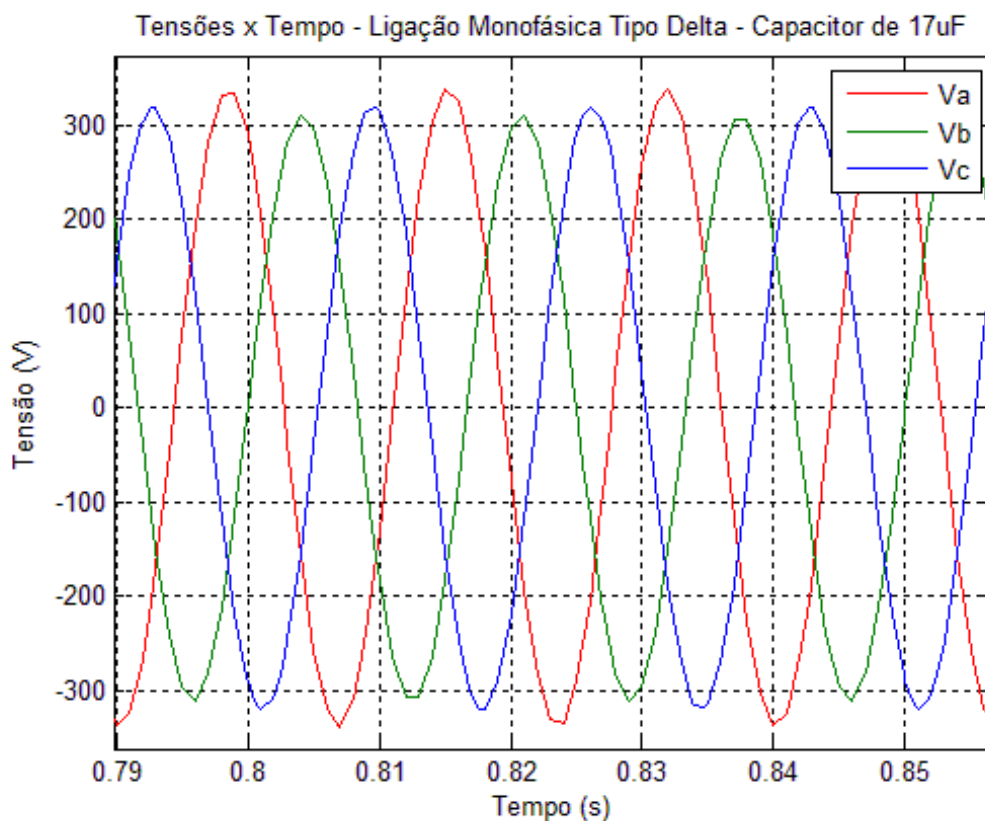


Figura 43 – Tensões para simulação monofásica delta.

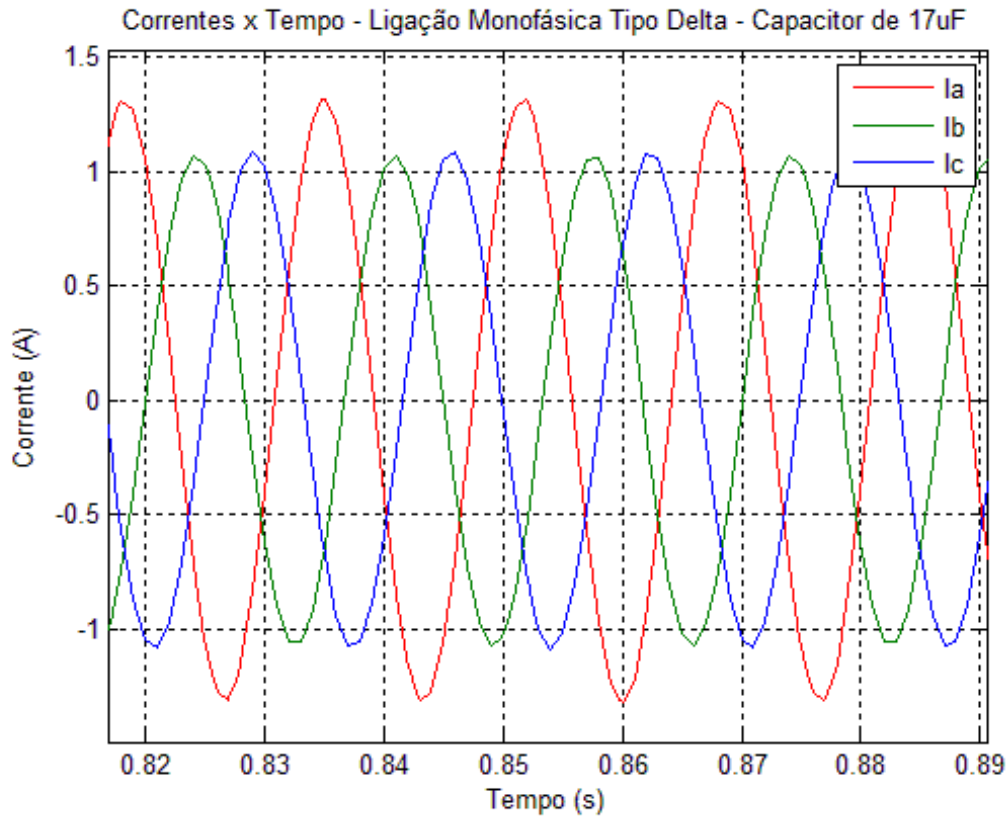


Figura 44 – Correntes para simulação monofásica delta.

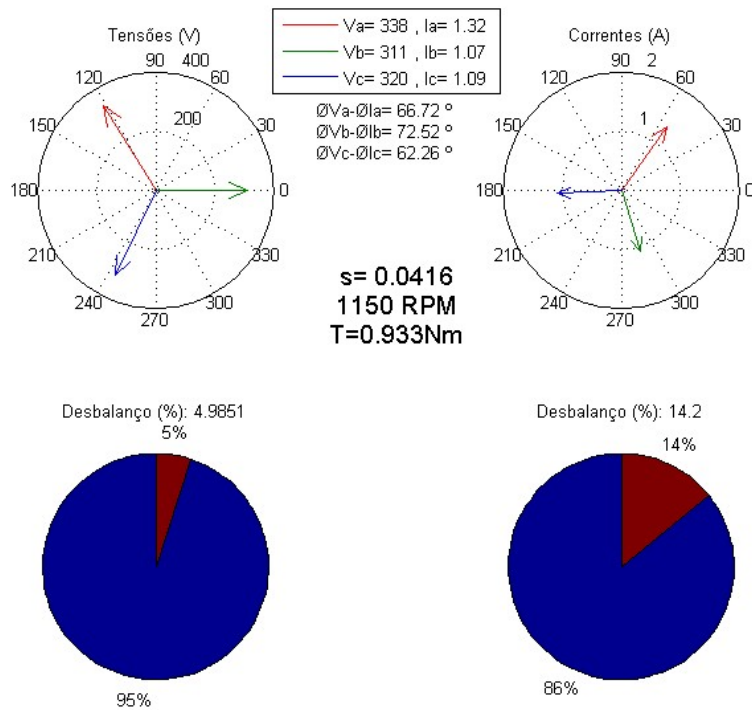


Figura 45 – Tensões, correntes, defasagens e desbalanços para simulação monofásica delta.

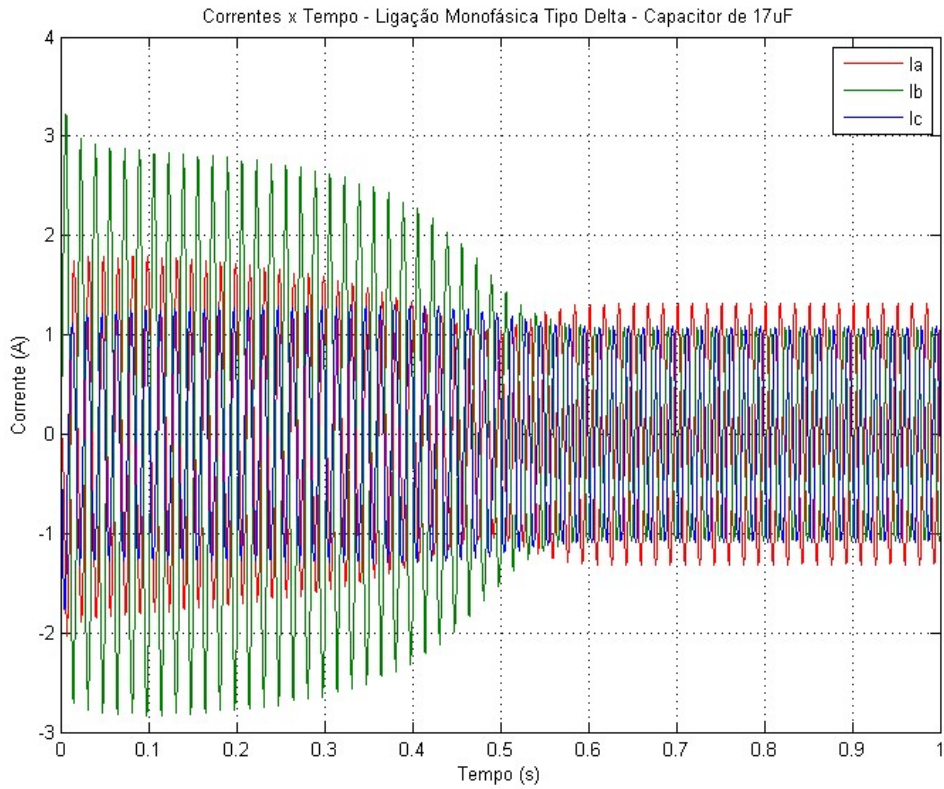


Figura 46 – Transitório das correntes para simulação monofásica delta.

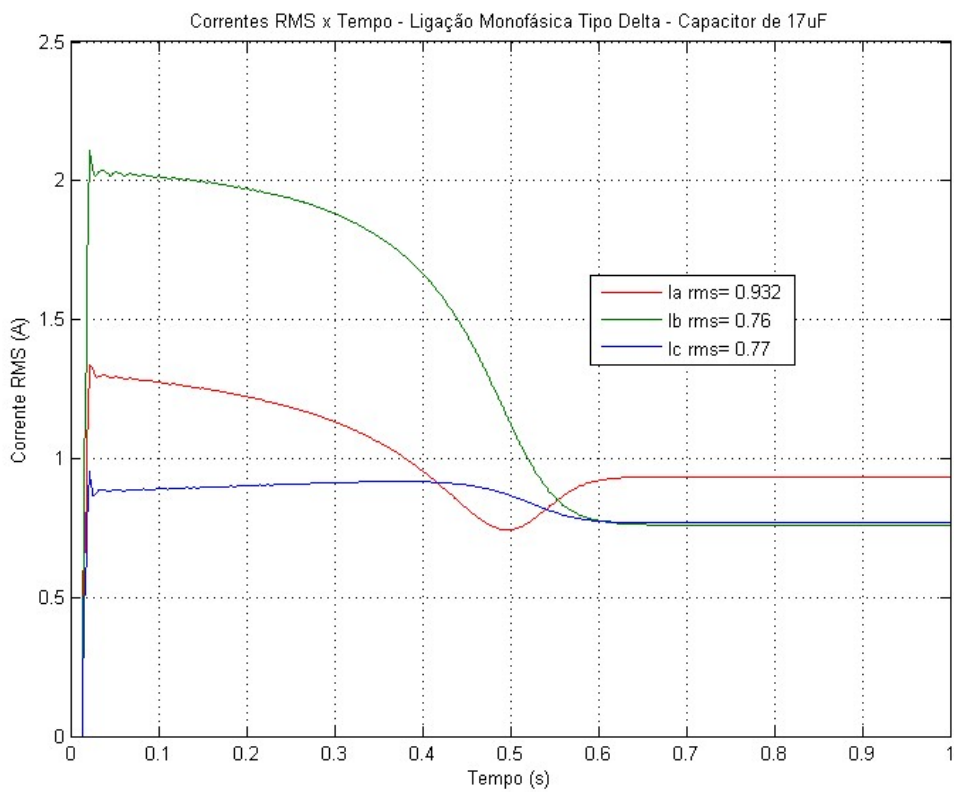


Figura 47 – Transitório das correntes em valor rms para simulação monofásica delta.

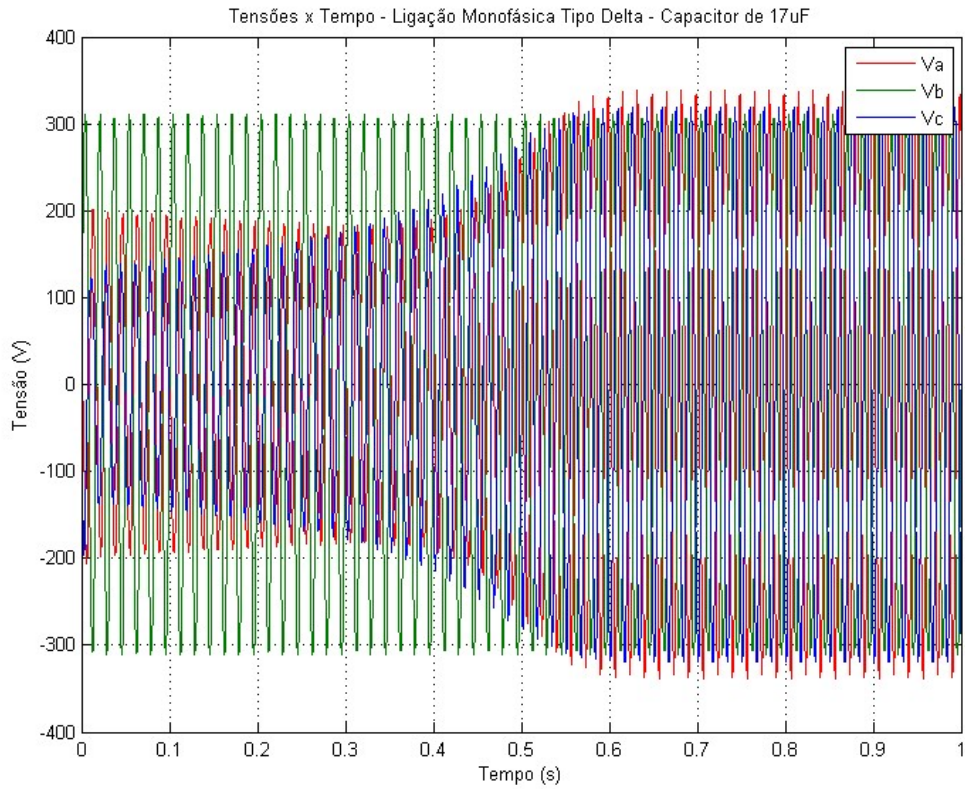


Figura 48 – Transitório das tensões para simulação monofásica delta.

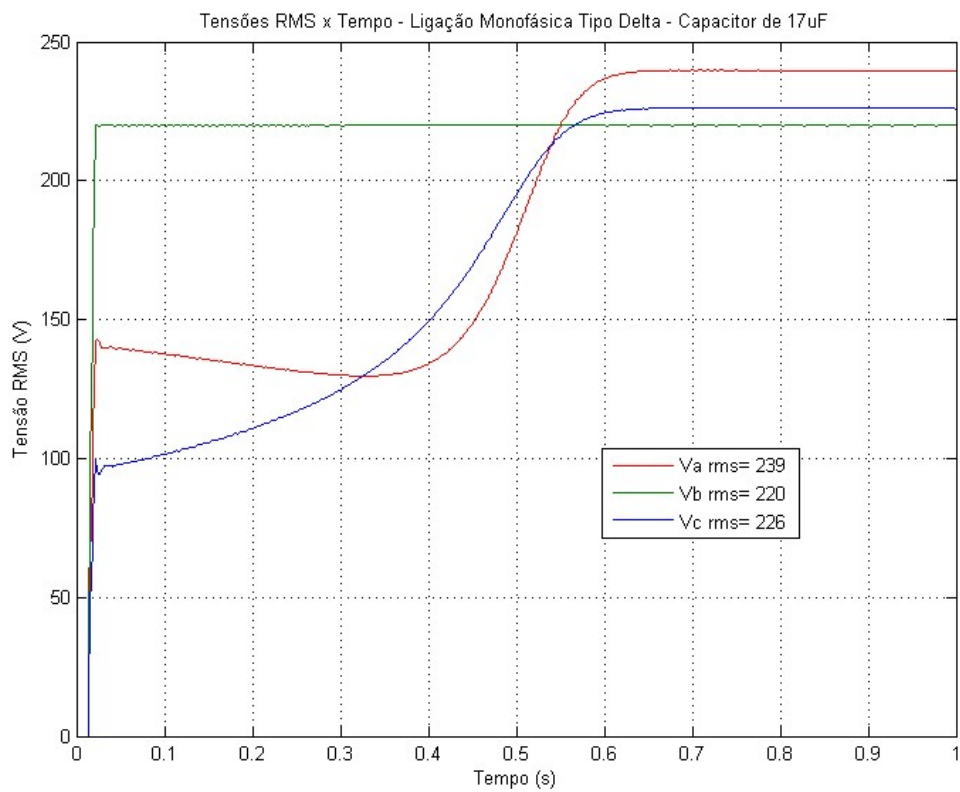


Figura 49 – Transitório das tensões em valor rms para simulação monofásica delta.

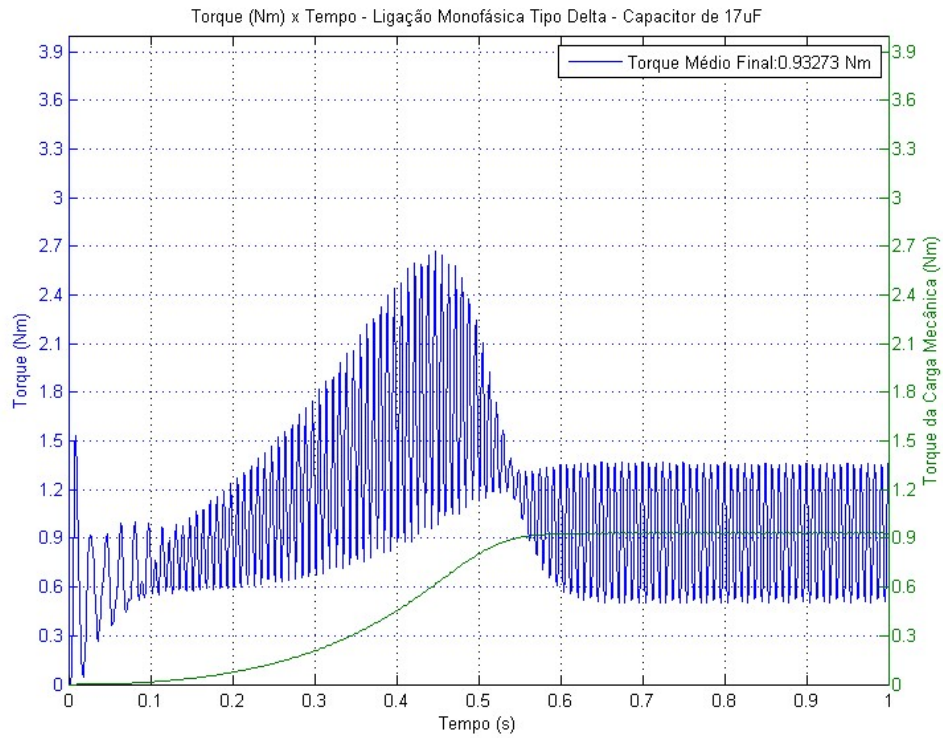


Figura 50 – Transitório dos conjugados do motor e da carga na simulação monofásica delta.

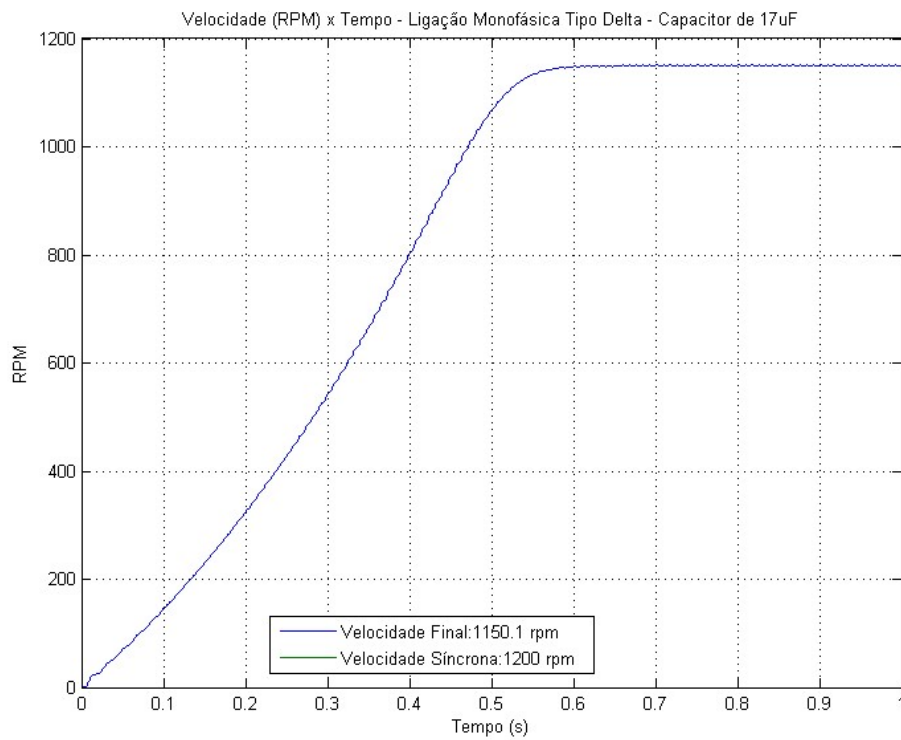


Figura 51 – Velocidade na simulação monofásica delta.

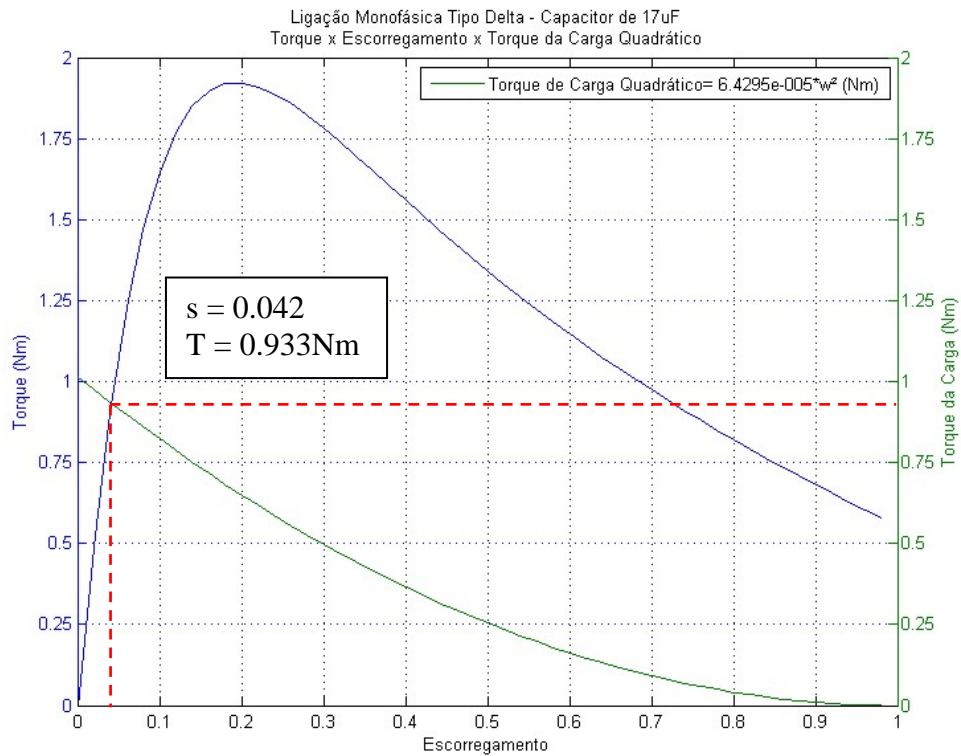


Figura 52 – Curva dos conjugados pelo escorregamento na simulação monofásica delta.

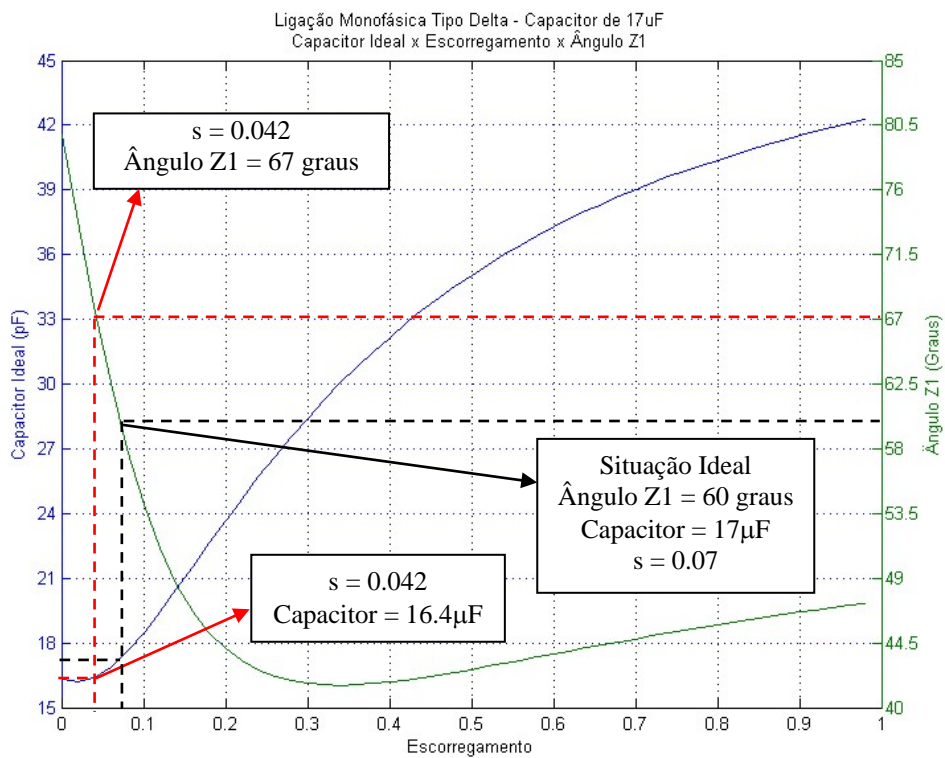


Figura 53 – Curva do capacitor ideal e ângulo Z1 pelo escorregamento na simulação monofásica delta.

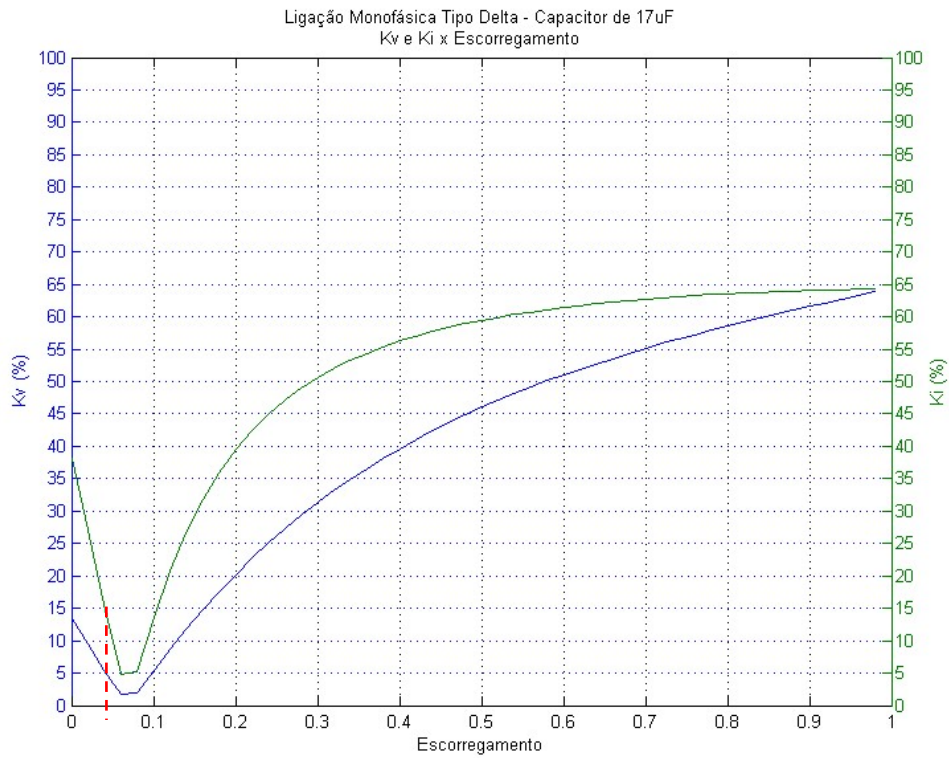


Figura 54 – Curvas dos desbalanços de tensão e corrente pelo escorregamento na simulação monofásica delta.

Tabela 8 – Resumo dos resultados da simulação monofásica delta.

Tensão de Fase A	239 V
Tensão de Fase B	220 V
Tensão de Fase C	226 V
Corrente de Fase A	0,93 A
Corrente de Fase B	0,76 A
Corrente de Fase C	0,77 A
Desequilíbrio de Tensão	5 %
Desequilíbrio de Corrente	14 %
Potência	215 W
Conjugado	0,933 Nm
Velocidade	1150 RPM
Tempo para o regime	600 ms

8.3 Resultados em operação monofásica e ligação estrela

Neste caso de simulação, o motor foi ligado em estrela com um capacitor de $5.7\mu\text{F}$ e tensão de entrada de 380 V. Os gráficos da **Figura 55** e da **Figura 56** indicam as formas de onda das tensões e correntes em período de regime permanente. Os fasores de tensão e corrente, assim como suas defasagens e desbalanços, são mostrados na **Figura 57**. Neste caso, os transitórios de corrente e tensão ocorrem como ilustrados na **Figura 58** e na **Figura 59** para as correntes e na **Figura 60** e na **Figura 61** para as tensões.

O equilíbrio do conjugado mecânico do motor com a carga é visto na **Figura 62**, na qual notam-se oscilações no conjugado de saída do motor. A subida de velocidade é mostrada na **Figura 63**. Através de simulação, é possível “realizar” um ensaio de carga, no qual o conjugado é avaliado para cada escorregamento, como mostrado na **Figura 64**. Pelo mesmo ensaio de carga, o capacitor ideal e desbalanços para cada escorregamento foram também calculados, como indicados na **Figura 65** e na **Figura 66**. Por fim, um resumo das simulações é mostrado na **Tabela 9**.

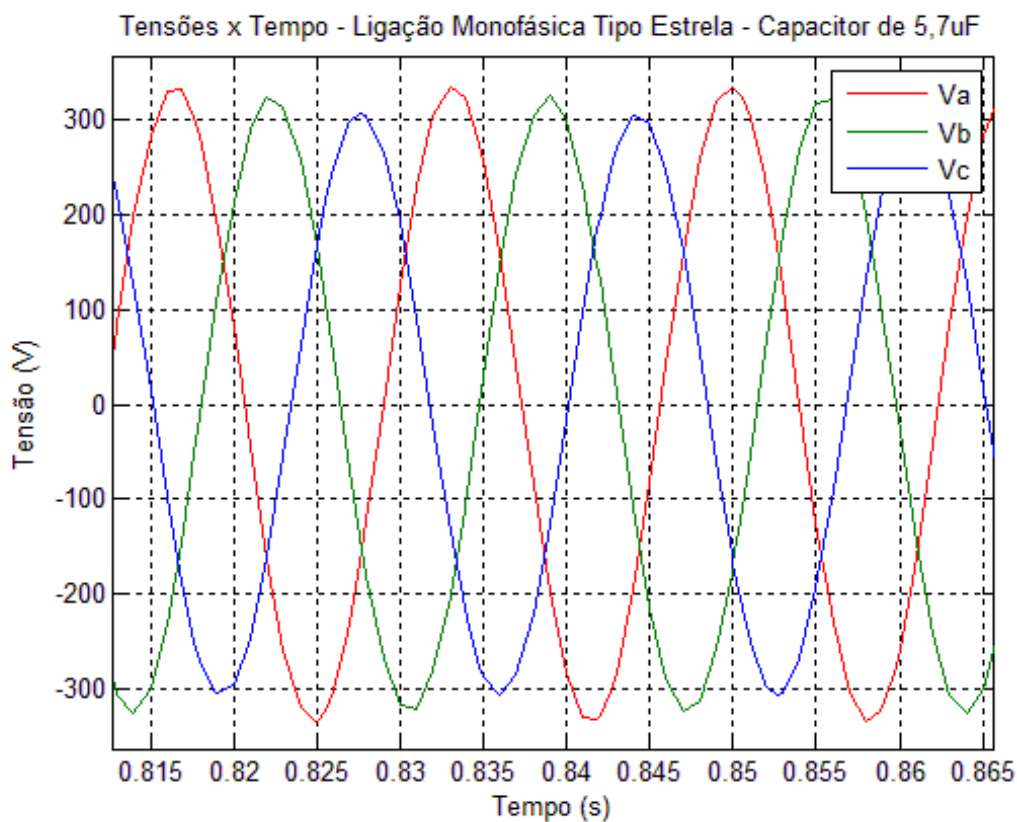


Figura 55 – Tensões para simulação monofásica estrela.

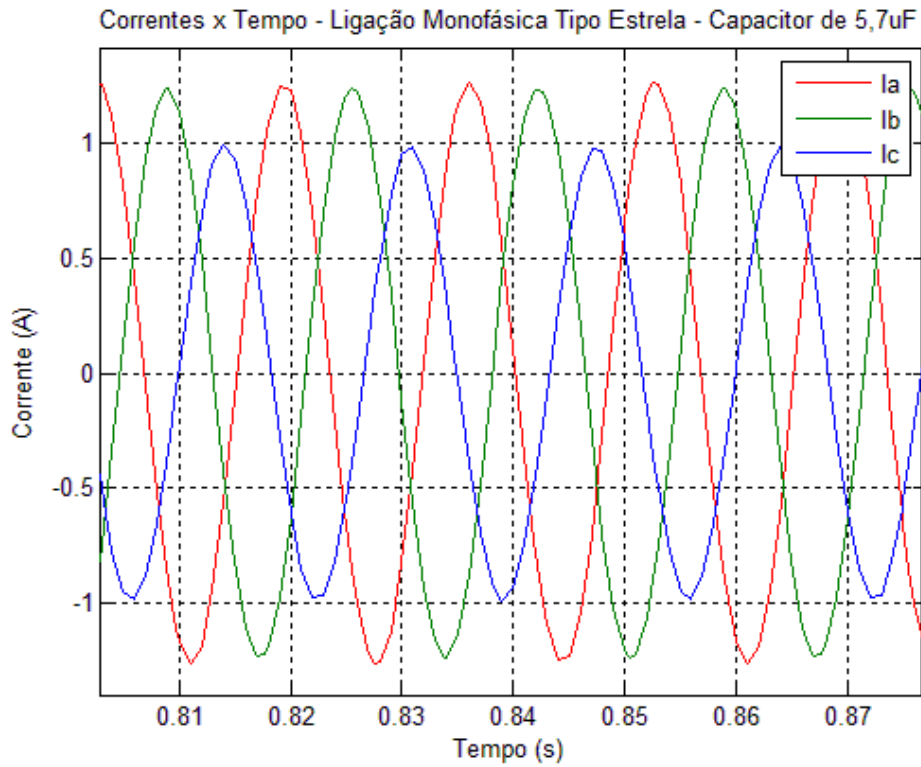


Figura 56 – Correntes para simulação monofásica estrela.

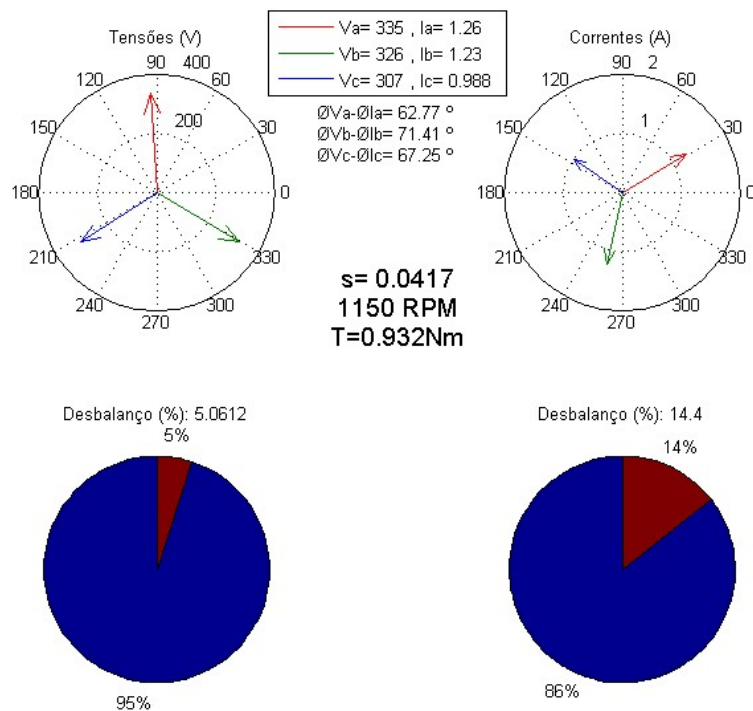


Figura 57 – Tensões, correntes, defasagens e desbalanços para simulação monofásica estrela.

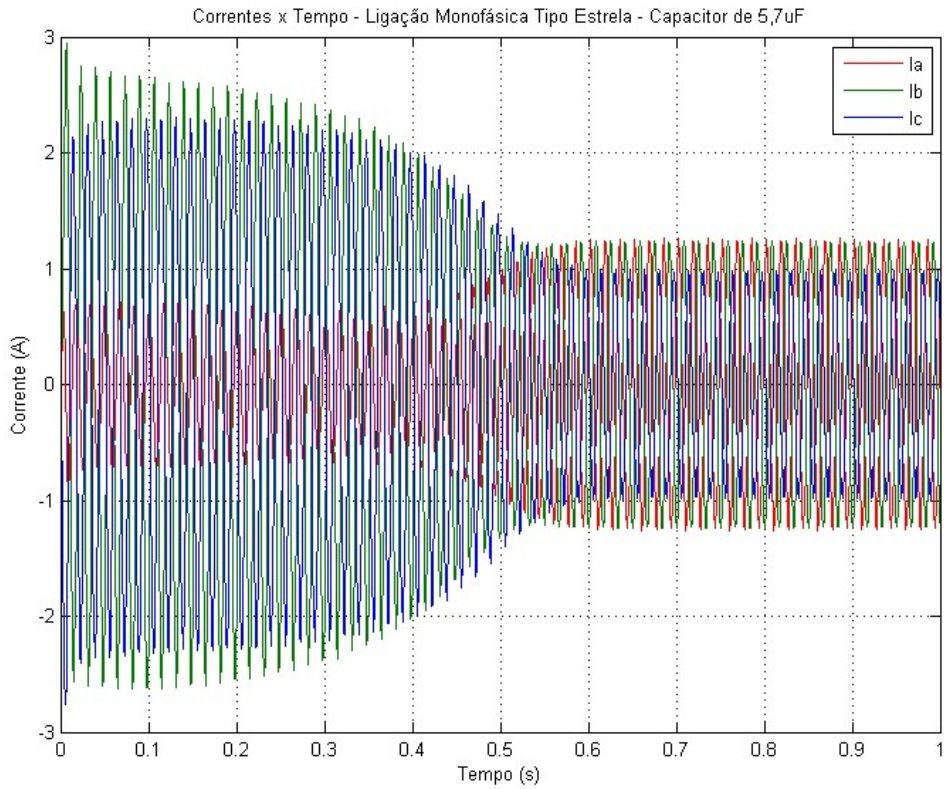


Figura 58 – Transitório das correntes para simulação monofásica estrela.

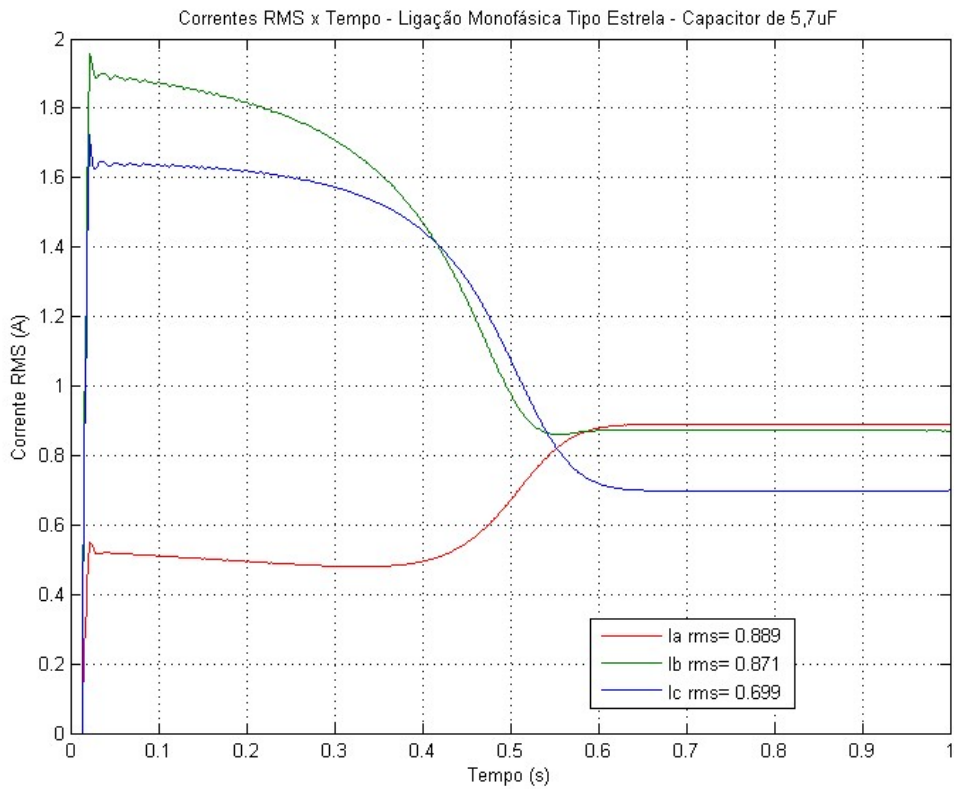


Figura 59 – Transitório das correntes em valor rms para simulação monofásica estrela.

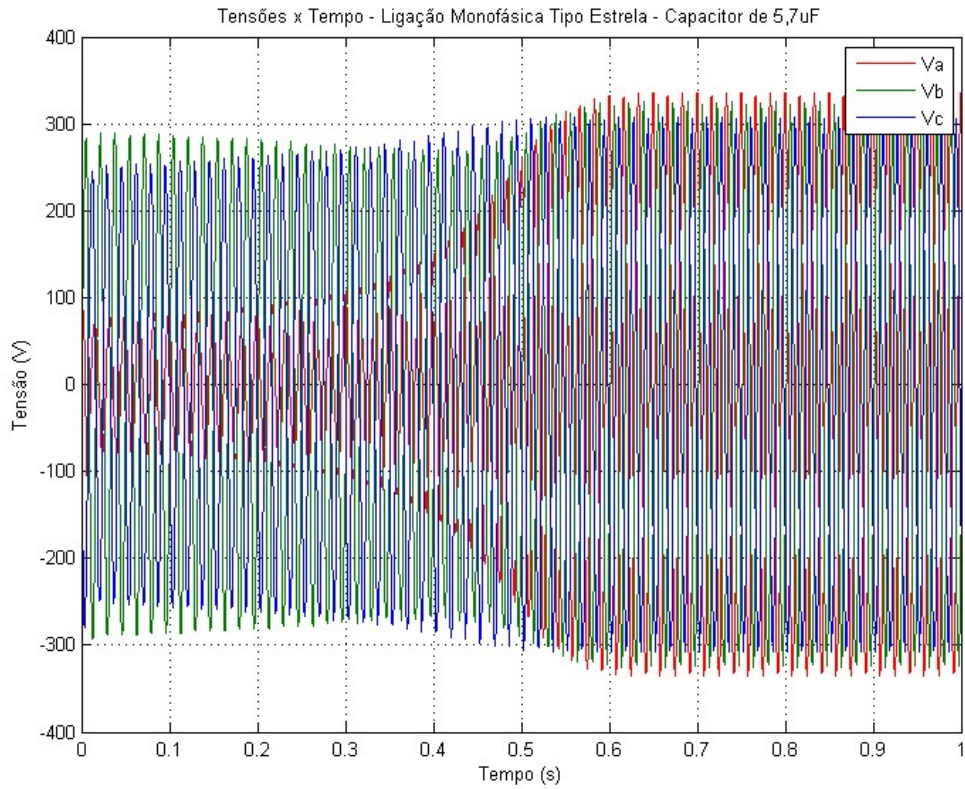


Figura 60 – Transitório das tensões para simulação monofásica estrela.

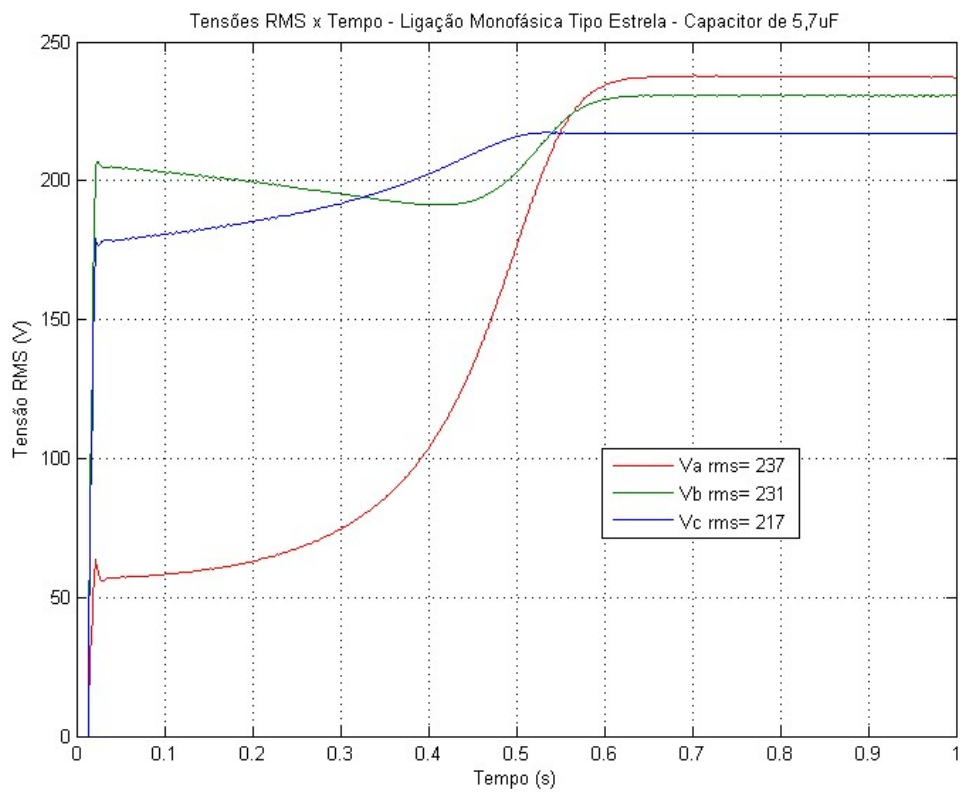


Figura 61 – Transitório das tensões em valor rms para simulação monofásica estrela.

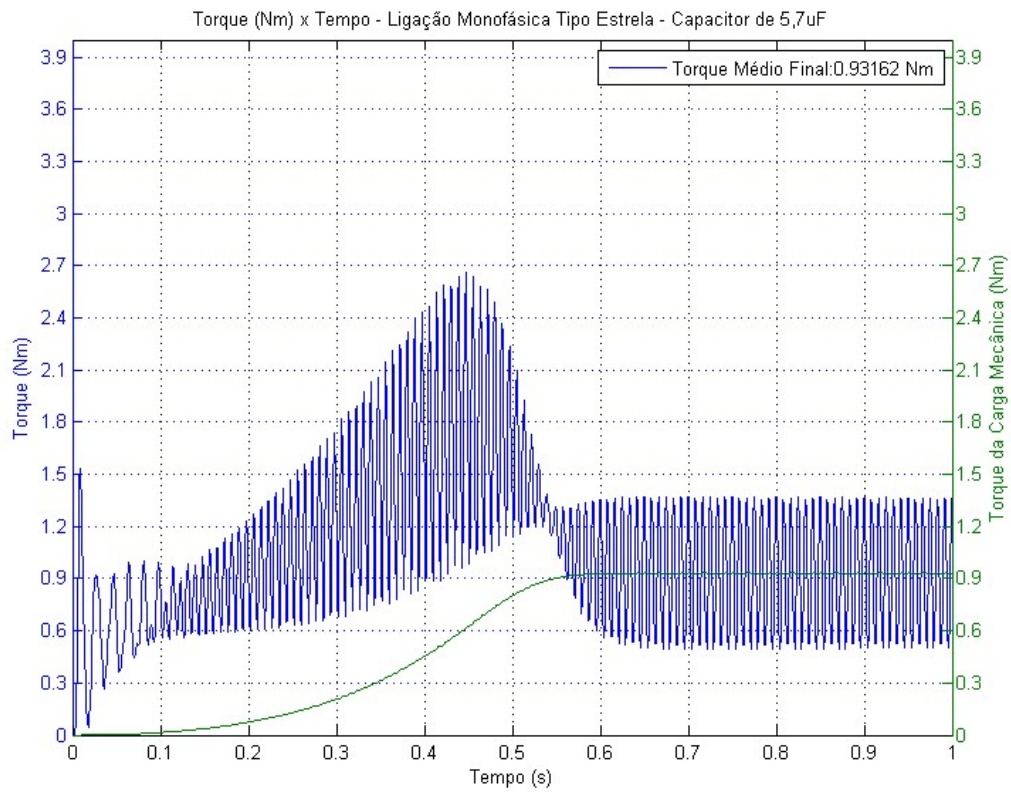


Figura 62 – Transitório dos conjugados do motor e da carga na simulação monofásica estrela.

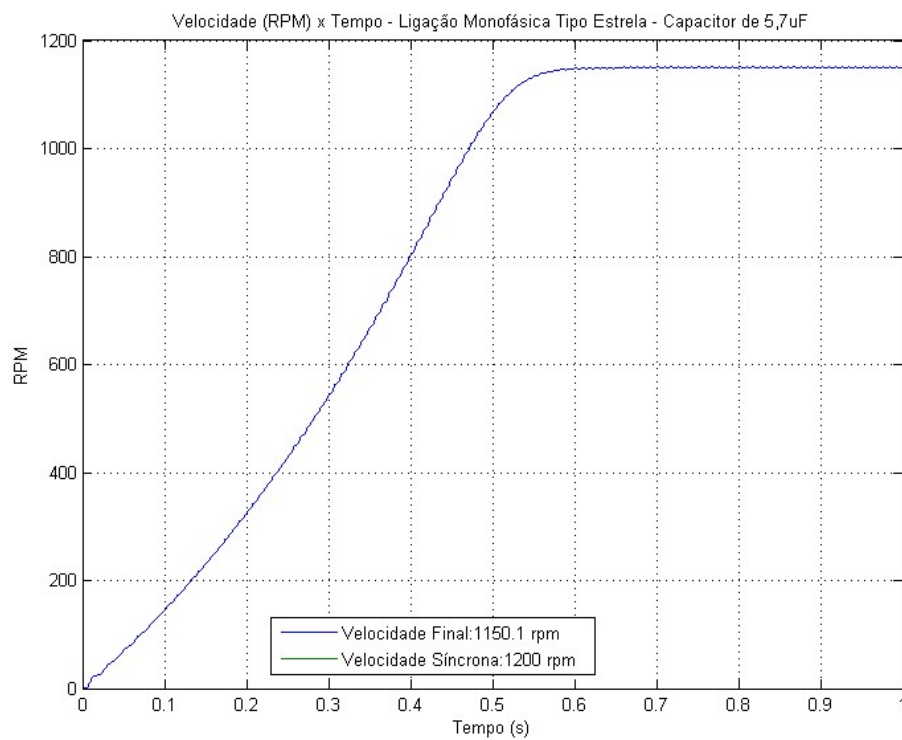


Figura 63 – Velocidade na simulação monofásica estrela.

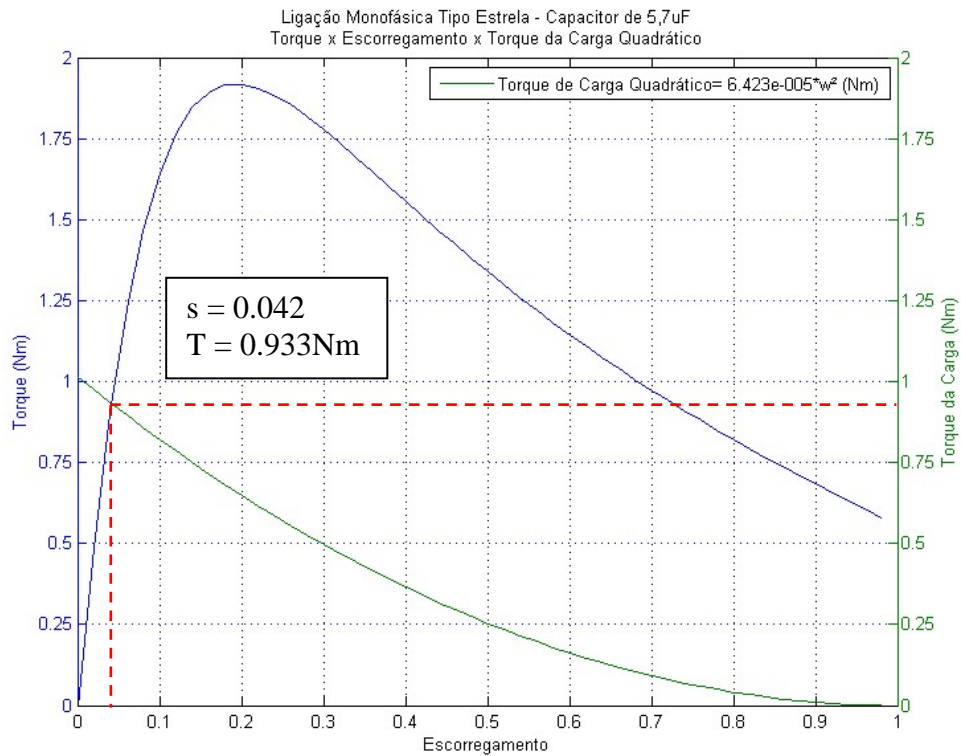


Figura 64 – Curva dos conjugados pelo escorregamento na simulação monofásica estrela.

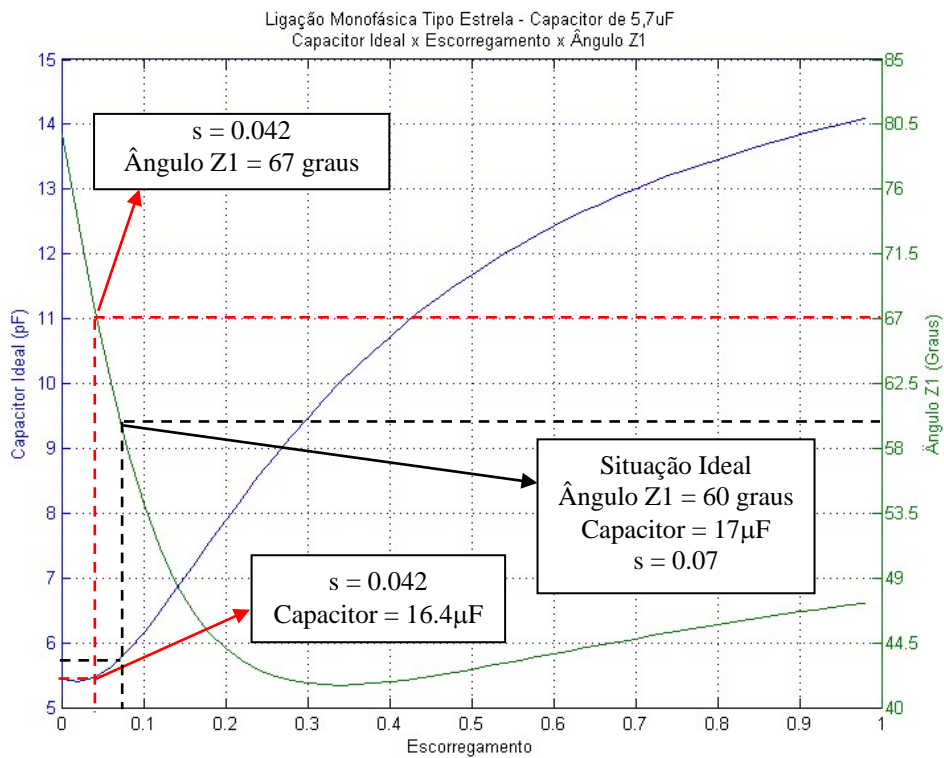


Figura 65 – Curva do capacitor ideal e ângulo Z1 pelo escorregamento na simulação monofásica estrela.

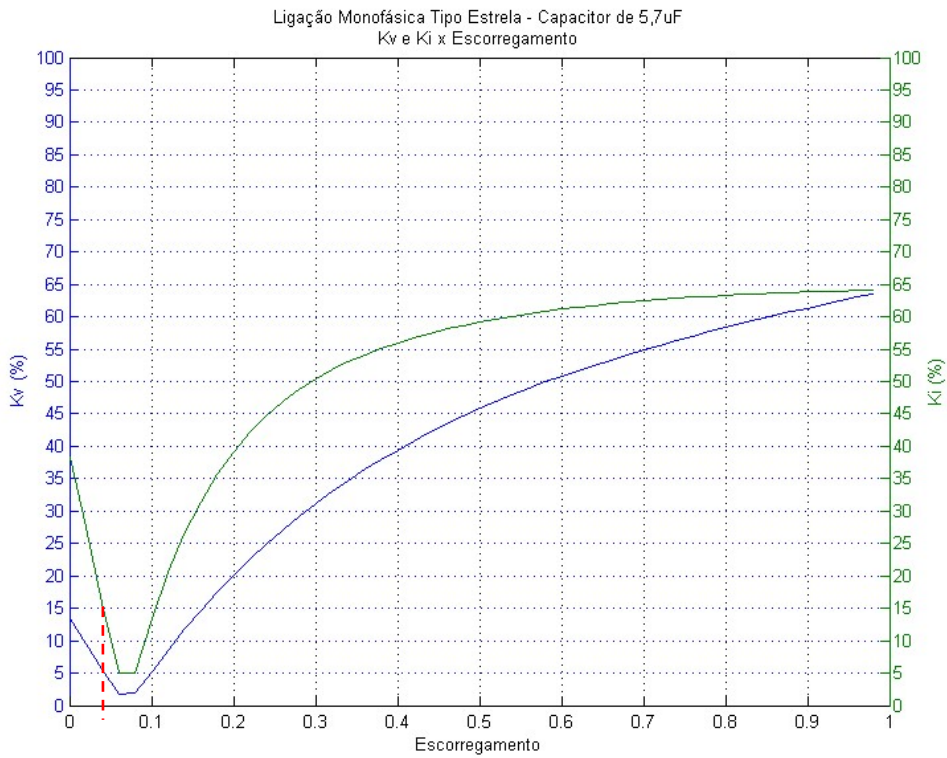


Figura 66 – Curvas dos desbalanços de tensão e corrente pelo escorregamento na simulação monofásica estrela.

Tabela 9 – Resumo dos resultados da simulação monofásica estrela.

Tensão de Fase A	237 V
Tensão de Fase B	231 V
Tensão de Fase C	217 V
Corrente de Fase A	0,89 A
Corrente de Fase B	0,87 A
Corrente de Fase C	0,70 A
Desequilíbrio de Tensão	5 %
Desequilíbrio de Corrente	14 %
Potência	215 W
Conjugado	0,933 Nm
Velocidade	1150 RPM
Tempo para o regime	600 ms

CAPÍTULO 9 ANÁLISE DOS RESULTADOS OBTIDOS

Neste capítulo são analisados os resultados referentes aos ensaios experimentais e às simulações, estas realizadas para um determinado motor de indução trifásico. Optou-se em avaliar em certa velocidade, de 1150 RPM, na qual se apresentavam os menores desbalanços de tensão e corrente com os capacitores de $17\mu\text{F}$ em ligação delta e $5,7\mu\text{F}$ em estrela. No primeiro ensaio experimental, no caso trifásico, foram medidas as tensões e correntes de linha, sendo elas traduzidas para o referencial de fase, a fim de permitir a realização das comparações com os resultados de simulação. A **Tabela 10** mostra o resumo dos resultados dos ensaios e das simulações.

Tabela 10 – Resumo geral dos resultados dos ensaios e simulações.

	Trifásico Delta		Monofásico Delta		Monofasico Estrela	
	Ensaio	Simulação	Ensaio	Simulação	Ensaio	Simulação
Tensão de Fase A (V)	220	220	231	239	226	237
Tensão de Fase B (V)	220	220	218	220	219	231
Tensão de Fase C (V)	219	220	229	226	230	217
Corrente de Fase A (A)	0,75	0,79	0,89	0,93	0,84	0,89
Corrente de Fase B (A)	0,76	0,79	0,73	0,76	0,78	0,87
Corrente de Fase C (A)	0,84	0,79	0,86	0,77	0,86	0,7
Desbalanço de Tensão (%)	0,13	< 1	3,44	5,0	2,60	5,0
Desbalanço de Corrente (%)	8,40	< 1	11,40	14,0	6,63	14,0
Potência Elétrica (W)	245	197	286	215	303	215
Potência Mecânica (W)	120	105	153	112	158	112
Rendimento (%)	50,8	46,9	46,5	47,7	47,9	47,7
Torque (Nm)	1,000	0,870	1,270	0,933	1,310	0,933
Velocidade (RPM)	1150	1150	1150	1150	1150	1150
Tempo para o regime (ms)	250	275	500	600	505	600

Para o caso trifásico, os níveis de tensão nas fases permaneceram inalterados durante os testes, mantendo um valor médio de 220 V. Já para os níveis de corrente nas fases, notou-se um desequilíbrio de 8,4% nas amplitudes dos resultados do ensaio experimental, este causado possivelmente pelo diferente bobinamento entre as fases do motor. Em relação as potências, o ensaio experimental apresentou valores em torno de 20% maiores que da simulação. Quanto ao rendimento, as simulações indicam resultados próximos do experimental, o conjugado simulado ficou em 13% abaixo do experimental e o tempo para se atingir o regime permanente foi quase o mesmo para ambos os casos. As discrepâncias encontradas nos valores de potências são naturalmente maiores a favor dos resultados experimentais, já que os resultados de

simulação não contemplam para as perdas magnéticas e mecânicas. De qualquer forma, os resultados de cálculo de rendimento comparam favoravelmente.

Para o caso monofásico delta, o capacitor usado foi um de $17\mu\text{F}$. Essa escolha foi realizada em conformidade com os gráficos do capacitor ideal e desbalanços mostrados na **Figura 53** e na **Figura 54**, onde um mínimo desbalanço é observado na faixa entre zero e 0,1 de escorregamento. Foi verificado o aumento do nível de tensão em duas das fases do motor, não superiores a 8% do valor nominal em regime permanente. Já para os níveis de corrente, notou-se um equilíbrio nas amplitudes em ambos os casos, para regime permanente. As correntes de partida são mostradas na **Figura 26** (experimental) e **Figura 46** (simulação), com valor de pico máximo em 3A para ambos os casos. Os desbalanços de tensão e corrente também apresentaram coerência com os dados de simulação. Em relação às potências, o ensaio experimental apresentou valores em torno de 33% maiores que na simulação, pela causa já apontada anteriormente. Entretanto, o rendimento de cada um foi praticamente igual a 47%. Devido às potências maiores, o conjugado experimental ficou em 36% acima do simulado e o tempo para se atingir o regime permanente foi de apenas 100ms mais rápido.

Para o caso monofásico estrela, o capacitor usado foi um de $5,7\mu\text{F}$. Essa escolha foi realizada conforme os gráficos do capacitor ideal e desbalanços mostrados na **Figura 65** e na **Figura 66**, de modo que um desbalanço mínimo foi observado na faixa entre zero e 0,1 de escorregamento. Foi verificado o aumento do nível de tensão em duas das fases do motor, não superiores a 7% do valor nominal em regime permanente. Já para os níveis de corrente, notou-se um equilíbrio nas amplitudes em ambos os casos, para regime permanente. As correntes de partida foram mostradas na **Figura 33** (experimental) e na **Figura 58** (simulação), com valor de pico máximo em 3A para ambos os casos. Os desbalanços de tensão e corrente também apresentaram coerência em relação aos dados de simulação. Em relação às potências, o ensaio experimental apresentou valores entorno de 40% maiores que da simulação, porém o rendimento de cada um foi praticamente igual a 48%. Devido às potências maiores, o conjugado experimental ficou em 40% acima do simulado e o tempo para se atingir o regime permanente foi de apenas 95ms mais rápido.

Considerando as curvas de carga geradas nas simulações monofásicas em delta e em estrela, **Figura 52** e **Figura 64**, o conjugado para operação nominal (1090 RPM),

esta entorno de 1,55 Nm, valor praticamente o mesmo que o indicado pelo fabricante na **Figura 13**, de 1,58Nm.

Os conjugados nos ensaios monofásicos apresentaram pequenas oscilações, como mostrado na **Figura 26** e na **Figura 33**, sendo estes já esperados pelo fato da retirada de uma das fases e o uso dos capacitores. Essas oscilações no conjugado aumentam com o aumento do valor da capacitância. Entretanto, quanto maior esse valor de capacitância, maior é o conjugado. Nos ensaios foram utilizados valores de capacitâncias não elevados e que foram escolhidos para melhor estabilizar o sistema em seu regime permanente. Mesmo assim, notou-se um aumento no conjugado em relação ao caso trifásico.

Em relação aos tempos de aceleração do sistema monofásico, eles foram duas vezes maiores que os do sistema trifásico de alimentação. Este fato poderia ser corrigido com valores de capacitâncias maiores, porém o sistema apresentaria maiores desbalanços e conjugados pulsantes maiores.

CAPÍTULO 10 CONCLUSÕES E SUGESTÕES

O trabalho aqui exposto se baseou na utilização de um motor trifásico operando sob alimentação monofásica, de forma que foi desenvolvido um modelo matemático baseado na teoria dos eixos de referência, para sua análise e simulação.

Os ensaios monofásicos realizados para validar o modelo do motor foram realizados na velocidade de 1150 RPM, na qual os menores desbalanços de tensão e corrente se verificaram com os capacitores de $17\mu\text{F}$ em ligação delta e $5,7\mu\text{F}$ em estrela. O ensaio trifásico também se deu na mesma velocidade, para as devidas comparações com os ensaios anteriores associados à operação com alimentação monofásica.

Na comparação das simulações com os resultados experimentais, o modelo proposto se mostrou satisfatório. As discrepâncias encontradas entre as simulações e ensaios experimentais podem ser atribuídas às simplificações adotadas nos mesmos, tais como não considerar a saturação e as perdas magnéticas e mecânicas.

Para se aperfeiçoar o modelo da máquina, seria necessária a incorporação do efeito de saturação do enlace de fluxo de magnetização, visto que as tensões nas fases poderiam se apresentar maiores que aquelas de projeto.

Na aplicação prática, o motor apresenta uma limitação quanto ao ponto de operação, sendo este único para os menores desbalanços de tensão e corrente. Para qualquer outro ponto de operação, os desbalanços já crescem rapidamente para o mesmo capacitor utilizado, sendo necessária a troca do capacitor para nova avaliação. Assim, por exemplo, com um capacitor maior, o conjugado de partida aumentou e o tempo de aceleração diminuiu. Porém, os desbalanços aumentaram, da mesma forma que as amplitudes dos conjugados pulsantes. Uma maneira para se resolver esta questão seria o motor partir com um capacitor e operar com outro em regime permanente.

Para motores maiores, a partida pode ser um problema, de forma que conjugados maiores são necessários para tal e o capacitor de regime pode não ser suficiente para suprir este conjugado inicial. Já em motores que acionam uma carga com característica de conjugado quadrática, o conjugado gerado já é capaz de acionar o motor. Para este tipo de carga, o conjugado se inicia com valores baixos que aumentam sobremaneira com o aumento da velocidade. Como exemplo, temos os ventiladores e as bombas hidráulicas, esta última aplicação apresentando ampla utilização em zonas rurais, onde servem principalmente para o acionamento dos sistemas de irrigação.

A substituição do motor monofásico equivalente pelo trifásico com capacitor é válida para os casos acima discutidos no trabalho, sendo necessária a avaliação cuidadosa do ponto de operação e de seus desvios para que a definição precisa do capacitor ou capacitores resulte em melhoria do desempenho e redução do custo global do acionamento.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] J. E. Brown and C. S. Jha, "The starting of a 3-phase induction motor connected to a single-phase supply system", *Proceedings of the IEE - Part A: Power Engineering*, Vol. 106, No. 26, pp. 183 – 190, April 1959.
- [2] Murthy, S.S., Berg, G.J., Singh, B. *et al.* "Transient Analysis Of A Three Phase Induction Motor With Single Phase Supply", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-102, No. 1, January 1983.
- [3] Ahmed, K., Osheiba, A.M., Rahman, M.A., "Dynamic performance of a three-phase induction motor fed from a single-phase supply", *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Vol.1, pp. 137-146, 1989.
- [4] Pillay, P., Brzexinski, J., "Induction Motor Performance When Fed From Single To Three-Phase Converters", *Industry Applications Society Annual Meeting*, Vol.1, pp. 45 – 50, 1990.
- [5] DE OLIVEIRA, S. E. M., "Operation of three-phase induction motors connected to one phase supply", *IEEE Transaction on Energy Conversion*, Vol. 5, No. 4, pp. 713-718, December 1990.
- [6] TOZUNE, A., "Balanced operation of three-phase induction motor with asymmetrical stator windings connected to single-phase supply system", *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, Vol.138 , No. 4, pp. 167 – 174, July 1991.
- [7] EL-MAGHRABY, M.H., THEJEL, R.H., IBRAHIM, M.M., "New approach for the analysis of a three-phase induction motor of different ratings connected to a single-phase supply", *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, Vol.139 , No. 3, pp. 145 – 154, May 1992.
- [8] ENJETI, P.N., SULISTYONO, W. , SEWAN CHOI, "The starting of a three-phase induction motor connected to a single-phase supply system", *Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record*, vol.2, pp. 1173 – 1179, Jun 1994.
- [9] BADR, M.A., ALOLAH, A.I. , ABDEL-HALIM, M.A., "A Capacitor Start Three Phase Induction Motor", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 10, No. 4, pp. 675 – 680, December 1995.

- [10] NETO, L.M., CAMACHO, J.R., MENDONCA, R.G. *et al.*, “Asymmetrical Three-Phase Induction Motors Under Single-Phase Feeding: Oscillating Torque, Theoretical and Experimental Analysis - Harmonic Effects.”, *ICEM-98, International Conference on Electrical Machines. Turkey, Istanbul, September 1998.*
- [11] CHAN, T.F., “Performance Analysis of a Three-phase Induction Generator Self-excited with a Single Capacitance”, *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, Vol.14 , No. 4, pp. 894 – 900, December 1999.
- [12] WANG, L., CHENG, C., “Selection Of Magnetization Curves For Accurately Simulating A Three-Phase Self-Excited Induction Generator Feeding A Single-Phase Load”, *Power Engineering Society Winter Meeting, 2000. IEEE* , Vol.1, 286 – 290, Jan 2000.
- [13] MENDONCA, R.G., TEIXEIRA, H.B., NETO, L.M. *et al.*, “Asymmetrical Three-Phase Induction Motor Performance Through the Use of Dynamic Capacitance Switching”, *ICEM, International Conference on Electrical Machines, 2000*, Vol. 1, Espoo, pp. 28-30, Aug 2000.
- [14] SAKAMOTO, Y., OHKUBO, T., OHTA, M., *et al.*, “Three-Phase Parametric Induction Motor Excited by a Single-Phase Power Supply”, *Magnetics, IEEE Transactions on*, Vol.37 , No. 4, pp. 2837 – 2840, Jul 2001.
- [15] MADAWALA, U.K., BOYS, J.T., “A Self-calibrating Technique for Starting 3-phase Cage Induction Machines on Single Phase Supply Lines”, *Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003. The Fifth International Conference on* , Vol.2, pp. 1188 – 1193, November 2003.
- [16] OZPINECI, B., TOLBERT, L.M., “Simulink Implementation of Induction Machine Model - A Modular Approach”, *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International* , Vol.2, pp. 728 – 734, June 2003.
- [17] CHAN, T.F., L. L. LAI, “Microcontroller Based Multi-Mode Operation of a Three-phase Induction Generator With the Smith Connection”, *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International*, Vol.3, pp. 1623 – 1628, June 2003.

- [18] AL-ISAWI, S.J. ADEM, A.A., “Dynamic And Transient Behaviour Of A Three Phase Induction Motor Supplied By One Phase Inverter”, *Universities Power Engineering Conference, 2004. UPEC 2004. 39th International*, vol. 1, pp. 533 – 537, Sept. 2004.
- [19] BASHAW, T.B., LIPO, T.A., “B4 Topology Options for Operating Three-Phase Induction Machines on Single-Phase Grids”, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE* , Vol. 3, pp.1894 – 1902, March 2005
- [20] SILVA, S.F., 2007, *Identificação De Torque De Carga Em Motores De Indução Usando A Abordagem Baseadas Em Sistemas Fuzzy*. Tese de D.Sc., USP, São Carlos, SP, Brasil.
- [21] WANG,Y. , LEE, M. , “Analytical Modeling of the Pulsation Torque of an Induction Motor under Steinmetz Circuit”, *Industrial Electronics and Applications, 2008. ICIEA 2008. 3rd IEEE Conference on*, pp 1464 – 1468, June 2008.
- [22] ABU-ELHAIJA, W.S., “Effect of Variable Slip Rotor Impedance on the Performance of Singly Excited Three Phase Induction Motor”, *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International*, pp. 202 – 206, May 2009.
- [23] ANSARI, A.A., DESHPANDE,D.M., “Mathematical Model of Asynchronous Machine in MATLAB Simulink”, *International Journal of Engineering Science and Technology*, Vol. 2(5), pp. 1260-1267, 2010.
- [24] OLIVEIRA, J.E.A., SERNI, P.J.A., ULSON, J.A.C., *et al.* “Modelagem de um Motor de Indução Trifásico Acionado com Tensões Desequilibradas por meio de Redes Neurais Artificiais” , *9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, 2010.
- [25] ABU-ELHAIJA, W.S., MUETZE, A., “Effect of the Variation of the Rotor Impedance With Slip on the Performance of Single-Phase Excited Three-Phase Induction Motors”, *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, Vol.25, No.4, pp. 1010 – 1020, Dec. 2010.

- [26] AKTAIBI, A., GHANIM,D., RAHMAN, M. A., “Dynamic Simulation of a Three-Phase Induction Motor Using Matlab Simulink”, *The 20th Annual Newfoundland Electrical and Computer Eng. Conference (NECEC 2011)*, IEEE, Nov. 2011.
- [27] LAABIDI, M., REBHI, B., ELLEUCH, M., “Improvement of start up torque of three phase induction motor operating with single phase supply”, *Systems, Signals and Devices (SSD), 2012 9th International Multi-Conference on*, pp. 1-6, March 2012.
- [28] Wang,Y., Zhou, H., “A New Method for Balancing a Three-phase Induction Motor Supplied by a Single-phase Source”, *Utility Exhibition on Power and Energy Systems: Issues & Prospects for Asia (ICUE), 2011 International Conference and* , pp. 1-7, Sept. 2011.
- [29] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. “Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional – PRODIST. Módulo 8 – Qualidade da energia elétrica, Seção 8.1 - Qualidade do Produto.” Disponível em:[http://www.aneel.gov.br/arquivos/PDF/Modulo8 Revisao 1 Retificacao 1.pdf](http://www.aneel.gov.br/arquivos/PDF/Modulo8_Revisao_1_Retificacao_1.pdf). Acesso em 03 de novembro de 2013.

APÊNDICE

A montagem do programa no ambiente Simulink/Matalb é descrita a seguir, onde a **Figura 67** ilustra o diagrama principal, com os blocos que representam a fonte de tensão, tipo de ligação do motor, o capacitor, o tipo de carga e o motor de indução.

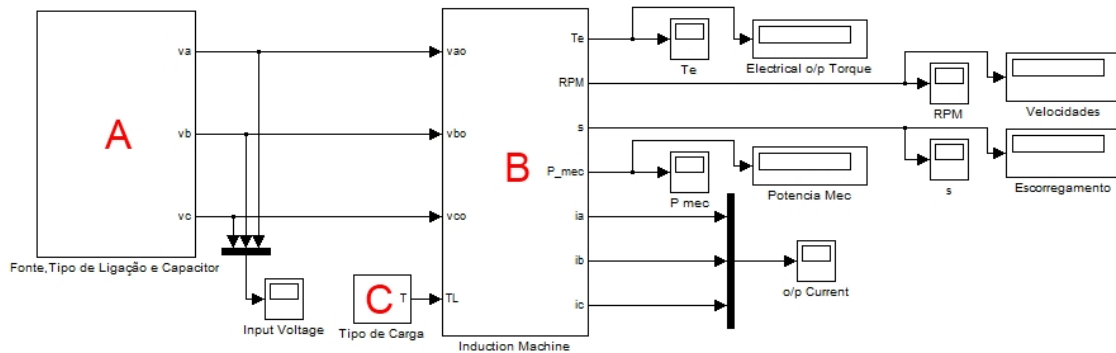


Figura 67 – Diagrama principal: fonte de tensão, motor de indução e carga.

O Bloco A é representado pela **Figura 68**, onde as tensões de fase nos terminais de estator da máquina e o valor da tensão sobre o capacitor são calculadas para cada tipo de conexão, em delta ou em estrela.

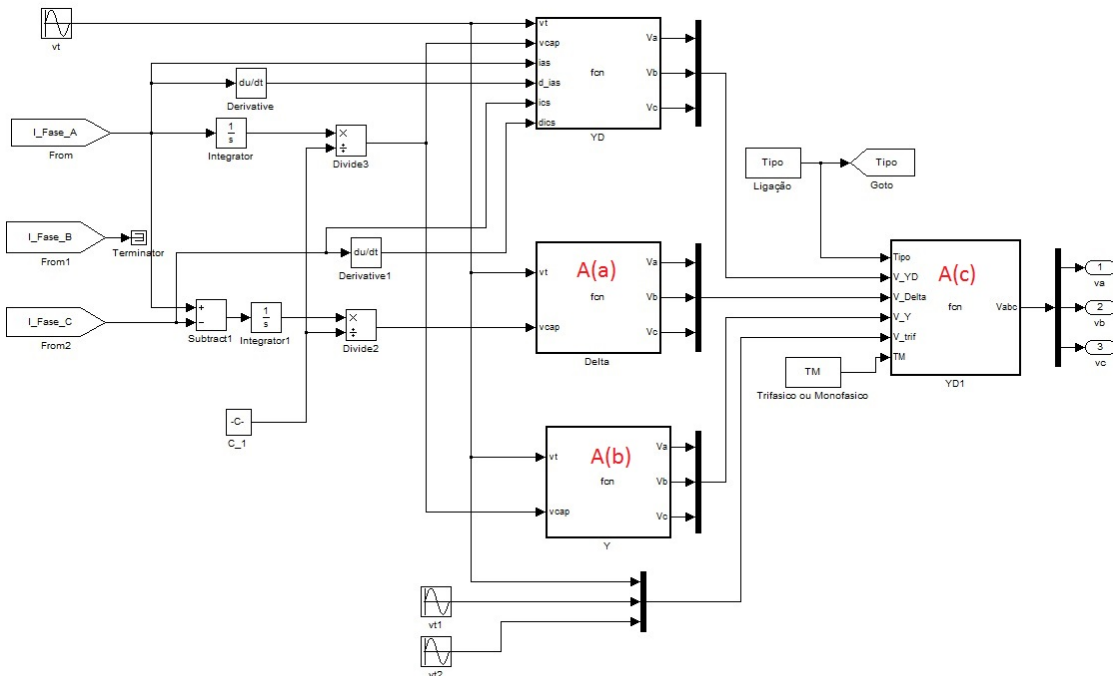
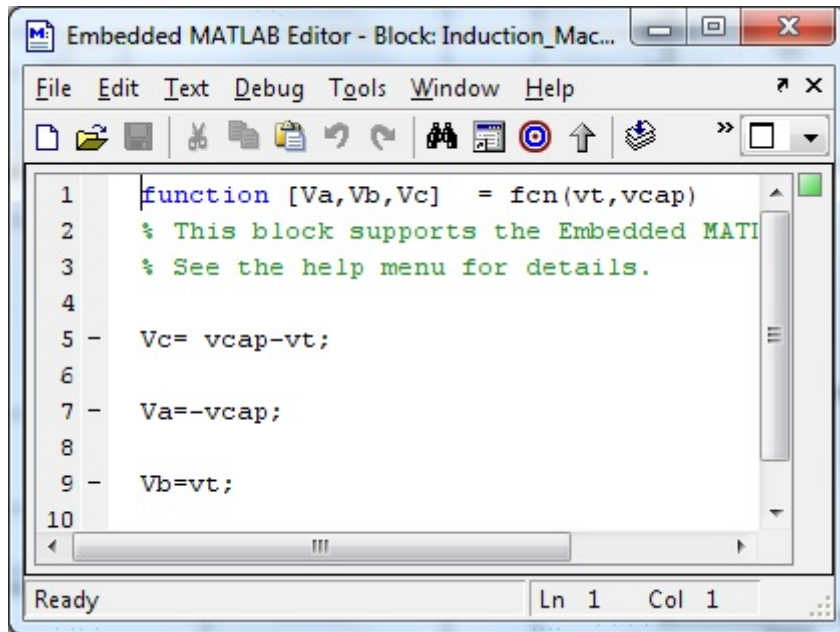


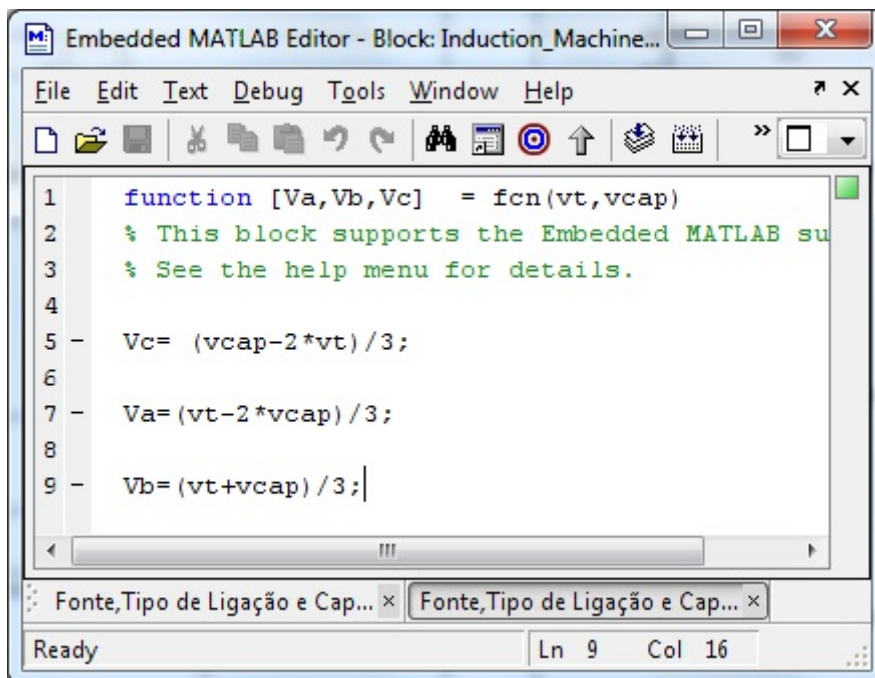
Figura 68 – Bloco A: Cálculos das tensões de entrada trifásica, em delta e em estrela.

O Bloco A(a) representa uma subrotina para o cálculo das tensões de entrada na conexão em delta e é mostrado na **Figura 69**. Para o caso da conexão em estrela, a subrotina é implementada no Bloco A(b), sendo mostrada na **Figura 70**.



```
1 function [Va,Vb,Vc] = fcn(vt,vcap)
2 % This block supports the Embedded MATLAB su
3 % See the help menu for details.
4
5 - Vc= vcap-vt;
6
7 - Va=-vcap;
8
9 - Vb=vt;
10
```

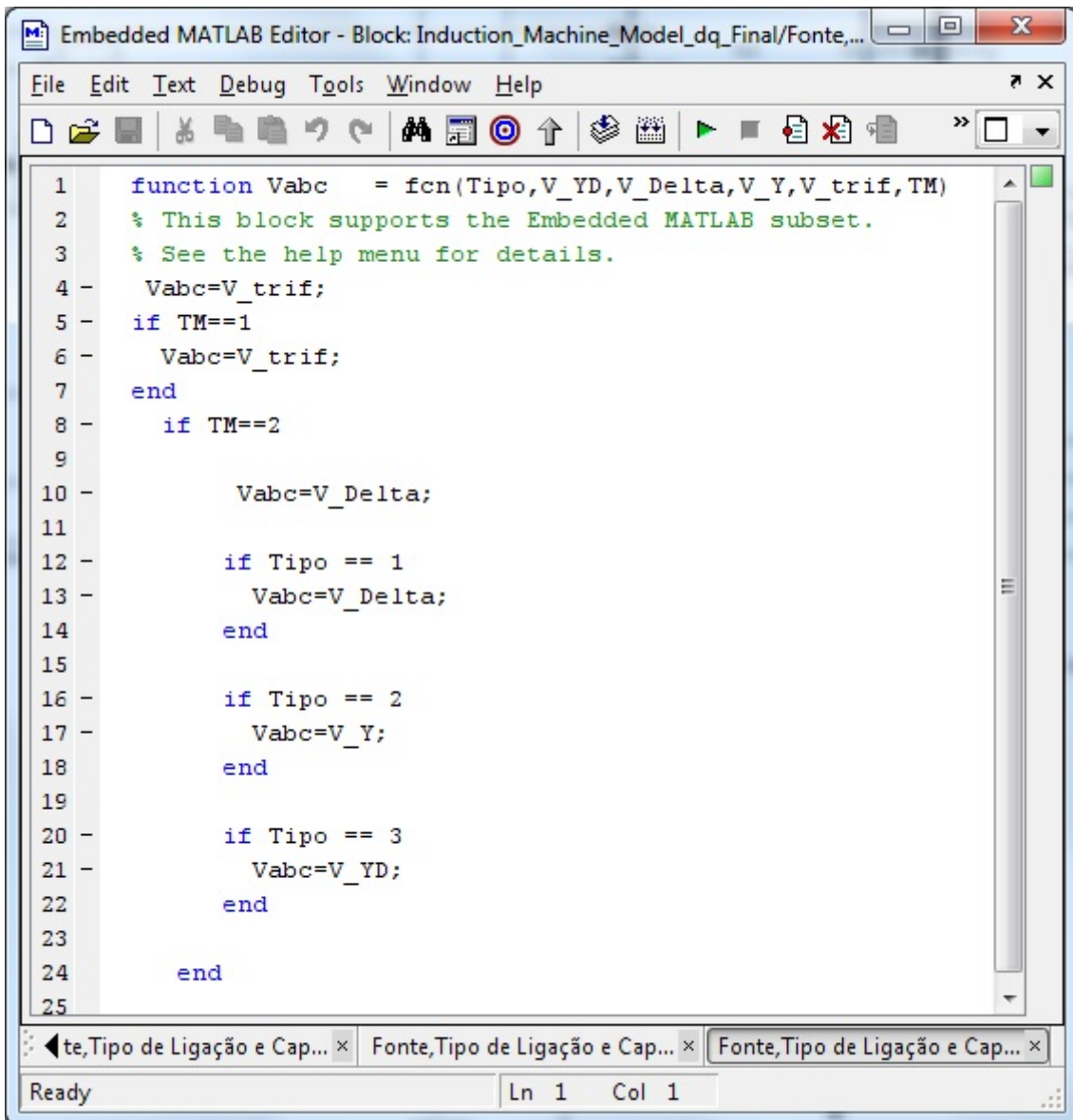
Figura 69 – Bloco A(a): Subrotina dos cálculos das tensões em delta.



```
1 function [Va,Vb,Vc] = fcn(vt,vcap)
2 % This block supports the Embedded MATLAB su
3 % See the help menu for details.
4
5 - Vc= (vcap-2*vt)/3;
6
7 - Va=(vt-2*vcap)/3;
8
9 - Vb=(vt+vcap)/3;
```

Figura 70 – Bloco A(b): Subrotina dos cálculos das tensões em estrela.

No Bloco A(c), pertencente ao Bloco A, são definidas as tensões a serem utilizadas conforme a escolha do tipo de conexão. A subrotina que realiza esta tarefa é mostrada na **Figura 71**.



```
1 function Vabc = fcn(Tipo,V_YD,V_Delta,V_Y,V_trif, TM)
2 % This block supports the Embedded MATLAB subset.
3 % See the help menu for details.
4 Vabc=V_trif;
5 if TM==1
6 Vabc=V_trif;
7 end
8 if TM==2
9
10 Vabc=V_Delta;
11
12 if Tipo == 1
13 Vabc=V_Delta;
14 end
15
16 if Tipo == 2
17 Vabc=V_Y;
18 end
19
20 if Tipo == 3
21 Vabc=V_YD;
22 end
23
24 end
25
```

Figura 71 – Bloco A(c): Subrotina para seleção do tipo de tensão escolhida.

O Bloco B, pertencente ao Bloco A, representa o motor de indução na modelagem de eixos de referência dq0, com as entradas de tensão do estator e o tipo de carga utilizado. Como saída, estão as correntes no referencial abc, a potência no referencial de eixos dq0, o conjugado elétrico e a rotação, como mostrado na [Figura 72](#).

A continuação da [Figura 72](#) é mostrada na [Figura 73](#), onde está o Bloco P para cálculos das saídas de rotação em rpm, escorregamento, e potência mecânica.

Dentro do Bloco B ainda se encontra outro conjunto de blocos, mostrado na [Figura 74](#), nos quais as formas de onda das tensões e correntes de fase são utilizadas para os cálculos das potências e os valores RMS das tensões e correntes.

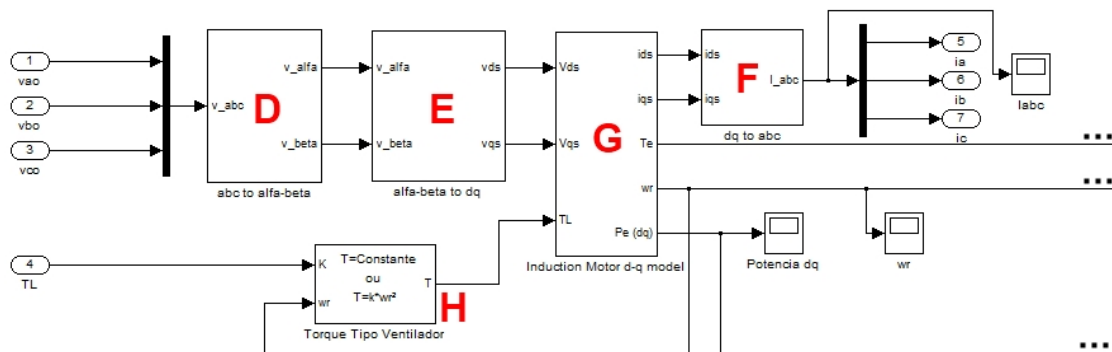


Figura 72 – Bloco B: Motor de indução.

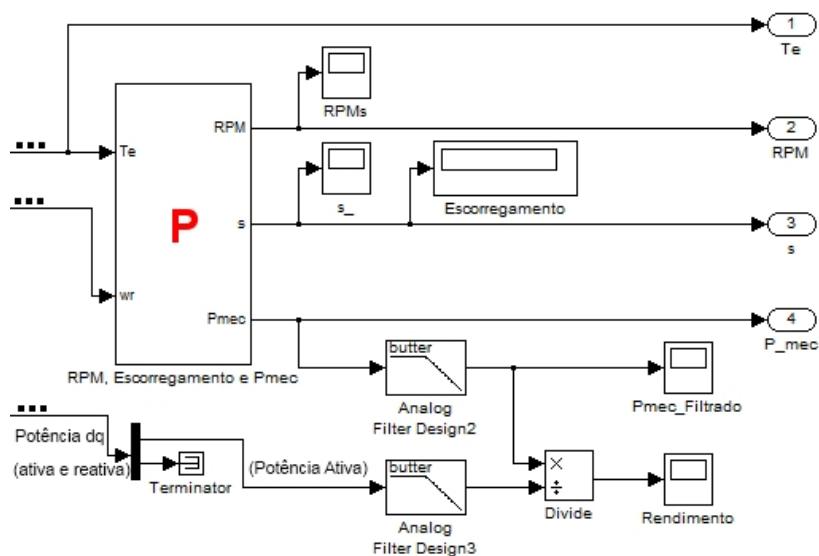


Figura 73 – Bloco B: Continuação de motor de indução.

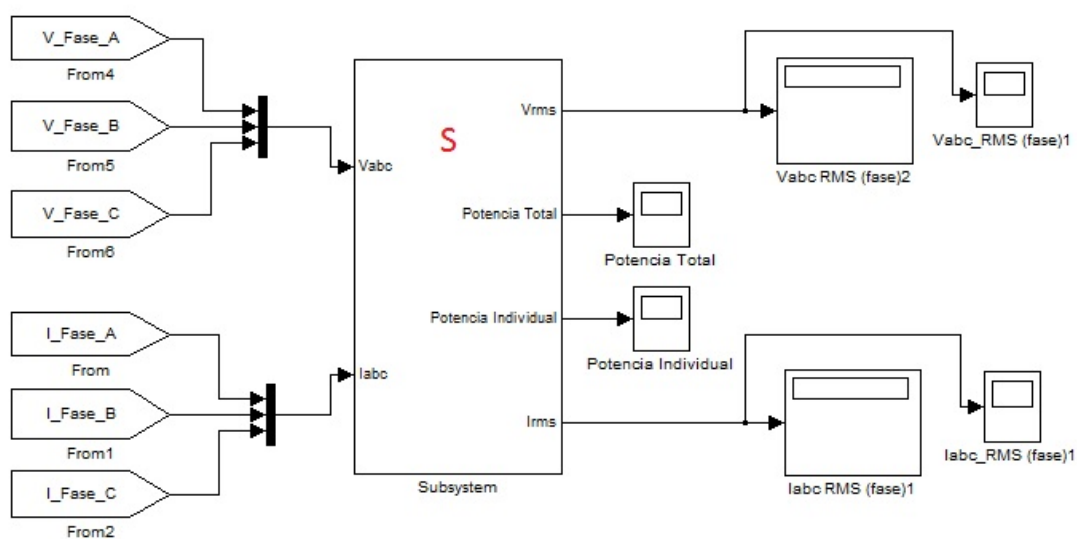


Figura 74 – Bloco B: Continuação de motor de indução, cálculos das potências e valores RMS das correntes e tensões.

O Bloco C referente ao Bloco Principal representa a definição do tipo de carga e seu valor, como mostrado na **Figura 75**.

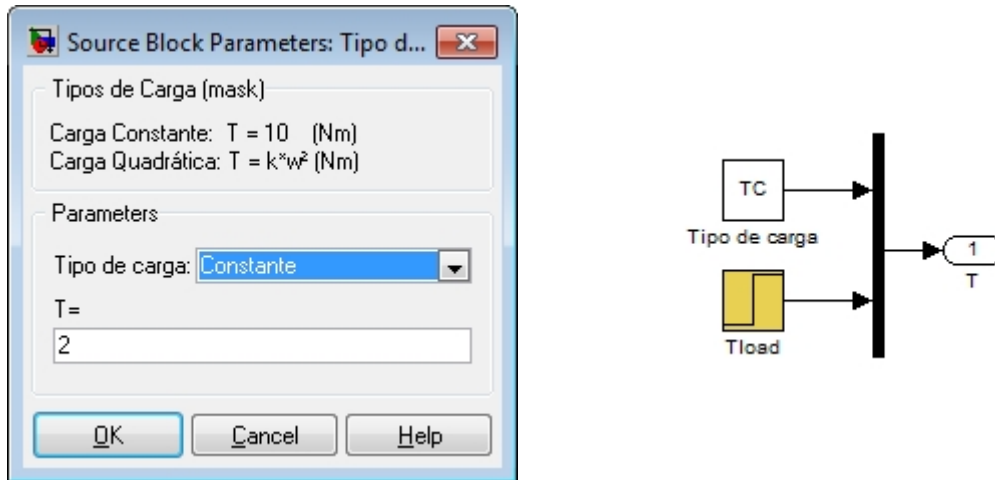


Figura 75 – Bloco C: Entrada do tipo de carga e valor da carga.

Relativamente ao Bloco B da **Figura 72**, a transformação das tensões do referencial abc para o referencial de eixos $\alpha\beta$ é realizada pelo Bloco D, como apresentado na **Figura 76**.

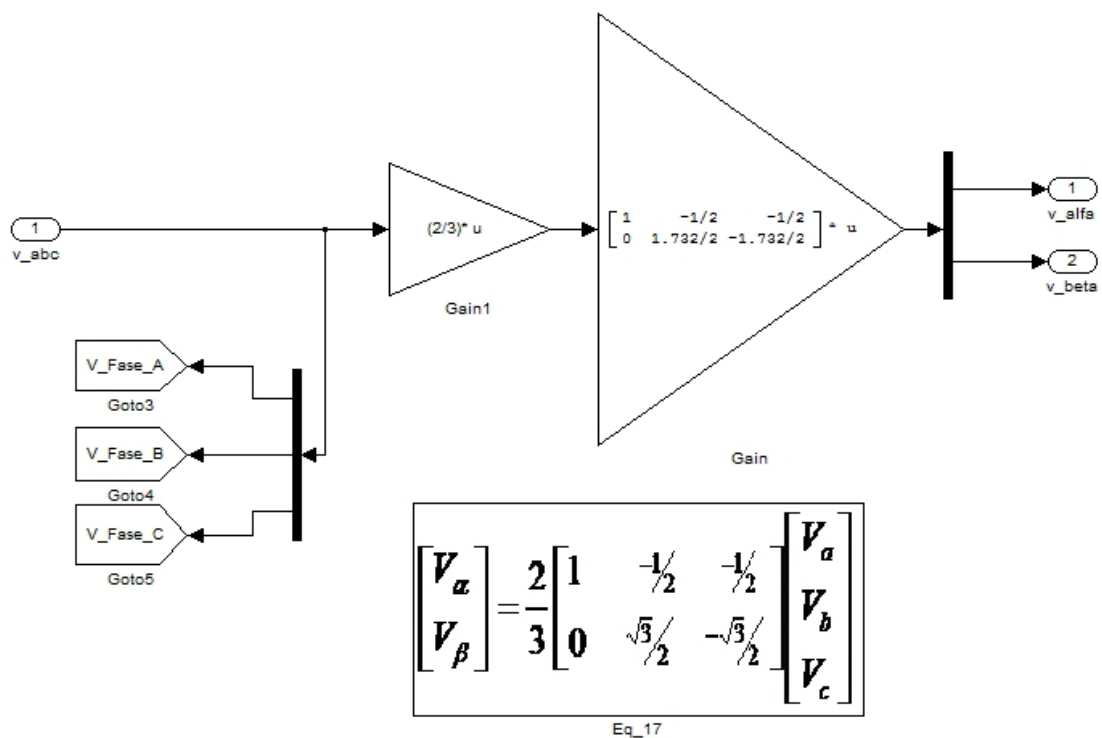


Figura 76 – Bloco D: Transformação abc para $\alpha\beta$.

No Bloco B da **Figura 72**, a transformação das tensões do referencial $\alpha\beta$ para o referencial de eixos dq é realizada pelo Bloco E, como apresentado na **Figura 77**.

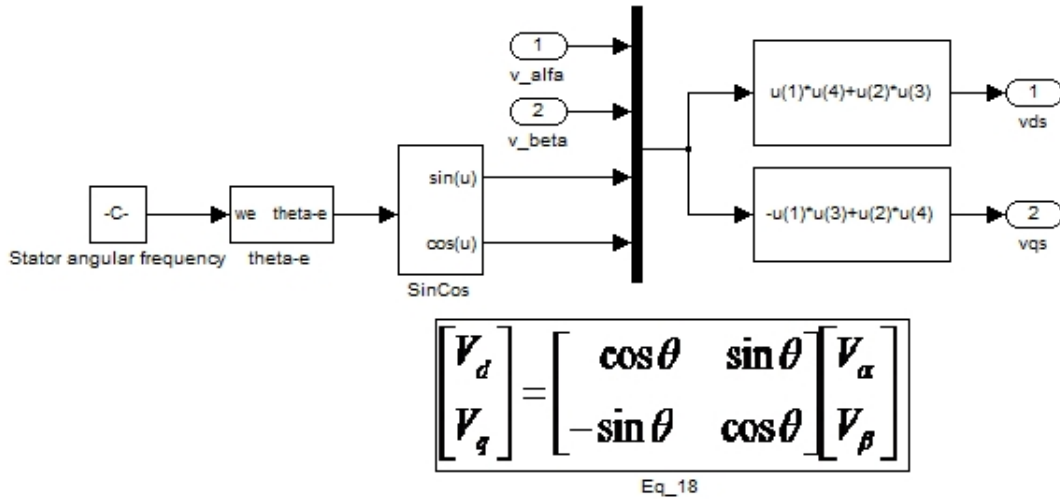


Figura 77 – Bloco E: Transformação $\alpha\beta$ para dq.

A transformação das correntes do referencial de eixos dq para o referencial abc é mostrada na **Figura 78** que pertence ao Bloco B, **Figura 72**.

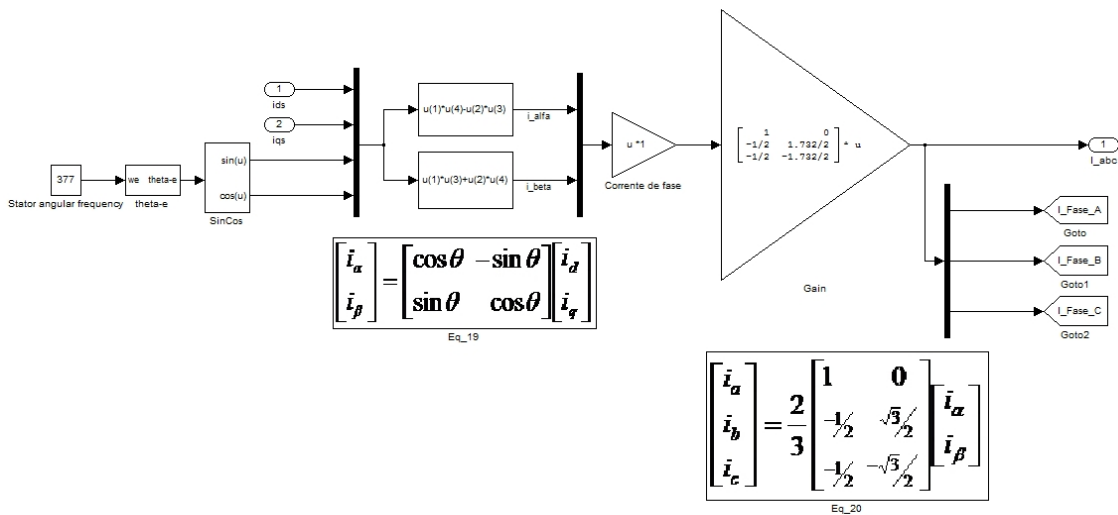


Figura 78 – Bloco F: Transformação dq para abc.

Os blocos para os cálculos de corrente, do conjugado, potência e rotação da máquina são mostrados dentro do Bloco G, como apresentado na **Figura 79**.

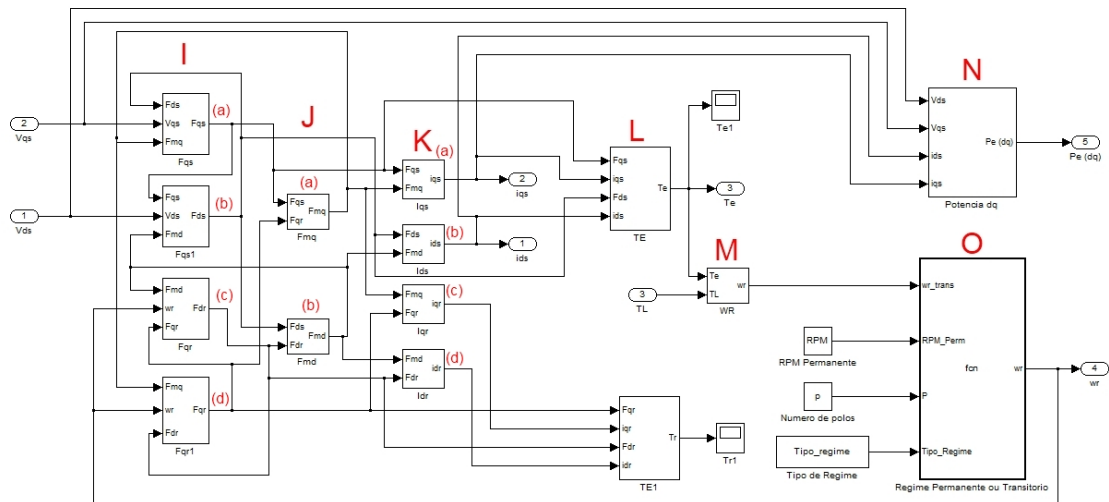


Figura 79 – Bloco G: Modelo dq do motor de indução, fluxos de corrente, conjugado, potência e rotação.

A **Figura 80** ilustra o interior do Bloco H, onde o conjugado da carga é definido.

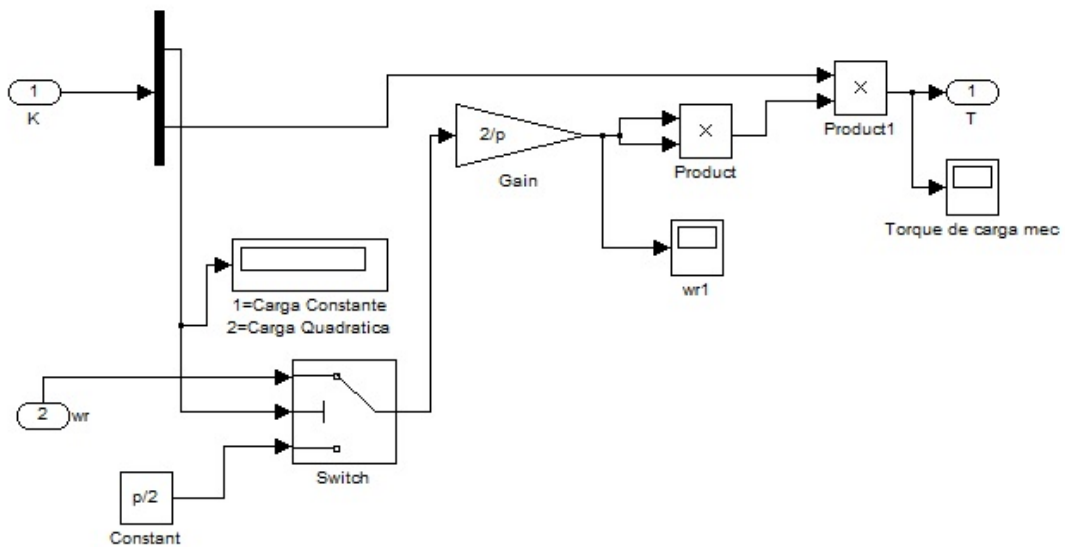
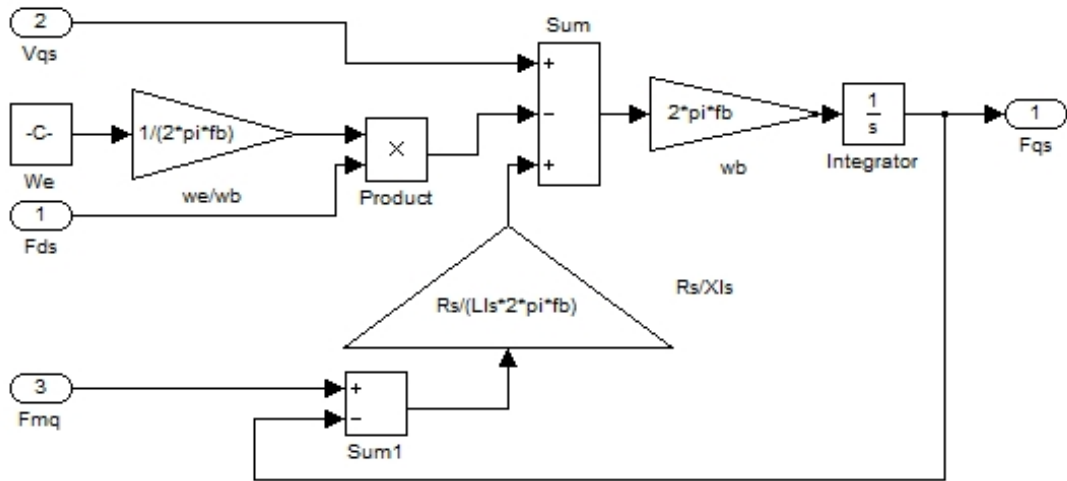


Figura 80 – Bloco H: Conjugado constante ou quadrático.

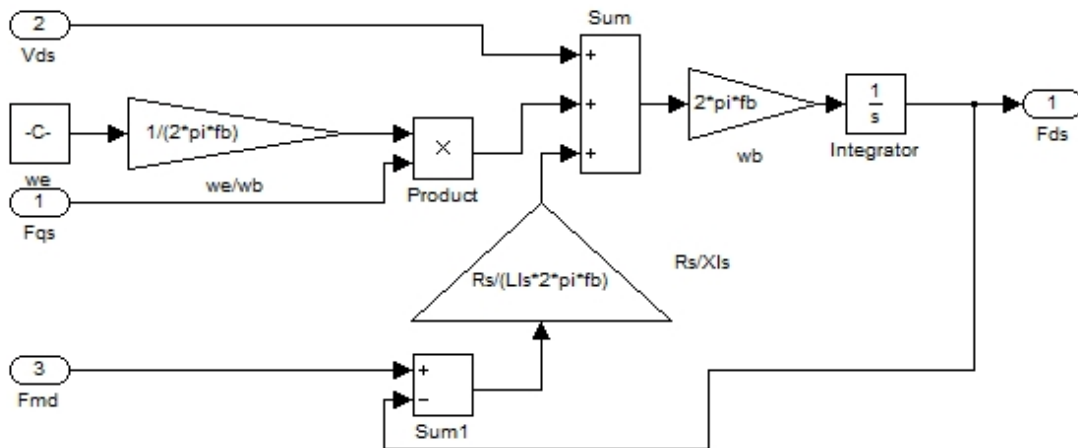
Os blocos I(a), I(b), I(c) e I(d) apresentam os cálculos de enlaces de fluxo (Ψ_{qs} , Ψ_{ds} , Ψ_{dr} e Ψ_{qr}), mostrados na **Figura 81**, na **Figura 82**, na **Figura 83** e na **Figura 84**, respectivamente.



$$\Psi_{\varphi} = \int \omega_b \left[V_{\varphi} - \frac{\omega_s}{\omega_b} \Psi_{\dot{\alpha}} + \frac{R_s}{X_L} (\Psi_{mq} - \Psi_{\varphi}) \right]$$

Eq_1

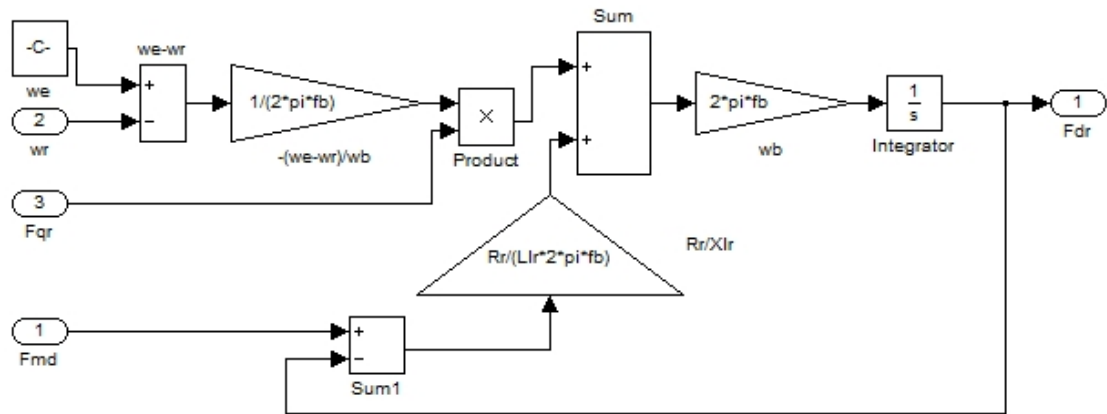
Figura 81 – Bloco I(a): Cálculo do enlace de fluxo Ψ_{qs} .



$$\Psi_{\dot{\alpha}} = \int \omega_b \left[V_{\dot{\alpha}} + \frac{\omega_s}{\omega_b} \Psi_{\varphi} + \frac{R_s}{X_L} (\Psi_{md} - \Psi_{\dot{\alpha}}) \right]$$

Eq_2

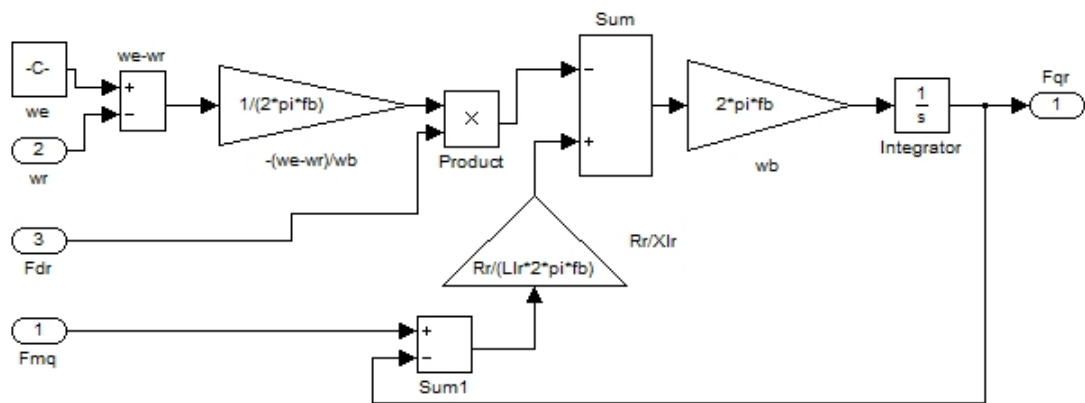
Figura 82 – Bloco I(b): Cálculo do enlace de fluxo Ψ_{ds} .



$$\Psi_{dr} = \int \omega_b \left[V_{dr} + \frac{(\omega_s - \omega_r)}{\omega_b} \Psi_{gr} + \frac{R_r}{X_{lr}} (\Psi_{md} - \Psi_{dr}) \right] \quad V_{dr}=0, \text{ rotor gaiola}$$

Eq_3

Figura 83 – Bloco I(c): Cálculo do enlace de fluxo Ψ_{dr} .



$$\Psi_{qr} = \int \omega_b \left[V_{qr} - \frac{(\omega_s - \omega_r)}{\omega_b} \Psi_{dr} + \frac{R_r}{X_{lr}} (\Psi_{mq} - \Psi_{qr}) \right] \quad V_{qr}=0, \text{ rotor tipo gaiola}$$

Eq_4

Figura 84 – Bloco I(d): Cálculo do enlace de fluxo Ψ_{qr} .

Os blocos J(a) e J(b) apresentam os cálculos dos enlaces de fluxo Ψ_{mq} e Ψ_{md} , mostrados na [Figura 85](#) e na [Figura 86](#), respectivamente.

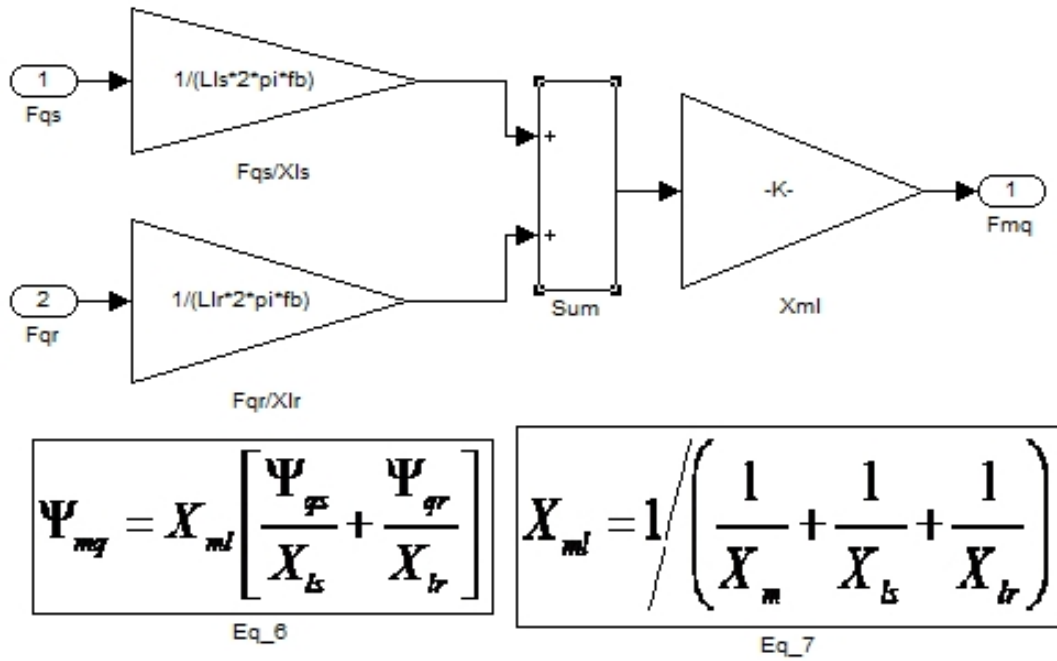


Figura 85 – Bloco J(a): Cálculo do enlace de fluxo Ψ_{mq} .

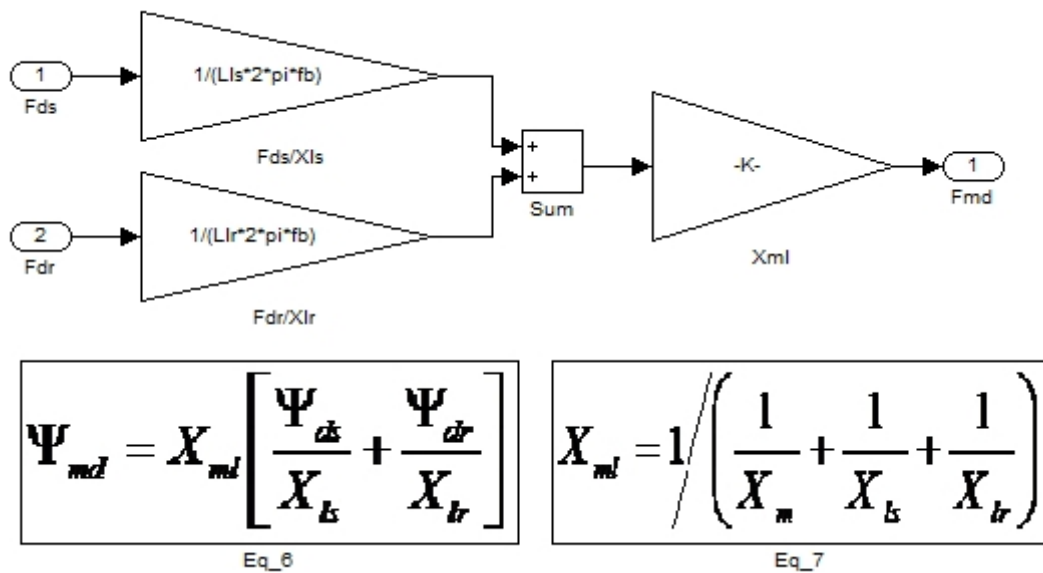


Figura 86 – Bloco J(b): Cálculo do enlace de fluxo Ψ_{md} .

Os blocos K(a), K(b), K(c) e K(d) apresentam os cálculos das correntes no referencial de eixos dq (iqs, ids, iqr e idr), como mostrados na [Figura 87](#), na [Figura 88](#), na [Figura 89](#) e na [Figura 90](#), respectivamente.

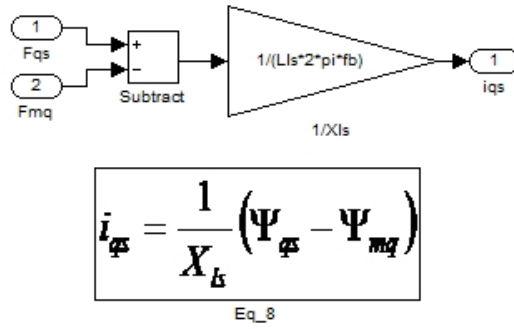


Figura 87 – Bloco K(a): Cálculo da corrente iqs.

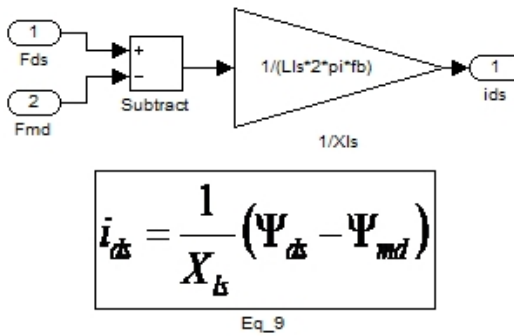


Figura 88 – Bloco K(b): Cálculo da corrente ids.

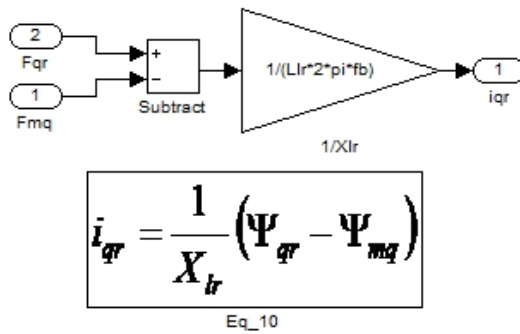


Figura 89 – Bloco K(c): Cálculo da corrente iqr.

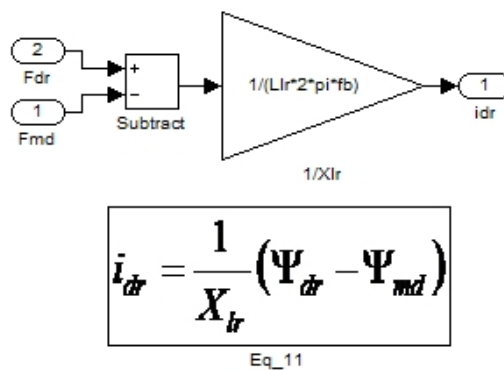
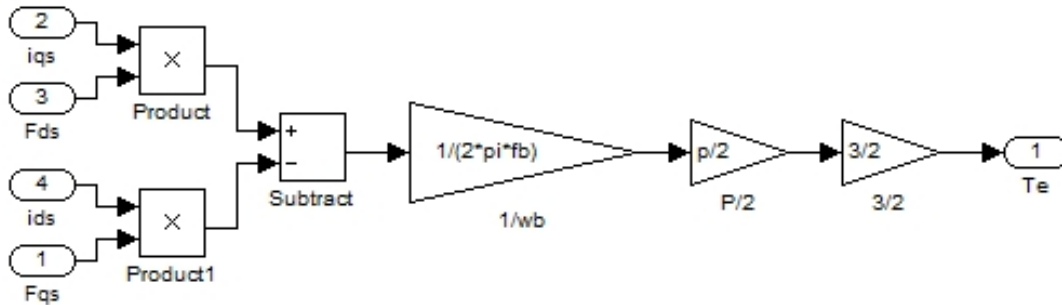


Figura 90 – Bloco K(d): Cálculo da corrente idr.

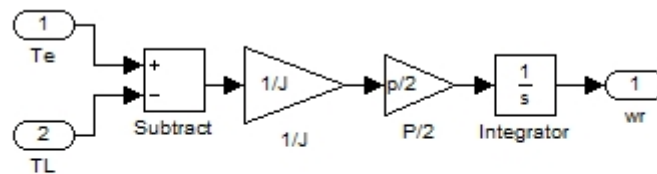
Os blocos L, M e N, pertencentes ao Bloco G, apresentam o cálculo do conjugado elétrico da máquina, da rotação angular rotórica e da potência dq, respectivamente, como ilustrado na **Figura 91**, na **Figura 92** e na **Figura 93**.



$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{1}{\omega_b} (\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds})$$

Eq_12

Figura 91 – Bloco L: Cálculo do conjugado elétrico.



$$\omega_r = \int \frac{P}{2J} (T_e - T_L)$$

Eq_13

Figura 92 – Bloco M: Cálculo da rotação angular rotórica.

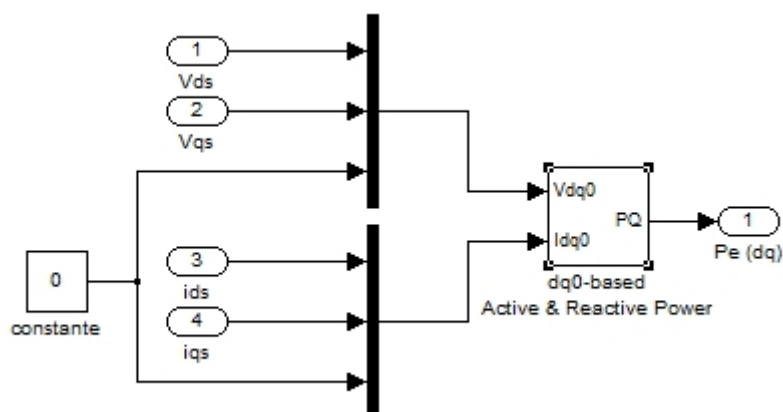


Figura 93 – Bloco N: Cálculo da potência dq.

No Bloco O, é apresentada uma subrotina para definir a velocidade de regime através de simulação que pode ser dinâmica ou fixa, como mostrado na [Figura 94](#).

```

1 function wr = fcn(wr_trans,RPM_Perm,P,Tipo_Regime)
2
3 %Rotina para se definir a velocidade de regime para simulação.
4 %wr_trans: velocidade do regime transitório (dinâmico) em rad/s
5 %RPM_Perm: velocidade do regime permanente em RPM, sendo definida nos
6 %parâmetros do Bloco "Induction Machine".
7 %Tipo_Regime: variável definida nos parâmetros do Bloco "Induction Machine".
8 %Tipo_Regime=1, Regime Transitório. Tipo_Regime=2, Regime Permanente.
9
10 wr=wr_trans;
11
12 if Tipo_Regime==1 %Regime Transitório
13     wr=wr_trans;
14 else
15     wr=RPM_Perm*pi()/60*P; %Velocidade de Regime Permanente para rad/s
16 end
  
```

Figura 94 – Bloco O: Subrotina para definição da velocidade de regime para simulação.

O Bloco P, que faz parte do Bloco B na [Figura 73](#), tem como saída a velocidade, escorregamento, potência mecânica e conjugado, como mostrado na [Figura 95](#).

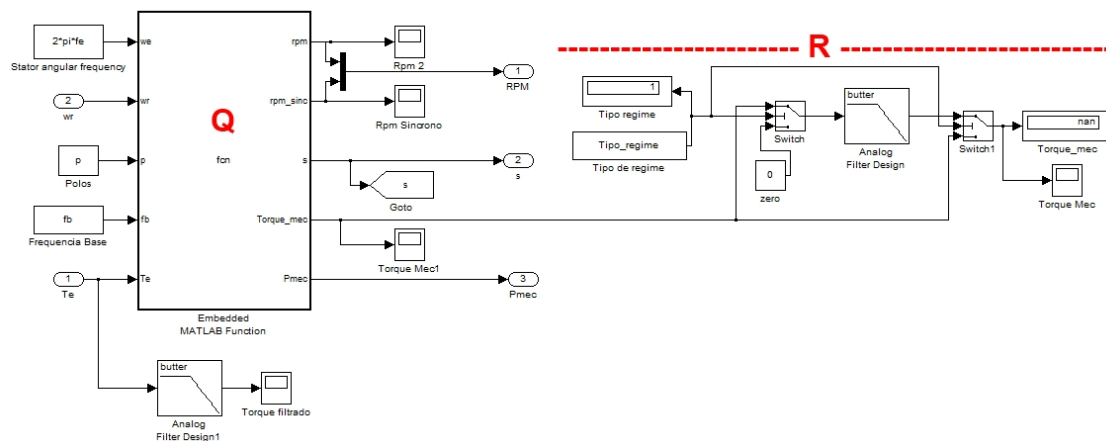


Figura 95 – Bloco P: Velocidade, escorregamento, potência mecânica e conjugado.

O Bloco Q representa uma subrotina para os cálculos da velocidade em RPM, potência mecânica, conjugado e escorregamento, sendo mostrado na [Figura 96](#).

O conjunto de blocos R realiza a filtragem da forma de onda do conjugado, para melhor análise dependendo do tipo de regime, como mostrado na [Figura 97](#).

```

1  function [rpm,rpm_sinc,s,Torque_mec,Pmec] = fcn(we,wr,p,fb,Te)
2
3  %Variáveis de Entrada:
4  %we: velocidade angular do estator
5  %wr: velocidade angular do rotor
6  %p: número de pólos da máquina de indução
7  %fb: frequência base
8  %Te: torque eletromagnético
9
10 - rpm=(wr*fb/pi)/p;           %Rotação desenvolvida pelo rotor (RPM)
11 - rpm_sinc=(we*fb/pi)/p;     %Rotação síncrona da máquina
12 - wr_rad=wr/(p/2);          %Rotação do eixo do motor
13 - Pmec=Te*rpm*pi/30;        %Potência mecânica fornecida
14 - Torque_mec=Pmec/wr_rad;    %Torque mecânico fornecido
15 - s=(rpm_sinc-rpm)/rpm_sinc; %Escorregamento

```

Figura 96 – Bloco Q: Velocidade, potência mecânica, conjugado e escorregamento.

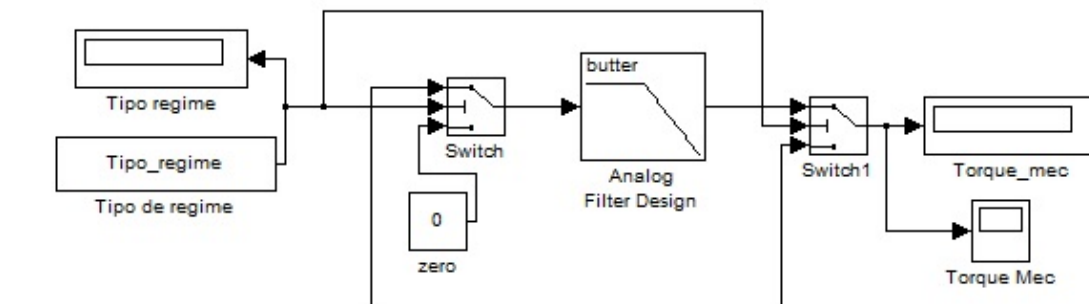


Figura 97 – Bloco R: Filtragem do conjugado para melhor análise, dependendo do tipo de regime.

O Bloco S, presente no Bloco B da [Figura 74](#), tem como entrada as formas de onda das tensões e correntes e como saída seus valores RMS e potências, como mostrado na [Figura 98](#).

O cálculo das potências de cada fase e potência total é mostrado no Bloco T, na [Figura 99](#).

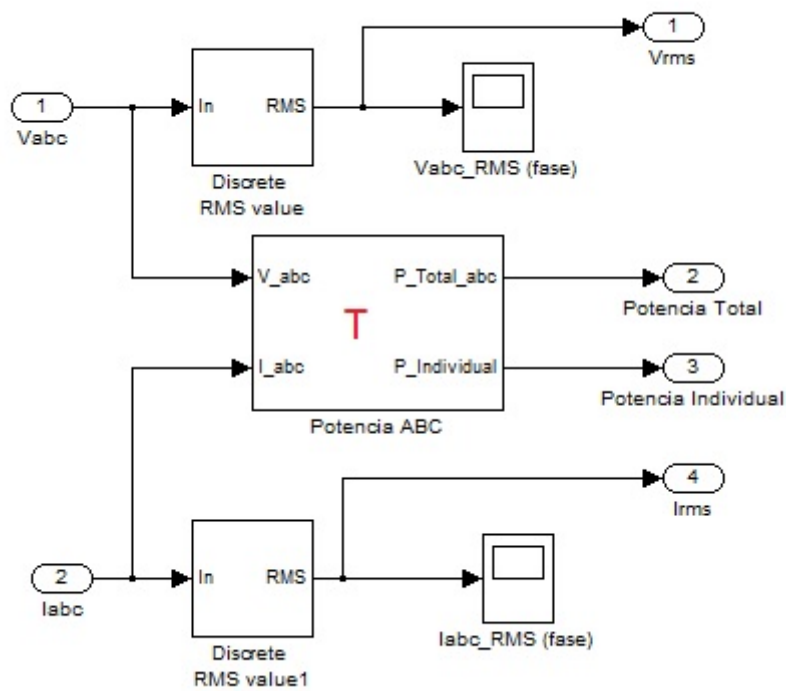


Figura 98 – Bloco S: Cálculos dos valores RMS de tensões e correntes e potências.

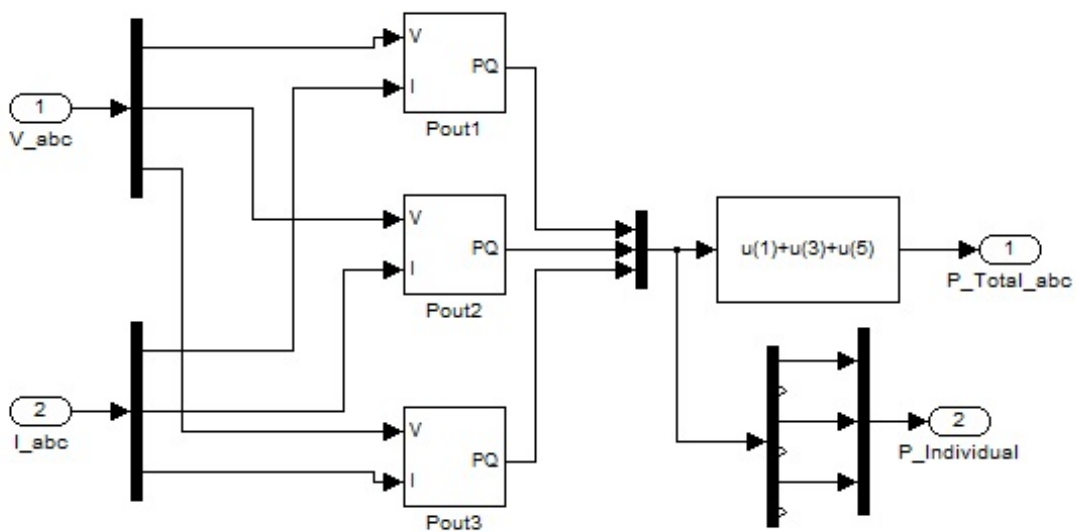


Figura 99 – Bloco T: Cálculos das potências.

Um sistema secundário foi montado para os cálculos do valor da impedância de sequência positiva, do ângulo desta impedância, dos desbalanços de tensão e corrente e do valor do capacitor ideal. A **Figura 100** e a **Figura 101** ilustram esse sistema.

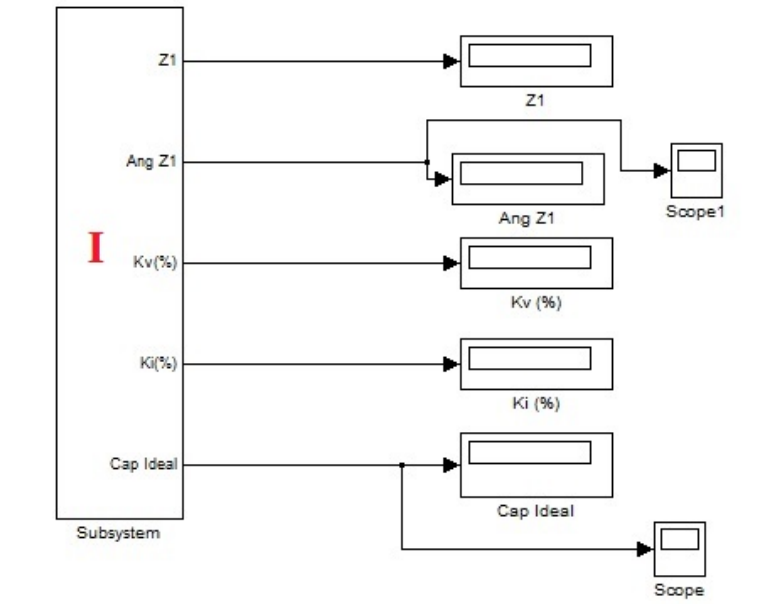


Figura 100 – Bloco Secundário: Cálculo da impedância de sequência positiva, desbalanços e capacitor.

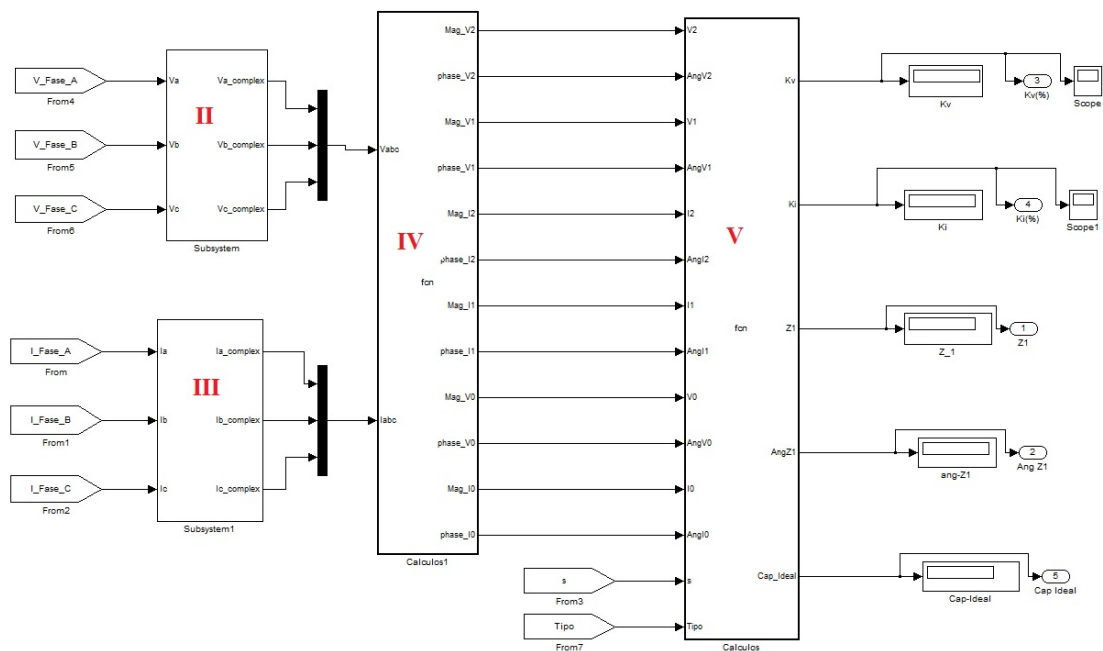


Figura 101 – Bloco I: Sistema para cálculos da impedância de sequência positiva, desbalanços e capacitor.

O Bloco II é mostrado na **Figura 102** e indica como e onde a transformação das formas de ondas de tensão para valores complexos é realizada. O Bloco II(a) representa uma subrotina para separar os valores reais dos imaginários de número complexo, como mostrado na **Figura 103**.

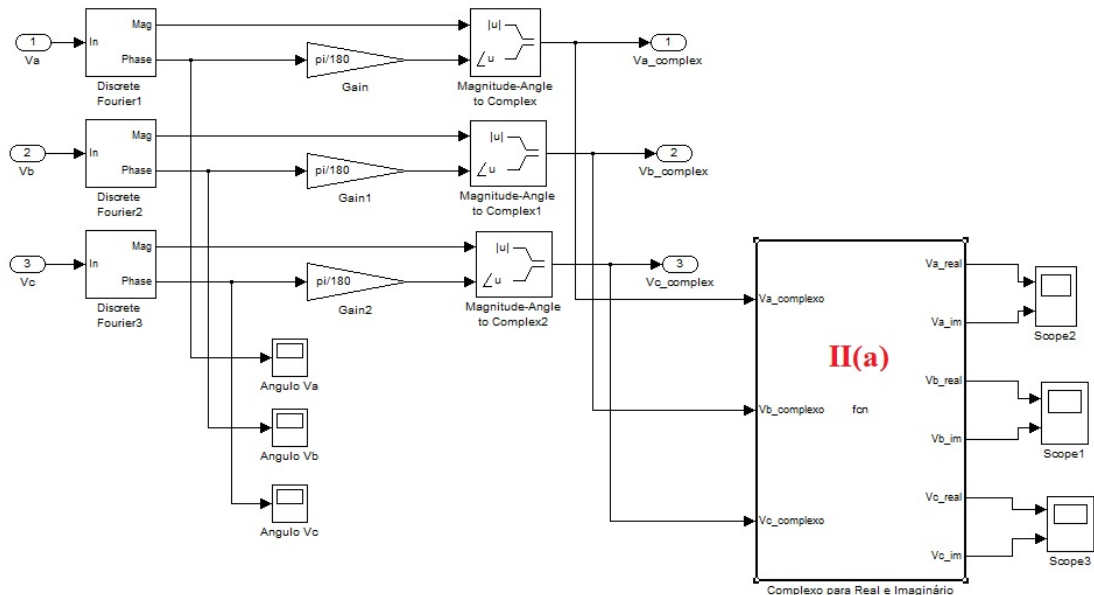


Figura 102 – Bloco II: Transformação das ondas de tensão para valores complexos.

```

Embedded MATLAB Editor - Block: Induction_Machine_Model_dq_Final/Subsystem/Subsystem/Complexo para Real e Imaginário
File Edit Text Debug Tools Window Help
1 function [Va_real,Va_im,Vb_real,Vb_im,Vc_real,Vc_im] = fcn(Va_complexo,Vb_complexo,Vc_complexo)
2 % This block supports the Embedded MATLAB subset.
3 % See the help menu for details.
4
5 - Va_real=real(Va_complexo);
6 - Va_im=imag(Va_complexo);
7
8 - Vb_real=real(Vb_complexo);
9 - Vb_im=imag(Vb_complexo);
10
11 - Vc_real=real(Vc_complexo);
12 - Vc_im=imag(Vc_complexo);

```

Figura 103 – Bloco II(a): Separação das componentes reais e imaginárias dos números complexos representativos das formas de onda das tensões.

O Bloco III é mostrado na **Figura 104** e indica como e onde a transformação das formas de ondas de corrente para números complexos é realizada. O Bloco III(a) representa uma subrotina para separar os valores reais e imaginários do número complexo, como mostrado na **Figura 105**.

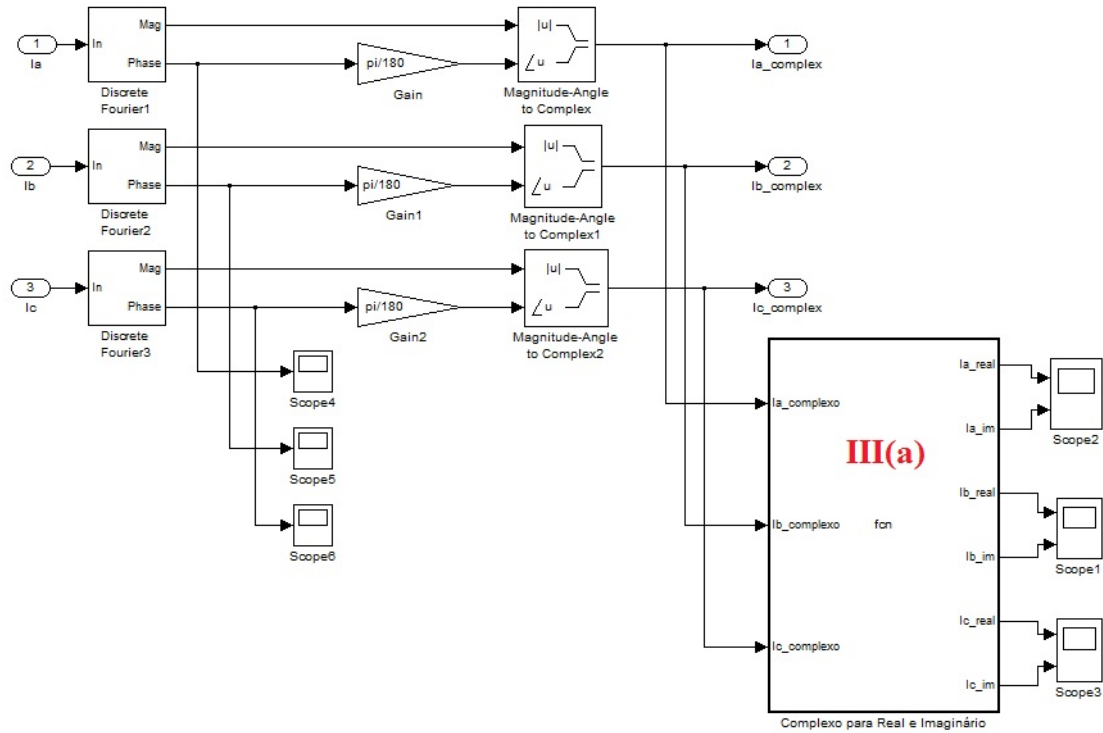


Figura 104 – Bloco III: Transformação das ondas de corrente para valores complexos.

```

Embedded MATLAB Editor - Block: Induction_Machine_Model_dq_Final/Subsystem/Subsystem1/Complexo para Real e Imaginário
File Edit Text Debug Tools Window Help
1 function [Ia_real, Ia_im, Ib_real, Ib_im, Ic_real, Ic_im] = fcn(Ia_complexo, Ib_complexo, Ic_complexo)
2 % This block supports the Embedded MATLAB subset.
3 % See the help menu for details.
4
5 - Ia_real=real(Ia_complexo);
6 - Ia_im=imag(Ia_complexo);
7
8 - Ib_real=real(Ib_complexo);
9 - Ib_im=imag(Ib_complexo);
10
11 - Ic_real=real(Ic_complexo);
12 - Ic_im=imag(Ic_complexo);
Ready Ln 1 Col 1

```

Figura 105 – Bloco III(a): Separação dos valores reais e imaginários dos números complexos representativos das formas de onda das correntes.

O Bloco IV, pertencente ao Bloco I da **Figura 101**, representa uma subrotina para cálculo das componentes de sequência das tensões e correntes, como mostrado na **Figura 106**. Já o Bloco V representa uma subrotina para cálculo dos desbalanços de tensão e corrente, dos módulos da impedância de sequência positiva e de seu ângulo e do capacitor ideal, como mostrado na **Figura 107**.

```

1 function [Mag_V2,phase_V2,Mag_V1,phase_V1,Mag_I2,phase_I2,Mag_I1,phase_I1,Mag_V0,phase_V0,Mag_I0,phase_I0] = fcn(Vabc,Iabc)
2
3 em1.extrinsic('phase');
4 a=-0.5000 + 0.8660i;
5 a2=a^2;
6
7 phase_V2=1;phase_V1=1;phase_V0=1;
8 double(phase_V2);double(phase_V1);double(phase_V0);
9
10 phase_I2=1;phase_I1=1;phase_I0=1;
11 double(phase_I2);double(phase_I1);double(phase_I0);
12
13
14 V2=1/3.*(Vabc(1) + a2*Vabc(2) + a*Vabc(3));
15 V1=1/3.*(Vabc(1) + a*Vabc(2) + a2*Vabc(3));
16 V0=1/3.*(Vabc(1) + Vabc(2) + Vabc(3));
17
18 I2=1/3.*(Iabc(1) + a2*Iabc(2) + a*Iabc(3));
19 I1=1/3.*(Iabc(1) + a*Iabc(2) + a2*Iabc(3));
20 I0=1/3.*(Iabc(1) + Iabc(2) + Iabc(3));
21
22 Mag_V2=abs(V2); Mag_I2=abs(I2);
23 Mag_V1=abs(V1); Mag_I1=abs(I1);
24 Mag_V0=abs(V0); Mag_I0=abs(I0);
25
26 phase_V2=phase(V2);phase_V1=phase(V1);phase_V0=phase(V0);
27 phase_I2=phase(I2);phase_I1=phase(I1);phase_I0=phase(I0);
28
29
30 phase_V2=phase_V2*180/pi;phase_V1=phase_V1*180/pi;phase_V0=phase_V0*180/pi;
31 phase_I2=phase_I2*180/pi;phase_I1=phase_I1*180/pi;phase_I0=phase_I0*180/pi;

```

Figura 106 – Bloco IV Subrotina para cálculo das componentes de sequência das tensões e correntes.

```

1 function [Kv,Ki,Z1,AngZ1,Cap_Ideal] = fcn(V2,AngV2,V1,AngV1,I2,AngI2,I1,AngI1,V0,AngV0,I0,AngI0,Tipo)
2
3 Kv=abs(V2/V1)*100;
4 Ki=abs(I2/I1)*100;
5
6 Z1=abs(V1/I1);
7 AngZ1=AngV1-AngI1;
8
9 Z2=abs(V2/I2);
10 AngZ2=AngV2-AngI2;
11
12 Z0=abs(V0/I0);
13 AngZ0=AngV0-AngI0;
14
15 Cap_Ideal=1.73205/(2*pi*60*Z1); % Delta
16
17 if Tipo == 1 %Delta
18 Cap_Ideal=1.73205/(2*pi*60*Z1);
19 end
20
21 if Tipo == 2 % Estrela
22 Cap_Ideal=1/(1.73205*(2*pi*60)*Z1);
23 end
24
25 if Tipo == 3 % YD
26 %Cap_Ideal=1/(1.527*(2*pi*60)*Z1);
27 Cap_Ideal=1/(2.29*(2*pi*60)*Z1);
28 end
29 %-----

```

Figura 107 – Bloco V: Subrotina para cálculo dos desbalanços de tensão e corrente e do capacitor ideal.

Por fim, a tela inicial do programa é mostrada na **Figura 108**.

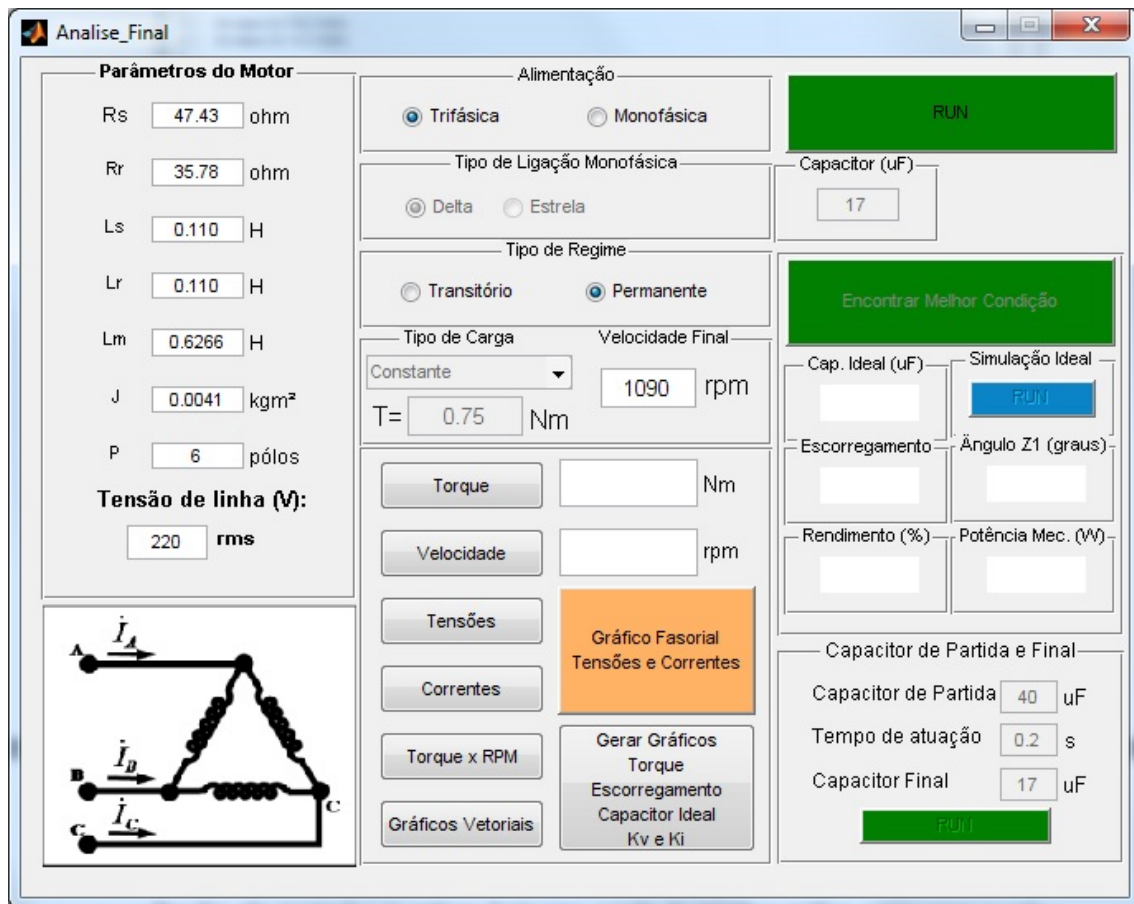


Figura 108 – Tela do programa de simulação.