

621.313
5182e
TES/ME4

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA

**ESTUDO DA MÁQUINA SÍNCRONA À ÍMÃ PERMANENTE, SOB DIFERENTES
MODOS DE OPERAÇÃO E DISTINTAS FILOSOFIAS DE CONTROLE**

DIRBI/UFU

621.313 5182e /TES/EU
04.346/95



1000022540

Dissertação apresentada à Universidade Federal de Uberlândia por Nelson Salvador Júnior, para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, aprovada em 24/02/1995 pela seguinte banca examinadora:

Haroldo Rodrigues de Azevedo, Dr.(UFU) - Orientador

Azauri Albano de Oliveira Júnior, Dr.(EESC-USP)

Darizon Alves de Andrade, PhD (UFU)

Uberlândia, Fevereiro de 1995.

**ESTUDO DA MÁQUINA SÍNCRONA À ÍMÃ PERMANENTE, SOB DIFERENTES
MODOS DE OPERAÇÃO E DISTINTAS FILOSOFIAS DE CONTROLE**

Nelson Salvador Júnior

Dissertação apresentada à Universidade Federal
de Uberlândia como parte dos requisitos para
obtenção do título de Mestre em Engenharia
Elétrica.



Haroldo Rodrigues de Azevedo
(Orientador e Coordenador)

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA	
GRB. DIRETORIA DE BIBLIOTECAS	
Procedência	DEEME
Via	Doação
Reg. nº	04.09.95
C.F.T.	
N.º de Reg.	4346/95
Data	17/07/95
Vol.	Ex. 1

FU-00005599-2

Dedico esta dissertação a meu pai Nelson Salvador, a minha mãe Helena Fornereto Salvador e a meus irmãos Júlio César Salvador e Paulo Sérgio Salvador que me deram toda a força e as condições para que eu pudesse concluí-la.

Meus agradecimentos

À Deus pela vida e pela capacidade de concluir este trabalho.

Ao orientador Doutor Haroldo Rodrigues de Azevedo por sua grande contribuição, sem a qual não seria possível a conclusão deste trabalho.

Ao amigo mestrando Tauler Teixeira Borges pela força em todos os momentos da realização desta dissertação.

À Maria Edith e Alice pela amizade e prestabilidade.

À CAPES pelo apoio financeiro recebido durante o curso.

ESTUDO DA MÁQUINA SÍNCRONA À ÍMÃ PERMANENTE, SOB DIFERENTES
MODOS DE OPERAÇÃO E DISTINTAS FILOSOFIAS DE CONTROLE

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	01
2. MODELAGEM GERAL DA MÁQUINA SÍNCRONA	
2.1. Introdução.....	06
2.2. Transformação de Park.....	06
2.3. Equações de fluxo concatenado.....	09
2.3.1. Indutâncias próprias do estator.....	10
2.3.2. Indutâncias próprias do rotor.....	10
2.3.3. Indutâncias mútuas estator-estator.....	11
2.3.4. Indutâncias mútuas rotor-rotor.....	11
2.3.5. Indutâncias mútuas estator-rotor.....	11
2.4. Transformação das indutâncias.....	12
2.5. Tensões nos enrolamentos.....	13
2.6. Apresentação na forma de equações de estado.....	17
2.7. Equações de torque.....	18
2.8. Modelos específicos usando conexão em “Y”.....	22
2.9. O modelo completo.....	23
2.10. Modelo usando ímã permanente e enrolamentos amortecedores.....	24
2.11. Modelo usando ímã permanente, sem enrolamentos amortecedores.....	25
2.12. Considerações sobre os vetores tensão e corrente.....	25
2.13. Conclusão.....	27

3. MODOS DE OPERAÇÃO DA MÁQUINA SÍNCRONA À ÍMÃ PERMANENTE (MSIP) EM REGIME PERMANENTE

3.1. Introdução.....	28
3.2. Estudo em regime permanente.....	28
3.3. Modo de operação com $i_d = 0$	31
3.4. Modo de operação com fator de potência unitário ($\cos \varphi = 1$).....	33
3.5. Modo de operação com fluxo resultante constante.....	34
3.6. Conclusão.....	36

4. FILOSOFIAS DE CONTROLE DE VELOCIDADE PARA OS MOTORES SÍNCRONOS

4.1. Introdução.....	37
4.2. Controle escalar do tipo histerese (On-Off).....	38
4.2.1. Conexão ao terminal negativo do inversor.....	39
4.2.2. Conexão ao terminal positivo do inversor.....	40
4.3. Controle escalar do tipo rampa.....	41
4.4. Controle vetorial (campo orientado).....	43
4.5. Conclusão.....	46

5. SIMULAÇÃO DA MÁQUINA SÍNCRONA À ÍMÃ PERMANENTE (MSIP)

5.1. Introdução.....	47
5.2. Diagrama para simulação.....	47
5.3. Dados utilizados para efeito de simulação.....	48
5.4. Cálculo das correntes de referência utilizadas nas simulações, para os três modos de operação.....	49
5.4.1. Modo de operação com $i_d = 0$	49
5.4.2. Modo de operação com fator de potência unitário.....	50
5.4.3. Modo de operação com fluxo resultante constante.....	51
5.5. Conclusão.....	52

6. RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES DA MÁQUINA SÍNCRONA À ÍMÃ PERMANENTE (MSIP)

6.1. Introdução.....	53
6.2. Cálculo do ângulo β para os diferentes modos de operação.....	53
6.2.1. Modo de operação com $i_d = 0$	53
6.2.2. Modo de operação com fator de potência unitário.....	54
6.2.3. Modo de operação com fluxo resultante constante.....	54
6.3. Cálculo dos fatores K_v e K_M para os três modos de operação.....	54
6.4. Apresentação das curvas obtidas através das simulações.....	56
6.5. Análise dos resultados.....	75
6.5.1. Torque eletromagnético.....	75
6.5.2. Velocidade.....	75
6.5.3. Corrente de fase.....	75
6.5.4. Fator de potência.....	76
6.6. Simulação com transitórios de + 20% e - 20% em I_a	76
6.7. Análise dos resultados segundo os transitórios de + 20% e - 20% em I_a	90
6.7.1. Torque eletromagnético.....	90
6.7.2. Velocidade.....	90
6.7.3. Tensão de fase.....	90
6.7.4. Corrente de fase.....	90
6.7.5. Resposta dinâmica.....	91
6.8. Conclusão.....	91
7. CONCLUSÕES.....	92
8. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	95

SALVADOR JR, N. Estudo da máquina síncrona à ímã permanente, sob diferentes modos de operação e distintas filosofias de controle. Uberlândia, Digma-UFU, 1995, 96p.

Resumo: Este trabalho tem por objetivo estudar o comportamento da máquina síncrona à ímã permanente auto pilotada, sob diversos modos de operação e filosofias de controle. É desenvolvida uma modelagem completa de uma máquina síncrona de pólos salientes, considerando a existência de enrolamentos amortecedores e excitação por corrente de campo. Para uma máquina à ímã permanente são considerados os modos de operação: corrente de eixo direto nula, fator de potência unitário e fluxo resultante constante. As filosofias de controle estudadas são: escalar do tipo histerese, escalar do tipo rampa e vetorial ou campo orientado. É definido um fator K_v que indica a capacidade necessária do inversor a ser usado na alimentação do motor. Também é definido um fator K_M que indica o nível de desmagnetização do ímã permanente. No estudo comparativo são analisados: os índices K_v e K_M , o *ripple* e a pulsação do torque, o *ripple* de corrente, fator de potência, magnitude do torque, nível da tensão e da corrente e tempo de resposta ao degrau. O trabalho é útil como subsídio a projetistas de dispositivos para variação de velocidade empregando a máquina síncrona à ímã permanente.

Palavras chave: Máquina síncrona, excitação à ímã permanente, controle de velocidade, transitórios em máquinas elétricas.

SALVADOR JR, N. A study of permanent magnet synchronous machine, according different operational modes and control philosophies distincts. Uberlândia, 1995, 96p.

Abstract: The aim of this work is the analysis of the permanent magnet synchronous machine (PMSM) under various operational modes and control philosophies. A complete mathematical modeling is developed which includes: salient poles, damping windings and excitation by field current. The following operation modes are considered, for the permanent magnet synchronous machine: direct axes current equal to zero, unitary power factor and constant resultant flux. The three control philosophies considered are: hysteresis scalar controller, ramp-comparison scalar controller and space-vector controller. A factor K_v is defined which indicates the necessary capacity of the inverter. It is also defined a factor K_M that indicates the permanent magnet demagnetization level. The comparative analysis includes: the factors K_v and K_M , the ripple and cogging torque, the ripple current, the power factor, the torque magnitude, the levels of voltage and current and the step response time. The work is useful in design of PMSM drives.

Keywords: Synchronous machine, permanent magnet excitation, speed control, electrical machine transients.

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1. Procedimento de seleção de um motor.....	02
Figura 2.1. Os fasores a , b e c são os eixos das fases. O fasor d é o eixo do rotor. O fasor q está avançado de 90° com relação a d	07
Figura 2.2. Alimentação para a ligação em “Y”.....	22
Figura 2.3. Diagrama fasorial para as tensões e eixos d_v e q_v , d_i e q_i	26
Figura 3.1. Diagrama fasorial em regime permanente.....	29
Figura 3.2. Diagrama fasorial para o modo de operação $i_d = 0$	32
Figura 3.3. Diagrama fasorial para o modo de operação $\cos \varphi = 1$	34
Figura 3.4. Diagrama fasorial para o modo de operação com fluxo resultante constante.....	36
Figura 4.1. Esquema de um controle escalar do tipo histerese: i_{ar} , i_{br} e i_{cr} são as referências de corrente e i_a , i_b e i_c são os valores instantâneos das correntes de fase....	39
Figura 4.2. Controlador do tipo rampa para a fase a	42
Figura 4.3. Forma de onda da tensão em um controle escalar do tipo rampa.....	42
Figura 4.4. Vetores de espaço das tensões de linha.....	44
Figura 5.1. Diagrama de blocos para a simulação das diversas combinações.....	48
Figura 5.2. Diagrama fasorial do modo de operação com fluxo resultante constante.....	51
Figura 6.1. Torque eletromagnético para a combinação histerese- $i_d = 0$	57
Figura 6.2. Velocidade para a combinação histerese- $i_d = 0$	57
Figura 6.3. Corrente de fase para a combinação histerese- $i_d = 0$	58
Figura 6.4. Tensão e corrente de fase para a combinação histerese- $i_d = 0$	58
Figura 6.5. Torque eletromagnético para a combinação histerese-fator de potência unitário.....	59
Figura 6.6. Velocidade para a combinação histerese-fator de potência unitário.....	59
Figura 6.7. Corrente de fase para a combinação histerese-fator de potência unitário.....	60
Figura 6.8. Tensão e corrente de fase para a combinação histerese-fator de potência unitário.....	60
Figura 6.9. Torque eletromagnético para a combinação histerese-fluxo resultante constante.....	61
Figura 6.10. Velocidade para a combinação histerese-fluxo resultante constante.....	61

Figura 6.11. Corrente de fase para a combinação histerese-fluxo resultante constante.....	62
Figura 6.12. Tensão e corrente de fase para a combinação histerese-fluxo resultante constante.....	62
Figura 6.13. Torque eletromagnético para a combinação rampa- $i_d = 0$	63
Figura 6.14. Velocidade para a combinação rampa- $i_d = 0$	63
Figura 6.15. Corrente de fase para a combinação rampa- $i_d = 0$	64
Figura 6.16. Tensão e corrente de fase para a combinação rampa- $i_d = 0$	64
Figura 6.17. Torque eletromagnético para a combinação rampa- fator de potência unitário.....	65
Figura 6.18. Velocidade para a combinação rampa-fator de potência unitário.....	65
Figura 6.19. Corrente de fase para a combinação rampa-fator de potência unitário.....	66
Figura 6.20. Tensão e corrente de fase para a combinação rampa-fator de potência unitário.....	66
Figura 6.21. Torque eletromagnético para a combinação rampa- fluxo resultante constante.....	67
Figura 6.22. Velocidade para a combinação rampa-fluxo resultante constante.....	67
Figura 6.23. Corrente de fase para a combinação rampa-fluxo resultante constante.....	68
Figura 6.24. Tensão e corrente de fase para a combinação rampa-fluxo resultante constante.....	68
Figura 6.25. Torque eletromagnético para a combinação vetorial- $i_d = 0$	69
Figura 6.26. Velocidade para a combinação vetorial- $i_d = 0$	69
Figura 6.27. Corrente de fase para a combinação vetorial- $i_d = 0$	70
Figura 6.28. Tensão e corrente de fase para a combinação vetorial- $i_d = 0$	70
Figura 6.29. Torque eletromagnético para a combinação vetorial- fator de potência unitário.....	71
Figura 6.30. Velocidade para a combinação vetorial-fator de potência unitário.....	71
Figura 6.31. Corrente de fase para a combinação vetorial-fator de potência unitário.....	72
Figura 6.32. Tensão e corrente de fase para a combinação vetorial-fator de potência unitário.....	72
Figura 6.33. Torque eletromagnético para a combinação vetorial- fluxo resultante constante.....	73
Figura 6.34. Velocidade para a combinação vetorial-fluxo resultante constante.....	73

Figura 6.35. Corrente de fase para a combinação vetorial-fluxo resultante constante.....	74
Figura 6.36. Tensão e corrente de fase para a combinação vetorial-fluxo resultante constante.....	74
Figura 6.37. Torque eletromagnético com transitórios em I_a (histerese- $i_d = 0$).....	76
Figura 6.38. Velocidade com transitórios em I_a (histerese- $i_d = 0$).....	77
Figura 6.39. Tensão e corrente de fase com transitórios em I_a (histerese- $i_d = 0$).....	77
Figura 6.40. Torque eletromagnético com transitórios em I_a (histerese- $\cos \varphi = 1$).....	78
Figura 6.41. Velocidade com transitórios em I_a (histerese- $\cos \varphi = 1$).....	78
Figura 6.42. Tensão e corrente de fase com transitórios em I_a (histerese- $\cos \varphi = 1$).....	79
Figura 6.43. Torque eletromagnético com transitórios em I_a (histerese- fluxo resultante cte).....	79
Figura 6.44. Velocidade com transitórios em I_a (histerese-fluxo resultante cte).....	80
Figura 6.45. Tensão e corrente de fase com transitórios em I_a (histerese- fluxo resultante cte).....	80
Figura 6.46. Torque eletromagnético com transitórios em I_a (rampa- $i_d = 0$).....	81
Figura 6.47. Velocidade com transitórios em I_a (rampa- $i_d = 0$).....	81
Figura 6.48. Tensão e corrente de fase com transitórios em I_a (rampa- $i_d = 0$).....	82
Figura 6.49. Torque eletromagnético com transitórios em I_a (rampa- $\cos \varphi = 1$).....	82
Figura 6.50. Velocidade com transitórios em I_a (rampa- $\cos \varphi = 1$).....	83
Figura 6.51. Tensão e corrente de fase com transitórios em I_a (rampa- $\cos \varphi = 1$).....	83
Figura 6.52. Torque eletromagnético com transitórios em I_a (rampa- fluxo resultante cte).....	84
Figura 6.53. Velocidade com transitórios em I_a (rampa-fluxo resultante cte).....	84
Figura 6.54. Tensão e corrente de fase com transitórios em I_a (rampa- fluxo resultante cte).....	85
Figura 6.55. Torque eletromagnético com transitórios em I_a (vetorial- $i_d = 0$).....	85
Figura 6.56. Velocidade com transitórios em I_a (vetorial- $i_d = 0$).....	86
Figura 6.57. Tensão e corrente de fase com transitórios em I_a (vetorial- $i_d = 0$).....	86
Figura 6.58. Torque eletromagnético com transitórios em I_a (vetorial- $\cos \varphi = 1$).....	87
Figura 6.59. Velocidade com transitórios em I_a (vetorial- $\cos \varphi = 1$).....	87
Figura 6.60. Tensão e corrente de fase com transitórios em I_a (vetorial- $\cos \varphi = 1$).....	88

Figura 6.61. Torque eletromagnético com transitórios em I_a (vetorial- fluxo resultante cte).....	88
Figura 6.62. Velocidade com transitórios em I_a (vetorial- fluxo resultante cte).....	89
Figura 6.63. Tensão e corrente de fase com transitórios em I_a (vetorial- fluxo resultante cte).....	89
Figura 7.1. Diagrama de blocos para controle completo de velocidade.....	94

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 4.1. Posições das chaves do inversor e tensões de linha em função dos erros de corrente de fase para o controle escalar do tipo histerese.....	41
Tabela 4.2. Posições do vetor tensão de linha.....	43
Tabela 6.1. Valores de K_v para 10%, 50% e 100% de I_a em diferentes velocidades, segundo os três modos de operação.....	55
Tabela 6.2. Valores de K_M para 10%, 50% e 100% de I_a segundo os três modos de operação.....	55

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

- CA** - corrente alternada
- CC** - corrente contínua
- D** - coeficiente de atrito viscoso (Nm/rad/s)
- E_0** - força eletromotriz (V)
- I_a** - vetor corrente nominal (A)
- J** - momento de inércia (Kgm²)
- K_M** - coeficiente de desmagnetização do ímã permanente
- K_v** - relação entre a tensão terminal com carga e em vazio
- L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}** - indutâncias próprias do estator (H)
- $L_{ab}, L_{ba}, L_{ac}, L_{ca}, L_{bc}, L_{cb}$** - indutâncias mútuas estator-estator (H)
- $L_{aD}, L_{Da}, L_{bD}, L_{Db}, L_{cD}, L_{Dc}$** - indutâncias mútuas estator-rotor (H)
- $L_{aF}, L_{Fa}, L_{bF}, L_{Fb}, L_{cF}, L_{Fc}$** - indutâncias mútuas estator-rotor (H)
- $L_{aQ}, L_{Qa}, L_{bQ}, L_{Qb}, L_{cQ}, L_{Qc}$** - indutâncias mútuas estator-rotor (H)
- L_{ee}** - indutância estator-estator (H)
- L_{eR}, L_{Re}** - indutância estator-rotor (H)
- $L_{FD}, L_{DF}, L_{FQ}, L_{QF}, L_{DQ}, L_{QD}, M_R$** - indutâncias mútuas rotor-rotor (H)
- L_{FF}, L_{DD}, L_{QQ}** - indutâncias próprias do rotor (H)
- L_{RR}** - indutância rotor-rotor (H)
- MI** - motor de indução
- MIP** - motor à ímã permanente
- MSIP** - máquina síncrona à ímã permanente
- [P]** - matriz de transformação de Park
- $[P]^{-1}$** - matriz inversa de Park
- P_{out}** - potência eletromagnética (W)
- R** - resistência (Ω)
- R_a, R_b, R_c** - resistências das fases do estator (Ω)
- R_F, R_D, R_Q** - resistências dos eixos do rotor (Ω)
- T_a** - torque resultante (Nm)

T_e - torque eletromagnético (Nm)
 U_n - matriz identidade de ordem n
 d - eixo direto do rotor
 f_{cem} - força contra eletromotriz
 i - corrente (A)
 i_a, i_b, i_c - correntes de fase do estator (A)
 i_{dq} - vetor corrente em coordenadas d-q (A)
 i_r - vetor das correntes de fase (A)
 i_F, i_D, i_Q - correntes de fase do rotor (A)
 i_0 - corrente de eixo zero (A)
 i_d - corrente de eixo direto (A)
 i_q - corrente de eixo em quadratura (A)
 i_{ph} - corrente de fase (A)
 i_{ref} - corrente de referência (A)
 k - constante igual a $\sqrt{3/2}$
 m - largura da banda de histerese
 p - número de pólos
 q - eixo em quadratura do rotor
 u - matriz das excitações
 v - tensão (V)
 v_a, v_b, v_c - tensões de fase do estator (V)
 v_{dq} - vetor tensão em coordenadas d-q (V)
 v_r - vetor das tensões de fase (V)
 v_F, v_D, v_Q - tensões de fase do rotor (V)
 v_L - vetor das tensões de linha (V)
 v_1, v_2, v_3 - tensões de linha (V)
 x - matriz das variáveis de estado
 Δi - erro de corrente (A)
 θ_m - ângulo mecânico (rad)
 α - ângulo entre I_q e V_a (rad)
 β - ângulo entre I_a e I_q (rad)

φ - ângulo entre I_a e V_a (rad)

λ - fluxo concatenado (Wb)

$\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$ - fluxos concatenados do estator (Wb)

$\lambda_F, \lambda_D, \lambda_Q$ - fluxos concatenados do rotor (Wb)

$\lambda_0, \lambda_d, \lambda_q$ - fluxos concatenados dos eixos 0-d-q (Wb)

λ_R - fluxo resultante (Wb)

ω - velocidade angular (rad/s)

ω_m - velocidade angular mecânica (rad/s)

ESTUDO DA MÁQUINA SÍNCRONA À ÍMÃ PERMANENTE, SOB DIFERENTES MODOS DE OPERAÇÃO E DISTINTAS FILOSOFIAS DE CONTROLE

1. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, as máquinas síncronas à ímã permanente tem despertado a atenção daqueles que desejam projetar servomecanismos de alta qualidade. Elas apresentam uma alta relação torque/inércia, se comparadas às máquinas elétricas convencionais de mesma potência, incluindo a de indução.

Há três filosofias principais de controle para o acionamento da máquina síncrona à ímã permanente (MSIP): controle escalar do tipo histerese, controle escalar do tipo rampa e controle vetorial ou campo orientado.

Por outro lado, até um passado recente, o único modo de operação permitido para a MSIP, era aquele em que a corrente de eixo direto de estator era mantida nula, com o propósito de não provocar-se a desmagnetização dos ímãs permanentes da máquina. O desenvolvimento recente de materiais magnéticos de alta remanência e coercitividade, como as ligas de samário-cobalto ou neodímio-ferro-boro, tem permitido o funcionamento da MSIP em outros modos de operação. Além do modo $i_d = 0$, os principais modos são: fator de potência unitário e fluxo magnético resultante constante.

Com o objetivo de posicionar a MSIP em relação aos diversos tipos de máquinas existentes, faz-se a seguir uma comparação entre os motores comumente usados para o controle de velocidade.

O motor síncrono à ímã permanente e o motor CC sem escovas (brushless DC) têm muitas similaridades; ambos possuem ímã permanente no rotor e requerem correntes de estator alternadas para produzir torque constante. A diferença entre essas duas máquinas é que o motor síncrono à ímã permanente possui força contra eletromotriz (f_{cem}) senoidal, enquanto que o motor CC sem escovas possui f_{cem} trapezoidal. Isto quer dizer que estas duas máquinas

têm diferentes características de operação. Os critérios de seleção para comparar e contrastar diferentes motores incluem densidade de potência, relação torque por corrente, faixa de velocidade, dispositivos de realimentação, relação do inversor, pulsação e *ripple* de torque e a relação torque por massa do motor [10].

Há uma variedade de servomotores CA no mercado competindo com máquinas CC com escovas e com outros servomotores CA. O processo de seleção de um servomotor para uma aplicação particular, de potência fracional à 30 hp, pode ser representado pela Figura 1.1. Da figura, fica claro que a primeira opção está entre um servomotor CC com escovas ou um servomotor sem escovas.

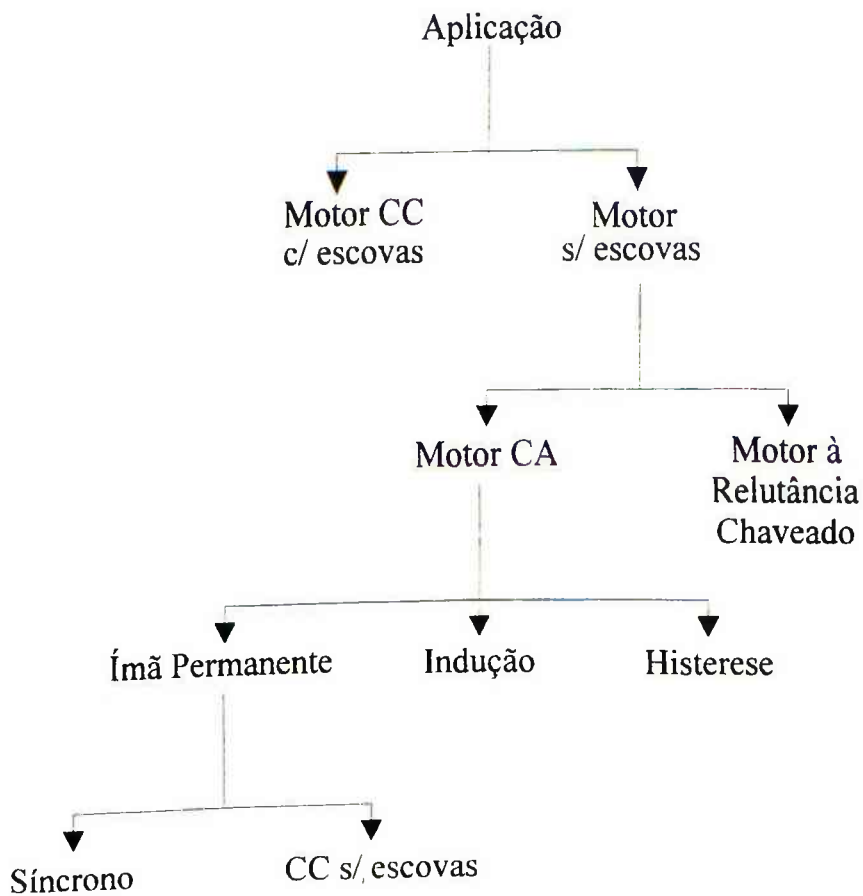


Figura 1.1. Procedimento de seleção de um motor.

As razões da escolha de um servomotor sem escovas ao invés de um servomotor CC com escovas são bem conhecidas e incluem robustez, alto torque, faixa de velocidade e menor manutenção. O comutador mecânico e as escovas do motor CC também são limitações severas em sua velocidade máxima e à capacidade de suportar sobrecorrentes.

Assumindo, então, que a opção seja feita pelo uso de um servomotor sem escovas, a próxima decisão a ser feita é quanto ao uso de um motor CA ou de um motor à relutância chaveado. O motor à relutância chaveado é inerentemente uma máquina que possui um *ripple* de torque elevado, embora haja alguns trabalhos no sentido de reduzir este *ripple*. Então, se um torque de saída constante é desejado, a melhor escolha está entre um motor de indução, um motor à histerese ou um motor à ímã permanente.

O motor à histerese possui partida própria, alto torque de partida e alto torque de sincronismo, velocidade constante, operação relativamente sem ruído e robustez de construção. Tem sido usado, conseqüentemente, como um motor síncrono em várias aplicações [4].

O motor à ímã permanente (MIP) apresenta as seguintes vantagens em relação ao motor de indução (MI):

1. A relação torque-inércia das máquinas à ímã permanente é maior. Esse aspecto é de importância se a máquina for usada em um servomecanismo que tenha alta velocidade de resposta.
2. A máquina à ímã permanente tem uma maior eficiência do que o motor de indução. As perdas no rotor são desprezíveis para a MIP, enquanto que no MI elas podem ser consideráveis.
3. O motor de indução requer uma fonte de corrente magnetizante para excitação, enquanto que a máquina à ímã permanente já tem a excitação na forma do ímã do rotor.
4. A necessidade de uma fonte de corrente magnetizante e o fato de que o motor de indução tem uma menor eficiência, faz com que sejam necessários maiores inversores e retificadores para o MI do que para o MIP para uma mesma potência de saída.
5. A máquina à ímã permanente é menor em tamanho do que a máquina de indução para uma mesma potência. Portanto, é vantajoso o uso de MIP, especialmente quando o espaço é uma séria limitação, além disso, o MIP pesa menos. Em outras palavras, a densidade de potência de um MIP é maior.
6. As perdas no rotor em um MIP são desprezíveis se comparadas com aquelas do MI. Um problema que tem sido encontrado na indústria de máquinas é a transferência destas perdas do rotor na forma de calor para as máquinas, afetando a sua operação. Este problema é evitado no MIP.

O motor de indução (MI) tem as seguintes vantagens sobre a máquina à ímã permanente:

1. Maior extensão da faixa de operação com campo enfraquecido e facilidade de controle nesta região.
2. Menores torques pulsantes.
3. Menor gasto com transdutores de realimentação, tal como um encoder incremental de posição do rotor para o MI ao invés de um encoder de posição absoluto que é exigido pelas MIP.
4. Menor custo.
5. Rotor operando em temperaturas mais altas do que são permitidas em MIP.

Em virtude das vantagens que, em diversos aspectos a MIP apresenta, justifica-se o desenvolvimento de um estudo aprofundado a respeito da mesma.

Esta dissertação tem como objetivo a implementação de um programa computacional para realizar o estudo da máquina síncrona à ímã permanente (MSIP), sob três modos de operação: corrente de eixo direto nula, fator de potência unitário e fluxo resultante constante. Também serão analisadas três filosofias de controle: escalar do tipo histerese, escalar do tipo rampa e vetorial ou campo orientado.

A descrição dos capítulos é feita a seguir:

No Capítulo 2 é descrita a modelagem geral da máquina síncrona. A partir desta modelagem geral são desenvolvidos modelos para a conexão em "Y": o modelo completo e os modelos usando ímã permanente com e sem enrolamentos amortecedores.

No Capítulo 3 são apresentados os modos de operação da MSIP: corrente de eixo direto nula ($i_d = 0$), fator de potência unitário ($\cos \varphi = 1$) e fluxo resultante constante.

No Capítulo 4 são descritas as filosofias de controle de velocidade para a MSIP. Estas filosofias de controle são a escalar do tipo histerese, a escalar do tipo rampa e a vetorial ou campo orientado.

No Capítulo 5 são apresentados os métodos empregados nas simulações da MSIP.

No Capítulo 6 são apresentados os resultados das simulações da MSIP sob os três diferentes modos de operação e as três filosofias de controle.

Finalmente, o Capítulo 7 apresenta as conclusões obtidas e as sugestões para a realização de novos trabalhos.

CAPÍTULO 2

MODELAGEM GERAL DA MÁQUINA SÍNCRONA

2.1. Introdução

Há diversos tipos de motores síncronos que devem ser considerados: excitação por corrente contínua, excitação por ímã permanente de diferentes materiais e situados na superfície ou no interior do rotor, com ou sem enrolamentos amortecedores, com pólos salientes ou com pólos lisos, etc. Foi feita uma opção por uma modelagem mais geral, considerando-se pólos salientes, enrolamentos amortecedores e excitação por corrente contínua. Posteriormente podem ser obtidos outros modelos específicos, mais simples, atendendo a cada situação específica.

Algumas hipóteses iniciais foram feitas: distribuição senoidal do fluxo, característica linear do material magnético e perdas no ferro desprezíveis.

2.2. Transformação de Park

Uma grande simplificação na descrição matemática da máquina síncrona é obtida usando-se a transformação de Park. Ela define um novo conjunto de variáveis tais como correntes, tensões ou fluxos em termos das variáveis de enrolamento reais. As novas quantidades são obtidas da projeção das variáveis reais sobre os três eixos: uma ao longo do eixo direto do enrolamento de campo do rotor, chamado de eixo direto; uma segunda ao longo do eixo neutro do enrolamento de campo, chamado eixo de quadratura; e uma terceira sobre o eixo estacionário. A transformação de Park é desenvolvida matematicamente como se segue:

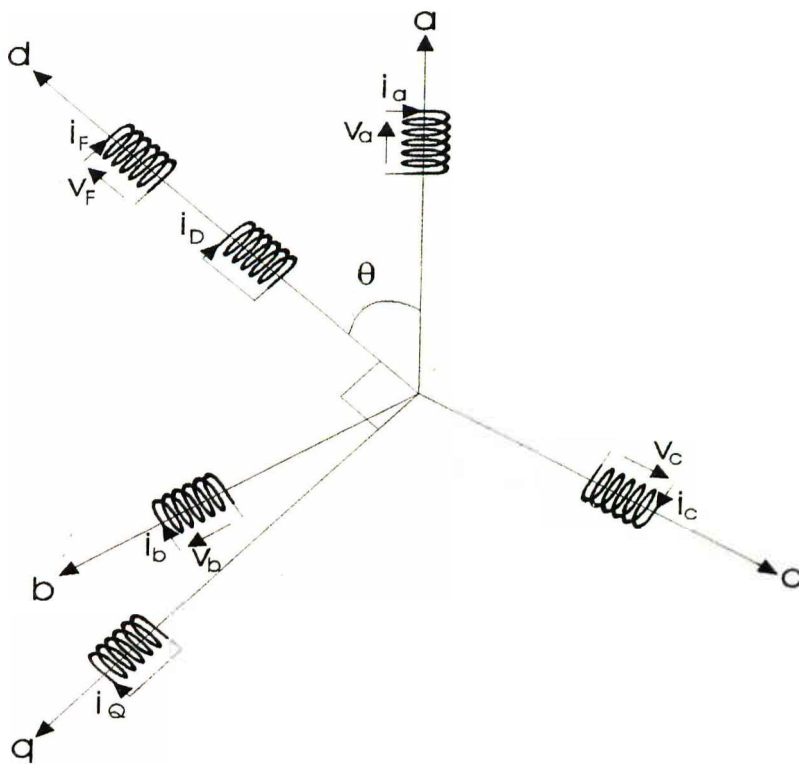


Figura 2.1. Os fasores a , b e c são os eixos das fases. O fasor d é o eixo do rotor. O fasor q está avançado de 90° com relação a d .

O eixo d do rotor é definido em algum instante de tempo, sendo o ângulo θ a defasagem relativa à posição de referência fixada, como mostra a Figura 2.1.

Se as correntes forem projetadas ao longo dos eixos d e q do rotor, as seguintes relações são obtidas:

$$\begin{aligned}
 i_q &= \left(\frac{2}{3}\right) \left[-i_a \sin\theta - i_b \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - i_c \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\
 i_d &= \left(\frac{2}{3}\right) \left[i_a \cos\theta + i_b \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right]
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

onde o eixo a é a referência.

O efeito da transformação de Park é simplesmente transformar todas as quantidades do estator das fases a , b e c em novas variáveis do eixo de referência, as quais se movem com o rotor. Porém, se existem três variáveis relativas ao estator, i_a , i_b e i_c , são necessárias três novas variáveis. A transformação de Park usa duas das novas variáveis como

as componentes de eixo d e q . A terceira variável é uma corrente estacionária, que é proporcional à corrente de seqüência zero. Um multiplicador é usado para simplificar os cálculos numéricos. Então, por definição:

$$[i_{0dq}] = P \cdot [i_{abc}] \quad (2.2)$$

São definidos os vetores de corrente:

$$[i_{0dq}] = \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad [i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

A matriz de transformação de Park P é definida como:

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}\theta & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Expressões similares à Equação (2.2) também podem ser escritas para tensões ou fluxos concatenados:

$$[v_{0dq}] = P \cdot [v_{abc}] \quad (2.5)$$

$$[\lambda_{0dq}] = P \cdot [\lambda_{abc}] \quad (2.6)$$

Se a matriz transformação de Park (2.4) é única, uma transformada inversa também existe:

$$P^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\theta & -\text{sen}\theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Pode-se notar que $P^{-1} = P^t$, o que mostra que a transformação P é ortogonal. Sendo P ortogonal, a transformada P é de potência invariante e pode-se usar a mesma expressão de potência para o eixo de referência a - b - c ou θ - d - q . Portanto tem-se que:

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_0 i_0 + v_d i_d + v_q i_q \quad (2.8)$$

onde os índices θ - d - q correspondem às grandezas após a aplicação da transformada de Park.

A partir de agora será feita a modelagem da máquina síncrona propriamente dita. Foi feita a opção por uma modelagem mais geral, de tal forma que foi considerado um motor de pólos salientes, enrolamentos amortecedores e excitação por corrente contínua. Posteriormente podem ser obtidos outros modelos mais simples, atendendo a cada situação específica.

Para esta modelagem geral foram feitas algumas hipóteses, que são descritas a seguir:

- Distribuição senoidal de fluxo;
- Característica linear do material magnético;
- Perdas desprezíveis no ferro.

2.3. Equações de fluxo concatenado

A situação descrita na Figura 2.1 é aquela de uma rede consistindo de seis bobinas acopladas mutuamente, sendo três enrolamentos de fase ia - fa , ib - fb e ic - fc ; o enrolamento de campo F - F' ; e os enrolamentos amortecedores D - D' e Q - Q' (as designações

dos enrolamentos de fase i e f referem-se ao início e final destas bobinas). A equação do fluxo concatenado para estes seis circuitos pode ser escrita como:

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \\ \lambda_F \\ \lambda_D \\ \lambda_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{aF} & L_{aD} & L_{aQ} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bF} & L_{bD} & L_{bQ} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cF} & L_{cD} & L_{cQ} \\ L_{Fa} & L_{Fb} & L_{Fc} & L_{FF} & L_{FD} & L_{FQ} \\ L_{Da} & L_{Db} & L_{Dc} & L_{DF} & L_{DD} & L_{DQ} \\ L_{Qa} & L_{Qb} & L_{Qc} & L_{QF} & L_{QD} & L_{QQ} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

onde:

$$L_{jk} = \begin{cases} \text{indutância própria quando } j = k; \\ \text{indutância mútua quando } j \neq k \end{cases}$$

Os índices escritos em letras minúsculas são usados para quantidades do estator e em letras maiúsculas para quantidades do rotor. Estas indutâncias podem ser escritas como:

2.3.1. Indutâncias próprias do estator

$$\begin{aligned} L_{aa} &= L_s + L_m \cos(2\theta) \\ L_{bb} &= L_s + L_m \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{cc} &= L_s + L_m \cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.10)$$

onde $L_s > L_m$ e ambas são constantes (todas as indutâncias tais como L_m ou M_s , com índices simples, são constantes na notação adotada).

2.3.2. Indutâncias próprias do rotor

Desde que a saturação e o efeito espira são desprezados, todas as indutâncias próprias do rotor são constantes e, de acordo com a convenção adotada, pode-se usar uma notação com índice simples, isto é:

$$\begin{aligned}
 L_{FF} &= L_F && \text{(campo de excitação)} \\
 L_{DD} &= L_D && \text{(enrol. amortecedor de eixo direto)} \\
 L_{QQ} &= L_Q && \text{(enrol. amortecedor de eixo em quadratura)}
 \end{aligned}
 \tag{2.11}$$

2.3.3. Indutâncias mútuas estator-estator

As indutâncias mútuas são funções de θ mas são simétricas:

$$\begin{aligned}
 L_{ab} &= L_{ba} = -M_s - L_m \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \\
 L_{bc} &= L_{cb} = -M_s - L_m \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) \\
 L_{ca} &= L_{ac} = -M_s - L_m \cos 2\left(\theta + \frac{5\pi}{6}\right)
 \end{aligned}
 \tag{2.12}$$

onde $|M_s| > L_m$.

2.3.4. Indutâncias mútuas rotor-rotor

A indutância mútua entre os enrolamentos F e D é constante e não varia com θ . O coeficiente de acoplamento entre os eixos d e q é zero, e todos os pares de enrolamentos com defasagem de 90° têm indutância mútua igual a zero. Então:

$$\begin{aligned}
 L_{FD} &= L_{DF} = M_R \\
 L_{FQ} &= L_{QF} = 0 \\
 L_{DQ} &= L_{QD} = 0
 \end{aligned}
 \tag{2.13}$$

2.3.5. Indutâncias mútuas estator-rotor

Finalmente, são consideradas as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e rotor, todas as quais são funções do ângulo do rotor θ . Dos enrolamentos de fase para os enrolamentos de campo escreve-se:

$$\begin{aligned}
L_{aF} &= L_{Fa} = M_F \cos\theta \\
L_{bF} &= L_{Fb} = M_F \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
L_{cF} &= L_{Fc} = M_F \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{2.14}$$

Similarmente, dos enrolamentos de fase para o enrolamento amortecedor D , obtém-se:

$$\begin{aligned}
L_{aD} &= L_{Da} = M_D \cos\theta \\
L_{bD} &= L_{Db} = M_D \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
L_{cD} &= L_{Dc} = M_D \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{2.15}$$

E, finalmente, dos enrolamentos de fase para o enrolamento amortecedor Q , tem-se:

$$\begin{aligned}
L_{aQ} &= L_{Qa} = -M_Q \sin\theta \\
L_{bQ} &= L_{Qb} = -M_Q \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
L_{cQ} &= L_{Qc} = -M_Q \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{2.16}$$

Os sinais dos termos mútuos dependem da direção de corrente assumida e da orientação das bobinas.

2.4. Transformação das indutâncias

Conhecendo todas as indutâncias da matriz (2.9), observa-se que quase todos os termos da matriz são variantes no tempo, desde que θ seja função do tempo. Então, nas equações de tensão o termo $\dot{\lambda}$ não é simplesmente igual a $\dot{L}i$, mas deve ser calculado como $\dot{\lambda} = \dot{L}i + L\dot{i}$.

Observa-se agora que a matriz (2.9), com suas indutâncias variantes no

tempo, pode ser simplificada, referindo-se todas as quantidades ao eixo de referência do rotor através da transformação de Park aplicada à partição a - b - c . Então:

$$[M] \cdot \begin{bmatrix} \lambda_{abc} \\ \lambda_{FDQ} \end{bmatrix} = [M] \cdot \begin{bmatrix} L_{ee} & L_{eR} \\ L_{Re} & L_{RR} \end{bmatrix} \cdot [M]^{-1} [M] \cdot \begin{bmatrix} i_{abc} \\ i_{FDQ} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

onde:

$$[M] = \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix};$$

P é a matriz transformada de Park;

U_3 é a matriz identidade 3×3 ;

L_{ee} é a indutância estator-estator;

$L_{eR} = L_{Re}$ são as indutâncias estator-rotor;

L_{RR} é a indutância rotor-rotor.

Realizando a operação indicada em (2.17), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \lambda_0 \\ \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_F \\ \lambda_D \\ \lambda_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_d & 0 & kM_F & kM_D & 0 \\ 0 & 0 & L_q & 0 & 0 & kM_Q \\ 0 & kM_F & 0 & L_F & M_R & 0 \\ 0 & kM_D & 0 & M_R & L_D & 0 \\ 0 & 0 & kM_Q & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

onde:

$$L_d = L_s + M_s + \left(\frac{3}{2}\right)L_m$$

$$L_q = L_s + M_s - \left(\frac{3}{2}\right)L_m$$

$$L_0 = L_s - 2M_s$$

$$k = \sqrt{\frac{3}{2}}$$

2.5. Tensões nos enrolamentos

As tensões podem ser representadas genericamente pela equação diferencial:

$$v = Ri + \frac{d\lambda}{dt} \quad (2.19)$$

onde v , R , i e λ são, respectivamente, a tensão, a resistência, a corrente e o fluxo concatenado pelo enrolamento. Assim, as tensões podem ser descritas pela equação matricial:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_F \\ v_D \\ v_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_F & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \\ \lambda_F \\ \lambda_D \\ \lambda_Q \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

As equações (2.9) e (2.20) podem ser representadas de forma condensada, como mostrado a seguir:

$$[\lambda] = [L][i] \quad (2.21)$$

$$[v] = [R][i] + \frac{d}{dt}[\lambda] = [R][i] + \frac{d[L]}{dt}[i] + [L] \frac{d[i]}{dt} \quad (2.22)$$

Particionando as matrizes da Equação (2.20) e aplicando a Transformação de Park, obtém-se:

$$[M] \cdot \begin{bmatrix} v_{abc} \\ v_{FDQ} \end{bmatrix} = [M] \cdot \begin{bmatrix} R_{abc} & 0 \\ 0 & R_{FDQ} \end{bmatrix} \cdot [M]^{-1} [M] \cdot \begin{bmatrix} i_{abc} \\ i_{FDQ} \end{bmatrix} + [M] \cdot \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{abc} \\ \dot{\lambda}_{FDQ} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$\text{onde: } [M] = \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix};$$

P é a matriz transformada de Park;

U_3 é a matriz identidade 3×3 ;

$$\dot{\lambda} = \frac{d\lambda}{dt} \quad e$$

os índices $_{FDQ}$ indicam grandezas do rotor.

Efetuada-se os produtos da equação (2.23), resulta:

$$\begin{bmatrix} v_{0dq} \\ v_{FDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{abc} & 0 \\ 0 & R_{FDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{0dq} \\ i_{FDQ} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P \dot{\lambda}_{abc} \\ \dot{\lambda}_{FDQ} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

O produto $P \dot{\lambda}_{abc}$, que aparece no último termo da Equação (2.24), pode ser obtido da seguinte forma:

$$[\lambda_{0dq}] = [P][\lambda_{abc}] \quad (2.25)$$

Derivando a Equação (2.25), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{0dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{P} \end{bmatrix} [\lambda_{abc}] + [P] \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{abc} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Portanto:

$$[P] \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{0dq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{P} \end{bmatrix} [P]^{-1} [\lambda_{0dq}] \quad (2.27)$$

Derivando a Equação (2.4), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{P} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -\text{sen}(\theta) \frac{d\theta}{dt} & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) \frac{d\theta}{dt} & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \frac{d\theta}{dt} \\ -\text{cos}(\theta) \frac{d\theta}{dt} & -\text{cos}(\theta - \frac{2\pi}{3}) \frac{d\theta}{dt} & -\text{cos}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \frac{d\theta}{dt} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Multiplicando as Equações (2.28) e (2.7), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{P} \end{bmatrix} [P]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega \\ 0 & -\omega & 0 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

onde $\omega = \frac{d\theta}{dt}$

Portanto, o último termo da Equação (2.27), resulta em:

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_0 \\ \dot{\lambda}_d \\ \dot{\lambda}_q \end{bmatrix} [P]^{-1} [\lambda_{0dq}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega \\ 0 & -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_0 \\ \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega\lambda_q \\ -\omega\lambda_d \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Substituindo (2.27) e (2.30) em (2.24), tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_{0dq} \\ v_{FDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{abc} & 0 \\ 0 & R_{FDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{0dq} \\ i_{FDQ} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{0dq} \\ \dot{\lambda}_{FDQ} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega\lambda_q \\ \omega\lambda_d \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Se os dois últimos termos da equação (2.31) forem substituídos, usando a matriz (2.18), ter-se-á uma equação em que as tensões ficam em função apenas das variáveis correspondentes às correntes. O sistema de equações fica da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_d \\ v_q \\ v_F \\ v_D \\ v_Q \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} + [B] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

onde:

$$[A] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R & -\omega L_q & 0 & 0 & -\omega k M_Q \\ 0 & \omega L_d & R & \omega k M_F & \omega k M_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_F & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} L_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_d & 0 & kM_F & kM_D & 0 \\ 0 & 0 & L_q & 0 & 0 & kM_Q \\ 0 & kM_F & 0 & L_F & M_R & 0 \\ 0 & kM_D & 0 & M_R & L_D & 0 \\ 0 & 0 & kM_Q & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix}$$

A primeira parcela da equação matricial contém quedas de tensão resistivas e tensões de velocidade correspondentes aos elementos onde aparece a variável ω . A segunda parcela contém quedas de tensão provocadas pelas variações das correntes (ou dos fluxos).

2.6. Apresentação na forma de equações de estado

A equação (2.32) pode ser escrita de forma condensada a seguir:

$$[v] = [R + \omega F_v][i] + [L] \frac{d}{dt}[i] \quad (2.33)$$

Isolando o termo em derivada obtém-se:

$$\frac{d}{dt}[i] = -[L]^{-1}[R + \omega F_v][i] + [L]^{-1}[v] \quad (2.34)$$

A equação (2.34) obedece a forma geral da equação de estado:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2.35)$$

onde x é a matriz das variáveis de estado e u é a matriz das excitações. Nesse caso específico, a matriz A depende da variável ω e portanto o sistema é não linear.

Invertendo a matriz $[L]$ obtém-se

$$L^{-1} = \begin{bmatrix} L_0^{-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & D_1 & 0 & D_2 & D_3 & 0 \\ 0 & 0 & E & 0 & 0 & F \\ 0 & D_2 & 0 & E_2 & E_3 & 0 \\ 0 & D_3 & 0 & E_3 & F_3 & 0 \\ 0 & 0 & F & 0 & 0 & H \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

$$\text{onde: } D_1 = \frac{L_D L_F - M_R^2}{A_1}$$

$$D_2 = \frac{k M_D M_R - k M_F L_D}{A_1}$$

$$D_3 = \frac{k M_F M_R - k M_D L_F}{A_1}$$

$$E_2 = \frac{L_D L_d - k^2 M_D^2}{A_1}$$

$$E_3 = \frac{k^2 M_F M_D - L_d M_R}{A_1}$$

$$F_3 = \frac{L_F L_d - k^2 M_F^2}{A_1}$$

$$E = \frac{L_Q}{B_1}$$

$$F = \frac{-k M_Q}{B_1}$$

$$H = \frac{L_q}{B_1}$$

$$A_1 = 2k^2 M_F M_D M_R - k^2 M_F^2 L_D - k^2 M_D^2 L_F - M_R^2 L_d + L_F L_D L_d$$

$$B_1 = L_Q L_q - k^2 M_Q^2$$

2.7. Equações de Torque

O equacionamento da máquina deve ser completado com a consideração do

lado mecânico. As seis equações (2.32) ou (2.34) tem sete incógnitas, incluindo ω . Assim sendo, a modelagem completa-se com as equações seguintes:

$$J\ddot{\theta}_m = T_a \quad (2.37)$$

onde: J = momento de inércia;

T_a = torque resultante;

θ_m = ângulo mecânico.

Tem-se que:

$$\theta = \frac{p}{2}\theta_m \quad \text{e} \quad \omega = \frac{p}{2}\omega_m \quad (2.38)$$

onde:

p = número de pólos;

ω_m = velocidade angular mecânica.

Pode-se escrever que:

$$\omega = \dot{\theta} = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.39)$$

Portanto:

$$T_a = \frac{2J}{p}\dot{\omega} \quad (2.40)$$

Se T_a é o torque resultante, pode-se escrever:

$$T_a = T_e - T_m - D\omega \quad (2.41)$$

onde: T_e = torque eletromagnético;

T_m = torque mecânico;

D = coeficiente de atrito viscoso.

Assim, obtém-se:

$$\dot{\omega} + \frac{pD}{2J}\omega + \frac{p}{2J}(T_m - T_e) = 0 \quad (2.42)$$

A potência é dada por:

$$p = v_0 i_0 + v_d i_d + v_q i_q \quad (2.43)$$

Substituindo-se as tensões v_0 , v_d e v_q pelas suas expressões dadas em (2.32),

obtem-se:

$$p = X + Y + Z \quad (2.44)$$

onde: $X = R[i_d^2 + i_q^2 + i_0^2]$

$$Y = [L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} + kM_Q i_q \frac{di_Q}{dt} + L_0 i_0 \frac{di_0}{dt}]$$

$$Z = -\omega[(L_q i_q + kM_Q i_Q) i_d + (-L_d i_d - kM_F i_F - kM_D i_D) i_q]$$

O terceiro termo da equação (2.44) é a potência eletromagnética (P_{out}) que produz o torque eletromagnético. Usando a expressão:

$$T_e = \frac{P_{out}}{\omega_m} \quad (2.45)$$

obtem-se:

$$T_e = -[(L_q i_q + kM_Q i_Q) i_d + (-L_d i_d - kM_F i_F - kM_D i_D) i_q] \frac{p}{2} \quad (2.46)$$

Juntando-se as equações (2.42), (2.46) e (2.39), completa-se o conjunto de equações de estado que descrevem a máquina. Considerando ainda as equações (2.34) e (2.36), pode-se escrever:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_F \\ i_D \\ i_q \\ i_Q \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} = -[A_2] \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_F \\ i_D \\ i_q \\ i_Q \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + [B_2] \cdot \begin{bmatrix} v_0 \\ v_d \\ v_F \\ 0 \\ v_q \\ 0 \\ T_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

onde:

$$[A_2] = \begin{bmatrix} RL_0^{-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & RD_1 & R_F D_2 & R_D D_3 & -\omega L_q D_1 & -\omega k M_Q D_1 & 0 & 0 \\ 0 & RD_2 & R_F E_2 & R_D E_3 & -\omega L_q D_2 & -\omega k M_Q D_2 & 0 & 0 \\ 0 & RD_3 & R_F E_3 & R_D F_3 & -\omega L_q D_3 & -\omega k M_Q D_3 & 0 & 0 \\ 0 & \omega L_d E & \omega k M_F E & \omega k M_D E & R_E & R_Q F & 0 & 0 \\ 0 & \omega L_d F & \omega k M_F F & \omega k M_D E & R_F & R_Q H & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-p}{2J} L_d i_q & \frac{-p}{2J} k M_F i_q & \frac{-p}{2J} k M_D i_q & \frac{p}{2J} L_q i_d & \frac{p}{2J} k M_Q i_d & \frac{p}{2J} D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[B_2] = \begin{bmatrix} L_0^{-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & D_1 & 0 & D_2 & D_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & E & 0 & 0 & F & 0 & 0 \\ 0 & D_2 & 0 & E_2 & E_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & D_3 & 0 & E_3 & F_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F & 0 & 0 & H & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-p}{2J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Devido a presença de variáveis de estado na matriz A_2 , este sistema de equações não é linear. A primeira equação é independente das demais e pode ser resolvida em separado. A última equação também pode ser resolvida separadamente, após a determinação de ω . Assim, o sistema de equações de estado a ser manipulado é de sexta ordem.

2.8. Modelos específicos usando conexão em "Y"

A Figura 2.2 mostra o circuito do inversor típico para alimentar um estator conectado em "Y", sem ligação do neutro.

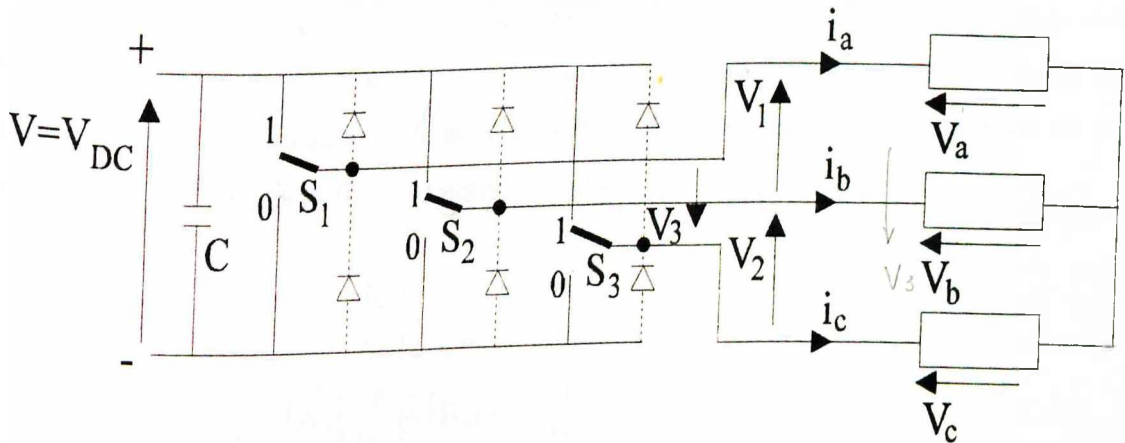


Figura 2.2. Alimentação para a ligação em "Y".

Agora, as entradas não são mais as tensões de fase e sim as tensões de linha v_1 , v_2 e v_3 . As equações de v_a , v_b e v_c podem ser usadas para a obtenção de v_1 , v_2 e v_3 :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

As seguintes equações são obtidas:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_F \\ v_D \\ v_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & -R_b & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & -R_c & 0 & 0 & 0 \\ -R_a & 0 & R_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_F & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_a - \lambda_b \\ \lambda_b - \lambda_c \\ \lambda_c - \lambda_a \\ \lambda_F \\ \lambda_D \\ \lambda_Q \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Usando-se as equações (2.9) a (2.16) são obtidas as equações do modelo completo.

2.9. O modelo completo

Usando as equações mencionadas e aplicando a transformação de Park, obtêm-se as equações do modelo completo para este tipo de conexão. Deve-se notar, porém, que as tensões v_d e v_q são obtidas através da aplicação da transformação de Park às tensões de linha e não às tensões de fase, como foi feito anteriormente.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_F \\ v_D = 0 \\ v_Q = 0 \\ T_m \end{bmatrix} = [A_3] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \\ \omega \end{bmatrix} + [B_3] \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \\ \omega \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

onde:

$$[A_3] = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}R - \frac{\sqrt{3}}{2}\omega L_d & -\frac{\sqrt{3}}{2}R - \frac{3}{2}\omega L_q & -\frac{\sqrt{3}}{2}\omega kM_F & -\frac{\sqrt{3}}{2}\omega kM_D & -\frac{3}{2}\omega kM_Q & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2}R + \frac{3}{2}\omega L_d & \frac{3}{2}R - \frac{\sqrt{3}}{2}\omega L_q & \frac{3}{2}\omega kM_F & \frac{3}{2}\omega kM_D & -\frac{\sqrt{3}}{2}\omega kM_Q & 0 \\ 0 & 0 & R_F & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_D & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_Q & 0 \\ \frac{3}{2}L_d i_q & -\frac{3}{2}L_q i_d & \frac{3}{2}kM_F i_q & \frac{3}{2}kM_D i_q & -\frac{3}{2}kM_Q i_d & -D \end{bmatrix}$$

$$[B_3] = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}L_d & -\frac{\sqrt{3}}{2}L_q & \frac{3}{2}kM_F & \frac{3}{2}kM_D & -\frac{\sqrt{3}}{2}kM_Q & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2}L_d & \frac{3}{2}L_q & \frac{\sqrt{3}}{2}kM_F & \frac{\sqrt{3}}{2}kM_D & \frac{3}{2}kM_Q & 0 \\ kM_F & 0 & L_F & M_R & 0 & 0 \\ kM_D & 0 & M_R & L_D & 0 & 0 \\ 0 & kM_Q & 0 & 0 & L_Q & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{2J}{p} \end{bmatrix}$$

Serão desenvolvidos agora, os modelos para as diversas configurações construtivas.

2.10. Modelo usando ímã permanente e enrolamentos amortecedores

Neste caso, tem-se que:

$$\frac{di_F}{dt} = 0 \quad \text{e} \quad i_F = I_F = \text{constante} \quad (2.51)$$

Portanto:

$$\lambda_F = kM_F I_F \quad (\text{o ímã é simulado por } I_F \text{ constante}). \quad (2.52)$$

Então, podemos escrever:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_D \\ v_Q \\ T_m \end{bmatrix} = [A_4] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \\ \omega \end{bmatrix} + [B_4] \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \\ \omega \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

onde:

$$[A_4] = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}R - \frac{\sqrt{3}}{2}\omega L_d & -\frac{\sqrt{3}}{2}R - \frac{3}{2}\omega L_q & -\frac{\sqrt{3}}{2}\omega kM_D & -\frac{3}{2}\omega kM_Q & -\frac{\sqrt{3}}{2}\lambda_F \\ \frac{\sqrt{3}}{2}R + \frac{3}{2}\omega L_d & \frac{3}{2}R - \frac{\sqrt{3}}{2}\omega L_q & \frac{3}{2}\omega kM_D & -\frac{\sqrt{3}}{2}\omega kM_Q & \frac{3}{2}\lambda_F \\ 0 & 0 & R_D & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_Q & 0 \\ \frac{3}{2}L_d i_q & -\frac{3}{2}L_q i_d + \frac{3}{2}\lambda_F & \frac{3}{2}kM_D i_q & -\frac{3}{2}kM_Q i_d & -D \end{bmatrix}$$

$$[B_4] = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}L_d & -\frac{\sqrt{3}}{2}L_q & \frac{3}{2}kM_D & -\frac{\sqrt{3}}{2}kM_Q & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2}L_d & \frac{3}{2}L_q & \frac{\sqrt{3}}{2}kM_D & \frac{3}{2}kM_Q & 0 \\ kM_D & 0 & L_D & 0 & 0 \\ 0 & kM_Q & 0 & L_Q & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{2J}{p} \end{bmatrix}$$

2.11. Modelo usando ímã permanente, sem enrolamentos amortecedores

Utilizando as equações (2.52), tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ T_m \end{bmatrix} = [A_5] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega \end{bmatrix} + [B_5] \bullet \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

onde:

$$[A_5] = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}R - \frac{\sqrt{3}}{2}\omega L_d & -\frac{\sqrt{3}}{2}R - \frac{3}{2}\omega L_q & -\frac{\sqrt{3}}{2}\lambda_F \\ \frac{\sqrt{3}}{2}R + \frac{3}{2}\omega L_d & \frac{3}{2}R - \frac{\sqrt{3}}{2}\omega L_q & \frac{3}{2}\lambda_F \\ \frac{3}{2}L_d i_q & -\frac{3}{2}L_q i_d + \frac{3}{2}\lambda_F & -D \end{bmatrix}$$

$$[B_5] = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}L_d & -\frac{\sqrt{3}}{2}L_q & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2}L_d & \frac{3}{2}L_q & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{2J}{p} \end{bmatrix}$$

2.12. Considerações sobre os vetores tensão e corrente

As tensões v_d e v_q são obtidas através da transformação de Park aplicada às tensões de linha v_1 , v_2 e v_3 . Devem ser usados dois conjuntos de eixos $d-q$. Um conjunto d_r-q_r para as correntes i_d e i_q e outro conjunto d_v-q_v para as tensões v_d e v_q . O ângulo θ foi definido

na Figura 2.1. Este é o ângulo entre v_a e d_i e também o ângulo entre v_l e d_v . Mas há um defasamento de 30° entre v_a e v_l , portanto também existe uma diferença de 30° entre d_v e d_i . A Figura 2.3 esclarece isto, mostrando as posições relativas dos vetores. Estas considerações são importantes porque serão utilizadas posteriormente no desenvolvimento do controle vetorial.

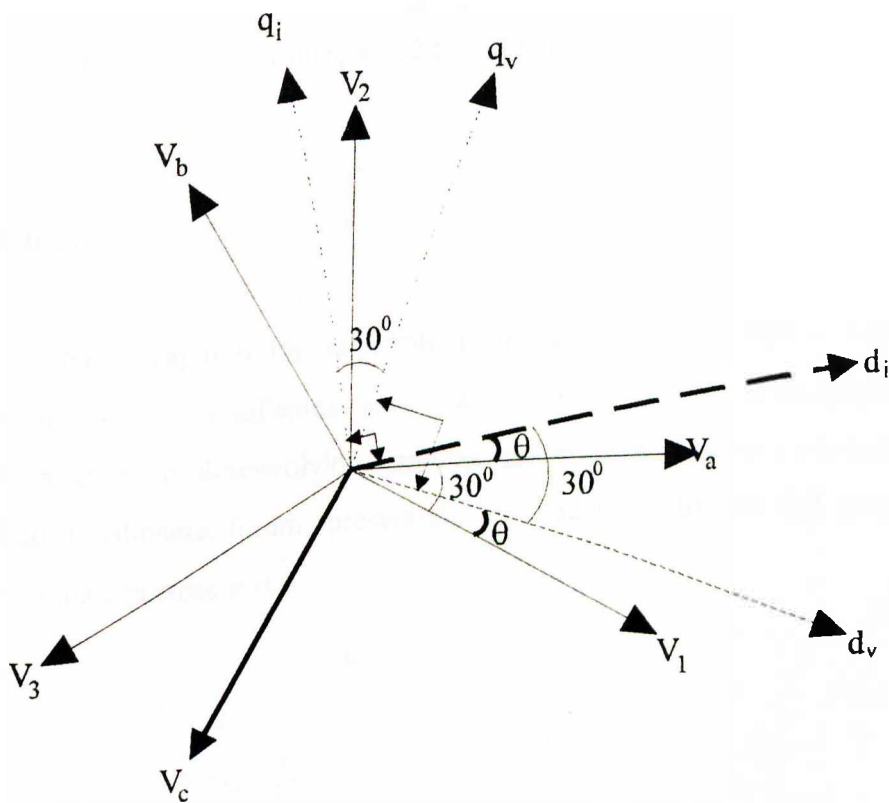


Figura 2.3. Diagrama fasorial para as tensões e eixos d_v e q_v , d_i e q_i .

Levando em consideração os comentários prévios e a matriz de Park, podem ser escritas as expressões dos seguintes vetores:

$$\begin{aligned}
 v_f &= v_a + gv_b + g^2v_c \text{ (vetor das tensões de fase)} \\
 i_f &= i_a + gi_b + g^2i_c \text{ (vetor das correntes de fase)} \\
 v_L &= hv_1 + ghv_2 + g^2hv_3 \text{ (vetor das tensões de linha)} \\
 v_{dq} &= yhv_d + yhxv_q \text{ (vetor tensão em coordenadas } d-q) \\
 i_{dq} &= yi_d + yxi_q \text{ (vetor corrente em coordenadas } d-q)
 \end{aligned}
 \tag{2.55}$$

onde:

$$g = e^{j\frac{2\pi}{3}}; \quad h = e^{-j\frac{\pi}{6}}; \quad x = e^{j\frac{\pi}{2}}; \quad y = e^{j\theta}$$

$$|v_L| = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot |v_{dq}|; \quad |i_f| = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot |i_{dq}|; \quad |v_f| = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot |v_{dq}| \quad (2.56)$$

Os ângulos das Equações (2.55) são em relação a v_a .

2.13. Conclusão

Neste capítulo foi desenvolvido um modelo geral para a máquina síncrona, considerando-a com pólos salientes, enrolamentos amortecedores e excitação por corrente contínua. A partir daí foi desenvolvido o modelo específico usando-se a conexão em "Y" com neutro isolado. Finalmente, foram apresentados os modelos utilizando ímã permanente com e sem enrolamentos amortecedores.

CAPÍTULO 3

MODOS DE OPERAÇÃO DA MÁQUINA SÍNCRONA À ÍMÃ PERMANENTE (MSIP) EM REGIME PERMANENTE

3.1. Introdução

Neste capítulo pretende-se apresentar alguns modos de operação em regime permanente. O modo de operação está intimamente relacionado com a capacidade que o inversor deverá ter. Tradicionalmente, para os motores de baixa potência à ímã permanente, o modo preferido tem sido, por longo tempo, aquele em que se faz a reação da armadura igual a zero no eixo direto, isto é, $i_d = 0$, existindo somente reação da armadura no eixo em quadratura q . Este modo de operação tem sido usado em regimes transitório e permanente. Seu uso se justifica, uma vez que a reação da armadura no eixo d pode agir no sentido de desmagnetizar o ímã permanente. Nos últimos anos, entretanto, tem sido desenvolvidos ímãs usando materiais de alta remanência e coercitividade, como o samário-cobalto e o neodímio-ferro-boro. Essas características permitem que se use $i_d \neq 0$ até um certo limite. Assim sendo, também é conveniente estudar outros modos de operação, tais como: fator de potência unitário ($\cos \varphi = 1$) ou fluxo resultante constante, que podem ser encarados como métodos de controle de ângulo de fase da corrente resultante de estator, com relação à posição do rotor.

3.2. Estudo em regime permanente

Das equações (2.32), podemos escrever as expressões de V_d e V_q em regime permanente:

$$V_d = RI_d - \omega L_q I_q \quad (3.1)$$

$$V_q = RI_q + \omega L_d I_d + \omega k M_F I_F \quad (3.2)$$

A força eletromotriz é dada por:

$$E_0 = \sqrt{(\omega L_q I_q)^2 + (\omega L_d I_d + \omega k M_F I_F)^2} \quad (3.3)$$

Nesta situação tem-se correntes constantes, com derivadas nulas na armadura e correntes nulas nos enrolamentos amortecedores. Pode-se definir o fluxo produzido pelo rotor, no entreferro como $\lambda_F = k M_F I_F$. As equações (3.1), (3.2) e (3.3) permitem a construção de um diagrama fasorial, como mostra a Figura 3.1.

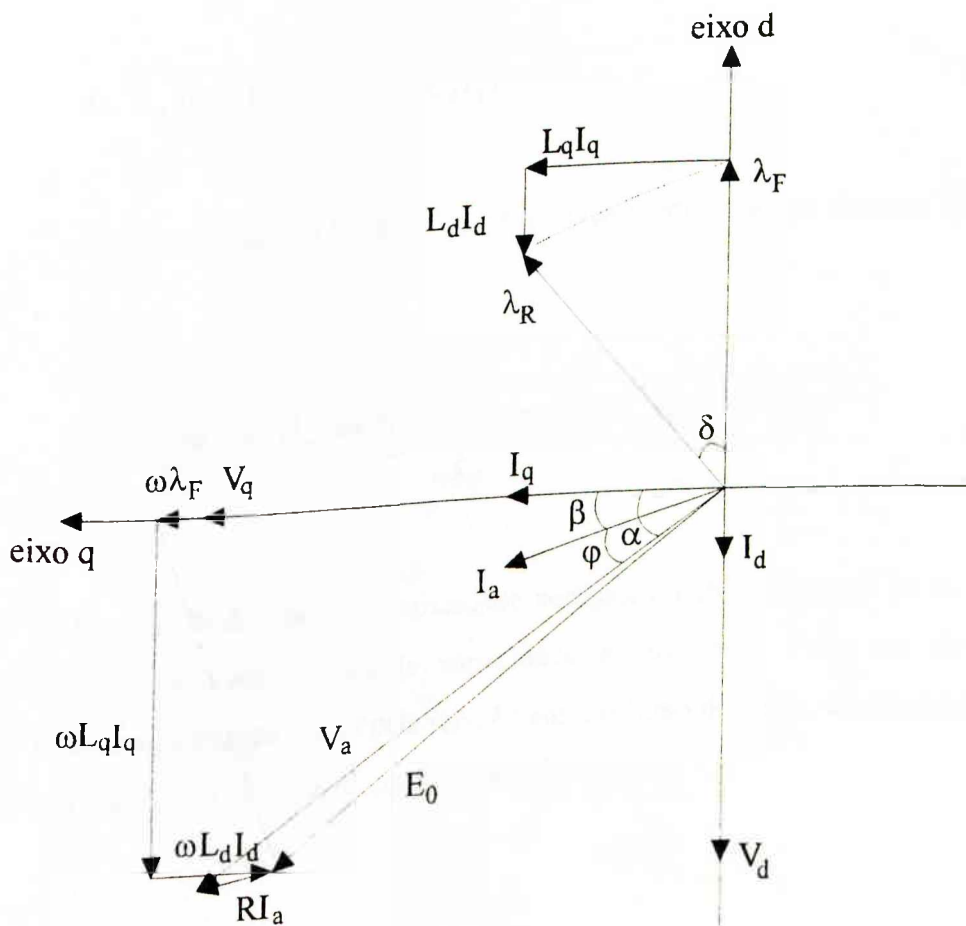


Figura 3.1. Diagrama fasorial em regime permanente

Nesta figura, λ_R representa o fluxo concatenado resultante, E_0 é a força eletromotriz gerada por este fluxo, I_a e V_a são respectivamente, a corrente e a tensão resultantes do estator.

Da Figura 3.1 podemos escrever as seguintes equações:

$$V_d = RI_a \operatorname{sen}\beta + \omega L_q I_a \cos\beta \quad (3.4)$$

$$V_q = RI_a \cos\beta - \omega L_d I_a \operatorname{sen}\beta + \omega \lambda_F \quad (3.5)$$

$$I_a = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (3.6)$$

$$V_a = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (3.7)$$

$$E_0 = \sqrt{(\omega L_q I_a \cos\beta)^2 + (\omega L_d I_a \operatorname{sen}\beta - \omega \lambda_F)^2} \quad (3.8)$$

Pode-se definir um fator K_v que é a relação entre a tensão terminal com carga e em vazio:

$$K_v = \frac{V_a}{\omega \lambda_F} = \frac{\sqrt{(RI_a \operatorname{sen}\beta + \omega L_q I_a \cos\beta)^2 + (RI_a \cos\beta - \omega L_d I_a \operatorname{sen}\beta + \omega \lambda_F)^2}}{\omega \lambda_F} \quad (3.9)$$

O valor de K_v indica a capacidade necessária para o inversor. Se K_v é grande será necessário um inversor de grande capacidade e vice-versa. Pode ser definido um coeficiente de desmagnetização, dado pela relação entre o fluxo de reação da armadura no eixo direto e o fluxo produzido pelo rotor, como mostrado a seguir:

$$K_M = \left| \frac{L_d I_d}{\lambda_F} \right| = \left| \frac{L_d I_a \operatorname{sen}\beta}{\lambda_F} \right| \quad (3.10)$$

Se K_M é grande e a força magnética do ímã não é suficiente, então o ímã permanente é desmagnetizado. Como resultado, o torque e a potência de saída decrescem.

O ângulo entre V_a e I_a define o fator de potência, através do seu cosseno:

$$\cos\varphi = \cos(\alpha - \beta) \quad (3.11)$$

Da Figura 3.1 observa-se ainda que:

$$\tan\alpha = \frac{V_d}{V_q} = \frac{RI_a \sin\beta + \omega L_q I_a \cos\beta}{RI_a \cos\beta - \omega L_d I_a \sin\beta + \omega\lambda_F} \quad (3.12)$$

Também pode-se escrever que:

$$\tan\beta = \frac{I_d}{I_q} \quad (3.13)$$

Da Equação (2.46) pode-se obter a expressão do torque eletromagnético em regime permanente:

$$T_e = -\frac{p}{2}[(L_q - L_d)I_d I_q - \lambda_F I_q] \quad (3.14)$$

$$T_e = -\frac{p}{2}[\lambda_F I_a \cos\beta + \frac{1}{2}(L_q - L_d)I_a^2 \sin(2\beta)] \quad (3.15)$$

3.3. Modo de operação com $i_d = 0$

É o modo mais popularmente empregado. Isto é explicado devido ao fato de que a componente de eixo direto da corrente de armadura i_d pode atuar no sentido de desmagnetizar o ímã permanente. Como a componente de eixo direto da corrente de armadura

i_d não existe, a desmagnetização do ímã permanente nunca ocorre. A reação de armadura existe somente no eixo em quadratura q . O ângulo de fase entre λ_F e λ_R aumenta com a carga e com o aumento da tensão terminal resultante, isto quer dizer que um inversor com uma maior capacidade deve ser utilizado. Conforme a Figura 3.1, para que i_d seja igual a zero, deve-se ter o ângulo $\beta = 0$. Após estas considerações sobre o modo de operação com $i_d = 0$, é apresentada a Figura 3.2, que mostra o diagrama fasorial correspondente:

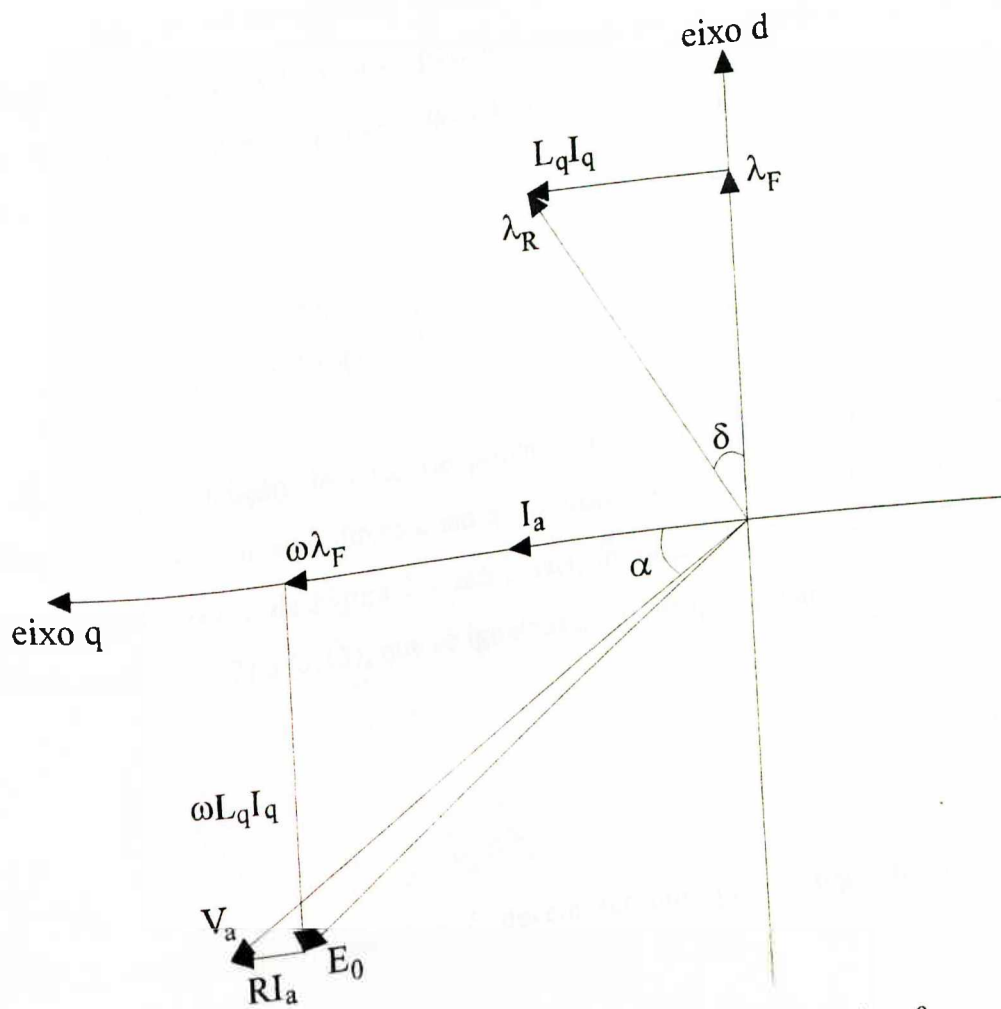


Figura 3.2. Diagrama fasorial para o modo de operação $i_d = 0$.

Da Equação (3.15) escreve-se a expressão do torque:

$$T_e = -\frac{p}{2} \lambda_F I_a$$

(3.16)

O torque é diretamente proporcional ao valor de I_a ou I_q e pode ser controlado por esta corrente.

3.4. Modo de operação com fator de potência unitário ($\cos \varphi = 1$)

Neste modo de operação o fator de potência é sempre mantido como unitário, isto é, $\cos \varphi = 1$. A condição de fator de potência unitário é realizada por $\alpha = \beta$. Para impor a igualdade dos ângulos α e β , pode-se igualar as Equações (3.12) e (3.13), tendo como resultado:

$$I_a = \frac{\lambda_F \text{sen} \beta}{L_q \cos^2 \beta + L_d \text{sen}^2 \beta} \quad (3.17)$$

Esta condição de fator de potência unitário também pode ser expressa em termos das coordenadas de eixo direto e em quadratura das correntes, I_d e I_q , ao invés de I_a e β . Como os ângulos α e β da Figura 3.1 são iguais, foi obtida facilmente a Equação (3.18) a partir das Equações (3.12) e (3.13), que se igualadas, irão proporcionar:

$$\frac{I_d}{I_q} = \frac{V_d}{V_q} \quad (3.18)$$

Assim, as correntes I_d e I_q devem ser tais que as seguintes relações sejam satisfeitas:

$$I_d = - \frac{I_a}{\sqrt{1 + \left(\frac{V_q}{V_d}\right)^2}} \quad (3.19)$$

$$I_q = \frac{I_a}{\sqrt{1 + \left(\frac{V_d}{V_q}\right)^2}} \quad (3.20)$$

A equação de torque é dada por:

$$T_e = -\frac{p\lambda_F^2 \sin(2\beta)}{4(L_q \cos^2 \beta + L_d \sin^2 \beta)} \left[1 + (L_q - L_d) \frac{\sin^2 \beta}{L_q \cos^2 \beta + L_d \sin^2 \beta} \right] \quad (3.21)$$

A Figura 3.3 mostra o diagrama fasorial para o modo com $\cos \varphi = 1$:

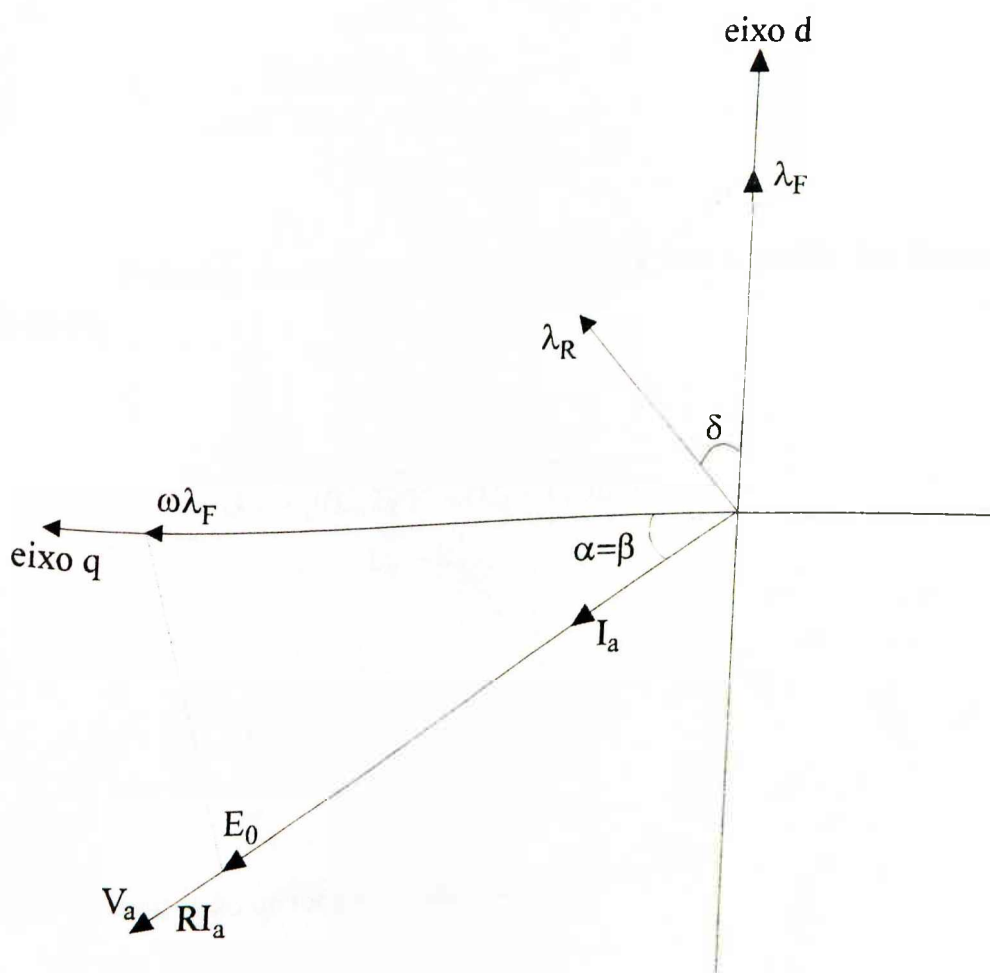


Figura 3.3. Diagrama fasorial para o modo de operação $\cos \varphi = 1$.

3.5. Modo de operação com fluxo resultante constante

Neste modo de operação, procura-se manter sempre o fluxo resultante λ_R com

um valor coincidente com o fluxo λ_F produzido pelo rotor, através do controle da corrente de fase de acordo com a corrente de armadura. Se estes fluxos são iguais, ter-se-á $E_0 = \omega\lambda_F$ na Figura 3.1 e portanto pode-se escrever:

$$\omega\lambda_R = \omega\lambda_F = \sqrt{(\omega L_q I_a \cos\beta)^2 + (\omega L_d I_a \sin\beta - \omega\lambda_F)^2} \quad (3.22)$$

$$I_a = \frac{2\lambda_F L_d \sin\beta}{L_d^2 \sin^2\beta + L_q^2 \cos^2\beta} \quad (3.23)$$

Podemos escrever em termos de I_d e I_q , com o auxílio das Equações (2.18), (2.32) e (2.47):

$$I_d = \frac{-L_d \lambda_F - \sqrt{(L_d \lambda_F)^2 - (L_d^2 - L_q^2) L_q^2 I_a^2}}{L_d^2 - L_q^2} \quad (3.24)$$

$$I_q = \sqrt{I_a^2 - I_d^2} \quad (3.25)$$

A expressão de torque é dada por:

$$T = -\frac{p}{2} \lambda_F^2 \frac{L_d \sin(2\beta)}{(L_d^2 \sin^2\beta + L_q^2 \cos^2\beta)} \left[1 + 2(L_q - L_d) \frac{L_d \sin^2\beta}{(L_d^2 \sin^2\beta + L_q^2 \cos^2\beta)} \right] \quad (3.26)$$

A Figura 3.4 apresenta o diagrama fasorial para o modo de operação com fluxo resultante constante:

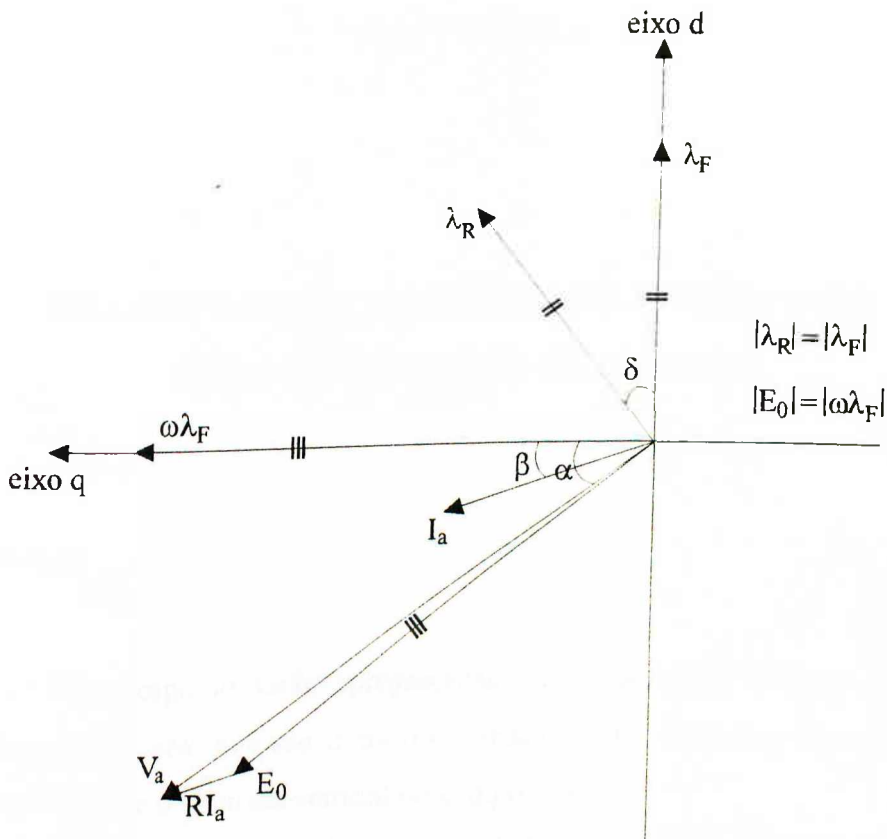


Figura 3.4. Diagrama fasorial para o modo de operação com fluxo resultante constante.

3.6. Conclusão

Neste capítulo foram apresentados alguns modos de operação em regime permanente. Como foi visto, o modo mais utilizado por um longo período tem sido o que possui a corrente de eixo direto nula, devido ao fato de não provocar a desmagnetização do ímã permanente. Pesquisas mais recentes sobre novos materiais que possuem alta remanência e coercitividade, vieram a propiciar o uso de $i_d \neq 0$, o que tornou possível o estudo de outros modos, como por exemplo, fator de potência unitário e fluxo resultante constante [6].

Estudos têm mostrado que nem sempre o modo de operação em que se faz $i_d = 0$ é o mais conveniente. A escolha do modo mais adequado depende de uma série de fatores, tais como: característica do rotor (ímã na superfície ou no interior do rotor ou rotor enrolado), longo tempo trabalhando em velocidades constantes, exigência de uniformidade do torque (ausência de pulsação), tipo de inversor, etc [6].

CAPÍTULO 4

FILOSOFIAS DE CONTROLE DE VELOCIDADE PARA OS MOTORES SÍNCRONOS

4.1. Introdução

Neste capítulo serão apresentadas três filosofias de controle de velocidade para os motores síncronos, que são o controle escalar do tipo histerese (on-off), o controle escalar do tipo rampa e o controle vetorial ou campo orientado.

Basicamente o controle de velocidade é feito pelo controle do torque. Na Equação (2.40), se o valor de T_a é nulo, a velocidade ω é constante. Se T_a é diferente de zero a velocidade é variável. A Equação (2.41) pode ser reescrita como:

$$T_a = T_e - T_m - D\dot{\omega} \quad (4.1)$$

A Equação (2.40) mostra a relação entre o torque T_a e a aceleração $\dot{\omega}$.

$$T_a = \frac{2J}{p} \dot{\omega} \quad (4.2)$$

O torque pode ser monitorado pelo controle das correntes de fase, ou mais precisamente, pelo controle do vetor corrente apresentado nas Equações (2.53). Se é desejado alterar a velocidade ($\dot{\omega} \neq 0$) o vetor corrente de fase pode ser ajustado para a máxima corrente permitida pelos enrolamentos. Quando a velocidade de referência é alcançada, as correntes de fase devem ser diminuídas. Isto produzirá uma redução em T_e , da Equação (4.1), até que se tenha $T_a = 0$ e $\dot{\omega} = 0$ se $\omega = \omega_{ref}$.

O ângulo do vetor corrente pode ser ajustado pelos valores de I_d e I_q . Nas máquinas à imã permanente, em geral, usa-se $i_d = 0$. Conforme o Capítulo 3, entretanto, o desenvolvimento de novos materiais para ímãs permanentes tem permitido o uso de outros modos de operação, como fator de potência unitário ou uso de fluxo resultante constante. Entretanto, o modo usado quase na totalidade dos casos é $i_d = 0$.

Após a escolha do modo de operação, isto é, após a definição do vetor corrente, deve optar-se por um tipo de controle para comandar as chaves eletrônicas do inversor (Figura 2.2) [2], [9].

Serão descritos a seguir os tipos de controle mais comumente utilizados.

4.2. Controle escalar do tipo histerese (On-Off)

A Figura 4.1 mostra um controlador trifásico do tipo histerese. O erro entre a corrente de referência e a corrente de fase é aplicado a um comparador com histerese, o qual possui uma banda de largura m . Sempre que a corrente de fase desviar-se do valor de referência por mais que a metade da banda de histerese, o controlador comanda o estado de chaveamento (on-off) para forçar a corrente a permanecer dentro desta banda.

Um bom controle da corrente de fase é possível definindo-se bandas de histerese pequenas, porém isto demanda uma alta frequência de chaveamento para o inversor. Deve-se tomar cuidado para não exceder a capacidade de chaveamento dos dispositivos de potência do inversor. A corrente de fase contém, portanto, harmônicos que produzem *ripples* de torque em alta frequência. Porém, a inércia do motor filtra efetivamente a saída destes, de forma que a velocidade esteja virtualmente livre de *ripple*.

Os sinais de saída dos comparadores, S_1 , S_2 e S_3 são usados para produzir os pulsos de comando das chaves de potência da Figura 2.2. O estado das chaves depende dos resultados da comparação. A fase do motor é conectada ao terminal positivo da fonte CC se a corrente nesta fase é menor do que $i_{ref} - m/2$ e conectada ao terminal negativo da fonte CC caso a corrente seja maior do que $i_{ref} + m/2$.

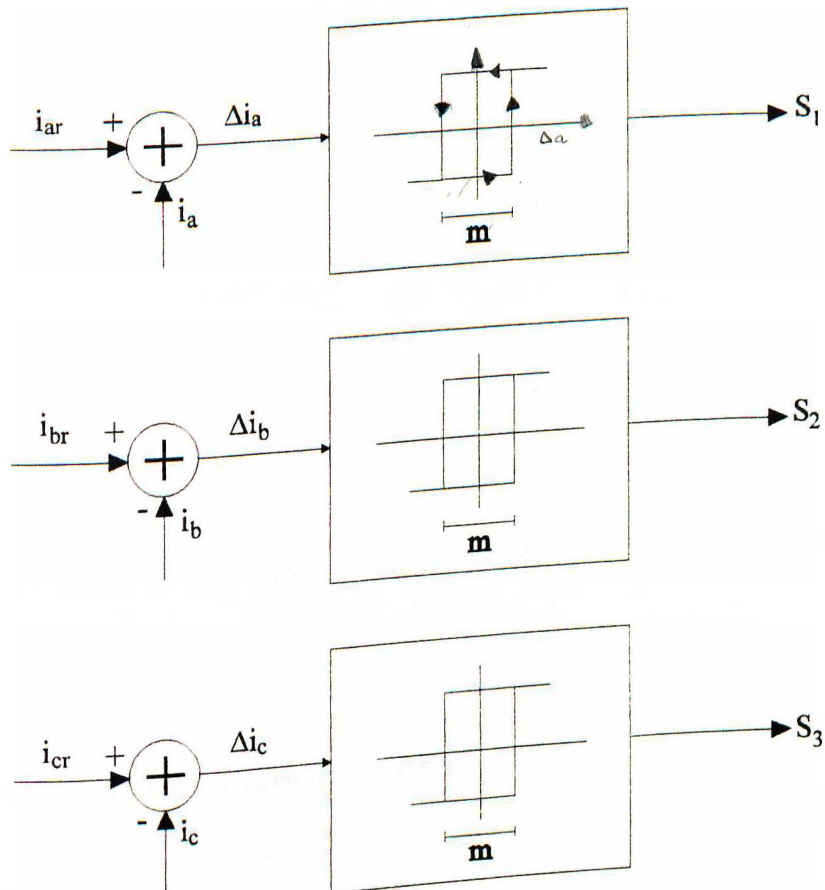


Figura 4.1. Esquema de um controle escalar do tipo histerese: i_{ar} , i_{br} e i_{cr} são as referências de corrente e i_a , i_b e i_c são os valores instantâneos das correntes de fase.

A relação entre o erro de corrente e a conexão da fase do motor aos terminais do inversor é mostrada a seguir:

4.2.1. Conexão ao terminal negativo do inversor

$$i_{ph} > i_{ref} + \frac{m}{2} \quad (4.3)$$

Da Figura 4.1:

$$\Delta i = i_{ref} - i_{ph} \quad (4.4)$$

$$i_{ph} = i_{ref} - \Delta i \quad (4.5)$$

Substituindo (4.5) em (4.3), temos:

$$i_{ref} - \Delta i > i_{ref} + \frac{m}{2} \quad (4.6)$$

Então:

$$\Delta i < -\frac{m}{2} \quad (4.7)$$

Portanto, se $\Delta i < -m/2$, a fase deve ser conectada ao terminal negativo do inversor.

4.2.2. Conexão ao terminal positivo do inversor

$$i_{ph} < i_{ref} - \frac{m}{2} \quad (4.8)$$

Substituindo (4.5) em (4.8), temos:

$$i_{ref} - \Delta i < i_{ref} - \frac{m}{2} \quad (4.9)$$

Então:

$$\Delta i > \frac{m}{2} \quad (4.10)$$

Se $\Delta i > m/2$, a fase deve ser conectada ao terminal positivo do inversor.

Este controle tem uma boa resposta dinâmica. Se a tensão contínua da fonte for suficientemente alta, a resposta de corrente será quase instantânea. O *ripple* é função da banda m do comparador.

O controle do tipo histerese apresenta uma frequência variável de chaveamento. Em certas aplicações onde o motor deve operar em uma larga faixa de velocidades, esta

característica de frequência não constante pode ser inconveniente.

A Tabela 4.1 apresenta as tensões de linha em função dos erros das correntes. Nesta tabela, P significa erro positivo excedendo $m/2$ e N significa erro negativo excedendo negativamente $-m/2$, conforme visto anteriormente. Os números 1 e 0 correspondem às posições das chaves eletrônicas da Figura 2.2.

Tabela 4.1. Posições das chaves do inversor e tensões de linha em função dos erros de corrente de fase para o controle escalar do tipo histerese.

Erros de Corrente			Posição das Chaves			Tensões de Linha		
Δi_a	Δi_b	Δi_c	S_1	S_2	S_3	V_1	V_2	V_3
N	P	P	0	1	1	-V	0	V
N	P	N	0	1	0	-V	V	0
N	N	P	0	0	1	0	-V	V
P	P	N	1	1	0	0	V	-V
P	N	P	1	0	1	V	-V	0
P	N	N	1	0	0	V	0	-V
N	N	N	0	0	0	0	0	0
P	P	P	1	1	1	0	0	0

4.3. Controle escalar do tipo rampa

A Figura 4.2. mostra o esquema de um controle escalar do tipo rampa para uma fase. A corrente de fase é comparada com a corrente de referência e um erro é gerado. Este erro é comparado com uma forma de onda de tensão triangular fixa e a saída é aplicada a um detector de cruzamento por zero para gerar o estado das chaves do inversor. O inversor, portanto, trabalha com uma frequência constante, definida pela onda triangular. A Figura 4.3 apresenta a forma da tensão obtida, se este controle é usado para suprir diretamente uma fase. Nesse caso, os níveis baixo e alto correspondem às posições 0 e 1 das chaves da Figura 2.2,

respectivamente.

A desvantagem deste controle é que pode haver um atraso entre o instante em que a referência muda e o instante em que a ação corretiva da chave do inversor ocorre. Se este atraso for menor do que um décimo da constante de tempo elétrica do estator, a prática tem mostrado que o atraso terá um efeito desprezível sobre a característica do sistema [9].

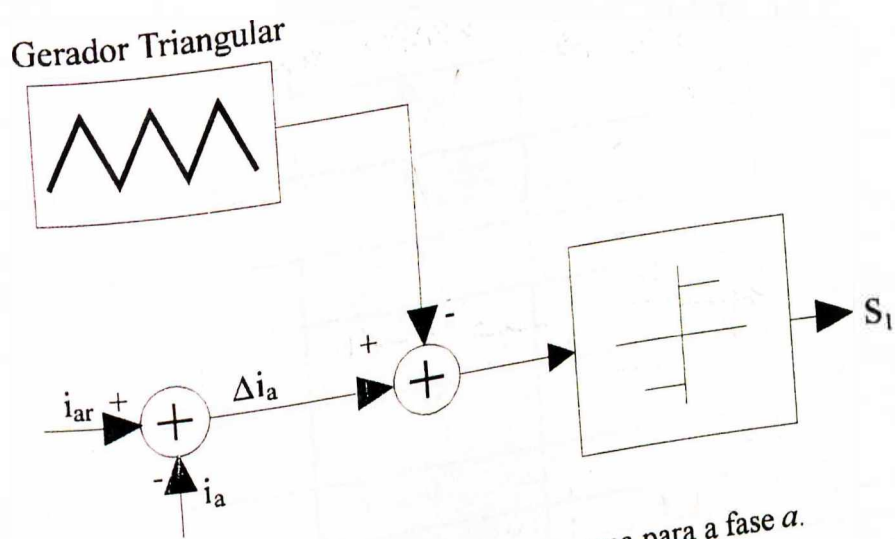
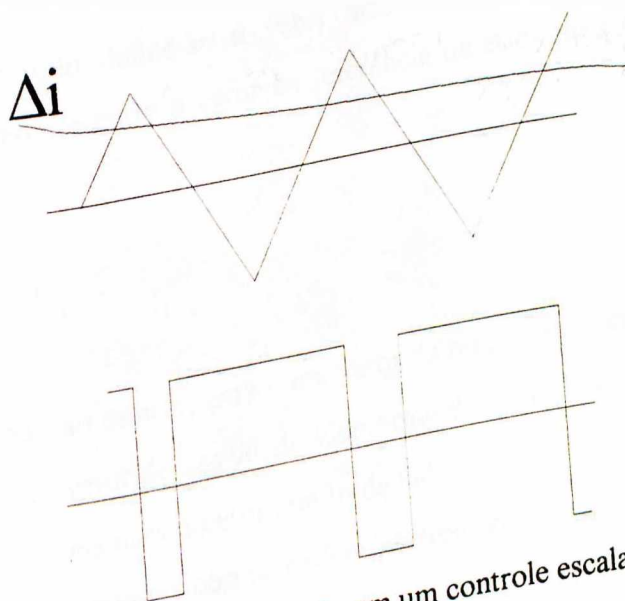


Figura 4.2. Controlador do tipo rampa para a fase α .



Forma de onda da tensão em um controle escalar do tipo rampa.

4.4. Controle vetorial (campo orientado)

De acordo com a Figura 2.2, as chaves S_1 , S_2 e S_3 podem assumir oito conjuntos possíveis de posições. Usando as Equações (2.53) pode ser organizada a Tabela 4.2, a qual apresenta as posições dos vetores em função das tensões V_1 , V_2 e V_3 .

Tabela 4.2. Posições do vetor tensão de linha.

Ordem	V_1	V_2	V_3	V_L
1	V	0	-V	$\sqrt{3}Ve^{j0}$
2	0	V	-V	$\sqrt{3}Ve^{j\frac{\pi}{3}}$
3	-V	V	0	$\sqrt{3}Ve^{j\frac{2\pi}{3}}$
4	-V	0	V	$\sqrt{3}Ve^{j\pi}$
5	0	-V	V	$\sqrt{3}Ve^{j\frac{4\pi}{3}}$
6	V	-V	0	$\sqrt{3}Ve^{j\frac{5\pi}{3}}$
7	0	0	0	0
8	0	0	0	0

Neste método define-se o vetor erro de corrente ou vetor de desvio de corrente, dado pela diferença entre o vetor de referência de corrente e o vetor das correntes instantâneas do estator:

$$\Delta i = i_r - i_{ph} \quad (4.11)$$

É aplicado ao estator, então, um vetor de tensão apropriado para produzir uma redução na magnitude do vetor de desvio Δi . Conforme é mostrado na Tabela 4.2 e na Figura 4.4, há oito estados possíveis para o vetor tensão de linha. Dois desses estados correspondem a tensão zero, quando todas as chaves estão na posição 1 ou na posição 0.

Para reduzir o vetor de desvio Δi há dois tipos de controle:

a) A Figura 4.4 mostra o vetor Δi e o vetor das tensões de linha V_L , apropriado para reduzir o desvio Δi até zero após um intervalo de tempo Δt . Este vetor V_L deve ser determinado através das equações do modelo do motor.

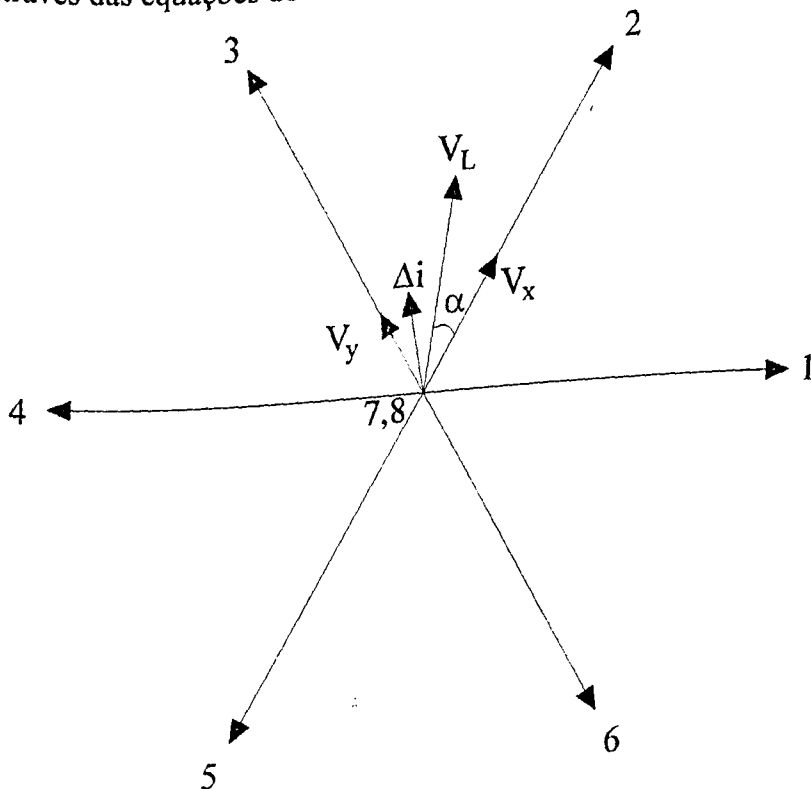


Figura 4.4. Vetores de espaço das tensões de linha.

O vetor tensão que tem a maior componente na direção de V_L é selecionado para ser aplicado ao motor. Neste caso, o vetor número 2 da Figura 4.4 seria escolhido.

Neste método, três comparadores sem histerese são usados para detectar Δi . Na realidade, bastariam dois comparadores, pois na ligação com neutro isolado tem-se sempre soma nula para as correntes de fase. A frequência do inversor sempre está limitada a um valor máximo. Assim, é introduzida uma histerese no tempo de chaveamento dos semicondutores.

b) No controle anterior não é possível aplicar exatamente a tensão, ou o vetor tensão V_L . Uma vez determinado tal vetor que, se aplicado ao motor durante um intervalo Δt ,

irá reduzir o desvio Δi_r , a zero ao final deste intervalo, podem ser determinadas as componentes V_x e V_y , como mostra a Figura 4.4. O intervalo Δt deve ser dividido em três períodos:

$$\Delta t = T_x + T_y + T_0 \quad (4.12)$$

Durante o período T_x será aplicado o vetor número 2, durante o período T_y será aplicado o vetor número 3 e, finalmente, durante o período T_0 será aplicado o vetor nulo, número 7 ou 8. Isso deve ser feito de tal forma que se consiga um vetor médio no intervalo Δt , igual ao vetor ótimo V_L . Se a magnitude ou módulo dos vetores numerados de 1 a 6 for igual a U , pode-se escrever que:

$$\frac{T_x}{\Delta t} = \sqrt{3} \frac{|v_L|}{U} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad (4.13)$$

$$\frac{T_y}{\Delta t} = \sqrt{3} \frac{|v_L|}{U} \operatorname{sen}\alpha \quad (4.14)$$

$$T_0 = \Delta t - T_x - T_y \quad (4.15)$$

onde: $0 < \alpha < \frac{\pi}{3}$

Em contraste com o controle descrito em (a), neste caso a frequência do inversor é constante. O *ripple* de corrente obtido neste método é menor do que no método precedente. A frequência no método (b) pode ser fixada exatamente.

Este método é também denominado de preditivo. O vetor tensão médio deve ser aplicado durante um intervalo Δt . Se há condições de se determinar previamente a referência de corrente após o intervalo Δt , pode ser aplicado um vetor médio de tensão, de tal forma que o erro no vetor corrente seja efetivamente nulo após o intervalo Δt . O controle preditivo, portanto, decide sobre uma estratégia de controle com base em uma estimativa provável da trajetória do vetor corrente. O sistema trabalhará melhor se o torque da carga for previamente conhecido. Este método preditivo é mais eficiente em regime permanente, quando a referência de corrente é constante.

O cálculo exato do vetor ótimo a ser aplicado pode exigir um tempo de computação incompativelmente grande. Normalmente são usadas expressões simplificadas para esse cálculo, do seguinte tipo:

$$V(k) = e(k) + L \frac{d}{dt}[i(k)] + Ri(k) \quad (4.16)$$

Na solução por computador pode-se usar:

$$V(k) = e(k) + \frac{L}{\Delta t}[i(k+1) - i(k)] + Ri(k) \quad (4.17)$$

onde:

$V(k)$ é o vetor tensão a ser aplicado;

$e(k)$ é o vetor força contra eletromotriz;

$i(k)$ é o vetor corrente de fase no instante t_k ;

$i(k+1)$ é o vetor corrente de referência no instante t_{k+1} , ao final do período Δt .

Pode-se escrever: $\Delta t = t_{k+1} - t_k$

4.5. Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os métodos de controle mais usuais para o motor síncrono a ímã permanente.

Os problemas e as vantagens de cada processo de controle serão verificados através de simulações, no Capítulo 6. Segundo a literatura, o controle do tipo histerese associado ao modo de operação com $i_d = 0$, apresenta ótimos resultados em resposta transitória. Em regime permanente, entretanto, as outras filosofias de controle associadas aos demais modos de operação podem ser convenientes. Os controles do tipo rampa e vetorial preditivo trabalham com frequência constante. Essa característica é conveniente para o projeto do inversor, cuja frequência está limitada pelo tempo de resposta dos semicondutores.

CAPÍTULO 5

SIMULAÇÃO DA MÁQUINA SÍNCRONA À ÍMÃ PERMANENTE (MSIP)

5.1. Introdução

Neste capítulo será apresentada a simulação da MSIP. Foram feitas simulações utilizando-se o modelo da MSIP sem enrolamentos amortecedores apresentado no Capítulo 2. As formas de onda obtidas nas simulações serão apresentadas no Capítulo 6 e incluem o torque eletromagnético, a corrente e a tensão de fase, e a velocidade. Também foi desenvolvido o programa para o modelo da MSIP com enrolamentos amortecedores, estando apto a realizar as simulações.

A linguagem de programação utilizada foi a FORTRAN e o método de integração foi o método de Runge-Kutta de 4.^a ordem.

5.2. Diagrama para simulação

O diagrama de blocos para a simulação é apresentado na Figura 5.1. A corrente I_a pode ser vista como sendo uma referência de corrente. O ajuste de I_a para um determinado valor é equivalente a um ajuste no valor do torque eletromagnético. Um torque mecânico T_m , proporcional à velocidade, é aplicado ao eixo do motor de tal forma que a rotação atinja um valor de equilíbrio estável no momento em que os torques eletromagnético e mecânico se igualem.

A partir da corrente de referência I_a , são geradas as componentes i_{dref} , i_{dref} e i_{qref} , conforme o modo de operação desejado. O sistema foi considerado equilibrado, assim,

$i_{0ref} = 0$. Através de uma transformação inversa de Park, são calculadas as correntes de referência de fase: i_{aref} , i_{bref} e i_{cref} . Essas correntes são comparadas às correntes de fase instantâneas do estator e os erros são usados para gerar as tensões de alimentação v_1 , v_2 e v_3 , obedecendo à filosofia de controle adotada. Como o motor está modelado em variáveis $d-q$, é necessário que as tensões v_1 , v_2 e v_3 sejam transformadas. As saídas do sistema são as correntes, a rotação e a posição.

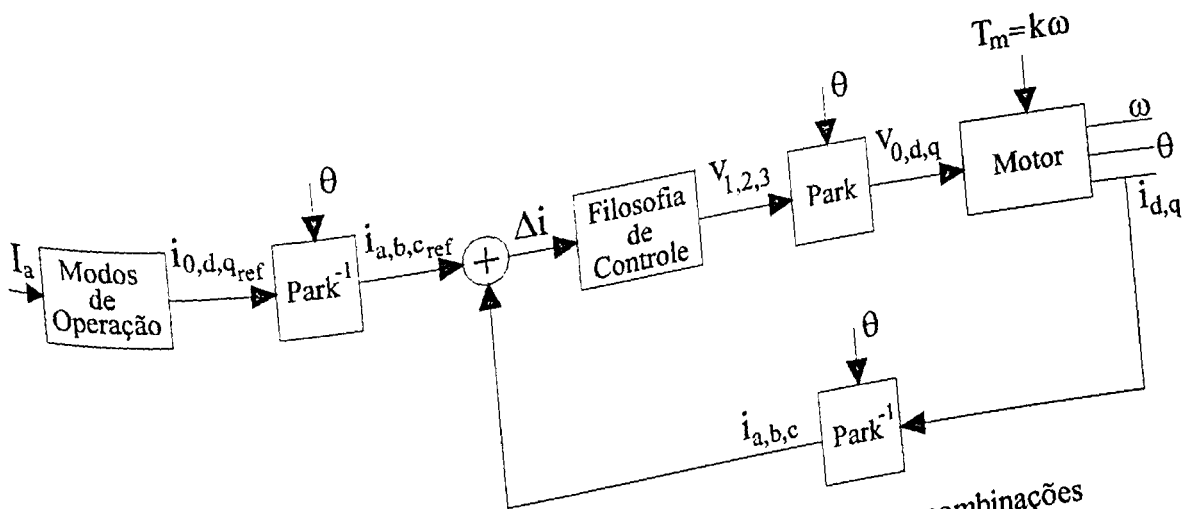


Figura 5.1. Diagrama de blocos para a simulação das diversas combinações

O esquema apresentado permite que a máquina seja simulada em regimes permanente e transitório. A rotação pode ser alterada através de I_a ou através da constante k usada na expressão de T_m .

5.3. Dados utilizados para efeito de simulação

Os dados utilizados nas simulações foram os seguintes:

$L_d = 0,00479$ H (indutância de eixo direto)

$L_q = 0,00779$ H (indutância de eixo em quadratura)

- $\lambda_F = 0,42$ Wb (fluxo concatenado pelo enrolamento de campo)
 $R = 0,0153$ Ω (resistência)
 $J = 0,01$ kgm² (momento de inércia)
 $D = 0,01$ Nm/rad/s (coeficiente de atrito viscoso)
 $V = 240$ V (tensão de linha)
 $I_a = 17,3$ A (vetor corrente nominal)
 $I_n = 10$ A (corrente eficaz nominal de fase)
 $p = 4$ (número de pólos)
 $H = 5 \times 10^{-6}$ seg (intervalo de integração)

5.4. Cálculo das correntes de referência utilizadas nas simulações, para os três modos de operação.

O bloco "modos de operação" da Figura 5.1 deve ser capaz de decompor o vetor corrente I_a nas componentes i_{dref} e i_{qref} , seguindo o modo de operação escolhido. Os itens a seguir apresentam as expressões usadas para este fim.

5.4.1. Modo de operação com $i_d = 0$

(5.1)

$$I_a = \sqrt{I_d^2 + I_q^2}$$

(5.2)

$$I_{dref} = 0$$

Substituindo (5.2) em (5.1), tem-se:

(5.3)

5.4.2. Modo de operação com fator de potência unitário

Da Equação (3.21):

$$\frac{I_d}{I_q} = \frac{V_d}{V_q} \quad (5.4)$$

Substituindo as Equações (3.1) e (3.2) em (5.4), obtém-se:

$$\frac{I_d}{I_q} = \frac{RI_d - \omega L_q I_q}{RI_q + \omega L_d I_d + \omega \lambda_F} \quad (5.5)$$

Substituindo a Equação (5.1) em (5.5), tem-se:

$$\frac{I_d}{\sqrt{I_a^2 - I_d^2}} = \frac{RI_d - \omega L_q \sqrt{I_a^2 - I_d^2}}{R\sqrt{I_a^2 - I_d^2} + \omega L_d I_d + \omega \lambda_F} \quad (5.6)$$

Após o desenvolvimento da Equação (5.6), resulta:

$$I_{dref} = \frac{-\lambda_F \pm \sqrt{\lambda_F^2 - 4(L_d - L_q)L_q I_a^2}}{2(L_d - L_q)} \quad (5.7)$$

$$I_{qref} = \sqrt{I_a^2 - I_{dref}^2} \quad (5.8)$$

Apenas a raiz positiva da Equação (5.7) satisfaz a Equação (5.8), portanto:

$$I_{dref} = \frac{-\lambda_F + \sqrt{\lambda_F^2 - 4(L_d - L_q)L_q I_a^2}}{2(L_d - L_q)} \quad (5.9)$$

5.4.3. Modo de operação com fluxo resultante constante

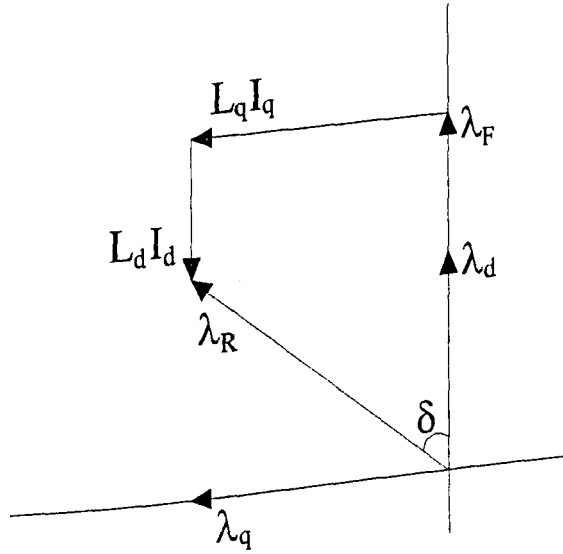


Figura 5.2. Diagrama fasorial do modo de operação com fluxo resultante constante

Da Figura 5.2:

(5.10)

$$\lambda_q = L_q I_q = \lambda_R \text{ sen} \delta$$

(5.11)

$$\lambda_d = L_d I_d + \lambda_F = \lambda_R \text{ cos} \delta$$

Como o fluxo deve ser mantido constante:

(5.12)

$$\lambda_R = \lambda_F$$

Manipulando-se as Equações (5.10), (5.11) e (5.12) juntamente com (5.1):

$$I_{dref} = \frac{-2L_d \lambda_F \pm \sqrt{4L_d^2 \lambda_F^2 - 4(L_d^2 - L_q^2) L_q^2 I_a^2}}{2(L_d^2 - L_q^2)} \quad (5.13)$$

(5.14)

$$I_{qref} = \sqrt{I_a^2 - I_{dref}^2}$$

Novamente, apenas a raiz positiva da Equação (5.13) satisfaz a Equação (5.14),

portanto:

$$I_{dref} = \frac{-2L_d\lambda_F + \sqrt{4L_d^2\lambda_F^2 - 4(L_d^2 - L_q^2)L_q^2I_a^2}}{2(L_d^2 - L_q^2)} \quad (5.15)$$

De posse das correntes de referência para os três modos de operação e das filosofias de controle apresentadas no Capítulo 4, foram realizadas as simulações para as nove combinações possíveis. Os resultados obtidos nestas simulações são apresentados no Capítulo 6.

5.5. Conclusão

Neste capítulo foi elaborado um esquema para a simulação da máquina síncrona à ímã permanente (MSIP). Também foram desenvolvidas as equações das correntes de referência de cada um dos modos de operação, utilizadas nas simulações para as diversas combinações possíveis.

CAPÍTULO 6

RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES DA MÁQUINA SÍNCRONA À ÍMÃ PERMANENTE (MSIP)

6.1. Introdução

Neste capítulo serão apresentados os resultados das simulações da MSIP para os três modos de operação: $i_d = 0$, fator de potência unitário e fluxo constante, analisados no Capítulo 3, juntamente com as três filosofias de controle: histerese, rampa e vetorial, estudadas no Capítulo 4, que nos fornecerão nove combinações diferentes. Tais resultados compreendem as formas de onda do torque eletromagnético, corrente e tensão de fase, e resposta de velocidade. Também serão apresentados os valores de K_v e K_M , definidos no item 3.2., para os três modos de operação sob diferentes valores de I_a e de velocidade.

6.2. Cálculo do ângulo β para os diferentes modos de operação

Para o cálculo dos índices K_v e K_M , definidos no Capítulo 3, faz-se necessário a obtenção do valor do ângulo β para cada um dos modos de operação. A seguir são apresentados os valores de β para tais modos e para diferentes valores da corrente I_a (10, 50 e 100%).

6.2.1. Modo de operação com $i_d = 0$

1. operação com $i_d = 0$, tem-se sempre $\beta = 0$.

6.2.2. Modo de operação com fator de potência unitário

Da Equação (3.17):

$$I_a = \frac{\lambda_F \text{sen} \beta}{L_q \cos^2 \beta + L_d \text{sen}^2 \beta} \quad (6.1)$$

Na Equação (6.1), para o valor de I_a nominal, isolando-se β e substituindo os demais fatores, tem-se $\beta = 18^\circ$. Para 50% de I_a tem-se $\beta = 9,14^\circ$ e para 10% de I_a tem-se $\beta = 1,84^\circ$.

6.2.3. Modo de operação com fluxo resultante constante

Da Equação (3.23):

$$I_a = \frac{2\lambda_F L_d \text{sen} \beta}{L_d^2 \text{sen}^2 \beta + L_q^2 \cos^2 \beta} \quad (6.2)$$

Utilizando-se o mesmo procedimento na Equação (6.2), obtém-se $\beta = 14,52^\circ$ para I_a nominal. Para 50% de I_a tem-se $\beta = 7,42^\circ$ e para 10% de I_a tem-se $\beta = 1,49^\circ$.

6.3. Cálculo dos fatores K_v e K_M para os três modos de operação

Das Equações (3.9) e (3.10) tem-se:

$$K_v = \frac{V_a}{\omega \lambda_F} = \frac{\sqrt{(R I_a \text{sen} \beta + \omega L_q I_a \cos \beta)^2 + (R I_a \cos \beta - \omega L_d I_a \text{sen} \beta + \omega \lambda_F)^2}}{\omega \lambda_F} \quad (6.3)$$

$$K_M = \left| \frac{L_d I_d}{\lambda_F} \right| = \left| \frac{L_d I_a \text{sen} \beta}{\lambda_F} \right| \quad (6.4)$$

onde K_v determina a capacidade que o inversor deverá ter e K_M determina o nível de desmagnetização do ímã permanente, conforme foi visto no Capítulo 3. Pode-se notar que as incógnitas na Equação (6.3) são β e ω , enquanto que na Equação (6.4) a incógnita é β .

Os valores de K_v e K_M para efeito de comparação entre os três modos de operação é apresentado nas Tabelas 6.1 e 6.2, respectivamente.

Tabela 6.1. Valores de K_v para 10%, 50% e 100% de I_a em diferentes velocidades, segundo os três modos de operação.

Veloc. (rad/s)	K_v								
	100% de I_a			50% de I_a			10% de I_a		
	$\beta=0^\circ$	$\beta=18^\circ$	$\beta=14,2^\circ$	$\beta=0^\circ$	$\beta=9,14^\circ$	$\beta=7,42^\circ$	$\beta=0^\circ$	$\beta=1,84^\circ$	$\beta=1,49^\circ$
$\omega=140$	1,0545	0,99187	1,0045	1,0150	0,9992	1,0022	1,00097	1,00033	1,00045
$\omega=160$	1,0540	0,99131	1,0039	1,0147	0,9989	1,0019	1,00091	1,00028	1,00039
$\omega=180$	1,0536	0,99087	1,0035	1,0145	0,9987	1,0017	1,00087	1,00023	1,00035
$\omega=200$	1,0532	0,99052	1,0031	1,0143	0,9985	1,0015	1,00083	1,00020	1,00032
$\omega=220$	1,0529	0,99024	1,0029	1,0142	0,9984	1,0014	1,00080	1,00017	1,00029

Tabela 6.2. Valores de K_M para 10%, 50% e 100% de I_a segundo os três modos de operação.

	K_M								
	100% de I_a			50% de I_a			10% de I_a		
	$\beta=0^\circ$	$\beta=18^\circ$	$\beta=14,2^\circ$	$\beta=0^\circ$	$\beta=9,14^\circ$	$\beta=7,42^\circ$	$\beta=0^\circ$	$\beta=1,84^\circ$	$\beta=1,49^\circ$
0	0,0609	0,0495	0	0	0,0157	0,0127	0	0,000634	0,000513

A Tabela 6.1 mostra que os valores de K_v são maiores para o modo com $i_d = 0$. Esses valores superam em cerca de 5% os valores apresentados para os outros modos de operação, em corrente nominal. A situação mais favorável para o conversor é aquela correspondente ao modo de operação com fator de potência unitário. Não há, entretanto, uma diferença muito acentuada entre os valores de K_v para este modo e os valores de K_v correspondentes ao modo com fluxo resultante constante.

Quanto aos valores de K_M da Tabela 6.2, percebe-se que a situação mais crítica, concernente ao problema da desmagnetização, é aquela correspondente ao modo com fator de potência unitário.

6.4. Apresentação das curvas obtidas através das simulações

De posse do equacionamento do motor, das correntes fornecidas pelos modos de operação e das filosofias de controle, foram simulados os nove casos possíveis, utilizando-se o método de integração Runge-Kutta de 4.^a ordem e a linguagem de programação FORTRAN.

Para efeito de simulação, o sistema é energizado a partir de condições iniciais nulas. Isso equivale a uma variação em degrau no vetor corrente de referência I_a . São observadas as respostas transitórias de torque eletromagnético e velocidade. A tensão e a corrente são analisadas em regime permanente, quanto à forma e diferença de fase.

No controle vetorial ou campo orientado, foi utilizado o método (b) visto no Capítulo 4, para a realização das simulações.

Para as três filosofias de controle, os parâmetros foram escolhidos de forma que a frequência de chaveamento ficasse em torno de 20 Khz, para a corrente nominal. No controle escalar do tipo histerese isso foi conseguido através do ajuste do valor de "m" da Figura 4.1. No controle escalar do tipo rampa, a frequência de 20 Khz foi obtida pelo ajuste da frequência da onda triangular. No controle vetorial, essa frequência foi ajustada através de um valor adequado para o período Δt definido na Equação (4.12).

A seguir serão plotadas as curvas obtidas em cada um dos nove casos.

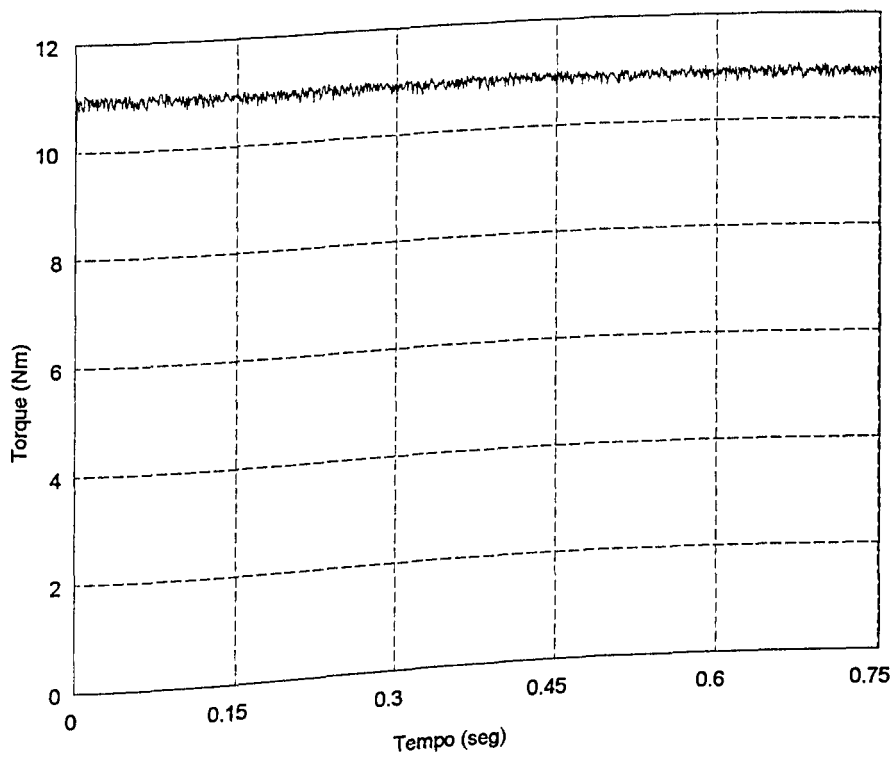


Figura 6.1. Torque eletromagnético para a combinação histerese- $i_d = 0$

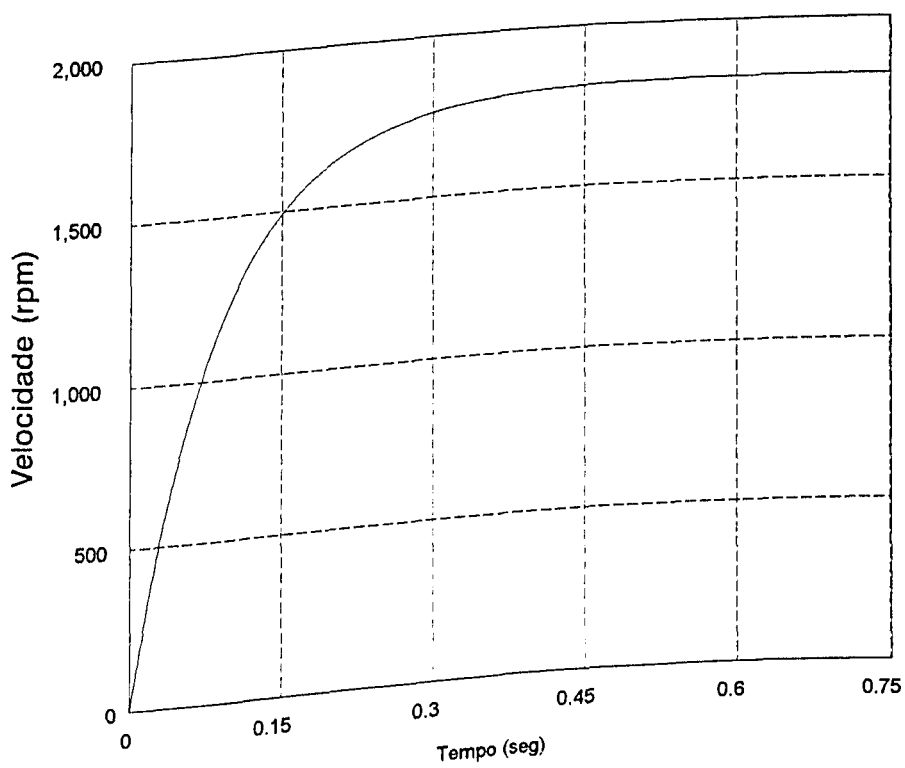


Figura 6.2. Velocidade para a combinação histerese- $i_d = 0$

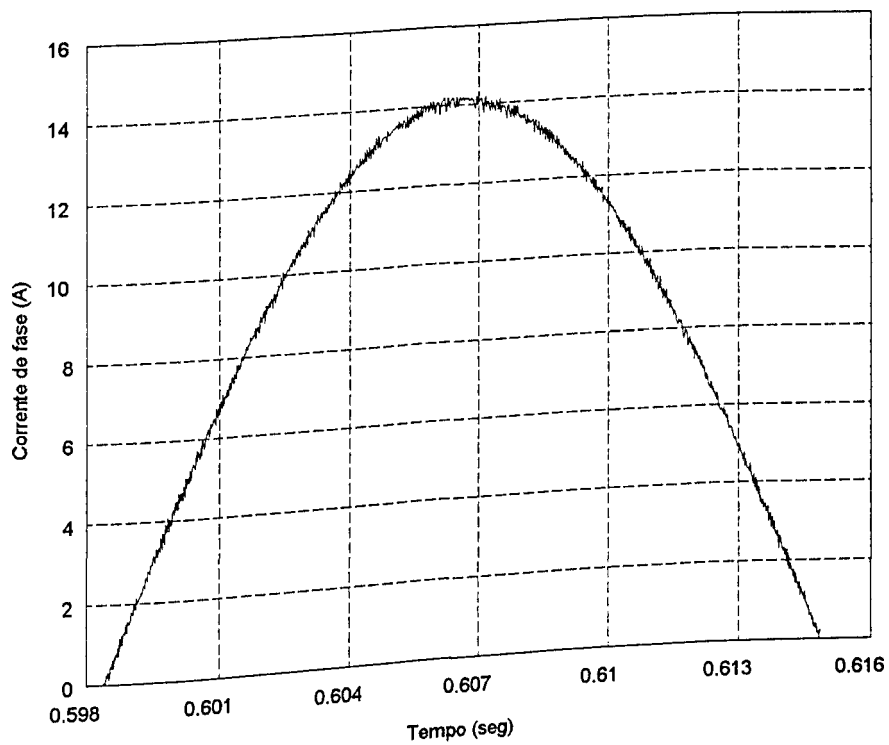


Figura 6.3. Corrente de fase para a combinação histerese- $i_d = 0$

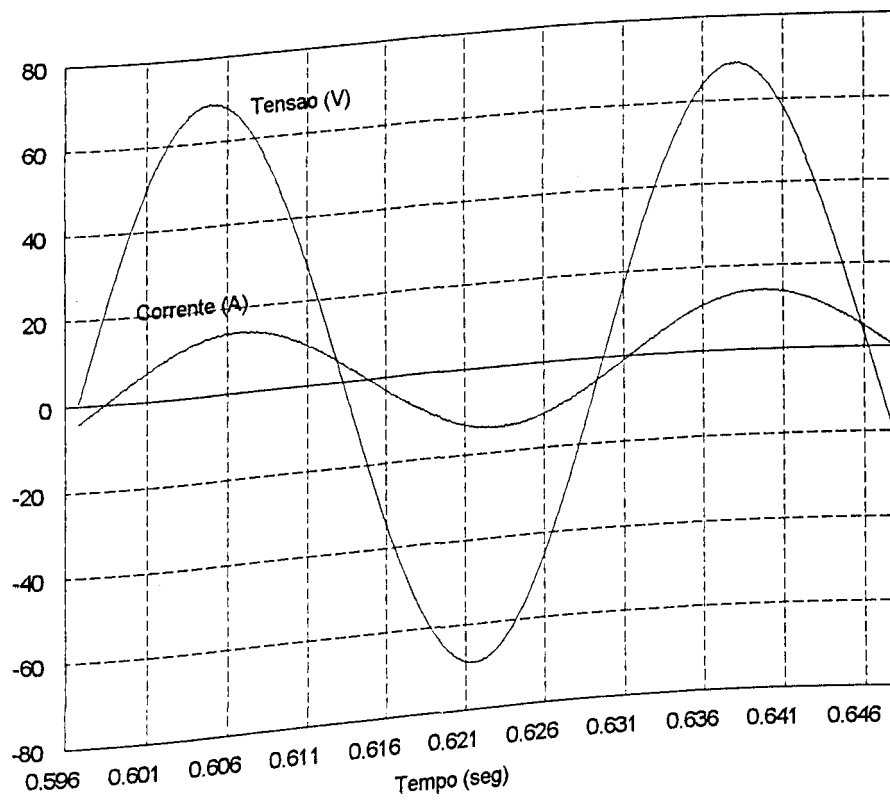


Figura 6.4. Tensão e corrente de fase para a combinação histerese- $i_d = 0$

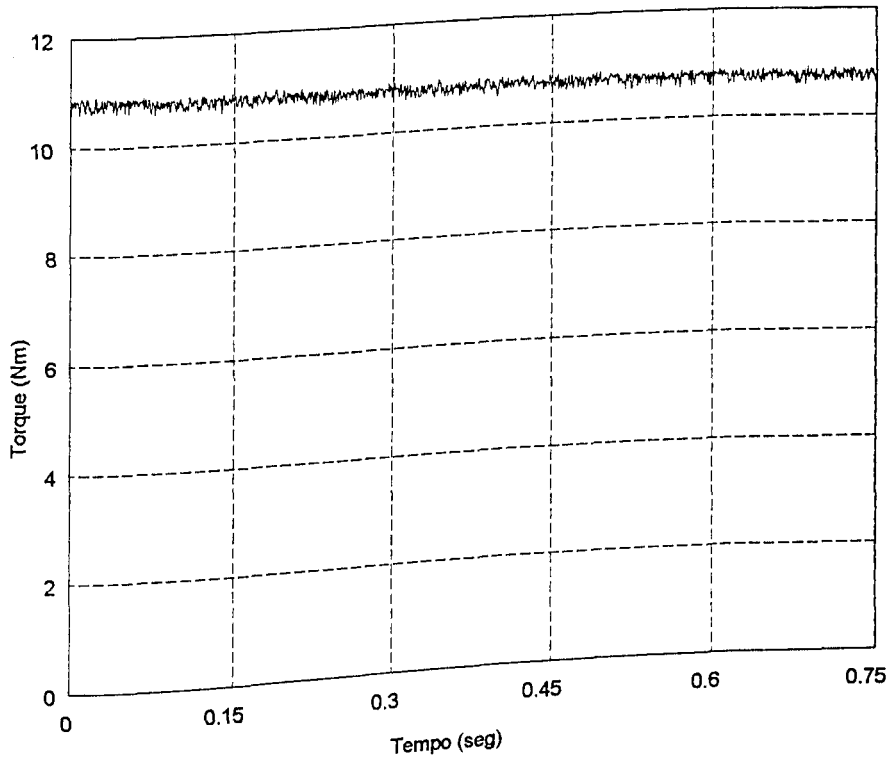


Figura 6.5. Torque eletromagnético para a combinação histerese-fator de potência unitário

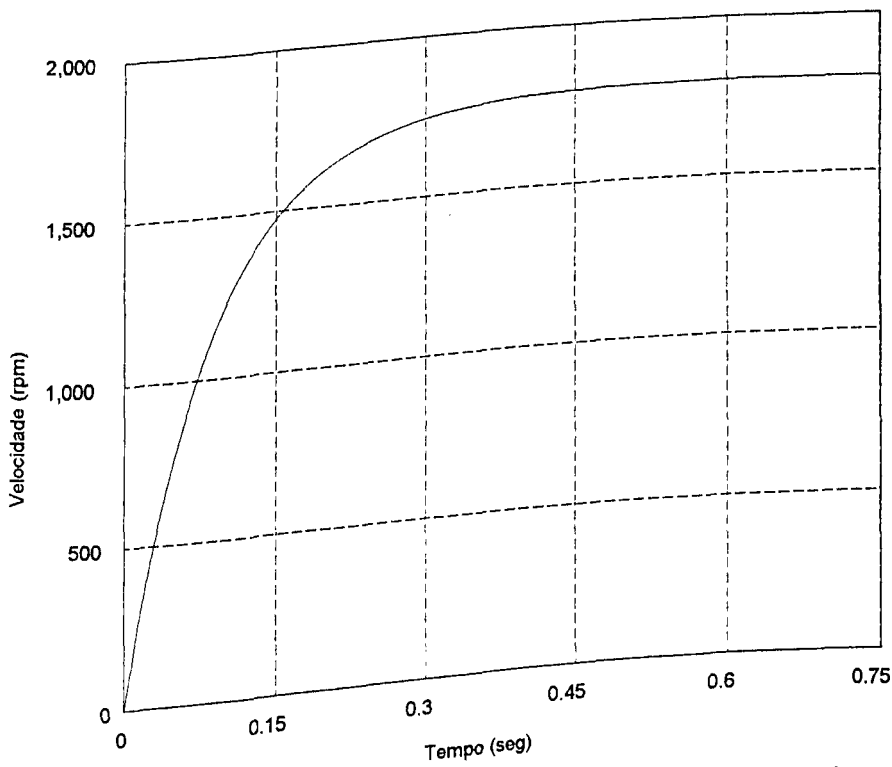


Figura 6.6. Velocidade para a combinação histerese-fator de potência unitário

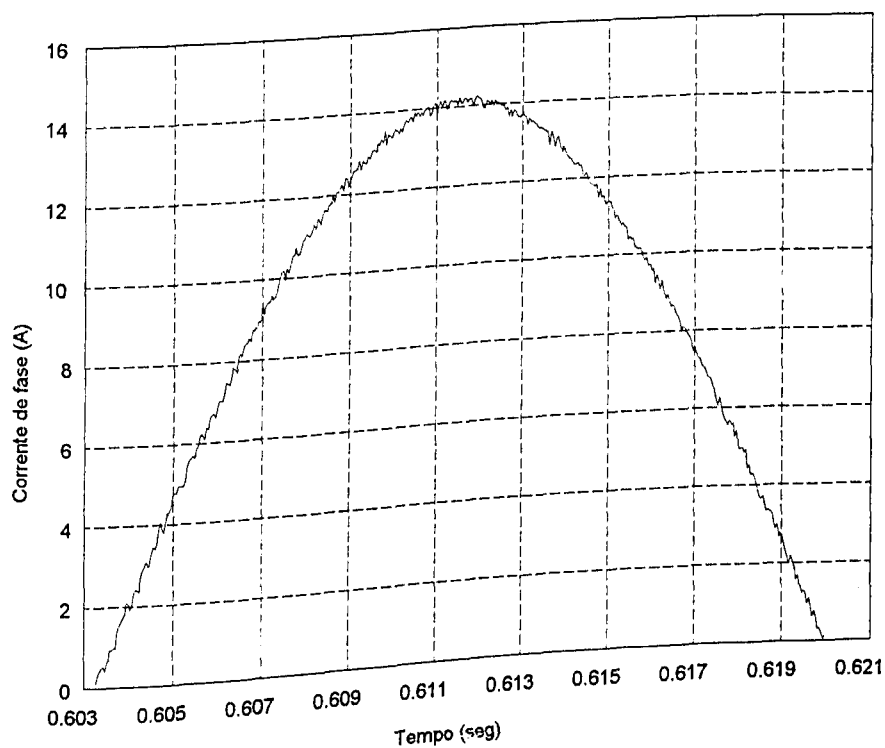


Figura 6.7. Corrente de fase para a combinação histerese-fator de potência unitário

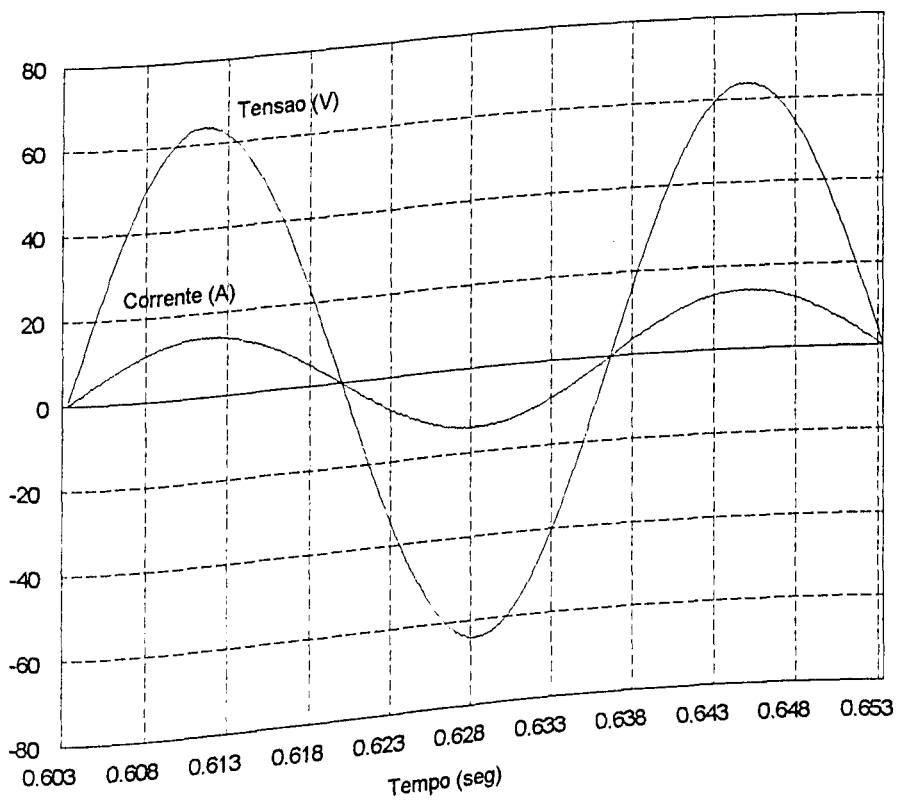


Figura 6.8. Tensão e corrente de fase para a combinação histerese-fator de potência unitário

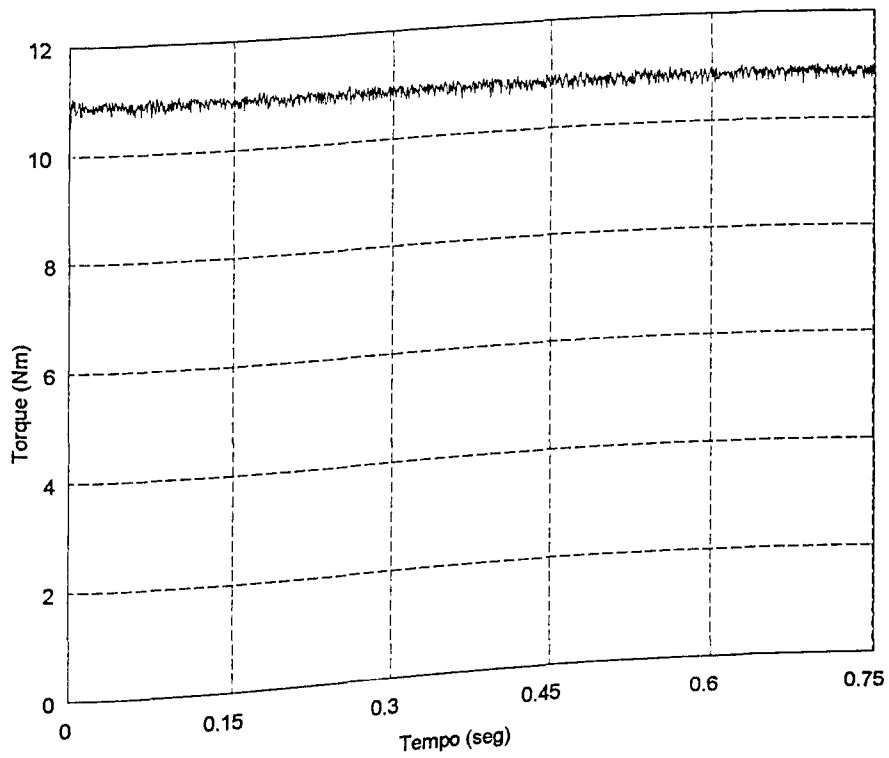


Figura 6.9. Torque eletromagnético para a combinação histerese-fluxo resultante constante

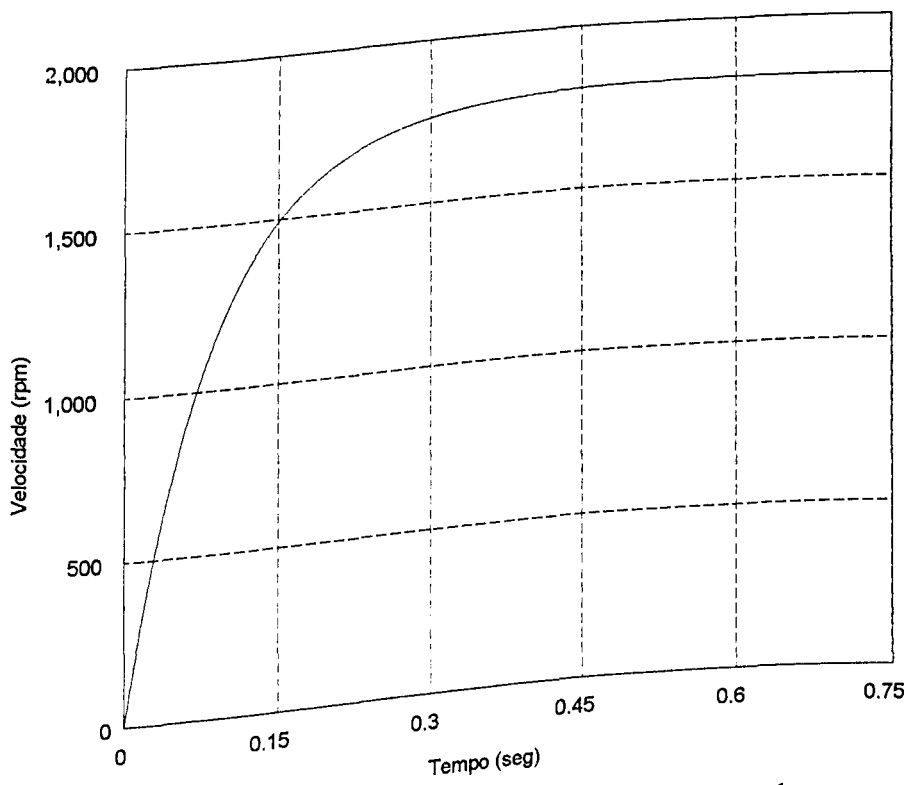


Figura 6.10. Velocidade para a combinação histerese-fluxo resultante constante

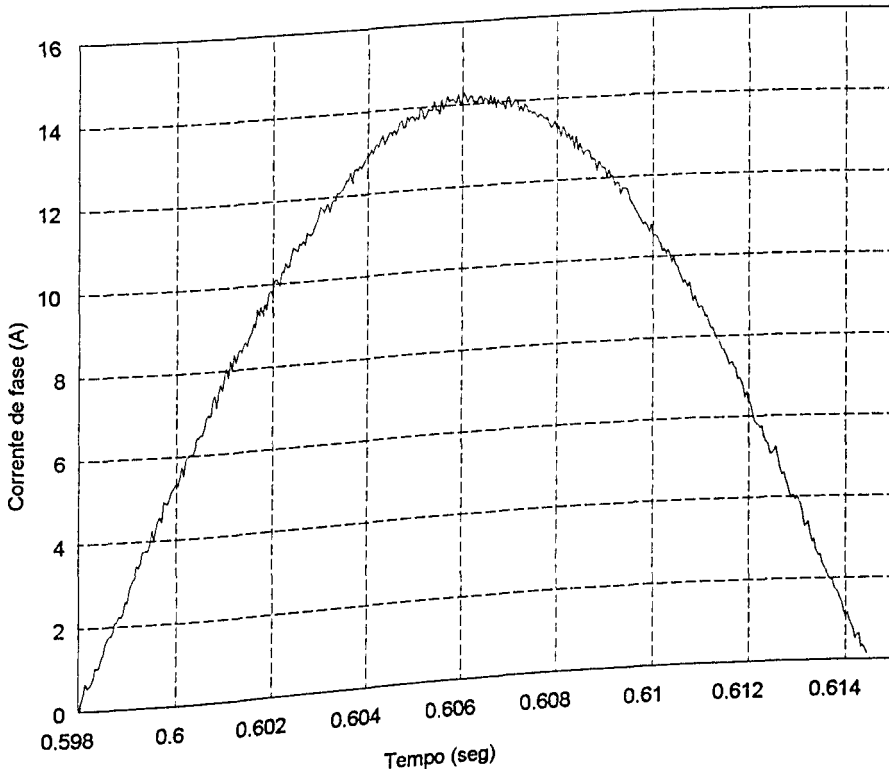


Figura 6.11. Corrente de fase para a combinação histerese-fluxo resultante constante

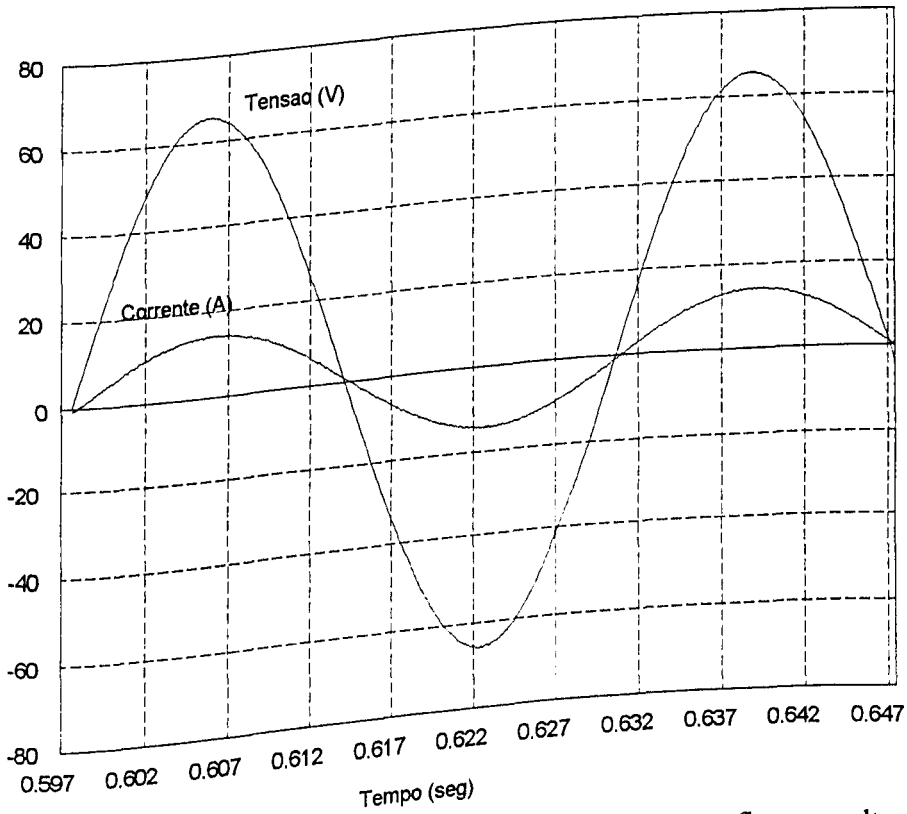


Figura 6.12. Tensão e corrente de fase para a combinação histerese-fluxo resultante constante

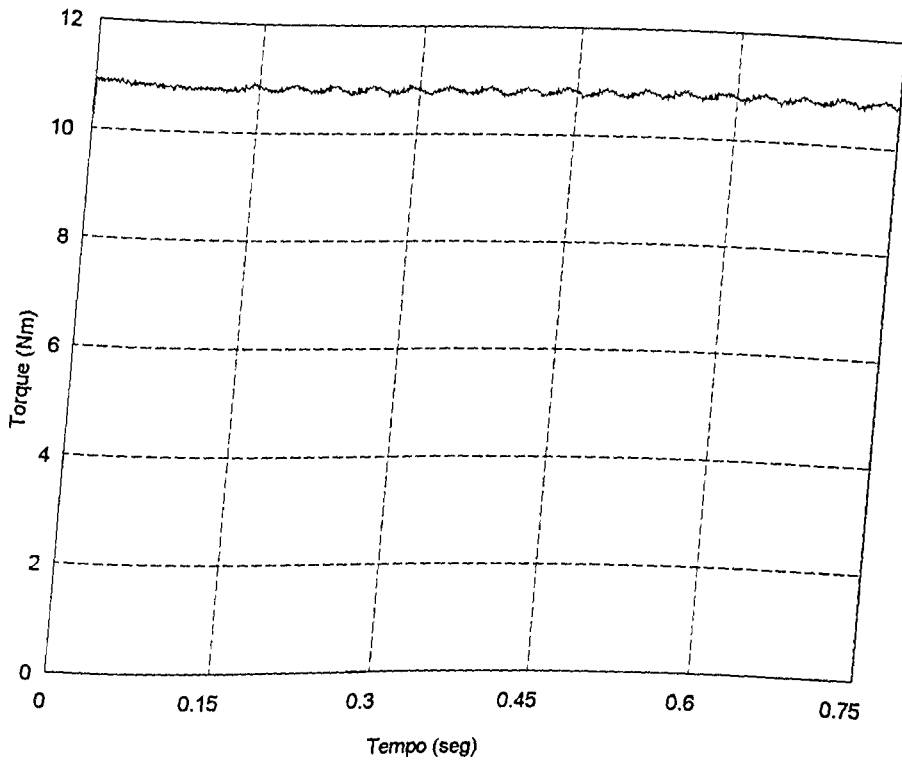


Figura 6.13. Torque eletromagnético para a combinação rampa- $i_d = 0$

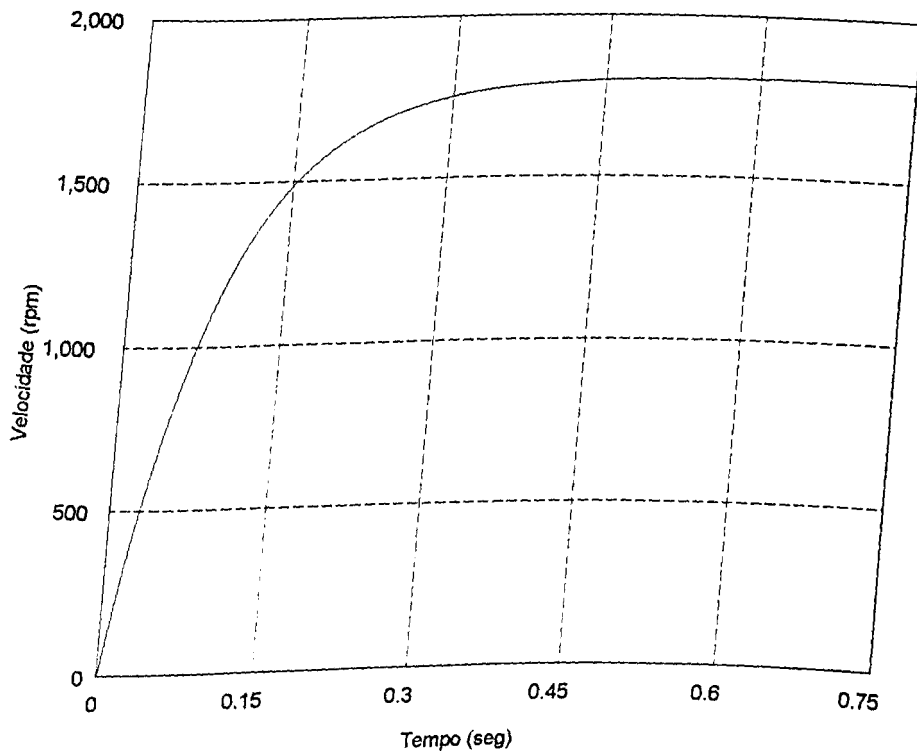


Figura 6.14. Velocidade para a combinação rampa- $i_d = 0$

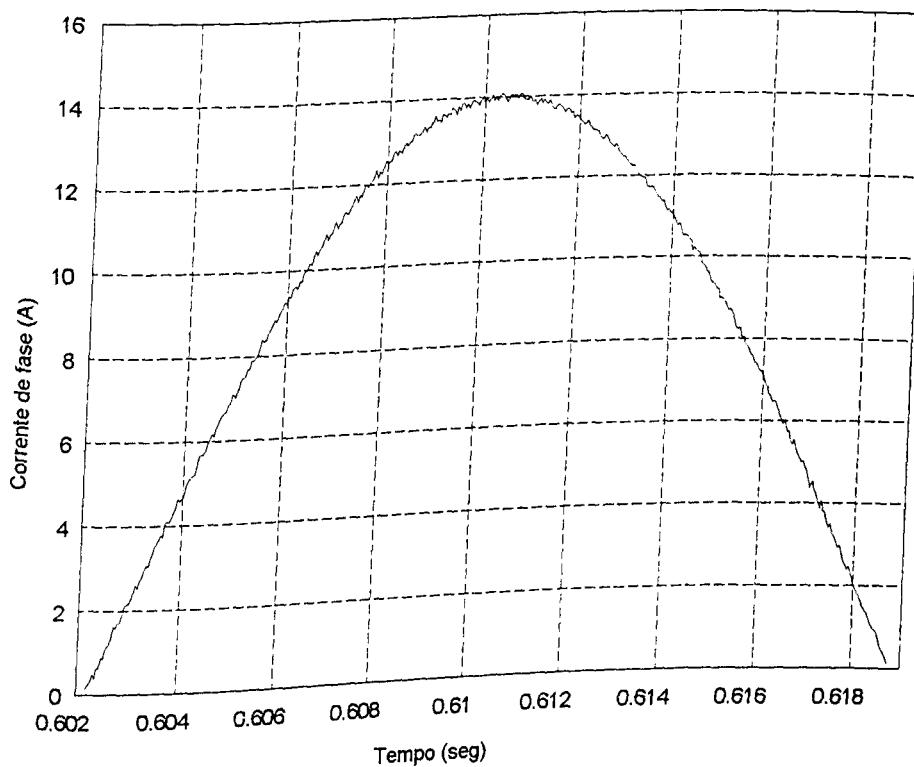


Figura 6.15. Corrente de fase para a combinação rampa- $i_d = 0$

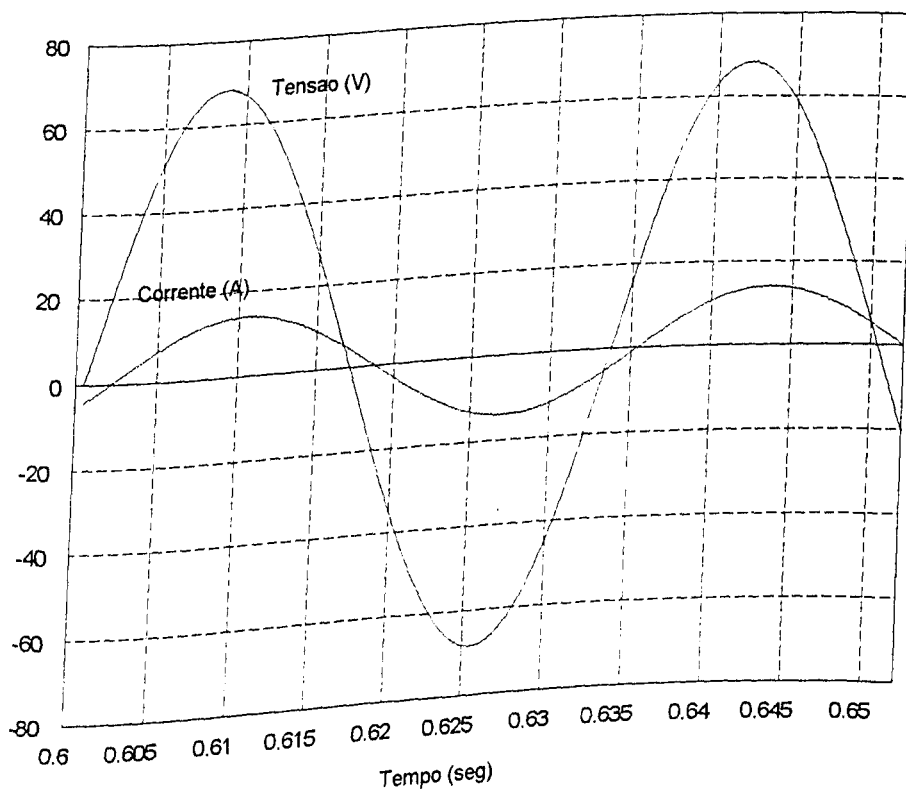


Figura 6.16. Tensão e corrente de fase para a combinação rampa- $i_d = 0$

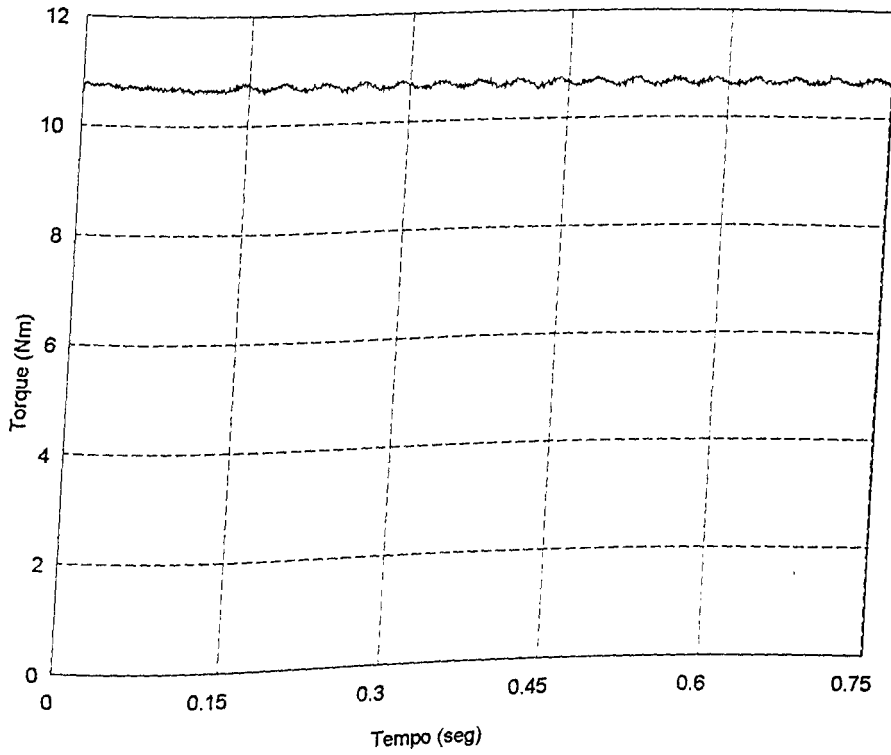


Figura 6.17. Torque eletromagnético para a combinação rampa-fator de potência unitário

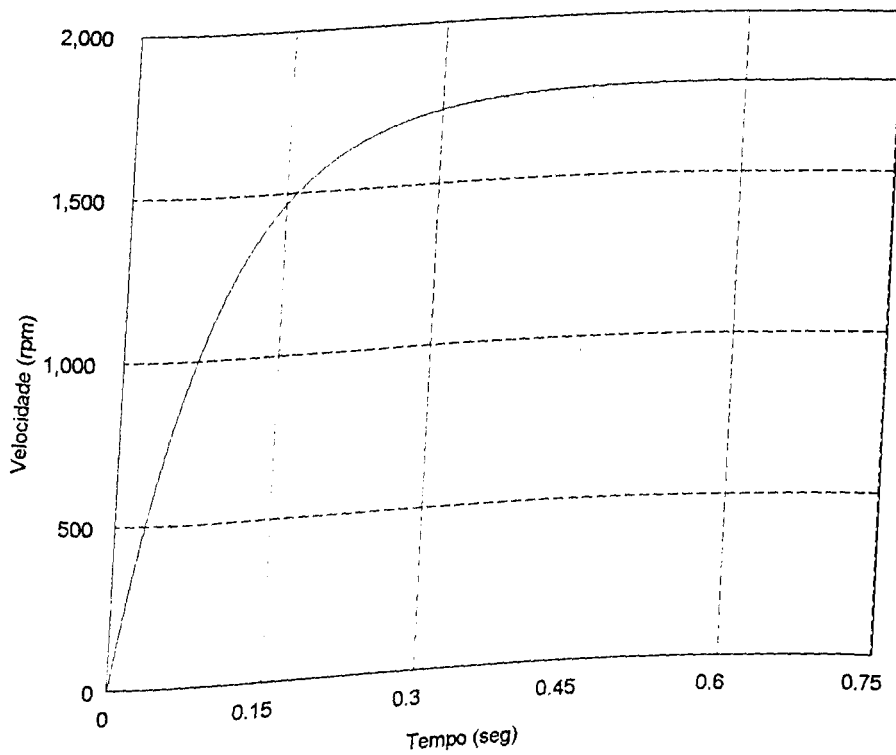


Figura 6.18. Velocidade para a combinação rampa-fator de potência unitário

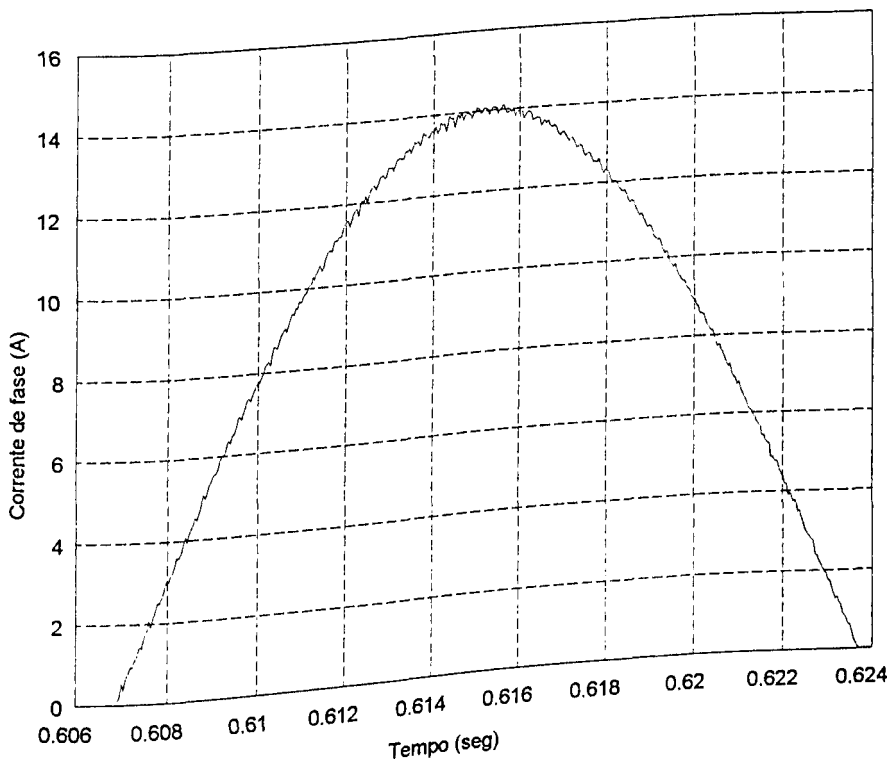


Figura 6.19. Corrente de fase para a combinação rampa-fator de potência unitário

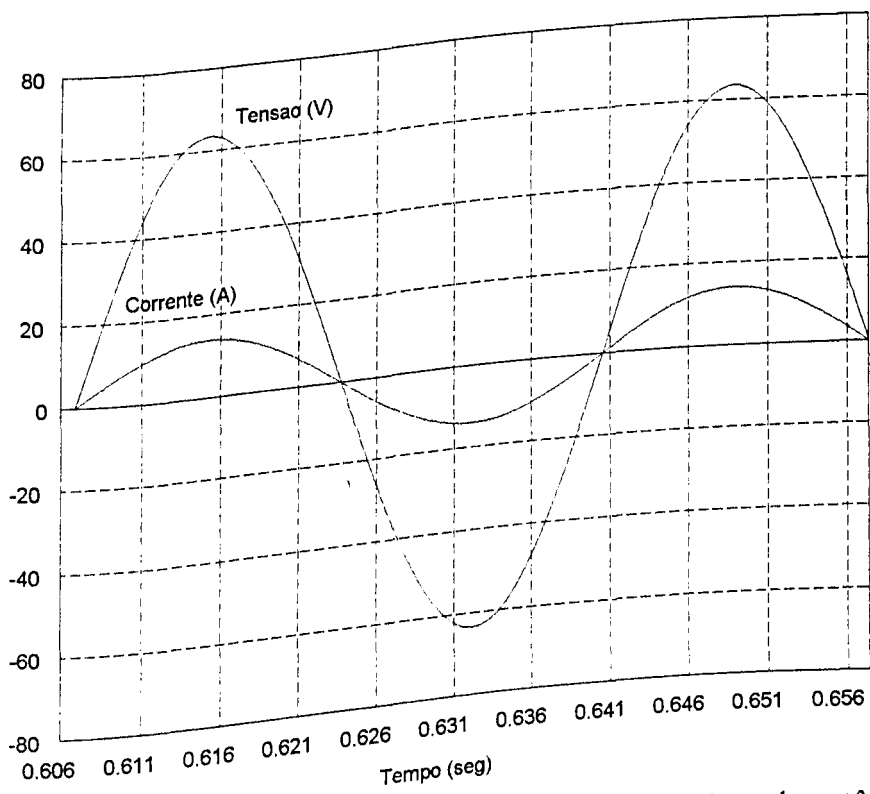


Figura 6.20. Tensão e corrente de fase para a combinação rampa-fator de potência unitário

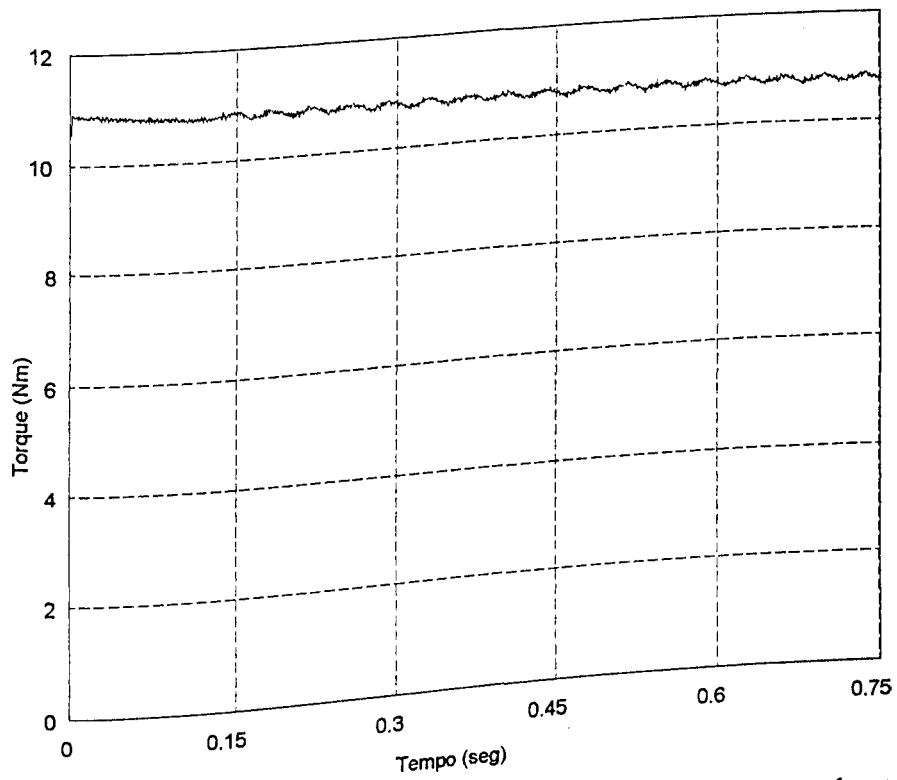


Figura 6.21. Torque eletromagnético para a combinação rampa-fluxo resultante constante

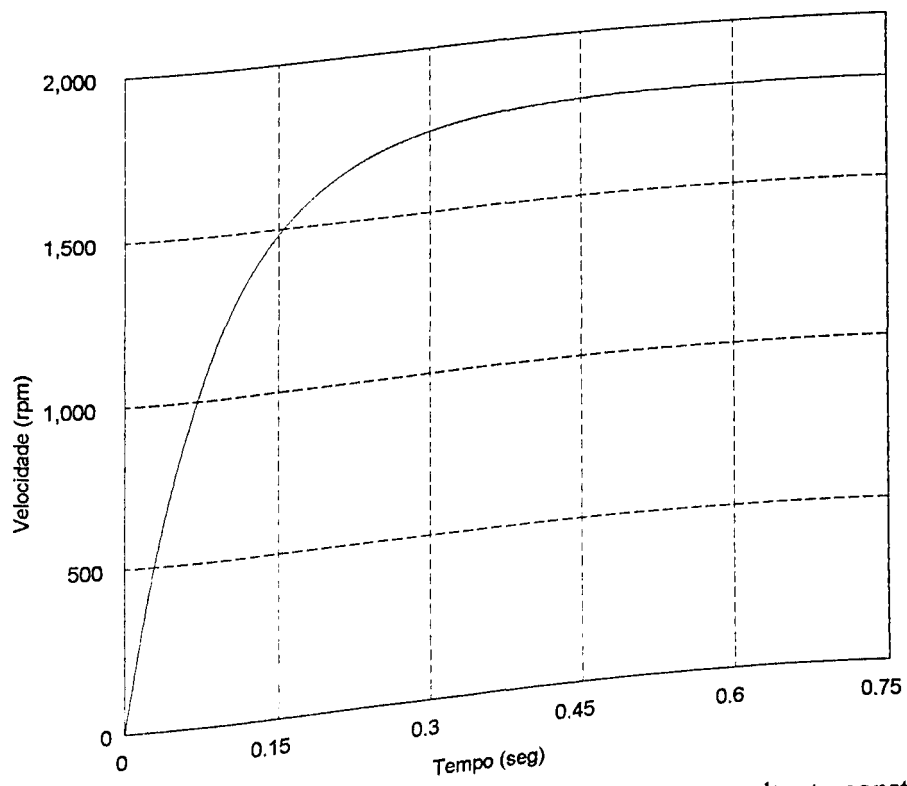


Figura 6.22. Velocidade para a combinação rampa-fluxo resultante constante

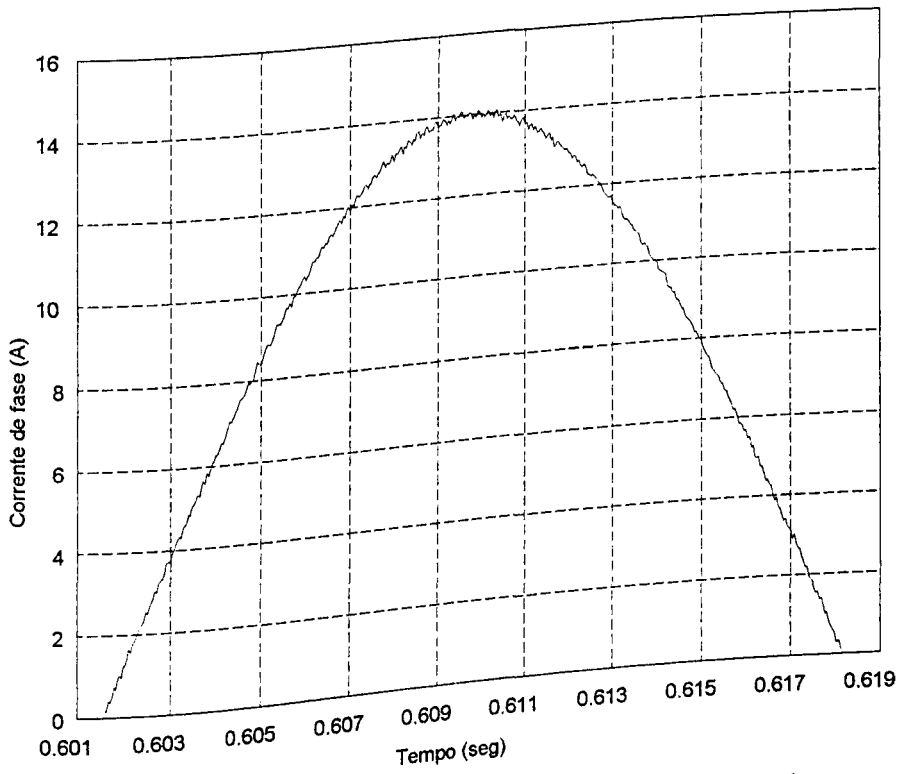


Figura 6.23. Corrente de fase para a combinação rampa-fluxo resultante constante

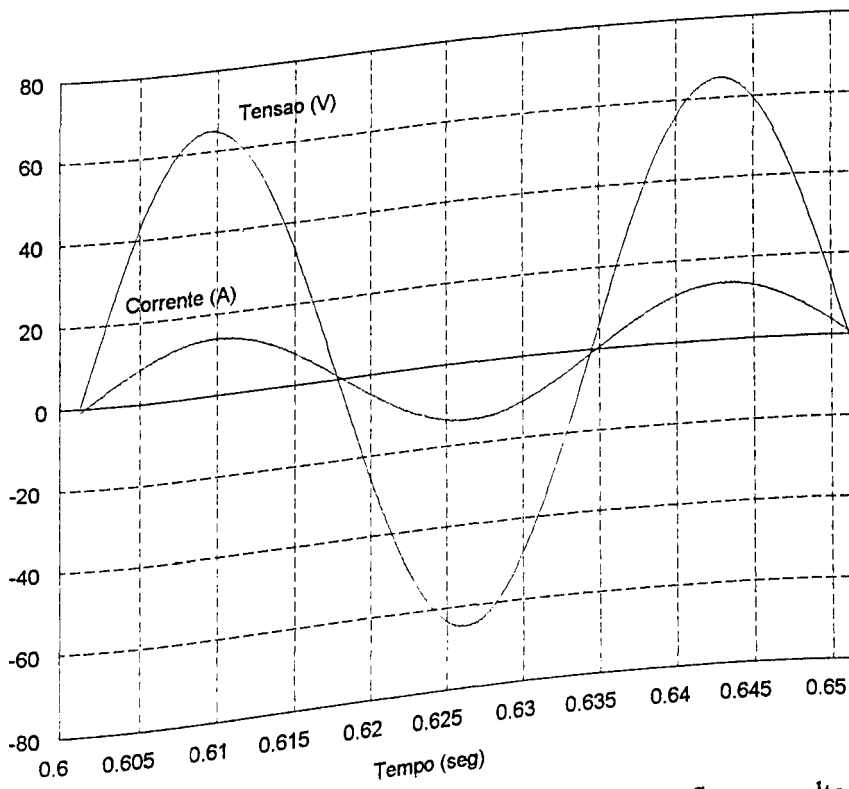


Figura 6.24. Tensão e corrente de fase para a combinação rampa-fluxo resultante constante

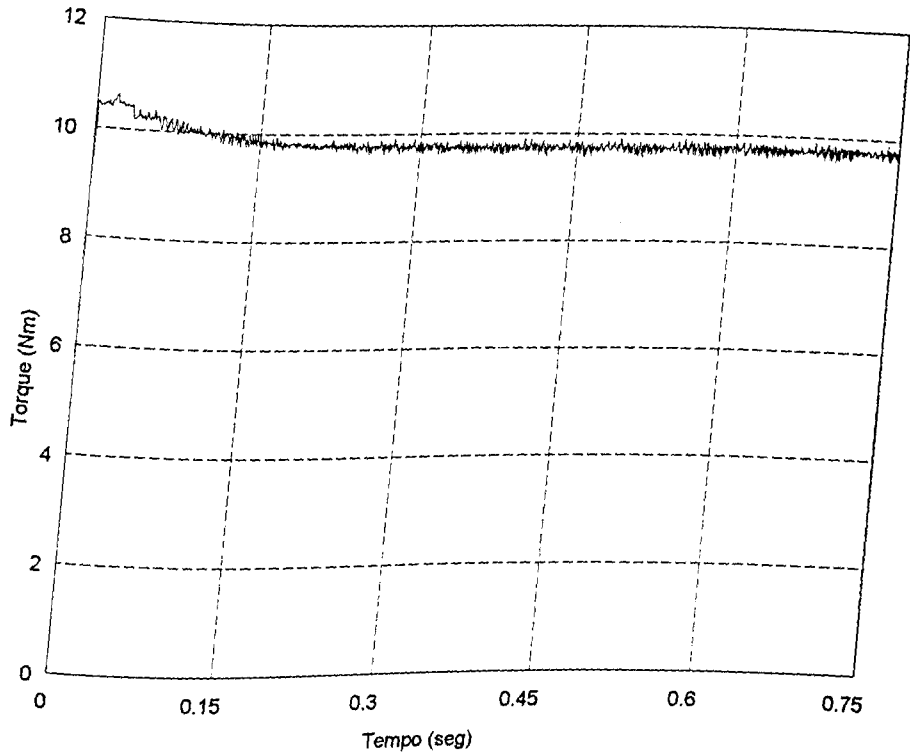


Figura 6.25. Torque eletromagnético para a combinação vetorial $i_d = 0$

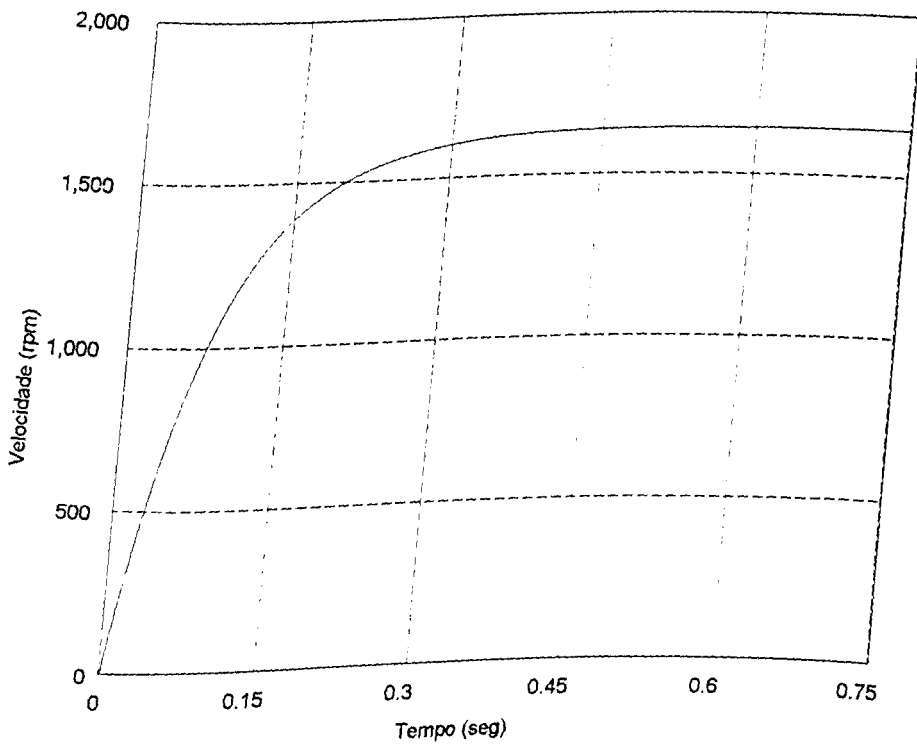


Figura 6.26. Velocidade para a combinação vetorial $i_d = 0$

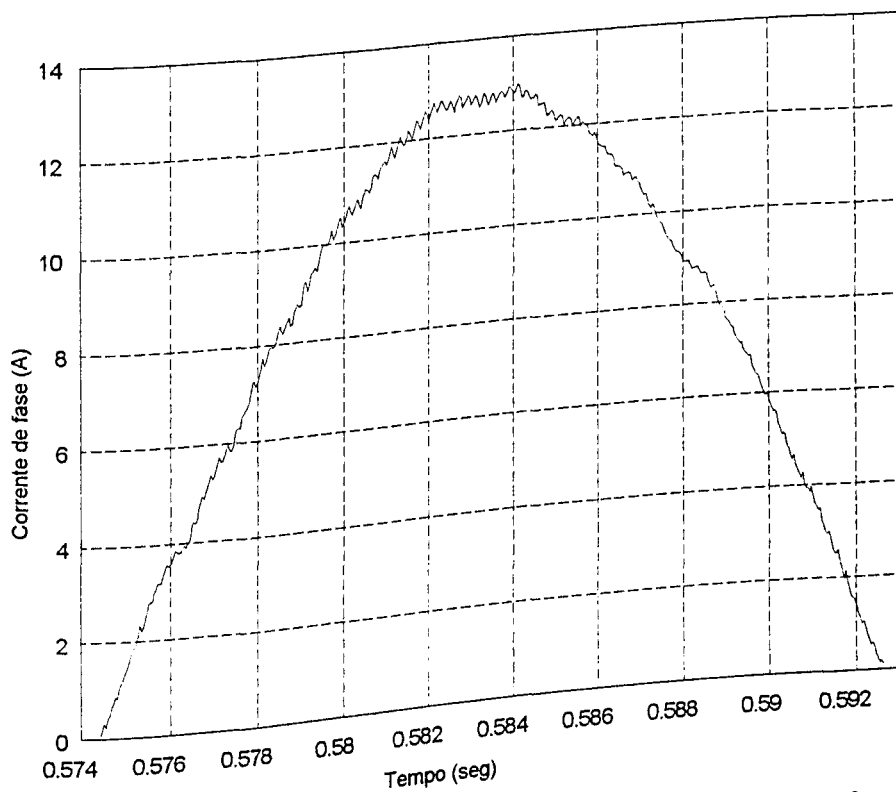


Figura 6.27. Corrente de fase para a combinação vetorial $i_d = 0$

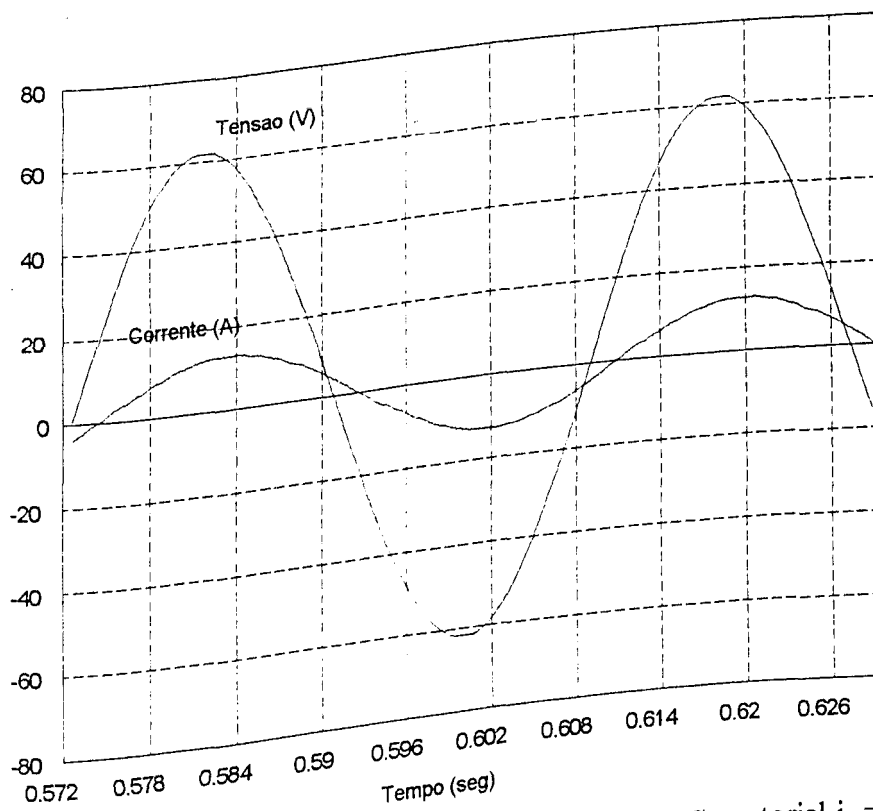


Figura 6.28. Tensão e corrente de fase para a combinação vetorial $i_d = 0$

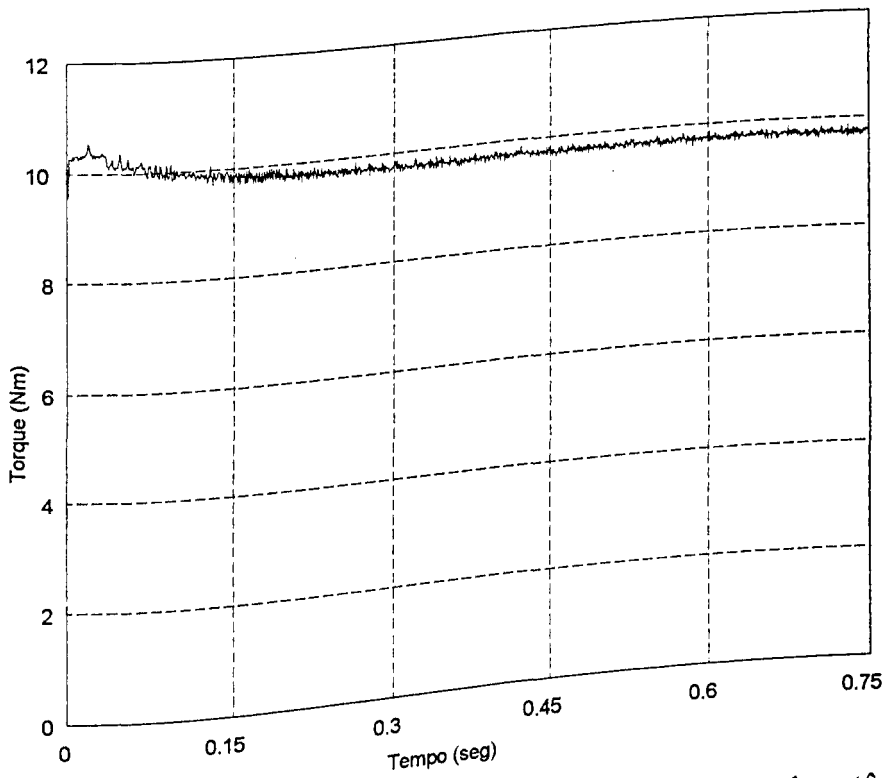


Figura 6.29. Torque eletromagnético para a combinação vetorial-fator de potência unitário

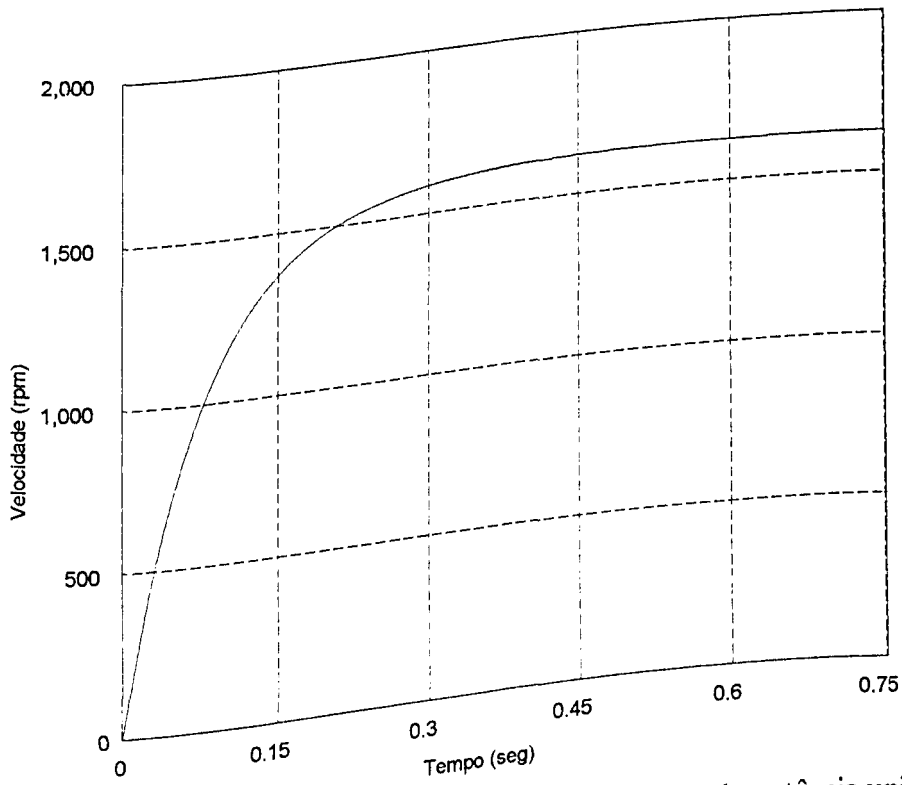


Figura 6.30. Velocidade para a combinação vetorial-fator de potência unitário

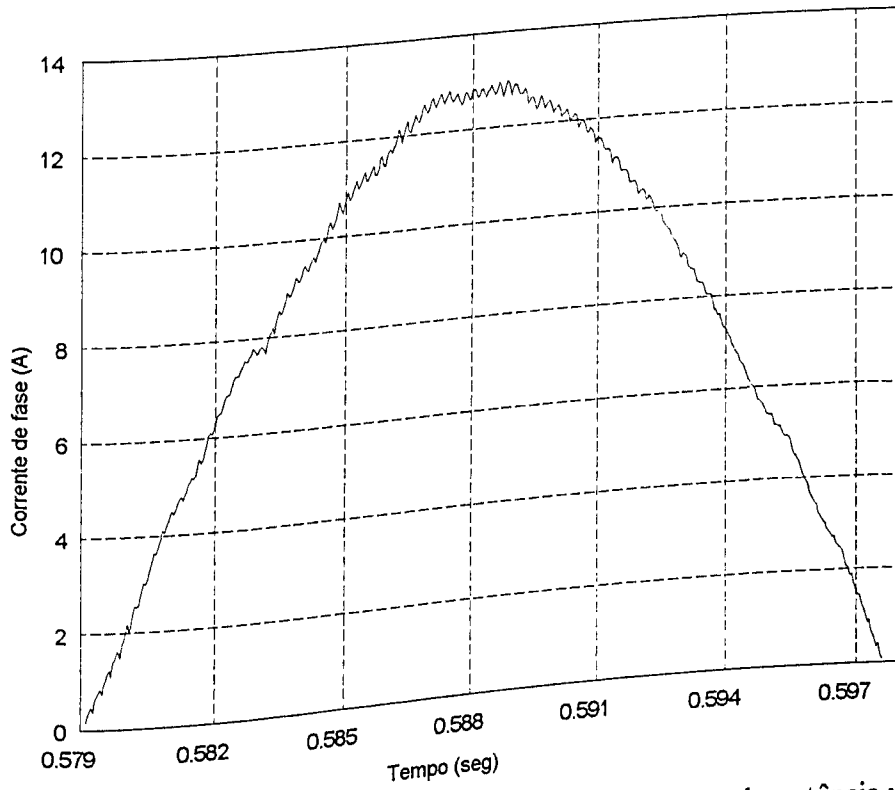


Figura 6.31. Corrente de fase para a combinação vetorial-fator de potência unitário

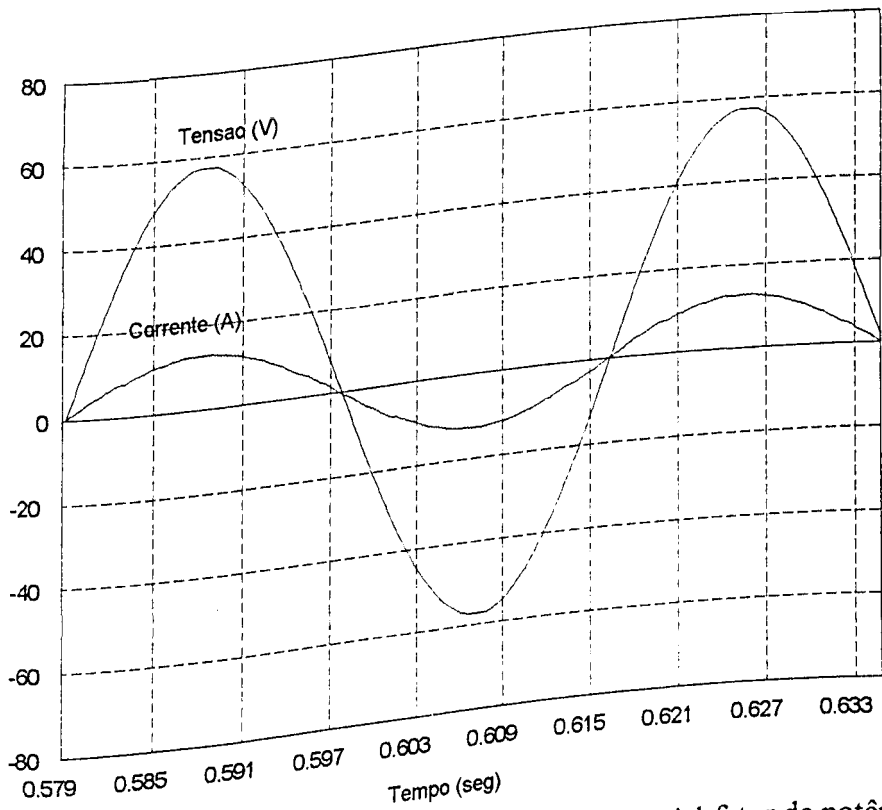


Figura 6.32. Tensão e corrente de fase para a combinação vetorial-fator de potência unitário

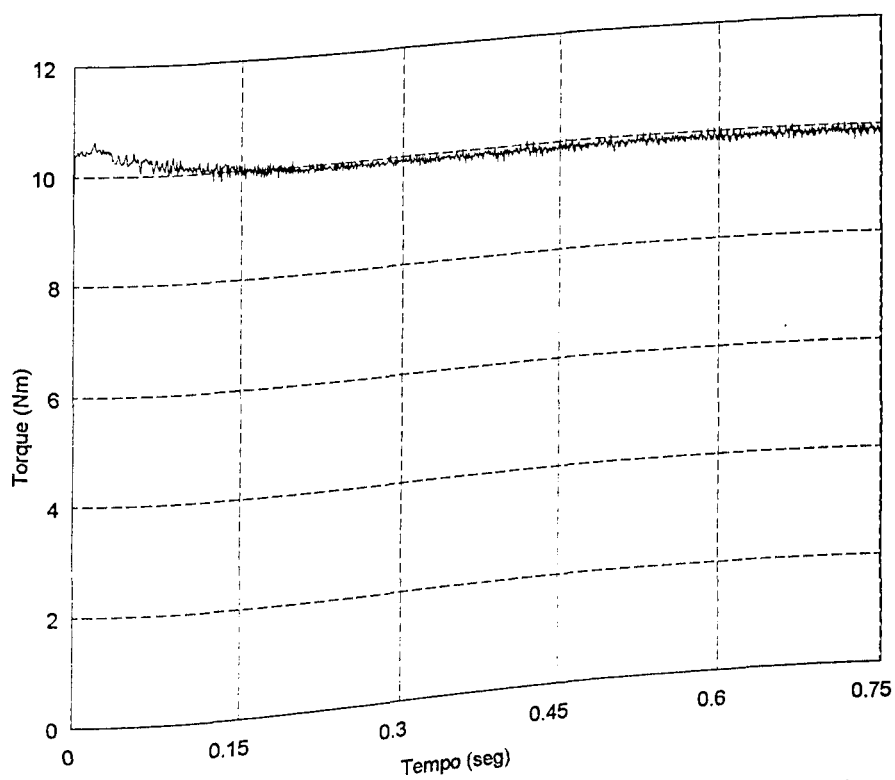


Figura 6.33. Torque eletromagnético para a combinação vetorial-fluxo resultante constante

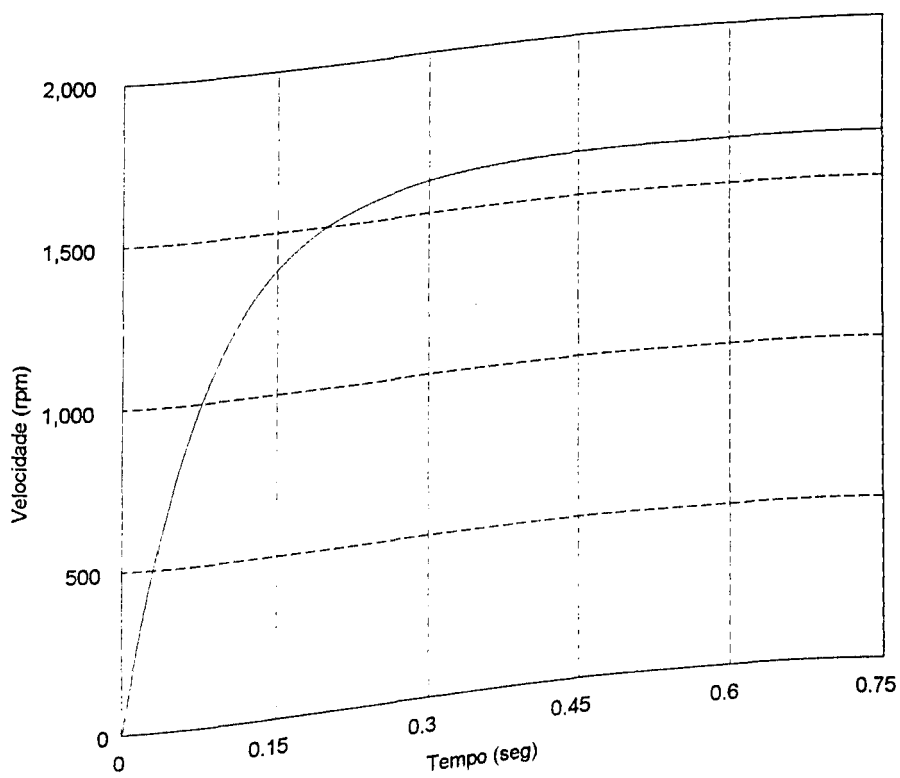


Figura 6.34. Velocidade para a combinação vetorial-fluxo resultante constante

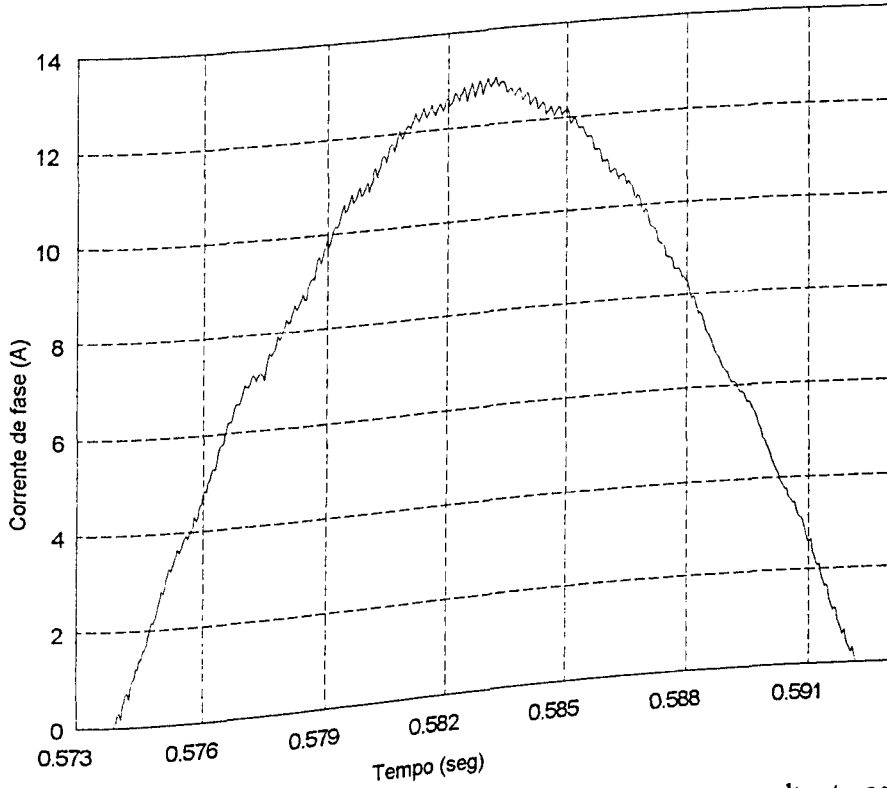


Figura 6.35. Corrente de fase para a combinação vetorial-fluxo resultante constante

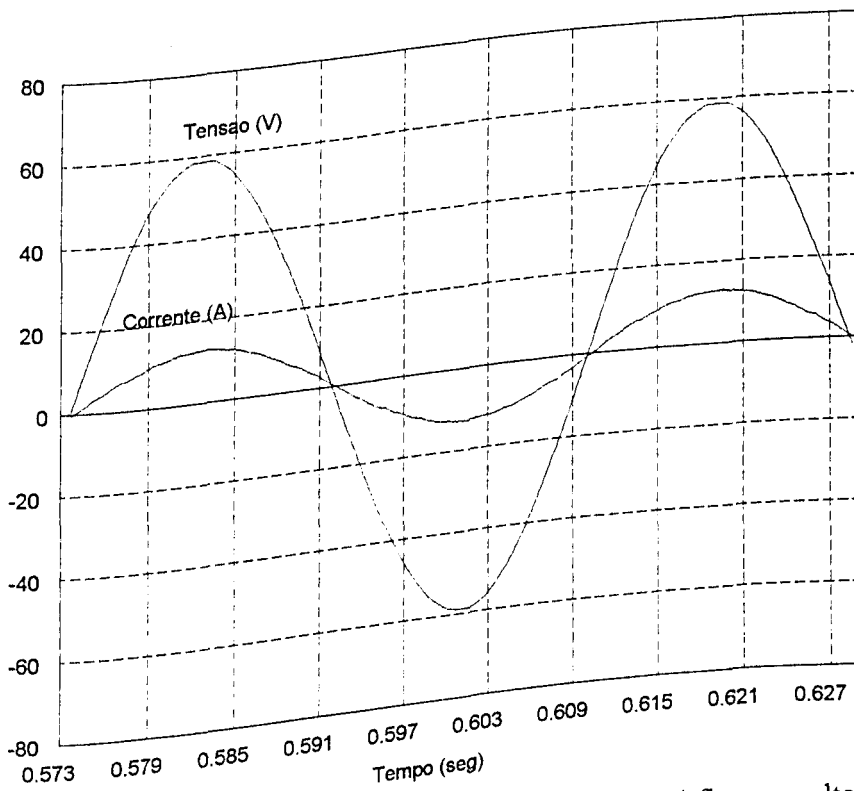


Figura 6.36. Tensão e corrente de fase para a combinação vetorial-fluxo resultante constante

6.5. Análise dos resultados

6.5.1. Torque eletromagnético

As curvas de torque eletromagnético para os três modos de operação ($i_d = 0$, $\cos \varphi = 1$ e fluxo resultante constante) não apresentaram diferença significativa para uma mesma filosofia de controle. Já para filosofias distintas, a diferença fica evidente. No controle do tipo histerese, o torque eletromagnético possui um valor praticamente sem pulsação, mas com um *ripple* acentuado. Para o controle do tipo rampa, o *ripple* é bem pequeno, mas apresenta uma pulsação considerável. Finalmente, o controle vetorial possui um *ripple* também acentuado e o torque estabiliza-se em um valor inferior àqueles para as outras filosofias de controle.

6.5.2. Velocidade

As curvas de velocidade para as filosofias de controle do tipo histerese e rampa estabilizam-se praticamente em 0,45 segundos e com um valor em torno de 1800 rpm. Para o controle vetorial o tempo de estabilização mantém-se em aproximadamente 0,45 segundos, mas a velocidade estabiliza-se em um valor aproximado de 1600 rpm, sendo esta diferença devido ao torque eletromagnético ter um valor menor para o controle vetorial. Quanto aos modos de operação, as diferenças são mínimas para uma mesma filosofia de controle.

6.5.3. Corrente de fase

As curvas de corrente de fase para as filosofias de controle histerese e rampa apresentam um maior valor em relação à vetorial. O controle do tipo rampa é o que apresenta menor *ripple* de corrente. No controle vetorial a corrente de fase apresenta, além do *ripple*, uma pulsação considerável. O controle do tipo histerese apresenta o maior *ripple* de corrente. Quanto aos modos de operação, nota-se uma maior diferença apenas para o controle do tipo histerese, onde para o modo com $i_d = 0$ o *ripple* se apresenta mais acentuado, seguido pelos modos com fluxo resultante constante e fator de potência unitário.

6.5.4. Fator de potência

As curvas de tensão e corrente para as filosofias de controle (histerese, rampa e vetorial) não apresentam diferença quanto ao fator de potência. Já para os diferentes modos de operação, a diferença se faz presente. Para o modo com fator de potência unitário, como o próprio modo indica, o fator de potência é igual a 1. O modo com fluxo resultante constante apresenta um fator de potência bem próximo ao unitário. O modo que apresenta o mais baixo fator de potência é o modo com $i_d = 0$.

6.6. Simulação com transitórios de +20% e -20% em I_a

A seguir serão apresentadas as formas de onda de torque eletromagnético, velocidade, corrente e tensão de fase obtidas através de simulações das nove combinações diferentes, com transitórios de +20% e -20% na corrente I_a .

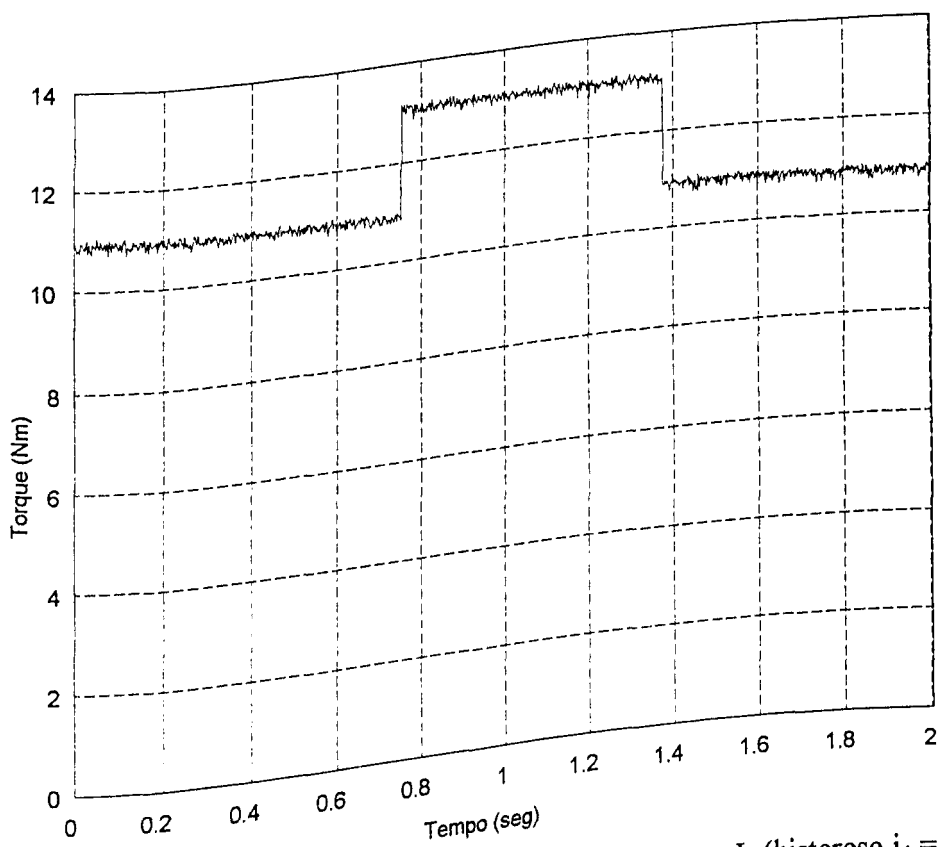


Figura 6.37. Torque eletromagnético com transitórios em I_a (histerese- $i_d = 0$)

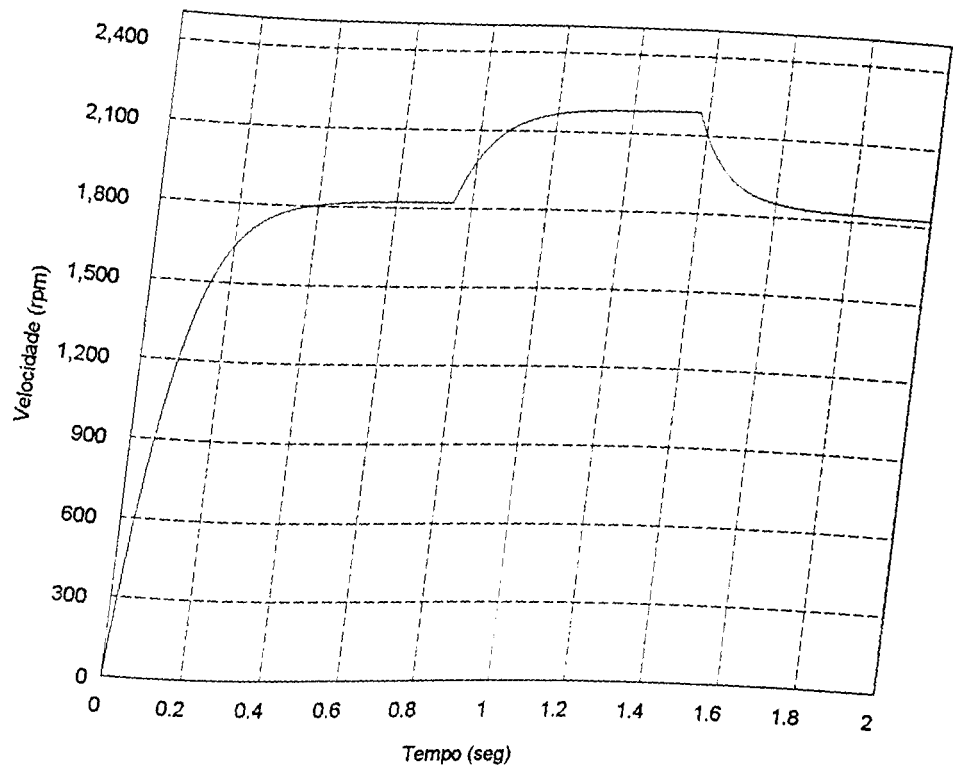


Figura 6.38. Velocidade com transitórios em I_a (histerese- $i_d = 0$)

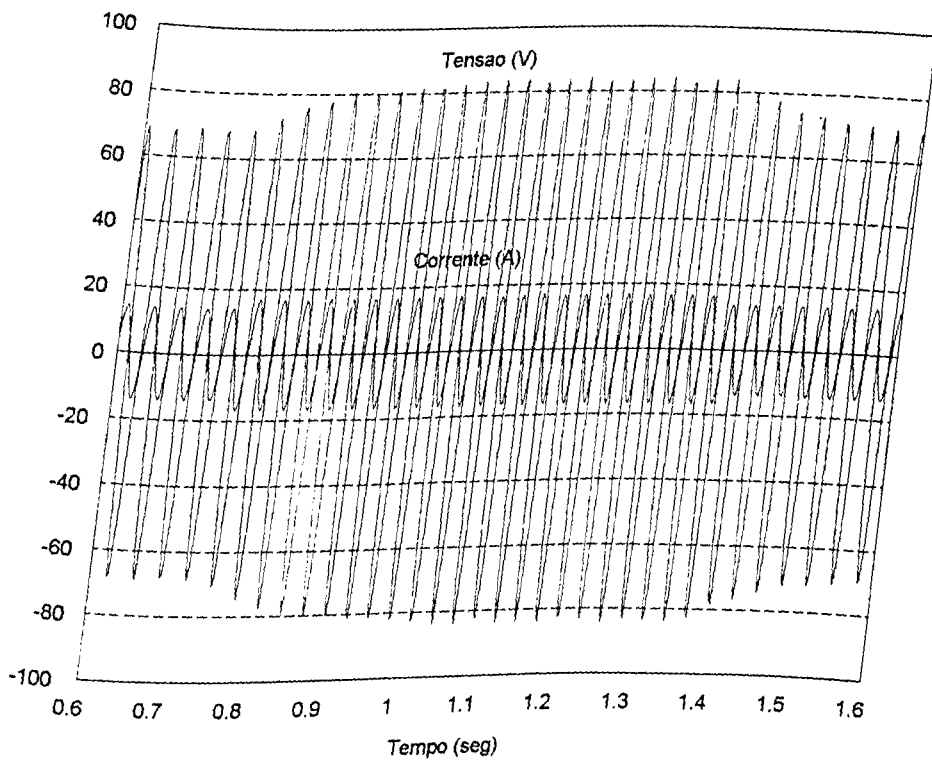


Figura 6.39. Tensão e corrente de fase com transitórios em I_a (histerese- $i_d = 0$)

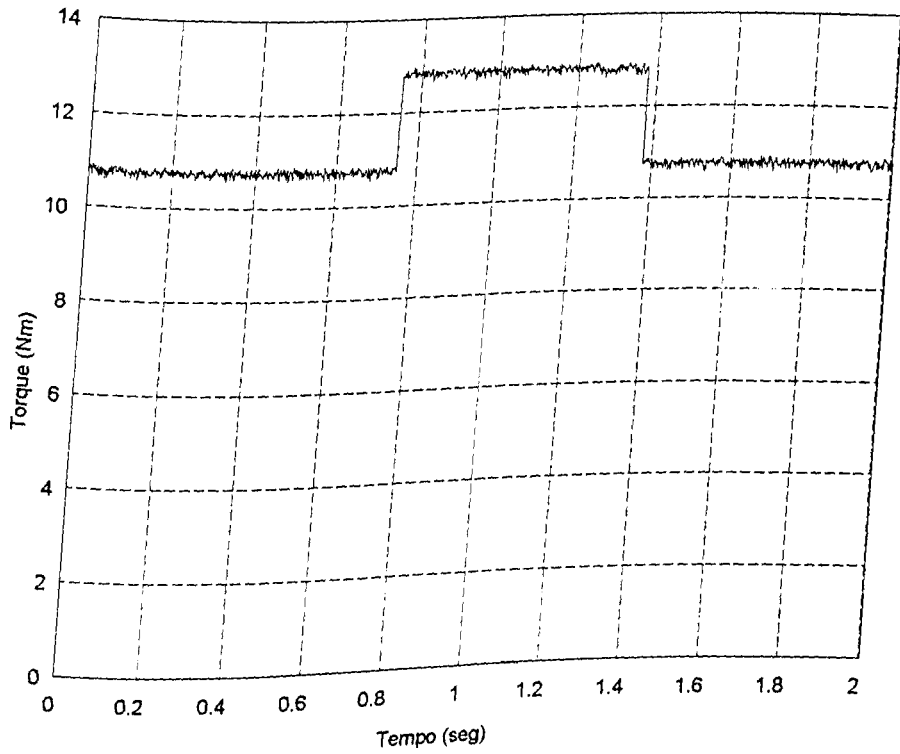


Figura 6.40. Torque eletromagnético com transitórios em I_a (histerese-cos $\phi = 1$)

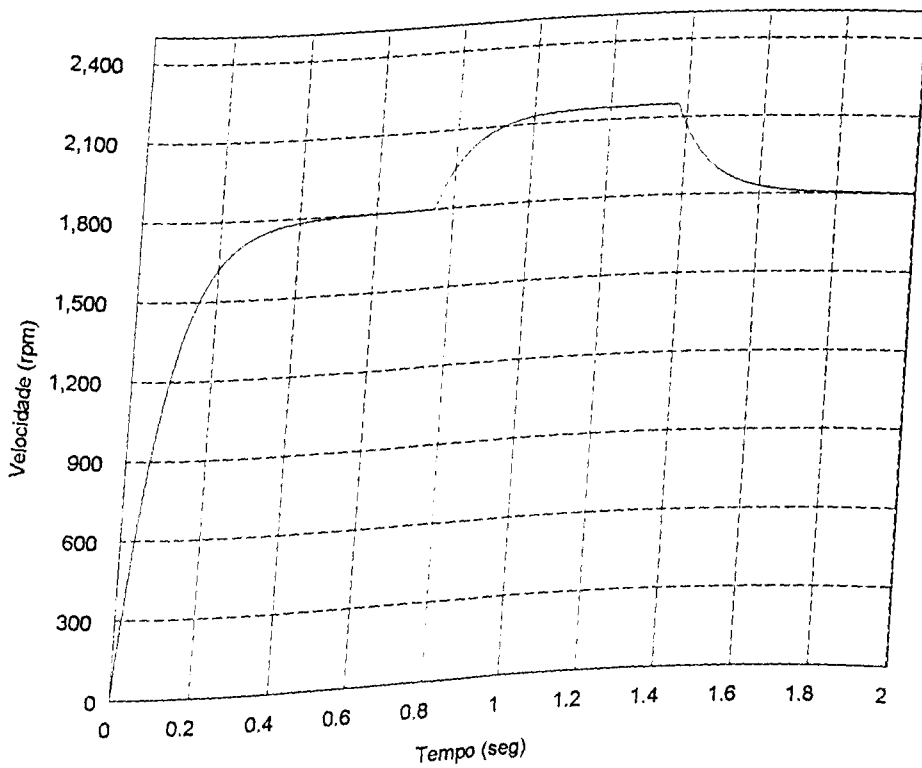


Figura 6.41. Velocidade com transitórios em I_a (histerese-cos $\phi = 1$)

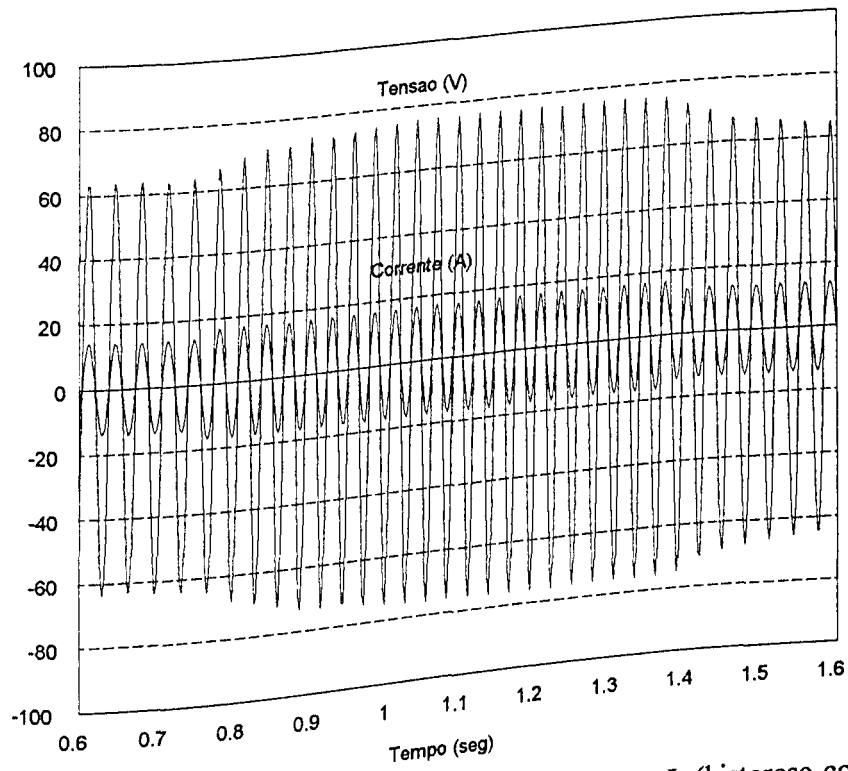


Figura 6.42. Tensão e corrente de fase com transitórios em I_a (histerese-cos $\varphi = 1$)

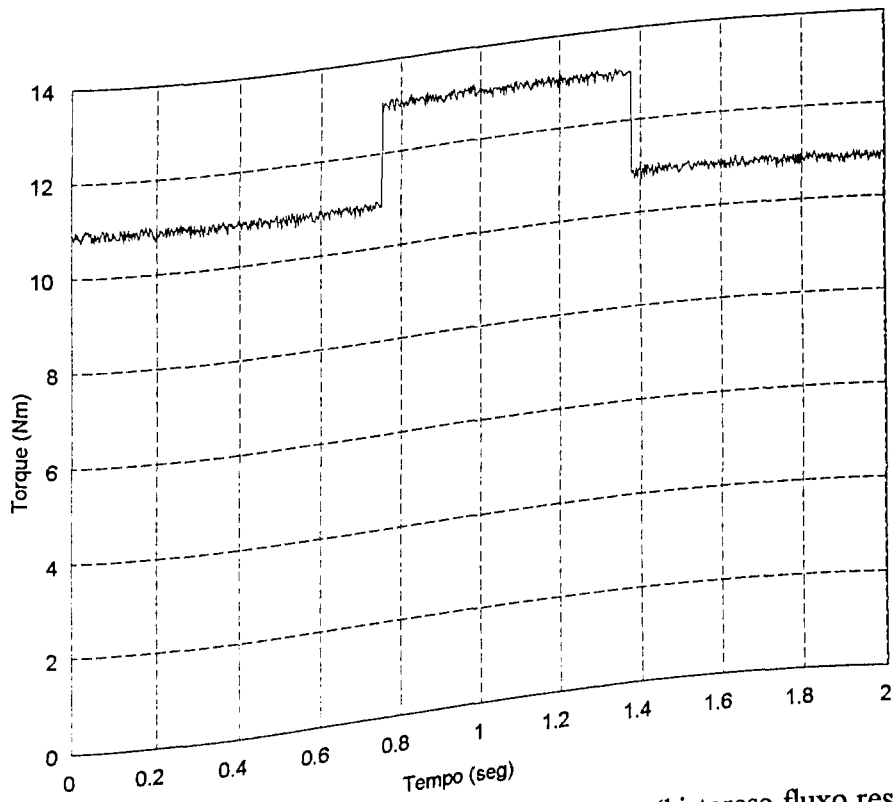


Figura 6.43. Torque eletromagnético com transitórios em I_a (histerese-fluxo resultante cte)

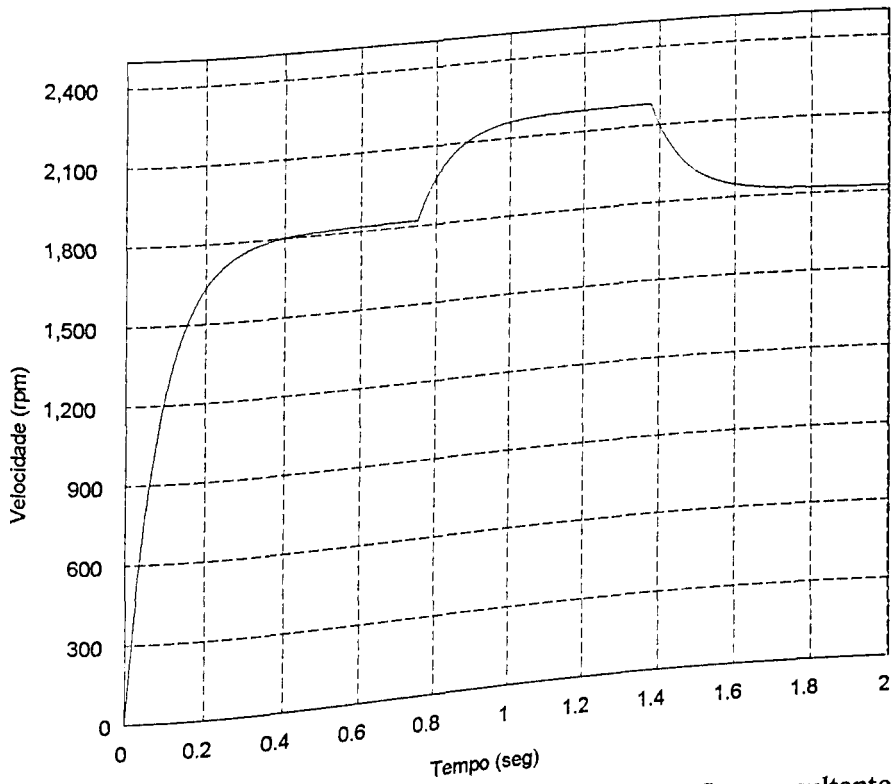


Figura 6.44. Velocidade com transitórios em I_a (histerese-fluxo resultante cte)

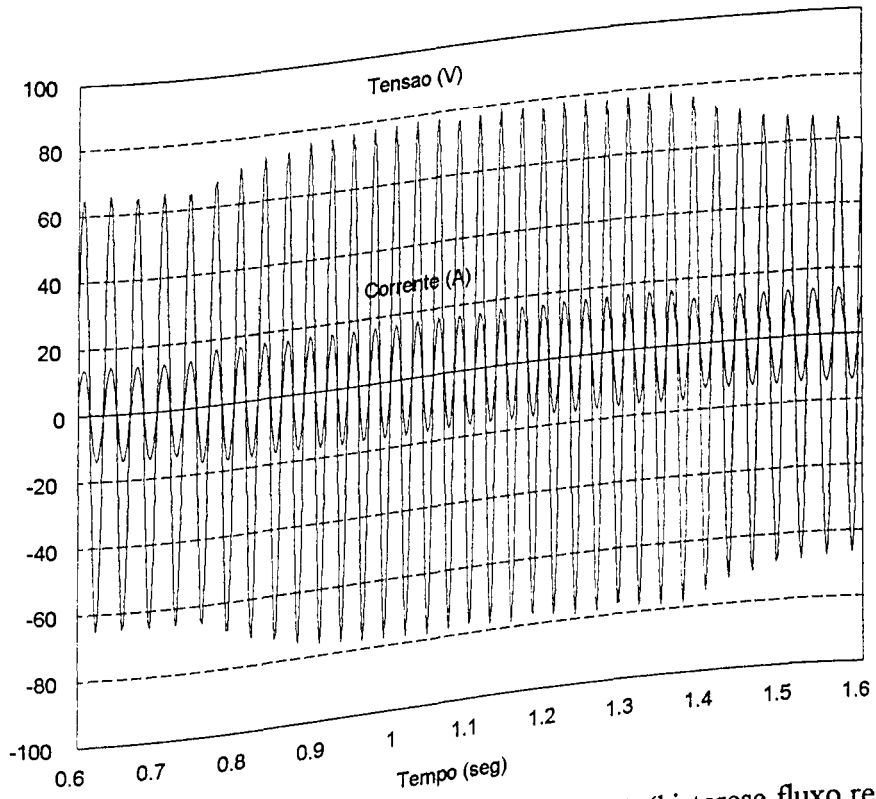


Figura 6.45. Tensão e corrente de fase com transitórios em I_a (histerese-fluxo resultante cte)

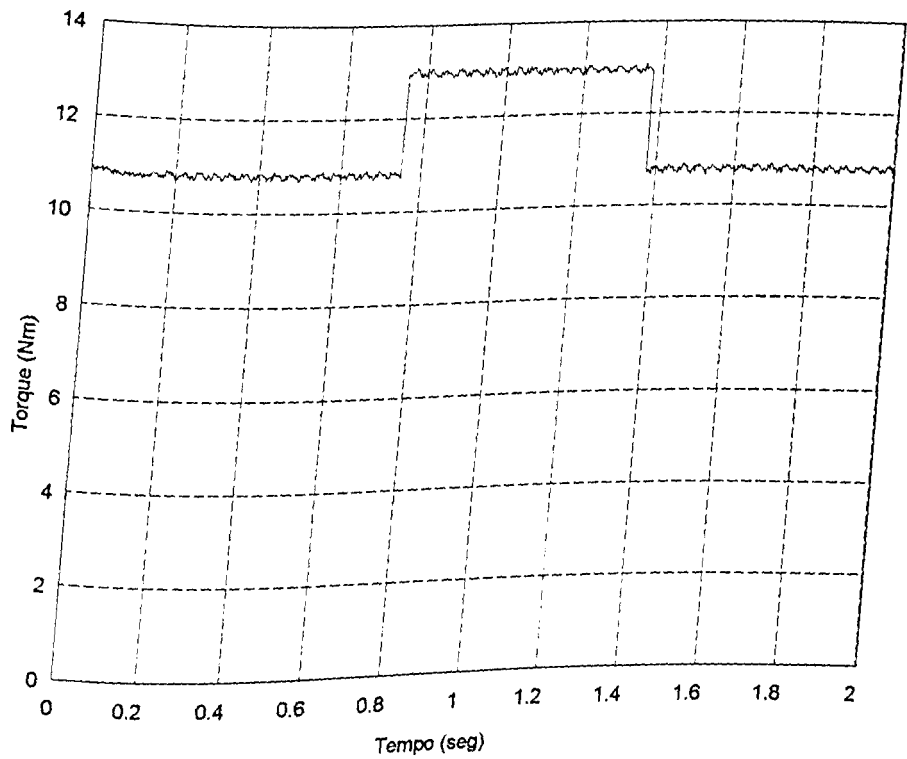


Figura 6.46. Torque eletromagnético com transitórios em I_a (rampa- $i_d = 0$)

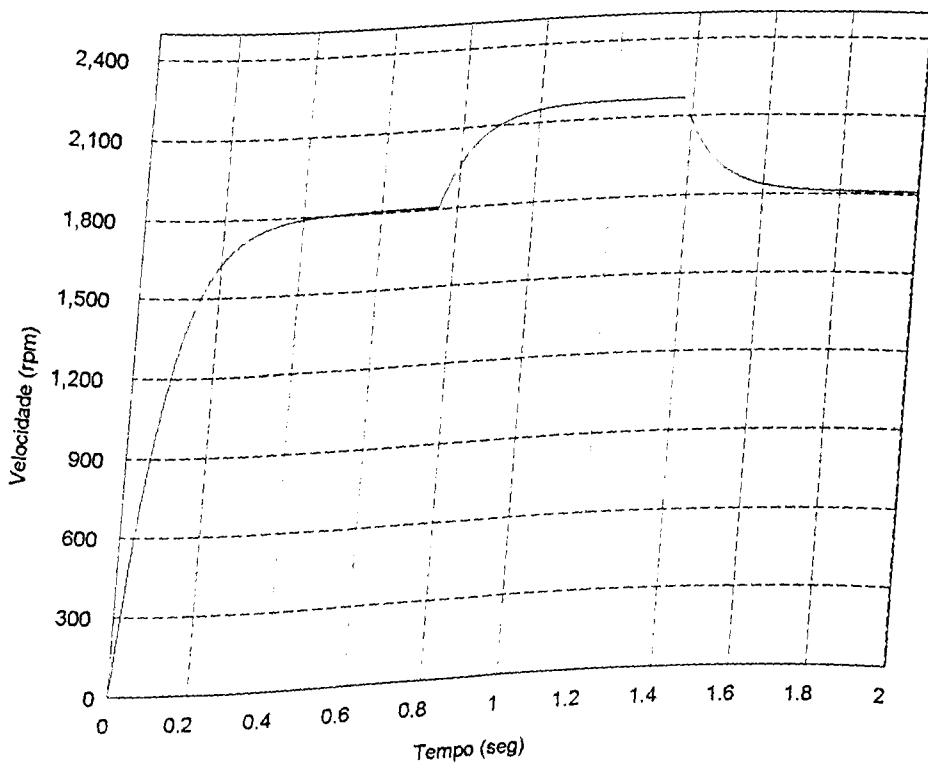


Figura 6.47. Velocidade com transitórios em I_a (rampa- $i_d = 0$)

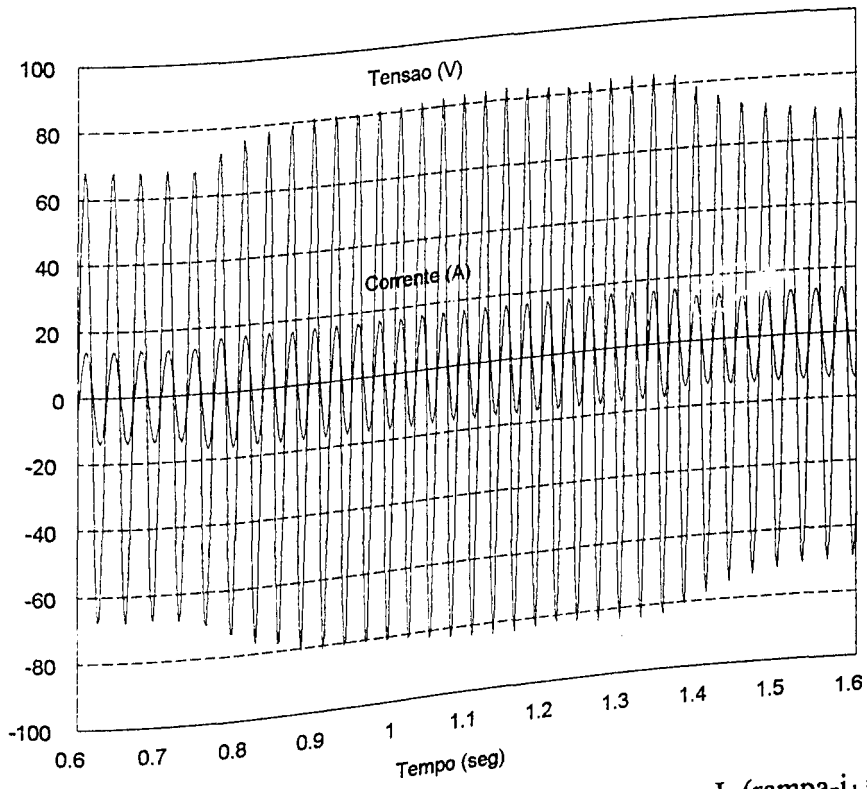


Figura 6.48. Tensão e corrente de fase com transitórios em I_a (rampa- $i_a = 0$)

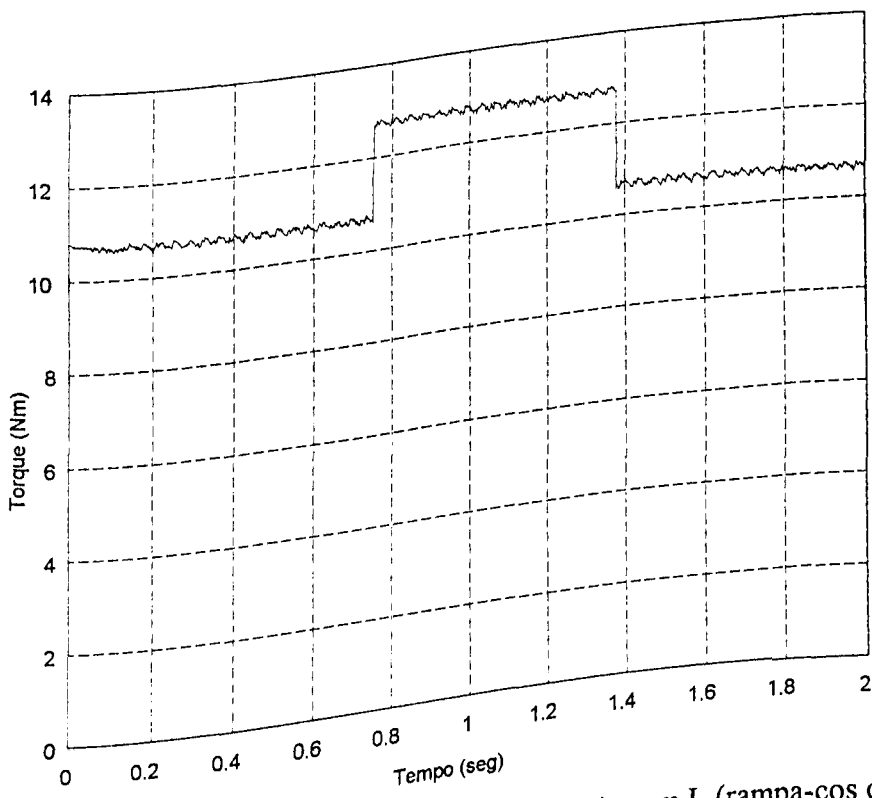


Figura 6.49. Torque eletromagnético com transitórios em I_a (rampa- $\cos \phi = 1$)

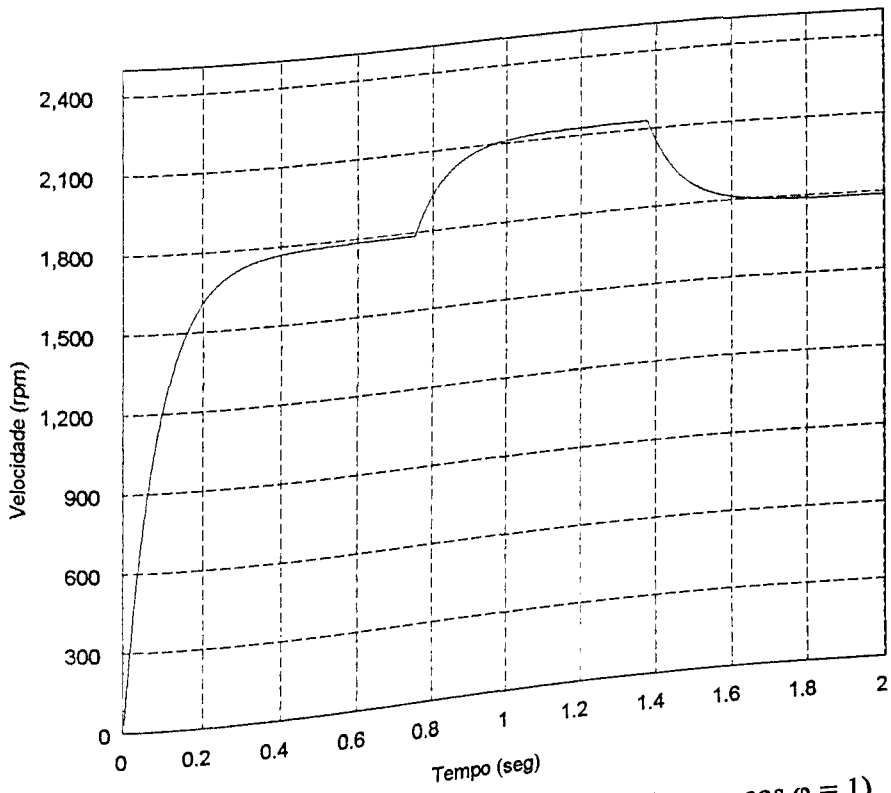


Figura 6.50. Velocidade com transitórios em I_a (rampa-cos $\phi = 1$)

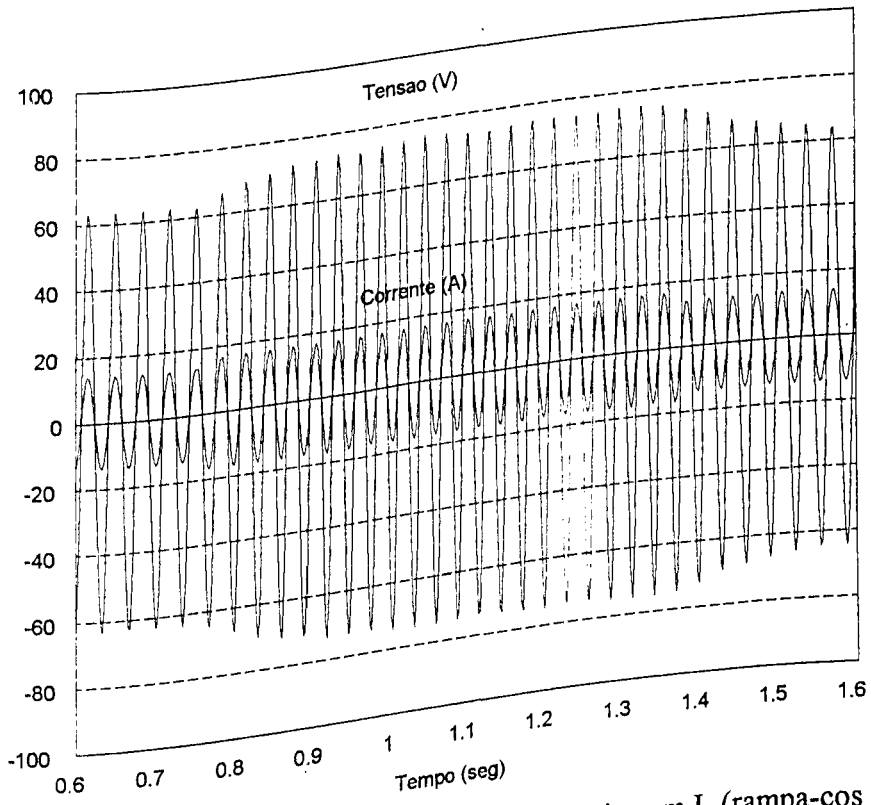


Figura 6.51. Tensão e corrente de fase com transitórios em I_a (rampa-cos $\phi = 1$)

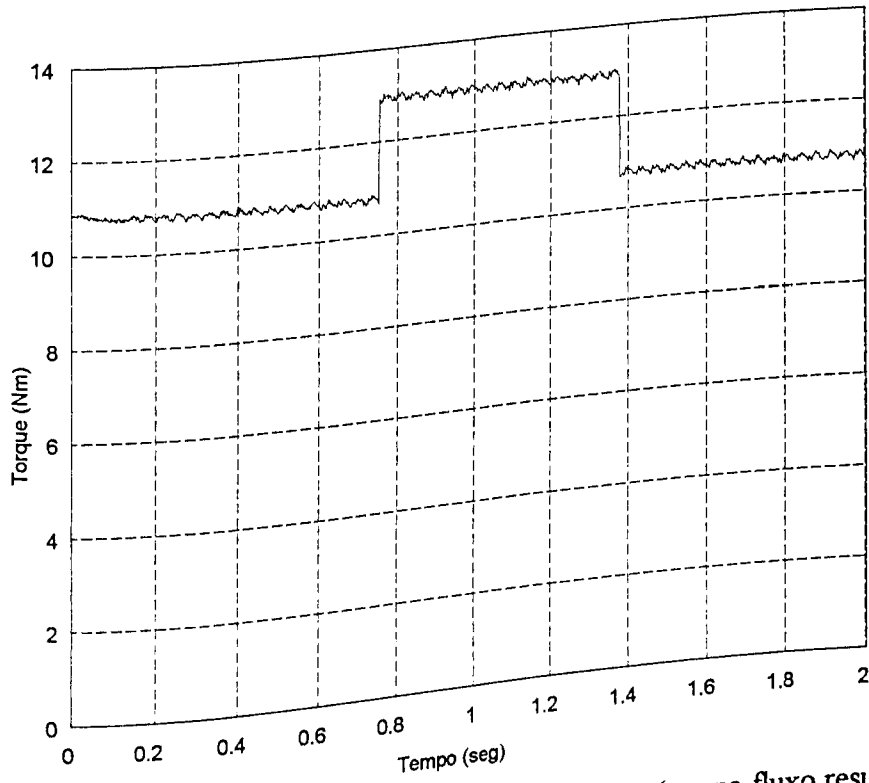


Figura 6.52. Torque eletromagnético com transitórios em I_a (rampa-fluxo resultante cte)

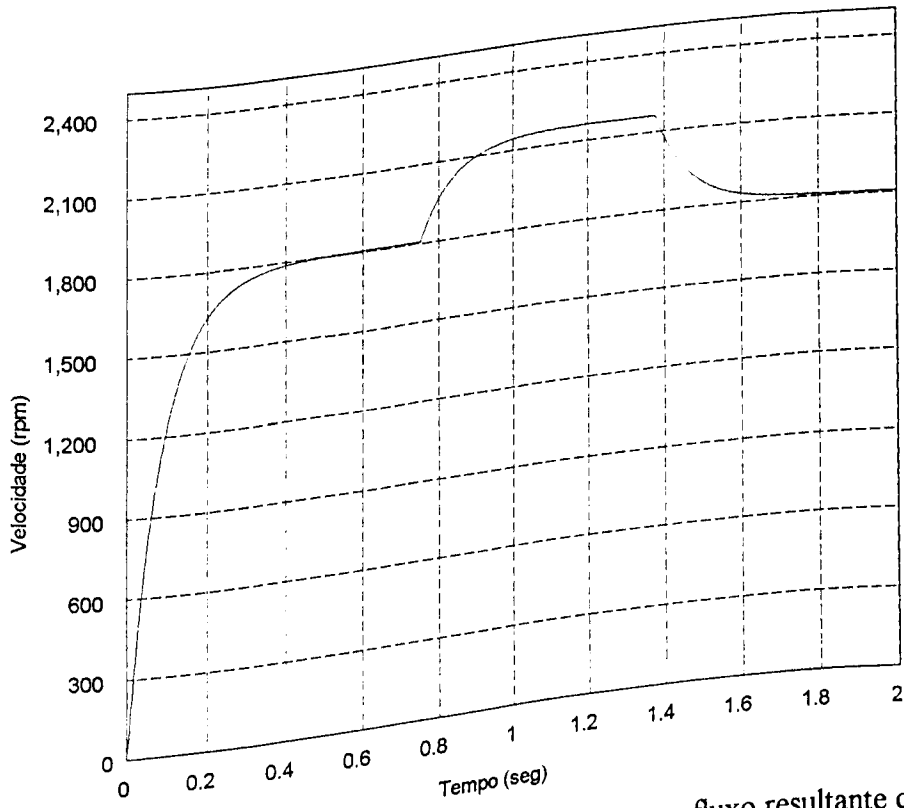


Figura 6.53. Velocidade com transitórios em I_a (rampa-fluxo resultante cte)

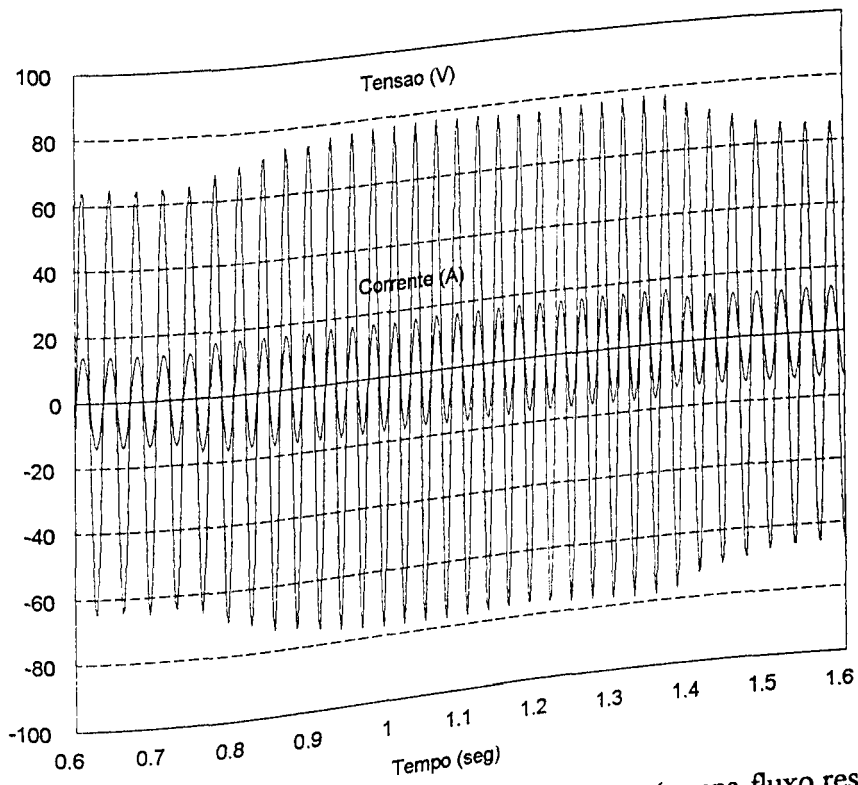


Figura 6.54. Tensão e corrente de fase com transitórios em I_a (rampa-fluxo resultante cte)

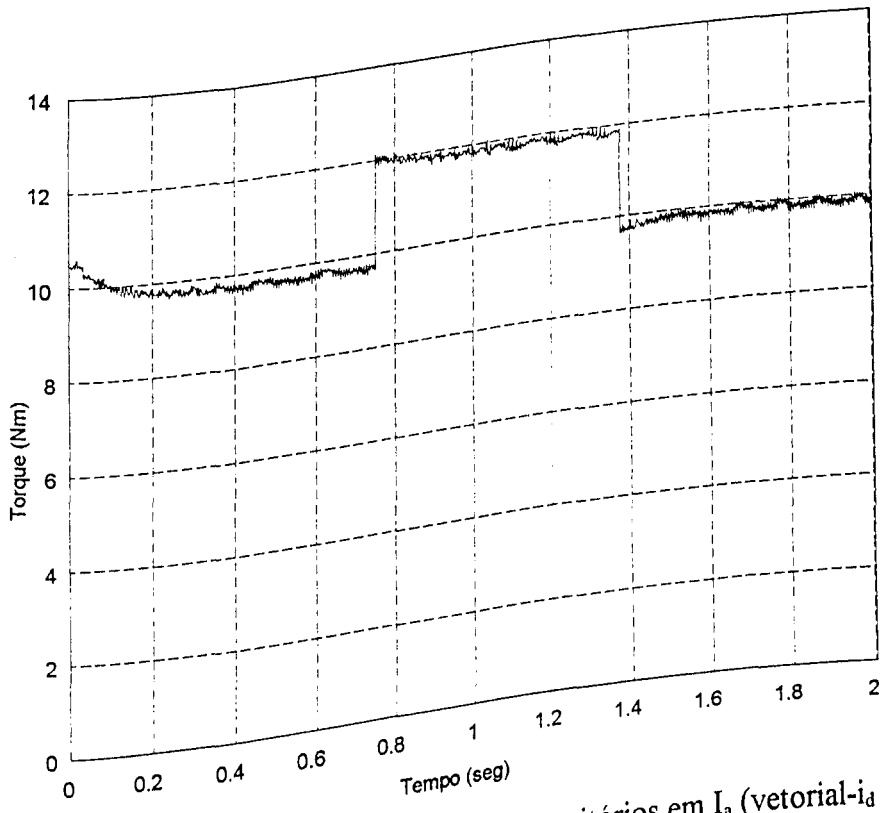


Figura 6.55. Torque eletromagnético com transitórios em I_a (vetorial- $i_d = 0$)

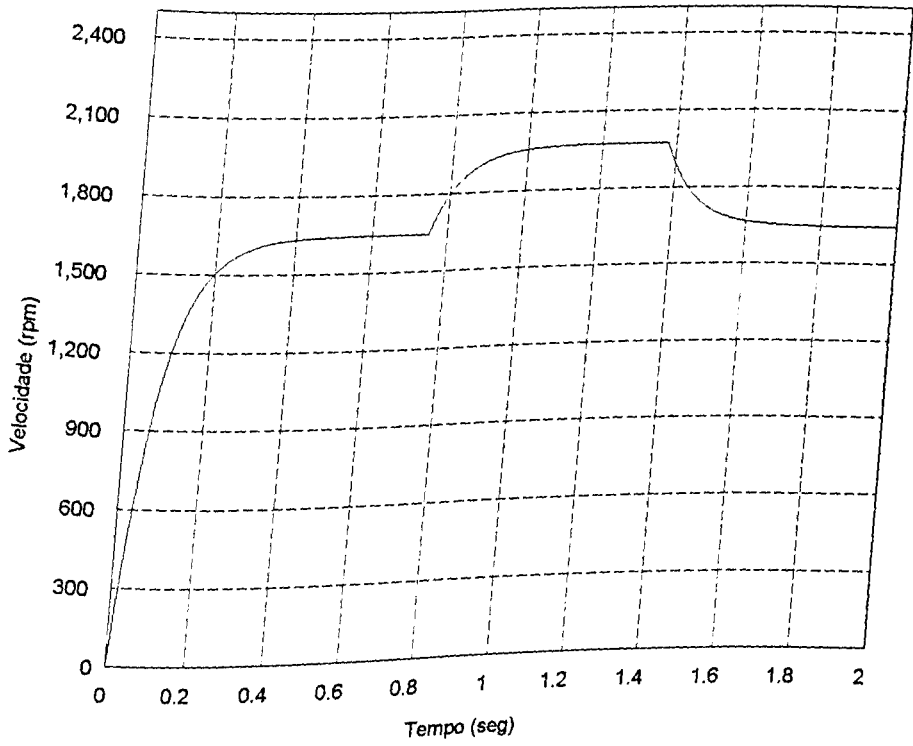


Figura 6.56. Velocidade com transitórios em I_a (vetorial- $i_d = 0$)

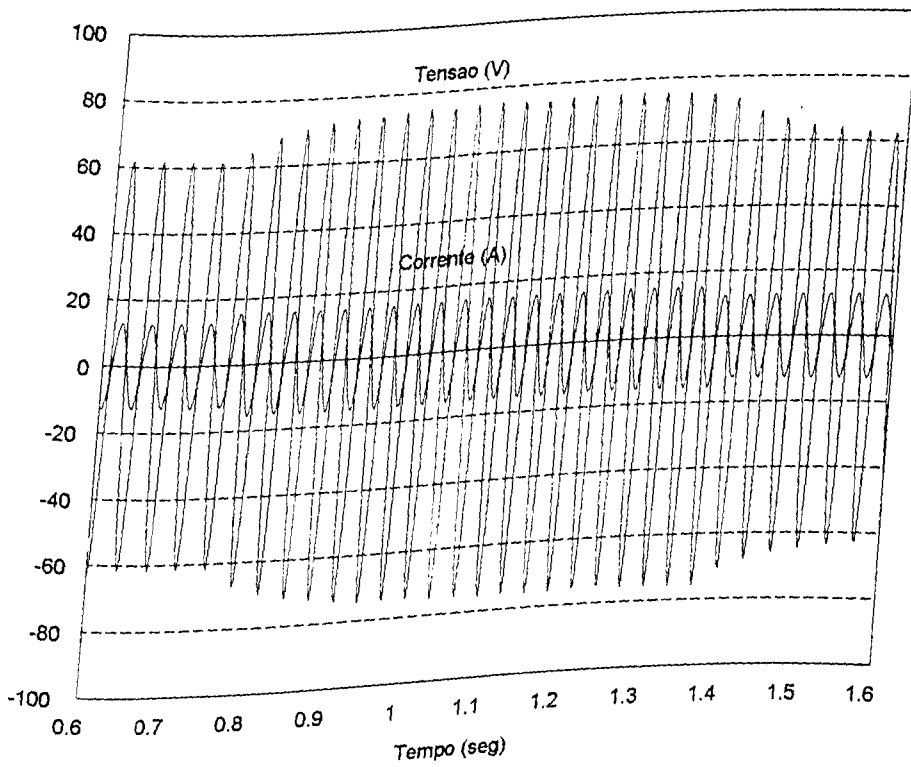


Figura 6.57. Tensão e corrente de fase com transitórios em I_a (vetorial- $i_d = 0$)

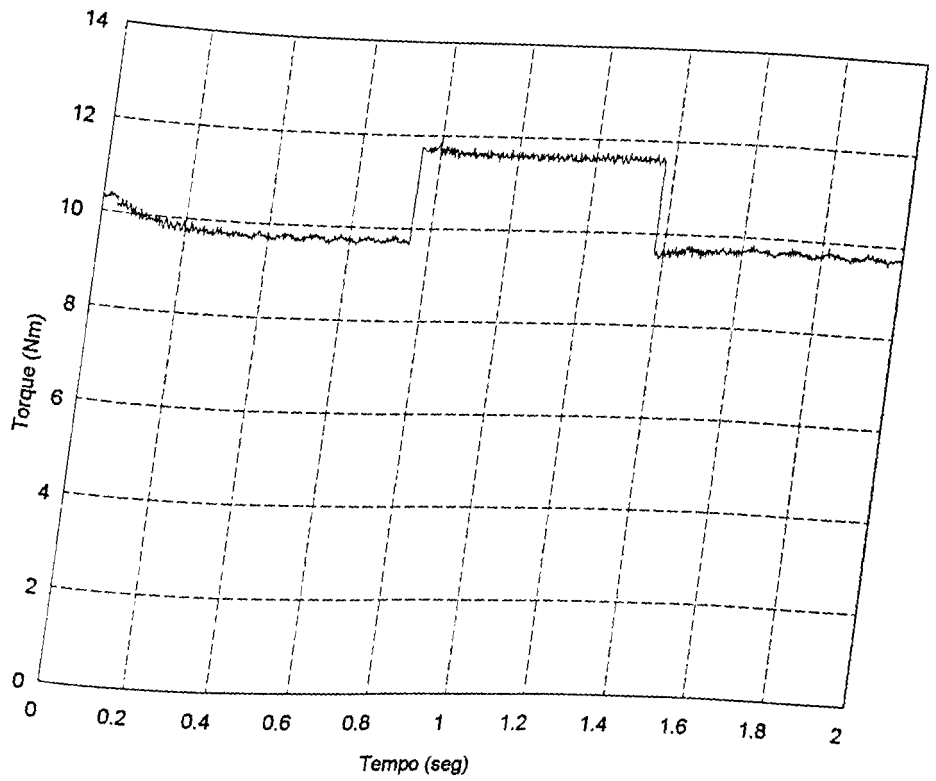


Figura 6.58. Torque eletromagnético com transitórios em I_a (vetorial- $\cos \varphi = 1$)

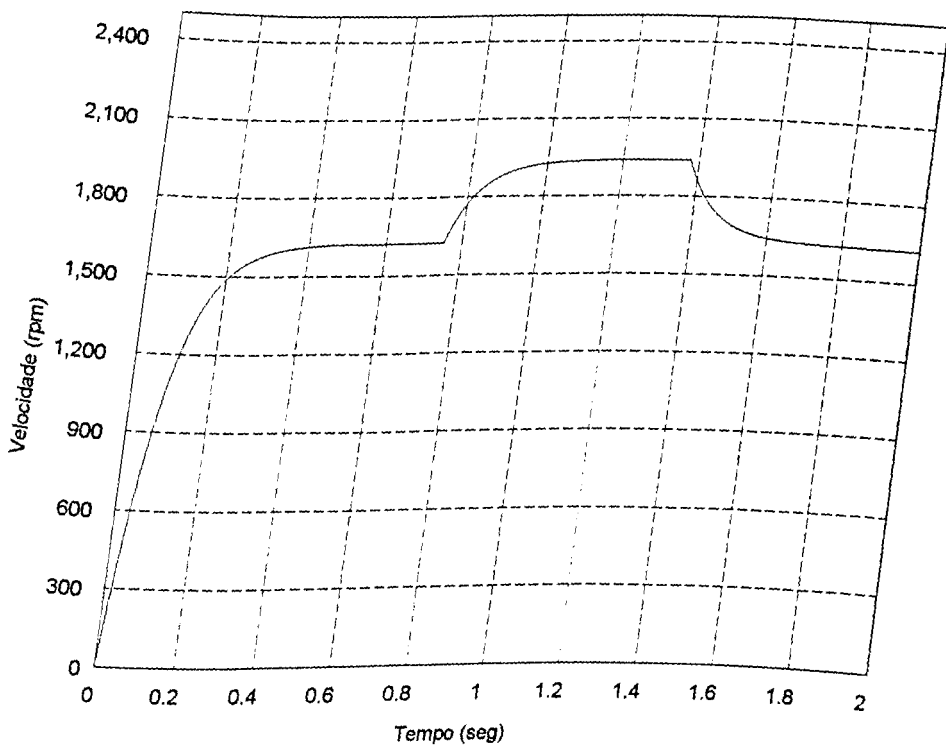


Figura 6.59. Velocidade com transitórios em I_a (vetorial- $\cos \varphi = 1$)

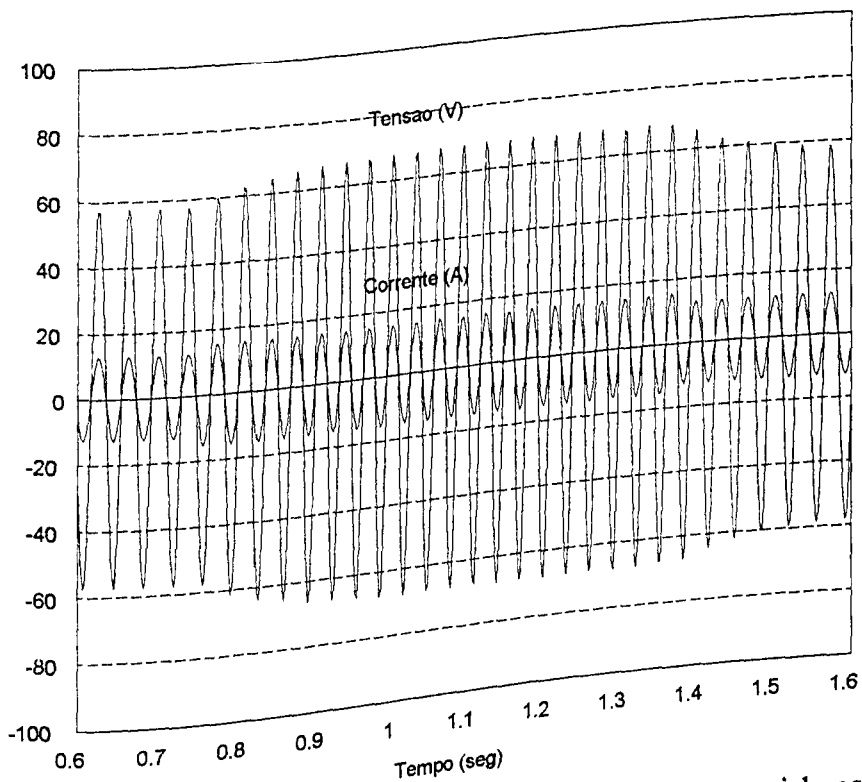


Figura 6.60. Tensão e corrente de fase com transitórios em I_a (vetorial- $\cos \varphi = 1$)

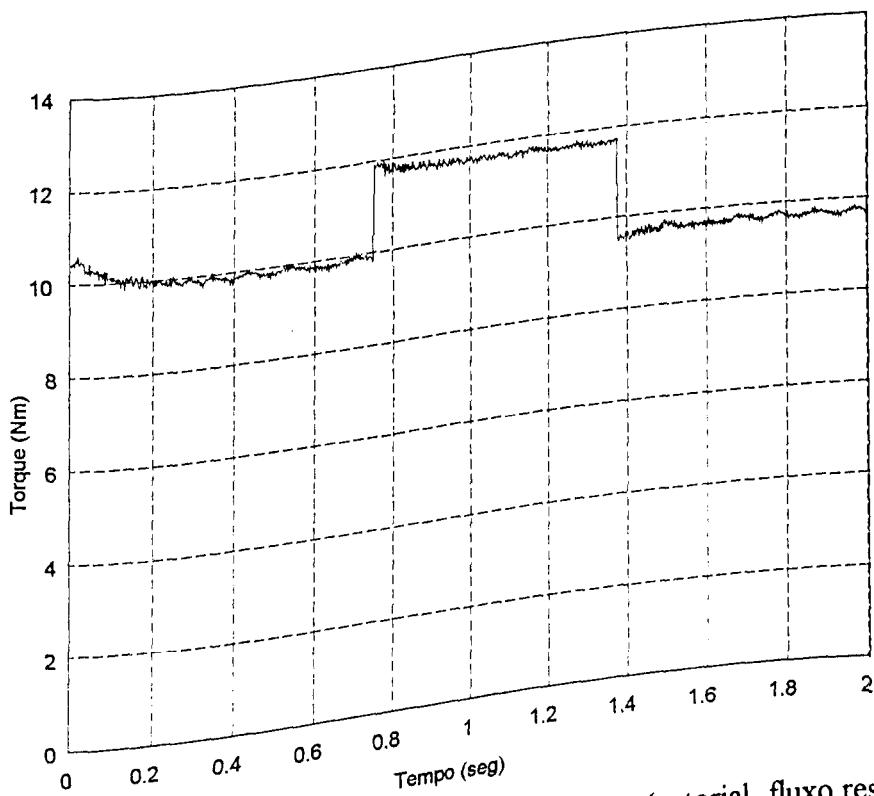


Figura 6.61. Torque eletromagnético com transitórios em I_a (vetorial- fluxo resultante cte)

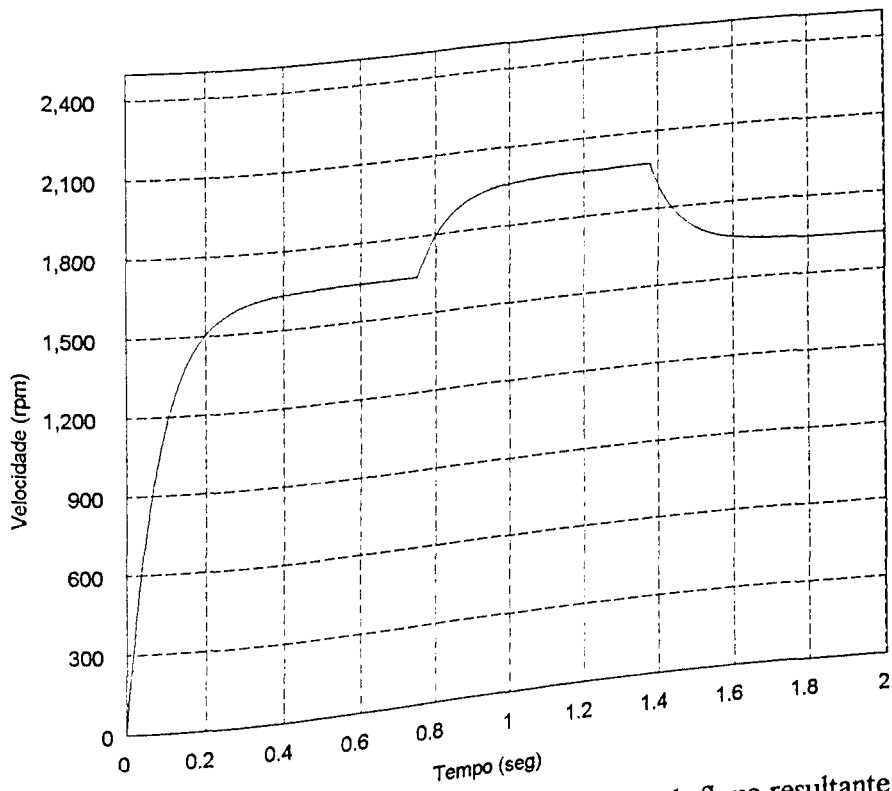


Figura 6.62. Velocidade com transitórios em I_a (vetorial- fluxo resultante cte)

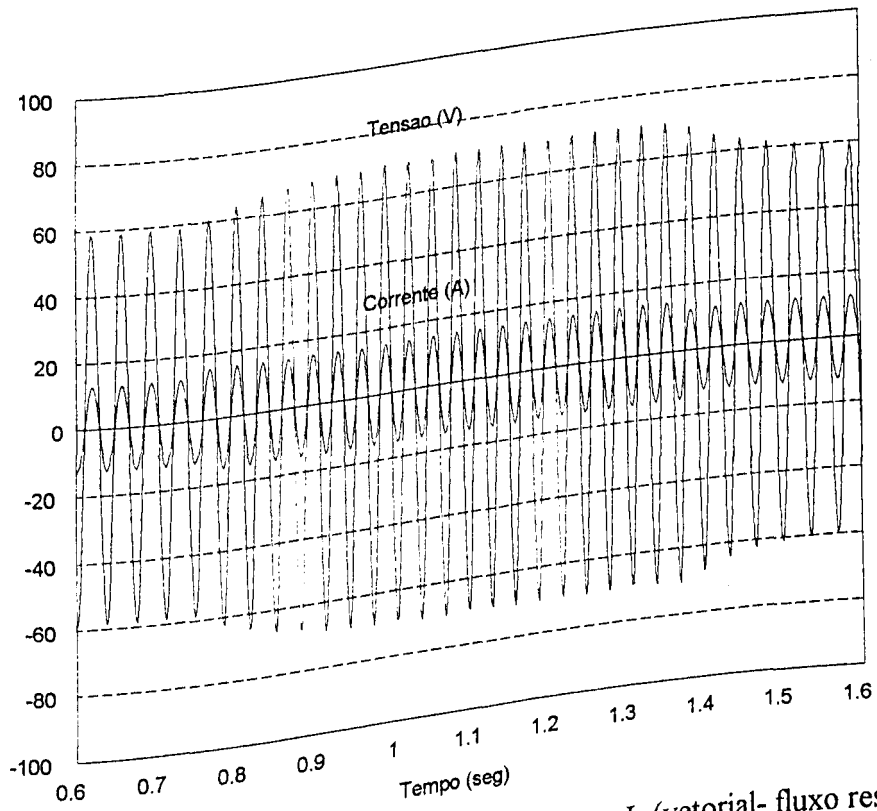


Figura 6.63. Tensão e corrente de fase com transitórios em I_a (vetorial- fluxo resultante cte)

6.7. Análise dos resultados segundo os transitórios de +20% e -20% em I_a

6.7.1. Torque eletromagnético

O torque eletromagnético apresenta *ripple* praticamente igual para os três modos de operação ($i_d = 0$, $\cos \varphi = 1$ e fluxo resultante constante). Para as filosofias de controle, o *ripple* é menor para o controle do tipo rampa, mas apresenta pulsação. No controle do tipo histerese, o *ripple* é maior, no entanto sem pulsação. O controle vetorial apresenta *ripple* e pulsação em valores intermediários.

6.7.2. Velocidade

A velocidade para as filosofias de controle do tipo histerese e rampa possuem valores aproximadamente iguais, sendo que o controle do tipo histerese apresenta um valor ligeiramente superior. O controle vetorial apresenta uma velocidade bem menor que os outros dois controles. Quanto aos modos de operação, a velocidade é menor para o modo $\cos \varphi = 1$.

6.7.3. Tensão de fase

A tensão de fase para os modos de operação apresenta o maior valor para o modo $i_d = 0$. O modo $\cos \varphi = 1$ apresenta o menor valor de tensão e o modo com fluxo resultante constante está em nível intermediário. A filosofia de controle do tipo histerese possui uma tensão um pouco maior que o controle do tipo rampa. Para o controle vetorial, a tensão apresenta um valor bem menor que para os outros controles.

6.7.4. Corrente de fase

A corrente apresenta o mesmo valor para os três modos de operação. Para as filosofias de controle, a do tipo histerese apresenta um valor ligeiramente superior à do tipo rampa. O controle vetorial possui o menor valor entre as três filosofias de controle.

6.7.5. Resposta dinâmica

O modo de operação $i_d = 0$ possui o melhor tempo de resposta ao degrau de corrente. Para o modo com fluxo resultante constante, a resposta é muito pouco inferior ao modo $i_d = 0$. O modo $\cos \varphi = 1$ é o que apresenta a resposta mais lenta. Quanto às filosofias de controle, a melhor resposta é para o controle do tipo histerese, seguido pelo controle do tipo rampa e pelo controle vetorial.

6.8. Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados das simulações das diversas combinações entre os modos de operação e as filosofias de controle. O índice K_v , que indica a capacidade que o inversor deverá ter, foi maior para o modo de operação com $i_d = 0$, seguido pelo modo com fluxo resultante constante e pelo modo com fator de potência unitário. Já o índice K_M , que indica o nível de desmagnetização do ímã permanente, é nulo para o modo de operação com $i_d = 0$, enquanto o modo com fator de potência unitário possui um índice de desmagnetização maior do que o modo com fluxo resultante constante. O fator de potência tem o valor mais baixo para o modo com $i_d = 0$, bem próximo de 1 para o modo com fluxo resultante constante e igual a 1 para o modo com fator de potência unitário. No controle do tipo histerese, o torque eletromagnético possui um valor praticamente sem pulsação, mas com um *ripple* acentuado e a corrente de fase apresenta o maior *ripple* dos três controles. O controle vetorial possui *ripple* e pulsação de torque em valores intermediários e o torque estabiliza-se em um valor inferior àqueles das outras filosofias de controle. Seu *ripple* de corrente está em nível intermediário e apresenta uma pulsação considerável. O controle do tipo rampa apresenta o menor *ripple* de corrente e seu *ripple* de torque é bem pequeno, mas apresenta a maior pulsação dos três controles.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÕES

Esta dissertação teve como objetivo a implementação de um programa computacional para realizar o estudo da máquina síncrona à ímã permanente (MSIP), sob três modos de operação: corrente de eixo direto nula, fator de potência unitário e fluxo resultante constante. Também foram analisadas três filosofias de controle: escalar do tipo histerese, escalar do tipo rampa e vetorial ou campo orientado.

Um modelo geral para a máquina síncrona foi desenvolvido, considerando-a com pólos salientes, enrolamentos amortecedores e excitação por corrente contínua. A partir daí foi desenvolvido o modelo específico usando-se a conexão em "Y" com neutro isolado e foram mostrados os modelos utilizando ímã permanente com e sem enrolamentos amortecedores.

Foram apresentados alguns modos de operação em regime permanente. Como foi visto, o modo mais utilizado por um longo período tem sido o que possui a corrente de eixo direto nula, devido ao fato de não provocar a desmagnetização do ímã permanente. Pesquisas mais recentes sobre novos materiais que possuem alta remanência e coercitividade, vieram a propiciar o uso de $i_d \neq 0$, o que tornou possível o estudo de outros modos, como por exemplo, fator de potência unitário e fluxo resultante constante. Tais modos de operação apresentaram os resultados descritos a seguir.

Quanto ao nível de desmagnetização do ímã permanente, a situação mais crítica é aquela correspondente ao modo de operação com fator de potência unitário. Este modo de operação apresenta um nível aproximadamente 23% superior ao modo com fluxo resultante constante. Para o modo com $i_d = 0$ a desmagnetização nunca ocorre.

Os valores de K_v , que indicam a capacidade que o inversor deverá ter, são maiores para o modo com $i_d = 0$. Esses valores superam em cerca de 5% os valores apresentados para os outros modos de operação, em corrente nominal. A situação mais

favorável para o conversor é aquela correspondente ao modo de operação com fator de potência unitário. Não há, entretanto, uma diferença muito acentuada entre os valores de K_v para este modo e os valores de K_v correspondentes ao modo com fluxo resultante constante.

As curvas de torque eletromagnético e velocidade para os três modos de operação não apresentaram diferença significativa.

Quanto à corrente de fase, no modo com $i_d = 0$ o *ripple* se apresenta mais acentuado, seguido pelos modos com fluxo resultante constante e fator de potência unitário, apenas quando tais modos de operação estão combinados com o controle escalar do tipo histerese.

O fator de potência é mais baixo para o modo com $i_d = 0$, bem próximo de 1 para o modo com fluxo resultante constante e igual a 1 para o modo com fator de potência unitário.

O melhor tempo de resposta ao degrau de corrente foi obtido para o modo com $i_d = 0$, seguido pelo modo com fluxo resultante constante e pelo modo $\cos \varphi = 1$.

As filosofias de controle de velocidade mais usuais para o motor síncrono a ímã permanente incluem o controle escalar do tipo histerese (on-off), o controle escalar do tipo rampa e o controle vetorial ou campo orientado. Estas filosofias propiciaram os resultados descritos a seguir.

No controle do tipo histerese, o torque eletromagnético possui um valor praticamente sem pulsação, mas com um *ripple* acentuado. Para o controle do tipo rampa, o *ripple* é bem pequeno, mas apresenta uma pulsação considerável. Finalmente, o controle vetorial possui um *ripple* também acentuado e estabiliza-se em um valor inferior àqueles para as outras filosofias de controle.

As curvas de velocidade para as filosofias de controle do tipo histerese e rampa estabilizam-se praticamente em 0,45 segundos e com um valor em torno de 1800 rpm. Para o controle vetorial o tempo de estabilização mantém-se em aproximadamente 0,45 segundos, mas a velocidade estabiliza-se em um valor aproximado de 1600 rpm, sendo esta diferença devido ao torque eletromagnético ter um valor menor para o controle vetorial.

As curvas de corrente de fase para as filosofias de controle histerese e rampa apresentam um maior valor em relação à vetorial. O controle do tipo rampa é o que apresenta menor *ripple* de corrente. No controle vetorial a corrente de fase apresenta, além do *ripple*, uma pulsação. O controle do tipo histerese apresenta o maior *ripple* de corrente de todas as

filosofias de controle.

As curvas de tensão e corrente para as três filosofias de controle não apresentam diferença quanto ao fator de potência.

Quanto à resposta dinâmica, a filosofia de controle do tipo histerese apresenta a melhor resposta, seguida pelo controle do tipo rampa e pelo controle vetorial.

Como sugestões para futuros trabalhos, destacam-se:

- Verificar o efeito dos enrolamentos amortecedores
- Realizar a implementação experimental
- Considerar o campo de excitação por corrente contínua
- Desenvolvimento de métodos para a detecção da posição do rotor a partir das grandezas elétricas do estator
- Efetuar o controle completo de velocidade, como apresentado na Figura 7.1.

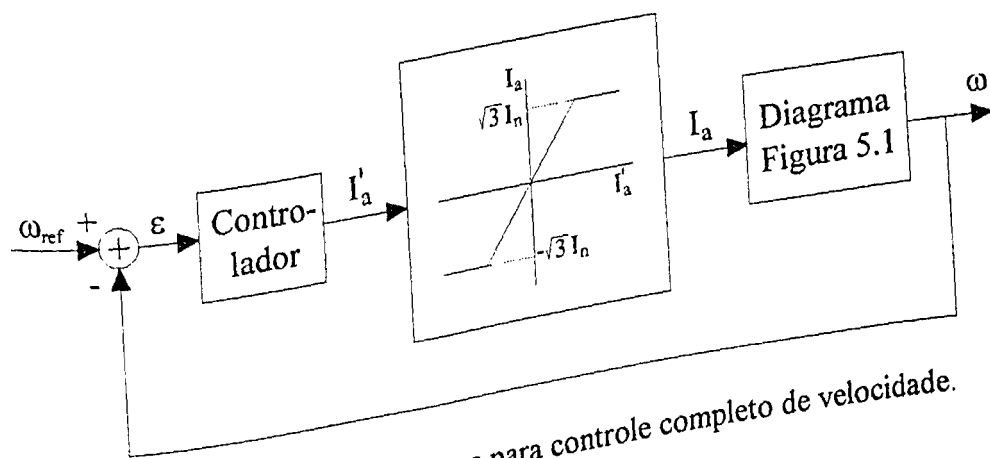


Figura 7.1. Diagrama de blocos para controle completo de velocidade.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ANDERSON, P.M., FOUAD, A.A. *Power system control and stability*. 1. ed. Ames: Iowa State University Press, 1977. 464 p.
- [2] DHAOUADI, Rached, MOHAN, Ned. Analysis of current-regulated voltage-source inverters for permanent magnet synchronous motor drives in normal and extended speed ranges. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v.5, n.1, p.137-144, mar. 1990.
- [3] FITZGERALD, A. E., KINGSLEY JR., Charles, KUSKO, Alexander. *Máquinas elétricas*. Traduzido por Josafá A. Neves; revisão técnica por Giorgio Gambirasio. São Paulo: McGraw-Hill do Brasil Ltda, 1975. 623 p.
- [4] ISHIKAWA, T., KATAOKA, T. V curve of hysteresis motor. *IEE Proceedings-B*, v.138, n.3, p.137-141, mai. 1991.
- [5] LE-HUY, Huang, DESSAINT, Louis A. An adaptive current control scheme for PWM synchronous motor drives: analysis and simulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v.4, n.4, p.486-495, out. 1989.
- [6] MORIMOTO, Shigeo, TAKEDA, Yoji, HIRASA, Takao. Current phase control methods for permanent magnet synchronous motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v.5, n.2, p.133-139, abr. 1990.
- [7] NABAE, Akira, OGASAWARA, Satoshi, AKAGI, Hirofumi. A novel scheme of current-controlled PWM inverters. *IEEE - IAS annual meeting*, p.473-478, 1985.
- [8] PFAFF, G., WESCHTA, A., WICK, A. Design and experimental results of a brushless ac servo-drive. *IEEE - IAS annual meeting*, p.692-697, 1982.

- [9] PILLAY, Pragasen, KRISHNAN, Ramu. Control characteristics and speed controller design for a high performance permanent magnet synchronous motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v.5, n.2, p.151-159, abr. 1990.
- [10] PILLAY, Pragasen, KRISHNAN, Ramu. Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless dc motors for servo drives. *IEEE Transactions on industry applications*, v.27, n.5, p.986-996, set./out. 1991.