



unesp

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
Faculdade de Engenharia

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Breno Antonio Ribas de Abreu Junior

**APLICAÇÃO DA TEORIA DE POTÊNCIA CONSERVATIVA PARA
MONITORAMENTO DO COMPORTAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO
TRIFÁSICO SOB DISTÚRBIOS DE QUALIDADE DE ENERGIA**

Bauru - SP
2015

BRENO ANTONIO RIBAS DE ABREU JUNIOR

**APLICAÇÃO DA TEORIA DE POTÊNCIA CONSERVATIVA PARA
MONITORAMENTO DO COMPORTAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO
SOB DISTÚRBIOS DE QUALIDADE DE ENERGIA**

Dissertação apresentada ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia de Bauru – UNESP para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Flávio Alessandro Serrão Gonçalves

Bauru - SP
2015

Abreu Jr., Breno.

Aplicação da Teoria de Potência Conservativa para monitoramento do comportamento do motor de indução trifásico sob distúrbios de qualidade de energia / Breno Abreu Jr., 2015

153 f.

Orientador: Flávio Alessandro Serrão Gonçalves

Dissertação (Mestrado)-Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia, Bauru, 2015

1. Motor de indução trifásico. 2. Distúrbio de qualidade de energia. 3. Teoria de potência conservativa. I. Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia. II. Título.

ATA DA DEFESA PÚBLICA DA DISSERTAÇÃO DE Mestrado DE BRENO ANTONIO RIBAS DE ABREU JÚNIOR, DISCENTE DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, DO(A) FACULDADE DE ENGENHARIA DE BAURU.

Ao 01 dia do mês de junho do ano de 2015, às 15:00 horas, no(a) Câmpus Experimental de Sorocaba, reuniu-se a Comissão Examinadora da Defesa Pública, composta pelos seguintes membros: Prof. Dr. FLÁVIO ALESSANDRO SERRÃO GONÇALVES do(a) Engenharia de Controle e Automação/ Unidade de Sorocaba, Prof. Dr. MOACYR AURELIANO GOMES DE BRITO do(a) Engenharia Eletrônica/UTFPR/Campo Mourão, Prof. Dr. PAULO JOSE AMARAL SERNI do(a) Engenharia de Controle e Automação/ Unidade de Sorocaba, sob a presidência do primeiro, a fim de proceder a arguição pública da DISSERTAÇÃO DE Mestrado de BRENO ANTONIO RIBAS DE ABREU JÚNIOR, intitulado "APLICAÇÃO DA TEORIA DE POTÊNCIA CONSERVATIVA PARA MODELAÇÃO E CONTROLE DE MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA". Após a exposição, o discente foi arguido oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo recebido o conceito final: APROVADO . Nada mais havendo, foi lavrada a presente ata, que, após lida e aprovada, foi assinada pelos membros da Comissão Examinadora.

Prof. Dr. FLÁVIO ALESSANDRO SERRÃO GONÇALVES 

Moacyr Aureliano G. de Brito
Prof. Dr. MOACYR AURELIANO GOMES DE BRITO


Prof. Dr. PAULO JOSE AMARAL SERNI



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
Campus de Bauru

PROPOSTA DE ALTERAÇÃO DO TÍTULO

A COMISSÃO EXAMINADORA PROPÕE A ALTERAÇÃO DO TÍTULO DO TRABALHO DO ALUNO:
BRENO ANTONIO RIBAS DE ABREU JÚNIOR

DE: "APLICAÇÃO DA TEORIA DE POTÊNCIA CONSERVATIVA PARA MODELAÇÃO E CONTROLE DE MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA"

PARA:

APLICAÇÃO DA TEORIA DE POTÊNCIA CONSERVATIVA PARA
MONITORAMENTO DO COMPORTAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO
TRIFÁSICO SOB DISTÚRBIOS DE QUALIDADE DE ENERGIA

Bauru, 01 de junho de 2015.

Prof. Dr. **Flavio Alessandro Serrão Gonçalves**
Orientador



Faculdade de Engenharia de Bauru – Pós-graduação
Av. Eng. Luiz Edmundo Carrijo Coube, 14-01 17033-360 Bauru - SP
tel. (14) 3103-6108 spg@feb.unesp.br www.feb.unesp.br

Dedico à minha esposa Sharlene pelo apoio incondicional e pela paciência em minhas ausências, aos meus pais Breno e Silvia, meus irmãos e cunhados por sempre me apoiarem e incentivarem, em tudo.

AGRADECIMENTOS

Agradeço imensamente à minha esposa Sharlene e a meus pais Breno e Silvia pelo apoio, incentivo, paciência e compreensão, que sem dúvida, foram fatores determinantes para que essa etapa de minha vida fosse completada com sucesso.

Agradeço também aos meus irmãos Bruno e Bianca e aos meus cunhados Bruno e Leoni por, mesmo longe, estarem tão perto, contribuindo de alguma forma neste trabalho e em minha vida.

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Flávio Alessandro Serrão Gonçalves pela paciência, ensinamentos e apoio durante todo esse percurso.

Aos Professores Doutores Paulo José Amaral Serni, Moacyr Aureliano Gomes de Brito, Fernando Pinhabel Marafão e Helmo Kelis Morales Paredes por contribuírem para execução desse trabalho através de orientações, sugestões e ensinamentos.

Por fim, agradeço a seção técnica da pós-graduação da UNESP de Bauru e ao GASI da UNESP de Sorocaba.

RESUMO

Essa dissertação tem por objetivo investigar o comportamento dos parâmetros do motor de indução trifásico (MIT) com rotor tipo gaiola de esquilo, potência mecânica nominal de 3 HP, 220 V, 4 pólos, 60 Hz através das variáveis propostas pela Teoria de Potência Conservativa (CPT), operando sob condições de distúrbios de qualidade de energia. Inicialmente foram determinadas algumas condições de distúrbios, baseadas no Módulo 8 do PRODIST da ANEEL, envolvendo distorções harmônicas de tensão (harmônicas de 3ª, 5ª e 7ª ordem com amplitudes de 6,5%, 7,5% e 6,5% da fundamental respectivamente), desequilíbrio de tensão (fator de desequilíbrio de 2% na amplitude, assimetria e ambos), afundamento de tensão (50% da amplitude nas três fases para 5 e 30 ciclos da frequência da rede) e elevação de tensão (incremento de 50% na amplitude das tensões para 5 e 30 ciclos). Esses distúrbios foram aplicados na alimentação de um motor de indução trifásico em condição de regime permanente com conjugado nominal de carga. O modelo do MIT é representado através da transformação das variáveis de estator e rotor para os eixos d-q num plano de referência síncrono, sendo possível assim verificar o comportamento dinâmico dessa máquina nessas condições. Toda estrutura de simulação e aquisição de dados foi desenvolvida no software PSIM. Através das simulações foi possível avaliar o comportamento dos índices da CPT e a relação existente entre alguns índices e os parâmetros do motor.

Palavras-chave: Motor de Indução trifásico, Distúrbios de Qualidade de Energia, Teoria de Potência Conservativa.

ABSTRACT

This dissertation aims to investigate the behavior of three-phase induction motor parameters (MIT) with squirrel cage rotor, mechanical nominal power of 3 HP, 220 V, 4 poles, 60 Hz using the variables proposed by the Conservative Power Theory (CPT), operating under conditions of power quality disturbances. Initially some disturbance conditions were determined, based in Module 8 of PRODIST ANEEL, involving voltage harmonic distortion (harmonic 3rd, 5th and 7th order with amplitudes of 6.5%, 7.5% and 6.5% of the fundamental respectively), voltage imbalance (2% amplitude imbalance factor, asymmetry, and both), sag (50% of the amplitude in the three phases for 5 and 30 cycles of the mains frequency), and voltage increase (increment 50 % in the amplitude of the voltages for 5 and 30 cycles). These disorders were applied to a three-phase induction motor in steady state condition with rated torque load. The MIT model is represented by the transformation of the stator and rotor variables for the dq axes in an synchronous reference frame, permitting the check of the dynamic behavior of this machine in these conditions. Every simulation structure and data acquisition was developed in PSIM software. Through simulations it was possible to evaluate the behavior of the indices of CPT and relationship between some indices and machine parameters.

Key-words: Three-Phase Induction Machine, Power Quality Disturbances, Conservative Power Theory.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Exemplo de forma de onda apresentando distorção devido à existência de harmônicos (a) e espectro harmônico da forma de onda resultante (b).	48
Figura 2.2 – Curva ITIC para duração de sub e sobretensões (ciclos [c]).....	53
Figura 3.1 – Vista em corte de um motor de indução com rotor tipo gaiola de esquilo. .	56
Figura 3.2 – Circuito equivalente do MIT em regime permanente.....	57
Figura 3.3 – Curva conjugado x velocidade característica do motor.	59
Figura 3.4 – Representação da máquina equivalente de dois eixos.	61
Figura 3.5 – Relação entre eixos a, b, c e d-q.....	62
Figura 3.6 – Circuito equivalente dinâmico, sendo (a) eixo de quadratura e (b) eixo direto.	63
Figura 3.7 – Excitação de um motor de corrente contínua.....	65
Figura 3.8 – Motor de indução controlado através do controle vetorial.	65
Figura 3.9 – Diagrama de blocos do controle vetorial para a máquina no referencial síncrono.....	67
Figura 3.10 – Diagrama de blocos do controle vetorial direto.	68
Figura 3.11 – Diagrama vetorial da orientação do fluxo do rotor.....	68
Figura 3.12 – Circuito equivalente da máquina de indução trifásica no plano estacionário.	70
Figura 3.13 – Circuito equivalente monofásico do MIT para sequência positiva.	73
Figura 3.14 – Circuito equivalente monofásico do MIT para sequência negativa.....	73
Figura 3.15 – Circuito equivalente monofásico do MIT para sequência zero	73
Figura 3.16 – Circuito equivalente monofásico do MIT para cada ordem harmônica.	75
Figura 3.17 – Modelo do MIT desenvolvido no PSIM.....	76
Figura 3.18 – Transformação das variáveis de entrada do eixo a-b-c para o eixo d-q...77	
Figura 3.19 – Estrutura interna do bloco (2) – modelo dinâmico do MIT.....	78
Figura 3.20 – Estrutura interna do bloco (2.1) – cálculo dos fluxos de acoplamento.	78
Figura 3.21 – Estruturas internas dos blocos 2.1.1, 2.1.2, 2.1.3 e 2.1.4.	79
Figura 3.22 – Estrutura interna do bloco (2.2) – cálculo das correntes do eixo de quadratura do rotor e estator.....	79

Figura 3.23 – Estrutura interna do bloco (2.3) – cálculo das correntes do eixo direto do rotor e estator.	80
Figura 3.24 – Estrutura interna do bloco (2.4) – cálculo do conjugado desenvolvido.....	80
Figura 3.25 – Estrutura interna do bloco (2.5) – cálculo da velocidade angular desenvolvida.	80
Figura 3.26 – Estrutura interna do bloco (3) – cálculo das correntes por fase do estator e rotor no plano a-b-c (transformada inversa).	81
Figura 4.1 – Circuito equivalente de carga com característica de fonte de corrente.....	94
Figura 5.1 – Modelo para simulação do distúrbio de harmônico de tensão.	99
Figura 5.2 – Tensão (v), torque (Te) e velocidade (ω) do MIT com 3ª harmônica e 6,5 % da fundamental.....	100
Figura 5.3 – Oscilação dos fluxos de magnetização eixo direto (Ψ_{md}) e quadratura (Ψ_{mq}) para a harmônica de 3ª ordem.....	102
Figura 5.4 – Comportamento da potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para harmônica de 3ª ordem.....	102
Figura 5.5 – Tensão (v), torque (Te) e velocidade (ω) do MIT com 5ª harmônica e 7,5 % da fundamental.....	103
Figura 5.6 – Oscilação dos fluxos de magnetização eixo direto (Ψ_{md}) e quadratura (Ψ_{mq}) para harmônica de 5ª ordem.....	105
Figura 5.7 – Comportamento da potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para harmônica de 5ª ordem.....	105
Figura 5.8 – Tensão (v), torque (Te) e velocidade (ω) do MIT com 7ª harmônica e 6,5 % da fundamental.....	106
Figura 5.9 – Oscilação dos fluxos de magnetização eixo direto (Ψ_{md}) e quadratura (Ψ_{mq}) para harmônica de 7ª ordem.....	108
Figura 5.10 – Comportamento da potência ativa instantânea ($P(t)$) e de corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para harmônica de 7ª ordem.....	108
Figura 5.11 – Modelo para simulação de distúrbio de desequilíbrio de tensão.....	109
Figura 5.12 – Tensão (v), torque (Te) e velocidade (ω) do MIT com distúrbio ($FD = 2\%$).....	111

Figura 5.13 – Oscilação dos fluxos de magnetização eixo direto (Ψ_{md}) e quadratura (Ψ_{mq}) para desequilíbrio de 2 % na amplitude	112
Figura 5.14 – Comportamento da potência ativa instantânea $P(t)$ e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para desequilíbrio de 2 % na amplitude	113
Figura 5.15 – Tensão (v), torque (T_e) e velocidade (ω) do MIT com 2 % de desequilíbrio na assimetria	113
Figura 5.16 – Oscilação dos fluxos de magnetização eixo direto (Ψ_{md}) e quadratura (Ψ_{mq}) para desequilíbrio de 2% na assimetria	115
Figura 5.17 – Comportamento da potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para desequilíbrio de 2 % na assimetria	116
Figura 5.18 – Tensão (v), torque (T_e) e velocidade (ω) do MIT com 2 % de desequilíbrio na amplitude.....	117
Figura 5.19 – Oscilação dos fluxos de magnetização de eixo direto (Ψ_{md}) e quadratura (Ψ_{mq}) para desequilíbrio de 2 % na amplitude e assimetria	118
Figura 5.20 – Comportamento da potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para desequilíbrio de 2 % na amplitude e assimetria	119
Figura 5.21 – Modelo para simulação de distúrbio de afundamento de tensão	119
Figura 5.22 – Tensão (v), torque (T_e) e velocidade (ω) do MIT com afundamento instantâneo de tensão	120
Figura 5.23 – Comportamento da potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para afundamento instantâneo de tensão	121
Figura 5.24 – Comportamento transitório da potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para afundamento instantâneo de tensão	121
Figura 5.25 – Fatores da CPT para afundamento de tensão instantâneo.....	122
Figura 5.26 – Fluxos de magnetização eixo direto (Ψ_{md}) e quadratura (Ψ_{mq}) sob afundamento de tensão instantâneo	122
Figura 5.27 – Fluxos de magnetização de eixo direto (Ψ_{md}) e a energia reativa instantânea ($w(t)$) sob afundamento de tensão instantâneo	123
Figura 5.28 – Tensão (v), torque (T_e) e velocidade (ω) do MIT com afundamento instantâneo de tensão	124

Figura 5.29 – Comportamento da potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para afundamento momentâneo de tensão.....	124
Figura 5.30 – Comportamento transitório da potência ativa instantânea ($P(t)$) e da corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para afundamento momentâneo de tensão....	125
Figura 5.31 – Fatores da CPT para afundamento de tensão momentâneo	125
Figura 5.32 – Fluxos de magnetização de eixo direto (Ψ_{md}) e quadratura (Ψ_{mq}) sob afundamento de tensão momentâneo	126
Figura 5.33 – Fluxos de magnetização de eixo direto (Ψ_{md}) e energia reativa instantânea ($w(t)$) sob afundamento de tensão momentâneo	126
Figura 5.34 – Modelo para simulação de distúrbio de elevação de tensão.....	127
Figura 5.35 – Tensão (v), torque (Te) e velocidade (ω) do MIT com elevação instantânea de tensão	128
Figura 5.36 – Comportamento da potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para elevação instantânea de tensão.....	128
Figura 5.37 – Comportamento transitório da potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para elevação instantânea de tensão	129
Figura 5.38 – Fatores da CPT para elevação de tensão instantânea	129
Figura 5.39 – Fluxos de magnetização de eixo direto (Ψ_{md}) e de quadratura (Ψ_{mq}) sob elevação de tensão instantânea.....	130
Figura 5.40 – Fluxos de magnetização de eixo direto (Ψ_{md}) e energia reativa instantânea ($w(t)$) sob elevação de tensão instantânea	130
Figura 5.41 – Tensão (v), torque (Te) e velocidade (ω) do MIT com elevação instantânea de tensão	131
Figura 5.42 – Comportamento da potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para elevação momentânea de tensão	132
Figura 5.43 – Comportamento transitório da potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para elevação momentânea de tensão.....	132
Figura 5.44 – Fatores da CPT para elevação de tensão momentânea	133
Figura 5.45 – Fluxos de magnetização eixo direto (Ψ_{md}) e quadratura (Ψ_{mq}) sob elevação de tensão momentânea	134

Figura 5.46 – Fluxos de magnetização eixo direto (ψ_{md}) e energia reativa instantânea ($w(t)$) sob elevação de tensão momentânea 134

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Fenômenos eletromagnéticos: classes e características	46
Tabela 2.2 – Valores de referência globais das distorções harmônicas totais, em porcentagem da tensão fundamental.	49
Tabela 2.3 – Referência para distorções harmônicas individuais de tensão, em porcentagem da tensão fundamental.	50
Tabela 5.1 – Resumo das configurações de distúrbios aplicados ao motor.....	97
Tabela 5.2 – Parâmetros de operação do MIT adotado para testes.	98
Tabela 5.3 – Parâmetros da CPT pré e pós aplicação do distúrbio (3ª harmônica).	101
Tabela 5.4 – Parâmetros da CPT pré e pós aplicação do distúrbio (5ª harmônica)	104
Fonte: Próprio autor	106
Tabela 5.5 – Parâmetros da CPT pré e pós aplicação do distúrbio (7ª harmônica)	107
Tabela 5.6 – Parâmetros da CPT pré e pós aplicação do distúrbio ($FD = 2\%$)	111
Tabela 5.7 – Parâmetros da CPT pré e pós-aplicação do distúrbio ($FD = 2\%$ na assimetria).....	114
Tabela 5.8 – Parâmetros da CPT pré e pós aplicação do distúrbio ($FD = 2\%$ na amplitude e assimetria)	117
Tabela 5.9 – Fatores da CPT pré e durante aplicação do distúrbio de afundamento de tensão momentâneo.....	126
Tabela 5.10 – Fatores da CPT pré e durante aplicação do distúrbio de elevação de tensão momentânea.....	133
Tabela 5.11 – Divisão dos casos para simulação e caracterização do MIT	135
Tabela 5.12 – Valores da CPT obtidos através do modelo empregado da máquina e do circuito caracterizado para situação do conjugado em vazio	136
Tabela 5.13 – Valores da CPT obtidos através do modelo empregado da máquina e do circuito caracterizado para situação de 50% do conjugado nominal	137
Tabela 5.14 – Valores da CPT obtidos através do modelo empregado da máquina e do circuito caracterizado para situação de conjugado nominal	137
Tabela 5.15 – Casos de operação da máquina com torque de carga nulo	138

Tabela 5.16 – Casos de operação da máquina com torque de carga em 50% do seu valor nominal	138
Tabela 5.17 – Casos de operação da máquina com torque de carga em 100% do seu valor nominal	138

LISTA DE SIGLAS E DEFINIÇÕES

CPT	<i>Conservative Power Theory</i> (Teoria de Potência Conservativa)
MIT	Motor de Indução Trifásico
abc	Sistema de coordenadas no plano a, b e c
dq	Sistema de coordenadas no plano d-q
FOC	<i>Field Oriented Control</i> (Controle por Orientação de Campo)
IM	<i>Induction Machine</i> (Máquina de Indução)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
DC	<i>Direct Current</i> (Corrente Contínua)
LTK	Lei de Tensão de <i>Kirchoff</i>
LCK	Lei de Corrente de <i>Kirchoff</i>
PSIM	Software de simulação de circuitos elétricos
<i>unbiased</i>	Refere-se à inexistência de valor médio
ONS	Operador Nacional do Sistema
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Potência aparente
B	Reatividade equivalente
B^b	Reatividade equivalente balanceada
d^s	Eixo direto do estator
d^r	Eixo direto do rotor
D	Potência residual
DHT_V	Distorção harmônica total da tensão coletiva
$DHT_{\hat{v}}$	Distorção harmônica total da tensão imparcial coletiva
e	Fonte de tensão harmônica
f	Frequência
G	Condutância equivalente
G^b	Condutância equivalente balanceada
hX_m	Reatância de magnetização para cada ordem harmônica
hX_r	Reatância de dispersão do rotor para cada ordem harmônica
hX_s	Reatância de dispersão do estator para cada ordem harmônica
i_a	Corrente na fase a
\underline{i}_a	Corrente ativa
\underline{i}_a^b	Corrente ativa balanceada
\underline{i}_a^u	Corrente ativa desbalanceada
i_b	Corrente na fase b
i_c	Corrente na fase c
i_{ds}	Corrente do eixo direto do estator
i_{dr}	Corrente do eixo direto do rotor
i_{qs}	Corrente do eixo de quadratura do estator
i_{qr}	Corrente do eixo de quadratura do rotor
\underline{i}_r	Corrente reativa
\underline{i}_r^b	Corrente reativa balanceada
\underline{i}_r^u	Corrente reativa desbalanceada

i_{rh}	Corrente do rotor para cada ordem harmônica
i_{r1}	Corrente do rotor para sequência positiva
i_{r2}	Corrente do rotor para sequência negativa
i_{sh}	Corrente do estator para cada ordem harmônica
i_{s0}	Corrente do estator para sequência zero
i_{s1}	Corrente do estator para sequência positiva
i_{s2}	Corrente do estator para sequência negativa
\underline{i}_v	Corrente residual (nula)
I_1	Corrente do estator
I_a	Corrente de armadura
I_a	Corrente ativa coletiva
I_c	Corrente de perdas no núcleo
I_a^b	Corrente ativa balanceada coletiva
I_a^u	Corrente ativa desbalanceada coletiva
I_f	Corrente de campo
I_m	Corrente de magnetização
I_r	Corrente reativa coletiva
I_r^b	Corrente reativa balanceada coletiva
I_r^u	Corrente reativa desbalanceada coletiva
I_v	Corrente do entreferro
I'_2	Corrente do rotor referida ao estator
J	Joule
K_t	Constante de proporcionalidade
L_e	Indutância equivalente
L_{ls}	Indutância de dispersão do estator
L_{lr}	Indutância de dispersão do rotor
L_m	Indutância de magnetização.
p	Número de pólos
P	Potência ativa coletiva
q^s	Eixo de quadratura do estator

q^r	Eixo de quadratura do rotor
P	Potência ativa
Q	Potência reativa
R_1	Resistência do estator
R_c	Resistência de perdas no núcleo
R_{m1}	Resistência de magnetização para sequência positiva
R_{m2}	Resistência de magnetização para sequência negativa
R_{s0}	Resistência do estator para sequência zero
R_{s1}	Resistência do estator para sequência positiva
R_{s2}	Resistência do estator para sequência negativa
R_{r1}	Resistência do rotor para sequência positiva
R_{r2}	Resistência do rotor para sequência negativa
R'_2	Resistência do rotor referida ao estator
s	Escorregamento
s_h	Escorregamento para cada ordem harmônica
T	Período
Te	Conjugado
U	Potência de desbalanço
U_a	Potência ativa de desbalanço
U_r	Potência reativa de desbalanço
v	Tensão de fase
V_{ah}	Tensão de fase para cada ordem harmônica
V_{as}	Tensão da fase a do estator
V_{bs}	Tensão da fase b do estator
V_{cs}	Tensão da fase c do estator
V_{qs}^s	Tensão de quadratura do estator no referencial síncrono
V_{ds}^s	Tensão direta do estator no referencial síncrono
V_0	Tensão de fase para sequência zero
V_1	Tensão de fase para sequência positiva
V_2	Tensão de fase para sequência negativa
ω	Velocidade rotórica

ω_s	Velocidade síncrona
ω_{sl}	Frequência de escorregamento
W_r	Energia reativa coletiva
Xl_1	Reatância de dispersão do estator
Xl'_2	Reatância de dispersão do rotor referido ao estator
Xm	Reatância de magnetização
X_{m1}	Reatância de magnetização para sequência positiva
X_{m2}	Reatância de magnetização para sequência negativa
X_{r0}	Reatância de dispersão do rotor para sequência zero
X_{r1}	Reatância de dispersão do rotor para sequência positiva
X_{r2}	Reatância de dispersão do rotor para sequência negativa
X_{s1}	Reatância de dispersão do estator para sequência positiva
X_{s2}	Reatância de dispersão do estator para sequência negativa
\bar{x}	Valor médio da variável
\hat{x}	Integral imparcial da variável
$\dot{\hat{x}}$	Derivada no tempo da variável
x_f	Integral no tempo da variável
$\underline{\bar{x}}$	Valor médio do vetor da variável
$ \underline{x} $	Magnitude do vetor da variável
$\ x\ $	Norma Euclidiana (valor eficaz) da variável
$\ \underline{x}\ $	Norma Euclidiana (valor eficaz) da variável
μ	Termos por fase
λ	Fator de Potência
λ_D	Fator de não linearidade
λ_Q	Fator de reatividade
λ_U	Fator de assimetria
Ψ_a	Fluxo da armadura
Ψ_{ds}	Fluxo direto do estator
Ψ_f	Fluxo do campo
Ψ_{qs}	Fluxo de quadratura do estator

Ψ_{qr} Fluxo de quadratura do rotor

Ψ_{dr} Fluxo direto do rotor

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	35
1.1. Considerações Iniciais.....	35
1.2. Estado da Arte.....	37
1.3. Organização da Dissertação	43
2. A QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA.....	45
2.1. Fundamentação da Qualidade da Energia Elétrica	45
2.2. Harmônicos e Distorção Harmônica.....	47
2.3. Desequilíbrio de Tensão.....	51
2.4. Afundamento de Tensão (<i>sag</i>)	52
2.5. Elevação de Tensão (<i>swell</i>)	54
3. MODELAGEM E CONTROLE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.....	55
3.1. O Motor de Indução Trifásico	55
3.2. Modelo Dinâmico d-q do Motor de Indução.....	60
3.3. Controle por Orientação de Campo ou Controle Vetorial	64
3.4. Princípios do Controle Vetorial	66
3.4.1. Controle vetorial direto ou feedback.....	67
3.4.1.1. Estimador do vetor de fluxo.....	70
3.5. Apresentação do Circuito Equivalente e Equacionamento do MIT Convencional Utilizado para Tensões Desequilibradas e Distorcidas	72
3.5.1. Circuito para tensão desequilibrada	72
3.5.2. Circuito para tensão distorcida	74
3.6. Apresentação do Modelo Dinâmico do Motor de Indução Trifásico Adotado nos Desenvolvimentos desta Dissertação	75
3.6.1. Bloco 1 – Transformação da coordenada a-b-c para d-q.....	76
3.6.2. Bloco 2 – Modelo dinâmico do MIT	77
3.6.3. Bloco 3 – Transformada inversa do plano d-q para a-b-c.....	80
3.7. Conclusões.....	82
4. A TEORIA DE POTÊNCIA CONSERVATIVA EM CIRCUITOS POLIFÁSICOS.....	83
4.1. Definição de Operadores Matemáticos	84

4.2. Termos de Potência e Energia Conservativa	85
4.3. Termos de Corrente	86
4.3.1. Termos de corrente ativa.....	86
4.3.2. Termos de corrente reativa	88
4.3.3. Termo de corrente residual (nula)	89
4.3.4. Decomposição total dos termos de corrente	89
4.4. Termos de Potência	90
4.4.1. Potência ativa.....	90
4.4.2. Potência reativa.....	90
4.4.3. Potência ativa de desbalanço.....	91
4.4.4. Potência reativa de desbalanço	91
4.4.5. Potência residual.....	91
4.4.6. Potência aparente	92
4.5. Fator de Potência	92
4.5.1. Fator de não linearidade.....	93
4.5.2. Fator de assimetria.....	93
4.5.3. Fator de reatividade	93
4.6. Caracterização do MIT através da CPT	93
4.7. Conclusões.....	96
5. APLICAÇÃO DOS DISTÚRBIOS NO MIT E MONITORAMENTO VIA CPT	97
5.1. Harmônica de Tensão	99
5.1.1. Harmônica de 3ª ordem e 6,5 % da amplitude da fundamental	99
5.1.2. Harmônica de 5ª ordem e 7,5% da amplitude da fundamental	103
5.1.3. Harmônica de 7ª ordem e 6,5 % da amplitude da fundamental	106
5.2. Desequilíbrio de Tensão.....	109
5.2.1. Desequilíbrio de 2 % na amplitude.....	110
5.2.2. Desequilíbrio de 2 % na assimetria	113
5.2.3. Desequilíbrio de 2 % na amplitude e assimetria.....	116
5.3. Afundamento de tensão (sag)	119
5.3.1. Afundamento instantâneo de tensão.....	120
5.3.2. Afundamento momentâneo de tensão	123

5.4. Elevação de tensão (<i>swell</i>).....	127
5.4.1. Elevação instantânea de tensão	127
5.4.2. Elevação momentânea de tensão	131
5.5. A Caracterização do MIT através da CPT	135
5.6. Conclusões.....	138
6. CONCLUSÕES GERAIS.....	141
Trabalhos futuros	143
Publicações correlatas	144
BIBLIOGRAFIA	145

1. INTRODUÇÃO

1.1. Considerações Iniciais

A qualidade de energia elétrica tem sido um tema de ampla discussão nas últimas décadas, envolvendo desde órgãos governamentais regulamentadores, passando por concessionárias de energia e chegando inclusive aos clientes finais. Esse fator está diretamente relacionado com o constante aumento da demanda que o sistema elétrico vem sofrendo, seja devido às novas necessidades decorrentes do crescimento das atividades industriais, comerciais e agropecuárias, e até mesmo devido à constante busca por avanços tecnológicos ou melhorias na qualidade de vida e conforto pela população em geral (STEVENSON, 1978).

Grande atenção tem sido despendida por pesquisadores no intuito de garantir que a energia elétrica chegue aos consumidores finais com elevada qualidade, sejam elas relacionadas à continuidade de fornecimento, confiabilidade e principalmente, que os índices de qualidade de energia propriamente ditos sejam atendidos (GANDEHARI; JALILIAN, 2004).

Dentre os principais distúrbios relacionados à qualidade da energia pode-se citar as distorções harmônicas da tensão, variações de tensão de curta e longa duração, variações da frequência da tensão de fornecimento, desequilíbrio entre tensões de fase, dentre outros. Com o intuito de buscar uma padronização, além de facilitar a quantificação, identificação de causas e efeitos e possível mitigação dos distúrbios a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) criou o manual de Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica (PRODIST) que descreve, conceitua e estabelece índices desses distúrbios que devem ser atendidos para que a energia possua qualidade satisfatória e não cause problemas ao consumidor final (NEVES, 2014). A criação de padrões e procedimentos para análise da qualidade da energia não é exclusividade da ANEEL, existem outras literaturas, normas e padronizações que possuem o mesmo intuito, mas este trabalho se orientará em suas definições.

A qualidade da energia elétrica impacta diretamente nos processos e equipamentos utilizados pelo consumidor final, principalmente no setor industrial. Isso decorre do fato da crescente utilização de equipamentos sensíveis aos distúrbios, como é o caso daqueles que se utilizam da eletrônica de potência em seus processos. Dentre os equipamentos podem ser citados os controladores lógicos programáveis, inversores de frequência para acionamento de motores de indução e, como cargas diversas, os motores de indução trifásicos (MIT) propriamente ditos (GIBELLI, 2009).

Considerando que aproximadamente 44% de toda a energia elétrica gerada é consumida pelo setor industrial e que dentro desse universo aproximadamente 60% dessa demanda de energia elétrica é consumida por motores de indução trifásicos (direta e indiretamente), constata-se a importância da realização de estudos relacionando distúrbios da qualidade de energia com a caracterização de aspectos e problemas na operação dessas máquinas (GANDEHARI; JALILIAN, 2004).

A literatura é rica em trabalhos pertinentes abordando os efeitos dos distúrbios da qualidade de energia elétrica na operação de motores de indução trifásicos, porém o foco do estudo está usualmente baseado no emprego da teoria de potência clássica em conjunto com transformadas para determinação das componentes simétricas (Fortescue) e a superposição dos seus efeitos (NEVES, 2014). Como alternativa ao emprego da teoria de potência clássica, a Teoria de Potência Conservativa (CPT), explorada em (PAREDES, 2011), possibilita a realização de uma análise e caracterização dos fenômenos relacionados com a tensão e corrente, de forma seletiva no domínio do tempo, aspecto de complexa implementação quando se realiza análises clássicas empregando tensões harmônicas.

Neste contexto, este trabalho visa contribuir nos estudos relacionados com a caracterização da operação de motores de indução trifásicos submetidos a condições de alimentação não ideais, delimitados por distúrbios na qualidade da energia elétrica baseado no PRODIST da ANEEL, empregando a Teoria de Potência Conservativa (CPT). Especificamente, os comportamentos dos índices instantâneos e médios propostos pela CPT serão utilizados para caracterização dos efeitos sobre uma máquina de indução trifásica com rotor tipo gaiola de esquilo operando em diferentes

condições de distúrbios de qualidade de energia, demonstrando o impacto e a indicação da correlação destes índices com os fenômenos operacionais da máquina.

1.2. Estado da Arte

Em função da ampla disseminação nos setores industriais e a sua contribuição no consumo de toda a energia gerada, os efeitos dos distúrbios de alimentação na operação de máquinas elétricas de indução trifásicas vem sendo um tema amplamente abordado nas últimas décadas (LEE, 1999; LEE, 1999; BRITO, 2006; NETO, 2012; SIDDIQUE, 2004; MIRABBASI, 2009; GOMEZ, 2002 e KANG, 2004). Os estudos apontam que distúrbios na qualidade da energia elétrica, tais como, distorções harmônicas, desequilíbrios e variações de curta e longa duração da tensão influenciam diretamente na operação, comportamento, rendimento e vida útil dos motores de indução.

Uma investigação referente aos efeitos das distorções harmônicas de tensão está descrita em (LEE; LEE, 1999). Conforme o estudo indica, uma vez que exista esse tipo de distúrbio no sistema, as características operacionais dos motores de indução serão afetadas em primeiro lugar. Ao todo são relatados testes de avaliação envolvendo trinta e sete (37) diferentes formas de onda distorcidas, compostas por combinações de componentes harmônicas de 2ª a 13ª ordens, resultando em distorção total da tensão (THD de 5%, 10% e 15%). A partir dos resultados destes testes constatou-se que quanto menor a ordem harmônica maior o impacto no rendimento do motor. Além disso, as harmônicas de sequência negativa são responsabilizadas por provocar um conjugado com sentido contrário ao movimento ocasionando um comportamento de conjugado pulsante e o conseqüente aumento das perdas. O estudo também identificou que quanto menor for a ordem da componente harmônica e maior for a THD mais o rendimento é afetado no sentido da redução.

Ainda relacionando a influência da distorção harmônica de tensão na operação do MIT, o estudo apresentado em (BRITO; LEÃO, 2006) constatou que nos casos onde as distorções harmônicas são de 2ª ordem e com THD de até 10% o rendimento do MIT não sofre redução considerável. Além disso, o MIT operando nestas condições de

alimentação distorcidas, resultantes da existência de componentes harmônicas de tensão, sofre com a queda do fator de potência, sobreaquecimento e com o aparecimento de conjugado vibratório (oscilatório). Há um acréscimo considerável na oscilação do conjugado para o caso envolvendo distorção de 20% composta por componentes harmônicas de 2ª ordem, e o escorregamento sofre alteração para harmônicas de 2ª, 4ª e 5ª ordens. As constatações foram obtidas por meio de simulações computacionais de um MIT operando em regime permanente, com conjugado nominal, aplicando-se distorções de até 20% nas tensões de operação.

Em (NETO, 2012) o autor faz a análise de um motor de indução trifásico operando sob o efeito de distorções harmônicas de tensão. Os testes são realizados através de simulações no MATLAB com a aplicação de distorções que variam de 0 a 20% de distorção harmônica total (THD) com componentes harmônicos individuais de sequência positiva e negativa até 13ª ordem. Pôde ser concluído que o motor tem seu comportamento afetado apenas para distorções harmônicas na tensão acima de 10% principalmente para as de 2ª ordem. Além disso, verificou-se que a medição do fator de potência de deslocamento é falha para a análise de máquinas sob condições de distorções, sendo correta a medição do fator de potência total, uma vez que os medidores precisos podem acusar pequena elevação do fator de potência de deslocamento quando da aplicação de harmônicas de sequência negativa e redução para harmônicas de sequência positiva. Essa resposta cria falsa relação entre as potências envolvidas na máquina.

Uma investigação sobre os efeitos das distorções harmônicas nos motores de indução é realizada em (DE ABREU; EMANUEL, 2000). Os autores abordam a análise dos efeitos térmicos no MIT relacionados às distorções harmônicas e inter harmônicas em sua alimentação. Foram aplicados distúrbios de diferentes ordens (0,1, 0,5, 3, 5, 7, 11 e 13) em regime permanente, carga de 75% da nominal e temperatura ambiente de 30°C. Foi verificado que para motores de potência baixa a perda de vida útil é de aproximadamente 0,5 ano e até de 1,2 anos para motores de grande porte considerando distorção de 1%, já para o caso de 2% de distorção esses valores quadruplicam, Ademais, a isolação do motor é afetada consideravelmente pelas

subharmônicas e o fator *derating* é afetado pelo tipo do motor e configuração do distúrbio.

As implicações de um MIT operando sobre condições de tensões desequilibradas são avaliadas em (LEE, 1999), empregando uma metodologia baseada no emprego de componentes simétricas. Os testes foram efetuados utilizando três configurações diferentes de desequilíbrio: mesmo fator de desequilíbrio (FD) composto por combinações nas tensões, uma tensão desequilibrada e com diferentes defasagens e diferentes componentes de sequência negativa e mesmas componentes de sequência positiva. Os testes demonstraram que a existência de valores elevados nas componentes de sequência positiva implica na redução do fator de potência, mas no aumento da eficiência do motor. Adicionalmente, desequilíbrios gerados por valores de tensão abaixo do valor nominal ocasionam um incremento na temperatura de operação e podem contribuir para a redução da vida útil da máquina. Por fim, há a constatação de que somente o emprego do índice FD não é suficiente para classificar as análises, pois este pode ser obtido através de diferentes combinações, sendo necessária a utilização da sequência positiva como variável adicional de sensibilidade.

Em (SIDDIQUE; YADAVA; SINGH, 2004) é apresentada uma investigação sobre o comportamento do MIT sob efeito do desequilíbrio de tensão baseada na realização de simulações computacionais no software MATLAB, comparando três definições de fatores de desequilíbrio, sendo eles: *voltage unbalance factor (VUF)* definida pela IEC como a relação em porcentagem entre componente de tensão de sequência negativa e a componente de tensão de sequência positiva, *phase voltage unbalance in percent (PUVR)* estabelecida pela IEEE como a relação entre o desvio de tensão máximo da tensão média de fase pela tensão média de fase em porcentagem e *line voltage unbalance rate (LUVR)* definida pela NEMA como sendo em porcentagem a relação entre o desvio de tensão máximo da tensão média de linha pela tensão média de linha. As simulações foram realizadas considerando a criação de seis condições de desequilíbrio, geradas através de diferentes combinações de tensão, mas com o mesmo fator para as três orientações normativas. Além da sustentação de que o desequilíbrio causa diversos efeitos prejudiciais aos motores, tais como, danos à isolação, existência de conjugado oscilatório, baixo rendimento, operação com

superaquecimento, foi constatado também que o fator que representa com maior precisão o desequilíbrio é o VUF se utilizado simultaneamente com a sequência positiva.

Outro estudo considerando a operação do MIT sob condições de tensão desequilibradas está descrito em (MIRABBASI; SEIFOSSADAT, 2009). Simulações computacionais avaliando o motor de indução operando em diferentes condições de alimentação da máquina foram realizadas. As situações avaliadas contemplavam a condição normal de alimentação (adotada como parâmetro de comparação), as situações compostas por 80% e 85% da tensão nominal em duas fases, 10% de redução no ângulo de duas fases e 90% da tensão nominal e redução de 10% do ângulo de duas fases. Neste estudo constatou-se a existência de um aumento gradativo na oscilação do conjugado, além do fato de que, o motor operando nessas condições passa a sofrer com diversos problemas, dentre eles oscilações mecânicas, elevação das perdas e diminuição do rendimento.

Em (NEVES, 2014) é realizado um estudo considerando os efeitos da distorção harmônica e do desequilíbrio de tensão aplicados simultaneamente na operação do MIT para a avaliação das implicações sobre o rendimento e sobre o conjugado. Os distúrbios aplicados consistiam do desequilíbrio de tensão presente apenas na magnitude, apenas nos ângulos, na magnitude e ângulo, harmônicas de tensão de uma ordem e de duas ordens. Através dos experimentos constatou-se que na presença de desequilíbrio e distorção harmônica o rendimento sofre uma taxa de redução mais acentuada se comparada com o impacto causado no conjugado.

Ainda sobre a operação do MIT sob condições de tensão desequilibradas, (MENDES, 2010) analisa a influência da tensão de sequência positiva e do desequilíbrio de tensão com relação à temperatura do motor. Os autores defendem que somente o conhecimento do fator de desequilíbrio não é suficiente para estabelecer as tensões nos terminais do estator, sendo necessário o auxílio da componente de tensão de sequência positiva, uma vez que para um mesmo fator é possível utilizar infinitas configurações de tensão.

Em (MIRABBASI; SEIFOSSADAT; HEIDARI, 2009) os autores analisam o modelo em regime permanente de um motor de indução trifásico (sequência positiva e

negativa) quando submetidos a situações de desequilíbrio de tensão, sendo esses desequilíbrios aplicados na amplitude, deslocamento e ambos. Para o caso de desequilíbrio na amplitude foi determinada redução de 20% e 15% para as fases B e C respectivamente. Para o caso de assimetria, foi aplicado um deslocamento angular de 10% para as fases B e C. Já para o caso de desbalanço e assimetria considerou-se fator de 10% entre todas as fases. Após a aplicação dos distúrbios os parâmetros de torque, velocidade e ondulação de torque foram analisadas. As principais conclusões dos autores foram que o desbalanço de tensão causa redução de sua eficiência, além das amplitudes de corrente e torque aumentarem à medida que o fator de desbalanço é incrementado, Além disso, o motor sofre com perdas excessivas, aquecimento, vibrações e torque oscilatório devido à aplicação de tensões desequilibradas.

O comportamento do motor de indução trifásico submetido à condições de afundamentos de tensão foi avaliado em (GOMEZ; MORCOS; REINER; CAMPETELLI, 2002). Os testes foram realizados em um motor de indução trifásico com rotor tipo gaiola de esquilo de 5,5kW, 380V e 50Hz. Diferentes situações de perturbações foram aplicadas à máquina, permitindo a constatação de que a existência de afundamentos de tensão extremos ou mesmo curtas interrupções na tensão de alimentação representam o pior caso de stress térmico para o motor. Além disso, os picos de corrente causados pela recuperação da tensão são equivalentes às produzidas nas partidas dessas máquinas.

Ainda referente a impactos de afundamentos e interrupções temporárias de tensão nos motores de indução trifásicos, (KANG; KIM; MOON; YUN, 2004) apresenta um estudo de caso realizado através de teste experimental com um motor de indução de 1/3HP sob diversas configurações de alimentações e cargas, sendo elas basicamente: aplicação de afundamentos de tensão monofásicas, bifásicas e trifásicas, variando de 0 a 90 % da tensão nominal, com pontos de análise definidos a cada dez pontos percentuais. Os testes demonstraram nestas situações que os distúrbios trifásicos e bifásicos são os que mais impactam na estabilidade da máquina. Além disso, afundamentos e interrupções são responsáveis por causar processos de acelerações abruptas nas recuperações de tensão, causando picos de corrente e a degradação das isolações.

Em (PEREZ; CORTEZ; GOMEZ, 2007) os autores apresentam um estudo do comportamento de máquinas de indução e síncronas quando submetidas a condições operacionais de afundamento de tensão momentâneo (*sag*) sob um valor eficaz. Foi construído um gerador de afundamento de tensão para realização dos testes. Neste trabalho foram aplicados três tipos de configurações de afundamento de tensão nas máquinas, sendo elas: redução nas três fases, redução em uma fase e redução em duas fases, com amplitudes que variam de 10% a 90% do valor eficaz nominal. Os autores concluíram que a máquina operando sobre os efeitos de afundamentos de tensão estão propensas a sofrerem danos em sua estrutura, rolamento e isolamento devido ao aumento de corrente nos enrolamentos quando há a recuperação da tensão. Os danos mecânicos foram percebidos diretamente através da vibração mecânica nos testes experimentais.

Os efeitos de tensões assimétricas causadas por *sags* foram abordadas em (PEDRA; CÓRCOLES; SAIZ, 2007). Nesse trabalho os autores aplicaram configurações de afundamentos de tensão aleatórios em um modelo dinâmico do motor de indução trifásico. Pode-se constatar uma relação linear entre as *sags* e os picos de torque e corrente, além de verificarem redução de velocidade de operação nos instantes de aplicação dos afundamentos.

Em sua dissertação de mestrado (GIBELLI, 2009) apresenta uma pesquisa relacionada à resposta dinâmica dos MIT frente a afundamentos de tensão na rede de alimentação. Um modelo de um sistema elétrico foi criado no *software* ATP assim como diversas situações de faltas e manobras foram definidas a fim de provocar situações de afundamentos de tensão na carga. Essas situações puderam ser divididas entre: faltas na linha de transmissão e barramentos e religamento das linhas de distribuição. O autor pode concluir que o MIT é capaz de suportar a maioria dos afundamentos causados pelas simulações, sendo o grau de danos definido pela sensibilidade às variações de velocidade. Além disso, pode-se verificar que a vida útil dos motores é afetada devido às variações de corrente causadas pelos afundamentos e os impulsos de torque podem resultar em avarias no eixo do motor dependendo das cargas acopladas em seu eixo.

Uma vez que se verifica a importância dos motores de indução trifásicos, essenciais em processos produtivos modernos, e que estas máquinas sofrem

consideravelmente com esses distúrbios nota-se que a caracterização dos efeitos nos motores de indução trifásico submetidos a distúrbios em sua tensão de alimentação é um tema amplamente discutido e analisado na literatura. No entanto, nenhum estudo foi realizado vinculado aos índices da CPT de um MIT operando sobre condições de distúrbios e suas componentes de fluxos magnéticos. Neste sentido, este trabalho visa contribuir no estudo da relação e do comportamento desses índices com os parâmetros operacionais característicos do motor de indução trifásico, tais, como, velocidade, conjugado e fluxos da máquina.

1.3. Organização da Dissertação

A apresentação das informações da dissertação foi realizada através da elaboração de seis capítulos, incluindo este capítulo introdutório. A descrição resumida das informações abordadas nos capítulos é apresentada a seguir.

O capítulo 2 aborda a fundamentação teórica referente aos distúrbios da qualidade de energia elétrica apresentando suas causas, efeitos e normas pertinentes com foco nos distúrbios criados para realizar as análises propostas.

O capítulo 3 descreve o modelo do motor de indução trifásico utilizado nesta dissertação, além de uma breve conceituação teórica no que tange seu equacionamento e modelagem.

O capítulo 4 expõe os principais índices da Teoria de Potência Conservativa (CPT) para sistemas trifásicos. As componentes utilizadas nesta dissertação para análise e caracterização do MIT são descritas e conceituadas nesta seção.

O capítulo 5 descreve os modelos utilizados para as simulações juntamente com os resultados obtidos das análises do MIT através da CPT, sobre efeito de distúrbios de energia.

O capítulo 6 apresenta as conclusões gerais obtidas através da análise dos dados obtidos no capítulo 5, além de sugestões de propostas de trabalhos futuros.

2. A QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA

Este capítulo tem como objetivo fundamentar teoricamente conceitos básicos da Qualidade da Energia Elétrica e alguns índices pertinentes utilizados nas suas abordagens e definições. A dissertação possui foco na análise do comportamento de motores de indução trifásicos (MIT) operando fora de suas condições normais ideais, contemplando a existência de componentes harmônicas, desequilíbrios e variações de tensão de curta e longa duração. Desta forma, estes aspectos são abordados considerando os seus reflexos diretos na operação do MIT.

2.1. Fundamentação da Qualidade da Energia Elétrica

O termo Qualidade da Energia Elétrica está relacionado com qualquer fenômeno que se manifeste na forma de onda de tensão, forma de onda de corrente ou frequência que pode resultar em interrupção ou falhas na operação de equipamentos eletroeletrônicos, transmissão e distribuição de energia elétrica.

Assim, os aspectos abrangidos pela Qualidade da Energia Elétrica vêm recebendo muita atenção devido às mudanças no setor de energia elétrica, tais como, inclusão de novas tecnologias de geração conectadas à rede de distribuição de baixa tensão, alteração da natureza das cargas com o aumento de cargas com características não lineares e a preocupação dos usuários finais em garantir alta eficiência em seus processos (DUGAN; MCGRANAHAN; SANTOSO; BEATY, 2004).

Adicionalmente, o termo distúrbio foi estabelecido para definir os diferentes tipos de variações que a energia elétrica possa vir a sofrer.

A Qualidade da Energia Elétrica é um termo amplo que pode ser interpretado de diversas maneiras, envolvendo indicadores diferentes. Para que seja objetiva a forma com que os indicadores são avaliados, usualmente são definidas medidas mitigatórias e mantido um monitoramento constante. Os distúrbios, em sua maioria, são originados externamente às instalações elétricas em análise, em decorrência de ações da natureza como raios, galhos de árvore em contato com a rede de distribuição ou

mesmo devido a causas aleatórias, tais como, acidentes envolvendo veículos e postes e animais em contato com linhas vivas. Entretanto, os distúrbios também podem ser gerados dentro do próprio sistema em análise. Por exemplo, distúrbios podem ter sua origem em uma indústria devido a operação de equipamentos não lineares, como controladores de velocidades, chaveamento de banco de capacitores, operação de fornos a arco, entre outros (OLESKOVICZ, 2007).

A Tabela 2.1 apresenta de forma resumida uma lista contemplando tipos de fenômenos eletromagnéticos presentes em sistemas de potência que contribuem para depreciação da Qualidade da Energia Elétrica, distribuídos em classes e com informações de suas principais características.

Tabela 2.1 – Fenômenos eletromagnéticos: classes e características

Fenômeno	Conteúdo Espectral Típico	Duração Típica	Amplitude da Tensão Típica
Transitórios			
- Impulsivos			
ns	5 ns	< 50 ns	
µs	1 µs	50 ns - 1 ms	
ms	0,1 ms	> 1 ms	
- Oscilatórios			
Baixa Frequência	< 5 kHz	0,3 - 50 ms	0 - 4 p. u.
Média Frequência	5 - 500 kHz	20 µs	0 - 8 p. u.
Alta Frequência	0,5 - 5 MHz	5 µs	0 - 4 p. u.
Variações de Curta Duração			
- Instantânea			
Interrupção		0,5 - 30 ciclos	< 0,1 p. u.
Afundamento		0,5 - 30 ciclos	0,1 - 0,9 p. u.
Elevação		0,5 - 30 ciclos	1,1 - 1,8 p. u.
- Momentânea			
Interrupção		30 ciclos - 3 s	< 0,1 p. u.
Afundamento		30 ciclos - 3 s	0,1 - 0,9 p. u.
Elevação		30 ciclos - 3 s	1,1 - 1,4 p. u.
- Temporária			
Interrupção		3 s - 1 min	< 0,1 p. u.
Afundamento		3 s - 1 min	0,1 - 0,9 p. u.
Elevação		3 s - 1 min	1,1 - 1,2 p. u.
Variações de Longa Duração			
Interrupção Sustentada		> 1 min	0,0 p. u.
Sub-tensão sustentada		> 1 min	0,8 - 0,9 p. u.
Subre-tensão sustentada		> 1 min	1,1 - 1,2 p. u.
Desequilíbrio de Tensão		Regime Permanente	0,5 - 2 %
Distorções da Forma de Onda			
Nível CC		Regime Permanente	0 - 0,1 %

Harmônicos	de ordem 0 - 100	Regime Permanente	0 - 20 %
Inter-harmônicos	0 - 6 kHz	Regime Permanente	0 - 2%
<i>Notching</i>		Regime Permanente	
Ruido	Faixa ampliada	Regime Permanente	0 - 1 %
Flutuação de Tensão		Intermitente	0,1 - 7 %
Variações da Frequência do Sistema		< 10 s	

Fonte: Adaptado da IEEE1159-2009

Nas próximas seções são apresentadas as descrições dos principais distúrbios empregados nas análises desta dissertação.

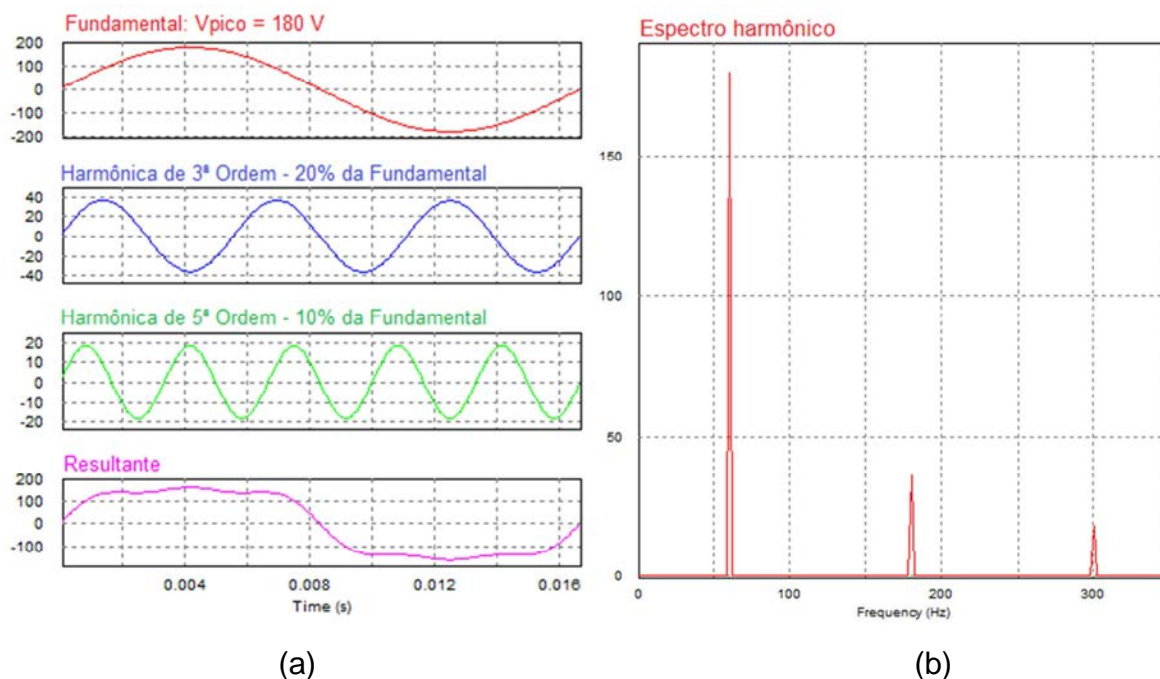
2.2. Harmônicos e Distorção Harmônica

A terminologia Harmônicos está relacionada com os fenômenos associados com a deformação existente em uma forma de onda genérica, de tensão e/ou de corrente, quando comparada a uma forma de onda de mesma unidade, puramente senoidal e possuindo uma frequência denominada fundamental. No caso do Brasil para a forma de onda de tensão esta frequência é definida como sendo 60 Hz (ANEEL, 2015).

Assim, em uma forma de onda periódica, a diferença responsável pela deformação pode estar relacionada com a existência de uma combinação de componentes alternadas senoidais possuindo frequências múltiplas da frequência fundamental (OLESKOVICZ, 2007).

A Figura 2.1 demonstra uma situação de deformação de uma forma de onda de tensão devido à existência de harmônicos. O caso apresentado contempla componentes harmônicas de 3ª ordem (180 Hz) e de 5ª ordem (300 Hz), com amplitudes de 20% e 10% da amplitude da componente fundamental (180V), respectivamente, e, com uma frequência fundamental definida em 60Hz.

Figura 2.1 – Exemplo de forma de onda apresentando distorção devido à existência de harmônicos (a) e espectro harmônico da forma de onda resultante (b).



Fonte: Próprio autor.

As principais fontes geradoras de harmônicos em sistemas de energia elétrica são as cargas com características não lineares, tais como, reatores utilizados em luminárias, fontes chaveadas presentes em diversos equipamentos domésticos, equipamentos para acionamento e controle de motores como inversores de frequência, fornos de indução. Equipamentos como transformadores também são indicados como geradores de harmônicos, mas apenas nos processos de sua energização. Assim, esse distúrbio pode ser considerado como transitório ou de curta duração, não constituindo índice para o cálculo dos indicadores de harmônicos (ONS, 2011).

A deformação existente na forma de onda de tensão pode ser avaliada considerando o emprego de um indicador denominado Distorção Harmônica Total de Tensão ($THD_h \%$). O indicador ($THD_h \%$) pode ser determinado através dos indicadores de distorção harmônica individual de tensão ($DIT_h \%$), sendo ambos calculados por (2.1) e (2.2), respectivamente (ANEEL, 2015).

$$DIT_h = \frac{V_h}{V_1} \times 100 [\%] \quad (2.1)$$

$$THD_h = \sqrt{\sum_{h=2}^{hm\acute{a}x} DIT_h^2} \times 100 [\%] = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{hm\acute{a}x} V_h^2}}{V_1} \times 100 [\%] \quad (2.2)$$

Onde: V_h é a amplitude da componente harmônica de tensão de ordem h , V_1 representa amplitude da componente de tensão fundamental e $hm\acute{a}x$ corresponde ao valor numérico da máxima ordem harmônica considerada na análise (normalmente a 25ª ordem).

O documento “Procedimento de Distribuição – Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica” (ANEEL, 2015), elaborado e divulgado pela ANEEL, estabelece os valores de referência globais das distorções harmônicas totais de tensão para diagnósticos, conforme as Tabelas 2.2 e 2.3.

Adicionalmente, o documento indica que as medições de tensão devem ser realizadas entre fase e neutro para ligações na configuração estrela aterrada e deve ser tomada entre fases para as demais configurações.

Tabela 2.2 – Valores de referência globais das distorções harmônicas totais, em porcentagem da tensão fundamental.

Tensão Nominal do Barramento	Distorção Harmônica Total de Tensão (DTT _h) [%]
$V_N \leq 1 \text{ kV}$	10
$1 \text{ kV} \leq V_N \leq 13,8 \text{ kV}$	8
$13,8 \text{ kV} \leq V_N \leq 69 \text{ kV}$	6
$69 \text{ kV} \leq V_N \leq 230 \text{ kV}$	3

Fonte: ANEEL, 2015.

Tabela 2.3 – Referência para distorções harmônicas individuais de tensão, em porcentagem da tensão fundamental.

Ordem Harmônica	Distorção Harmônica Individual de Tensão DIT_h [%]				
	$V_N \leq 1$ kV	1 kV $\leq V_N \leq 13,8$ kV	$13,8$ kV $\leq V_N \leq 69$ kV	69 kV $\leq V_N \leq 230$ kV	
Ímpares não múltiplas de 3	5	7,5	6	4,5	2,5
	7	6,5	5	4	2
	11	4,5	3,5	3	1,5
	13	4	3	2,5	1,5
	17	2,5	2	1,5	1
	19	2	1,5	1,5	1
	23	2	1,5	1,5	1
	25	2	1,5	1,5	1
	> 25	1,5	1	1	0,5
Ímpares múltiplas de 3	3	6,5	5	4	2
	9	2	1,5	1,5	1
	15	1	0,5	0,5	0,5
	21	1	0,5	0,5	0,5
	> 21	1	0,5	0,5	0,5
Pares	2	2,5	2	0,5	1
	4	1,5	1	1	0,5
	6	1	0,5	0,5	0,5
	8	1	0,5	0,5	0,5
	10	1	0,5	0,5	0,5
	12	1	0,5	0,5	0,5
	> 12	1	0,5	0,5	0,5

Fonte: ANEEL, 2015.

A existência de distorção harmônica de tensão é responsabilizada na literatura como sendo uma das causas de alguns efeitos negativos sobre a operação do motor de indução, dentre eles:

- a diminuição no rendimento global do MIT. O rendimento é a relação entre potência elétrica de alimentação da máquina calculada de forma direta com base nas tensões e correntes de entrada e a potência mecânica de saída obtida em função do conjugado no eixo e velocidade do rotor (IEC, 2007);
- A operação com sobreaquecimento devido ao aumento de corrente de estator (NEVES, 2014);
- A existência de conjugado oscilatório, devido a interação das correntes harmônicas e dos campos magnéticos com a componente fundamental (NEVES, 2014).

2.3. Desequilíbrio de Tensão

O desequilíbrio de tensão é um distúrbio que está relacionado com a alteração nos padrões trifásicos do sistema de distribuição, seja na variação da amplitude da tensão ou na variação da defasagem das formas de onda (ANEEL, 2015). Um sistema trifásico é denominado equilibrado quando as três formas de onda de tensão apresentam forma e amplitudes iguais, porém defasadas entre si de 120° elétricos. Esse distúrbio pode se caracterizar pela existência de diferença nas amplitudes, assimetria nas fases ou em ambos simultaneamente.

Os principais fatores responsáveis por ocasionar distúrbio de desequilíbrio nas tensões são: distribuição irregular de cargas monofásicas, falhas em bancos de capacitores e filtros, desigualdade nas impedâncias das linhas de transmissões ou de enrolamento de transformadores (OLESKOVICZ, 2007).

O distúrbio do desequilíbrio de tensão pode ser avaliado através de diferentes indicadores propostos por diferentes organizações internacionais e nacionais.

O fator *Voltage Unbalance Factor (VUF)* foi definido pela IEC, *International Electrotechnical Commission*, como sendo a relação porcentual entre a componente de tensão de sequência negativa e a componente de tensão de sequência positiva. O fator *Phase Voltage Unbalance in Percent (PVUR)* foi estabelecido pelo IEEE, Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos, como sendo a relação entre o desvio de tensão máximo da tensão média de fase pela tensão média de fase em porcentagem. O fator *Line Voltage Unbalance Rate (LVUR)* foi definido pela NEMA, *National Electrical Manufacturers Association*, como sendo relação porcentual entre o desvio de tensão máximo da tensão média de linha pela tensão média de linha.

No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica, ANEEL, estabelece uma metodologia para a realização do cálculo do indicador denominado Fator de Desequilíbrio (*FD*), conforme [2.3] e [2.4]. Nas análises desta dissertação foi adotado o emprego deste indicador para representar os distúrbios de desequilíbrio de tensão.

$$FD = \frac{V_-}{V_+} \times 100 [\%] \quad (2.3)$$

Onde: V_- e V_+ representam as magnitudes das tensões de sequência negativa e positiva.

$$FD = \sqrt{\frac{1 - \sqrt{3 - 6\beta}}{1 + \sqrt{3 - 6\beta}}} \times 100 [\%] \quad (2.4)$$

$$\beta = \frac{V_{ab}^4 + V_{bc}^4 + V_{ca}^4}{(V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2)^2} \quad (2.5)$$

Onde: V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} são os valores eficazes das tensões entre fases.

Para os barramentos do sistema de distribuição o limite para os valores do fator de desequilíbrio é determinado como sendo igual ou inferior a 2%.

De forma análoga a existência de distorção harmônica de tensão, a existência de desequilíbrio de tensão também é responsabilizada na literatura como sendo uma das causas de efeitos negativos sobre o motor de indução, dentre elas:

- Contribuir na redução de vida útil, devido ao aumento de temperatura ao ser operado com tensões abaixo da nominal (GIBELLI, 2009);
- Contribuição na deterioração da isolação, também devido a operação em condições de sobreaquecimento (GIBELLI, 2009);
- Redução do conjugado disponível para a carga devido a existência de componentes de campo magnético girando em sentido contrário ao de rotação (SOUTO, 2001).

2.4. Afundamento de Tensão (sag)

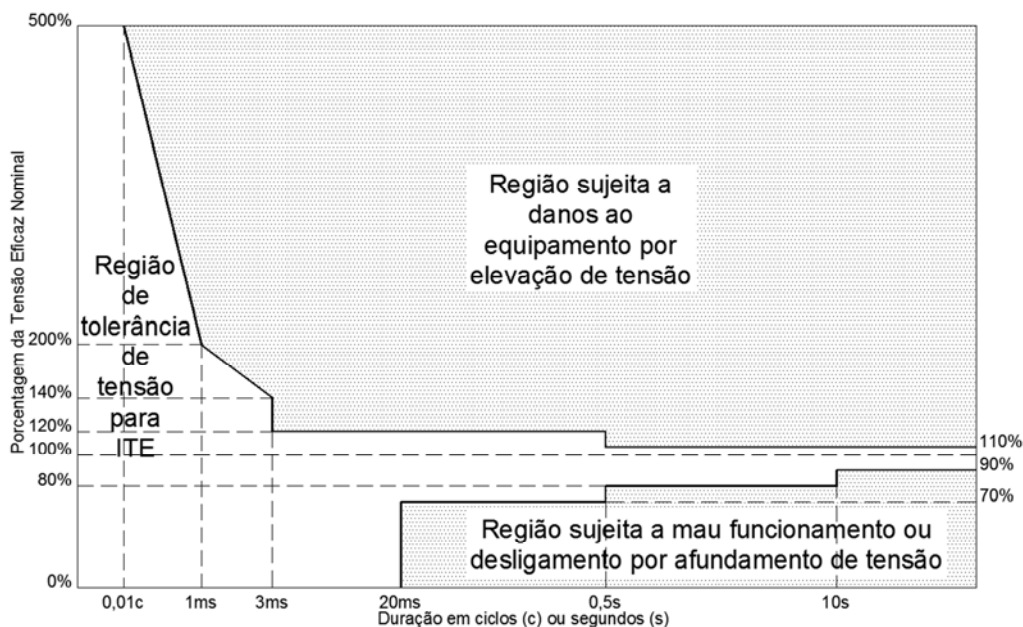
Os distúrbios de afundamento de tensão são caracterizados como sendo variações transitórias de curta duração (VTCD). Estes distúrbios são associados a faltas no sistema de distribuição, mas podem ocorrer no ato da energização de grandes motores ou cargas. Normalmente, devido a um afundamento, a tensão nominal pode

sofrer queda de 10 % a 90 % de seu valor eficaz por um período de tempo relativo a meio ciclo do período da forma de onda de tensão até um minuto (DUGAN; MCGRANAHAN; SANTOSO; BEATY, 2004).

Conforme apresentado na tabela 2.1, os afundamentos de tensão podem ser caracterizados como sendo instantâneo, momentâneo ou temporário, variando conforme a duração do período da falta.

Apesar dos índices máximos para afundamentos de tensão não serem estabelecido de forma única (DUGAN; MCGRANAHAN; SANTOSO; BEATY, 2004), a curva apresentada na Figura 2.2 pode ser empregada para definir a suportabilidade dos equipamentos eletrônicos e computadores frente a esse tipo de distúrbio (DECKMANN; POMILIO, 2010). Esta curva denominada como CBEMA/ITIC, ou simplesmente ITIC (Information Technology Industry Council) foi publicada na norma ANSI/IEEE 446 visando a definição de parâmetros mínimos a serem atendidos na fabricação de equipamentos de informática. Por fim, salientasse que essas curvas também são utilizadas para casos de distúrbio de elevação de tensão.

Figura 2.2 – Curva ITIC para duração de sub e sobretensões (ciclos [c])



Fonte: Adaptação de (DECKMANN; POMILIO, 2010)

Os principais efeitos de distúrbios relacionados com o afundamento de tensão sobre a operação de motores de indução trifásicos são:

- A existência de sobrecorrente momentânea e a elevação de torque devido à recuperação de tensão (DUGAN; MCGRANAHAN; SANTOSO; BEATY, 2004);
- Perda de velocidade (DUGAN; MCGRANAHAN; SANTOSO; BEATY, 2004);
- Danos à isolação devido ao aumento de corrente nos enrolamentos (GIBELLI, 2009).

2.5. Elevação de Tensão (*swell*)

O distúrbio relacionado com a elevação de tensão pode ter origem na ocorrência de um curto-circuito, na energização de bancos de capacitores ou até mesmo na saída de grandes cargas do sistema. O distúrbio de elevação de tensão, conhecido como *swell*, pode causar um aumento do valor eficaz da tensão variando de 10 % a 80 % por intervalos de duração de meio período da forma de onda de tensão até 1 minuto (OLESKOVICZ, 2007).

De forma análoga a classificação do afundamento de tensão, o distúrbio de elevação de tensão pode ser classificado em função de sua duração (instantâneo, momentâneo ou temporário) e conforme os níveis de orientação apresentados na tabela 2.3. Adicionalmente, outra terminologia utilizada para se referir ao *swell* é sobre tensão momentânea (DUGAN; MCGRANAHAN; SANTOSO; BEATY, 2004).

A elevação de tensão de alimentação tem como principal efeito no motor de indução trifásico a redução de sua vida útil devido a danos na isolação (OLESKOVICZ, 2007).

3. MODELAGEM E CONTROLE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

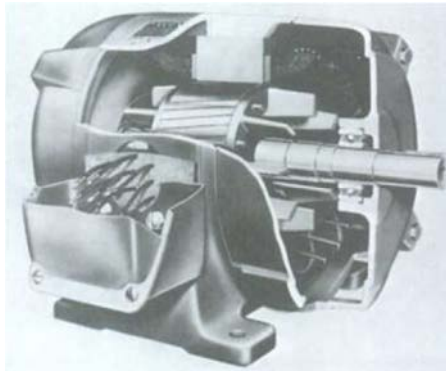
Sendo o alvo dessa dissertação a utilização da Teoria de Potência Conservativa (CPT) para análises do Motor de Indução Trifásico (MIT) sob condições de distúrbio de qualidade de energia percebe-se a necessidade de uma breve explanação dos conceitos básicos construtivos e de equacionamentos desse equipamento, visando assim seu completo entendimento e uma breve introdução sobre os tipos de topologias mais utilizadas para acionamento e controle dessa máquina. Além disso será apresentado o modelo dinâmico do motor de indução utilizado para execução das simulações e os modelos de circuitos equivalentes convencionais utilizados para análise da máquina sob condições de desequilíbrio e distorção da tensão.

3.1. O Motor de Indução Trifásico

Os motores de indução trifásicos com rotor tipo gaiola de esquilo são máquinas elétricas compostas basicamente por duas partes: o estator, ou armadura (parte estática) e o rotor (parte móvel), divididos pelo entreferro. No estator o enrolamento trifásico é distribuído simetricamente em suas cavidades. O rotor tipo gaiola de esquilo é composto por barras condutoras curto-circuitadas solidas fundidas em suas ranhuras.

A figura 3.1 demonstra construtivamente um modelo de motor de indução trifásico com rotor do tipo gaiola de esquilo (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006).

Figura 3.1 – Vista em corte de um motor de indução com rotor tipo gaiola de esquilo.



Fonte: FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006.

Nesses motores a corrente alternada trifásica, fornecida por uma fonte balanceada, é aplicada aos terminais do estator, sendo que o rotor é excitado por meio de indução eletromagnética. Essa excitação produz um fluxo magnético que gira com velocidade síncrona (ω_s) em rad/s, sendo essa velocidade definida pela frequência da corrente de alimentação (f) em Hz e do número de pólos do motor (p) (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006).

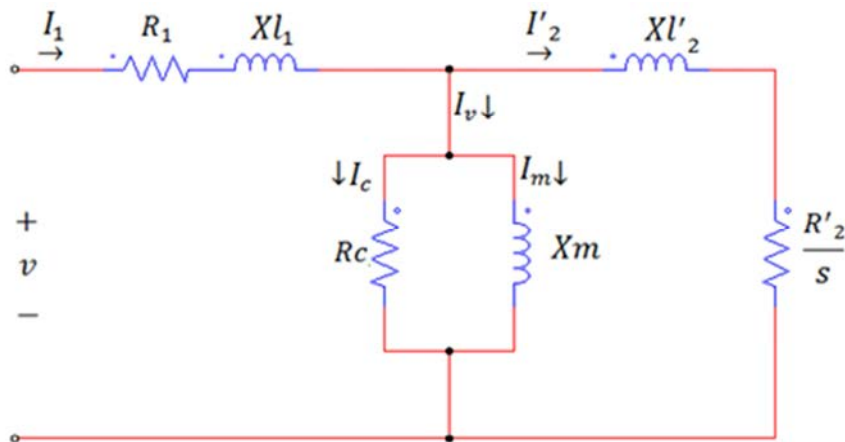
$$\omega_s = \frac{4\pi f}{p} \quad (3.1)$$

Sendo o motor de indução uma máquina assíncrona, ele possui um escorregamento, representado por s . Esse escorregamento é dado pela diferença entre a velocidade síncrona e a velocidade rotórica ω :

$$s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \quad (3.2)$$

Em regime permanente, o MIT pode ser representado através do circuito equivalente da figura 3.2.

Figura 3.2 – Circuito equivalente do MIT em regime permanente.



Fonte: Próprio autor.

Onde:

- v : Tensão de fase nos terminais do estator;
- R_1 : Resistência do estator;
- X_{L1} : Reatância de dispersão do estator;
- I_1 : Corrente do estator;
- R_c : Resistência de perdas no núcleo;
- X_m : Reatância de magnetização;
- I_v : Corrente do ramo de magnetização;
- I_c : Corrente relacionada com as perdas no núcleo;
- I_m : Corrente relacionada com a magnetização;
- R'_2 : Resistência do rotor referida ao estator;
- $X_{L'2}$: Reatância de dispersão do rotor referido ao estator;
- I'_2 : Corrente do rotor referida ao estator;
- s : Escorregamento.

A produção do conjugado se dá devido a relação entre os campos girantes. Com os campos do estator e do rotor girando de forma síncrona um em relação ao outro, pode-se constatar que entre si eles estão estacionários, produzindo, portanto, um

conjugado constante existente para qualquer velocidade do rotor (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006).

Assim, de acordo com (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006) o conjugado é representado por:

$$T_e = \frac{1}{\omega_s} \cdot \left[\frac{3 \cdot v^2 \cdot R'_2}{s \cdot \left(R_1 + \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (Xl_1 + Xl'_2)} \right] \quad (3.3)$$

onde:

v : Tensão de fase nos terminais do estator;

R_1 : Resistência do estator;

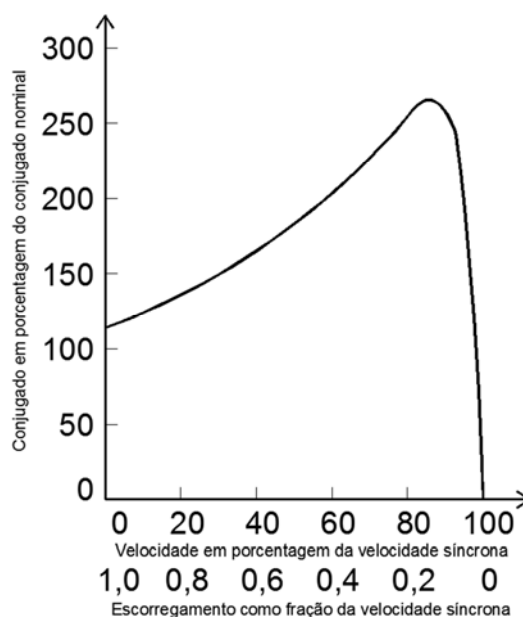
Xl_1 : Reatância de dispersão do estator;

R'_2 : Resistência do rotor referida ao estator;

Xl'_2 : Reatância de dispersão do rotor referido ao estator;

A figura a seguir representa a curva conjugado x velocidade característica dos motores de indução. Nela é possível constatar que o conjugado aumenta com a elevação do escorregamento até um determinado valor de pico, e então decresce drasticamente. Esse valor de pico do conjugado, geralmente sendo o dobro do conjugado nominal, influencia na capacidade de sobrecarga de curta duração (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006).

Figura 3.3 – Curva conjugado x velocidade característica do motor.



Fonte: Próprio autor.

A característica construtiva das máquinas de indução trifásicas faz com que elas possuam extrema simplicidade de fabricação, assim como elevada robustez, capaz de serem utilizadas em diversos tipos de processos e irem de potências fracionadas até motores de grande porte. Além disso, por não possuírem escovas e anéis para seu acionamento, evitam a produção de fagulhas e desgastes mecânicos desnecessários, tornando-as, portanto, equipamentos de baixo custo de manutenção e permitindo sua aplicação até mesmo em ambientes hostis (SUETAKE, 2008).

Historicamente, as aplicações que exigem grandes e contínuas variações de velocidade e torque se utilizaram preferencialmente das máquinas de corrente contínua, visto que seus sistemas de controle são relativamente simples. Apesar de essa máquina possuir constantes manutenções de escovas e comutadores, alto custo de aquisição, elevada inércia do rotor, elas possuem, como principal vantagem, excelente resposta dinâmica, uma vez que suas variáveis de controle são tratadas de forma independente (BOSE, 2002).

Apesar da máquina de indução trifásica possuir algumas vantagens (como citado anteriormente) sobre o motor de corrente contínua, sendo controladas de forma convencional elas possuem uma resposta dinâmica lenta, o que não as tornam viáveis

para os mesmos tipos de aplicações. Todavia, nas últimas décadas têm se desenvolvido sistemas de controle extremamente avançados, permitindo que se desenvolvam o controle da tensão e da frequência ortogonalmente possibilitando assim a utilização do MIT em detrimento dos motores de corrente contínua (BOSE, 2002).

Tais controles somente foram possíveis de serem implementados devido ao avanço da tecnologia de processamento de sinais, visto que esses *drivers* de acionamento devem executar cálculos e transformadas matemáticas extremamente complexas em tempo real.

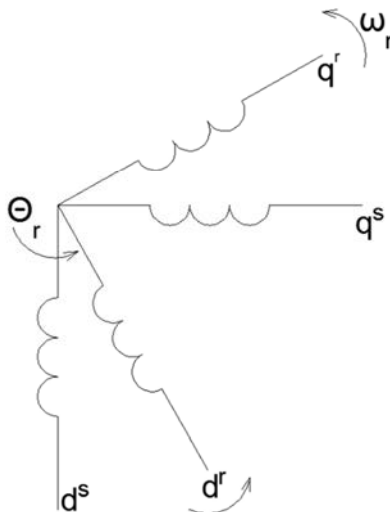
3.2. Modelo Dinâmico d-q do Motor de Indução

Para um sistema de acionamento baseado em velocidade variável, ou mesmo torque variável, o modelo do MIT baseado no circuito equivalente não é adequado, uma vez que sua resposta é satisfatória apenas para regime permanente. Os drivers de acionamento de alto desempenho, como acionamento por orientação de campo ou vetorial, são baseados no modelo dinâmico d-q da máquina de indução (BOSE, 2002).

A modelagem dinâmica, apesar de ser extremamente satisfatória para análises em regime transitório, é também complexa de ser desenvolvida, uma vez que às suas vistas o motor é tratado, basicamente, como um transformador com o secundário (nesse caso o rotor) girando continuamente. Essa alteração de posição do rotor causa a variação no tempo das indutâncias de acoplamento entre rotor e estator, ou seja, seu equacionamento deverá ser descrito com equações diferenciais (BOSE, 2002).

Um método para simplificar seu equacionamento é representar a máquina de indução trifásica através de dois eixos (Fig. 3.4). Esses eixos correspondem ao eixo direto e de quadratura do estator ($d^s - q^s$) e eixos direto e de quadratura do rotor ($d^r - q^r$).

Figura 3.4 – Representação da máquina equivalente de dois eixos.



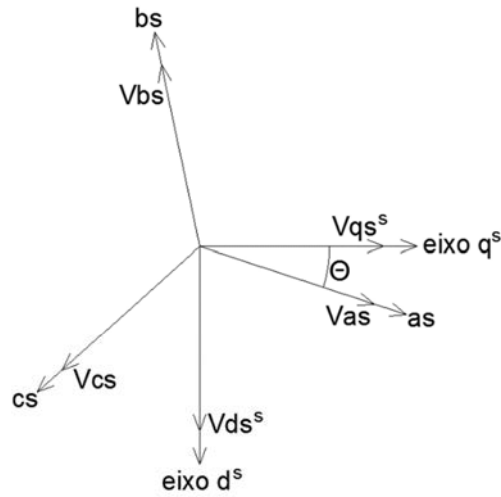
Fonte: Adaptação de (BOSE, 2002).

Mas, mesmo após essa transformação nota-se que o problema da variação no tempo dos índices permanece, devido ao movimento do rotor em relação ao estator. Para solucionar o problema, alguns autores apresentam métodos de estabelecimento de referência, tendo como base a velocidade do eixo de referência, onde seus desenvolvimentos podem ser encontrados em (BOSE, 2002) e (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002). De forma resumida, podem-se encontrar nas literaturas as seguintes configurações de referência:

- Referencial estacionário: índices referenciados ao estator;
- Referencial móvel: índices referenciados ao rotor;
- Referencial síncrono: índices referenciados ao campo girante do estator;
- Referencial arbitrário: os índices podem assumir qualquer referencial (LEANDRO, 2006).

Inicialmente deve-se efetuar a transformação de eixos de a, b, c para d-q através de relações trigonométricas.

Figura 3.5 – Relação entre eixos a, b, c e d-q.



Fonte: Adaptação de (Bose, 2002).

A figura 3.5 demonstra graficamente a relação entre os eixos das coordenadas estacionárias a, b, c e d-q utilizando inicialmente as tensões como variáveis, sendo que as correntes ou fluxos também poderiam ser utilizados similarmente. Nota-se que a relação entre ambos será o ângulo de defasagem θ . Portanto, a relação direta entre os dois planos de referência pode ser descrita como:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta + 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \\ V_{os}^s \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Configurando o ângulo de defasagem como $\theta = 0$, o eixo q^s será alinhado com o eixo a, simplificando-se assim a relação:

$$V_{qs}^s = \frac{2}{3}V_{as} - \frac{1}{3}V_{bs} - \frac{1}{3}V_{cs} = V_{as} \quad (3.5)$$

$$V_{ds}^s = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{bs} + \frac{1}{\sqrt{3}}V_{cs} \quad (3.6)$$

Conforme detalhamento descrito em (BOSE, 2002), as equações representativas da transformação para o plano d-q para os eixos direto e de quadratura para o estator e

direto e de quadratura para o rotor, respectivamente com referencial síncrono, podem ser descritas como:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} - \omega_e \Psi_{qs} \quad (3.7)$$

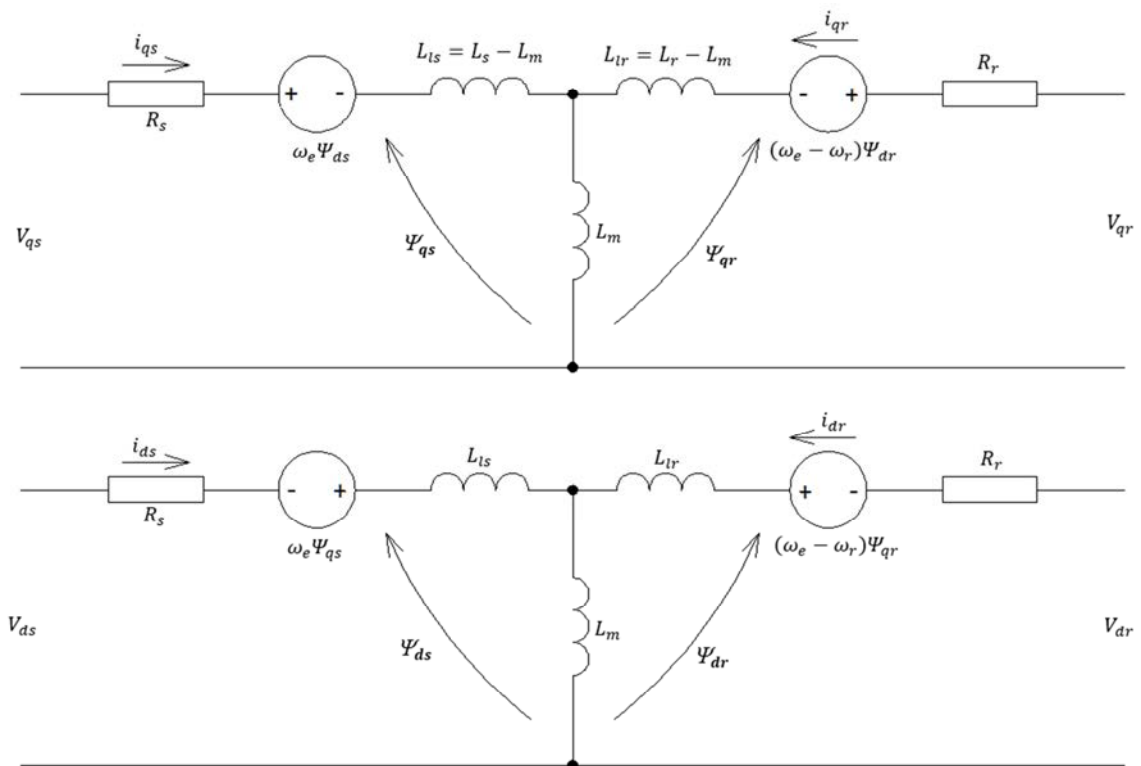
$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs} + \omega_e \Psi_{ds} \quad (3.8)$$

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \Psi_{qr} \quad (3.9)$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \Psi_{dr} \quad (3.10)$$

Onde: Ψ representa os respectivos fluxos de acoplamento, velocidade síncrona (ω_e), a velocidade do rotor (ω_r) e a resistência (R) de estator (s) e rotor (r).

Figura 3.6 – Circuito equivalente dinâmico, sendo (a) eixo de quadratura e (b) eixo direto.



Fonte: Próprio autor.

Onde:

i_{qs} – corrente do eixo de quadratura do estator;

i_{qr} – corrente do eixo de quadratura do rotor;

i_{ds} – corrente do eixo direto do estator;

i_{dr} – corrente do eixo direto do rotor;

L_{ls} – indutância de dispersão do estator;

L_{lr} – indutância de dispersão do rotor;

L_m – indutância de magnetização.

Assim, o modelo da máquina de indução em regime dinâmico pode ser representado graficamente conforme figura 3.6, satisfazendo as condições das equações de (3.7) a (3.10).

E o torque será representado conforme equação 3.11 sendo P o número de pares de pólos (BOSE, 2002):

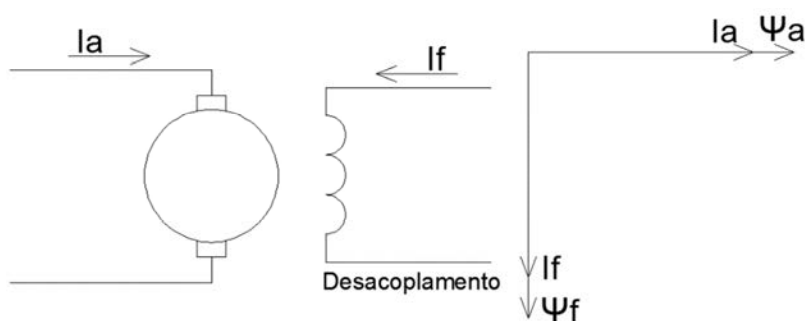
$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds}) \quad (3.11)$$

3.3. Controle por Orientação de Campo ou Controle Vetorial

Apresentado no início da década de 70 o controle vetorial, ou por orientação de campo, demonstrou-se extremamente eficiente, permitindo que os motores de indução fossem utilizados nas mesmas aplicações que antes somente os motores de corrente contínua ocupavam espaço. Essa inovação tratou da possibilidade do controle de torque e velocidade serem realizados de forma independente (possuindo variáveis ortogonais entre si).. Essa técnica é baseada na representação da máquina (equações eletromagnéticas) em um plano dq, ou seja, um sistema de coordenadas de eixo direto (d) e de quadratura (q), orientando-se o vetor fluxo com o eixo d. Dessa forma, a corrente i_d no eixo direto e a corrente i_s no eixo em quadratura são responsáveis respectivamente pelos controles do campo e conjugado, análogo ao controle realizado para os motores CC (LEANDRO, 2006).

Esse desacoplamento de variáveis de controle significa que, ao se variar uma componente, a outra permanece sem alteração e pode ser entendido de melhor forma através da figura 3.7. Nela é possível compreender que a corrente de campo, produzida pela componente de fluxo do campo (Ψ_f) é perpendicular à componente de fluxo da armadura (Ψ_a) (BOSE, 2002).

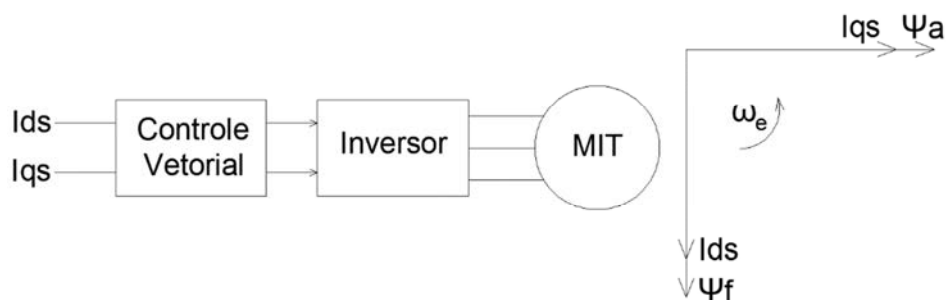
Figura 3.7 – Excitação de um motor de corrente contínua.



Fonte: Adaptação de (Bose, 2002).

Aplicando-se essa analogia ao motor de indução, considerando seu modelo dinâmico com as componentes no referencial síncrono, é possível controlar torque e velocidade do MIT de forma independente.

Figura 3.8 – Motor de indução controlado através do controle vetorial.



Fonte: Adaptado de (Bose, 2002).

A figura 3.8 apresenta um motor de indução trifásico sendo acionado através de um inversor. Este inversor é controlado através do controle vetorial, onde suas

componentes de entrada são as correntes i_{ds} e i_{qs} (corrente de eixo direto e de quadratura do estator respectivamente).

A corrente i_{ds} representa analogamente à corrente de campo (I_f) do motor de corrente contínua, e i_{qs} é vinculada à corrente de armadura (I_a). Dessa forma, o torque será expresso como:

- Torque para o motor de corrente contínua

$$T_e = K_{t1} I_a I_f \quad (3.12)$$

- Torque para o motor de indução através do controle vetorial

$$T_e = K_{t2} i_{qs} i_{ds} \quad (3.13)$$

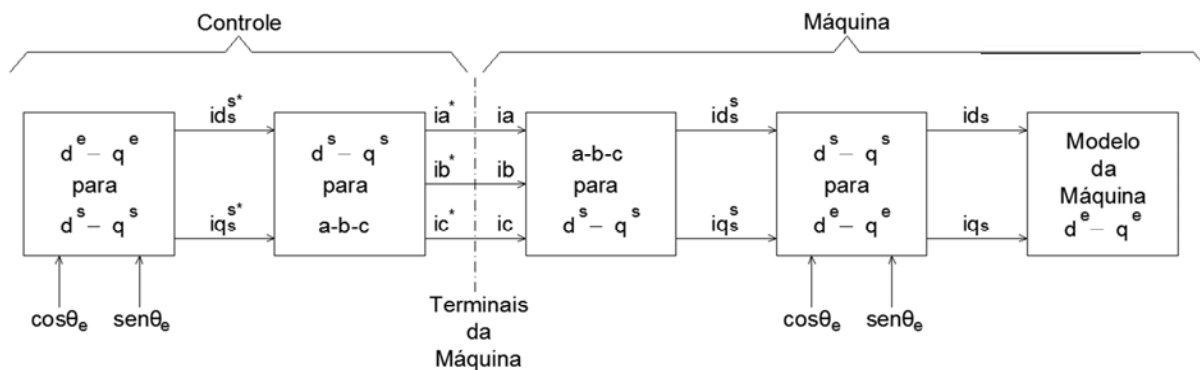
Onde: K_{t1} e K_{t1} representam as constantes de proporcionalidade dependente da característica construtiva de cada máquina.

Em suma, esse comportamento do motor de indução só é possível se a corrente i_{ds} estiver alinhada (ou orientada) pelo fluxo do rotor $\hat{\Psi}_r$ e i_{qs} permanecer perpendicular a ela (BOSE, 2002).

3.4. Princípios do Controle Vetorial

Considerando a máquina de indução sendo representada pelo seu modelo dinâmico no referencial síncrono e omitindo o inversor, a figura 3.9 exemplifica através de diagrama de blocos a implementação do controle vetorial.

Figura 3.9 – Diagrama de blocos do controle vetorial para a máquina no referencial síncrono.



Fonte: Próprio autor.

Orientada pelas componentes de vetor unitário $\cos\theta_e$ e $\sin\theta_e$ a transformação inversa das componentes de corrente do plano síncrono para o estacionário é realizada no primeiro estágio de controle. Essas componentes passam por nova transformada inversa gerando os sinais de controle no plano a-b-c (i_a^* , i_b^* e i_c^*) que seriam inseridos no inversor. Como o inversor foi omitido, assumisse que o ganho é unitário, ou seja, essas correntes correspondem às correntes inseridas na máquina (i_a , i_b e i_c). As correntes inseridas na máquina são convertidas para o plano d-q com referencial estacionário, e posteriormente referenciados no plano síncrono (com auxílio dos vetores unitários) para finalmente acionarem a máquina.

Os vetores unitários ($\cos\theta_e$ e $\sin\theta_e$) são responsáveis por garantir o alinhamento da corrente i_{d_s} com o vetor de fluxo Ψ_r e perpendicular a esse a corrente i_{q_s} . O controle vetorial pode ser dividido em dois tipos: o controle vetorial direto e o indireto, diferenciando-se exatamente no procedimento de estimação dos vetores unitários de fluxo.

3.4.1. Controle vetorial direto ou feedback

O controle vetorial direto pode ser entendido através da figura 3.10.

O alinhamento do vetor i_{qs} com a direção do fluxo $\widehat{\Psi}_r$ e a perpendicularidade da corrente i_{ds} em relação à ele é de extrema importância para o controle vetorial, demonstrado na figura 3.11.

Nela, o plano $d_e - q_e$ gira na velocidade síncrona ω_e com relação ao eixo estacionário $d^s - q^s$, sendo a posição angular entre d^e e d^s sempre igual a θ_e , onde $\theta_e = \omega_e t$, assim pode ser escrito:

$$\cos\theta_e = \frac{\Psi_{dr}^s}{\widehat{\Psi}_r} \quad (3.14)$$

$$\sin\theta_e = \frac{\Psi_{qr}^s}{\widehat{\Psi}_r} \quad (3.15)$$

Quando utilizados na rotação de vetores, o vetor unitário “leva” a corrente i_{ds} para o eixo d^e e a corrente i_{qs} para o eixo q_e , nessas condições o fluxo $\Psi_{qr} = 0$ e $\Psi_{dr} = \widehat{\Psi}_r$, sendo o torque representado semelhante ao da máquina de corrente contínua (equação 3.16).

$$T_e = K_t \widehat{\Psi}_r i_{qs} \quad (3.16)$$

- De forma resumida, podem-se indicar as seguintes características do método de controle vetorial direto:
- Diferentemente do controle escalar, a frequência ω_e é basicamente “auto-controlada” com ajuda dos vetores unitários;
- A resposta a transitórios será extremamente rápida, pois o torque é controlado pela corrente i_{qs} , não afetando diretamente o fluxo.
- O controle da máquina será possível nos quatro quadrantes de operação sem adição de elementos de controle, assim como ocorre na máquina de corrente contínua;

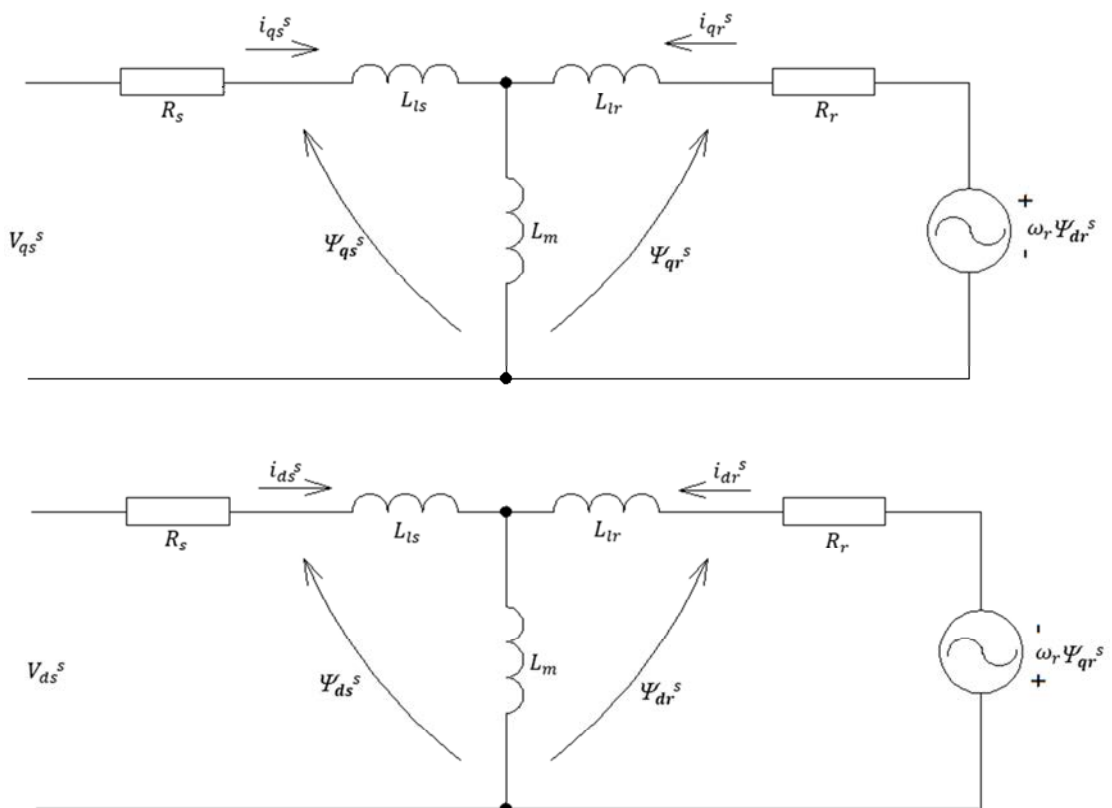
→ Em baixas frequências os sinais de tensão v_{ds}^s e v_{qs}^s são muito pequenos, além da dificuldade de integração ideal devido à tendência do aumento do offset na saída do integrador (BOSE, 2002).

3.4.1.1. Estimador do vetor de fluxo

Como explanado anteriormente o controle vetorial direto se diferencia do indireto pela forma de estimação do vetor de fluxo. Essa estimação pode ser efetuada basicamente através de dois modelos: o modelo de tensão e o modelo de corrente.

a) modelo de tensão

Figura 3.12 – Circuito equivalente da máquina de indução trifásica no plano estacionário.



Fonte: Próprio autor.

Conforme figura 3.10, as componentes de tensão e corrente são obtidas a partir dos terminais da máquina e o fluxo é estimado computacionalmente através do circuito equivalente no plano estacionário ilustrado na figura 3.12.

Os detalhes de seu equacionamento podem ser encontrados em (BOSE, 2002). Assim, é possível escrever as seguintes equações:

$$\Psi_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_{ds}^s - \sigma L_s i_{ds}^s) \quad (3.17)$$

$$\Psi_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_{qs}^s - \sigma L_s i_{qs}^s) \quad (3.18)$$

sendo,

$$i_{qs}^s = \frac{2}{3} i_a - \frac{1}{3} i_b - \frac{1}{3} i_c \quad (3.19)$$

$$i_{ds}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}} (i_a + 2i_b) \quad (3.20)$$

$$\Psi_{ds}^s = \int (v_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) dt \quad (3.21)$$

$$\Psi_{qs}^s = \int (v_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) dt \quad (3.22)$$

E finalmente, o torque pode ser expresso pela manipulação da equação 3.11.

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{dr}^s i_{qs}^s - \Psi_{qr}^s i_{ds}^s) \quad (3.23)$$

Como desvantagem desse método de estimação (tensão) tem-se a impossibilidade de se operar a máquina em velocidades reduzidas, ou mesmo em partidas (estado inicial de velocidade nula). Para que isso seja possível, utiliza-se o modelo de corrente para estimação dos parâmetros do vetor de fluxo, solucionando assim este inconveniente (BOSE, 2002).

b) modelo de corrente

As componentes de fluxo do rotor podem ser determinadas para regiões de baixa velocidade através dos sinais de corrente e velocidade. Assim, fazendo-se uso do circuito da figura 3.12 define-se:

$$\frac{d\Psi_{dr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds}^s - \omega_r \Psi_{qr}^s - \frac{1}{T_r} \Psi_{dr}^s \quad (3.24)$$

$$\frac{d\Psi_{qr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs}^s + \omega_r \Psi_{dr}^s - \frac{1}{T_r} \Psi_{qr}^s \quad (3.25)$$

Sendo: $T_r = L_r/R_r$ e representa a constante de tempo do circuito do rotor.

Apesar da estimação do vetor de fluxo através do modelo de corrente necessitar de um *encoder* para medição e realimentação de velocidade a aplicação desse método em *drivers* de acionamento permite sua utilização para velocidade reduzida e nula. Entretanto, como os parâmetros da máquina sofrem efeitos pela temperatura e efeito pelicular, nesses casos não é possível garantir sua precisão (BOSE, 2002).

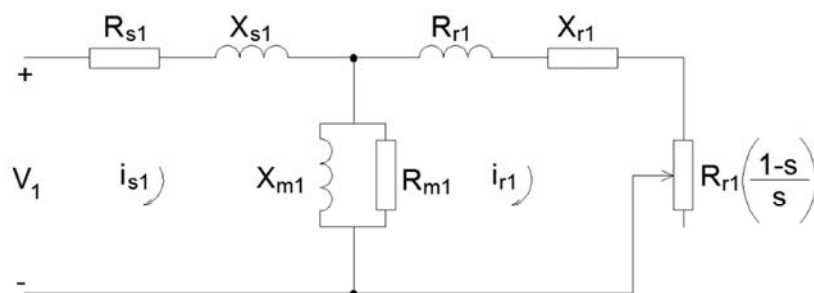
3.5. Apresentação do Circuito Equivalente e Equacionamento do MIT Convencional Utilizado para Tensões Desequilibradas e Distorcidas

Conforme descrito anteriormente o modelo monofásico do MIT pode ser representado pela figura 3.2, mas para representação dessa máquina em condições de distúrbio de desequilíbrio e distorção da tensão são adotadas as configurações descritas a seguir [NEVES, 2014].

3.5.1. Circuito para tensão desequilibrada

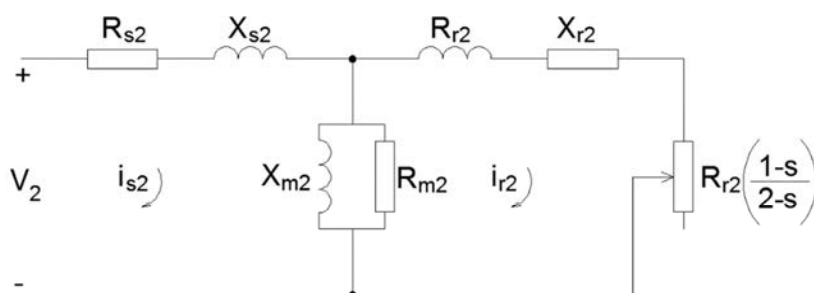
Para análise do desequilíbrio de tensões utilizam-se os circuitos das figuras 3.13, 3.14 e 3.15, que representa o circuito adaptado para sequência positiva, negativa e zero.

Figura 3.13 – Circuito equivalente monofásico do MIT para sequência positiva.



Fonte: Adaptado de (NEVES, 2014).

Figura 3.14 – Circuito equivalente monofásico do MIT para sequência negativa.



Fonte: NEVES, 2014

Figura 3.15 – Circuito equivalente monofásico do MIT para sequência zero



Fonte: NEVES, 2014

Assim o conjugado total da máquina será representado por:

$$T = \frac{3Rr1V1^2k1^2}{s\omega_s} - \frac{3V2^2k2^2Rr2}{(2-s)\omega_s} \quad (3.26)$$

Sendo

$$k1 = \frac{(Rm/Xm1)}{\left[\frac{Rr1}{s} + Xr1 + (Rm1//Xm1) \right] [Rs1 + Xs1 + (Rm1//Xm1)] - (Rm1//Xm1)^2} \quad (3.27)$$

$$k2 = \frac{(Rm/Xm1)}{\left[\frac{Rr2}{2-s} + Xr2 + (Rm2//Xm2) \right] [Rs2 + Xs2 + (Rm2//Xm2)] - (Rm2//Xm2)^2} \quad (3.28)$$

Percebe-se a geração de conjugado contrário através do sinal negativo da parcela de sequência negativa. Para cálculo da potência de saída é efetuada a soma das parcelas de potência de sequência positiva e negativa, resultando em 3.29.

$$Pout = 3Rr1V1^2k1^2 \frac{1-s}{s} + 3V2^2k2^2Rr2 \frac{s-1}{2-s} - Prl \quad (3.29)$$

Sendo Prl as perdas rotacionais.

Já o rendimento é dado por:

$$\eta[\%] = \frac{3Rr1V1^2k1^2 \frac{1-s}{s} + 3V2^2k2^2Rr2 \frac{s-1}{2-s} - Prl}{3(V1I1 \cos\theta_{1+} + V2I2 \cos\theta_2)} \quad (3.30)$$

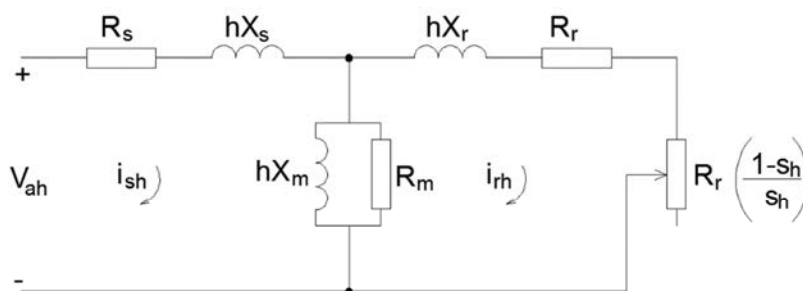
3.5.2. Circuito para tensão distorcida

O motor submetido à tensão distorcida se comporta como se fosse alimentado por várias formas de onda com formato senoidal e frequências diferentes. Assim, para cada frequência haverá um circuito conforme 3.16 [NEVES, 2014].

O conjugado T_h representa o torque referente à h-ésima harmônica.

$$T_h = \frac{3I_{rh}^2 Rr}{\pm h s_h \omega_s} \quad (3.31)$$

Figura 3.16 – Circuito equivalente monofásico do MIT para cada ordem harmônica.



Fonte: NEVES, 2014.

O sinal positivo e negativo representará a harmônica de sequência positiva e negativa respectivamente.

As potências de saída e entrada são determinadas através das equações 3.32 e 3.33.

$$P_{out} = Tw_m \quad (3.32)$$

$$P_{in} = 3V_{ef}I_{ef} \quad (3.33)$$

Onde: V_{ef} e I_{ef} são tensão e corrente eficazes.

Portando o rendimento é dado por (3.34).

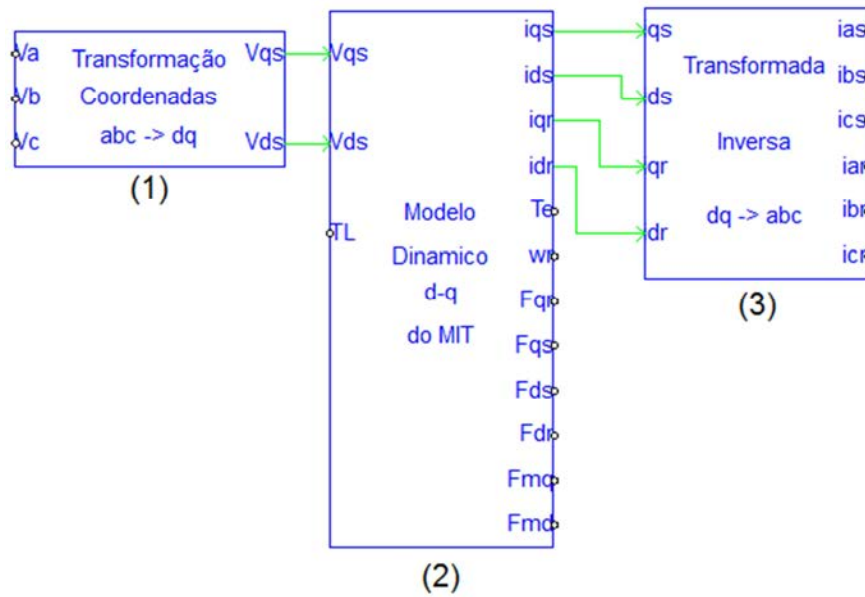
$$\eta[\%] = \frac{Tw_m}{3V_{ef}I_{ef}} \quad (3.34)$$

3.6. Apresentação do Modelo Dinâmico do Motor de Indução Trifásico Adotado nos Desenvolvimentos desta Dissertação

O modelo dinâmico em malha aberta do motor de indução trifásico com rotor tipo gaiola de esquilo utilizado para execução das simulações de aplicação de distúrbios foi extraído de (AKTAIBI, 2011; LEEDY, 2013; OZPINECI, 2003; SHI, 1999; BOORA, 2013; SHAH, 2012).

Este modelo é baseado nas equações de espaço de estados que representam os fluxos de acoplamentos da máquina. Foi utilizado o software PSIM e seus blocos e funções para criar o modelo da máquina, representada pela figura 3.17.

Figura 3.17 – Modelo do MIT desenvolvido no PSIM



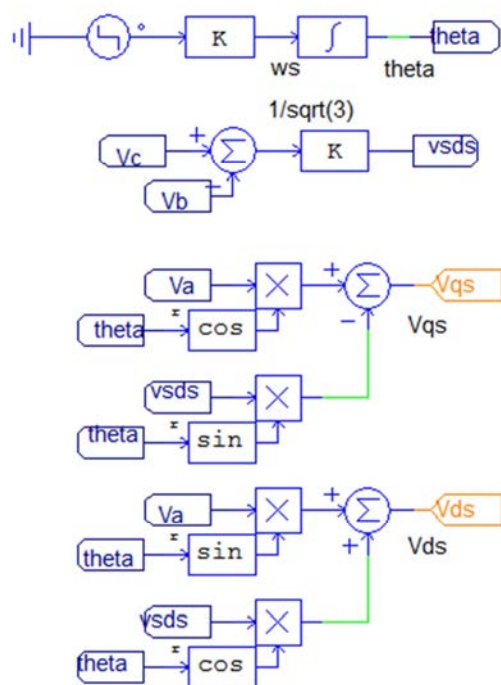
Fonte: Próprio autor.

O modelo do motor é composto por três blocos básicos, sendo eles: a transformação das coordenadas dos planos a-b-c para o plano d-q (bloco 1), o modelo dinâmico no plano d-q do MIT propriamente dito (bloco 2) e a transformada inversa do planos d-q para o plano a-b-c (bloco 3).

3.6.1. Bloco 1 – Transformação da coordenada a-b-c para d-q

O bloco (1) é responsável por receber as tensões de alimentação e transformá-las do plano de eixos a-b-c para o plano d-q e é composto pelos sub-blocos a seguir.

Figura 3.18 – Transformação das variáveis de entrada do eixo a-b-c para o eixo d-q.



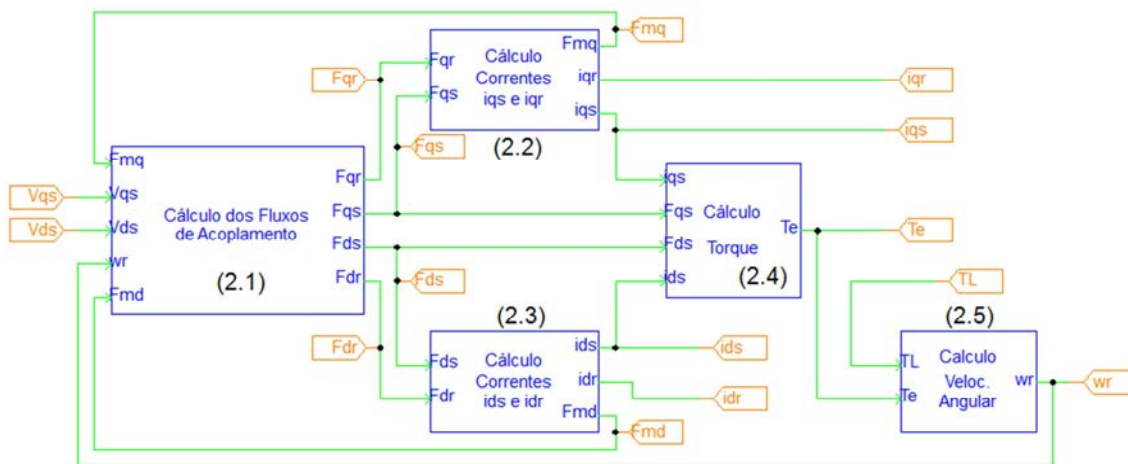
Fonte: Próprio autor.

Essa transformação obedece a equação 3.4, 3.5 e 3.6.

3.6.2. Bloco 2 – Modelo dinâmico do MIT

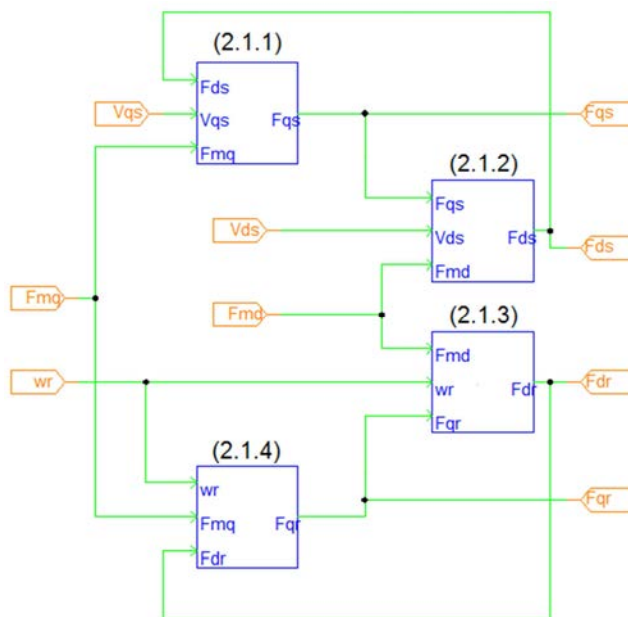
O bloco (2) é responsável por receber as variáveis no plano d-q além do torque de carga e calcular os índices de correntes no eixo d-q, torque e velocidade desenvolvidos, e os fluxos magnéticos de acoplamento da máquina. Este bloco é composto por diversos sub-blocos que serão apresentados nas Figuras 3.19 até 3.23.

Figura 3.19 – Estrutura interna do bloco (2) – modelo dinâmico do MIT.



Fonte: Próprio autor.

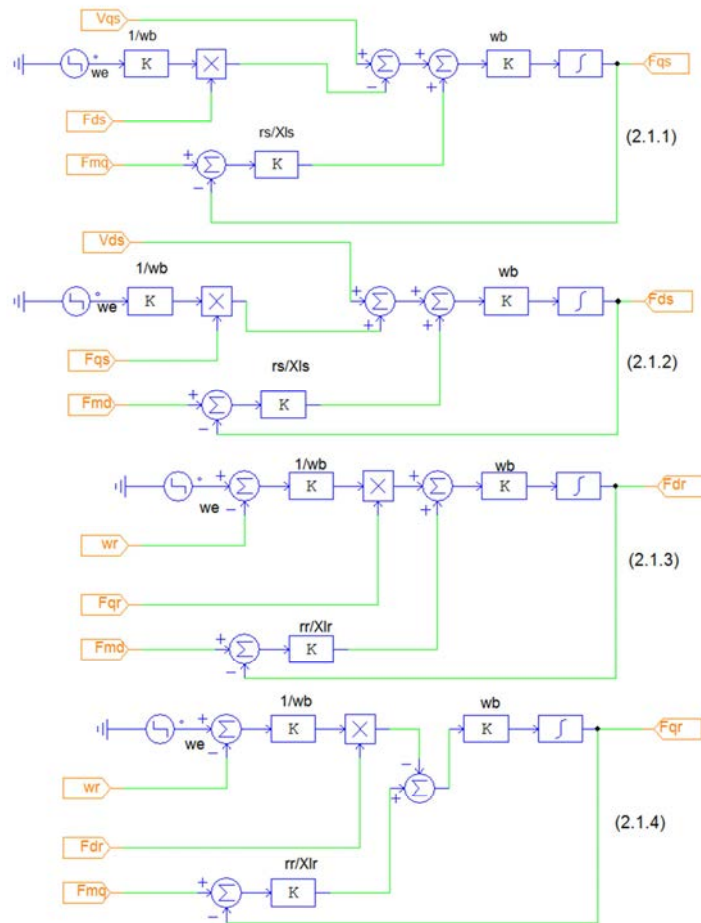
Figura 3.20 – Estrutura interna do bloco (2.1) – cálculo dos fluxos de acoplamento.



Fonte: Próprio autor.

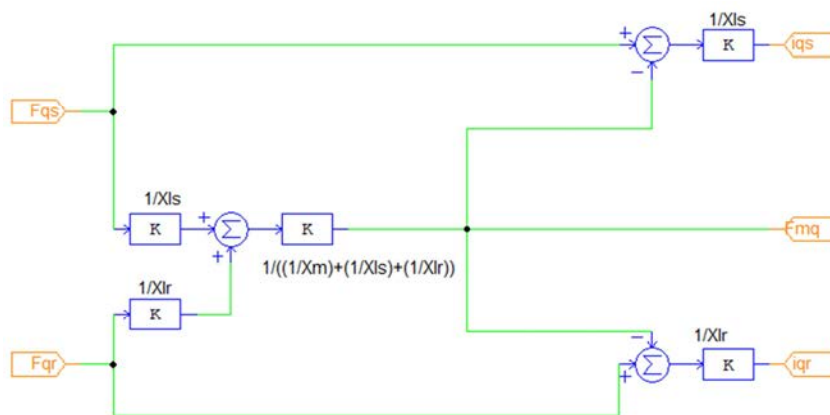
Os blocos apresentados na Figura 3.21 são responsáveis pelos cálculos dos fluxos magnéticos de acoplamento dos eixos direto e de quadratura do estator e rotor. As variáveis resultantes dessas operações serão responsáveis por alimentar os blocos seguintes, responsáveis pelos cálculos das correntes de eixo direto e quadratura do rotor e estator, além do conjugado e velocidade desenvolvidos, apresentadas nas figuras 3.22 a 3.25.

Figura 3.21 – Estruturas internas dos blocos 2.1.1, 2.1.2, 2.1.3 e 2.1.4.



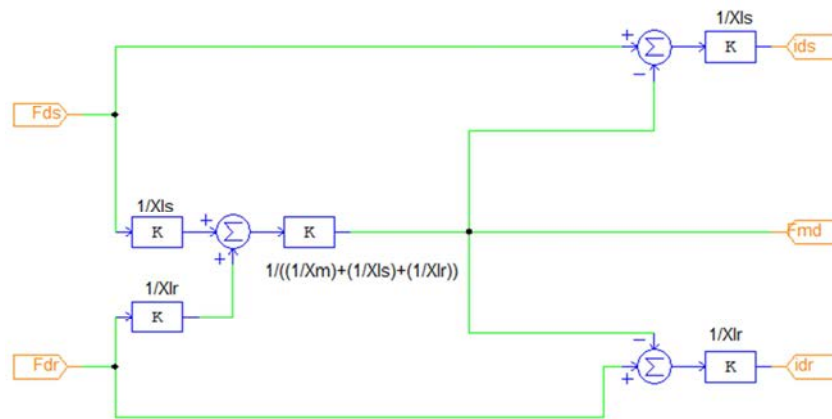
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.22 – Estrutura interna do bloco (2.2) – cálculo das correntes do eixo de quadratura do rotor e estator.



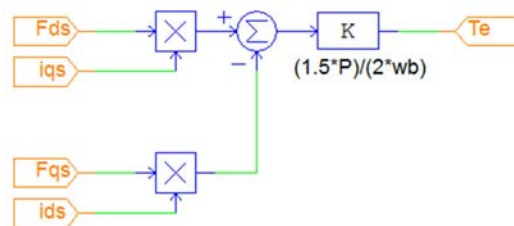
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.23 – Estrutura interna do bloco (2.3) – cálculo das correntes do eixo direto do rotor e estator.



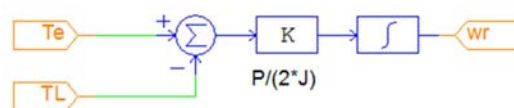
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.24 – Estrutura interna do bloco (2.4) – cálculo do conjugado desenvolvido.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.25 – Estrutura interna do bloco (2.5) – cálculo da velocidade angular desenvolvida.



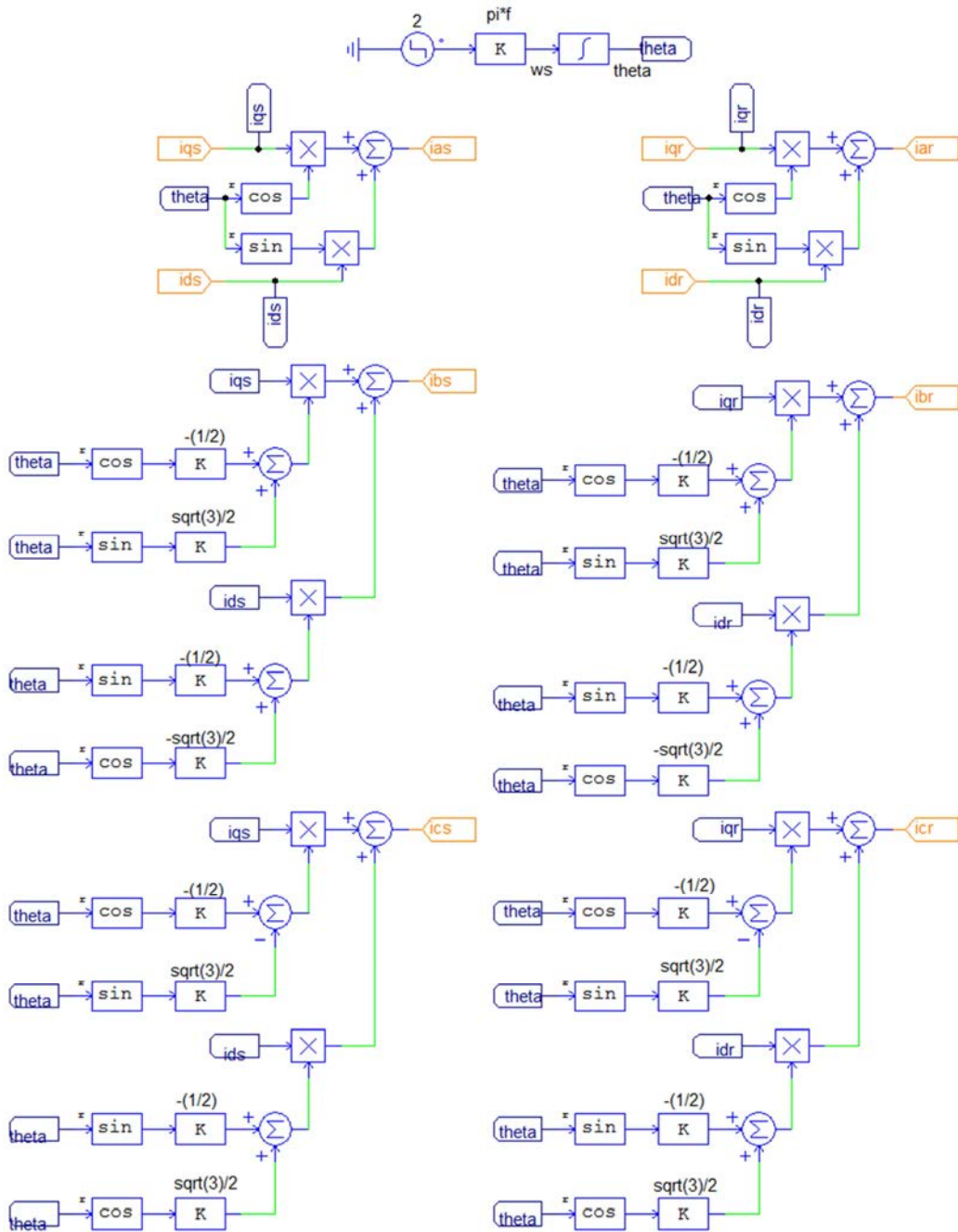
Fonte: Próprio autor.

3.6.3. Bloco 3 – Transformada inversa do plano d-q para a-b-c

A estrutura interna do bloco 3 está representada pela figura 3.26. Nela é possível observar que este bloco é responsável por calcular as correntes do estator e rotor por fase já no plano de eixos a-b-c. Destaca-se que todas as variáveis referentes à máquina e ao sistema foram tratadas como incógnitas, dessa forma é possível carregar

no software um arquivo com os respectivos valores dessas incógnitas, permitindo assim que o modelo possa ser aplicado para qualquer configuração de máquina.

Figura 3.26 – Estrutura interna do bloco (3) – cálculo das correntes por fase do estator e rotor no plano a-b-c (transformada inversa).



Fonte: Próprio autor.

3.7. Conclusões

Este capítulo apresentou uma revisão abordando o motor de indução trifásico com rotor do tipo gaiola de esquilo, com relação aos modelos utilizados para representar o MIT no plano de regime permanente e também dinâmico (coordenadas d-q) e algumas técnicas de controle empregadas para a realização do controle de velocidade na máquina em sistemas de acionamento, usualmente baseados em conversores de energia chaveados.

A utilização do modelo dinâmico do motor de indução para análise de regimes transitórios é extremamente eficiente, mas de complexo desenvolvimento. Esse tipo de modelo fornece o controle desacoplado das variáveis de torque e fluxo, desacoplamento esse intrínseco e semelhante ao fornecido pelos motores de corrente contínua.

Os controles vetoriais (ou por orientação de campo) tanto direto como indireto também foram abordados, assim como as transformações de referenciais.

Foi apresentado também o modelo dinâmico do motor de indução utilizado para o desenvolvimento deste trabalho. Esse modelo foi desenvolvido no software de simulação computacional PSIM através de diversos blocos organizados de forma a representar as equações dinâmicas da máquina.

Além disso, foi apresentado os modelos convencionais de circuitos equivalentes utilizados para análises do MIT sob condições de tensão distorcidas e desequilibradas.

4. A TEORIA DE POTÊNCIA CONSERVATIVA EM CIRCUITOS POLIFÁSICOS

Em se tratando de análises de circuitos em condições senoidais ou não, assim como a definição das potências envolvidas e índices de qualidades de energia a comunidade científica utiliza-se de diversas teorias, dentre elas podendo-se citar os principais idealizadores sendo: Fryze em (FRYZE, 1931) e (FRYZE, 1932), Buchholz em (BUCHHOLZ, 1950), Depenbrock em (DEPENBROCK, 1993 e 1998) e Akagi et al em (AKAGI ET AL 1999, 2007 e 2008). Apesar de serem teorias extremamente satisfatórias para análises de circuitos (TENTI, 2003; TENI, 2007; TEDESCHI, 2008) apresentaram como nova proposta a Teoria de Potência Conservativa (CPT) visando englobar todos os fenômenos, mas não considerando ainda a operação de circuitos sob a variação de frequência, assimetria de tensão e desbalanço de cargas. Assim, (PAREDES, 2011) apresentou uma revisão dessa teoria a fim de abordar de forma geral os fenômenos relacionados ao sistema elétrico (PAREDES, 2011), podendo mencionar como vantagem dessa teoria a análise dos índices diretamente no domínio do tempo além do claro fracionamento dos distúrbios.

A Teoria de Potência Conservativa, do inglês *Conservative Power Theory* (CPT) traz o conceito de quantidades conservativas, ou seja, suas definições são baseadas nas Leis de Tensões e Correntes de *Kirchoff* (LTK e LCK) e também no Teorema de Tellegen, introduzindo o conceito de derivada e integral imparcial (*unbiased*) e possuindo variáveis consistentes em qualquer sistema elétrico, permitindo com que a conservação dos termos de potência ativa e energia reativa possam ser empregadas (PAREDES, 2011; FRAISSAT, 2011).

Além do embasamento da CPT será apresentado um procedimento para caracterização do MIT utilizando índices da CPT.

4.1. Definição de Operadores Matemáticos

A princípio, antes de iniciar a apresentação das componentes da CPT a serem utilizadas neste trabalho, faz-se necessário o detalhamento de alguns operadores matemáticos para perfeito entendimento dessa teoria.

Para definição dos operadores adotam-se quantidades reais, contínuas e periódicas com período T , frequência fundamental $f = 1/T$ e $\omega = 2\pi f$ como frequência angular.

O valor médio de uma grandeza $x(t)$ é obtido por (4.1).

$$\bar{x} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad (4.1)$$

A norma Euclidiana ou valor eficaz pode ser expresso por (4.2).

$$\|x\| = \sqrt{\langle x, x \rangle} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt} = X \quad (4.2)$$

O produto interno é determinado por (4.3).

$$\langle x, y \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)y(t) dt \quad (4.3)$$

A integral no tempo é definida por (4.4) e a integral imparcial por (4.5).

$$x_j(t) = \int_0^t x(\tau) d\tau \quad (4.4)$$

$$\hat{x}(t) = x_j(t) - \bar{x}_j \quad (4.5)$$

A derivada no tempo pode ser obtida empregando (4.6).

$$\check{x}(t) = \frac{dx(t)}{dt} \quad (4.6)$$

As definições apresentadas de (4.1) até (4.6) também podem ser aplicadas para quantidades vetoriais reais contínuas e periódicas, considerando que \underline{x} e \underline{y} são vetores de dimensão m , definidos por (4.7).

$$\underline{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_m(t) \end{bmatrix} \text{ e } \underline{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \vdots \\ y_m(t) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

A magnitude do vetor \underline{x} pode ser determinada por (4.8).

$$|\underline{x}| = \sqrt{\underline{x} \cdot \underline{x}} = \sqrt{\sum_{\mu=1}^m x_{\mu}^2} \quad (4.8)$$

O valor médio do vetor \underline{x} pode ser calculado por (4.9).

$$\bar{\underline{x}} = \frac{1}{T} \int_0^T \underline{x}(t) dt = \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \\ \vdots \\ \bar{x}_m \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

A norma (valor eficaz) do vetor \underline{x} pode ser determinada por (4.10).

$$\|\underline{x}\| = \sqrt{\langle \underline{x}, \underline{x} \rangle} = \sqrt{\frac{1}{T} \sum_{\mu=1}^m \int_0^T x_{\mu}^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{\mu=1}^m X_{\mu}^2} = \mathbf{X} \quad (4.10)$$

Onde: \mathbf{X} é o valor eficaz coletivo do vetor \underline{x} .

Assim, o Produto escalar instantâneo dos vetores \underline{x} e \underline{y} pode ser determinado por (4.11). Enquanto o produto interno dos vetores \underline{x} e \underline{y} pode ser obtido usando (4.12).

$$\underline{x} \cdot \underline{y} = \sum_{\mu=1}^m x_{\mu} y_{\mu} \quad (4.11)$$

$$\langle \underline{x}, \underline{y} \rangle = \sum_{\mu=1}^m \langle x_{\mu}, y_{\mu} \rangle = \sum_{\mu=1}^m \frac{1}{T} \int_0^T x_{\mu}(t) y_{\mu}(t) dt \quad (4.12)$$

4.2. Termos de Potência e Energia Conservativa

Com as ferramentas matemáticas definidas, apresenta-se o conceito de potência ativa e energia reativa conservativa, que norteiam a obtenção das demais componentes definidas na teoria CPT.

Considerando que μ representa a respectiva fase de m fases, e \underline{v} e \underline{i} os vetores de tensão e de corrente.

A potência ativa coletiva é determinada por (4.13).

$$P = \langle \underline{v}, \underline{i} \rangle = \sum_{\mu=a}^m P_{\mu} \quad (4.13)$$

A potência ativa representa a potência média transferida para a carga num período, e sua unidade é o watts [W].

Já a energia reativa coletiva pode ser expressa por (4.14).

$$W_r = \langle \underline{\hat{v}}, \underline{i} \rangle = \sum_{\mu=a}^m W_{r\mu} \quad (4.14)$$

Introduzida pela CPT como um novo conceito, a energia reativa coletiva representa os efeitos dos elementos armazenadores de energia no sistema elétrico, através da energia média armazenada numa rede de m fases, além de ser associada com a defasagem de corrente relacionada com circuitos eletrônicos tiristorizados, por exemplo, e sua unidade é o Joule [J].

4.3. Termos de Corrente

4.3.1. Termos de corrente ativa

A corrente ativa de cada fase $i_{a\mu}$ representa a corrente com norma mínima para transmitir potência ativa P_{μ} e é expressa por (4.15).

$$\underline{i}_a = \{i_{a\mu}\}_{\mu=a}^m, \quad i_{a\mu} = \frac{\langle v_{\mu}, i_{\mu} \rangle}{\|v_{\mu}\|^2} v_{\mu} = \frac{P_{\mu}}{V_{\mu}} v_{\mu} = G_{\mu} v_{\mu} \quad (4.15)$$

Onde: G_{μ} representa a condutância de fase equivalente e $V_{\mu} = \|v_{\mu}\|$ a norma euclidiana da tensão de fase.

Através da aplicação da definição de produto interno, temos (4.16) e (4.17).

$$\langle \underline{v}, \underline{i}_a \rangle = \sum_{\mu=a}^m \langle v_{\mu}, i_{a\mu} \rangle = \sum_{\mu=a}^m P_{\mu} = P \quad (4.16)$$

$$I_a = \|\underline{i}_a\| = \sqrt{\sum_{\mu=a}^m I_{a\mu}^2} = \sqrt{\sum_{\mu=a}^m \left(\frac{P_\mu}{V_\mu}\right)^2} \rightarrow \mathbf{V}I_a \neq P \quad (4.17)$$

Pode-se perceber que a corrente ativa coletiva (I_a) transporta toda a potência ativa.

Caso a condutância equivalente seja diferente para cada fase ela é dita desbalanceada, caso contrário, balanceada. Com isso, a corrente ativa por ser dividida nos termos balanceada e desbalanceada. As condutâncias podem variar entre si devido às cargas desequilibradas ou mesmo tensões assimétricas.

A corrente ativa balanceada pode ser determinada por (4.18).

$$\underline{i}_a^b = \frac{\langle \underline{v}, \underline{i} \rangle}{\|\underline{v}\|^2} \underline{v} = \frac{P}{V^2} \underline{v} = G^b \underline{v} \quad (4.18)$$

Onde: G^b é a condutância equivalente balanceada.

Aplicando a definição de produto interno e propriedades da integral imparcial e derivada no tempo, temos (4.19).

$$\langle \underline{v}, \underline{i}_a^b \rangle = P \text{ e } W_r^b = \langle \underline{\hat{v}}, \underline{i}_a^b \rangle = G^b \langle \underline{\hat{v}}, \underline{v} \rangle = 0 \quad (4.19)$$

$$I_a^b = \|\underline{i}_a^b\| = \frac{P}{V} \rightarrow \mathbf{V}I_a^b = P \quad (4.20)$$

Percebe-se que a corrente ativa balanceada coletiva (I_a^b) transporta toda a potência ativa e zero de energia reativa.

A corrente ativa desbalanceada é definida como a diferença entre corrente ativa e corrente ativa balanceada e somente existirá caso as condutâncias equivalentes de fase forem diferentes entre si, conforme (4.21) e (4.22).

$$\underline{i}_a^u = \underline{i}_a - \underline{i}_a^b = \{i_{a\mu}^u\}_{\mu=a}^m = \{(G_\mu - G^b)v_\mu\}_{\mu=a}^m \quad (4.21)$$

$$I_a^u = \|\underline{i}_a^u\| = \sqrt{I_a^2 - I_a^{b2}} = V \sqrt{\sum_{\mu=a}^m G_\mu^2 - G^{b2}} \quad (4.22)$$

Onde: I_a^u representa a corrente ativa desbalanceada coletiva.

4.3.2. Termos de corrente reativa

A corrente reativa $\mathbf{i}_{r\mu}$ indica a corrente com norma mínima necessária para transmitir energia reativa $W_{r\mu}$ pode ser representada por (4.23).

$$\underline{i}_r = \{i_{r\mu}\}_{\mu=a}^m, \quad i_{r\mu} = \frac{\langle \hat{v}_\mu, i_\mu \rangle}{\|\hat{v}_\mu\|^2} \hat{v}_\mu = \frac{W_{r\mu}}{\hat{V}_\mu^2} \hat{v}_\mu = \mathcal{B}_\mu \hat{v}_\mu \quad (4.23)$$

Onde: \mathcal{B}_μ representa a reatividade equivalente por fase e $\hat{V}_\mu = \|\hat{v}_\mu\|$ o valor eficaz da integral imparcial da tensão.

Aplicando a definição de produto interno obtém-se (4.24).

$$\langle \underline{\hat{v}}, \underline{i}_r \rangle = \sum_{\mu=a}^m \langle \hat{v}_\mu, i_{r\mu} \rangle = \sum_{\mu=a}^m W_{r\mu} = W_r \quad (4.24)$$

$$I_r = \|\underline{i}_r\| = \sqrt{\sum_{\mu=a}^m I_{r\mu}^2} = \sqrt{\sum_{\mu=a}^m \left(\frac{W_{r\mu}}{\hat{V}_\mu}\right)^2} \rightarrow \hat{V} I_r \neq W_r \quad (4.25)$$

Através de (4.25) é possível notar que a corrente reativa coletiva (I_r) não transporta toda a energia reativa.

Assim como ocorre com a corrente ativa, a corrente reativa pode ser representada através de componentes balanceadas e desbalanceadas, neste segundo caso, representando a assimetria entre as fases.

Para a corrente reativa balanceada, tem-se a definição expressa em (4.26).

$$\underline{i}_r^b = \frac{\langle \underline{\hat{v}}, \underline{i} \rangle}{\|\underline{\hat{v}}\|^2} \underline{\hat{v}} = \frac{W_r}{\hat{V}^2} \underline{\hat{v}} = \mathcal{B}^b \underline{\hat{v}} \quad (4.26)$$

Onde: \mathcal{B}^b representa a reatividade equivalente balanceada.

Entretanto conforme o aspecto apresentado em (4.27), a definição resulta em (4.28).

$$\langle \underline{\hat{v}}, \underline{i}_r^b \rangle = W \text{ e } P_r^b = \langle \underline{v}, \underline{i}_r^b \rangle = \mathcal{B}^b \langle \underline{v}, \underline{\hat{v}} \rangle = 0 \quad (4.27)$$

$$I_r^b = \|\underline{i}_r^b\| = \frac{W}{\hat{V}} \quad (4.28)$$

Pode-se perceber que a corrente reativa balanceada coletiva (I_r^b) transporta toda a energia reativa e zero de potência ativa.

Por outro lado, a corrente reativa desbalanceada é definida como sendo a diferença entre corrente reativa e a corrente reativa balanceada, conforme (4.29) e (4.30). Existindo caso as reatividades equivalentes de fase forem diferentes entre si, devido à carga, que possui natureza reativa, seja desbalanceada ou caso as tensões sejam assimétricas.

$$\underline{i}_r^u = \underline{i}_r - \underline{i}_r^b = \{i_{r\mu}^u\}_{\mu=a}^m = \{(\mathcal{B}_\mu - \mathcal{B}^b)\hat{v}_\mu\}_{\mu=a}^m \quad (4.29)$$

$$I_r^u = \|\underline{i}_r^u\| = \sqrt{I_r^2 - I_r^{b2}} = \hat{V} \sqrt{\sum_{\mu=a}^m \mathcal{B}_\mu^2 - \mathcal{B}^{b2}} \quad (4.30)$$

Onde: I_r^u representa a corrente reativa desbalanceada coletiva.

4.3.3. Termo de corrente residual (nula)

A corrente residual ou nula $i_{v\mu}$ indica a presença de componentes remanescentes, que não transmitem nem potência ativa e nem energia reativa, ou seja, representam as não linearidades na carga. Esta parcela de corrente pode ser expressa por (4.31).

$$\underline{i}_v = \underline{i} - \underline{i}_a - \underline{i}_r \quad (4.31)$$

4.3.4. Decomposição total dos termos de corrente

A decomposição completa dos termos de corrente é expressa (4.32).

$$\underline{i} = \underline{i}_a^b + \underline{i}_a^u + \underline{i}_r^b + \underline{i}_r^u + \underline{i}_v \quad (4.32)$$

Devido aos termos possuírem ortogonalidade entre si, o valor eficaz da corrente total pode ser determinado por (4.33).

$$I = \sqrt{I_a^{b2} + I_a^{u2} + I_r^{b2} + I_r^{u2} + I_v^2} \quad (4.33)$$

4.4. Termos de Potência

4.4.1. Potência ativa

A potência ativa é definida como sendo (4.34), e sua unidade é o *watts* [W]. Esta componente é definida como sendo a única componente capaz de gerar trabalho efetivamente.

$$P = VI_a^b \quad (4.34)$$

4.4.2. Potência reativa

A potência reativa, definida por (4.35), é responsável pela transferência do fluxo de potência reativa, sendo sua unidade o Volt Ampère [VA].

$$Q = VI_r^b = V \frac{W}{\hat{V}} \quad (4.35)$$

Realizando a decomposição dos valores eficazes de V e \hat{V} em componente fundamental e harmônicas, encontra-se (4.36).

$$V = V_f \sqrt{1 + [DHT_V]^2} \quad (4.36)$$

Onde: DHT_V significa a distorção harmônica total da tensão coletiva, representada por (4.37) e (4.38).

$$DHT_V = \frac{V^2 - V_f^2}{V_f^2} \quad (4.37)$$

$$\hat{V} = \hat{V}_f \sqrt{1 + [DHT_{\hat{V}}]^2} \quad (4.38)$$

Onde: $DHT_{\hat{V}}$ significa a distorção harmônica total da tensão imparcial coletiva, representada por (4.39).

$$DHT_{\hat{V}} = \frac{\hat{V}^2 - \hat{V}_f^2}{\hat{V}_f^2} \quad (4.39)$$

Desde que $V_f / \hat{V}_f = \omega$ é possível afirmar (4.40).

$$Q = \omega W \frac{\sqrt{1 + [DHT_V]^2}}{\sqrt{1 + [DHT_{\hat{V}}]^2}} \quad (4.40)$$

Portanto, através (4.40), constata-se que a potência reativa Q não é conservativa, além de ser dependente da frequência de linha e da distorção da tensão.

4.4.3. Potência ativa de desbalanço

A potência ativa de desbalanço é determinada por (4.41), sendo sua unidade o [VA]. Este fator não existirá no caso da carga ser balanceada.

$$U_a = \mathbf{V} \mathbf{I}_a^u = \sqrt{\mathbf{V}^2 \sum_{\mu=a}^m \frac{P_\mu^2}{V_\mu^2} - P^2} \quad (4.41)$$

4.4.4. Potência reativa de desbalanço

A potência reativa de desbalanço pode ser expressa por (4.42).

$$U_r = \mathbf{V} \mathbf{I}_r^u = \frac{\mathbf{V}}{\hat{\mathbf{V}}} \mathbf{V} \mathbf{I}_r^u = \omega \frac{\sqrt{1 + [DHT_V]^2}}{\sqrt{1 + [DHT_{\hat{V}}]^2}} \sqrt{\hat{\mathbf{V}}^2 \sum_{\mu=a}^m \frac{W_\mu^2}{\hat{V}_\mu^2} - W^2} \quad (4.42)$$

Sua unidade é o [VA] e através da equação 4.42 é possível afirmar que a potência reativa de desbalanço é afetada por variações na frequência, assimetrias de tensão e distorções, e desaparecerá se a carga for balanceada pois:

$$W_{r\mu} = \frac{W_r}{\hat{V}^2} \hat{V}_\mu^2 \rightarrow U_r = \frac{\mathbf{V}}{\hat{\mathbf{V}}} \sqrt{\sum_{\mu=a}^m \frac{W^2}{\hat{V}^2} \hat{V}_\mu^2 - W^2} = 0 \quad (4.43)$$

4.4.5. Potência residual

A potência residual indica em termos de potência as não linearidades referentes à carga, expressa por (4.44), sendo sua unidade Volts Ampères [VA] e

$$D = \mathbf{V} \mathbf{I}_v \quad (4.44)$$

4.4.6. Potência aparente

Finalmente, a potência aparente é definida como sendo o produto dos valores eficazes dos vetores de tensão e corrente, e representa a potência total inserida no sistema, conforme (4.45).

$$A = \|\underline{v}\| \|\underline{i}\| = \mathbf{V} \mathbf{I} \quad (4.45)$$

Decompondo a potência aparente considerando os termos definidos pela CPT é possível reescrever (4.45) conforme (4.46), (4.47) ou (4.48).

$$A^2 = \mathbf{V}^2 \mathbf{I}^2 = \mathbf{V}^2 \mathbf{I}_a^{b^2} + \mathbf{V}^2 \mathbf{I}_r^{b^2} + \mathbf{V}^2 \mathbf{I}_a^{u^2} + \mathbf{V}^2 \mathbf{I}_r^{u^2} + \mathbf{V}^2 \mathbf{I}_v^2 \quad (4.46)$$

$$A^2 = P^2 + Q^2 + U_a^2 + U_r^2 + D^2 = P^2 + Q^2 + U^2 + D^2 \quad (4.47)$$

$$A = \sqrt{P^2 + Q^2 + U^2 + D^2} \quad (4.48)$$

4.5. Fator de Potência

Um novo conceito de fator de potência global foi introduzido pela CPT, conforme (4.49). Através das definições de potência descritas anteriormente esta definição de fator de potência além de representar as características de reatividade no sistema, como acontece no conceito de fator de potência convencional, este ainda é capaz de representar as não linearidades e assimetrias.

$$\lambda = \frac{P}{A} = \frac{\|\underline{i}_a^b\|}{\|\underline{i}\|} \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + U^2 + D^2}} = \sqrt{(1 - \lambda_Q^2)(1 - \lambda_U^2)(1 - \lambda_D^2)} \quad (4.49)$$

A seguir são apresentadas as definições dos fatores de não linearidade (λ_D), assimetria (λ_U) e reatividade (λ_Q).

4.5.1. Fator de não linearidade

O fator de não linearidade, definido por (4.50), indica a presença de elementos não lineares no sistema e desaparece caso a corrente residual for (\underline{i}_v) nula.

$$\lambda_D = \frac{D}{A} = \frac{\|\underline{i}_v\|}{\|\underline{i}\|} \quad (4.50)$$

4.5.2. Fator de assimetria

O fator de assimetria representa o desbalanceamento das cargas, e desaparece somente se o sistema possuir cargas balanceadas. Este fator pode ser determinado por (4.51).

$$\lambda_U = \frac{U}{\sqrt{P^2 + Q^2 + U^2}} = \frac{\sqrt{\|\underline{i}_a^u\|^2 + \|\underline{i}_r^u\|^2}}{\sqrt{\|\underline{i}_a^b\|^2 + \|\underline{i}_a^u\|^2 + \|\underline{i}_r^b\|^2 + \|\underline{i}_r^u\|^2}} \quad (4.51)$$

4.5.3. Fator de reatividade

O fator de reatividade pode ser determinado por (4.52).

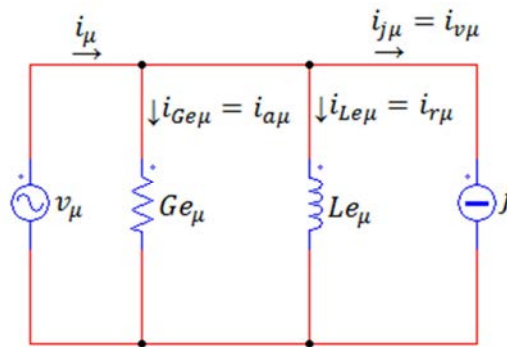
$$\lambda_Q = \frac{Q}{\sqrt{P^2 + Q^2}} = \frac{\|\underline{i}_r^b\|}{\sqrt{\|\underline{i}_a^b\|^2 + \|\underline{i}_r^b\|^2}} \quad (4.52)$$

4.6. Caracterização do MIT através da CPT

O motor de indução trifásico (MIT) as vistas da metodologia de caracterização de cargas empregando a CPT pode ser considerado como sendo uma carga do tipo fonte de corrente (FOGAÇA, 2013). A Figura 4.1 apresenta o circuito elétrico equivalente do MIT com representação por fase, possuindo uma condutância equivalente uma

indutância equivalente e uma fonte de corrente que possui correspondência à existência de harmônicos.

Figura 4.1 – Circuito equivalente de carga com característica de fonte de corrente



Fonte: Próprio autor

Sendo:

μ : representação dos termos por fase;

v_μ : fonte de tensão para alimentação do circuito;

Ge_μ : condutância equivalente;

Le_μ : indutância equivalente;

j : fonte de corrente harmônica;

i_μ : corrente total do circuito;

$i_{Ge\mu}$: corrente equivalente à parcela ativa da carga, correspondente à corrente ativa $i_{a\mu}$;

$i_{Le\mu}$: corrente equivalente à parcela reativa da carga, correspondente à corrente reativa $i_{r\mu}$;

$i_{j\mu}$: corrente equivalente à parcela não linear da carga, correspondente à corrente residual $i_{v\mu}$;

Assim, torna-se possível determinar os parâmetros para o circuito equivalente tipo fonte de corrente para representar o MIT.

Especialmente nos casos em que a tensão é do tipo puramente senoidal o circuito equivalente da figura (4.1) pode ser simplificado, sendo representado apenas

pelas componentes da condutância e da indutância equivalente, excluindo-se a representação das fontes de corrente e tensão harmônicas. Nas outras situações a fonte de corrente possui o papel de contribuir no circuito equivalente com os efeitos das harmônicas.

Sendo a carga tipo fonte de corrente, seu comportamento apresenta característica indutiva, ou seja, a energia reativa (W_r) será positiva. Sendo possível determinar os parâmetros equivalentes por (4.53) até (4.57).

A condutância equivalente pode ser determinada partindo de (4.15), (4.53) e resultando em (4.54).

$$i_{a\mu} = \frac{P_\mu}{V_\mu} v_\mu = G_\mu v_\mu \quad (4.53)$$

$$Ge_\mu = \frac{P_\mu}{V_\mu} [\Omega^{-1}] \quad (4.54)$$

De forma análoga, a indutância equivalente pode ser determinada partindo de (4.23), (4.54) e decorrendo até (4.55)

$$i_{r\mu} = \frac{W_{r\mu}}{\hat{V}_\mu^2} \hat{v}_\mu = B_\mu \hat{v}_\mu \quad (4.55)$$

$$Be_\mu = \frac{W_{r\mu}}{\hat{V}_\mu^2} \hat{v}_\mu \quad (4.56)$$

Sendo a reatividade o inverso da indutância, pode-se determinar a indutância equivalente através de (4.56)

$$Le_\mu = \frac{1}{Be_\mu} \rightarrow Le_\mu = \frac{\hat{V}_\mu^2}{W_{r\mu}} [H] \quad (4.57)$$

4.7. Conclusões

Este capítulo abordou a introdução e o desenvolvimento básico da Teoria de Potência Conservativa para análise de circuitos polifásicos. Foram definidos operadores como ferramentas matemáticas essenciais para o completo entendimento dessa teoria.

A CPT utiliza a definição básica de potência ativa e apresenta como novo termo a energia reativa coletiva, ambas as como quantidades conservativas, servindo como base para definição das demais componentes. Além dos termos básicos são apresentadas as componentes de corrente e suas respectivas decomposições, que podem ser empregadas para caracterizar os circuitos no que diz respeito aos distúrbios causados pela presença de elementos armazenadores de energia, componentes assimétricas e cargas não lineares e desbalanceadas.

Com todos os termos de corrente consolidados, apresentaram-se as definições de potência, e posteriormente os fatores, incluindo um novo conceito de fator de potência, capaz de contabilizar todos os distúrbios citados acima, de forma global ou independente. Dessa forma uma rede ou carga podem ser analisadas através de diversas óticas no que diz respeito à qualidade de energia.

Além da clara separação e identificação dos distúrbios em termos de corrente, potência e fatores de qualidade de energia propriamente ditos a CPT apresenta uma análise dos circuitos completamente no domínio do tempo, não sendo necessária alteração de domínio (frequência) para completar as análises de distúrbio de distorção harmônica por exemplo.

Por fim, um procedimento para realização da caracterização e determinação do circuito equivalente em regime permanente do motor de indução trifásico por fase empregando os índices definidos pela CPT foi apresentado.

5. APLICAÇÃO DOS DISTÚRBIOS NO MIT E MONITORAMENTO VIA CPT

Neste capítulo são apresentados estudos relacionados com a avaliação de alteração de aspectos do comportamento operacional do motor de indução trifásico (MIT), frente a distúrbios na qualidade da energia de sua alimentação, do ponto de vista dos termos definidos pela Teoria de Potência Conservativa.

O processo de avaliação foi realizado através das simulações computacionais no ambiente PSIM. As simulações computacionais contemplam a aplicação de distúrbios de qualidade de energia de forma separada, com o intuito de prospectar de forma mais clara a influência do distúrbio sobre os aspectos operacionais do motor.

Conforme a Tabela 5.1, os distúrbios utilizados nas análises foram: harmônicos de tensão, desequilíbrio (ou desbalanço) da tensão, afundamento da tensão (*sag*) e elevação da tensão (*swell*). Os valores dos distúrbios selecionados para simulações foram baseados em limites de fornecimento determinados pelo documento PRODIST – Módulo 8 da ANEEL.

Tabela 5.1 – Resumo das configurações de distúrbios aplicados ao motor

DISTÚRBO	CONFIGURAÇÕES
Harmônico de tensão	3ª ordem e 6,5 % da fundamental 5ª ordem e 7,5 % da fundamental 7ª ordem e 6,5 % da fundamental
Desequilíbrio de tensão	2 % na amplitude 2 % na assimetria 2 % na amplitude e assimetria
Afundamento de tensão	5 ciclos e 50 % da amplitude nas três fases 30 ciclos e 50 % da amplitude nas três fases
Elevação de tensão	5 ciclos e elevação de 50 % da amplitude nas três fases 30 ciclos e elevação de 50 % da amplitude nas três fases

Fonte: Próprio autor

As simulações computacionais foram realizadas considerando um sistema composto basicamente por uma fonte de tensão trifásica, um motor de indução trifásico com rotor do tipo gaiola de esquilo, descrito através de seu modelo dinâmico, e, componentes auxiliares responsáveis pela aquisição das grandezas (sensores) e pelos cálculos dos índices da CPT. Adicionalmente, nos casos avaliados, o MIT tem o seu processo de partida considerando conjugado nominal de carga aplicado ao motor e somente após entrar em regime os distúrbios foram aplicados, convencionalmente no instante de tempo igual a 0,8 segundos.

A componente responsável pela determinação dos índices da CPT foi desenvolvida na linguagem C e utilizada no formato de uma DLL. Conforme a tabela 5.1, as configurações do sistema que determinam as alterações operacionais de um caso para outro foram necessariamente as alterações de configurações nas tensões de alimentação.

A máquina de indução trifásica com rotor tipo gaiola de esquilo adotada para realização dos testes foi extraída de (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002), sendo seus parâmetros apresentados na tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Parâmetros de operação do MIT adotado para testes.

Tensão de linha	220 V
Potência mecânica	3 HP
Torque nominal	12 N.m
Frequência:	60 Hz
Número de pólos	4
Resistência do estator	0,435 Ω /fase
Reatância indutiva do estator	0,754 Ω /fase
Resistência do rotor	0,816 Ω /fase
Reatância indutiva do rotor	0,754 Ω /fase
Reatância de magnetização	26,13 Ω /fase
Momento de inércia do rotor	0,089 kg/m ²
Velocidade do rotor	1710 rpm

Fonte: Próprio autor.

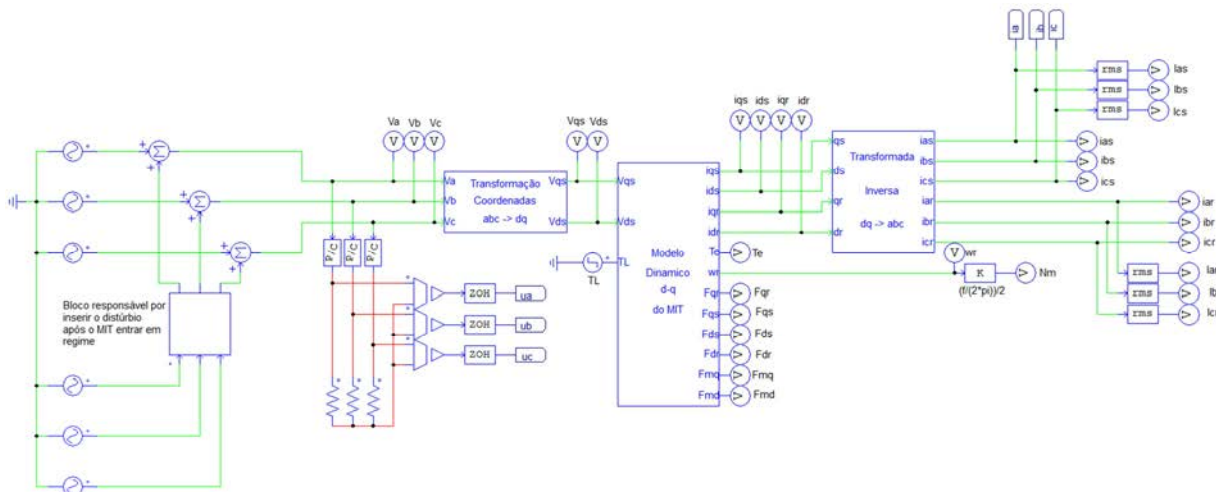
Os resultados das simulações computacionais relacionados com o conjunto de distúrbios apresentados na Tabela 5.1 são apresentados nas próximas subseções, separados por tipo de distúrbio.

Os resultados consistem de coletâneas de formas de onda no tempo, relacionadas com a variável perturbada em si (forma de onda de tensão), o conjugado eletromagnético fornecido pelo motor, a velocidade no eixo do rotor, fluxos magnéticos e termos derivados da CPT de forma a permitir a correlação dos comportamentos entre estes. Além disso, tabelas contendo os termos de potência, corrente e fatores calculados por meio da CPT em condições de regime antecedentes e posteriores à aplicação dos distúrbios também fazem parte dos resultados apresentados.

5.1. Harmônica de Tensão

O sistema completo de simulação desenvolvido no ambiente PSIM para a análise dos casos envolvendo distúrbios devido a ocorrência de harmônicos de tensão sobre os aspectos operacionais do MIT é apresentado na figura 5.1.

Figura 5.1 – Modelo para simulação do distúrbio de harmônico de tensão.



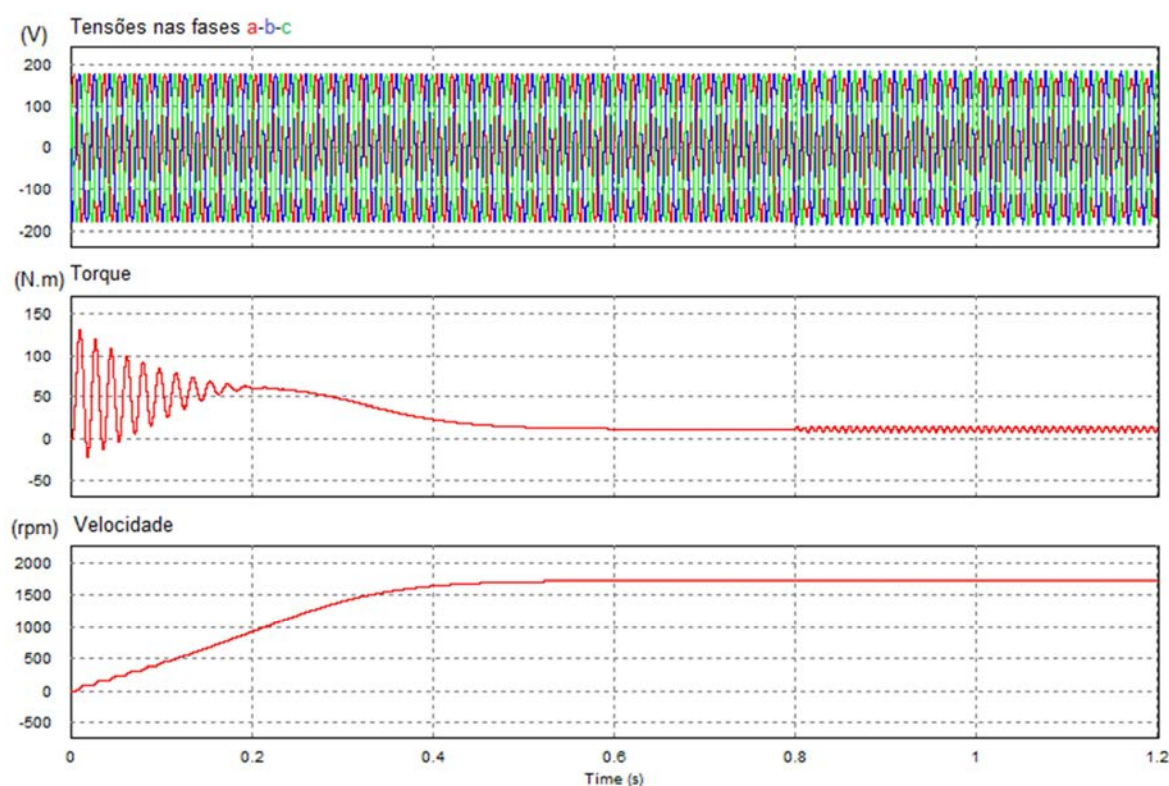
Fonte: Próprio autor.

5.1.1. Harmônica de 3ª ordem e 6,5 % da amplitude da fundamental

A figura 5.2 mostra um dos resultados gráficos da simulação computacional obtido para o caso da tensão de alimentação possuindo distúrbio caracterizado pela presença de componente de 3ª ordem com valor de 6,5% da componente fundamental.

Através da Figura 5.2 é possível verificar o processo de partida do motor com conjugado nominal, a entrada em regime e posteriormente a aplicação do distúrbio. Após inserção do distúrbio harmônico o motor de indução trifásico começa a apresentar torque instantâneo com comportamento oscilatório. Entretanto, a velocidade não sofre interferência significativa. Para este caso, o valor de pico da oscilação do torque cresce 27,66 % com relação ao conjugado nominal.

Figura 5.2 – Tensão (v), torque (T_e) e velocidade (ω) do MIT com 3ª harmônica e 6,5 % da fundamental.



Fonte: Próprio autor.

A tabela 5.3 apresenta os índices da CPT calculados considerando duas situações de regime, antes e após a aplicação do distúrbio. A partir dos resultados é possível constatar que a aplicação de tensão harmônica na alimentação do motor tem impacto significativo principalmente nos índices da corrente residual (i_v), com crescimento de 4mA para 1,54A, da potência residual (D), com aumento de 1,15VA para 590,42VA, e, do fator de não-linearidade (λ_D), com aumento de 0,4m para 190mA.

Estes acréscimos demonstram a propriedade destes termos em indicar a presença de não linearidades na operação do motor de indução trifásico.

Por outro lado, o fator de potência global (λ) apresentou uma redução de aproximadamente 2,0 %, causada pelo fato deste índice ser composto pela resultante de outros três índices (fator de não linearidade λ_D , fator de reatividade λ_Q e fator de assimetria λ_U), que sofreram alterações com a ocorrência deste distúrbio. O índice λ_U não é significativo para este caso, uma vez que ele representa o impacto na assimetria.

Tabela 5.3 – Parâmetros da CPT pré e pós aplicação do distúrbio (3ª harmônica).

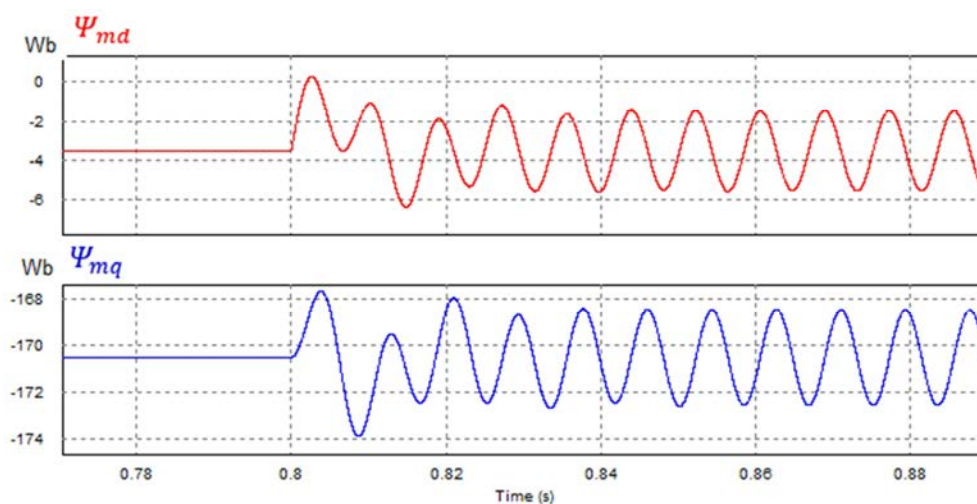
	Pré-Distúrbio	Pós-Distúrbio
I_a (A)	7,9285	8,0962
$I_{a_a}^b$ (A)	6,1662	6,1663
$I_{r_a}^b$ (A)	4,9896	5,0207
$I_{a_a}^u$ (A)	0,0003	0,0039
$I_{r_a}^u$ (A)	0,0003	0,0025
I_{v_a} (A)	0,0040	1,5463
A (VA)	3020,2873	3093,2773
U (VA)	0,1019	1,7531
P (W)	2347,6121	2354,6193
Q (VA)	1901,0651	1917,1704
D (VA)	1,1554	590,4247
W (J)	5,0421	5,0755
λ_U	0,0000	0,0006
λ	0,7773	0,7612
λ_Q	0,6293	0,6314
λ_D	0,0004	0,1909

Fonte: Próprio autor.

Com relação aos aspectos de grandezas diretamente relacionadas com a operação do MIT, a figura 5.3 mostra a influência direta da ocorrência do distúrbio nos fluxos resultantes de magnetização do eixo direto (Ψ_{md}) e do eixo em quadratura (Ψ_{mq}).

A oscilação resultante no fluxo de magnetização do eixo direto possui uma elevação do valor de pico da ordem de 57,14 % em relação ao seu valor em regime antes do distúrbio. Enquanto para o fluxo de magnetização do eixo de quadratura a alteração no seu valor de pico foi de apenas 1,17 % em relação ao seu valor em regime.

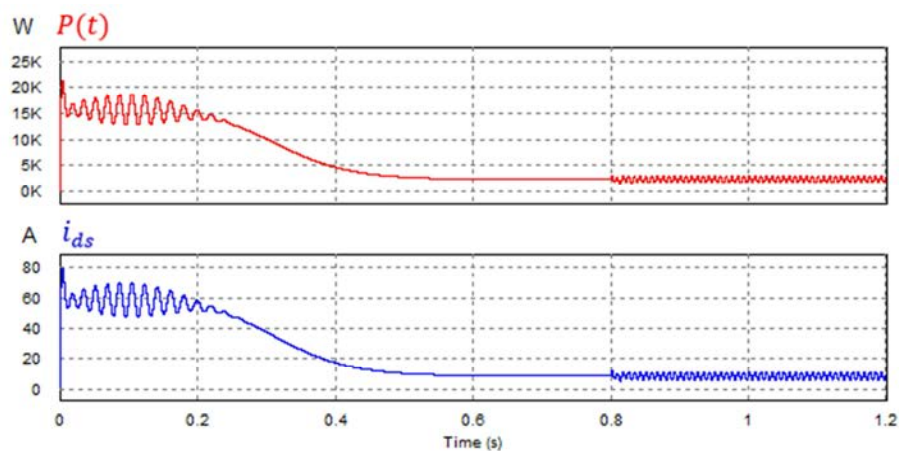
Figura 5.3 – Oscilação dos fluxos de magnetização eixo direto (Ψ_{md}) e quadratura (Ψ_{mq}) para a harmônica de 3ª ordem.



Fonte: Próprio autor.

Através da verificação dos resultados para esta situação de distúrbio foi possível verificar também que há uma relação direta entre a potência ativa instantânea dada pela CPT e a corrente instantânea de eixo direto do estator, independente das condições de alimentação com ou sem a ocorrência do distúrbio. A figura 5.4 apresenta as formas de onda no tempo da potência ativa instantânea ($P(t)$) e da corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) onde é possível constatar esta correlação nas duas situações.

Figura 5.4 – Comportamento da potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para harmônica de 3ª ordem



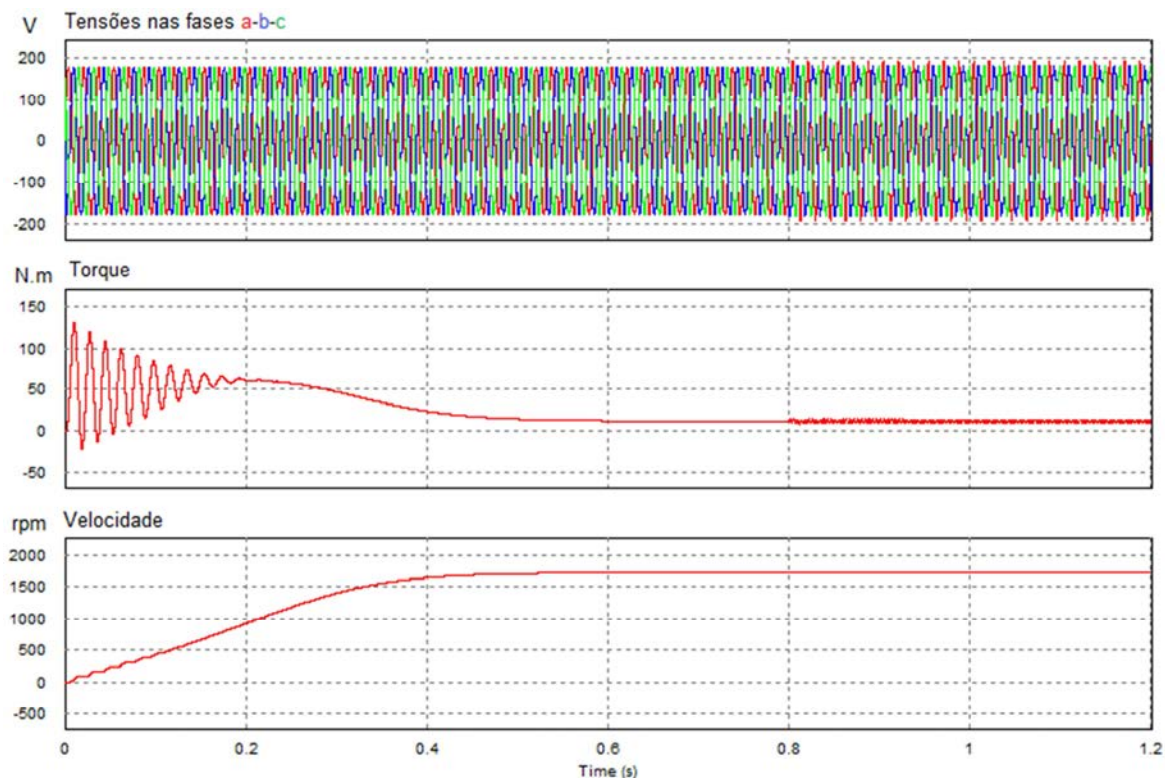
Fonte: Próprio autor

5.1.2. Harmônica de 5ª ordem e 7,5% da amplitude da fundamental

No caso avaliado considerando o distúrbio criado pela inserção de componente harmônica de 5ª ordem, com 7,5 % da amplitude da componente fundamental nas formas de onda de tensão de alimentação, o conjugado do motor (T_e) ainda apresenta comportamento com oscilação. Porém, com crescimento do valor de pico da oscilação inferior ao caso anterior, alcançando apenas 19,75%.

Nesta avaliação o distúrbio foi aplicado no instante de tempo de 0,8s e os índices calculados no instante 1,2s com o novo regime estabelecido.

Figura 5.5 – Tensão (v), torque (T_e) e velocidade (ω) do MIT com 5ª harmônica e 7,5 % da fundamental



Fonte: Próprio autor

Os índices determinados empregando a teoria da CPT para este caso de distúrbio são mostrados na tabela 5.4, onde é possível perceber novamente um padrão de alteração significativo nos parâmetros de corrente residual i_v (aumento para 1,18A), potência residual D (aumento para 451,70VA) e no fator de não linearidade λ_D (aumento para 147,5m). Além disso, o fator de potência λ também apresentou uma redução de 1,33% em relação à situação anterior sem a ocorrência do distúrbio. Apesar dos índices apresentarem aumento com relação ao comportamento pré-distúrbio esse acréscimo foi inferior à aplicação da 3ª harmônica.

Tabela 5.4 – Parâmetros da CPT pré e pós aplicação do distúrbio (5ª harmônica)

	Pré-Distúrbio	Pós-Distúrbio
$I_a (A)$	7,9285	8,0160
$I_{a_a}^b (A)$	6,1662	6,1490
$I_{r_a}^b (A)$	4,9896	5,0049
$I_{a_a}^u (A)$	0,0003	0,0000
$I_{r_a}^u (A)$	0,0003	0,0000
$I_{v_a} (A)$	0,0040	1,1821
$A (VA)$	3020,2873	3063,0970
$U (VA)$	0,1019	0,0010
$P (W)$	2347,6121	2349,6627
$Q (VA)$	1901,0651	1912,4910
$D (VA)$	1,1554	451,7027
$W (J)$	5,0421	5,0590
λ_U	0,0000	0,0000
λ	0,7773	0,7671
λ_Q	0,6293	0,6313
λ_D	0,0004	0,1475

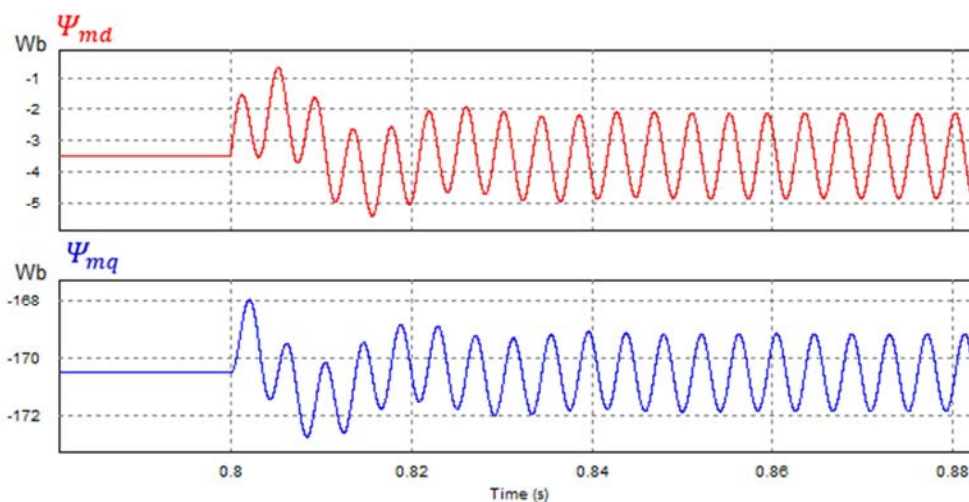
Fonte: Próprio autor

A figura 5.6 mostra um detalhe das formas de onda dos fluxos de magnetização após aplicação do distúrbio onde podem ser constatadas as existências de oscilações nas duas formas de onda. A amplitude da oscilação do fluxo de magnetização se mostrou reduzida quando comparada a obtida com o distúrbio imposto pela componente de 3ª ordem.

Neste caso, o valor de pico do fluxo de magnetização do eixo direto (Ψ_{md}) possui uma relação de 37,14 % com o seu valor em regime, enquanto o valor da amplitude do

fluxo de magnetização do eixo em quadratura (Ψ_{mq}) possui a relação de 0,76% com relação a seu valor em regime.

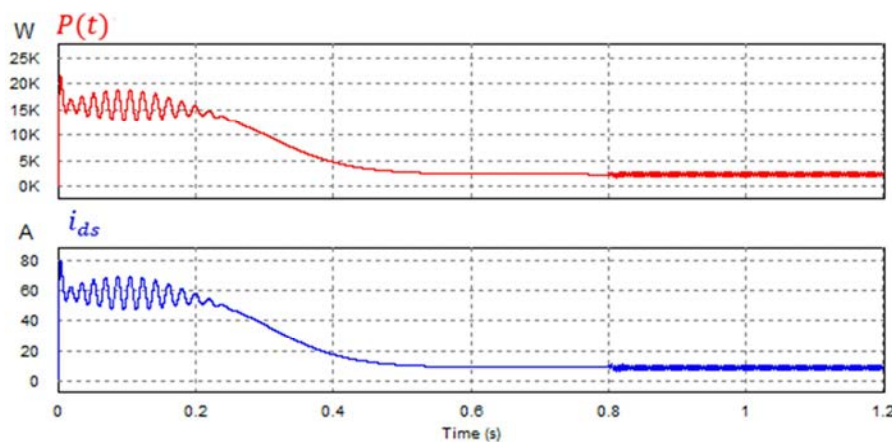
Figura 5.6 – Oscilação dos fluxos de magnetização eixo direto (Ψ_{md}) e quadratura (Ψ_{mq}) para harmônica de 5ª ordem



Fonte: Próprio autor

A relação direta entre a forma de onda da potência ativa instantânea $P(t)$ e a forma de onda da corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) também foi observada, conforme mostra a figura 5.7.

Figura 5.7 – Comportamento da potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para harmônica de 5ª ordem



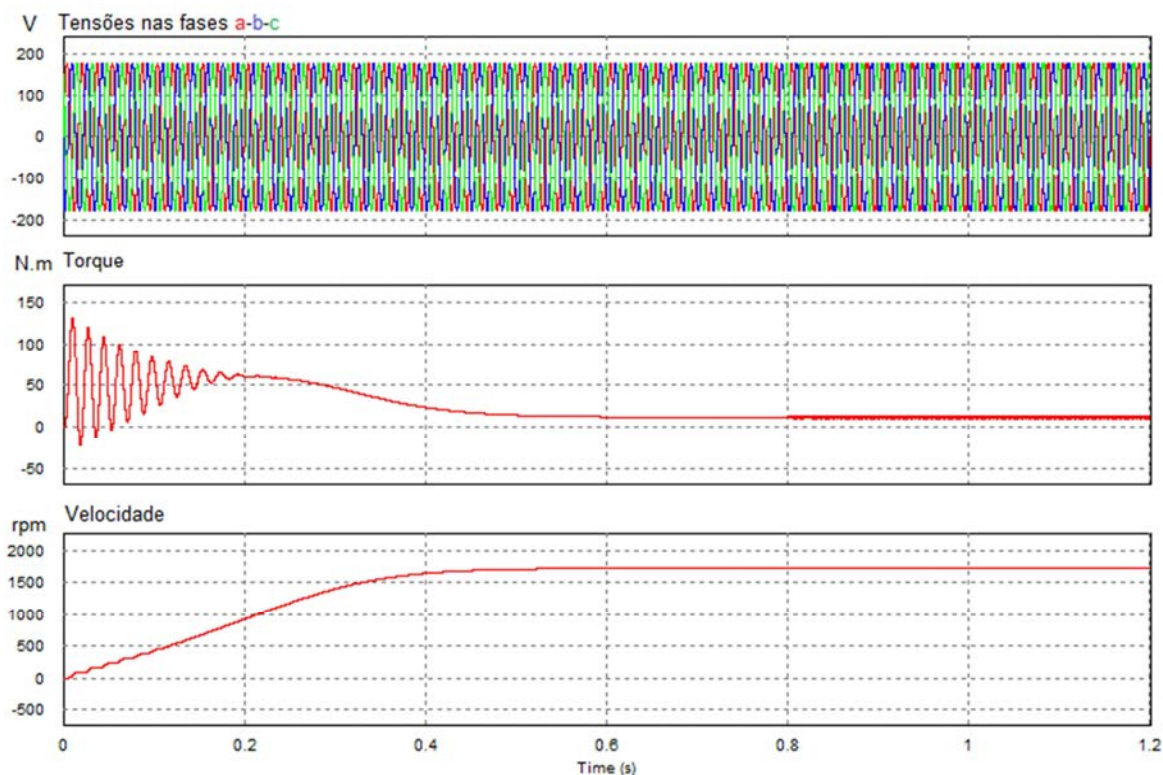
Fonte: Próprio autor

5.1.3. Harmônica de 7ª ordem e 6,5 % da amplitude da fundamental

De forma análoga aos casos anteriores, um distúrbio foi inserido no instante de tempo de 0,8s através da existência de uma componente harmônica de tensão de 7ª ordem, com 6,5% da amplitude da fundamental, nas formas de onda de tensão de alimentação.

Conforme a Figura 5.8, o torque eletromagnético apresentado pelo motor continua apresentando comportamento oscilatório, porém com intensidades menores que a dos dois casos referentes a distúrbios de mesma grandeza nas componentes de 3ª e 5ª ordens. O valor de pico da oscilação da forma de onda do torque resultante representa 12,25 % do nominal, inferior que os dois casos anteriores.

Figura 5.8 – Tensão (v), torque (T_e) e velocidade (ω) do MIT com 7ª harmônica e 6,5 % da fundamental



Fonte: Próprio autor

Tabela 5.5 – Parâmetros da CPT pré e pós aplicação do distúrbio (7ª harmônica)

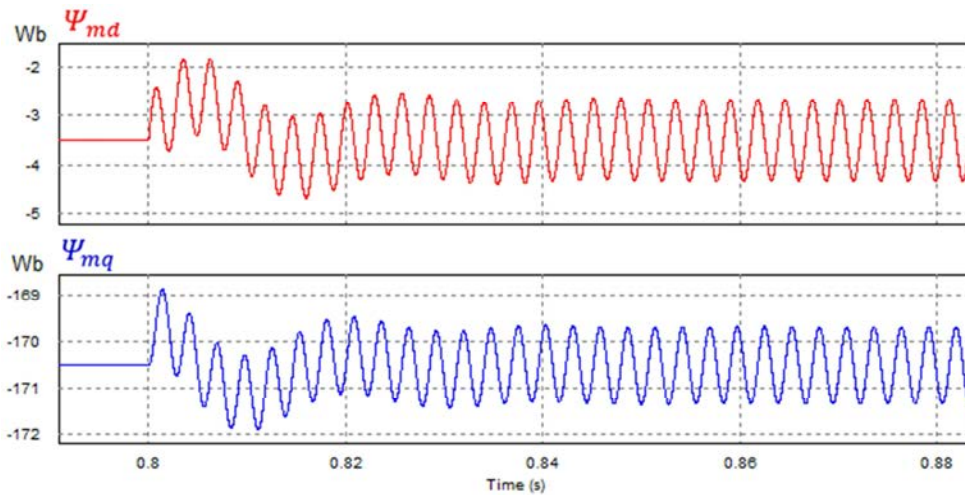
	Pré-Distúrbio	Pós-Distúrbio
$I_a (A)$	7,9285	7,9572
$I_{a_a}^b (A)$	6,1662	6,1442
$I_{r_a}^b (A)$	4,9896	4,9942
$I_{a_a}^u (A)$	0,0003	0,0000
$I_{r_a}^u (A)$	0,0003	0,0000
$I_{v_a} (A)$	0,0040	0,7892
$A (VA)$	3020,2873	3038,4846
$U (VA)$	0,1019	0,0009
$P (W)$	2347,6121	2346,2080
$Q (VA)$	1901,0651	1907,0589
$D (VA)$	1,1554	301,3775
$W (J)$	5,0421	5,0478
λ_U	0,0000	0,0000
λ	0,7773	0,7722
λ_Q	0,6293	0,6307
λ_D	0,0004	0,0992

Fonte: Próprio autor

Os índices determinados pela CPT para este caso estão apresentados na Tabela 5.5. Os termos de corrente residual (i_v), potência residual (D) e fator de não linearidade (λ_D) foram novamente os termos que apresentaram maiores alterações frente à existência do distúrbio, possuindo elevações de 4mA para 789mA, de 1,15VA para 301,37VA e de 0,4m para 99m, respectivamente. Contudo, os crescimentos apresentaram valores finais inferiores se comparado com os dois casos anteriores com a ocorrência de distúrbios harmônicos. O fator de potência global (λ) apresentou ligeira redução, variação também inferior à obtida nos casos de distúrbios harmônicos avaliados nas subseções anteriores.

A Figura 5.9 apresenta a influência da ocorrência do distúrbio, causado pela inserção da 7ª harmônica nas formas de onda de alimentação da máquina, nas formas de onda do fluxo de magnetização do eixo direto (Ψ_{md}), com valor de pico da oscilação igual a 22,85% do seu valor de regime, e, da forma de onda do fluxo de magnetização de quadratura (Ψ_{mq}), com valor de pico da oscilação igual a 0,46% se comparado a seu valor de regime.

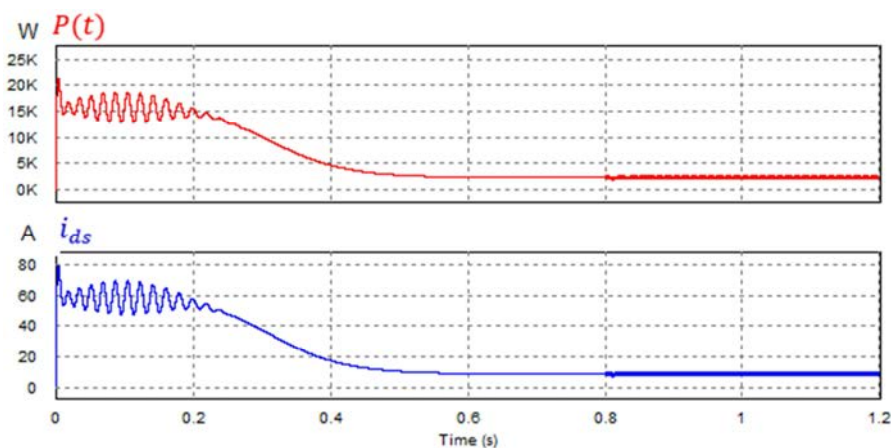
Figura 5.9 – Oscilação dos fluxos de magnetização eixo direto (Ψ_{md}) e quadratura (Ψ_{mq}) para harmônica de 7ª ordem



Fonte: Próprio autor

A relação direta entre a forma de onda da potência ativa instantânea ($P(t)$) e a forma de onda da corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) continua se manifestando, conforme ilustra a Figura 5.10.

Figura 5.10 – Comportamento da potência ativa instantânea ($P(t)$) e de corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para harmônica de 7ª ordem



Fonte: Próprio autor

A ocorrência de distúrbio relacionado com a inserção de componentes harmônicas de 3ª, 5ª e 7ª ordens na tensão de alimentação ocasionam alterações pertinentes nos índices da CPT referentes à corrente residual (i_v), potência residual (D) e ao fator de não linearidade (λ_D).

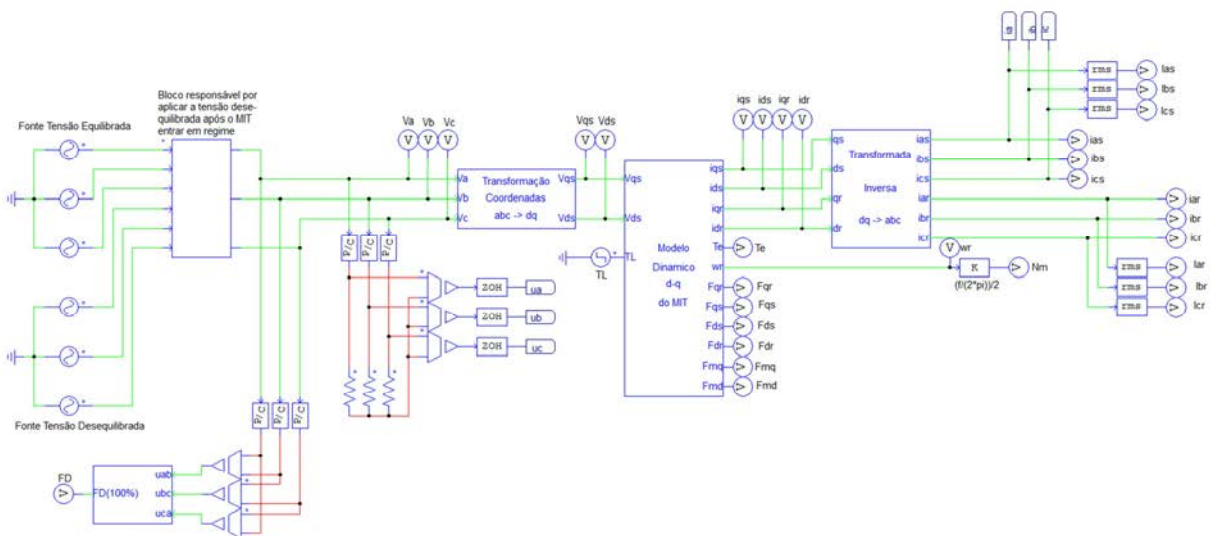
Além disso, os distúrbios foram criados considerando a mesma configuração de proporcionalidade de amplitude em relação a componente fundamental, neste sentido, notou-se dentro dos casos avaliados (3ª, 5ª e 7ª ordens) que com o aumento da frequência da componente do distúrbio a taxa de crescimento dos índices da CPT afetados é menor.

Ainda, constatou-se a existência de uma correlação direta entre a forma de onda da potência ativa instantânea e a forma de onda da corrente instantânea de eixo direto.

5.2. Desequilíbrio de Tensão

O sistema completo de simulação desenvolvido no ambiente PSIM para a análise dos casos envolvendo distúrbios devido a ocorrência de condições de desequilíbrio de tensão sobre os aspectos operacionais do MIT é apresentado na figura 5.11.

Figura 5.11 – Modelo para simulação de distúrbio de desequilíbrio de tensão



Fonte: Próprio autor

A Figura 5.11 mostra o modelo criado para realizar a medição do fator de desequilíbrio (FD), baseado em (2.3), (2.4) e (2.5), de forma a ratificar o estabelecimento da condição de desequilíbrio imposta. Especificamente, os valores pontuais das amplitudes das tensões e dos ângulos que geraram o desequilíbrio, atendendo ao fator de desequilíbrio (FD) especificado, são definidos e apresentados caso a caso.

5.2.1. Desequilíbrio de 2 % na amplitude

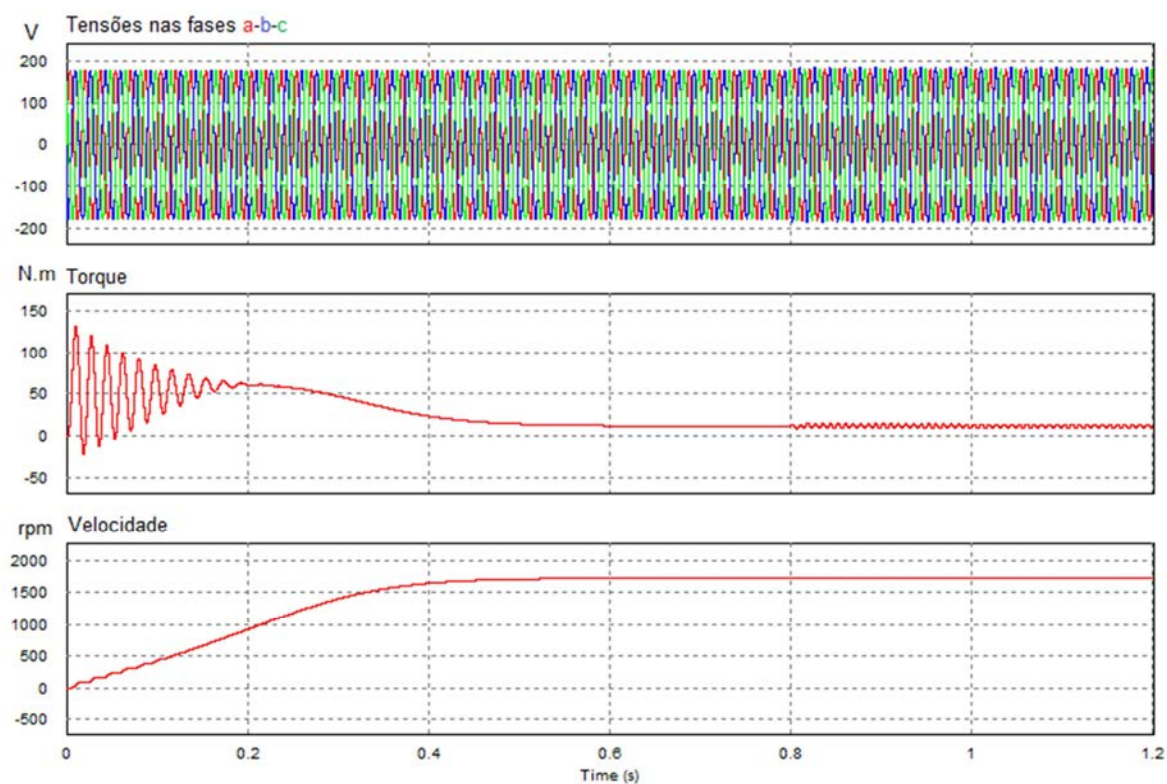
A condição de alimentação atendendo a um fator de desequilíbrio FD igual a 2% apenas na amplitude foi estabelecida empregando o valor de tensão eficaz nominal da fase a, um acréscimo de 6% no valor da tensão eficaz nominal da fase b e a redução de 0,2% no valor da tensão eficaz nominal da fase c, conforme (5.1).

$$\begin{aligned}v_a &= 127,00 \angle 0^\circ V \\v_b &= 134,62 \angle 120^\circ V \\v_c &= 126,75 \angle -120^\circ V\end{aligned}\tag{5.1}$$

A figura 5.12 mostra resultados gráficos da simulação computacional relacionados com o comportamento do torque e da velocidade apresentados pelo MIT, obtidos para o caso da tensão de alimentação possuindo distúrbio caracterizado pela existência de desequilíbrio na amplitude de 2%. A ocorrência deste tipo de distúrbio causa a existência de torque (T_e) e velocidade (ω) oscilatórios. A forma de onda instantânea do torque apresenta oscilação com valor de pico igual 19,16% do seu valor nominal médio.

A tabela 5.6 apresenta os índices da CPT calculados considerando duas situações de regime, antes e após a aplicação do distúrbio de desequilíbrio na amplitude de 2%.

Figura 5.12 – Tensão (v), torque (T_e) e velocidade (ω) do MIT com distúrbio ($FD = 2\%$)



Fonte: Próprio autor

Tabela 5.6 – Parâmetros da CPT pré e pós aplicação do distúrbio ($FD = 2\%$)

	Pré-Distúrbio	Pós-Distúrbio
$I_a (A)$	7,9285	7,1769
$I_{a_a}^b (A)$	6,1662	5,9848
$I_{r_a}^b (A)$	4,9896	5,0560
$I_{a_a}^u (A)$	0,0003	0,0188
$I_{r_a}^u (A)$	0,0003	1,1231
$I_{v_a} (A)$	0,0040	0,0034
$A (VA)$	3020,2873	3103,1566
$U (VA)$	0,1019	432,3077
$P (W)$	2347,6121	2347,3528
$Q (VA)$	1901,0651	1983,1099
$D (VA)$	1,1554	1,3314
$W (J)$	5,0421	5,2599
λ_{ij}	0,0000	0,1393
λ	0,7773	0,7564
λ_Q	0,6293	0,6454
λ_D	0,0004	0,0004

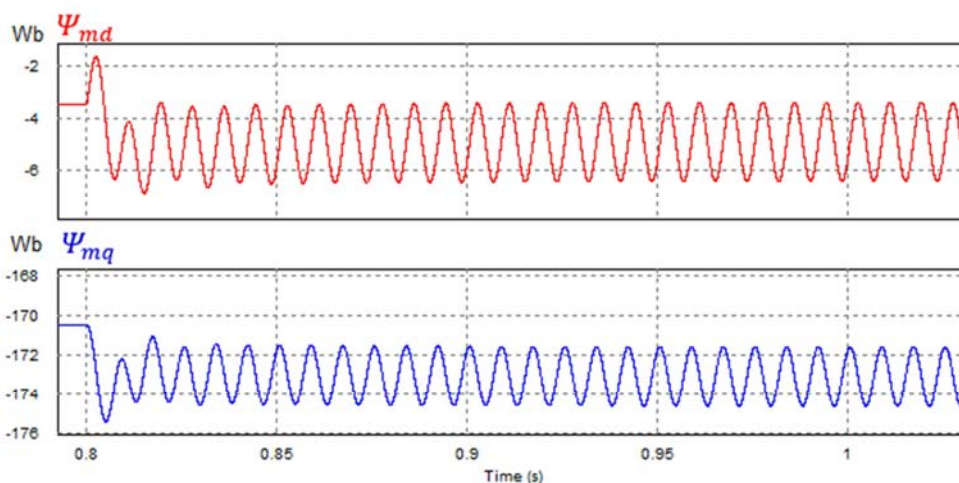
Fonte: Próprio autor

A existência de um distúrbio relacionado com o fator de desequilíbrio de 2% apenas nas amplitudes das tensões causou o aparecimento de valores consideráveis de corrente de desbalanço ($I_{r_a}^u$ (A)), conforme demonstra a Tabela 5.6.

Outros índices que foram afetados neste caso de distúrbio foram a potência de desbalanço (U), que aumentou de 0,10VA para 432,30VA, e, o fator de assimetria (λ_U) que aumentou de seu valor nulo para 0,139. Porém, o fator de potência (λ) apresentou uma leve queda de 2,76%.

Os fluxos de magnetização de eixo direto (Ψ_{md}) e quadratura (Ψ_{mq}) apresentam comportamento oscilatório com pico de 82,28% e 2,40% respectivamente, com relação a seus valores em regime, conforme o detalhe das formas de onda destas grandezas na após o momento do distúrbio ilustrado na Figura 5.13.

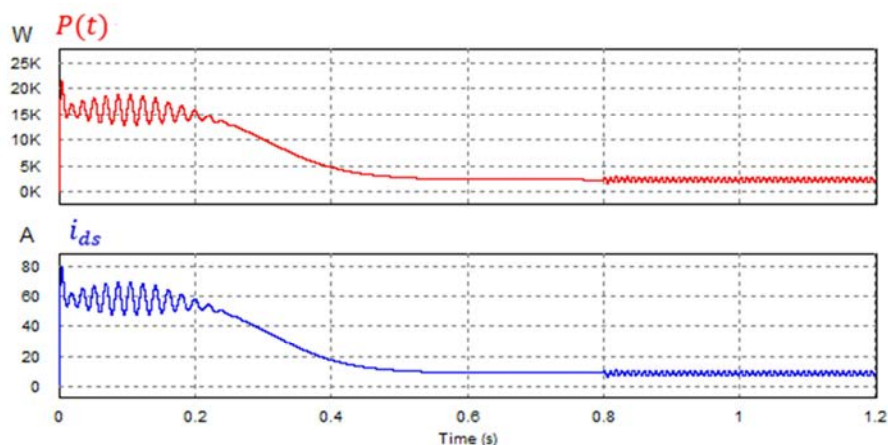
Figura 5.13 – Oscilação dos fluxos de magnetização eixo direto (Ψ_{md}) e quadratura (Ψ_{mq}) para desequilíbrio de 2 % na amplitude



Fonte: Próprio autor

A figura 5.14 auxilia a ratificar que o comportamento da forma de onda da potência ativa instantânea ($P(t)$) e a forma de onda da corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) mantêm uma correlação direta também para os casos de distúrbios relacionados com a existência de desequilíbrio nas amplitudes das tensões.

Figura 5.14 – Comportamento da potência ativa instantânea $P(t)$ e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para desequilíbrio de 2 % na amplitude



Fonte: Próprio autor

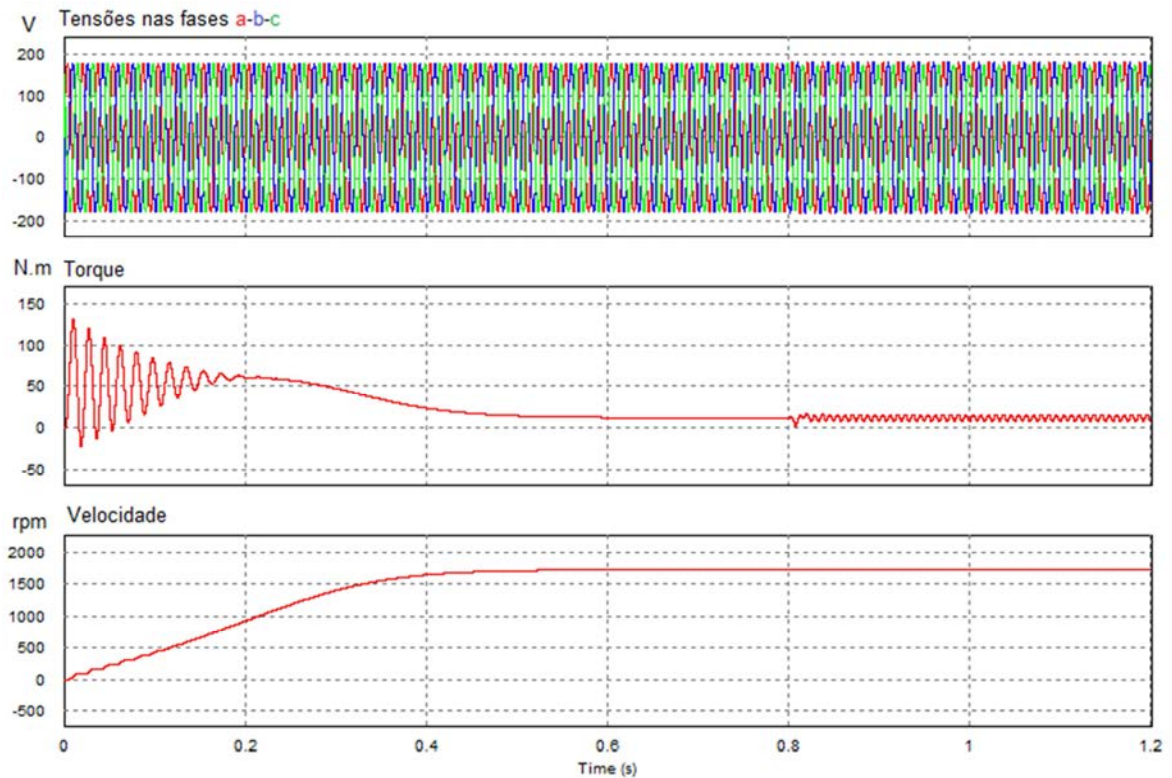
5.2.2. Desequilíbrio de 2 % na assimetria

A condição de alimentação atendendo a um fator de desequilíbrio FD igual a 2% apenas na assimetria foi estabelecida empregando formas de onda com amplitudes nominais, mas com deslocamentos angulares alterados. Especificamente, a forma de onda da tensão da fase a foi mantida sem angular, um avanço de 3,3% foi estabelecido no deslocamento da forma de onda de tensão da fase b e um atraso de 2,1% foi estabelecido no deslocamento da forma de onda da tensão da fase c, conforme (5.2).

$$\begin{aligned} v_a &= 127,00 \angle 0^\circ V \\ v_b &= 127,00 \angle 123,96^\circ V \\ v_c &= 127,00 \angle -117,48^\circ V \end{aligned} \quad (5.2)$$

A Tabela 5.7 e a Figura 5.15 apresentam resultados de simulação relacionados com o cálculo dos índices da CPT e as formas de onda do torque eletromagnético e da velocidade no motor de indução trifásico, com torque nominal de carga, considerando a aplicação do distúrbio de assimetria no instante de 0,8 segundos. A ocorrência deste distúrbio resulta no aparecimento de torque (T_e) oscilatório, com valor de pico igual a 31,66 % de seu valor nominal, conforme a Figura 5.15.

Figura 5.15 – Tensão (v), torque (T_e) e velocidade (ω) do MIT com 2 % de desequilíbrio na assimetria



Fonte: Próprio autor

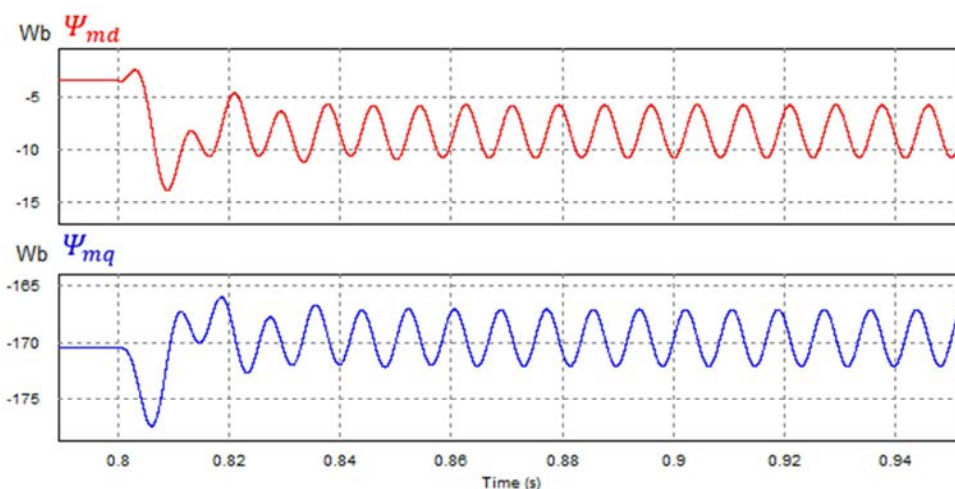
Tabela 5.7 – Parâmetros da CPT pré e pós-aplicação do distúrbio ($FD = 2\%$ na assimetria)

	Pré-Distúrbio	Pós-Distúrbio
$I_a (A)$	7,9285	9,1621
$I_{a_a}^b (A)$	6,1662	6,3108
$I_{r_a}^b (A)$	4,9896	4,9806
$I_{a_a}^u (A)$	0,0003	1,8021
$I_{r_a}^u (A)$	0,0003	0,7230
$I_{v_a} (A)$	0,0040	0,0055
$A (VA)$	3020,2873	3131,1753
$U (VA)$	0,1019	745,0376
$P (W)$	2347,6121	2387,3073
$Q (VA)$	1901,0651	1884,1433
$D (VA)$	1,1554	2,0891
$W (J)$	5,0421	4,9974
λ_U	0,0000	0,2379
λ	0,7773	0,7624
λ_Q	0,6293	0,6195
λ_D	0,0004	0,0007

Fonte: Próprio autor

Os índices da CPT que apresentaram maior suscetibilidade ao distúrbio de assimetria aplicado foram as correntes de desbalanço ativa (I_a^u) e reativa (I_r^u), que apresentaram um aumento de zero para 1,80A e 0,72A respectivamente. A potência de desbalanço (U) aumentou de 0,10VA para 745VA e o fator de assimetria (λ_U) também cresceu de seu valor nulo para 0,2379. Enquanto o fator de potência (λ) nesta situação decresceu 1,95 % do valor obtido para a situação em regime sem a ocorrência do distúrbio.

Figura 5.16 – Oscilação dos fluxos de magnetização eixo direto (Ψ_{md}) e quadratura (Ψ_{mq}) para desequilíbrio de 2% na assimetria

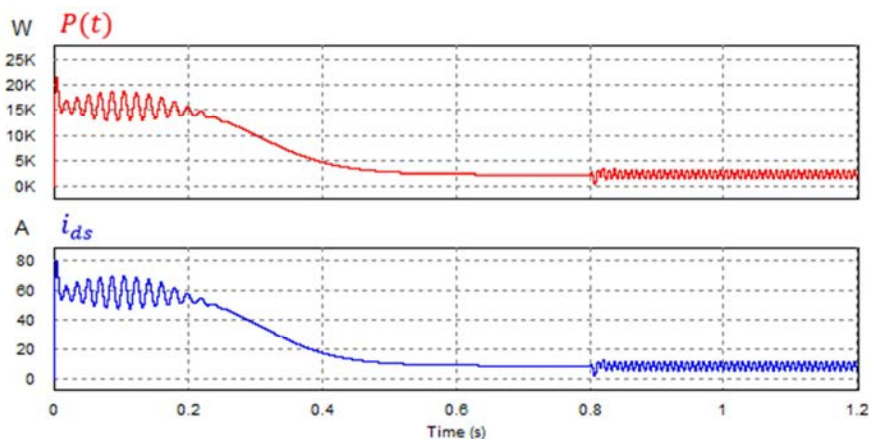


Fonte: Próprio autor

A Figura 5.16 mostra as formas de onda do fluxo de eixo direto (Ψ_{md}) e do eixo em quadratura (Ψ_{mq}). A partir do momento da ocorrência do distúrbio (0,8s), o fluxo do eixo direto começa a apresentar uma oscilação com valor de pico igual a 208,57% de seu valor em regime, enquanto o fluxo do eixo em quadratura também oscila mas com um valor de pico de apenas 0,93% do seu valor de regime.

O comportamento equivalente entre potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) também é mantido neste distúrbio conforme mostra a Figura 5.17.

Figura 5.17 – Comportamento da potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para desequilíbrio de 2 % na assimetria



Fonte: Próprio autor

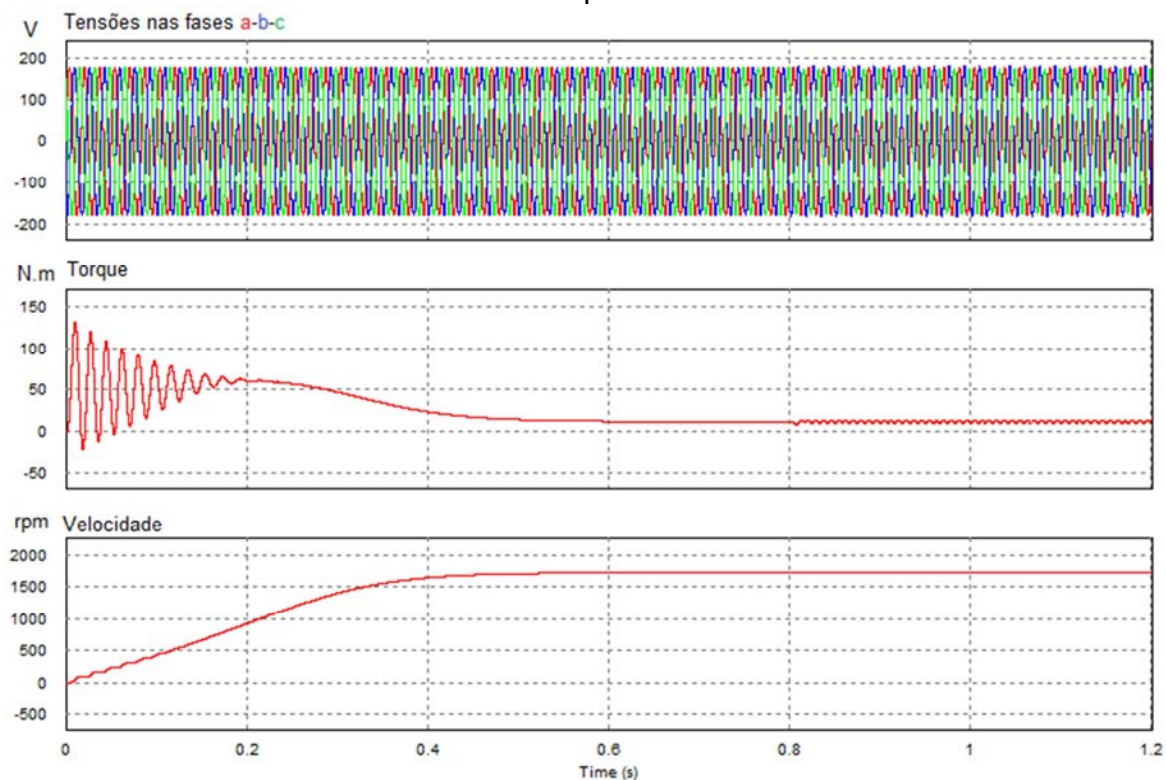
5.2.3. Desequilíbrio de 2 % na amplitude e assimetria

A condição de alimentação atendendo a um fator de desequilíbrio FD igual a 2% considerando alteração de amplitude e assimetria foi estabelecida empregando uma forma de onda sem alteração, com amplitude nominal e deslocamento não alterado, e duas formas de onda com amplitudes diferentes e com deslocamentos angulares alterados. Especificamente, a forma de onda da tensão da fase a foi mantida com amplitude nominal e sem deslocamento angular, uma elevação de 2% na amplitude e um avanço de 0,2% no deslocamento foram estabelecidos na forma de onda de tensão da fase b e uma redução de 4,1% na amplitude e um atraso de 0,4% no deslocamento foram estabelecidos na forma de onda da tensão da fase c, conforme (5.3).

$$\begin{aligned}
 v_a &= 127,00 \angle 0^\circ V \\
 v_b &= 129,54 \angle 120,24^\circ V \\
 v_c &= 121,79 \angle -119,52^\circ V
 \end{aligned}
 \tag{5.3}$$

A figura 5.18 mostra o distúrbio de assimetria sendo aplicado no instante de tempo 0,8s, causando a existência de torque (T_e) oscilatório com valor de pico de 14,41% em relação ao valor do torque nominal.

Figura 5.18 – Tensão (v), torque (T_e) e velocidade (ω) do MIT com 2 % de desequilíbrio na amplitude



Fonte: Próprio autor

Tabela 5.8 – Parâmetros da CPT pré e pós aplicação do distúrbio ($FD = 2\%$ na amplitude e assimetria)

	Pré-Distúrbio	Pós-Distúrbio
I_a (A)	7,9285	8,6083
$I_{a_a}^b$ (A)	6,1662	6,1624
$I_{r_a}^b$ (A)	4,9896	5,0488
$I_{a_a}^u$ (A)	0,0003	0,8260
$I_{r_a}^u$ (A)	0,0003	0,0223
I_{v_a} (A)	0,0040	0,0025
A (VA)	3020,2873	3024,2103
U (VA)	0,1019	313,4541
P (W)	2347,6121	2326,7376
Q (VA)	1901,0651	1906,2770
D (VA)	1,1554	0,9333
W (J)	5,0421	5,0561
λ_U	0,0000	0,1036
λ	0,7773	0,7694
λ_Q	0,6293	0,6338
λ_D	0,0004	0,0003

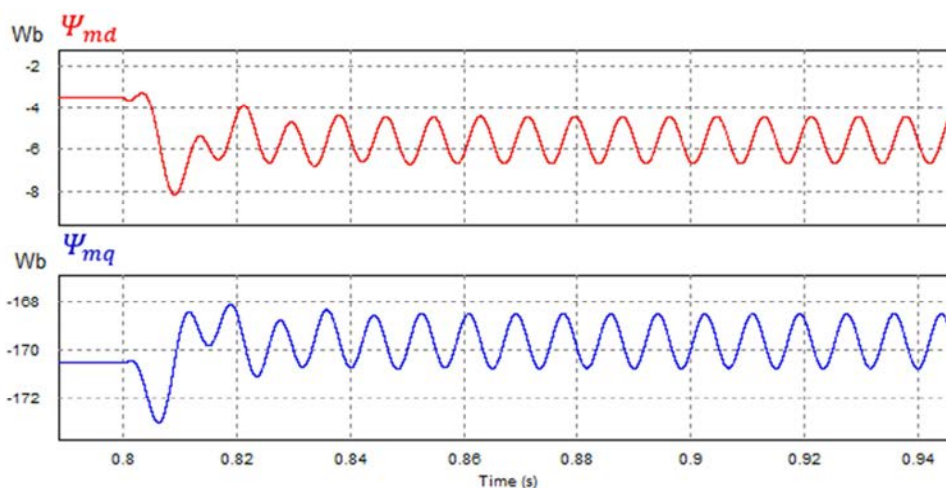
Fonte: Próprio autor

A Tabela 5.8 mostra os índices calculados através da CPT para o caso de distúrbio considerando fator de desequilíbrio devido a variação de amplitudes e assimetria. Os índices de corrente da CPT que apresentaram maiores alterações foram a corrente de desbalanço ativa (I_a^u), que aumentou para 826mA, e a corrente de desbalanço reativa (I_r^u), que cresceu para 22,3mA. O valor da potência de desbalanço (U) aumentou para 313,45 VA e o fator de assimetria (λ_U) aumentou para 103,6m. Enquanto, o fator de potência (λ) decresce 1,03 %.

Os fluxos de magnetização de eixo direto (Ψ_{md}) e quadratura (Ψ_{mq}) também sofrem oscilação, com respectivos valores de pico de 90,85% e 0,14% referentes ao regime, conforme mostra a Figura 5.19.

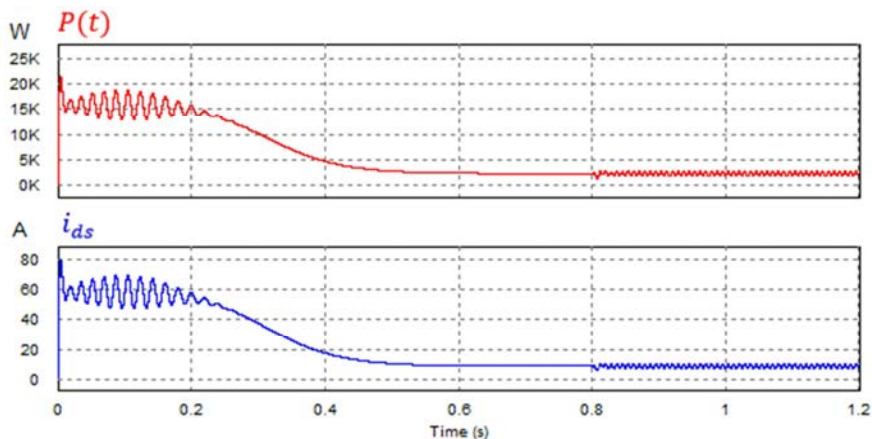
Através da figura 5.20, constata-se que é mantida a correlação direta entre forma de onda da potência ativa instantânea ($P(t)$) e a forma de onda da corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) em situações de desbalanço devido a alteração de amplitude e assimetria.

Figura 5.19 – Oscilação dos fluxos de magnetização de eixo direto (Ψ_{md}) e quadratura (Ψ_{mq}) para desequilíbrio de 2 % na amplitude e assimetria



Fonte: Próprio autor

Figura 5.20 – Comportamento da potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para desequilíbrio de 2 % na amplitude e assimetria

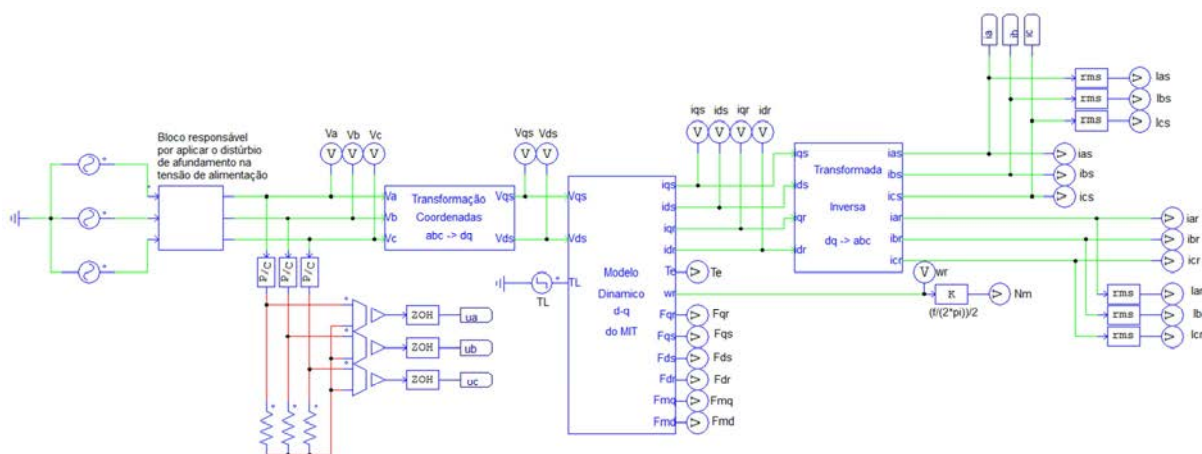


Fonte: Próprio autor

5.3. Afundamento de tensão (sag)

A figura 5.21 ilustra o modelo utilizado para simulação e aquisição de dados para distúrbio de afundamento de tensão. Diferentemente dos dois casos anteriores (harmônica e desequilíbrio) a análise dos dados não seguirá o padrão pré e pós aplicação do distúrbio, visto que para aplicação dos afundamentos proposto a quantidade de ciclos não permite que o sistema adotado para avaliação entre em regime.

Figura 5.21 – Modelo para simulação de distúrbio de afundamento de tensão



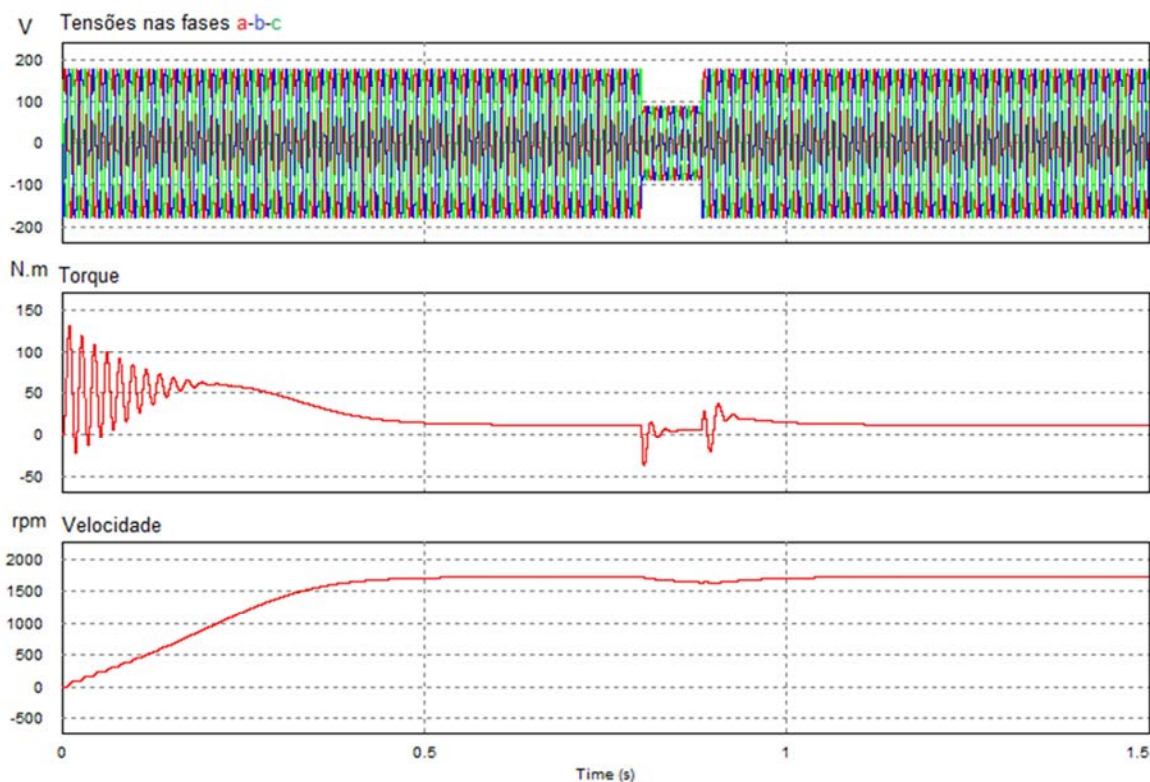
Fonte: Próprio autor

Portanto, a análise se fará diretamente no transitório. Para o caso de distúrbio momentâneo serão apresentados os fatores próximos a condição de regime. As configurações dos distúrbios de afundamento de tensão serão definidas caso a caso.

5.3.1. Afundamento instantâneo de tensão

O afundamento instantâneo de tensão foi aplicado após a máquina entrar em regime, no instante de tempo 0,8s. A configuração empregada foi a de redução de 50% da amplitude da tensão (63,5 V) por 5 ciclos de rede, ou seja, aproximadamente 83,33 ms. Assim, a Figura 5.22 mostra as formas de onda de tensão com a ocorrência do distúrbio de afundamento de tensão e o comportamento do torque e da velocidade no motor de indução trifásico, com torque de carga nominal aplicado ao eixo.

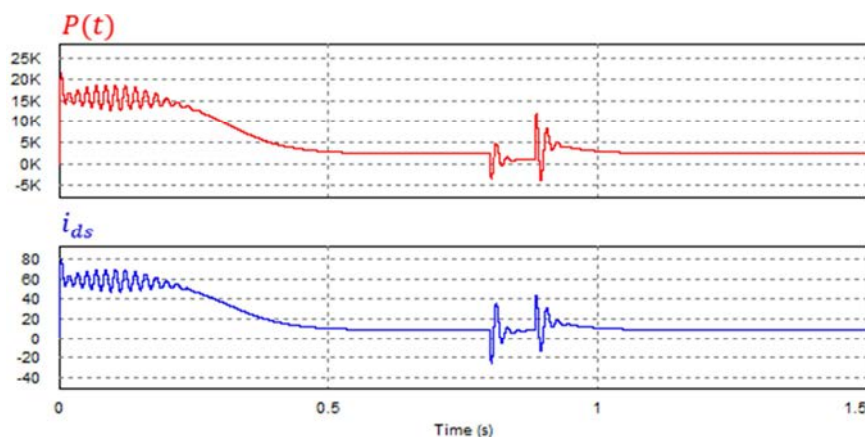
Figura 5.22 – Tensão (v), torque (T_e) e velocidade (ω) do MIT com afundamento instantâneo de tensão



Fonte: Próprio autor

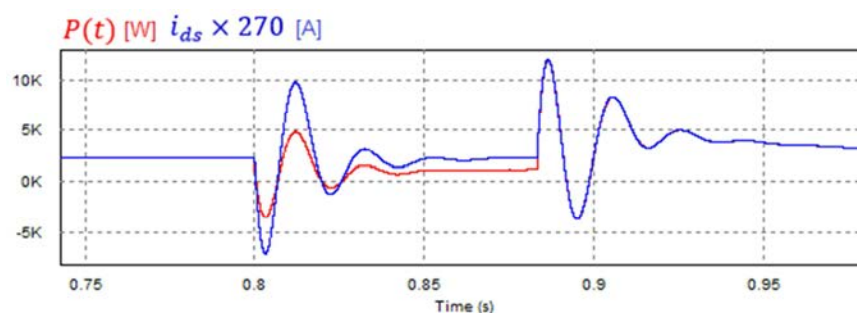
A figura 5.23 evidencia o comportamento equivalente entre a forma de onda da potência ativa instantânea ($P(t)$) e a forma de onda da corrente de eixo direto do estator (i_{ds}). Entretanto, caso seja empregado um fator de escala na forma de onda de corrente com o objetivo de adequar as grandezas das formas de onda para ser possível sobrepor as formas de onda, conforme ilustrado na Figura 5.24, percebe-se que os comportamentos sob influência do transitório ligeiramente se diferenciam.

Figura 5.23 – Comportamento da potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para afundamento instantâneo de tensão



Fonte: Próprio autor

Figura 5.24 – Comportamento transitório da potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para afundamento instantâneo de tensão

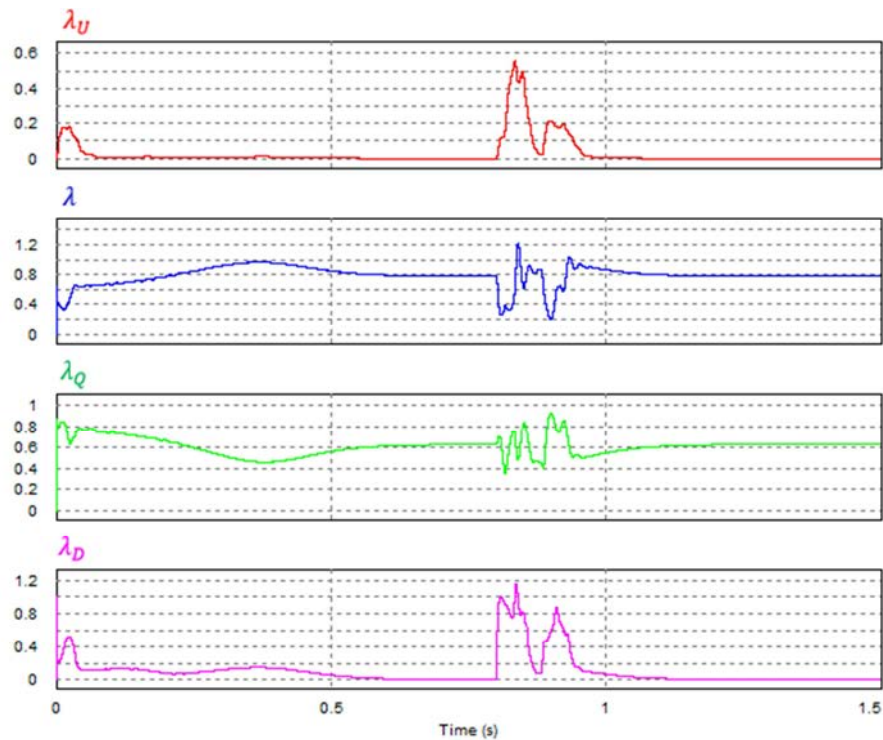


Fonte: Próprio autor

As Figuras 5.25 e 5.26 mostram a evolução instantânea dos fatores da CPT e dos fluxos de magnetização de eixo direto e quadratura.

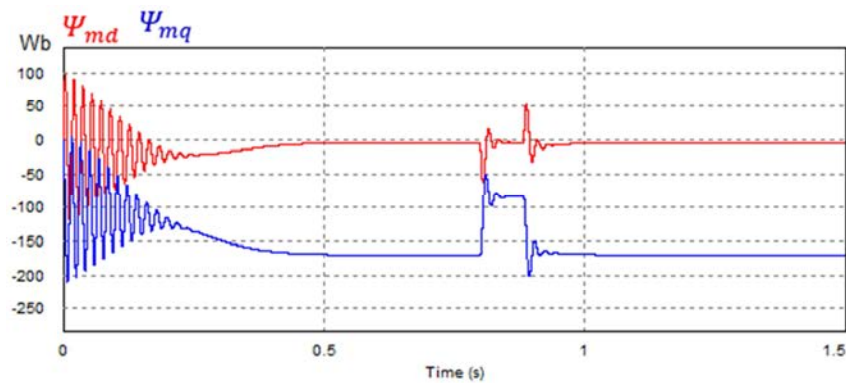
À partir destas figuras é possível constatar que o comportamento dos fluxos não apresenta relação com estes fatores da CPT, pois os fluxos iniciam a sua estabilização logo após inserção do distúrbio, diferentemente dos fatores.

Figura 5.25 – Fatores da CPT para afundamento de tensão instantâneo



Fonte: Próprio autor

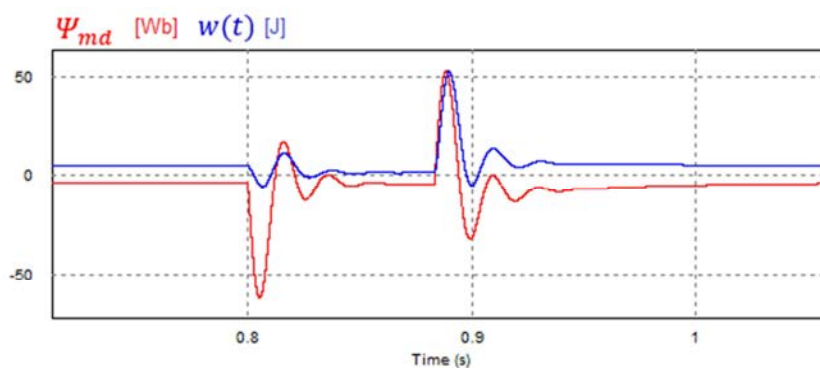
Figura 5.26 – Fluxos de magnetização eixo direto (Ψ_{md}) e quadratura (Ψ_{mq}) sob afundamento de tensão instantâneo



Fonte: Próprio autor

Por outro lado, a Figura 5.27 apresenta as formas de onda do fluxo de eixo direto (Ψ_{md}) e energia reativa instantânea ($w(t)$), onde neste caso é possível observar claramente a existência de semelhança no comportamento transitório.

Figura 5.27 – Fluxos de magnetização de eixo direto (Ψ_{md}) e a energia reativa instantânea ($w(t)$) sob afundamento de tensão instantâneo



Fonte: Próprio autor

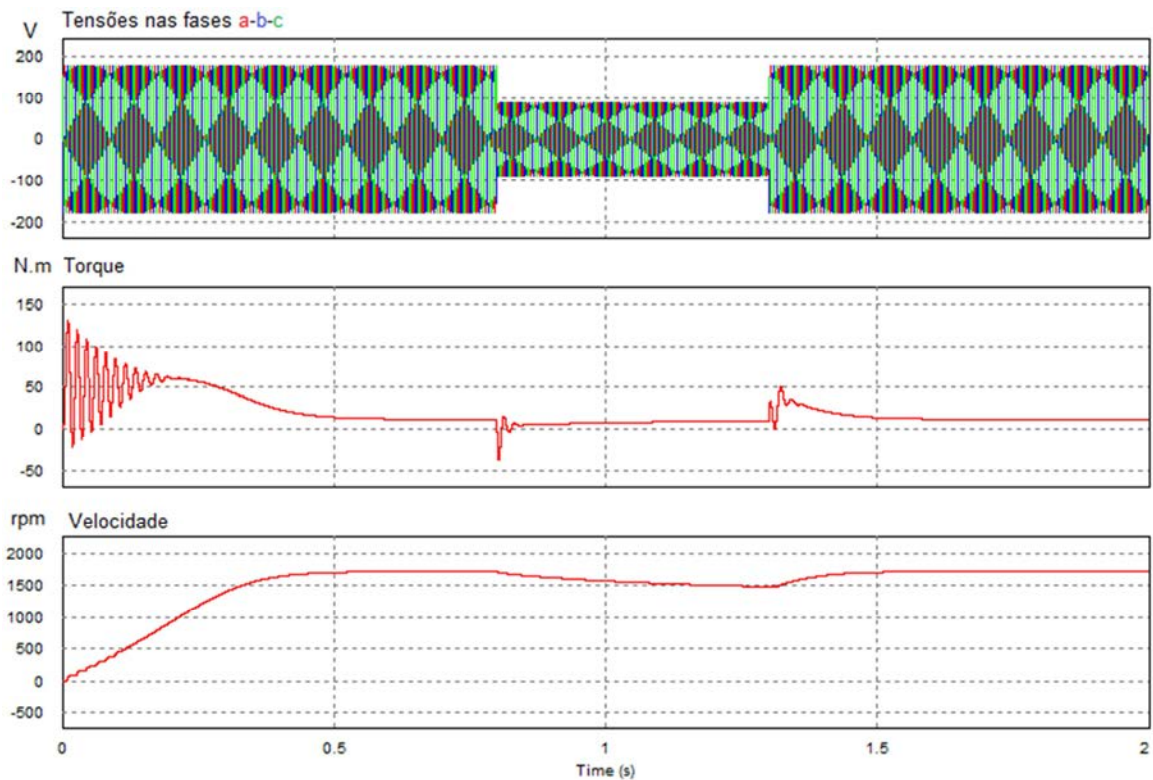
5.3.2. Afundamento momentâneo de tensão

A Figura 5.28 mostra o comportamento do torque e da velocidade do motor, com torque nominal de carga, diante de distúrbio de afundamento momentâneo de tensão.

O distúrbio foi aplicado no instante de tempo 0,8s, sendo o afundamento de tensão (*sag*) momentâneo caracterizado para causar a redução de 50% na amplitude nominal da tensão, mas com duração de 30 ciclos de rede, ou seja, de 0,5s.

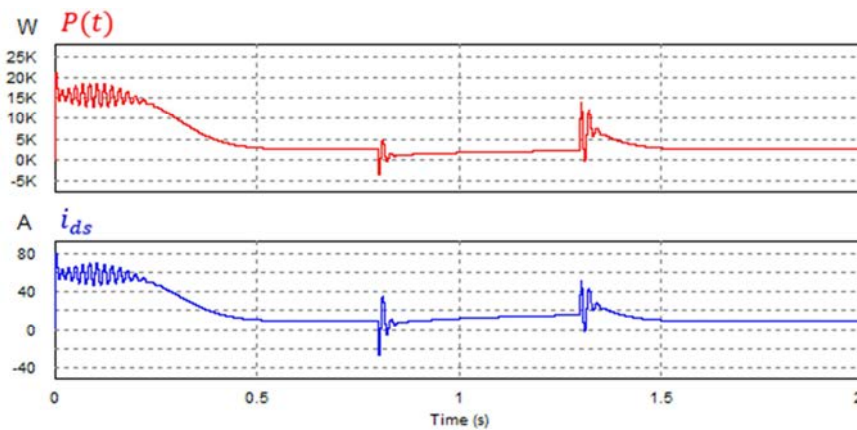
As Figuras 5.29 e 5.30 mostram as formas de onda da potência ativa instantânea ($P(t)$) e da corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para afundamento momentâneo de tensão. Apesar de estas grandezas exibirem um comportamento semelhante, nesta situação de distúrbio não se pode afirmar que há relação direta entre as mesmas.

Figura 5.28 – Tensão (v), torque (T_e) e velocidade (ω) do MIT com afundamento instantâneo de tensão



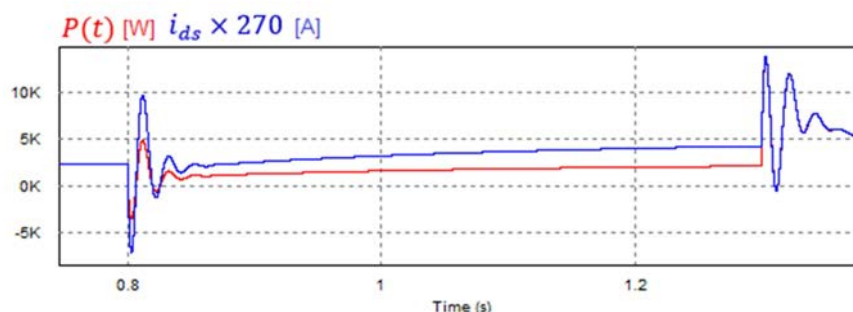
Fonte: Próprio autor

Figura 5.29 – Comportamento da potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para afundamento momentâneo de tensão



Fonte: Próprio autor

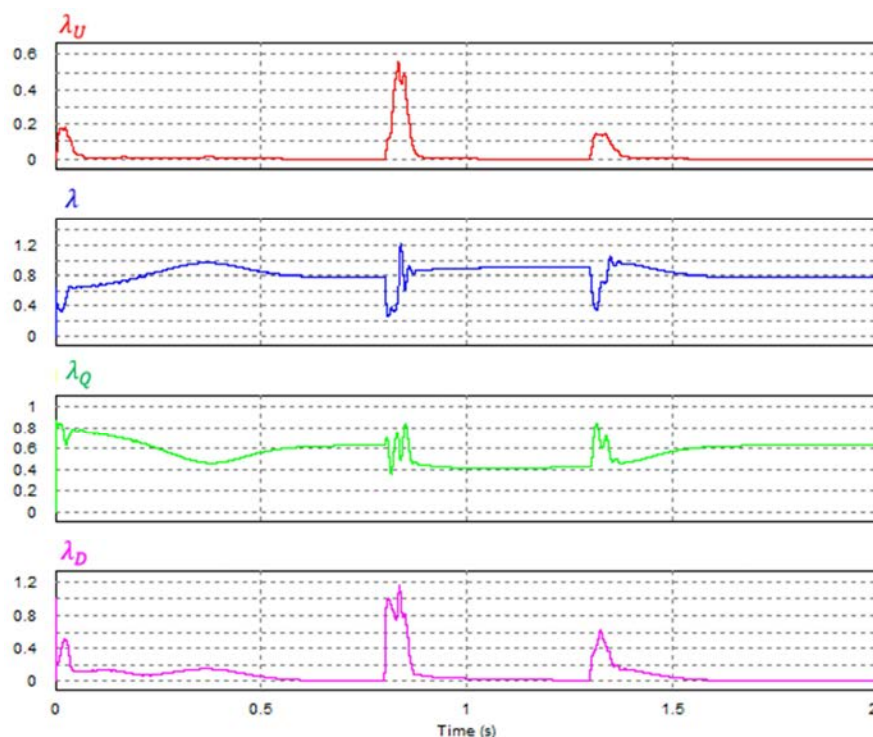
Figura 5.30 – Comportamento transitório da potência ativa instantânea ($P(t)$) e da corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para afundamento momentâneo de tensão



Fonte: Próprio autor

A figura 5.31 apresenta o comportamento instantâneo dos fatores da CPT determinados para o caso de distúrbio causado por afundamento de tensão momentâneo. Os comportamentos dos fatores da CPT não apresentam relação direta com os fluxos de magnetização do modelo do MIT, mas demonstram sofrer consideravelmente durante a aplicação do distúrbio, em especial os fatores de não linearidade (λ_D) e assimetria (λ_U), conforme mostra a Tabela 5.9.

Figura 5.31 – Fatores da CPT para afundamento de tensão momentâneo



Fonte: Próprio autor

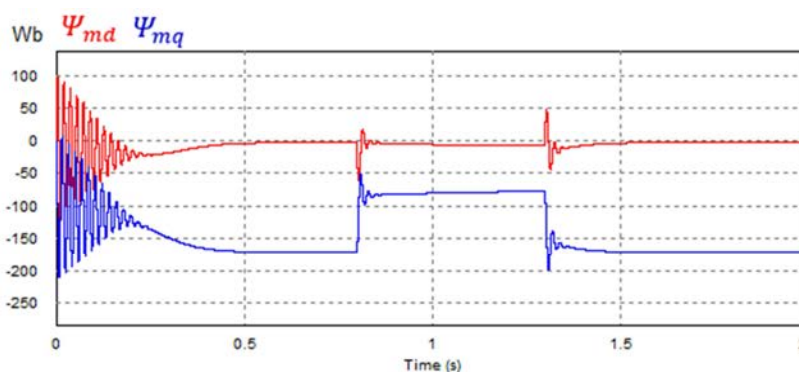
Tabela 5.9 – Fatores da CPT pré e durante aplicação do distúrbio de afundamento de tensão momentâneo

Fatores	Pré-Distúrbio	Durante o Distúrbio	%
λ_U	0,0000	0,0007	94,29
λ	0,7773	0,9007	13,70
λ_Q	0,6292	0,4234	-48,61
λ_D	0,0004	0,9507	99,96

Fonte: Próprio autor

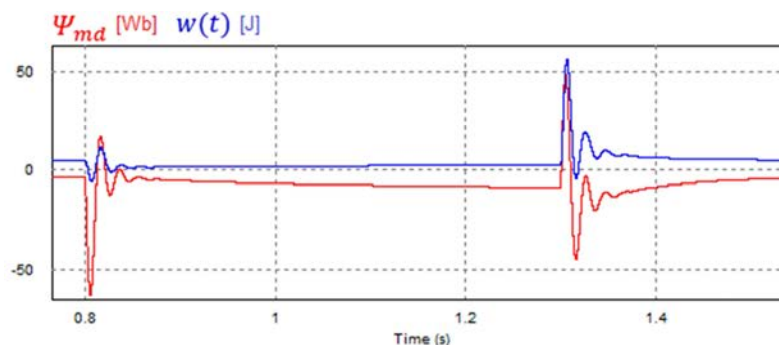
A Figura 5.32 mostra que o fluxo de magnetização do eixo direto (Ψ_{md}) sofre variação de 59,09% em relação ao seu valor em regime, sendo que o fluxo de magnetização do eixo de quadratura (Ψ_{mq}) apresenta variação de 120,01%. Contudo o fluxo de magnetização do eixo direto (Ψ_{md}) e a energia reativa instantânea ($w(t)$) apresentam comportamentos semelhantes.

Figura 5.32 – Fluxos de magnetização de eixo direto (Ψ_{md}) e quadratura (Ψ_{mq}) sob afundamento de tensão momentâneo



Fonte: Próprio autor

Figura 5.33 – Fluxos de magnetização de eixo direto (Ψ_{md}) e energia reativa instantânea ($w(t)$) sob afundamento de tensão momentâneo

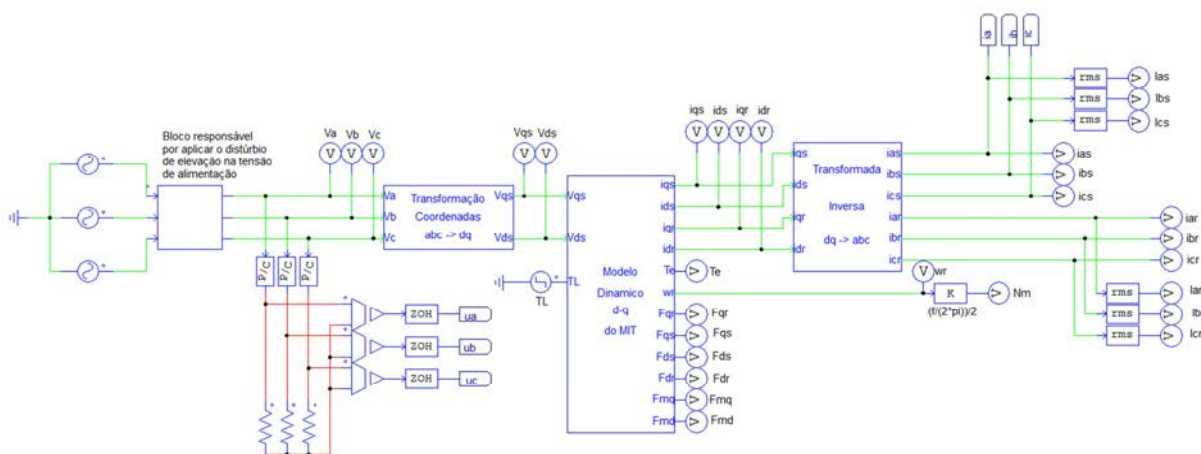


Fonte: Próprio autor

5.4. Elevação de tensão (swell)

As simulações aplicando o distúrbio de elevação de tensão, modelo esquemático da figura 5.34, foram realizadas considerando os dois casos utilizados para afundamento de tensão, distúrbio instantâneo e distúrbio momentâneo. Devido ao distúrbio instantâneo não comportar o processo de estabilização do regime dos índices do motor e da CPT suas análises serão realizadas nos no decorrer dos transitórios. Para o caso do distúrbio momentâneo os comentários sobre os índices serão efetuados em situações próximas a seu regime.

Figura 5.34 – Modelo para simulação de distúrbio de elevação de tensão



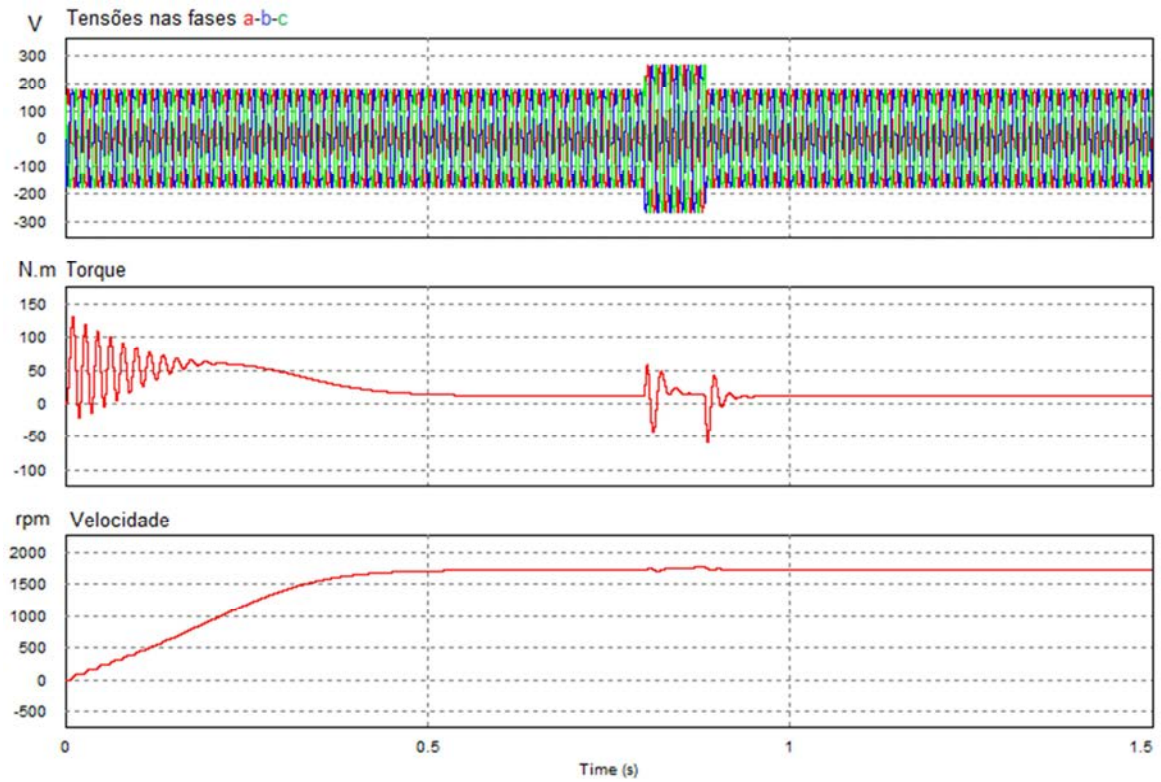
Fonte: Próprio autor

5.4.1. Elevação instantânea de tensão

A Figura 5.35 mostra o comportamento do torque e da velocidade do motor, com torque nominal de carga, diante de distúrbio de elevação instantânea de tensão.

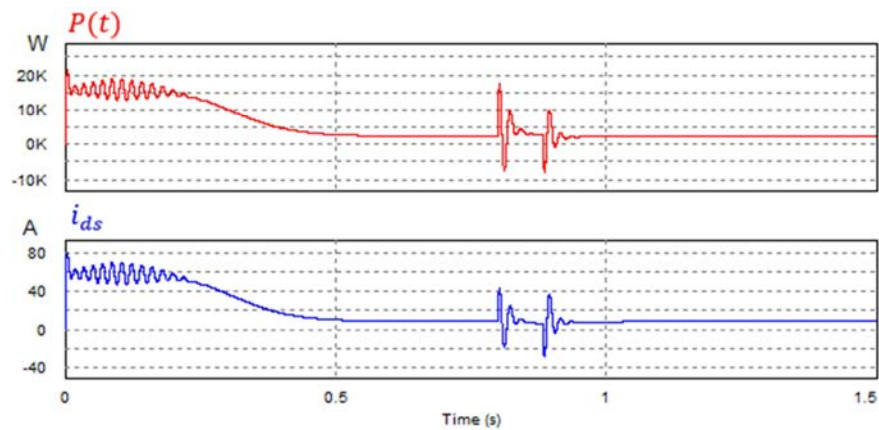
O distúrbio foi aplicado no instante de tempo 0,8s, sendo a elevação de tensão caracterizada por causar o aumento de 50% na amplitude nominal da tensão por um período de tempo de aproximadamente 83,33ms, cerca de 5 ciclos de rede.

Figura 5.35 – Tensão (v), torque (T_e) e velocidade (ω) do MIT com elevação instantânea de tensão



Fonte: Próprio autor

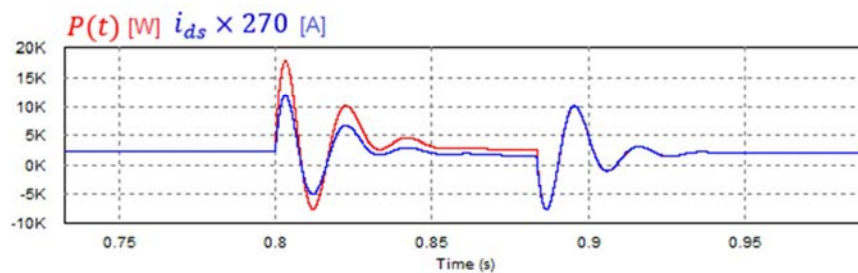
Figura 5.36 – Comportamento da potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para elevação instantânea de tensão



Fonte: Próprio autor

A figura 5.36 continua evidenciando o comportamento equivalente entre potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}), mas, aplicando fator de escala na forma de onda de corrente e sobrepondo as formas de onda (Figura 5.37) percebe-se que os comportamentos sob influência do transitório se diferenciam.

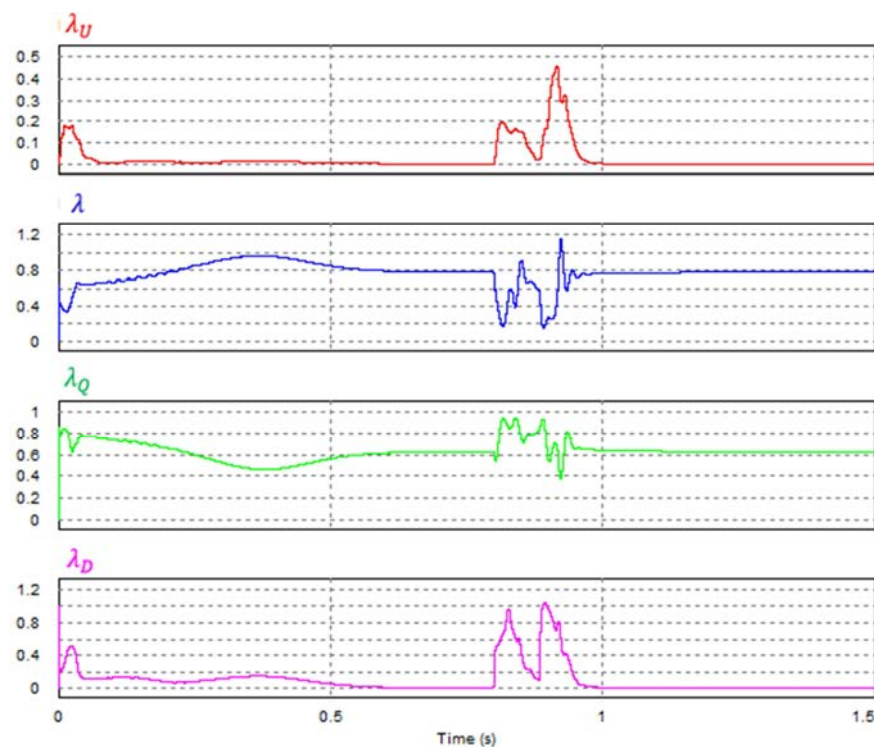
Figura 5.37 – Comportamento transitório da potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para elevação instantânea de tensão



Fonte: Próprio autor

Os comportamentos no tempo dos Fatores da CPT, calculados considerando o distúrbio de elevação de tensão instantânea, estão mostrados na Figura 5.38.

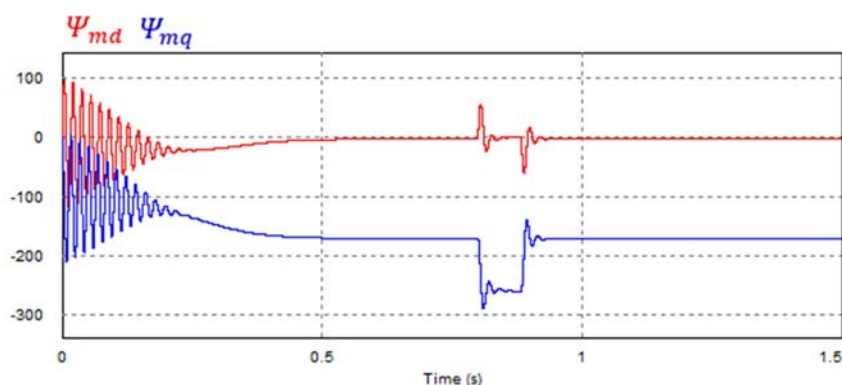
Figura 5.38 – Fatores da CPT para elevação de tensão instantânea



Fonte: Próprio autor

Através da Figura 5.38 é possível constatar que os valores são afetados fortemente durante a ocorrência do distúrbio, e que devido a definição de sua característica natural baseada em integrais há a necessidade dos algoritmos de cálculos convergirem para a obtenção de valores finais em regime para os índices.

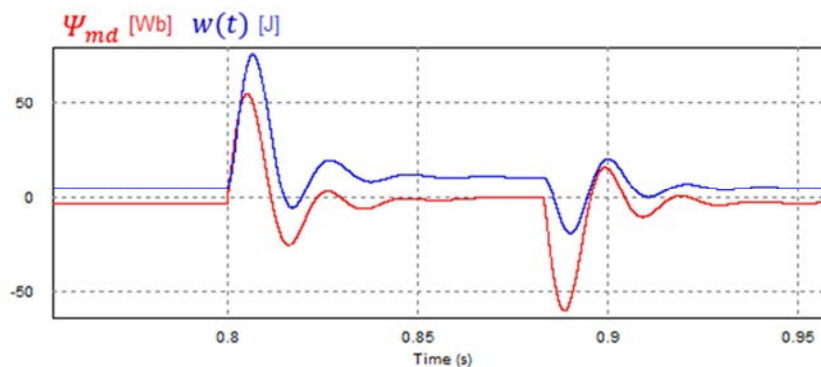
Figura 5.39 – Fluxos de magnetização de eixo direto (Ψ_{md}) e de quadratura (Ψ_{mq}) sob elevação de tensão instantânea



Fonte: Próprio autor

Os comportamentos das formas de onda dos fluxos de magnetização do eixo direto e de quadratura, diante da ocorrência e da extinção do distúrbio, são apresentadas na Figura 5.39. Comparando as Figuras 5.38 e 5.39 constata-se que os fluxos iniciam a sua estabilização logo após a inserção do distúrbio, diferentemente dos fatores da CPT que requerem um tempo maior para estabilização, não sendo possível neste caso correlacionar diretamente estes comportamentos.

Figura 5.40 – Fluxos de magnetização de eixo direto (Ψ_{md}) e energia reativa instantânea ($w(t)$) sob elevação de tensão instantânea



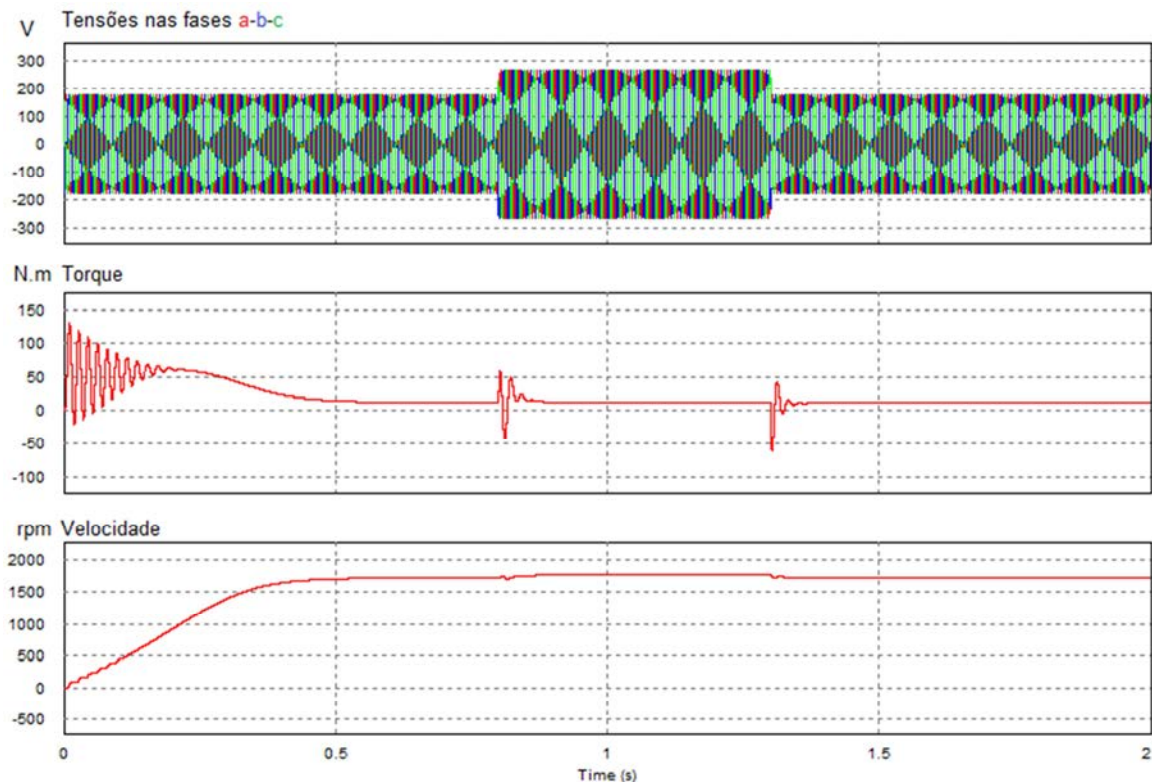
Fonte: Próprio autor

A Figura 5.39 apresenta as formas de onda do fluxo de eixo direto (Ψ_{md}) e a energia reativa instantânea ($w(t)$), onde é possível observar semelhança no comportamento transitório.

5.4.2. Elevação momentânea de tensão

A Figura 5.41 mostra o comportamento do torque e da velocidade do motor, com torque nominal de carga, diante de distúrbio de elevação momentânea de tensão, onde se pode constatar a influência no torque e na velocidade nos momentos de distúrbio. O distúrbio foi aplicado no instante de tempo 0,8s, sendo a elevação momentânea de tensão caracterizada para causar o aumento de 50% na amplitude nominal da tensão por um longo período de tempo de aproximadamente 500ms, cerca de trinta ciclos de rede.

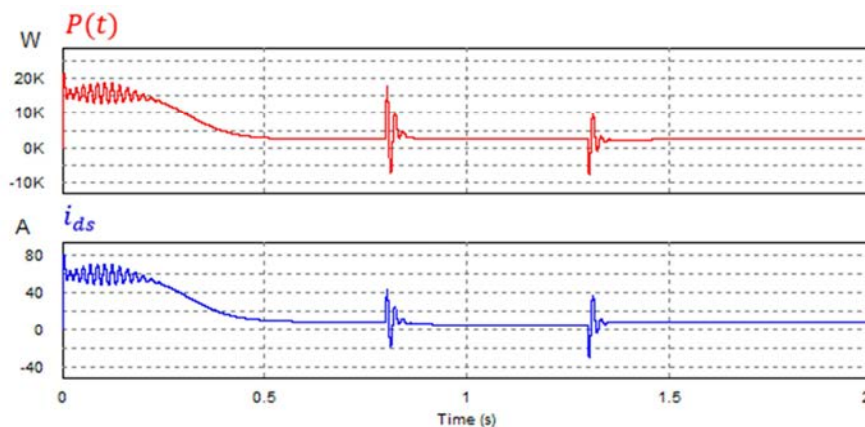
Figura 5.41 – Tensão (v), torque (T_e) e velocidade (ω) do MIT com elevação instantânea de tensão



Fonte: Próprio autor

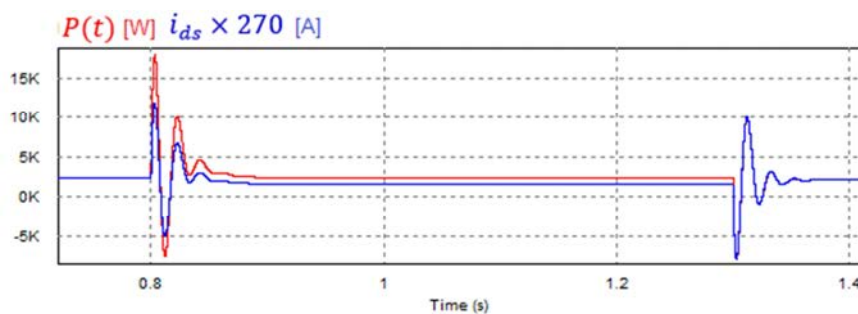
A figura 5.42 mostra o comportamento das formas de onda da potência ativa instantânea ($P(t)$) e da forma de onda da corrente de eixo direto do estator (i_{ds}). Empregado um fator de escala na forma de onda de corrente com o objetivo de adequar as grandezas das formas de onda para ser possível sobrepor as formas de onda, conforme ilustrado na Figura 5.43, percebe-se que os comportamentos sob influência do transitório são correlatos.

Figura 5.42 – Comportamento da potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para elevação momentânea de tensão



Fonte: Próprio autor

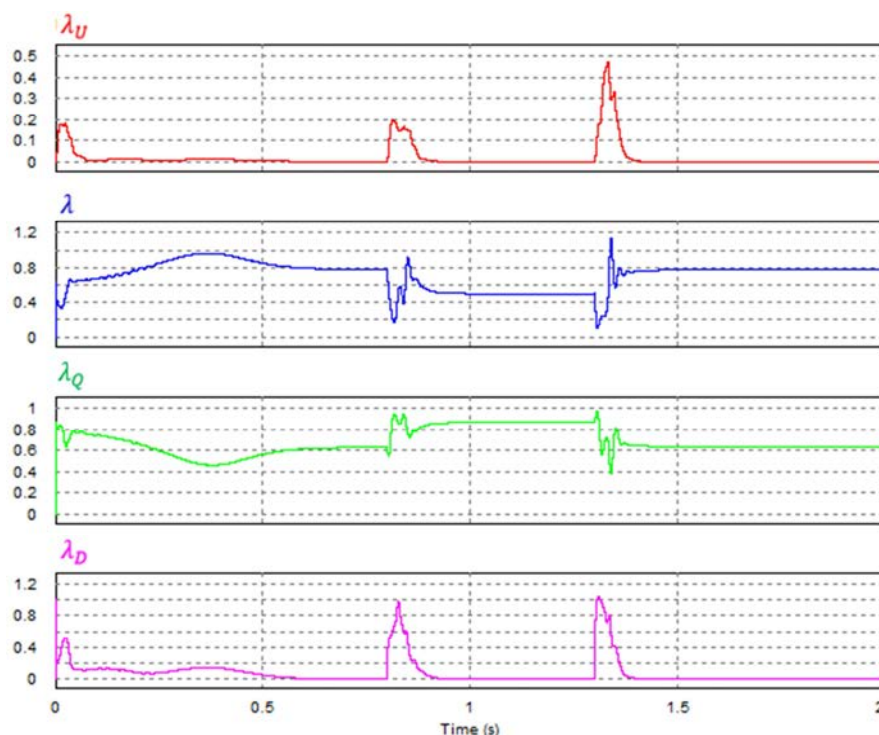
Figura 5.43 – Comportamento transitório da potência ativa instantânea ($P(t)$) e corrente de eixo direto do estator (i_{ds}) para elevação momentânea de tensão



Fonte: Próprio autor

Os comportamentos no tempo dos Fatores da CPT, calculados considerando o distúrbio de elevação momentânea de tensão, são mostrados na Figura 5.44.

Figura 5.44 – Fatores da CPT para elevação de tensão momentânea



Fonte: Próprio autor

O comportamento dos fatores da CPT não apresenta relação direta com os fluxos de magnetização, mas conforme dados de variação porcentual apresentados na Tabela 5.10, demonstram sofrer consideravelmente durante a aplicação do distúrbio, em especial os fatores de reatividade (λ_Q) e fator de potência (λ).

Tabela 5.10 – Fatores da CPT pré e durante aplicação do distúrbio de elevação de tensão momentânea

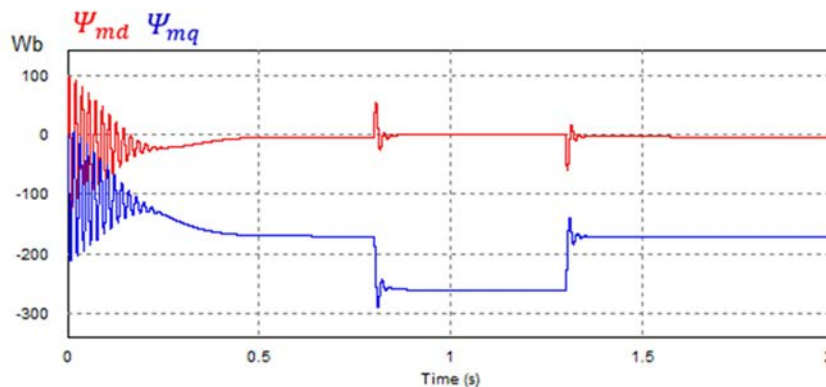
Fatores	Pré-Distúrbio	Durante o Distúrbio	%
λ_U	0,0000	0,0000	-
λ	0,7773	0,5016	-54,96
λ_Q	0,6292	0,8650	27,26
λ_D	0,0004	0,0004	-

Fonte: Próprio autor

A Figura 5.45 ilustra o comportamento dos fluxos de magnetização do eixo direto e de quadratura. A ocorrência do distúrbio de elevação momentânea de tensão causa

uma maior mudança no fluxo de magnetização de quadratura, aproximadamente de 34,25%, enquanto o fluxo direto (Ψ_{md}) tem seu valor próximo a zero.

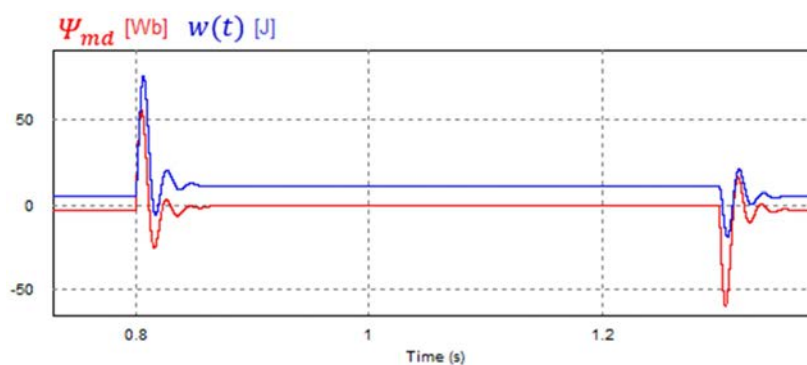
Figura 5.45 – Fluxos de magnetização eixo direto (Ψ_{md}) e quadratura (Ψ_{mq}) sob elevação de tensão momentânea



Fonte: Próprio autor

As formas de onda do fluxo de magnetização do eixo direto (Ψ_{md}) e da energia reativa instantânea ($w(t)$) são apresentadas na Figura 5.46, onde é possível constatar a existência de uma correlação de comportamento entre as mesmas.

Figura 5.46 – Fluxos de magnetização eixo direto (Ψ_{md}) e energia reativa instantânea ($w(t)$) sob elevação de tensão momentânea



Fonte: Próprio autor

5.5. A Caracterização do MIT através da CPT

Empregando a metodologia de caracterização de carga definida na seção 4.6 foi possível realizar a caracterização do circuito equivalente em regime permanente do motor de indução trifásico através dos índices da CPT. A caracterização foi realizada empregando resultados provenientes de diversas simulações computacionais empregando o modelo do MIT, em diferentes condições de alimentação e de torque de carga, de onde os valores instantâneos de tensão e corrente foram armazenados para a realização dos cálculos e determinação dos índices da CPT.

A Tabela 5.11 apresenta a coletânea dos casos estabelecidos para a realização das simulações computacionais com o objetivo de caracterização do circuito equivalente do motor de indução trifásico, considerando apenas situações de variação de amplitudes de forma equilibrada e sem harmônicos.

Tabela 5.11 – Divisão dos casos para simulação e caracterização do MIT

Caso	Conjugado	Tensão	Frequência
1.1	Nulo	Nominal	Nominal
1.2		80% da nominal	Nominal
1.3		50% da nominal	Nominal
1.4		30% da nominal	Nominal
1.5		Nominal	80% da Nominal
1.6		80% da nominal	80% da Nominal
1.7		50% da nominal	80% da Nominal
1.8		30% da nominal	80% da Nominal
2.1	50% do nominal	Nominal	Nominal
2.2		80% da nominal	Nominal
2.3		50% da nominal	Nominal
2.4		30% da nominal	Nominal
2.5		Nominal	80% da Nominal
2.6		80% da nominal	80% da Nominal
2.7		50% da nominal	80% da Nominal
2.8		30% da nominal	80% da Nominal
3.1	Nominal	Nominal	Nominal
3.2		80% da nominal	Nominal
3.3		50% da nominal	Nominal
3.4		30% da nominal	Nominal
3.5		Nominal	80% da Nominal
3.6		80% da nominal	80% da Nominal
3.7		50% da nominal	80% da Nominal
3.8		30% da nominal	80% da Nominal

Fonte: Próprio autor

Empregando as definições apresentadas na seção 4.6, os parâmetros de condutância e indutância equivalente foram determinados, com o intuito de ratificação dos resultados novas simulações computacionais foram realizadas, agora empregando o circuito equivalente caracterizado pela CPT.

As compilações dos resultados das simulações empregando o modelo do MIT e os circuitos equivalentes caracterizados através da CPT são apresentadas nas tabelas 5.12, 5.13 e 5.14, seguindo uma classificação de situação de torque aplicado pela carga, nomeadamente, a vazio, 50% do valor nominal e valor nominal. É possível constatar que tanto as correntes residuais e quanto os fatores de não-linearidade resultantes são nulos. Além disso, devido o motor adotado ser configurado como sendo uma carga trifásica equilibrada, devido à ausência de desequilíbrio, a corrente desequilíbrio e o fator de desequilíbrio também se mostram nulos.

Tabela 5.12 – Valores da CPT obtidos através do modelo empregado da máquina e do circuito caracterizado para situação do conjugado em vazio

CASO	1.1		1.2		1.3		1.4		1.5		1.6		1.7		1.8	
	Máquina	Circuito	Máquina	Circuito	Máquina	Circuito	Máquina	Circuito	Máquina	Circuito	Máquina	Circuito	Máquina	Circuito	Máquina	Circuito
A [VA]	1807,581	1806,479	1156,851	1157,488	451,891	452,251	162,681	162,766	2259,125	2259,917	1445,840	1446,428	564,781	565,249	203,321	203,341
P [W]	29,306	29,435	18,772	18,797	7,735	7,746	2,685	2,688	45,729	45,769	29,266	29,292	11,432	11,442	4,116	4,119
Q [VA]	1807,343	1806,232	1156,675	1157,334	451,824	452,184	162,659	162,744	2258,662	2259,453	1445,542	1446,131	564,665	565,133	203,279	203,299
N [VA]	0,000	0,083	0,000	0,002	0,002	0,001	0,000	0,000	0,051	0,051	0,030	0,032	0,012	0,012	0,004	0,004
V [VA]	0,000	0,214	0,005	0,148	0,031	0,033	0,001	0,000	0,051	0,052	0,030	0,034	0,012	0,013	0,004	0,004
W [J]	4,793	4,790	3,067	3,069	1,198	1,199	0,431	0,431	7,488	7,490	4,792	4,794	1,872	1,873	0,673	0,673
$I_a (A)$	4,733	4,730	3,787	3,789	2,366	2,368	1,420	1,420	5,916	5,918	4,733	4,735	2,958	2,960	1,774	1,775
$I_{a_a}^b (A)$	0,076	0,076	0,061	0,061	0,040	0,040	0,024	0,023	0,119	0,119	0,095	0,095	0,059	0,059	0,035	0,035
$I_{r_a}^b (A)$	4,733	4,730	3,786	3,788	2,366	2,368	1,419	1,420	5,915	5,917	4,732	4,734	2,957	2,960	1,774	1,774
$I_{a_a}^u (A)$	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
$I_{r_a}^u (A)$	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
FP	0,016	0,016	0,016	0,016	0,017	0,017	0,016	0,016	0,020	0,020	0,020	0,020	0,020	0,020	0,020	0,020
FQ	0,999	0,999	0,999	0,999	0,999	0,999	0,999	0,999	0,999	0,999	0,999	0,999	0,999	0,999	0,999	0,999
FN	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
FV	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
Ze [Ω]	0,436+j26,886		0,435+j26,866		0,459+j26,859		0,443+j26,866		0,435+j21,498		0,435+j21,497		0,434+j21,488		0,435+j21,504	

Fonte: Próprio autor

Tabelas 5.15, 5.16 e 5.17 mostram os pontos de operação derivados e as configurações das impedâncias equivalentes caracterizadas para cada caso.

Tabela 5.13 – Valores da CPT obtidos através do modelo empregado da máquina e do circuito caracterizado para situação de 50% do conjugado nominal

CASO	2.1		2.2		2.3		2.4		2.5		2.6		2.7		2.8	
	Máquina	Circuito	Máquina	Circuito	Máquina	Circuito	Máquina	Circuito	Máquina	Circuito	Máquina	Circuito	Máquina	Circuito	Máquina	Circuito
A [VA]	2159,149	2159,883	1666,577	1667,079	1337,151	1337,436	2263,825	2266,341	2439,539	2440,083	1725,539	1726,123	1134,790	1135,010	1148,387	1148,810
P [W]	1172,749	1172,629	1169,951	1169,864	1195,013	1194,987	1412,062	1411,489	958,169	958,065	946,524	946,433	950,972	950,967	1036,053	1036,138
Q [VA]	1812,894	1813,845	1186,895	1187,673	599,931	600,617	1769,458	1773,132	2243,492	2244,128	1442,766	1443,524	619,192	619,603	495,367	496,166
N [VA]	0,000	0,000	0,001	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,055	0,055	0,039	0,039	0,025	0,025	0,026	0,026
V [VA]	0,000	0,000	0,020	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,054	0,054	0,038	0,038	0,025	0,025	0,026	0,025
W [J]	4,808	4,810	3,148	3,150	1,591	1,593	4,693	4,702	7,437	7,439	4,783	4,785	2,052	2,050	1,642	1,644
I_a (A)	5,654	5,656	5,455	5,457	7,000	7,005	19,762	19,784	6,389	6,390	5,648	6,650	5,943	5,945	10,025	10,028
$I_{a_a}^b$ (A)	3,071	3,071	3,830	3,829	6,259	6,259	12,326	12,321	2,509	2,509	3098,000	3098,287	4,981	4,981	9,044	9,045
$I_{r_a}^b$ (A)	4,747	4,750	3,885	2,888	3,142	3,145	15,446	15,478	5,875	5,877	4,723	4,725	3,243	3,245	4,324	4,331
$I_{a_a}^u$ (A)	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
$I_{r_a}^u$ (A)	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
FP	0,543	0,542	0,702	0,701	0,893	0,893	0,623	0,622	0,392	0,392	0,548	0,548	0,838	0,837	0,902	0,901
FQ	0,839	0,839	0,712	0,712	0,448	0,449	0,781	0,782	0,919	0,919	0,836	0,836	0,545	0,545	0,431	0,431
FN	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
FV	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,001	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
Ze [Ω]	12,216+j18,895		13,093+j13,291		8,117+j4,079		1,202+j1,509		7,82+j18,316		9,88+j15,068		8,969+j5,843		3,434+j1,644	

Fonte: Próprio autor

Tabela 5.14 – Valores da CPT obtidos através do modelo empregado da máquina e do circuito caracterizado para situação de conjugado nominal

CASO	3.1		3.2		3.3		3.4		3.5		3.6		3.7	
	Máquina	Circuito	Máquina	Circuito	Máquina	Circuito	Máquina	Circuito	Máquina	Circuito	Máquina	Circuito	Máquina	Circuito
A [VA]	3021,611	3021,510	2731,551	2731,987	2875,931	2876,261	2263,825	2265,609	2954,590	2955,072	2421,715	2422,153	2174,653	2174,966
P [W]	2343,715	2343,611	2367,049	2366,963	2558,224	2558,121	1412,062	1411,752	1887,888	1887,728	1891,755	1891,661	1979,031	1979,009
Q [VA]	1907,127	1907,094	1363,389	1364,272	1313,225	1314,874	1769,458	1771,988	2272,768	2273,527	1511,939	1512,758	901,416	902,218
N [VA]	0,000	0,000	0,011	0,001	0,001	0,001	0,000	0,000	0,066	0,066	0,001	0,054	0,049	0,049
V [VA]	0,000	0,000	0,134	0,001	0,001	0,001	0,000	0,000	0,065	0,065	0,054	0,053	0,048	0,048
W [J]	5,058	5,058	3,616	3,618	3,483	3,487	4,693	4,699	7,534	7,537	5,012	5,015	2,988	2,991
I_a (A)	7,913	7,913	8,942	8,943	15,061	15,065	19,762	19,778	7,737	7,739	7,927	7,929	11,390	11,392
$I_{a_a}^b$ (A)	6,137	6,137	7,749	7,748	13,399	13,399	12,326	12,324	4,944	4,943	6,192	6,192	10,365	10,365
$I_{r_a}^b$ (A)	4,994	4,994	4,463	4,466	6,878	6,887	15,446	15,468	5,952	5,954	4,949	4,952	4,721	4,725
$I_{a_a}^u$ (A)	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
$I_{r_a}^u$ (A)	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
FP	0,775	0,775	0,866	0,866	0,889	0,889	0,623	0,623	0,638	0,638	0,781	0,780	0,910	0,909
FQ	0,631	0,631	0,499	0,499	0,456	0,457	0,781	0,782	0,769	0,769	0,624	0,624	0,414	0,414
FN	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
FV	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
Ze [Ω]	12,476+j10,151		9,864+j5,684		3,757+j1,93		1,202+j1,509		10,506+j12,652		10,029+j8,019		5,083+j2,317	

Fonte: Próprio autor

Tabela 5.15 – Casos de operação da máquina com torque de carga nulo

Caso	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8
Ze [Ω]	0,436+j26,886	0,435+j26,866	0,459+j26,859	0,443+j26,866	0,435+j21,498	0,435+j21,497	0,434+j21,488	0,435+j21,504
V [V]	127,729	101,823	63,639	38,183	127,729	101,824	63,639	38,183
Frequência (Hz)	60,000	60,000	60,000	60,000	48,000	48,000	48,000	48,000
Torque [N.m]	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
Velocidade[rpm]	1800,000	1800,000	1799,956	1799,985	1440,118	1440,118	1440,118	1440,118
S [%]	0,000	0,000	0,00002	0,00001	0,200	0,200	0,200	0,200

Fonte: Próprio autor

Tabela 5.16 – Casos de operação da máquina com torque de carga em 50% do seu valor nominal

Caso	2.1	2.2	2.3	2.5	2.6	2.7	2.8
Ze [Ω]	12,216+j18,895	13,093+j13,291	8,117+j4,079	7,82+j18,316	9,88+j15,068	8,969+j5,843	3,434+j1,644
V [V]	127,279	101,823	63,639	127,279	101,823	63,638	38,183
Frequência (Hz)	60,000	60,000	60,000	48,000	48,000	48,000	48,000
Torque [N.m]	6,000	6,000	6,000	6,000	6,000	6,000	6,000
Velocidade[rpm]	1763,006	1741,378	1637,873	1416,552	1402,916	1339,862	1078,476
S [%]	0,021	0,033	0,090	0,213	0,221	0,256	0,401

Fonte: Próprio autor

Tabela 5.17 – Casos de operação da máquina com torque de carga em 100% do seu valor nominal

Caso	3.1	3.2	3.3	3.5	3.6	3.7
Ze [Ω]	12,476+j10,151	9,864+j5,684	3,757+j1,93	10,506+j12,652	10,029+j8,019	5,083+j2,317
V [V]	127,279	101,823	63,639	127,279	101,823	63,639
Frequência (Hz)	60,000	60,000	60,000	48,000	48,000	48,000
Torque [N.m]	12,000	12,000	12,000	11,999	12,000	12,000
Velocidade[rpm]	1724,081	1677,209	1389,830	1392,209	1363,331	1214,589
S [%]	0,042	0,068	0,228	0,227	0,243	0,325

Fonte: Próprio autor

As impedâncias equivalentes derivadas variam de acordo com o ponto de operação em função do torque de carga e das condições de fornecimento de energia.

5.6. Conclusões

Através das simulações de aplicação de diversos distúrbios na máquina de indução trifásica e monitoramento dos índices através da Teoria de Potência Conservativa foi possível analisar o comportamento de seus índices frente às distorções harmônicas de tensão, desequilíbrio de tensão, afundamentos e elevações de tensão.

Nota-se inicialmente que para todos os distúrbios de harmônicos e de desequilíbrio de tensão o motor sofre com a ocorrência de oscilação do torque e leve perda de velocidade. Para as oscilações causadas pela inserção de harmônicas no circuito o motor apresenta maior oscilação para menor ordem harmônica (3ª ordem), atenuando essa oscilação à medida que se aumenta a ordem. Já quando se trata de desequilíbrio a maior oscilação ocorre quando há assimetria entre deslocamentos angulares das fases.

Referente aos índices da CPT para monitoramento dos distúrbios de harmônicos de tensão nota-se elevação significativa das correntes residuais para todos os casos, sendo a maior elevação para a harmônica de menor ordem, e decrescendo à medida que a ordem da harmônica cresce. O mesmo ocorre com a potência residual, fator de potência global e fator de não linearidade. Para o caso de desequilíbrio são as correntes de desbalanço ativa e reativa que sofrem acréscimo, além da potência de desbalanço e do fator de assimetria. Pode-se observar através dos índices da CPT que o maior impacto para o motor ocorre quando da aplicação do desequilíbrio entre deslocamento angular de fases.

Foi possível observar também o impacto que os fluxos magnéticos do eixo direto e de quadratura sofrem frente à aplicação dos distúrbios de qualidade da energia impostos na operação do motor. Para os casos de harmônicos os fluxos sofrem maior impacto quando a ordem da harmônica é menos elevada, diminuindo à medida que a ordem aumenta. Nas situações de distúrbio de desequilíbrio, o maior impacto foi para o caso de assimetria entre fases, sendo o impacto intermediário para desequilíbrio na amplitude e assimetria e menor impacto no desequilíbrio de amplitude apenas.

Notou-se também um comportamento com relação aparentemente direta entre as formas de onda da potência ativa instantânea e da corrente do eixo direto do estator, mesmo quando aplicados os distúrbios de desequilíbrio e harmônicos.

Para aplicação dos distúrbios de afundamento e elevação de tensão notou-se comportamento equivalente entre as formas de onda de potência ativa instantânea e corrente de eixo direto, mas esse comportamento perde equivalência sob os transitórios dos distúrbios.

Devido aos distúrbios de afundamento e elevação instantâneos de tensão acontecerem em poucos ciclos de rede, com o algoritmo empregado para o cálculo dos índices da CPT não foi possível efetivar a análise dos índices considerando as situações pré e pós aplicação dos distúrbios, pois os índices não conseguiam chegar a condições de acomodação no regime.

Por outro lado, para os distúrbios momentâneos de afundamento e elevação foi possível fazer uma análise prévia de pré-acomodação, ou seja, os índices estão aparentemente próximos de seus regimes. Com isso foi possível observar que no caso do afundamento da tensão os índices que sofreram maior impacto são os fatores de não linearidade e assimetria e para elevação de tensão os índices que sofreram maior variação foram o fator de potência global e o fator de reatividade.

Além disso, foi possível observar a existência de um padrão de comportamento semelhante entre as formas de onda do fluxo de magnetização de eixo direto e da energia reativa instantânea para todos os casos.

Por fim, com relação ao procedimento de caracterização do circuito equivalente em regime permanente foi possível observar que o método é válido, visto que o circuito caracterizado pela CPT em regime permanente representa de forma eficiente o modelo convencional de impedância equivalente do MIT nas condições avaliadas, existindo energia reativa sempre positiva.

6. CONCLUSÕES GERAIS

Esta dissertação apresentou a investigação do comportamento de aspectos operacionais de um motor de indução trifásico (MIT), com rotor do tipo gaiola de esquilo (3HP, 220 V, 4 polos, 60 Hz), através de índices propostos pela Teoria de Potência Conservativa (CPT) e operando sob condições determinadas de distúrbios de qualidade de energia. Os distúrbios selecionados para as investigações foram criados baseados no Módulo 8 do PRODIST da ANEEL, e envolvem basicamente a existência de distorções harmônicas de tensão (harmônicas de 3ª, 5ª e 7ª ordens), desequilíbrio de tensão (fator de desequilíbrio de 2% na amplitude, assimetria e ambos), afundamento de tensão (50% da amplitude nas três fases para 5 e 30 ciclos da frequência da rede) e elevação de tensão (incremento de 50% na amplitude das tensões para 5 e 30 ciclos).

Esses distúrbios foram aplicados ao sistema de alimentação de um motor de indução trifásico em condição de regime permanente e com torque nominal de carga aplicado a máquina. O MIT foi representado por um modelo descrito através da transformação das variáveis de estator e rotor para os eixos d-q num plano de referência síncrono, possibilitando a avaliação do comportamento dinâmico dessa máquina nessas condições.

No caso dos distúrbios relacionados com a ocorrência de harmônicos de forma equilibrada nas tensões, os índices de corrente residual (i_v), potência residual (D), e o fator de não-linearidade são diretamente afetados, podendo servir como bandeiras de indicação da existência deste tipo de distúrbio sobre a máquina. Os índices da corrente de desbalanço, potência de desbalanço e fator de assimetria são indicativos da ocorrência de distúrbios relacionados com desequilíbrio de tensão.

Neste sentido, um sistema de monitoração da operação pode fazer uso destas informações para melhorar os aspectos de proteção contra problemas e limites operacionais devido a ocorrência de conjugados oscilatórios ou com relação a diminuição da vida útil da máquina devido ao possível aumento dos valores eficazes e aumento das perdas.

Os resultados demonstraram que é possível estabelecer correlações entre os índices instantâneos da potência ativa instantânea e a forma de onda da corrente de eixo direto do modelo empregado do motor, e, entre a energia reativa instantânea e a forma de onda do fluxo de magnetização do eixo direto do modelo empregado do motor.

Por fim, a Teoria de Potência Conservativa CPT se mostrou muito interessante para diagnosticar e caracterizar a existência de ocorrência de distúrbios de qualidade de energia através da monitoração das correntes e tensões fornecidas para o motor de indução trifásico e aplicação das definições impostas por esta teoria na determinação dos índices instantâneos e eficazes.

Trabalhos futuros

Como sugestões para ampliação e complemento deste trabalho podem ser citados o aprofundamento das correlações determinadas e a análise de outros distúrbios de qualidade de energia não avaliados, aliadas a realização de ensaios experimentais para corroborar com os resultados e as correlações determinadas neste trabalho.

Outro ponto interessante, ainda considerando distúrbios de qualidade da energia, a avaliação através dos índices da CPT do comportamento do motor de indução sob condições de distúrbios de *flicker* na rede.

Análises de outras máquinas CA operando como motor, por exemplo, máquina síncrona, ou mesmo operando como gerador, através do emprego da mesma metodologia de comparação dos índices da CPT.

A avaliação e comparação do comportamento dos índices da CPT durante os transitórios destes devido a transitórios operacionais da máquina, considerando diferentes algoritmos de médias e integrais, e os aspectos envolvidos com a característica inerente de tempo para o estabelecimento do regime das integrais imparciais.

Por fim, outra vertente de estudos seria a extensão das impedâncias equivalentes determinadas, de forma a permitir a obtenção de um circuito equivalente “tipo”, nas configurações clássicas, ou empregando uma mudança de coordenadas (alfa-beta, d-q) com o intuito de ser utilizado em sistemas de acionamento modernos de máquinas de indução trifásica baseados em conversores de energia chaveados, onde os sistemas de controle são dependentes dos valores dos parâmetros da máquina para manter o desempenho operacional sem o uso de sensores de velocidade/torque, e que utilizam estratégias envolvendo Logica Fuzzy, inteligência artificial e métodos adaptativos para suprir este problema.

Publicações correlatas

ABREU JR., B.; GONÇALVES, F. A. S.; PRETI, J.; PAREDES, H. K. M. Utilização da teoria de potência conservativa (CPT) para caracterização da máquina de indução trifásica em regime permanente. Anais do XX Congresso Brasileiro de Automática, Belo Horizonte-MG, p. 1989-1996, 20-24 Setembro 2014.

ABREU JUNIOR, B. A. R. ; GONÇALVES, F. A. S. . Análise Do Comportamento De Índices Da Teoria De Potência Conservativa (CPT) Devido à Transitórios De Operação Em Uma Máquina De Indução Trifásica. In: IV Seminário da Pós-graduação em Engenharia Elétrica, 2014, Bauru-SP. Anais do IV Seminário da Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Bauru: PPGEE-FEB-BAURU, 2014. v. 1.

BIBLIOGRAFIA

Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). Prodist Módulo 8: Qualidade da Energia Elétrica. 1 jan. 2015.

AKAGI, H. WATANABE, E. H. AREDES, M. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*.: IEEE Press and Wiley-Interscience, pp. 25-28, 2007.

AKAGI, H, OGASAWARA, S. KIM, S. H. *The Theory of Instantaneous Power in Three-phase Four-wire Systems: A Comprehensive Approach, in Industry Applications Conference Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, Phoenix, AZ, pp. 431–439, 1999.

AKTAIBI, A.; GHANIM, D.; RAHMAN, M. A. *Dynamic simulation of a three-phase induction motor using Matlab Simulink*. Publicado em: IEEE Newfoundland and Labrador Section, 2011.

BOORA S.; AGARWAL, S. K.; SANDHU, K. S. *Dynamic d-q axis modeling of three-phase asynchronous machine using Matlab*. Publicado em: *International Journal of Advanced Research in Electrical Electronics and Instrumentation Engineering*, Vol. 2, pp. 3942-3951, 2013.

BOSE, B. K. *Modern Power Electronics and AC Drives*. New Jersey: Prentice Hall PTR, 2002.

BRITO, C. M. C.; LEÃO, R. P. S. Desempenho de um Motor de Indução Trifásico Submetido a Distorções Harmônicas na Tensão de Alimentação. Publicado em: Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, 2006.

BUCHHOLZ, F. *Das Begriffssystem Rechteistung, Wirkleistung, totale Blindleistung*. Selbstverlag München, 1950.

DE ABREU, J. P. G, EMANUEL, A. E. *Induction motor loss of life due to voltage imbalance and harmonics: a preliminary study*. Publicado em: *Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power*, Orlando, FL, 2000.

DECKMANN, S. M.; POMILIO, J. A. *Avaliação da qualidade da energia elétrica – Apostila do Departamento de Sistemas e Controle de Energia da UNICAMP – Universidade Estadual de Campinas*, 2010.

DEPENBROCK, M. *Quantities of a MultiTerminal Circuit Determined on the Basis of Kirchhof's Laws*. *ETEP European Transactions on Electrical Power*, vol. 8, no. 4, pp. 249–257, July/August 1998.

DEPENBROCK, M. *The FBD-Method, a Generally Applicable Tool for Analyzing Power Relations*. *IEEE Trans. on Power Systems*, vol. 8, no. 2, pp. 381-387, May. 1993.

DUGAN, R. C.; MCGRANAHAN, M. F.; SANTOSO, S.; BEATY, H. W. *Electrical power systems quality*. 2ª Edição. The McGraw-Hill Companies, 2004.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C. JR; UMANS, S. D. *Máquinas Elétricas*. 6ª Edição. Bookman Companhia Editora, 2006.

FOGAÇA, T. V. *Estudo da teoria de potência conservativa para caracterização de circuitos elétricos monofásicos em condições não-senoidais*. Trabalho de Graduação. Universidade Estadual Paulista, Sorocaba-SP, Brasil, 2013.

FRAISSAT, F. B. *Estudo da teoria de potência conservativa para análise de sistemas elétricos*. Dissertação de Mestrado. Universidade Estadual Paulista, Bauru-SP, Brasil, 2011.

FRYZE, S. *Moc, Rzeczywista, Urojona i Pozorna w Obwodach Elektrycznych o Przebiegach Odkształconych Prądu i Napięcia. Przegląd Elektrotechniczny*, vol. XIII, no.7 i 8, pp. 193-203 i 225-234, 1931.

FRYZE, S. *Wirk-, Blind- und Scheinleistung in Elektrischen Stromkreisen mit Nichtsinusförmigem Verlauf von Strom und Spannung. ETZ-A Elektrotech Zeitschrift*, vol. 53, no. 25, pp. pp. 596-599, 625-627, 700-702, 1932.

GANDEHARI, R.; JALILIAN, A. *Economical impacts of power quality in power systems. Universities Power Engineering Conference*, Volume 2, 893-897, 2004.

GIBELLI, G. B. Resposta dinâmica dos motores de indução trifásicos a afundamentos de tensão na rede de alimentação. Dissertação de Mestrado. Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2009.

GOMEZ, J. C.; MORCOS, M. M.; REINER, C. A.; CAMPETELLI, G. N. *Behavior of induction motor due to voltage sags and shorts interruptions*. Publicado em: IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 17, Nº 2, p. 434-440, 2002.

IEC 60034-2-1, *Rotating electrical machines – Part: 2-1: Standard methods for determining losses efficiency from tests (excluding machines from traction vehicles)*, 2007.

IEEE 1159-2009. *IEEE recommended practice for monitoring electric power Quality. Transmission and distribution committee of IEEE Power & Energy Society*.

KANG B.; KIM J.; MOON J.; YUN S. *A study of the impact of voltage sags and temporary interruptions on 3-phase induction motors. ICEE Conference Proceedings*, Sapporo, Japan, 862-867, 2004.

KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O; SUDHOFF, S. D. *Analysis os electric machinery and drive systems. 2º Edition.* New Jersey: IEEE Press, 2002.

LEANDRO, E. Um novo sistema de refrigeração com controle de temperatura, compressor aberto, máquina de indução trifásica com velocidade variável e correção ativa do fator de potência do estágio de entrada. Dissertação de Mestrado. UNESP, Ilha Solteira-SP, Brasil, 2006.

LEE, C. Y. *Effects of Unbalanced Voltage on the Operation Performance of a Three-Phase Induction Motor.* Publicado em: *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, nº 2, p. 202–208, 1999.

LEE, C. Y.; LEE W. J. *Effects of Nonsinusoidal Voltage on the Operation Performance of a Three-phase Induction Motor.* Publicado em: *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, nº 2, 1999.

LEEDY, A. W. *Simulink / Matlab dynamic induction motor model for use in undergraduate electric machines and power electronics courses.* Publicado em: *International Journal of Soft Computing and Engineering (IJSCE)*, Vol. 3, 102-107, 2013.

MENDES, A. M. S., QUISPE, E. C., FERNADEZ, X. M. L., CARDOSO, A. J. M. *Influence of the positive sequence voltage on the temperature of three-phase induction motor.* Publicado em: *XIX International Conference on Electrical Machines*, Roma, Itália, 2010.

MIRABBASI, D.; SEIFOSSADAT, G.; HEIDARI, M. *Effect of Unbalanced Voltage on Operation of Induction Motors and Its Detection.* Publicado em: *International Conference on Electrical and Electronics Engineering*. p. I-189 - I-192, 2009.

NETO, C. T. A. Análise de um motor de indução trifásico submetido a tensões de alimentação distorcidas. Trabalho de Graduação. Universidade Federal de Viçosa. Viçosa-MG, Brasil, 2012.

NEVES, A. B. F. Análise dos efeitos do desequilíbrio e da distorção harmônica de tensão no conjugado e no rendimento de um motor de indução trifásico. Dissertação de Mestrado. Universidade de Brasília, Brasília-DF, Brasil, 2014.

OLESKOVICZ, M. Qualidade da energia elétrica – Apostila do Departamento de Engenharia Elétrica da USP – Escola de Engenharia de São Carlos, 2007.

Operador Nacional do Sistema (ONS). Gerenciamento dos indicadores de desempenho da rede básica e dos barramentos dos transformadores de fronteira, e de seus componentes: Sub-módulo 8. 9 nov. 2011.

OZPINECI, B.; TOLBERT, L. M. *Simulink Implementation of Induction Machine Model-A Modular Approach, in Proceedings of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 728-734, 2003.

PAREDES, H. K. M. Teoria de potência conservativa: uma nova abordagem para o controle cooperativo de condicionadores de energia e considerações sobre atribuição de responsabilidade. Tese de Doutorado. Universidade Estadual de Campinas, São Paulo-SP, Brasil, 2011.

PEDRA, J.; CÓRCOLES, F.; SAINZ, L. *Effects of unsymmetrical voltage sags on squirrel-cage induction motors. The Institute of Engineering and Technology*, p. 769-775, 2007.

PEREZ J. J. C.; CORTES, A.; GOMEZ, A. *A study of voltage sags in electric motors, Electrical Power Quality and Utilization, EPQU 2007, 9th International Conference*, pp.1 – 6, 2007.

SHAH, S.; RASHID, A.; BHATTI, M. K. L. *Direct quadrature (d-q) modeling of 3-phase induction motor using Matlab / Simulink*. Publicado em: *Canadian Journal on Electrical and Electronics*, Vol. 3, pp. 237-243, 2012.

SHI, K. L.; CHAN, T. F.; WONG, Y. K.; HO, S. L. *Modelling and simulation of three-phase induction motor using Simulink*. Publicado em: *Int. J. Elect. Enging. Educ.*, Vol. 36, pp. 163-172, 1999.

SIDDIQUE, A.; YADAVA, G.S.; SINGH, B. *Effect of Voltage Unbalance on Induction Motors*. Publicado em: *Conference Record of the 2004 IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, p. 26-29, 2004.

SOUTO, O. C. N. Modelagem e análise do desempenho térmico de motores de indução sob condições não ideais de alimentação. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia-MG, 2001.

STEVENSON, W. D. Elementos de análise de sistemas de potência. McGraw-Hill do Brasil, Rio de Janeiro, 1978

SUETAKE, M. Implementação de sistemas inteligentes em processadores digitais para controle de máquinas elétricas rotativas. Dissertação de Mestrado. USP, São Carlos-SP, Brasil, 2008.

TEDESCHI, E; TENTI, P. *Cooperative design and control of distributed harmonic and reactive compensators*. *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, vol. 84, no. 6, p. 23-27, 2008.

TENTI, P. MATTAVELI; P. TEDESCHI, E. *Compensation techniques based on reactive power conservation*. *Electrical Power Quality and Utilization*, vol. XIII, no. 1, p. 17-24, 2007.

TENTI, P.; MATTAVELI, P. *A time-domain approach to power term definitions under non-sinusoidal conditions. Sixth International Workshop on Power Definition and Measurement under Non-Sinusoidal Conditions.* Milano, October 2003.

WATANABE, E. H. AKAGI, H. and AREDES, M. *Instantaneous p - q Power Theory for Compensating Nonsinusoidal Systems.* *Przeład Elektrotechniczny*, no. 6, pp. 28-37, 2008.