

Conclusões Gerais

A presente tese tem como principal contribuição o desenvolvimento de um novo método de sincronização em malha aberta aplicado a conversores PWM trifásicos a três ou a quatro fios conectados a sistemas elétricos, que possam apresentar ao mesmo tempo em suas tensões desequilíbrios, harmônicos e variações de frequência.

No Capítulo 1 foi realizada uma revisão bibliográfica, a qual apresentou os principais métodos de sincronização em malha aberta de conversores PWM trifásicos com a rede elétrica, os quais se baseiam na medição das tensões da rede. Algumas das vantagens e desvantagens destes métodos foram citadas, levando em conta as principais características desejáveis, tais como: (i) Simplicidade estrutural; (ii) Rejeição de distorções harmônicas e desequilíbrios presentes nas tensões da rede; (iii) Adaptabilidade a variações de frequência, que possam estar presentes nas tensões da rede. A partir do estudo destes métodos verificou-se que, nenhum atende integralmente as características desejáveis requeridas para um algoritmo de sincronização, conforme pode ser observado no resumo comparativo entre os métodos em malha aberta apresentados na Tabela 1.

Com base nesta revisão, no Capítulo 2, foi proposto o desenvolvimento do método de sincronização de *referência síncrona de seqüência positiva normalizada*, onde os sinais de sincronização obtidos apresentam bom desempenho em termos de distorção harmônica mesmo na presença dos distúrbios nas tensões anteriormente citadas. Resultados de simulação e experimentais foram obtidos, a fim de demonstrar o comportamento em regime permanente e transitório do método proposto e do algoritmo de adaptação de frequência, quando submetido a degraus de frequência, fase, distorções harmônicas e desequilíbrios severos, estando alguns destes distúrbios acima dos recomendados pelas normas internacionais IEC 61000-2-2 e IEC 60034-3.

No Capítulo 3 foi apresentada uma das possíveis aplicações do método de sincronização *NPSF* proposto, o qual demonstra sua utilização na sincronização de retificadores PWM trifásicos a três fios. Foram estabelecidos os critérios relevantes para a definição da técnica de controle de corrente a ser aplicada na implementação do retificador PWM trifásico. A partir da escolha do controlador PI para regulação das correntes de entrada e da utilização de um servo controlador para regulação da tensão do barramento CC. Então, o retificador PWM trifásico foi implementado obtendo-se resultados experimentais com uma boa correspondência com os resultados de simulação. Tais controladores são facilmente implementados em um DSP de ponto fixo, onde foram utilizando dois tipos de tecnologia de DSP para o controle das grandezas de corrente e tensão. Além disso, foi analisado o desempenho dos métodos de sincronização *NPSF* e *MSRF* em termos dos critérios de taxa de desequilíbrio, THD_i e fator de potência com relação as correntes de entrada do retificador. Ficou evidente que dependendo do método de sincronização de malha aberta a ser empregado e dos distúrbios presentes nas tensões da rede é possível obter correntes drenadas por retificadores PWM trifásicos com maiores ou menores distorções. Especificamente, com relação ao método proposto nessa tese, este apresenta melhores resultados se comparado ao método *MSRF*.

No Capítulo 4 foi apresentada uma das possíveis aplicações do método de sincronização *NPSF* aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios, o qual demonstra sua utilização na geração de adequadas referências de corrente para FAPP, a partir do uso do método de detecção de tensão. Além disso, foram propostos a extensão do método de detecção de tensão e do controlador de corrente de tempo mínimo para aplicações em sistemas trifásicos a quatro fios. Resultados de simulação e experimentais foram apresentados, com o intuito de demonstrar o desempenho em termos da compensação de harmônicos de tensão e correntes de neutro com base no segundo protótipo desenvolvido no Capítulo 5. Uma análise detalhada da aplicabilidade do método de sincronização *NPSF* foi apresentada para diferentes condições nas tensões da rede elétrica. Esta análise mostrou que o método *NPSF* gera correntes de compensação mais adequadas em comparação com o método *MSRF*. Estes resultados mostraram que métodos de

sincronização que não contemplem desequilíbrios e distorções harmônicas em seus algoritmos podem provocar o aparecimento de componentes harmônicas indesejadas nas correntes de referências geradas pelo método de detecção de tensão. Logo, a escolha de um adequado método de sincronização devido à presença de determinados distúrbios nas tensões da rede elétrica é um fator importante que deve ser considerado.

No Capítulo 5 foram apresentados os protótipos desenvolvidos, sendo o primeiro operando em 4 kVA funcionando como retificador PWM trifásico e o segundo operando em 20 kVA, para funcionamento tanto como retificador PWM como filtro ativo de potência paralelo. Estes foram utilizados para a implementação do método de sincronização *NPSF*, do método de sincronização *MSRF*, das técnicas de controle de corrente comparadas no ANEXO B e da técnica de controle de tensão do barramento CC utilizada. Foram detalhadas as principais partes destes protótipos, constituído basicamente de um circuito de medição das grandezas de tensão e corrente, circuito de controle e circuito de potência. Além disso, foram estabelecidos os procedimentos básicos para teste do filtro ativo de potência paralelo desenvolvido nos laboratórios do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle.

Sugestão para Trabalhos Futuros

Como sugestão para trabalhos futuros propõe-se:

- 1) Estudo e análise da viabilidade de aplicação do método de sincronização de referência síncrona normalizada utilizando a seqüência negativa;
- 2) Estudo e análise da utilização do método de sincronização proposto utilizando a seqüência negativa para redução da corrente de compensação na frequência fundamental gerada pelo método de detecção de tensão, em condições de desequilíbrios das tensões da rede;
- 3) Estudo da estabilidade de retificadores PWM trifásicos considerando o método de sincronização proposto, controladores e as características da rede;
- 4) Estudo da estabilidade de filtros ativos de potência paralelos considerando o método de sincronização proposto, controladores e as características da rede;
- 5) Otimização do cálculo dos ganhos K_v e K_{v0} através da utilização de métodos adaptativos para ajuste destes, a fim de melhorar o desempenho do filtro ativo de potência paralelo na compensação de harmônicos de tensão da rede.
- 6) Investigação quanto a utilização de filtros passa-baixas de 1ª, 3ª e demais ordens.
- 7) Estudo e análise da utilização de um método de geração de referências híbrido para filtros ativos que combine o método de detecção de tensão e corrente.

Referências Bibliográficas

- [1] E. J. Currence, J. E. Plizga and H. N. Nelson “Harmonic resonance at a medium-sized industrial plant,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 31, pp. 682-690, Jul./Aug. 1995.
- [2] M. H. J. Bollen, “Fast Assessment methods for voltage sags in distribution systems,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 32, Nov./Dec. 1996, pp. 1414-1423.
- [3] V. Soares and G. D. Marques, “Active power filter control circuit based on the instantaneous active and reactive current i_d - i_q method,” in *Proc. PESC'97*, 1997, pp. 1096-1101.
- [4] G. D. Marques, “A comparison of active power filter control methods in unbalanced and non-sinusoidal conditions,” in *Proc. IECON'98*, 1998, pp. 444-449.
- [5] J. L. Duarte, A. V. Zwam, C. Wijnands and A. Vandenput, “Reference frames fit for controlling PWM rectifiers,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 46, Jun. 1999, pp. 628-630.
- [6] J. Svensson, “Synchronization methods for grid-connected voltage source converters,” *IEE Proc. Generation Transmission and Distribution*, vol. 148, May 2001, pp. 229-235.
- [7] M. Malinowski and M. P. Kasmierkowski, “Direct power control of three-phase PWM rectifier using space vector modulation- simulation study,” in *Proc. ISIE'02*, 2002, pp. 1114-1118.
- [8] S. Hansen, M. Malinowski, F. Blaabjerg and Marian P. Kazmierkowski, “Sensorless control strategies for PWM rectifier,” in *Proc. APEC'00*, 2000, pp. 832-838.

- [9] R. M. Kennel, M. Linke and P. Szczupak, "Sensorless control of 4-quadrant-rectifiers for voltage source inverters (VSI)," in *Proc. PESC'03*, 2003, pp. 1057-1062.
- [10] P. Szczupak and R. Kennel, "Sensorless control of PWM rectifiers by distorted supply voltage," in *Proc. PESC'04*, 2004, pp. 203-206.
- [11] G. Maozhong, L. Hankui, G. Hanjun and X. Dianguo, "Active voltage regulator based on novel synchronization method for unbalance and fluctuation compensation," in *Proc. Conf. IECON'02*, 2002, pp. 1374–1379.
- [12] G.-C. Hsieh and J. C. Hung, "Phase-locked loop techniques – A survey," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 43, Dec. 1996, pp. 609-615.
- [13] S.-J. Lee, J.-K. Kang and S.-K. Sul, "A new phase detecting method for power conversion systems considering distorted conditions in power system," in *Proc. IAS '99*, 1999, pp. 2167-2172.
- [14] D. R. Jr. Costa, L. G. B. Rolim and M. Aredes, "Analysis and software implementation of a robust synchronizing circuit PLL circuit," in *Proc. ISIE '03*, 2003, pp. 292- 297.
- [15] S. M. Deckmann, F. P. Marafão and M. S. de Pádua, "Single and three-phase digital PLL structures based on instantaneous power theory," in *Proc. COBEP'03*, 2003, pp. 225-230.
- [16] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments," *IEEE Trans. on Power Systems*, vol. 19, Aug. 2004, pp. 1263-1270.
- [17] H. Awad, J. Svensson, and M. Bollen, "Phase-locked loop for static series compensator," in *Proc. Conf. EPE'03*, 2003, in CD-ROM.
- [18] E. M. Sasso, G. G. Sotelo, A. A. Ferreira, E. H. Watanabe, M. Aredes, and P. Barbosa, "Investigação dos modelos de circuitos de sincronização trifásicos baseados na teoria de potências real e imaginária instantâneas (p-PLL e q-PLL)," in *Proc. Conf. CBA'02*, 2002, in CD-ROM.

- [19] F. P. Marafão, S. M. Deckmann, J. A. Pomílio, and R. Q. Machado, “A software-based PLL model: analysis and applications,” *in Proc. Conf. CBA’04*, 2004, in CD-ROM.
- [20] L. Harnefors and H. P. Nee, “A general algorithm for speed and position estimation of AC motors,” *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 47, 2000, pp. 77–83.
- [21] H.-S. Song and K. Nam, “Instantaneous phase-angle estimation algorithm under unbalanced voltage-sag conditions,” *IEE Proc. Generation Transmission and Distribution*, vol. 147, Nov. 2000, pp. 409-415.
- [22] A. A. Girgis, W. B. Chang and E. B. Makram, “A digital recursive measurement scheme for online tracking of power system harmonics,” *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 6, Jul. 1991, pp. 1153-1160.
- [23] D. P. Manjure and E. B. Makram, “Impact of unbalance on power system harmonics,” *in Proc. ICHQP’02*, 2002, pp. 328-333.
- [24] C. L. Fortescue, “Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks,” *Transactions AIEE*, vol. 37, Jun. 1918, pp. 1027-1140.
- [25] C.-C. Chen and Y.-Y. Hsu, “A novel approach to the design of a shunt active filter for an unbalanced three-phase four-wire system under nonsinusoidal conditions,” *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 15, Oct. 2000, pp. 1258-1264.
- [26] R. F. de Camargo, “Contribuição ao Estudo de Filtros Ativos de Potência,” Dissertação de Mestrado, PPGEE, Universidade Federal de Santa Maria, Julho de 2002. <http://www.ufsm.br/gepoc>.
- [27] F. Botterón, Análise, Projeto e implementação de um inversor PWM trifásico para UPS de média potência, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, Julho 2001.
- [28] M. Cichowlas and M. Kazmierkowski, “Comparison of current control techniques for PWM rectifiers,” *in Proc. ISIE’02*, 2002, pp. 1259-1263.

- [29] K. Dai, P. Liu, J. Xiong and J. Chen, "Comparative study on current control for three-phase SVPWM voltage-source converter in synchronous rotating frame using complex vector method," *in Proc. PESC'03*, 2003, pp. 695-700.
- [30] M. Malinowski, Marian P. Kazmierkowski and Andrzej Trzynadlowski, "A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, Nov. 2003, pp. 1390-1396.
- [31] K. Ogata, *Discrete-Time Control Systems*, Prentice Hall Inc., 2^o Ed., 1995, pp. 114-126
- [32] V. Chuvychin, N. Gurov, S. Rubcov, and V. Strelkovs, "Problems of power system frequency control during emergency condition," *in Proc. Conf. EPE'04*, 2004, in CR-ROM.
- [33] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*, Prentice Hall Inc. 2^a Ed., 1996.
- [34] S. Bhattacharya, T. M. Frank and D. M. Divan and B. Banerjee, "Parallel active filter system implementation and design issues for utility interface of adjustable speed drive systems," *in Proc. IAS'96*, 1996, pp. 1032-1039.
- [35] T. Siebert and A. Troedson and S. Ebner, "AC to DC power conversion now and the future," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 38, Jul./Aug. 2002, pp. 934-940.
- [36] M. Malinowski and M. P. Kasmierkowski, "DSP implementation of direct power control with constant switching frequency for three-phase PWM rectifiers," *in Proc. IECON'02*, 2002, pp. 198-203.
- [37] R. F. Camargo, F. Botterón, M. H. Duarte, J. Marques and H. Pinheiro, "Análise e implementação de retificadores PWM trifásicos com resposta deadbeat utilizando desacoplamento por retroação de estados," *in Proc. CBA'04*, 2004, in CD-ROM.

- [38] L. H. F. Bilgin, K. N. Köse, G. Zenginobuz, M. Ermis, E. Nalcaçi, I. Çadirci and H. Köse, "A unity-power-factor buck-type PWM rectifier for medium/high-power DC motor drive applications," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 38, Sep./Oct. 2002, pp. 1412-1425.
- [39] C. V. Nicolás, Blázquez, D. Ramírez, M. Lafoz and J. Iglesias, "Guidelines for the design and control of electrical generator systems for new grid connected wind turbine generators," in *Proc. IECON'02*, 2002, pp. 317-322.
- [40] T. Kawabata, T. Miyashita and Y. Yamamoto, "Dead Beat control of three-phase PWM inverter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 6, 1991, pp. 62-72.
- [41] M. P. Kasmierkowski, M. A. Dzieniakowski, "Review of current regulation techniques for three-phase PWM inverters," in *Proc. IECON'94*, 1994, pp. 567-575.
- [42] C. T. Rim, N. S. Choi, G. C. Cho and G. H. Cho, "A complete DC and AC analysis of three-phase controlled-current PWM rectifier using circuit D-Q transformation," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 9, Jul. 1994, pp. 390-396.
- [43] D.-C. Lee, S.K. Sul and M. H. Park, "High performance current regulator for a field-oriented controller induction motor drive," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 30, Sep./Oct. 1994, pp. 1247-1257.
- [44] N. R. Zargari and Géza Joós, "Performance investigation of a current-controlled voltage-regulated PWM rectifier in rotating and stationary frames," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 42, Aug. 1995, pp. 396-401.
- [45] M. P. Kasmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 45, Oct. 1998, pp. 691-703.

- [46] D. N. Zmood, D. G. Holmes and G. H. Bode, "Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 37, Mar./Apr. 2001, pp. 601-610.
- [47] M. Cichowlas and M. Kazmierkowski, "Comparison of current control techniques for PWM rectifiers, in *Proc. ISIE'02*, 2002, pp. 1259-1263.
- [48] T.-S. Lee, "Input-output linearization and zero-dynamics control of three-phase AC/DC voltage-source converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, Jan. 2003, pp. 11-22.
- [49] K. Zhou and D. Wang, "Digital repetitive controlled three-phase PWM rectifier," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, Jan. 2003, pp. 309-316.
- [50] D. N. Zmood and D. G. Holmes, "Stationary frame current regulation for PWM inverters with zero steady-state error, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, May. 2003, pp. 814-822.
- [51] K. Dai, P. Liu, J. Xiong and J. Chen, "Comparative study on current control for three-phase SVPWM voltage-source converter in synchronous rotating frame using complex vector method," in *Proc. PESC'03*, 2003, pp. 695-700.
- [52] M. Malinowski, Marian P. Kazmierkowski and Andrzej Trzynadlowski, "A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, Nov. 2003, pp. 1390-1396.
- [53] H. Kim and R. D. Lorenz, "Synchronous frame PI current regulators in a virtually translated system," in *Proc. IAS'04*, 2004, in CD-ROM.
- [54] C. T. Rim, N. S. Choi, G. C. Cho and G. H. Cho, "A complete DC and AC analysis of three-phase controlled-current PWM rectifier using circuit D-Q transformation," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 9, Jul. 1994, pp. 390-396.

- [55] V. Blasko and V. Kaura, "A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 12, Jan. 1997, pp. 116-123.
- [56] H. Kömürçügil and O. Kükrer, "Lyapunov-based control for three-phase PWM AC/DC voltage-source converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*," vol. 13, Sep. 1998, pp. 801-813.
- [57] J. R. Espinoza, G. Joós and L. Morán, "Decoupled control of the active and reactive power in three-phase PWM rectifiers based on non-linear control strategies," in *Proc. PESC'99*, 1999, pp. 131-136.
- [58] F. Briz, M. W. Degner and R. D. Lorenz, "Analysis and design of current regulators using complex vectors," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 36, May/Jun. 2000, pp. 817-825.
- [59] D.-C. Lee, "Advanced nonlinear control of three-phase PWM rectifiers," *IEE Proc. Electric Power Applications*, vol. 147, Sep. 2000, pp. 316-366.
- [60] D. Borgonovo and I. Barbi, "Analysis modeling and control of three-phase boost AC-DC converters using the park transformation," in *proc. COBEP'01*, 2001, pp. 767-771.
- [61] J. Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion," *proceedings of IEEE* , vol. 82, Aug. 1994, pp. 1194-1214.
- [62] L. Malesani and P. Tomasin, "PWM current control techniques of voltage source converters-A survey," in *Proc. IEEE IECON'93*, 1993, pp. 670-675.
- [63] P. D. Ziogas, "The delta modulation technique in static PWM inverters," *IEEE Trans. Industry Application*, vol. IA-17, Nov. 1982, pp. 199-204.
- [64] L. Zhang and F. Hardan, "Vector controlled VSI-fed AC drive using a predictive space-vector current regulation schemes," in *Proc. IECON'94*, 1994, pp. 61-66.

- [65] Y. Ye, M. Kazerani and V. H. Quintana, "A novel modeling and control method for three-phase PWM converters," in *Proc. PESC'01*, 2001, pp. 102-107.
- [66] R. F. Camargo and H. Pinheiro, "Deadbeat decoupled controller by state feedback for three-phase PWM rectifiers and comparative stability analysis," in *Proc. INDUSCON'04*, 2004, in CD-ROM.
- [67] L. Malesani, P. Mattavelli and S. Buso, "Robust dead-beat current control for PWM rectifiers and active filters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 35, May./Jun. 1999, pp. 613-620.
- [68] P. Enjeti, P. D. Ziogas, J. F. Lindsay and M. H. Rashid, "A novel current controlled PWM inverter for variable speed AC drives," in *Proc. IAS'86*, 1986, pp. 235-243.
- [69] Y. Guo, X. Wang, H. C. Lee, B.-T. Ooi, "Pole-placement control of voltage-regulated PWM rectifiers through real-time multiprocessing," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 41, Apr. 1994, pp. 224 – 230.
- [70] Y. Sato, T. Ishizuka, K. Nezu and T. Kataoka, "A new control strategy for voltage-type PWM rectifiers to realize zero steady-state control error in input current," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 34, May/Jun. 1998, pp. 480 – 486.
- [71] L. Morán, P. D. Ziogas and G. Joos, "Design aspects of synchronous PWM rectifier-inverter systems under unbalanced input voltage conditions," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 28, Nov./Dec. 1992, pp. 1286-1293.
- [72] P. N. Enjeti, S. A. Choudhury, "A new control strategy to improve the performance of a PWM AC to DC converter under unbalanced operating conditions," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 8, Oct. 1993, pp. 493 – 500.

- [73] P. Rioual, H. Pouliquen and J.-P. Louis, "Regulation of a PWM rectifier in the unbalanced network state using a generalized model," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 11, May 1996, pp. 495 – 502.
- [74] H.-S. Song and K. Nam, "Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 46, Oct. 1999, pp. 953-959.
- [75] F. A. B. Batista, C. H. I. Font R. L. Alves and I. Barbi, "Comparison of control techniques applied to boost-type bidirectional three-phase PWM rectifier," *in proc. INDUSCON'04*, 2004, in CR-ROM.
- [76] Dictionary IEEE Std. 100-1996, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 6^o Ed., 1996.
- [77] R. A. M. Braga, Estudo e Implementação de um Filtro Híbrido de Potência com Parte Ativa Série, Dissertação de Mestrado, Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Março 2001.
- [78] IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality, IEEE Std.1159-1995, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. 345, New York, USA, Jun. 1995.
- [79] IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, IEEE Std.519-1992, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. 345, New York, USA, Apr. 1993
- [80] D.-C. Lee, K.-D. Lee and G.-. Lee, "Voltage control of PWM converters using feedback linearization," *in proc. conf. IAS'98*, 1998, pp.1491-1496.
- [81] F. Botterón and H. Pinheiro, "An improved discrete model for three-phase voltage-fed space vector modulated converters," *in proc. IEEE COBEP'03*, 2003, pp. 911-922.
- [82] F. Botterón, Controladores Discretos de Tensão Baseados no Princípio do Modelo Interno Aplicados a Inversores Trifásicos PWM, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Maria, Fevereiro 2006.

- [83] H. T. Câmara, Controle Adaptativo Robusto por Modelo de Referência Aplicado a Motores de Indução Trifásicos, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, Julho 2002.
- [84] R. Blume, Estudo e implementação de uma nova modulação space vector PWM para UPS três braços monofásica on-line, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, Março 2002.
- [85] A. H. Mitwalli, S. B. Leeb, G. C. Verghese and V. J. Thottuvelil, “An Adaptive Digital Controller for a Unity Power Factor Converter,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 11, n° 2, Mar. 1996, pp. 374-382.
- [86] P. L. Falb and W. A. Wolovich, “Decoupling in the design and synthesis of multivariable control systems”, *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. AC-12, Dec. 1967, pp. 651-659.
- [87] C.-T. Chen, Introduction to Linear System Theory, Holt, Rinehart and Winston Inc., 1970, pp. 298-305.
- [88] R. C. Dugan, M. F. McGranaghan and H. Wayne Beaty, *Electrical Power Systems Quality*, 1996, Mc Graw-Hill: New York, pp. 123-187
- [89] C. A. Quinn and N. Mohan, “Active Filtering of Harmonic Currents in Three-Phase, Four-Wire Systems with Three-Phase and Single-Phase Non-Linear Loads,” in *Proc. APEC’92*, 1992, vol. 2, pp. 829-835.
- [90] L. S. Czarnecki, “Effect of minor harmonics on the performance of resonant harmonic filters in distribution systems,” *IEE Proc. Electric Power Applications*, vol. 144, pp. 349-356, Sept. 1997.
- [91] S. M. Deckmann, J. A. Pomilio, E. A. Mertens and L. F. S. Dias, “Uso de filtros passivos em redes de distribuição com cargas não-lineares,” in *proc. CBA’04*, 2004, in CD-ROM.
- [92] M. Aredes and E. H. Watanabe, “New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters,” *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 10, pp. 1649-1656, Jul. 1995.

- [93] B. Singh, K. Al-Haddad and A. Chandra, "A review of active filters for power quality improvement," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 46, pp. 960-971, Oct. 1999.
- [94] H. Akagi, S. Ogasawara and H. Kim, "The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: A comprehensive approach," in *Proc. IEEE IAS'99*, 1999, pp. 431-439.
- [95] M. Aredes, J. Hafner and K. Heumann, "Three-phase four-wire shunt active filter control strategies," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 12, pp. 311-318, Mar. 1997.
- [96] K. Haddad, T. Thomas, G. Joós and A. Jaafari, "Dynamic performance of three phase four wire active filter," in *proc. IEEE APESC'97*, 1997, pp. 206-212.
- [97] M. G. Villalva, E. Ruppert, "Four-wire shunt active power filter with adaptive selective current compensation," in *proc. IEEE PESC'05*, 2005, pp. 347-353.
- [98] H. Kawahira, T. Nakamura, S. Nakazawa and M. Nomura "Active power filter," in *Proc. IPEC'83*, 1983, pp. 981-992.
- [99] H. Akagi, "Control strategy and site selection of a shunt active filter for damping of harmonic propagation in power distribution systems," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 12, pp. 354-363, Jan. 1997.
- [100] H. Akagi, H. Fujita and K. Wada "A shunt active filter based on voltage detection for harmonic termination of a radial power distribution line," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 35, pp. 638-645, May/Jun. 1999.
- [101] Y. Sato, T. Kawase, M. Akiyama and T. Kataoka "A control strategy for general-purpose active filters based on voltage detection," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 36, pp. 1405-1412, Sep./Oct. 2000.
- [102] P. Jintakosonwint, H. Fujita and H. Akagi, "Control and performance of a fully-digital-controlled shunt active filter for installation on a power distribution system" *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 17, pp. 132-140, Jan. 2002.

- [103] K. Wada, H. Fujita and Akagi H., “Considerations of a shunt active filter based on voltage detection for installation on a long distribution feeder,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 38, pp. 1123-1130, Jul./Aug. 2002.
- [104] P.-C.Tan, R. E. Morrison and D. G. Holmes, “Voltage form factor control and reactive power compensation in a 25-kV electrified railway system using a shunt active filter based on voltage detection,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 39, pp. 575-581, Mar./Apr. 2003.
- [105] P. T. Cheng and Lee Z.-L. “Distributed active filter systems (DAFS): a new approach to power system harmonics,” in *Proc. IAS '04*, 2004, in CD-ROM.
- [106] Z. H. Yuan and Y. Du “Analytical analysis of shunt active power filters based on voltage detection”, in *proc. IAS'05*, pp. 1241-1245, 2005.
- [107] F. Botteron, R. F. de Camargo, H. L Hey, J. R. Pinheiro, H. A. Grundling, H. Pinheiro, “New limiting algorithms for space vector modulated three-phase four-leg voltage source inverters,” *IEE Proc. Electric Power Applications*, vol. 150, pp. 733 – 742, Nov. 2003.
- [108] R. F. Camargo and H. Pinheiro, “New synchronization method for three-phase four-wire PWM converters under unbalance and harmonics in the grid voltages,” in *Proc. of EUROPES'05*, in CD-ROM, 2005.
- [109] K. Okata, *Discrete-Time Control Systems*, 1995, 2nd ed., Prentice Hall: New Jersey, pp. 408-516.
- [110] F. P. Marafão *Análise e Controle da Energia Elétrica através de Técnicas de Processamento Digital de Sinais*, Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas, Dezembro 2004.
- [111] S. Hamasaki and A. Kawamura, “Improvement of current regulation of line-current-detection-type active filter based on deadbeat control,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 39, pp. 536-541, Mar./Apr. 2003.

- [112] S.-J. Park, F.-S. Kang, M. H. Lee, C.-U. Kim, “A new single-phase five-level PWM inverter employing a deadbeat control scheme,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, pp.831-843, May 2003.
- [113] M. Kojima, K. Hirabayashi, Y. Kawabata, E. C. Ejiogu and T. Kawabata, “Novel vector control system using deadbeat-controlled PWM inverter with output LC filter,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 40, pp. 162-169, Jan./Feb. 2004.
- [114] P. Mattavelli, “An improved deadbeat control for UPS using disturbance observers,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 52, pp. 206– 212, Feb. 2005.
- [115] C. Rech, Análise e implementação de técnicas de controle digital aplicadas a fontes ininterruptas de energia, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, Março 2001.
- [116] T. J. E. Miller, Reactive Power Control in Electric Systems, 1ª Ed., New York: John Wiley & Sons, 1982, pp. 2-183.
- [117] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, “Instantaneous reactive power compensators comprising switching without energy storage components,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-20, pp. 625-630, Mai./Jun. 1984.
- [118] F. B. Líbano, J. A. Cobos and J. Uceba, “Simplified control strategy for hybrid active filters,” in *Proc. IEEE PESC’97*, 1997, pp. 1102-1108.
- [119] M. Salo and H. Tuusa, “A new control method for a current-source active power filter,” in *Proc. IEEE CIEP,00*, 2000, pp. 104-108.
- [120] M. Rastogi, N. Mohan and A. Edris, “Hybrid-active filtering of harmonic currents in power systems,” *IEEE Trans on Power Delivery*, vol. 10, pp. 1994-2000, Oct. 1995.
- [121] W. N. Grady, M. J. Samtjy and A. H. Noyola, “Survey of active power line conditioner methodologies,” *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 5, pp. 1536-1542, Jul. 1990.

- [122] B. Zhang, "The method on a generalized dq_k coordinate transform for current detection of an active power filter and power system," in *Proc. IEEE PESC'99*, 1999, pp. 235-239.
- [123] C. A. Quinn, H. Mohan and H. Mehta, "A four-wire, current-controlled converter provides harmonic neutralization in three-phase, four-wire systems," in *Proc. IEEE APEC'93*, 1993, pp. 841-846.
- [124] R. P. S. Leão and F. L. M. Antunes, "Unbalanced no-linear three phase load modeling using symmetric components," in *Proc. IEEE INDUSCON'00*, 2000, pp. 697-702.
- [125] H. Kim and H. Akagi, "The instantaneous power theory on the rotating $p-q-r$ reference frames," in *Proc. IEEE PEDS'99*, 1999, pp. 422- 427.
- [126] H. Kim, F. Blaabjerg and B. Bak-Jensen, "Spectral analysis of instantaneous powers in single-phase and three-phase systems with use of $p-q-r$ theory," in *Proc. IEEE PESC'01*, 2001, pp. 54-61.
- [127] P. Jintakosonwit, H. Akagi and H. Fujita, "Performance of automatic gain adjustment in shunt active filters for harmonic damping throughout power distribution systems," in *Proc. IEEE PESC'01*, 2001, pp. 437- 443.
- [128] L. Morán, J. Mahomar and J. Dixon, "Filtros activos de potencia para compensar sistemas industriales en media tension," in *Proc. IEEE INDUSCON'00*, 2000, pp. M78-M97.
- [129] Z. Hi, H. Jin and G. Joos, "Control of active filters using digital signal processors," in *Proc. IEEE IECON'95*, 1995, pp. 651-655.
- [130] C. L. Phillips, H. T. Nagle, *Digital Control System Analysis and Design*. 1^o Ed., Prentice Hall, 1995.
- [131] H. Fujita, T. Yamasaki and H. Akagi, "A hybrid active filter for damping of harmonic resonance in industrial power systems," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 15, pp. 215-222, Mar. 2000.

- [132] F.B. Líbano, D. S. L. Simonetti and J. Uceda, “Frequency characteristics of hybrid filter systems,” in *Proc. IEEE PESC’96*, 1996, pp. 1142-1148.
- [133] F. Z. Peng, H. Akagi and A. Nabae, “A new approach to harmonic compensation in power systems – A combined system of shunt passive and series active filters,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 26, pp. 983-990, Nov./Dec. 1990.
- [134] H. Fujita and H. Akagi, “A practical approach to harmonic compensation in power systems – Series connection of passive and active filters,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 27, pp. 1020-1025, Nov./Dec. 1991.
- [135] F. Z. Peng, H. Akagi and A. Nabae “Compensation characteristic of the combined system of shunt passive and series active filters,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 29, pp. 144-152, Jan./Feb. 1993.
- [136] H. Akagi and H. Fujita, “A new power line conditioner for harmonic compensation in power systems,” *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 10, pp. 1570-1575, Jul. 1995.
- [137] M. Rastogi, N. Mohan and A. Edris, “Híbrido-ativo filtering of harmonic currents in power systems,” *IEEE Trans on Power Delivery*, vol. 10, pp. 1994-2000, Oct. 1995.
- [138] A. Campos, G. Joos, P. D. Ziogas and J. F. Linday, “Analysis and design of a series voltage compensator for three-phase unbalanced sources,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 39, pp. 159-167, Apr. 1992.
- [139] M. V. Ataíde, Contribuição ao Projeto de Filtros Ativos Monofásicos de Potência, Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual de Campinas–SP, Janeiro 1997.
- [140] S. Ramírez, N. Visairo, and M. Oliver, “Harmonic compensation in the AC mains by the use of current and voltage active filters controlled by a passivity-based law,” in *Proc. IEEE CIEP’00*, 2000, pp. 78-92.

- [141] G. Joós and J. R. Espinoza, "Three-phase series var compensation based on a voltage-controlled current source inverter with supplemental modulation index control," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 14, pp. 587-598, Mai. 1999.
- [142] V. Cárdenas, N. Vázquez and C. Hernández, "Sliding mode control applied to a 3 ϕ shunt active power filter using compensation with instantaneous reactive power theory," in *Proc. IEEE PESC'98*, 1998, pp. 236-241.
- [143] T. Thomas, K. Haddad, G. Joos and A. Jaafari, "Performance evaluation of three phase three and four wire active filters," in *Proc. IEEE IAS'96*, 1996, pp. 1016-1023.
- [144] K. Haddad, G. Jóos and S. Chen, "Control algorithms for series static voltage regulators in faulted distribution system," in *Proc. IEEE PESC'99*, 1999, vol. 39, pp. 418-423.
- [145] A. Nava-Segura and G. Mino-Aguilar, "A novel four-branches-inverter-based-active-filter for harmonic suppression and reactive compensation of an unbalanced 3-phase 4-wires electrical distribution, systems, feeding AC/DC loads," in *Proc. IEEE PESC'00*, 2000, pp. 1155-1160.
- [146] G. Alarcón, C. Núñez, V. Cárdenas and M. Oliver, "Design and implementation of a 3-phase series active filter to compensate voltage disturbances," in *Proc. IEEE CIEP'00*, 2000, pp. 93-98.
- [147] J. R. Espinoza and G. Joós, "A current-source inverter fed induction motor drive system with reduced losses," in *Proc. IEEE IAS'95*, 1995, pp. 45-52.
- [148] H. Akagi, A. Nabae and S. Atoh, "Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-22, pp. 460-465, Nov./Dec. 1991.
- [149] H. Akagi, Y. Tsukamoto and A. Nabae, "Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source PWM converters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 26, Jan. 93-98.

- [150] H. Akagi, S. Atoh and A. Nabae, "Compensation characteristics of active power filter using multiseried voltage source PWM converters," *in Proc. EEJ*, vol. 106, pp.563-570, Jul. 1986.
- [151] C. F. Wagner and R. D. Evans, "Fundamental Principles," *Symmetrical Components*, 1^a Ed., New York and London: McGraw-Hill, 1933, pp. 1-25.
- [152] W. D. Stevenson JR., "Symmetrical Components," *Elements of Power Systems Analysis*, 2^a Ed., New York: McGraw-Hill, 1962, pp. 272-302.
- [153] S. Saito, R. Devaraj and D. A. Torrey, "The design and implementation of a three-phase active power filter based on sliding mode control," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 31, pp. 993-999, Sep./Oct. 1995.
- [154] H. Song and K. Nam, "Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 46, pp. 953-959, Oct. 1999.
- [155] P.W. Lehn and M. R. Irvani, "Discrete time modeling and control of the voltage source converter for improved disturbance rejection," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 14, pp. 1028-1036, Nov. 1999.
- [156] F. Botterón, H. Pinheiro, H. A. Gründling, J. R. Pinheiro and H. L. Hey, "Digital voltage and current controllers for three-phase PWM inverter for UPS applications, *in Proc. IEEE IAS'01*, 2001, pp. 2667-2674.
- [157] A. Campos, G. Joos, P. D. Ziogas and J. F. Linday, "Analysis and design of a series voltage unbalance compensator based on a three-phase VSI operating with unbalanced switching functions," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 9, pp. 269-274, Mai. 1994.
- [158] B. N. Singh, A. Chandra and K. Al-Haddad, "A new control scheme of series hybrid active filter," *in Proc. PESC'99*, 1999, pp. 249-254.
- [159] T. Furuhashi, S. Okuma, and Y. Uchikawa, "A study on the theory of instantaneous reactive power," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 37, pp. 86-90, Feb. 1990.

- [160] F. R. Garcia, M. Peel and G. Gurlaskie , “Aplicação de equipamentos à base de eletrônica de potência,” *in Proc. III SBQEE’99*, 1999, pp. 230-240.
- [161] S. D. Round and N. Mohan, “Comparison of frequency, time domain neural network controllers for an active power filter,” *in Proc. IEEE IECON’93*, 1993, pp. 1099-1104.
- [162] D. A. Paice, *Power Electronics Converter Harmonics-Multipulse methods for Clean Power*, 2^a Ed., New York: IEEE Press, 1995, pp. 1-120.
- [163] P. Jintakosonwint, H. Fujita, H. Akagi and S. Ogasawara, “Implementation and performance of cooperative control of shunt active filters for harmonic damping throughout a power distribution system” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 39, Mar./Apr. 2003, pp. 556-564.
- [164] I. J. Gabe, *Análise de estabilidade da conexão de filtros ativos trifásicos paralelo conectado a rede com o método de detecção de tensão*, Trabalho de Conclusão de Curso, Universidade Federal de Santa Maria, Março 2006.
- [165] S. Buso, L. Malesani and P. Mattavelli, Comparison of current control techniques for active filter applications, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 45, Oct. 1998, pp. 722 – 729.
- [166] H. Pinheiro, F. Botterón, C. Rech, L. Schuch, R. F. de Camargo, H. L. Hey, H. A. Gründling, J. R. Pinheiro, “Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada,” *Revista Controle & Automação*, vol.16, Jan./Fev. e Março 2005, pp. 13-24.
- [167] M. P. Kazmierkowski and W. Sulkowski, “A novel vector control for transistor PWM inverter-fed induction motor drive”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 38, pp. 41 – 47, Feb. 1991.
- [168] D. M. Brod and D. W. Novotny, “Current control of VSI-PWM Inverters”, *IEEE Trans. On Industry Applications*, vol. IA-21, pp. 562-570, May/Jun. 1985.

- [169] R. Cardoso and H. A. Gründling, “Single and three-phase Kalman filter based synchronization methods”, in *Proc. INDUSCON’06*, 2006, in CD-ROM.
- [170] M. Stefanello and H. A. Gründling, “A DSP-based three-phase four-wire AC power source using robust model reference adaptive control”, in *Proc. INDUSCON’06*, 2006, in CD-ROM.
- [171] Resolução do Operador Nacional do Sistema Elétrico Brasileiro, *Padrões de Desempenho da Rede Básica* (Sub-Módulo 2.2), ONS, Brasil, 2006, <http://www.aneel.org.br>.
- [172] K. J. Åström and B. Wittenmark, *Adaptive Control*, 2^a Ed., Lund Institute of Technology, 1989, pp. 239-249.
- [173] S. Sastry and M. Bolson, *Adaptive Control – Stability, Convergence, and Robustness*, 1^a Ed., Prentice Hall, New Jersey, 1989, pp. 53-61.

Anexo A

Extensão do Método de Referência Síncrona de Seqüência Positiva Normalizada Aplicado a Sistemas Trifásicos a Quatro Fios

O diagrama de blocos do método de sincronização *NPSF* aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios incluindo o algoritmo de adaptação de freqüência é apresentado na Figura A 1.

A partir da medição das tensões de fase de um sistema a quatro fios, o vetor de sincronização de seqüência positiva normalizado na freqüência fundamental é obtido.

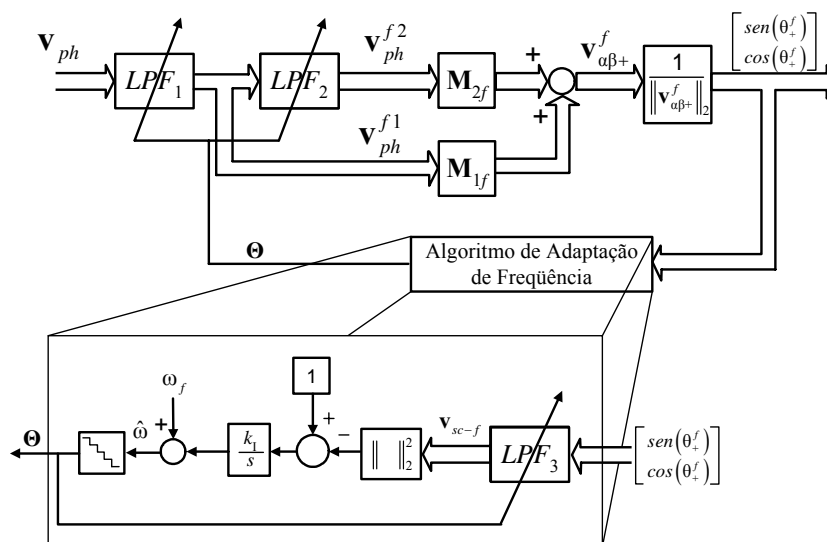


Figura A 1 - Diagrama de blocos do método de sincronização *NPSF* aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios incluindo o algoritmo de adaptação de freqüência.

O vetor relativo às tensões de fase na freqüência fundamental, \mathbf{v}_{ph}^f é dado por:

$$\mathbf{v}_{ph}^f = \begin{bmatrix} v_a^f \\ v_b^f \\ v_c^f \end{bmatrix}; \quad (\text{A. 1})$$

sendo que, o sobrescrito f representam a frequência fundamental da rede.

O vetor de seqüência positiva na frequência fundamental, \mathbf{v}_{ph+}^f é obtido com segue:

$$\mathbf{v}_{ph+}^f = \mathbf{T}_{+R} \mathbf{v}_{ph}^f + \mathbf{T}_{+I} S_{90} \left(\mathbf{v}_{ph}^f \right); \quad (\text{A. 2})$$

onde, as matrizes \mathbf{T}_{+R} e \mathbf{T}_{+I} são as mesmas matrizes definidas na equação (2. 4) e o operador $S_{90}(\cdot)$ é o mesmo, o qual produz um deslocamento de fase de 90° na frequência fundamental no domínio do tempo na equação (2. 5).

Um caminho para obter o vetor de sincronização é transformar o vetor de tensões de fase da rede obtido na equação (A. 2) em coordenadas estacionárias abc em um vetor de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$. Logo, tem-se:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{v}_{ph+}^f \quad (\text{A. 3})$$

onde o vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f$ e a matriz $\mathbf{T}_{\alpha\beta}$ foram definidos na equação (2. 8).

A fim de simplificar as transformações apresentadas nas equações (A. 2) e (A. 3), estas podem ser combinadas da seguinte forma:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{T}_{+_R} \mathbf{v}_{ph}^f + \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{T}_{+_I} S_{90} \left(\mathbf{v}_{ph}^f \right), \quad (\text{A. 4})$$

a equação (A.4) pode ser também simplificada por:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f = \mathbf{M}_{2f} \left(-\mathbf{v}_{ph}^f \right) + \mathbf{M}_{1f} S_{90} \left(\mathbf{v}_{ph}^f \right), \quad (\text{A. 5})$$

onde, as matrizes \mathbf{M}_{1f} e \mathbf{M}_{2f} transformam as grandezas de fase das tensões em grandezas de fase de seqüência positiva em coordenadas $\alpha\beta$, e, são dadas por:

$$\mathbf{M}_{1f} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2}/2 & -\sqrt{2}/2 \\ -\sqrt{6}/3 & \sqrt{6}/6 & \sqrt{6}/6 \end{bmatrix}, \mathbf{M}_{2f} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \sqrt{6}/3 & -\sqrt{6}/6 & -\sqrt{6}/6 \\ 0 & \sqrt{2}/2 & -\sqrt{2}/2 \end{bmatrix}. \quad (\text{A. 6})$$

O vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f$ é o vetor de fase de seqüência positiva da rede na freqüência fundamental em coordenadas $\alpha\beta$.

O vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f$ normalizado pode ser obtido dividindo o mesmo por sua norma, isto é,

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+n}^f = \frac{\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f}{\|\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f\|_2}, \quad (\text{A. 7})$$

onde, a norma Euclidiana do vetor é a mesma da equação (2. 13).

As componentes do vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta+n}^f$ dado na equação (A. 7) podem ser entendidos como o seno e co-seno usados para sincronizar e controlar conversores PWM, ou seja,

$$\text{sen}(\theta_+^f) = v_{\beta+n}^f = \frac{v_{\beta+}^f}{\|\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f\|_2}; \quad \text{cos}(\theta_+^f) = v_{\alpha+n}^f = \frac{v_{\alpha+}^f}{\|\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f\|_2}; \quad (\text{A. 8})$$

onde: $\theta_+^f = 2\pi ft$ e f é a freqüência fundamental da rede.

Para obter o vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta+n}^f$ é necessário ainda implementar o operador deslocamento de fase S_{90} , este pode ser obtido da mesma forma como proposto no Capítulo 2, utilizando filtros passa-baixas. Também o algoritmo de adaptação de freqüência proposto no Capítulo 2 pode ser utilizado da mesma maneira.

Anexo B

Análise Comparativa de Técnicas de Controle de Corrente

Vários controladores de corrente são utilizados em retificadores PWM trifásicos como explanado no Capítulo 3. Logo, a fim de restringir o número de controladores a serem estudados estabeleceram-se algumas características ou requerimentos básicos, bem como suas respectivas justificativas:

- 1) Os controladores devem ser projetados considerando a implementação digital dos mesmos. Sendo que a implementação digital apresenta maior flexibilidade, pois os controladores podem ser modificados facilmente através de programação;
- 2) As técnicas de controle de corrente devem ser projetadas em eixos estacionários $\alpha\beta$ ou eixos síncronos dq , as quais permitem o controle do fator de potência e de deslocamento;
- 3) Simplicidade, em termos de esforço computacional, a fim de utilizar algoritmos que possibilitem a implementação em um *DSP* de aritmética de ponto fixo e baixo custo, o que pode ser conveniente para aplicações industriais.

Considerando os requerimentos básicos escolhidos, a estrutura básica do retificador PWM trifásico e dos controladores utilizados é apresentada no diagrama de blocos da Figura B. 1. Com base nesta estrutura, todos os controladores de corrente a serem comparados serão desenvolvidos, bem como o método de sincronização *MSRF* utilizado.

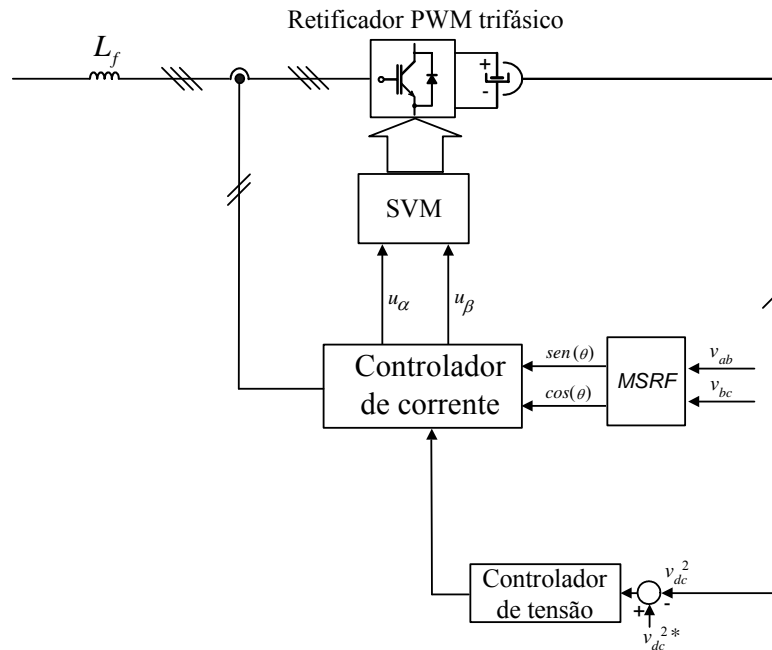


Figura B. 1 – Diagrama esquemático da estrutura básica do retificador PWM trifásico, controladores e método de sincronização utilizado.

Com base nestes requerimentos e na revisão bibliográfica realizada no capítulo 3, seis controladores de corrente foram selecionados, a fim de realizar a comparação entre os mesmos. Com o intuito de dar suporte e validar a análise comparativa realizada, critérios relevantes foram propostos no Capítulo 3, aqui estes serão chamados de critérios de comparação, os quais foram estabelecidos com base em índices recomendados por Normas e outros definidos de modo a verificar o desempenho dos controladores estudados.

Posteriormente, é obtido o modelo discreto para o retificador PWM trifásico e realizado o estudo e projetos dos controladores de corrente escolhidos, considerando condições normais de operação das tensões da rede. São apresentadas as principais características de cada controlador, tais como as equações relacionadas à lei de controle e diagramas esquemáticos. Além disso, é realizada a análise da resposta transitória dos controladores e a obtenção de resultados para realizar a análise do fator de potência e de

deslocamento entre as tensões da rede e as correntes de entrada do retificador PWM para cada controlador.

Critérios de Comparação

O ponto principal em uma análise comparativa é a definição de critérios de comparação, os quais sejam adequados a um determinado propósito ou aplicação, bem como, que estes critérios sejam possíveis de serem quantizados e que, além disso, considerem a operação do retificador PWM trifásico em um sistema elétrico trifásico. Como já comentado estes foram definidos como critérios relevantes no Capítulo 3.

Técnicas de Controle de Corrente Escolhidas para Comparação

Com base nos requerimentos básicos previamente definidos, seis controladores de corrente foram escolhidos para a realização da análise comparativa, os quais são:

- B.1) Controlador de corrente proporcional-integral (CC_{PI});
- B.2) Controlador de potências proporcional-integral (CP_{PI});
- B.3) Desacoplamento por retroação de estados e servo controladores nos eixos d e q (DSC_{dq});
- B.4) Desacoplamento por retroação de estados e servo controlador no eixo q (DRC_q);
- B.5) Controle com resposta de tempo mínimo em eixos estacionários $\alpha\beta$ (DBT);
- B.6) Controlador ressonante em eixos estacionários $\alpha\beta$ (RST).

A Figura 3. 2 apresentou o diagrama esquemático do circuito do retificador PWM trifásico que será analisado, constituído de filtro de entrada de 1ª ordem, rede trifásica e carga. Com base nesta figura, e como o projeto dos seis controladores é realizado, as equações de estado da planta para o sistema de coordenadas síncronas dq é obtida conforme descrito no ANEXO C.

Com base nas equações de estados obtidas no ANEXO C, as quais desprezam as não linearidades do conversor, a dinâmica do capacitor do barramento CC e consideram a indutância do filtro de entrada L_f , então, a equação de estado em eixos síncronos dq do retificador PWM trifásico foi obtida na equação (3.6) do Capítulo 3, a qual foi reescrita na forma matricial na equação (3.7).

A partir da obtenção da equação de estado discreta do retificador PWM trifásico serão descritas integralmente aqui cinco das seis técnicas de controle escolhidas para comparação, visto que, a técnica utilizando controladores PI já foi abordada no Capítulo 3, sendo aqui apenas apresentados os resultados experimentais relativos a implementação em um DSP TMS320F241. Os demais controladores serão analisados em termos de suas equações básicas relacionadas à lei de controle, projeto dos controladores, e resposta do controlador, a partir da aplicação de um degrau na referência, diagramas esquemáticos e resultados experimentais.

B.1 Controlador de Corrente Proporcional-Integral

A descrição deste controlador foi realizada no Capítulo 3, aqui somente os resultados experimentais relativos à sua implementação no primeiro protótipo descrito no Capítulo 5 são apresentados.

B.1.1 Resultados Experimentais

Com base no controlador apresentado, resultados experimentais foram obtidos, a fim de verificar a resposta transitória deste controlador, fator de potência e de deslocamento entre as tensões da rede e correntes de entrada do retificador PWM. O sistema foi apresentado na Figura 3. 7, o controlador de corrente PI e o método de sincronização utilizado aqui foi substituído pelo *MSRF*, devido a simplicidade deste, o que torna possível sua implementação no DSP TMS320F241.

Esta análise é realizada somente considerando a malha de corrente, onde foram definidos, um valor constante para a referência de corrente no eixo d , e um valor nulo (zero) para a referência no eixo q , ou seja, $i_{refd} = cnt$ e $i_{refq} = 0$. Além disso, estabeleceu-se um conjunto de parâmetros, conforme Tabela B.1, relacionados aos parâmetros utilizados para o desenvolvimento do primeiro protótipo do retificador PWM trifásico apresentado no Capítulo 5.

Estes resultados foram obtidos utilizando como base para o controle do sistema o DSP TMS320F241. A Figura B. 2 apresenta as tensões da rede e a corrente de entrada em uma das fases do retificador, onde as tensões apresentam uma $THD_v = 2,5\%$ e $TD_v = 5,8\%$. A Figura B. 3 mostra uma das tensões de fase da rede e as correntes de entrada do retificador PWM, onde as correntes apresentam uma $THD_i = 5,41\%$ e uma $TD_i = 1,52\%$. A Figura B. 4 mostra a aplicação de um degrau na referência na malha interna das correntes de entrada do retificador, onde é observada a resposta transitória deste controlador. A Figura B. 5 apresenta a tensão e corrente em uma das fases do retificador PWM (fase a), onde se observa a operação, do mesmo, com fator de deslocamento próximo ao unitário.

TABELA B. 1- PARÂMETROS DEFINIDOS PARA IMPLEMENTAÇÃO DO RETIFICADOR PWM TRIFÁSICO.

<i>Parâmetros ou componentes</i>	<i>Grandezas</i>
Tensões de fase da rede	110 V <i>rms</i>
Indutâncias do filtro de entrada (L_f)	2,5 mH
Frequência de amostragem da malha de corrente	10 kHz
Frequência de comutação	10 kHz
Método de Sincronização	<i>MSRF</i>
Valor base de tensão	155,5 V
Valor base de corrente	10 A
Carga resistiva	10 Ω

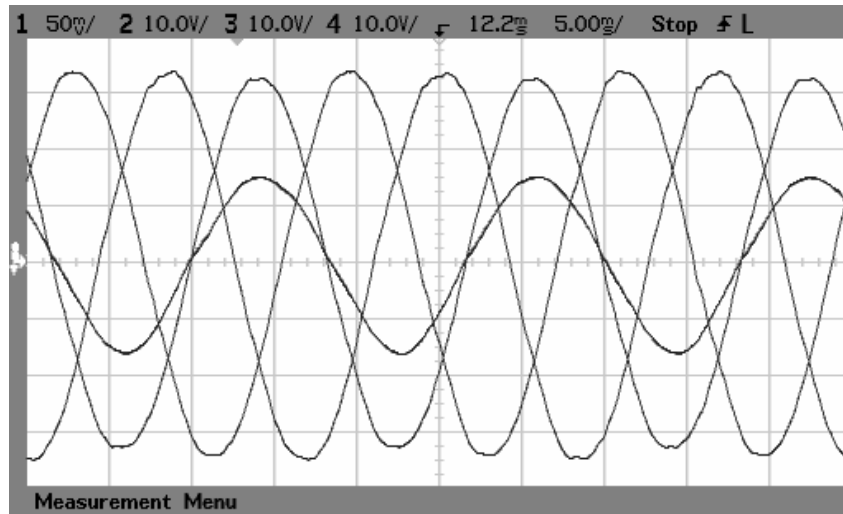


Figura B. 2 – Resultados experimentais. Tensões da rede e corrente de entrada do retificador na fase a . Tensões com $THD_v=2,5\%$ e $TD_v=5,8\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

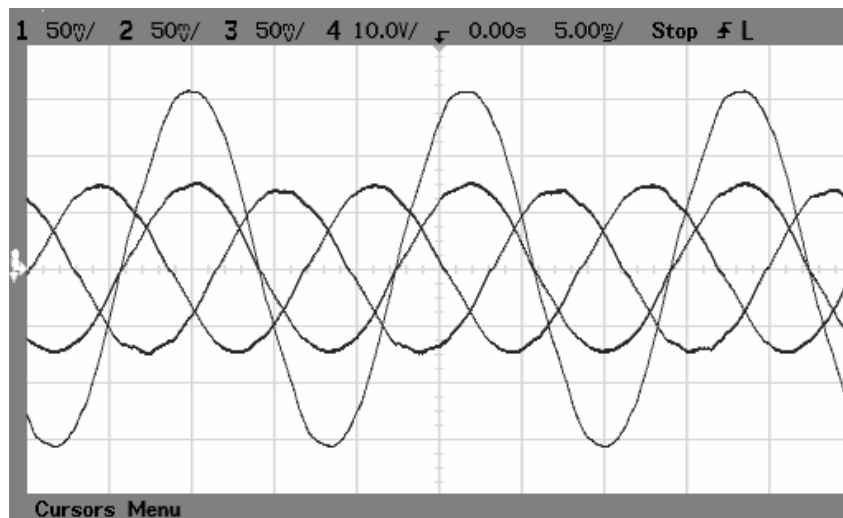


Figura B. 3 – Resultados experimentais. Correntes de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Correntes com $THD_i=5,41\%$ e uma $TD_i=1,52\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

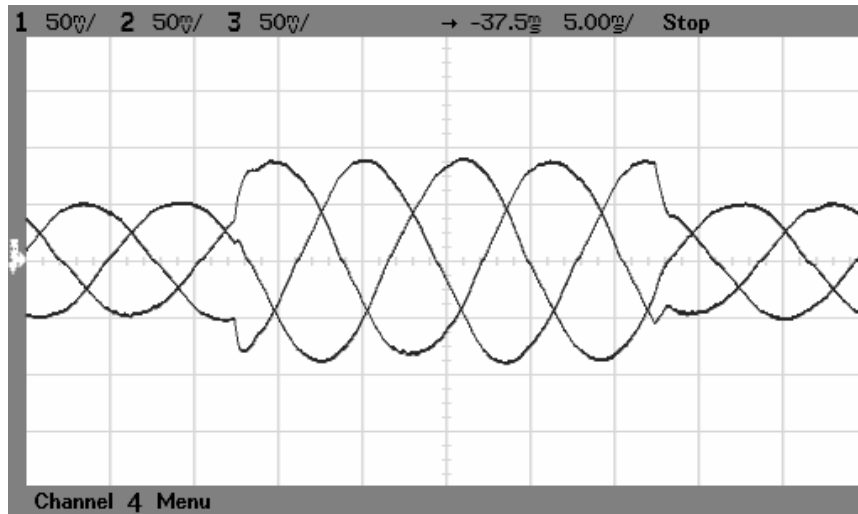


Figura B. 4 – Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador com um degrau na referência de corrente de eixo direto, ou seja, i_{refd} variando de 0,5 pu a 0,9 pu. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical: 5 A/div.

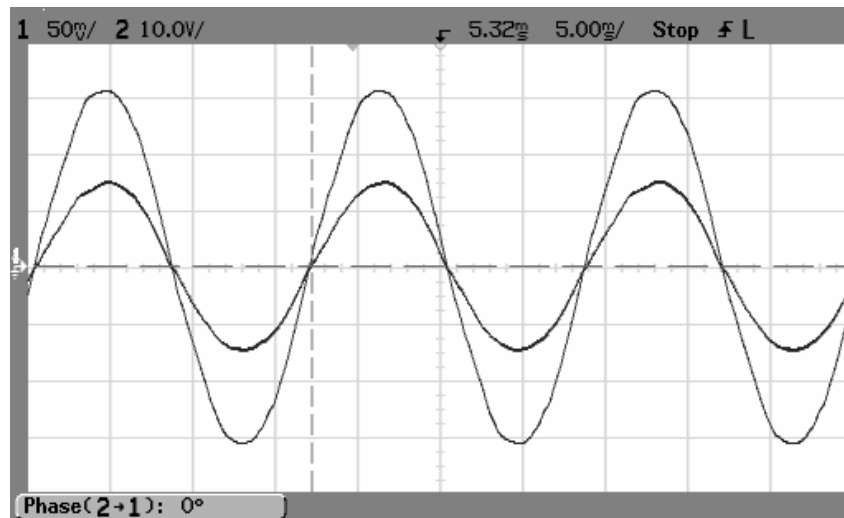


Figura B. 5 – Resultados experimentais. Corrente de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Retificador operando com $FD \cong 1$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

B.2 Controlador de Potências Proporcional-Integral

B.2.1 Introdução

O controlador de potências ativa e reativa é proposto na literatura [7, 36, 59] como uma alternativa a utilização de controladores de corrente aplicados a retificadores PWM trifásicos. Este controlador utiliza controladores proporcionais-integrais, cujas grandezas a serem controladas são as potências instantâneas ativa, P , e reativa, Q . Para o projeto deste controlador o acoplamento entre os eixos d e q é desprezado e um controlador PI é projetado para cada grandeza P e Q a ser controlada.

Este controlador é utilizado com o intuito de controlar diretamente as potências ativa e reativa, garantindo erro nulo em regime permanente devido à presença da rede considerada como distúrbio e a presença de possíveis variações nos parâmetros da planta, porém o acoplamento entre as variáveis não é eliminado.

A seguir este controlador será descrito considerando seu projeto no domínio discreto, bem como o projeto dos ganhos do controlador PI.

B.2.2 Projeto do Controlador de Potências Ativa e Reativa

Este controlador é muito semelhante ao apresentado no Capítulo 3, no que se refere à obtenção da equação de estados discreta obtida em (3.9), bem como na obtenção da equação que representa o comportamento dinâmico do retificador PWM trifásico no domínio discreto dada na equação (3.13) e (3.14).

A diferença entre este controlador e o controlador PI apresentado no Capítulo 3 é que os estados a serem controlados são as potências instantâneas P e Q . A potência ativa P é obtida pelo produto escalar entre o vetor de corrente da planta $\mathbf{i}(k)$ e o vetor de

tensões da rede $\mathbf{w}(k)$ em eixos síncronos dq , e a potência reativa Q é obtida pelo produto vetorial entre estes mesmos vetores, ou seja,

$$P(k) = \mathbf{i}(k) \cdot \mathbf{w}(k) \text{ e } Q(k) = \mathbf{i}(k) \times \mathbf{w}(k). \quad (\text{B. 1})$$

ou ainda,

$$P(k) = v_d(k)i_d(k) + v_q(k)i_q(k). \quad (\text{B. 2})$$

$$Q(k) = v_d(k)i_q(k) - v_q(k)i_d(k). \quad (\text{B. 3})$$

Ainda, considerando que as tensões da rede são equilibradas e sem harmônicos $v_q(k)=0$, logo as equações (B.2) e (B.3) são simplificadas por:

$$P(k) = v_d(k)i_d(k). \quad (\text{B. 4})$$

$$Q(k) = v_d(k)i_q(k). \quad (\text{B. 5})$$

A Figura B. 6 apresenta o diagrama em blocos do controlador em eixos síncronos dq , incluindo as matrizes da planta, da rede e controladores PI para as grandezas $P(k)$ e $Q(k)$.

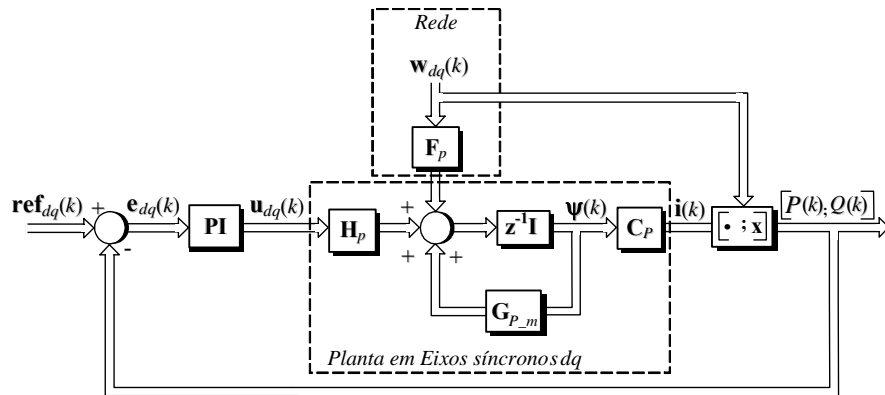


Figura B. 6 – Representação em diagrama de blocos do sistema em eixos síncronos dq com inclusão do controlador de potência PI.

O vetor relacionado às referências do controlador é dado por:

$$\mathbf{ref}_{PQ}(k) = \begin{bmatrix} P_{ref}(k) & Q_{ref}(k) \end{bmatrix}^T. \quad (\text{B. 6})$$

E o vetor de ação de controle considerando o controlador PI é dado por:

$$u_j(k) = u_j(k-1) + K_1 e_j(k) - K_2 e_j(k-1), \quad (\text{B. 7})$$

onde: $K_1 = K_{PZ} + K_{IZ}$, $K_2 = K_{PZ}$ e j representa agora as componentes P ou Q .

O projeto dos ganhos K_{PZ} e K_{IZ} para este controlador é semelhante ao desenvolvido para o controlador anteriormente apresentado, conforme ANEXO G, com os mesmos parâmetros de projeto do controlador anterior, ou seja, $\zeta=0,7$ e $\omega_b= 1.300$ rad/s obtendo-se $K_1=0,00238$ e $K_2=0,00048$.

Os termos $e_P(k)$ e $e_Q(k)$ são obtidos respectivamente por:

$$e_P(k) = P_{ref}(k) - P(k), \quad (\text{B. 8})$$

$$e_Q(k) = Q_{ref}(k) - Q(k), \quad (\text{B. 9})$$

A fim de verificar a presença do acoplamento entre as correntes em eixos síncronos dq obtido, bem como a resposta transitória do controlador PI desprezando o distúrbio da rede, foi realizada uma simulação no domínio discreto, cujos resultados são apresentados na Figura B. 7, onde foi aplicado um degrau na referência de potência ativa.

Com base no controlador apresentado, os mesmos ensaios apresentados para o controlador CC_{PI} no Capítulo 3, foram propostos para obtenção de resultados experimentais. O controlador implementado basicamente é mostrado na Figura B. 8, e considerando a utilização do método de sincronização $MRSF$. Esta análise é realizada somente considerando a malha de corrente, onde se atuará somente nas referências P_{ref} e Q_{ref} . O conjunto de parâmetros utilizado é baseado na descrição apresentada na Tabela B.1.

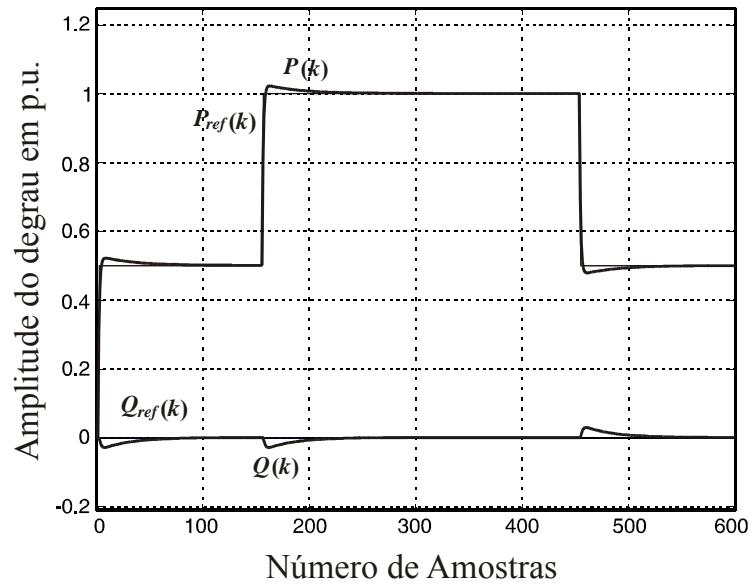


Figura B. 7 – Resultado de simulação do controlador PI para a malha de corrente com aplicação de um degrau em $P_{ref}(k)$.

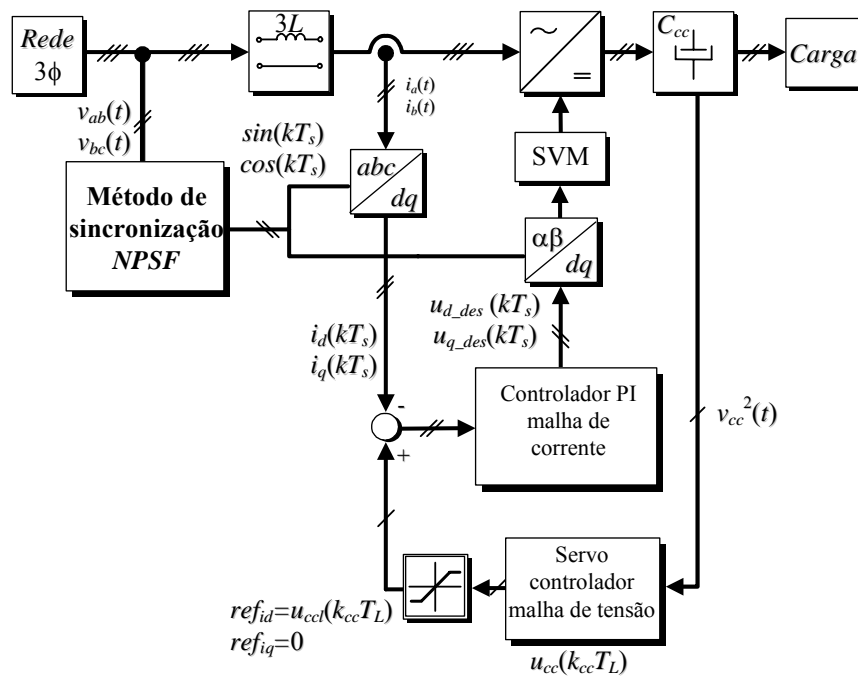


Figura B. 8 – Diagrama esquemático do retificador PWM e controlador de potência PI.

B.2.3 Resultados Experimentais

A Figura B. 9 apresenta as tensões da rede e a corrente de entrada em uma das fases do retificador, onde as tensões apresentam uma $THD_v=2,5\%$ e $TD_v=5,8\%$. A Figura B. 10 mostra uma das tensões de fase da rede e as correntes de entrada do retificador PWM, onde as correntes apresentam uma $THD_i=5,53\%$ e uma $TD_i=1,74\%$. A Figura B. 11 mostra a aplicação de um degrau na referência na malha interna das correntes de entrada do retificador, onde é observada a resposta transitória deste controlador. A Figura B. 12 apresenta a tensão e corrente em uma das fases do retificador PWM (fase a), onde se observa a operação, do mesmo, com fator de deslocamento próximo ao unitário.

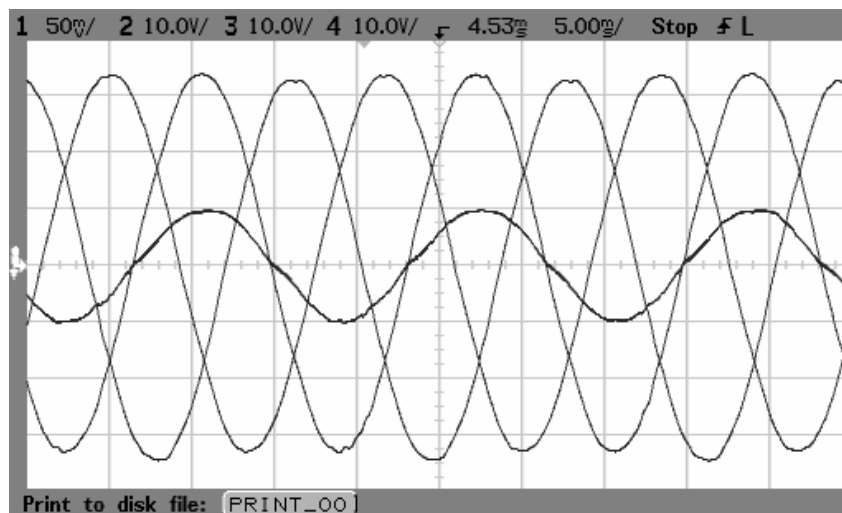


Figura B. 9 – Resultados experimentais. Tensões da rede e corrente de entrada do retificador na fase a . Tensões com $THD_v=2,5\%$ e $TD_v=5,8\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

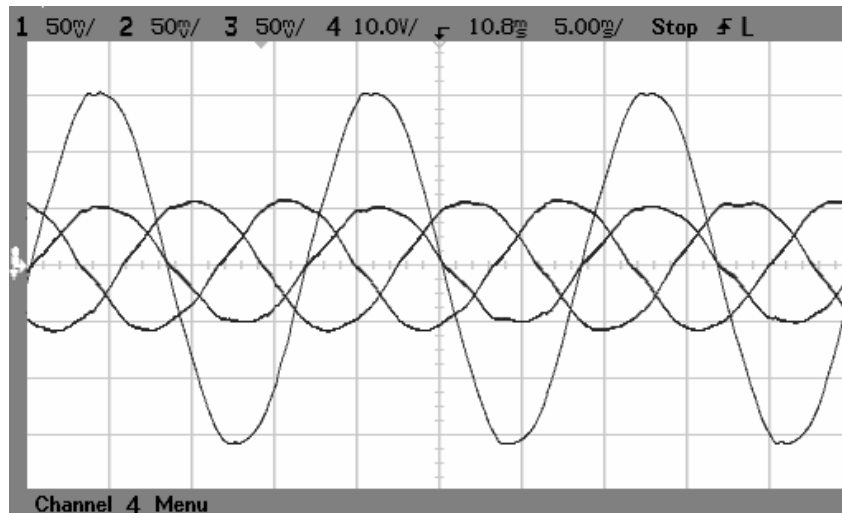


Figura B. 10 – Resultados experimentais. Correntes de entrada do retificador e tensão da rede na fase *a*. Correntes com $THD_i=5,53\%$ e uma $TD_i=1,74\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

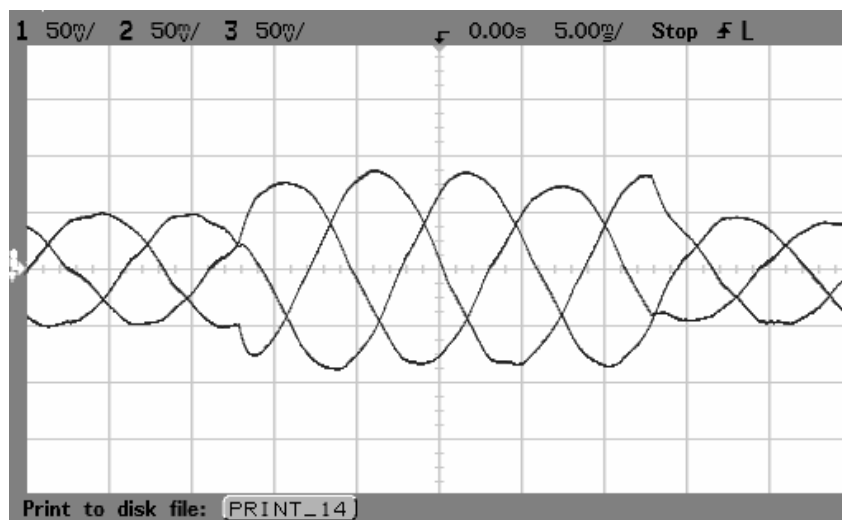


Figura B. 11 – Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador com um degrau na referência de corrente de eixo direto, ou seja, P_{ref} variando de 0,5 pu a 0,9 pu. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical: 5 A/div.

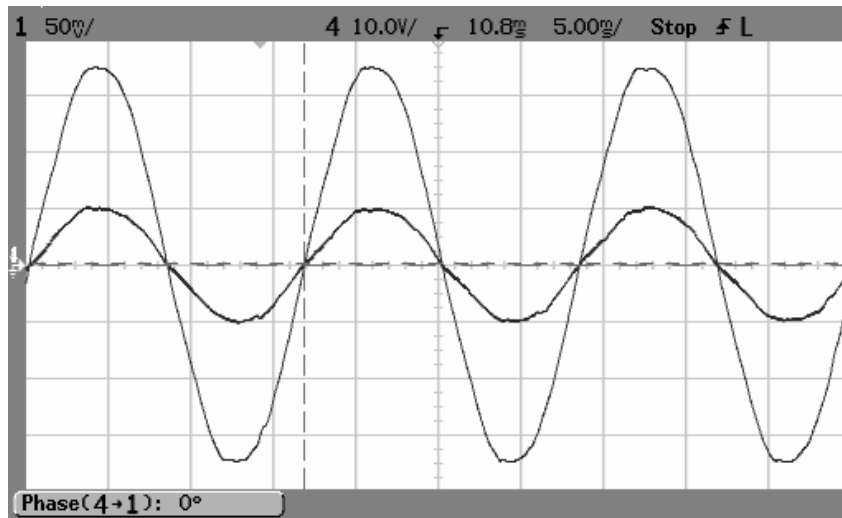


Figura B. 12 – Resultados experimentais. Corrente de entrada do retificador e tensão da rede na fase *a*. Retificador operando com $FD \cong 1$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div (ponteiros de corrente em 10mV/A). Escala Vertical da tensão: 10V/div.

A seguir será abordado o controlador de desacoplamento por retroação de estados e servo controladores nos eixos *d* e *q*.

B.3 Desacoplamento por Retroação de Estados e Servo Controladores nos eixos *d* e *q*

B.3.1. Introdução

Devido ao fenômeno chamado de *acoplamento* ou *interação*, que ocorre em sistemas MIMO, o qual pode trazer um grau de dificuldade adicional no projeto de controladores para estes sistemas, foi proposto em [86] a técnica de desacoplamento por retroação de estados. Esta técnica permite, a partir da obtenção de matrizes, desacoplar sistemas MIMO tornando-os sistemas SISO independentes, desde que sejam atendidas as condições necessárias e suficientes para a realização do desacoplamento. A vantagem

desta técnica é que torna mais simples o projeto e a implementação de controladores para aplicações diversas.

A teoria do desacoplamento por retroação de estados no domínio contínuo, já foi apresentada em [87, 45, 65], porém não foi encontrado na revisão bibliográfica realizada nenhum trabalho, que reporte para sua representação no domínio discreto, considerando o atraso de implementação em tempo real e com aplicação em retificadores PWM trifásicos.

Logo, a seguir será apresentada a teoria do desacoplamento por retroação de estados no domínio discreto, considerando o atraso de implementação em tempo real e com sua utilização em controladores de corrente em eixos síncronos dq aplicados a retificadores PWM trifásicos.

B.3.2 Desacoplamento do Sistema por Retroação de Estados no Domínio Discreto

A partir da equação de estados discreta obtida na equação (3.9), bem como na obtenção da equação que representa o comportamento dinâmico do retificador PWM trifásico no domínio discreto dada na equação (3.13) e (3.14). E ainda, com base na representação por diagrama de blocos da Figura 3. 3, a qual inclui as matrizes da planta e da rede considerada como distúrbio. Inicialmente será obtida a função de transferência entre as correntes de entrada do retificador e a tensão da rede, ou seja,

$$\frac{\mathbf{i}(k)}{\mathbf{u}_{dq}(k)} = \mathbf{G}(z) = \mathbf{C}_p \left(z\mathbf{I} - \mathbf{G}_p \right)^{-1} \mathbf{H}_p, \quad (\text{B. 10})$$

ou ainda, expressando $\mathbf{G}(z)$ na forma matricial, tem-se:

$$\mathbf{G}(z) = \frac{1}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} \begin{bmatrix} \frac{-T_s(z-1)}{z^3 - 2z^2 + z + z\omega^2 T_s^2} & \frac{\omega T_s^2}{z^3 - 2z^2 + z + z\omega^2 T_s^2} \\ \frac{-\omega T_s^2}{z^3 - 2z^2 + z + z\omega^2 T_s^2} & \frac{-T_s(z-1)}{z^3 - 2z^2 + z + z\omega^2 T_s^2} \end{bmatrix}. \quad (\text{B. 11})$$

Pode-se observar pela equação (B. 11), que o sistema em questão apresenta um acoplamento entre as componentes de eixos direto e de quadratura, dado pelas componentes da diagonal secundária de $\mathbf{G}(z)$, de modo que, as dinâmicas do sistema no eixo d podem interferir nas dinâmicas do eixo q e vice-versa.

A fim de obter dois sistemas SISO independentes, de forma a simplificar o projeto do controlador para a malha de corrente, a seguir será aplicada a técnica de desacoplamento por retroação de estados, a qual é desenvolvida no domínio discreto. Considerando o sistema MIMO em questão com a função de transferência no plano z , dado pela equação (B. 11), com o objetivo de desacoplar este sistema será utilizado o teorema proposto em [87] para o desacoplamento por retroação de estados no domínio discreto apresentado no ANEXO E.

Logo, aplicando a equação (E.2), e sabendo que as diferenças dos graus dos polinômios do numerador e do denominador da primeira linha de $\mathbf{G}(z)$ é 2, então $d_1=1$, assim,

$$\mathbf{E}_1 = \lim_{z \rightarrow \infty} z^2 \frac{1}{\omega L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} \begin{bmatrix} \frac{-T_s(z-1)}{z^3 - 2z^2 + z + z\omega^2 T_s^2} & \frac{\omega T_s^2}{z^3 - 2z^2 + z + z\omega^2 T_s^2} \end{bmatrix}, \quad (\text{B. 12})$$

Solucionando a equação (B. 12) tem-se:

$$\mathbf{E}_1 = \frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} \begin{bmatrix} -1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{B. 13})$$

Ainda, aplicando novamente a equação (E.2), e sabendo que as diferenças dos graus dos polinômios do numerador e do denominador da segunda linha de $\mathbf{G}(z)$ é 2, então $d_2=1$, logo,

$$\mathbf{E}_2 = \lim_{z \rightarrow \infty} z^2 \frac{1}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} \begin{bmatrix} \frac{-\omega T_s^2}{z^3 - 2z^2 + z + z\omega^2 T_s^2} & \frac{-T_s(z-1)}{z^3 - 2z^2 + z + z\omega^2 T_s^2} \end{bmatrix}, \quad (\text{B. 14})$$

Solucionando a equação (B. 14), obtém-se:

$$\mathbf{E}_2 = \frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} \begin{bmatrix} 0 & -1 \end{bmatrix}. \quad (\text{B. 15})$$

Agora, reagrupando \mathbf{E}_1 e \mathbf{E}_2 das equações (B. 13) e (B. 15) respectivamente, conforme a equação (E.1), tem-se:

$$\mathbf{E} = \frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}. \quad (\text{B. 16})$$

Uma vez que, $(T_s/L_f) \geq 0$, \mathbf{E} é uma matriz não singular, logo, a condição necessária e suficiente para o emprego da técnica de desacoplamento é atendida. Então o sistema MIMO da equação (B. 11) pode ser desacoplado por retroação de estados.

Assim pela equação (E.6), a matriz \mathbf{N} é dada por:

$$\mathbf{N} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 & \mathbf{G}_p^{d_1+1} \\ \mathbf{C}_2 & \mathbf{G}_p^{d_2+1} \end{bmatrix}. \quad (\text{B. 17})$$

onde, para este caso a matriz \mathbf{C}_p e \mathbf{G}_p é dada pela equação (3.14), onde nesta a resistência associada a indutância L_f será desprezada, ou seja,

$$\mathbf{G}_p = \begin{bmatrix} 1 & \omega T_s & -\frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} & 0 \\ -\omega T_s & 1 & 0 & -\frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{H}_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad (\text{B. 18})$$

$$\mathbf{F}_p = \frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Os subscritos 1 e 2 na equação (B.17) correspondem a primeira e segunda linha da matriz \mathbf{C}_p respectivamente.

Como $d_1 = d_2 = 1$, conforme anteriormente descrito, tem-se que:

$$\mathbf{G}_p^{d_1+1} = \mathbf{G}_p^{d_2+1} = \mathbf{G}_p^2, \quad (\text{B. 19})$$

ou seja,

$$\mathbf{G}_p^2 = \begin{bmatrix} 1 - \omega^2 T_s^2 & 2\omega T_s & -\frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} & -\frac{\omega T_s^2 V_{base}}{L_f I_{base}} \\ -2\omega T_s & 1 - \omega^2 T_s^2 & \frac{\omega T_s^2 V_{base}}{L_f I_{base}} & -\frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B. 20})$$

Logo, a primeira linha da equação (B. 17), é dada por:

$$\mathbf{C}_1 \mathbf{G}_p^2 = \begin{bmatrix} 1 - \omega^2 T_s^2 & 2\omega T_s & -\frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} & -\frac{\omega T_s^2 V_{base}}{L_f I_{base}} \end{bmatrix} \quad (\text{B. 21})$$

E a segunda linha da equação (B. 17), é obtido como:

$$\mathbf{C}_2 \mathbf{G}_p^2 = \begin{bmatrix} -2\omega T_s & 1 - \omega^2 T_s^2 & \frac{\omega T_s^2 V_{base}}{L_f I_{base}} & -\frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} \end{bmatrix} \quad (\text{B. 22})$$

Logo, a matriz \mathbf{N} torna-se:

$$\mathbf{N} = \begin{bmatrix} 1 - \omega^2 T_s^2 & 2\omega T_s & -\frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} & -\frac{\omega T_s^2 V_{base}}{L_f I_{base}} \\ -2\omega T_s & 1 - \omega^2 T_s^2 & \frac{\omega T_s^2 V_{base}}{L_f I_{base}} & -\frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} \end{bmatrix} \quad (\text{B. 23})$$

A matriz de desacoplamento \mathbf{M}_{des} dada na equação (E.4) é obtida como segue:

$$\mathbf{M}_{des} = \begin{bmatrix} -\frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} & 0 \\ 0 & -\frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} \end{bmatrix}^{-1}. \quad (\text{B. 24})$$

Ou ainda, por:

$$\mathbf{M}_{des} = \begin{bmatrix} -\frac{L_f}{T_s} \frac{I_{base}}{V_{base}} & 0 \\ 0 & -\frac{L_f}{T_s} \frac{I_{base}}{V_{base}} \end{bmatrix}. \quad (\text{B. 25})$$

Por fim, a matriz de desacoplamento \mathbf{K}_{des} dada na equação (E.5) é obtida a partir das equações (B. 16) e (B. 23) resultando em:

$$\mathbf{K}_{des} = \begin{bmatrix} \frac{I_{base}}{V_{base}} \frac{T_s}{L_f} (1 - \omega^2 T_s^2) & 2\omega L_f \frac{I_{base}}{V_{base}} & -1 & -\omega T_s \\ -2\omega L_f \frac{I_{base}}{V_{base}} & \frac{I_{base}}{V_{base}} \frac{T_s}{L_f} (1 - \omega^2 T_s^2) & \omega T_s & -1 \end{bmatrix}. \quad (\text{B. 26})$$

A partir da obtenção das matrizes de desacoplamento \mathbf{M}_{des} e \mathbf{K}_{des} , e com a inclusão destas no diagrama em blocos do sistema da Figura B.8 é possível desacoplar o sistema MIMO representado pela função de transferência dada na equação (B. 11) transformando-o em um sistema SISO, como será descrito a seguir. A Figura B. 13 apresenta a representação do sistema em eixos síncronos dq incluindo as matrizes da planta (\mathbf{G}_p , \mathbf{H}_p), de desacoplamento (\mathbf{M}_{des} , \mathbf{K}_{des}) e de distúrbio da rede (\mathbf{F}_p).

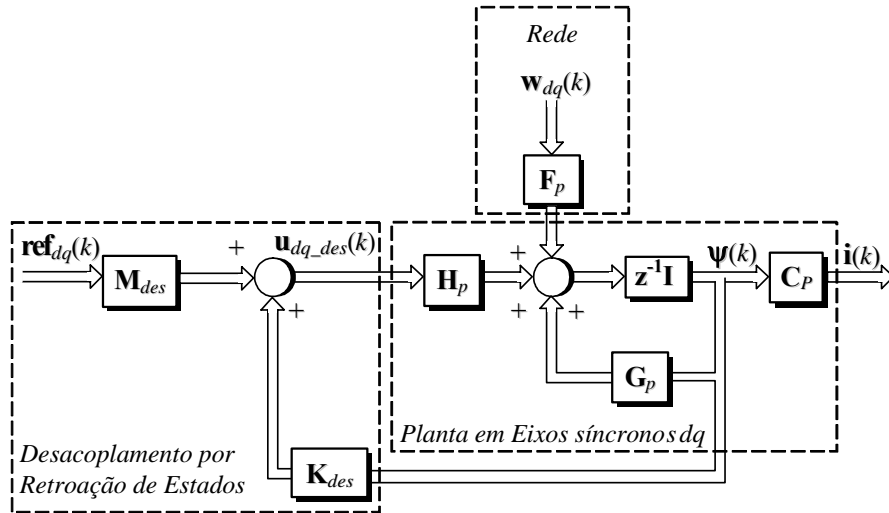


Figura B. 13 – Representação em diagrama de blocos do sistema em eixos síncronos dq incluindo as matrizes de desacoplamento por retroação de estados \mathbf{M}_{des} e \mathbf{K}_{des} .

Logo, a nova equação de estados considerando o desacoplamento do sistema por retroação de estados é dada por:

$$\boldsymbol{\Psi}_{dq}(k+1) = \mathbf{G}_p \boldsymbol{\Psi}_{dq}(k) + \mathbf{H}_p \mathbf{u}_{dq_des}(k) + \mathbf{F}_p \mathbf{w}_{dq}(k), \quad (\text{B. 27})$$

$$\mathbf{u}_{dq_des}(k) = \mathbf{K}_{des} \boldsymbol{\Psi}_{dq}(k) + \mathbf{M}_{des} \mathbf{ref}_{dq}(k), \quad (\text{B. 28})$$

sendo que:

$$\mathbf{ref}_{dq}(k) = \begin{bmatrix} ref_{id}(k) & ref_{iq}(k) \end{bmatrix}^T; \boldsymbol{\Psi}_{dq}(k) = \begin{bmatrix} i_d(k) & i_q(k) & u_{d_des}(k-1) & u_{q_des}(k-1) \end{bmatrix} \quad (\text{B. 29})$$

onde, ref_{id} e ref_{iq} são as referências para as componentes de eixo direto e de quadratura respectivamente.

Agora, a fim de obter o sistema desacoplado resultante da retroação de estado, a seguinte função de transferência é obtida:

$$\mathbf{G}_f(z, \mathbf{K}_{des}, \mathbf{M}_{des}) = \mathbf{C}_p \left(z\mathbf{I} - \mathbf{G}_p - \mathbf{H}_p \mathbf{K}_{des} \right)^{-1} \mathbf{H}_p \mathbf{M}_{des}, \quad (\text{B. 30})$$

e com base nas equações (B.18), (B. 25) e (B. 26) obtém-se que:

$$\mathbf{G}_f(z, \mathbf{K}_{des}, \mathbf{M}_{des}) = \begin{bmatrix} \frac{1}{z^2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{z^2} \end{bmatrix}, \quad (\text{B. 31})$$

Nota-se que a equação (B. 31) é a função de transferência considerando a inclusão das matrizes de desacoplamento por retroação de estados, cuja sua representação na forma matricial é uma matriz diagonal. Logo, pode-se tratar o retificador PWM trifásico como sendo dois sistemas SISO independentes. A obtenção de dois sistemas SISO independentes torna mais simples o projeto dos controladores para a malha de corrente para o sistema em questão.

A fim de verificar o desacoplamento das correntes em eixos síncronos dq obtido na equação (B. 31), bem como a resposta transitória do sistema desprezando o distúrbio da rede na Figura B. 13, foi realizada uma simulação no domínio discreto, utilizando o software Matlab[®], cujos resultados são apresentados na Figura B. 14, onde foi aplicado

um degrau na referência de corrente no eixo d , $ref_{id}(k)$ e observa-se o atraso de dois períodos de amostragem.

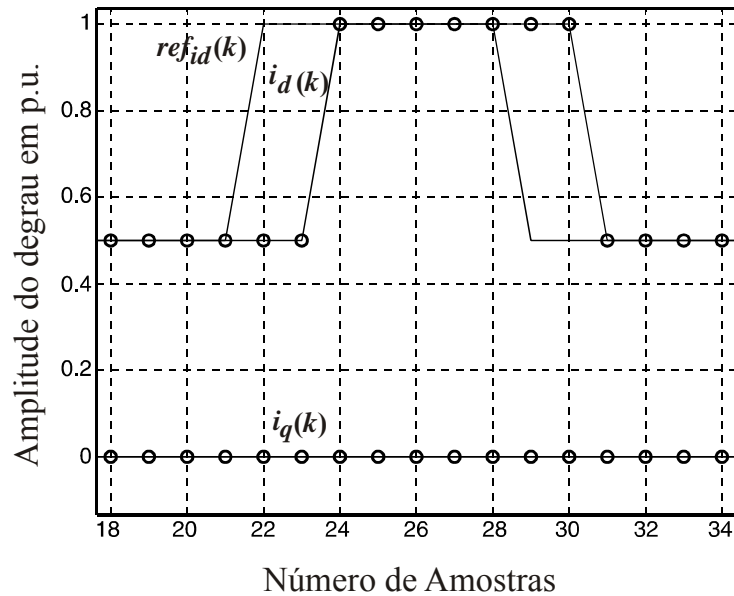


Figura B. 14 – Resultado de simulação do controlador para a malha de corrente com aplicação de um degrau em $ref_{id}(k)$.

Com o objetivo de garantir uma adequada transferência de potência ativa da rede para a carga devido a possíveis erros em regime permanente devido ao distúrbio da rede. Também devido a uma possível diferença entre o valor de indutância nominal, L_n e a utilizada no projeto L_f , é possível que o fator de potência de deslocamento não seja próximo ao unitário. Logo, serão projetados servos controladores de corrente para o eixo d e q , a fim de garantir erro nulo em regime permanente senoidal para o eixo d , e desta forma controlar adequadamente a potência ativa e, da mesma forma, garantir erro nulo em regime permanente senoidal para o eixo q , de modo que o fator de potência seja próximo ao unitário. Como o projeto destes controladores pode ser realizado independentemente, estes serão projetados da mesma maneira, a fim de simplificar a análise realizada. Logo, a seguir será abordado o projeto dos servos controladores.

B.3.3 Projeto dos Servos Controladores para a Regulação das Correntes de Entrada do Retificador PWM Trifásico

Os servos controladores utilizados para a regulação das correntes de entrada em eixos síncronos dq do retificador PWM trifásico são formados por uma retroação de estados e um integrador, conforme apresentado na Figura B. 15.

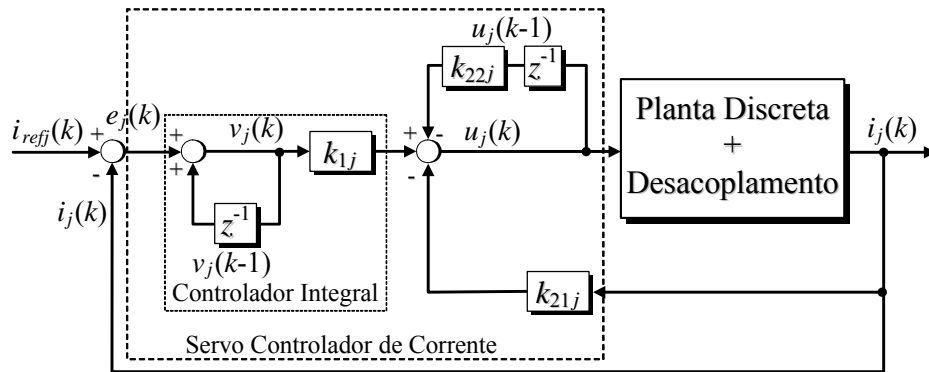


Figura B. 15 – Representação por diagrama de blocos do sistema servo utilizado para controle das correntes de entrada do retificador PWM trifásico em eixos síncronos dq .

Desta forma, definindo a função de transferência entre as correntes do retificador i_j e a ação de controle u_j para a componente de eixo d ou q no domínio z , segundo a equação (B. 31) e tratando estes eixos independentemente, tem-se que:

$$G_j = \frac{i_j(z)}{u_j(z)} = \frac{1}{z^2}. \quad (\text{B. 32})$$

Sendo que os eixos d ou q são representados genericamente pelo subscrito j nas figuras e equações aqui apresentadas.

Logo, a fim de obter as equações dos servos controladores, faz-se necessário definir a equação de estado da função de transferência dada na equação (B. 32). Esta é obtida considerando que:

$$Y(z) = i_j(z) \text{ e } U(z) = u_j(z), \quad (\text{B. 33})$$

e multiplicando a equação (B. 32) por $X(z)/X(z)$, tem-se:

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{1}{z^2} \frac{X(z)}{X(z)}. \quad (\text{B. 34})$$

Assim,

$$Y(z) = X(z); U(z) = z^2 X(z); \quad (\text{B. 35})$$

e, considerando que,

$$X_1(z) = zX(z); \quad (\text{B. 36})$$

tem-se:

$$U(z) = zX_1(z); \quad (\text{B. 37})$$

Agora, convertendo as equações (B. 35), (B. 36) e (B. 37) em equações no domínio discreto, obtém-se que:

$$x_j(k+1) = x_{1j}(k); x_{1j}(k+1) = u_j(k); y_j(k) = x_j(k); \quad (\text{B. 38})$$

Logo, a equação de estados no domínio discreto resultante para a componente de eixo direto ou quadratura torna-se:

$$\mathbf{x}_j(k+1) = \mathbf{G}_j \mathbf{x}_j(k) + \mathbf{H}_j u_j(k); \quad (\text{B. 39})$$

$$y_j(k) = \mathbf{C}_j \mathbf{x}_j(k); \quad (\text{B. 40})$$

onde,

$$\mathbf{G}_j = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{H}_j = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \mathbf{C}_j = [1 \quad 0]; \mathbf{x}_j(k) = \begin{bmatrix} x_j(k) \\ x_{1j}(k) \end{bmatrix}; \quad (\text{B. 41})$$

Agora, considerando a equação de estado do integrador para a componente de eixo d ou q dada por:

$$v_j(k) = v_j(k-1) + i_{refj}(k) - y_j(k); \quad (\text{B. 42})$$

onde: $v_j(k)$, $r_j(k)$ e $e_j(k)$ são as variáveis de erro atuante e de comando respectivamente.

Reescrevendo a equação (B. 42), tem-se:

$$v_j(k+1) = v_j(k) + i_{refj}(k+1) - y_j(k+1); \quad (\text{B. 43})$$

Então, a partir das matrizes da equação de estados obtidas conforme as equações (B. 39), (B. 40) e (B. 41) e substituindo na equação (B. 43) obtém-se:

$$v_j(k+1) = v_j(k) + i_{refj}(k+1) - \mathbf{C}_j \left[\mathbf{G}_j \mathbf{x}_j(k) + \mathbf{H}_j u_j(k) \right]; \quad (\text{B. 44})$$

ainda,

$$v_j(k+1) = -\mathbf{C}_j \mathbf{G}_j \mathbf{x}_j(k) + v_j(k) - \mathbf{C}_j \mathbf{H}_j u_j(k) + i_{refj}(k+1); \quad (\text{B. 45})$$

A variável de controle é dada por:

$$u_j(k) = -\begin{bmatrix} k_{21j} & k_{22j} \end{bmatrix} \mathbf{x}_j(k) + k_{1j} v_j(k); \quad (\text{B. 46})$$

onde, os parâmetros de projeto são os ganhos k_{1j} , k_{21j} e k_{22j} , e

$$\mathbf{x}_j(k) = \begin{bmatrix} i_j(k) & u_j(k-1) \end{bmatrix}^T.$$

No ANEXO F é descrito o procedimento de projeto para a obtenção dos ganhos para o controlador de corrente proposto utilizando a abordagem por alocação de pólos.

Logo, para a condição de alocação de pólos escolhida segundo a Figura F.1a. os ganhos para os servos controladores são $k_{1j}=0,024$; $k_{21j}=0,336$ e $k_{22j}=-0,9$. Então, a partir da obtenção das componentes de ações de controle, será agora definido um novo vetor formado pelas ações de controle de eixo direto e quadratura obtidos na equação (B. 46), ou seja,

$$\mathbf{u}_{dq}(k) = \begin{bmatrix} u_d(k) & u_q(k) \end{bmatrix}^T, \quad (\text{B. 47})$$

e reportando-se a Figura B. 13 é possível substituir $\mathbf{ref}_{dq}(k)$ na equação (B. 29), por este novo vetor, o qual é obtido na equação (B. 47), assim:

$$\mathbf{ref}_{dq}(k) = \mathbf{u}_{dq}(k). \quad (\text{B. 48})$$

A fim de obter as ações de controle de eixo direto, $u_{d_des}(k)$, e quadratura, $u_{q_des}(k)$, que são diretamente aplicadas à planta, conforme equação (B. 28), proceder-se-á a substituição das equações (B. 25) e (B. 26) nesta equação. Logo, as equações que representam as componentes das ações de controle desacopladas aplicadas à planta são dadas pelas seguintes expressões:

$$u_{d_des}(k) = [m_{des11} \quad m_{des12}] \mathbf{u}_{dq}(k) + [k_{des11} \quad k_{des12} \quad k_{des13} \quad k_{des14}] \Psi_{dq}(k), \quad (B. 49)$$

$$u_{q_des}(k) = [m_{des21} \quad m_{des22}] \mathbf{u}_{dq}(k) + [k_{des21} \quad k_{des22} \quad k_{des23} \quad k_{des24}] \Psi_{dq}(k), \quad (B. 50)$$

onde:

$$\mathbf{u}_{dq}(k) = [u_d(k) \quad u_q(k)]^T; \quad \Psi_{dq}(k) = [i_d(k) \quad i_q(k) \quad u_{d_des}(k-1) \quad u_{q_des}(k-1)]^T. \quad (B. 51)$$

A Figura B. 16 ilustra em detalhes as matrizes de desacoplamento aplicadas as componentes da ação de controle de eixo direto, $u_d(k)$ e de quadratura $u_q(k)$.

Ainda, de forma a simplificar o diagrama em blocos da Figura B. 16, um diagrama na forma vetorial para o desacoplamento é apresentado na Figura B. 17.

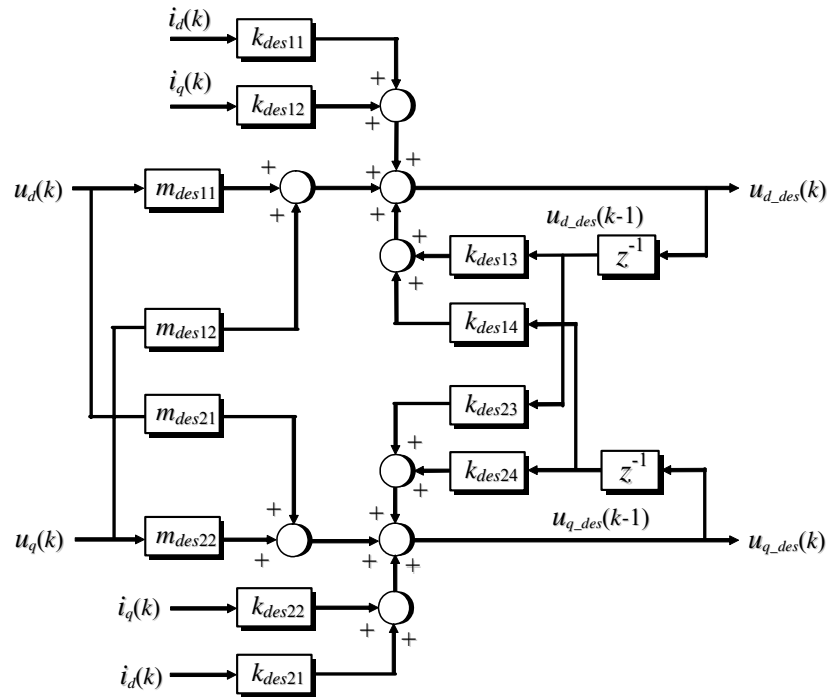


Figura B. 16 – Diagrama de blocos do desacoplamento das componentes das ações de controle de eixo direto e de quadratura.

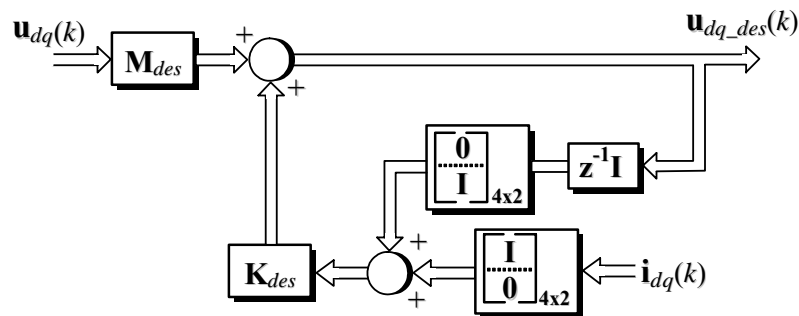


Figura B. 17 – Diagrama de blocos do desacoplamento das componentes das ações de controle de eixo direto e de quadratura.

A fim de verificar novamente o desacoplamento das correntes em eixos síncronos dq obtido na equação (B. 31), bem como a resposta transitória do controlador, agora incluindo a dinâmica relacionada aos servos controladores projetados e desconsiderando o distúrbio da rede, foi realizada uma simulação no domínio discreto, cujos resultados são apresentados na Figura B. 18, onde foi aplicado um degrau na referência de corrente no eixo d e no eixo q , e observa-se a semelhança entre as respostas transitórias para ambos os eixos, bem como o desacoplamento entre os eixos d e q .

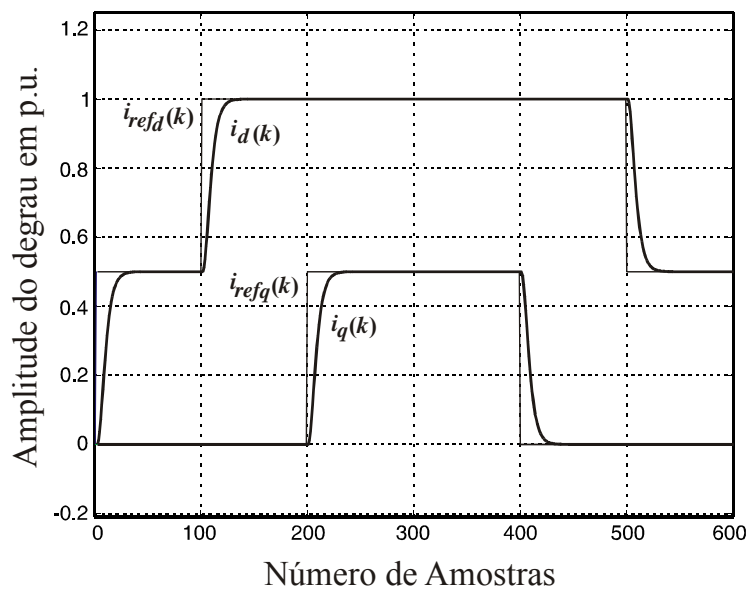


Figura B. 18 – Resultado de simulação do controlador para a malha de corrente com aplicação de um degrau em $ref_{id}(k)$ e $ref_{iq}(k)$ considerando o projeto dos servos controladores nos eixos d e q .

A seguir serão apresentados resultados experimentais para o retificador PWM considerando o controlador proposto.

B.3.4. Resultados Experimentais

A Figura B. 19 apresenta as tensões da rede e a corrente de entrada em uma das fases do retificador, onde as tensões apresentam uma $THD_v= 2,5\%$ e $TD_v=5,8 \%$. A Figura B. 20 mostra uma das tensões de fase da rede e as correntes de entrada do retificador PWM, onde as correntes apresentam uma $THD_i=5,4\%$ e uma $TD_i=1,53\%$. A Figura B. 21 mostra a aplicação de um degrau na referência na malha interna das correntes de entrada do retificador, onde é observada a resposta transitória deste controlador. A Figura B. 22 apresenta a tensão e corrente em uma das fases do retificador PWM (fase a), onde se observa a operação, do mesmo, com fator de deslocamento próximo ao unitário.

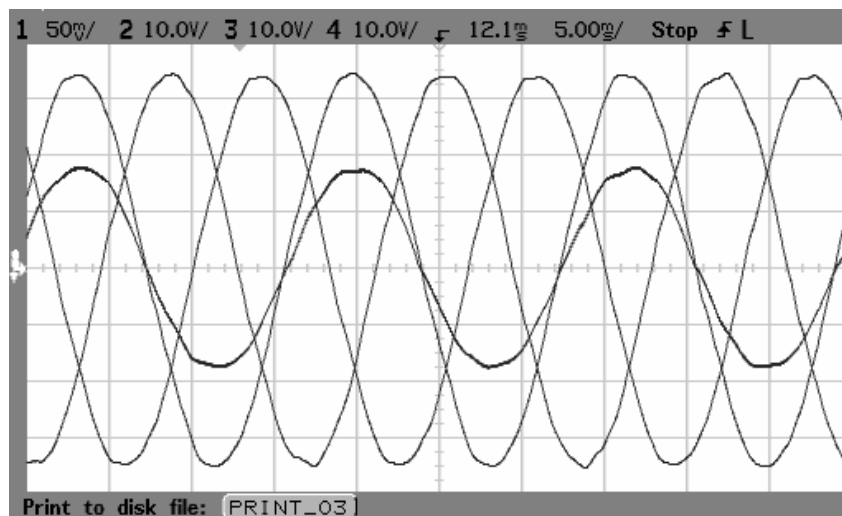


Figura B. 19 – Resultados experimentais. Tensões da rede e corrente de entrada do retificador na fase a . Tensões com $THD_v= 2,5\%$ e $TD_v=5,8 \%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

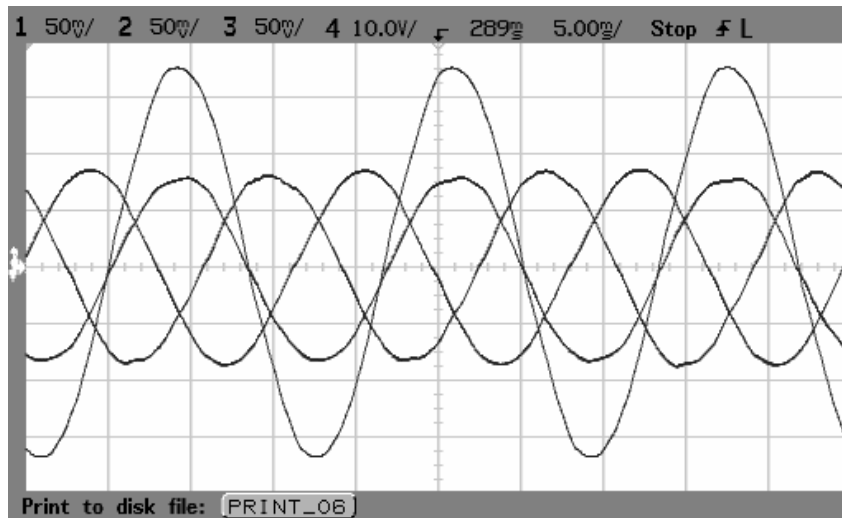


Figura B. 20 – Resultados experimentais. Correntes de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Correntes com $THD_i=5,4\%$ e uma $TD_i=1,53\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

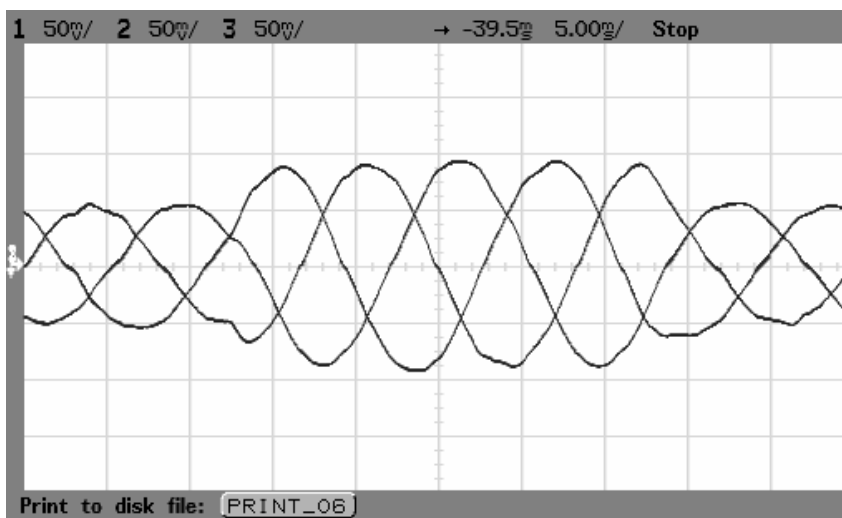


Figura B. 21 – Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador com um degrau na referência de corrente de eixo direto, ou seja, i_{refd} variando de 0,5 pu a 0,9 pu. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical: 5 A/div.

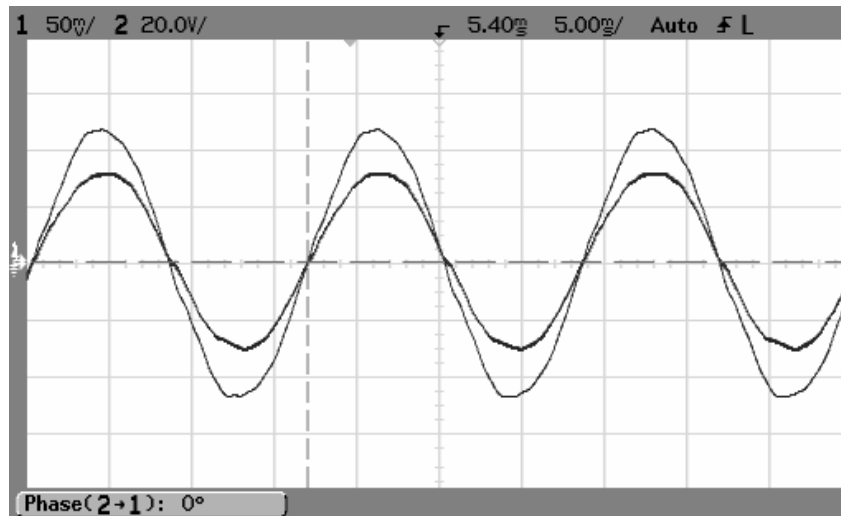


Figura B. 22 – Resultados experimentais. Corrente de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Retificador operando com $FD \cong 1$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 20V/div.

B.4 Desacoplamento por Retroação de Estados e Servo Controlador no eixo q

B.4.1 Introdução

De modo a simplificar o projeto do controlador proposto anteriormente, nesta seção é proposto um novo controlador, o qual também utiliza o método de desacoplamento por retroação de estados no domínio discreto, porém o controle da malha de corrente não necessita de um servo controlador adicional para o eixo d , o que diminui a complexidade do algoritmo. Sendo somente adicionado um servo controlador no eixo q da malha interna de corrente, a fim de garantir fator de potência próximo ao unitário entre as tensões da rede e correntes de entrada do retificador.

Em substituição ao servo controlador no eixo d , será proposta uma realimentação de estados para compensação do distúrbio da rede, a fim de compensar a influência da rede sobre as correntes de entrada do retificador.

B.4.2 Descrição do Projeto do Controlador Proposto para o Controle das Correntes de Entrada do Retificador PWM Trifásico

O projeto do controlador proposto é realizado da mesma forma para o caso do controlador apresentado na seção anterior, no que se refere aos itens B.3.2 e B.3.3. Cabe ressaltar que a obtenção da equação que representa o comportamento dinâmico do retificador PWM trifásico em tempo discreto dada na equação (3.13), bem como a utilização do desacoplamento por retroação de estados e obtenção da função de transferência desacoplada dada na equação (B. 31) é obtida de forma semelhante.

Logo, o controlador aqui proposto será analisado a partir da realimentação de estados para compensação do distúrbio da rede em substituição a utilização de um servo controlador para o eixo d e após é realizado o projeto do servo controlador para o eixo q .

B.4.3 Realimentação de Estados para Compensação do Distúrbio da Rede

Com o objetivo de garantir uma adequada magnitude nas correntes de entrada do retificador PWM trifásico e por sua vez uma adequada transferência de potência ativa da rede para a carga será proposta uma realimentação para compensação da rede considerada como distúrbio na planta em questão.

Esta compensação tem por base a realimentação do vetor de estados da rede multiplicado por uma matriz de ganho, \mathbf{R}_p , conforme mostrado na Figura B. 23.

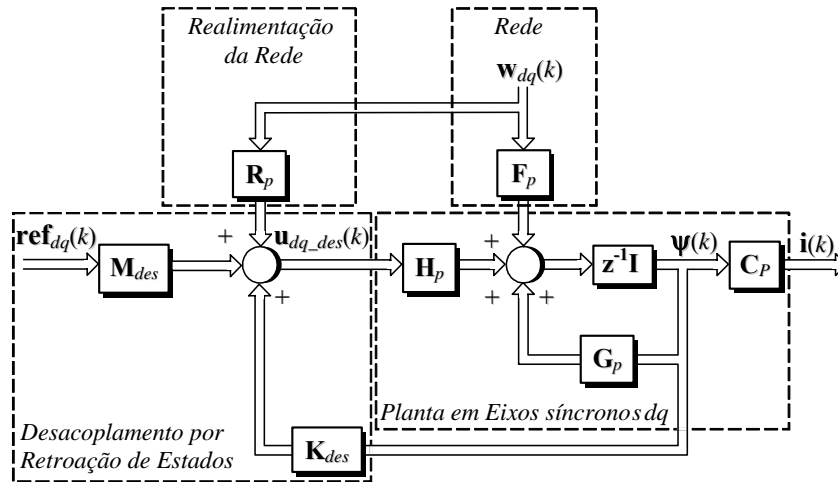


Figura B. 23 – Diagrama em blocos do sistema em eixos síncronos dq incluindo as matrizes de desacoplamento e de compensação do distúrbio da rede.

Tal matriz, \mathbf{R}_p , pode ser obtida redefinindo a equação (B. 28) agregando a esta a parcela referente à realimentação de estados e desprezando a parcela relativa a $\mathbf{ref}_{dq}(k)$, ou seja, $\mathbf{ref}_{dq}(k)=[0 \ 0]^T$, tem-se:

$$\mathbf{u}_{dq_des}(k) = \mathbf{K}_{des} \boldsymbol{\psi}_{dq}(k) + \mathbf{R}_p \mathbf{w}_{dq}(k). \quad (\text{B. 52})$$

Então, substituindo a equação (B. 52) na equação (B. 27), obtém-se a seguinte equação de estados:

$$\boldsymbol{\psi}_{dq}(k+1) = \mathbf{G}_p \boldsymbol{\psi}_{dq}(k) + \mathbf{H}_p [\mathbf{K}_{des} \boldsymbol{\psi}_{dq}(k) + \mathbf{R}_p \mathbf{w}_{dq}(k)] + \mathbf{F}_p \mathbf{w}_{dq}(k), \quad (\text{B. 53})$$

Considerando a hipótese de projeto que em regime permanente as tensões da rede são equilibradas e que, devido a este fato, geralmente, as tensões da rede em eixos síncronos variam lentamente, podendo ser consideradas constantes em um intervalo de amostragem. Então as seguintes aproximações são válidas $\mathbf{w}_{dq}(k+1) \cong \mathbf{w}_{dq}(k) \cong \mathbf{w}_c$ e $\boldsymbol{\psi}_{dq}(k+1) \cong \boldsymbol{\psi}_{dq}(k) \cong \boldsymbol{\psi}_c$, onde \mathbf{w}_c e $\boldsymbol{\psi}_c$ são valores constantes.

Logo, a equação (B. 53) pode ser reescrita como:

$$\boldsymbol{\psi}_c = \mathbf{G}_p \boldsymbol{\psi}_c + \mathbf{H}_p [\mathbf{K}_{des} \boldsymbol{\psi}_c + \mathbf{R}_p \mathbf{w}_c] + \mathbf{F}_p \mathbf{w}_c, \quad (\text{B. 54})$$

onde,

$$\boldsymbol{\psi}_c = \begin{bmatrix} 0 & 0 & u_{d_c} & u_{q_c} \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{w}_c = \begin{bmatrix} w_{c_d} & w_{c_q} \end{bmatrix}^T \quad \text{e} \quad \mathbf{R}_p = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{B. 55})$$

Ainda, isolando a parcela onde se encontra a matriz \mathbf{R}_p na equação (B. 54), tem-se:

$$\left[\mathbf{I}_c - (\mathbf{G}_p + \mathbf{H}_p \mathbf{K}_{des}) \right] \boldsymbol{\psi}_c - \mathbf{F}_p \mathbf{w}_c = \mathbf{H}_p \mathbf{R}_p \mathbf{w}_c, \quad (\text{B. 56})$$

Agora, fazendo as devidas substituições das matrizes já anteriormente definidas \mathbf{G}_p , \mathbf{H}_p , \mathbf{F}_p , \mathbf{K}_{des} , $\boldsymbol{\psi}_c$ e \mathbf{w}_c , as quais foram obtidas nas equações (B.18), (B. 25) e (B. 26) e substituindo na equação (B. 56) torna-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} u_{d_c} \\ \frac{V_{base}}{I_{base}} u_{q_c} \\ 2u_{d_c} + \omega T_s u_{q_c} \\ -\omega T_s u_{d_c} + 2u_{q_c} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} w_{d_c} \\ \frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} w_{q_c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ r_{11} w_{d_c} + r_{12} w_{q_c} \\ r_{21} w_{d_c} + r_{22} w_{q_c} \end{bmatrix}, \quad (\text{B. 57})$$

Logo, pode-se simplificar a equação (B. 57), obtendo-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} (u_{d_c} - w_{d_c}) \\ \frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} (u_{q_c} - w_{q_c}) \\ 2u_{d_c} + \omega T_s u_{q_c} \\ -\omega T_s u_{d_c} + 2u_{q_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ r_{11} w_{d_c} + r_{12} w_{q_c} \\ r_{21} w_{d_c} + r_{22} w_{q_c} \end{bmatrix}, \quad (\text{B. 58})$$

A equação (B. 58) pode ser reescrita a partir de um conjunto de quatro equações, ou seja,

$$\begin{aligned} \frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} (u_{d_c} - w_{d_c}) &= 0 \\ \frac{T_s}{L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} (u_{q_c} - w_{q_c}) &= 0 \\ 2u_{d_c} + \omega T_s u_{q_c} &= r_{11} w_{d_c} + r_{12} w_{q_c} \\ -\omega T_s u_{d_c} + 2u_{q_c} &= r_{21} w_{d_c} + r_{22} w_{q_c} \end{aligned} \quad (\text{B. 59})$$

onde as quatro incógnitas são relacionadas aos coeficientes da matriz \mathbf{R}_p .

Solucionando os dois primeiros conjuntos de equações tem-se que:

$$\begin{aligned} u_{d-c} &= w_{d-c} \\ u_{q-c} &= w_{q-c} \end{aligned}, \quad (\text{B. 60})$$

Ainda, considerando que a rede é equilibrada, $w_{q-c}=0$. Logo, $u_{q-c}=0$. Então, a partir da equação (B. 60) serão solucionados os dois últimos conjuntos de equações em (B. 59), obtendo-se:

$$\begin{aligned} 2w_{d-c} &= r_{11}w_{d-c} ; \\ -\omega T_s w_{d-c} &= r_{21}w_{d-c} ; \\ r_{12} &= 0 ; \\ r_{22} &= 0 . \end{aligned} \quad (\text{B. 61})$$

Logo, a matriz de ganho \mathbf{R}_p é dada por:

$$\mathbf{R}_p = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -\omega T_s & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{B. 62})$$

A partir da definição de \mathbf{R}_p , é possível definir um novo vetor de ação de controle, o qual inclui a realimentação de estados para a compensação do distúrbio da rede, sendo dado por:

$$\mathbf{u}_{dq_des}(k) = \mathbf{K}_{des} \boldsymbol{\psi}_{dq}(k) + \mathbf{M}_{des} \mathbf{ref}_{dq}(k) + \mathbf{R}_p \mathbf{w}_{dq}(k). \quad (\text{B. 63})$$

A seguir, com o intuito de garantir que o retificador PWM trifásico opere com fator de potência unitário mesmo quando ocorram variações paramétricas na planta, um servo controlador para a malha de corrente no eixo q será proposto.

B.4.4 Projeto do Servo Controlador para o Controle da Corrente de Eixo de Quadratura

O servo controlador utilizado para o controle da corrente de eixo q , é realizado, a fim de garantir fator de potência próximo ao unitário para o controlador proposto, e é

formado por uma retroação de estados e um controle integral, conforme apresentado na Figura B. 24.

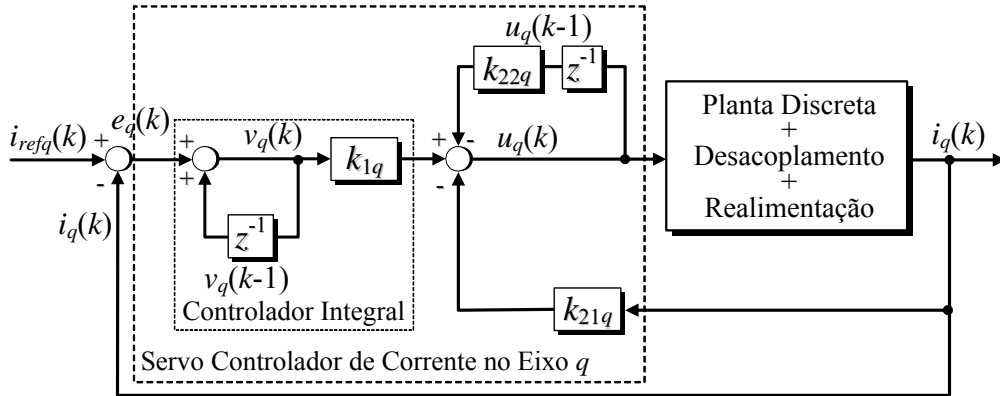


Figura B. 24 – Representação por diagrama de blocos do sistema servo utilizado para controle da corrente de eixo síncrono q .

Desta forma, definindo a função de transferência entre as correntes do retificador i_q e a referência de corrente i_{refq} para a componente de eixo q no domínio z , na equação (B. 31), ou seja,

$$G_q = \frac{i_q(z)}{i_{refq}(z)} = \frac{1}{z^2}. \quad (B. 64)$$

Logo, a fim de obter a equação do servo controlador, faz-se necessário definir a equação de estado da função de transferência dada na equação (B. 64). Esta é obtida considerando que:

$$Y(z) = i_q(z) \text{ e } U(z) = i_{refq}(z), \quad (B. 65)$$

e multiplicando a equação (B.64) por $X(z)/X(z)$, tem-se:

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{1}{z^2} \frac{X(z)}{X(z)}. \quad (B. 66)$$

Assim,

$$Y(z) = X(z) ; U(z) = z^2 X(z); \quad (B. 67)$$

e, considerando que,

$$X_1(z) = zX(z); \quad (\text{B. 68})$$

tem-se:

$$U(z) = zX_1(z); \quad (\text{B. 69})$$

Agora, convertendo as equações (B. 67), (B. 68) e (B. 69) por equações diferença, obtém-se que:

$$x_q(k+1) = x_{1q}(k); \quad x_{1q}(k+1) = u_q(k); \quad y_q(k) = x_q(k); \quad (\text{B. 70})$$

Logo, a equação de estados no domínio discreto resultante para a componente de eixo de quadratura torna-se:

$$\mathbf{x}_q(k+1) = \mathbf{G}_q \mathbf{x}_q(k) + \mathbf{H}_q u_q(k); \quad (\text{B. 71})$$

$$y_q(k) = \mathbf{C}_q \mathbf{x}_q(k); \quad (\text{B. 72})$$

onde,

$$\mathbf{G}_q = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{H}_q = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}_q = [1 \quad 0]; \quad \mathbf{x}_q(k) = \begin{bmatrix} x_q(k) \\ x_{1q}(k) \end{bmatrix}; \quad (\text{B. 73})$$

Agora, considerando a equação de estado do integrador para a componente de eixo q dada por:

$$v_q(k) = v_q(k-1) + i_{refq}(k) - y_q(k); \quad (\text{B. 74})$$

onde: $v_q(k)$, $r_q(k)$ e $e_q(k)$ são as variáveis de erro atuante e de comando respectivamente.

Reescrevendo a equação (B. 74), tem-se:

$$v_q(k+1) = v_q(k) + i_{refq}(k+1) - y_q(k+1); \quad (\text{B. 75})$$

Então, a partir das matrizes da equação de estados obtidas na equação (B. 73) e da equação (B. 75), obtém-se:

$$v_q(k+1) = v_q(k) + i_{refq}(k+1) - \mathbf{C}_q [\mathbf{G}_q \mathbf{x}_q(k) + \mathbf{H}_q u_q(k)]; \quad (\text{B. 76})$$

ainda,

$$v_q(k+1) = -\mathbf{C}_q \mathbf{G}_q \mathbf{x}_q(k) + v_q(k) - \mathbf{C}_q \mathbf{H}_q u_q(k) + i_{refq}(k+1); \quad (\text{B. 77})$$

A variável de controle é dada por:

$$u_q(k) = -\begin{bmatrix} k_{21q} & k_{22q} \end{bmatrix} \mathbf{x}_q(k) + k_{1q} v_q(k); \quad (\text{B. 78})$$

onde, os parâmetros de projeto são os ganhos k_{1q} , k_{21q} e k_{22q} , e $\mathbf{x}_q(k) = \begin{bmatrix} i_q(k) & u_q(k-1) \end{bmatrix}^T$.

O procedimento de projeto para a obtenção dos ganhos para o controlador de corrente proposto utilizando a abordagem de alocação de pólos é o mesmo apresentado para o caso proposto na seção anterior, o qual foi descrito no ANEXO F.

Logo, a partir do projeto do servo controlador e obtenção da componente de ações de controle para o eixo de quadratura conforme equação (B. 78), será agora definido um novo vetor formado pela referência de eixo direto e ação de controle de eixo de quadratura, ou seja,

$$\mathbf{u}_{dq}(k) = \begin{bmatrix} ref_{id}(k) & u_{iq}(k) \end{bmatrix}^T, \quad (\text{B. 79})$$

e reportando-se a Figura B. 13 é possível substituir $\mathbf{ref}_{dq}(k)$ na equação (B. 29), pelo novo vetor dado na equação (B. 79), assim:

$$\mathbf{ref}_{dq}(k) = \mathbf{u}_{dq}(k). \quad (\text{B. 80})$$

A fim de verificar o desacoplamento das correntes em eixos síncronos dq , bem como a resposta transitória do controlador agora incluindo a dinâmica relacionada ao servo controlador no eixo q e desprezando o distúrbio da rede, foi realizada uma simulação no domínio discreto, cujos resultados são apresentados na Figura B. 25, onde foram aplicados um degrau na referência de corrente no eixo d e no eixo q , observa-se por esta figura a diferença na resposta transitória para ambos os eixos. Sendo que para o eixo d a resposta obtida é de tempo mínimo conforme foi mostrado anteriormente na Figura B.14.

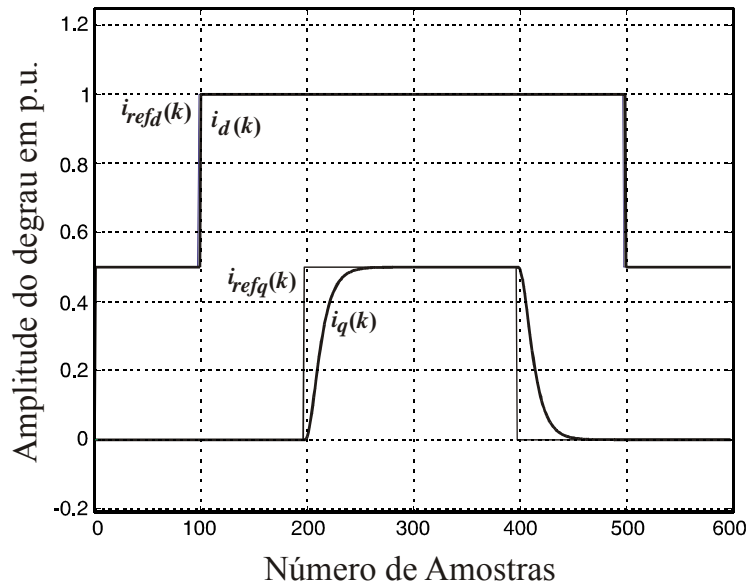


Figura B. 25 – Resultado de simulação do controlador para a malha de corrente com aplicação de um degrau em $i_{refd}(k)$ e $i_{refq}(k)$ considerando o projeto do servo controlador no eixo q .

B.4.4 Resultados Experimentais

A Figura B. 26 apresenta as tensões da rede e a corrente de entrada em uma das fases do retificador, onde as tensões apresentam uma $THD_v=2,5\%$ e $TD_v=5,8\%$. A Figura B. 27 apresenta uma das tensões de fase da rede e as correntes de entrada do retificador PWM, onde as correntes apresentam uma $THD_i=5,82\%$ e uma $TD_i=1,55\%$. A Figura B. 28 mostra a aplicação de um degrau na referência na malha interna das correntes de entrada do retificador, onde é observada a resposta transitória deste controlador. A Figura B. 29 apresenta a tensão e corrente em uma das fases do retificador PWM (fase a), onde se observa a operação, do mesmo, com fator de deslocamento próximo ao unitário.

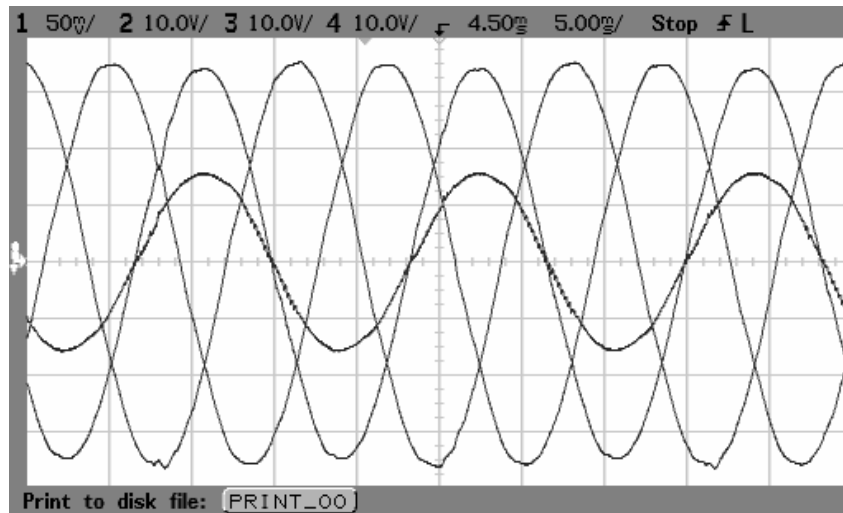


Figura B. 26 – Resultados experimentais. Tensões da rede e corrente de entrada do retificador na fase *a*. Tensões com $THD_v=2,5\%$ e $TD_v=5,8\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

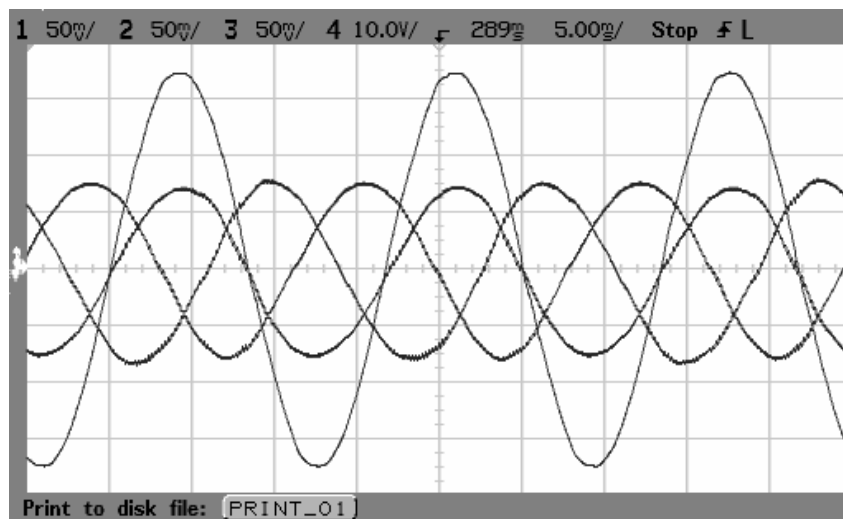


Figura B. 27 – Resultados experimentais. Correntes de entrada do retificador e tensão da rede na fase *a*. Correntes com $THD_i=5,82\%$ e uma $TD_i=1,55\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

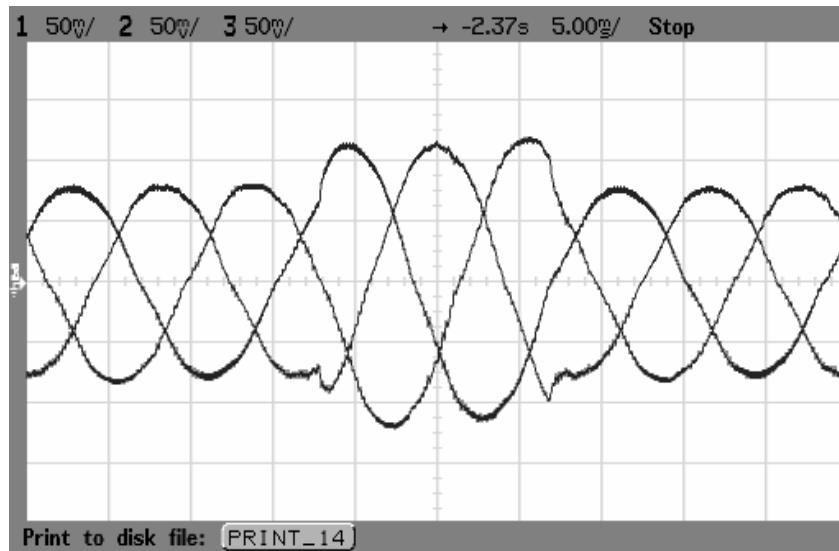


Figura B. 28 – Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador com um degrau na referência de corrente de eixo direto, ou seja, i_{refd} variando de 0,7 pu a 1,2 pu. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical: 5 A/div.

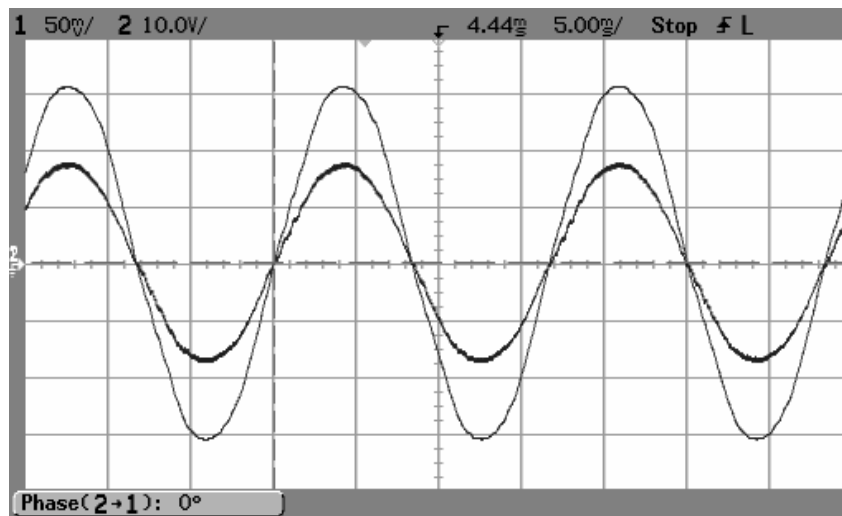


Figura B. 29 – Resultados experimentais. Corrente de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Retificador operando com $FD \cong 1$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

B.5 Controlador de Corrente com Resposta de Tempo Mínimo

B.5.1 Introdução

O controlador com resposta de tempo mínimo foi apresentado com mais detalhes no Capítulo 4. Este se destaca, principalmente, pela sua simplicidade [40], pois as ações de controle encontram-se no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, o traz como vantagem o reduzido tempo de execução do algoritmo quando implementado em processadores digitais de sinais. Além disso, por operar eixos estacionários $\alpha\beta$, a partir da modelagem do retificador PWM trifásico realizado no ANEXO C, este sistema encontra-se desacoplado. Entretanto, este pode ter sua margem de estabilidade reduzida caso haja variação ou incertezas nos parâmetros do retificador [67]. Além disso, para a aplicação em retificadores PWM a resposta de tempo mínimo não é uma característica primordial. Devido a uma larga banda passante deste controlador as correntes de entrada do retificador PWM apresentam elevada distorção harmônica quando comparadas às demais técnicas aqui apresentadas. A Figura B.30 apresenta o diagrama de blocos deste controlador, semelhante ao apresentado no Capítulo 4, considerando somente os sistemas de coordenadas $\alpha\beta$.

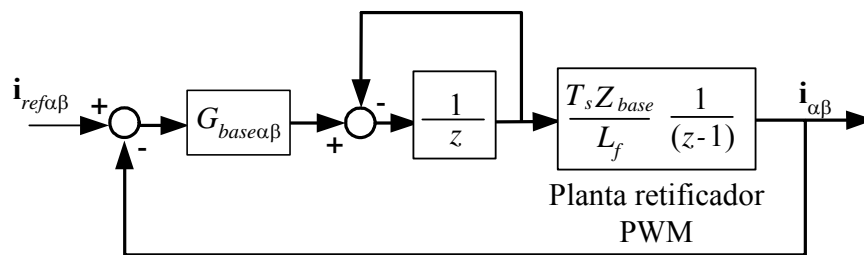


Figura B. 30 – Diagrama de blocos do controlador de tempo mínimo e planta do retificador PWM em coordenadas $\alpha\beta$.

Nesta figura representa-se L_f como a indutância modelada, $G_{base\alpha\beta} = Y_{base}(L_f/T_s)$ e $Y_{base} = I_{base}/V_{base}$ são as condutâncias do sistema em coordenadas $\alpha\beta$ e condutância base respectivamente. A Figura B.31 adiciona uma ação *feedforward* para compensação da

presença da rede, considerada como distúrbio na planta, semelhantemente a obtida para o controlador DRC_q .

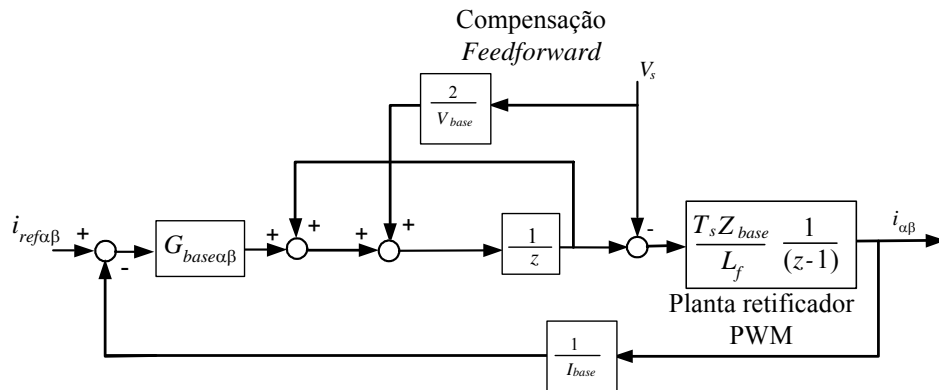


Figura B. 31 – Diagrama de blocos do controlador de tempo mínimo, planta do retificador PWM e compensação *feedforward* em coordenadas $\alpha\beta$.

A equação representativa das ações de controle deste sistema em coordenadas $\alpha\beta$, a partir de [67] e da Figura B.31, é dada por:

$$U_{pwm}(k+1) = G_{base\alpha\beta} [i_{ref}(k) - i(k)] + 2V_s(k) - U_{pwm}(k), \quad (B. 81)$$

B.5.2 Resultados Experimentais

A Figura B.32 apresenta as tensões da rede e a corrente de entrada em uma das fases do retificador, onde as tensões apresentam uma $THD_v = 2,5\%$ e $TD_v = 5,8\%$. A Figura B.33 apresenta uma das tensões de fase da rede e as correntes de entrada do retificador PWM, onde as correntes apresentam uma $THD_i = 6,48\%$ e uma $TD_i = 1,46\%$. A Figura B.34 mostra a aplicação de um degrau na referência na malha interna das correntes de entrada do retificador, onde é observada a resposta transitória deste controlador. A Figura B.35 apresenta a tensão e corrente em uma das fases do retificador PWM (fase *a*), onde se observa a operação, do mesmo, com fator de deslocamento próximo ao unitário.

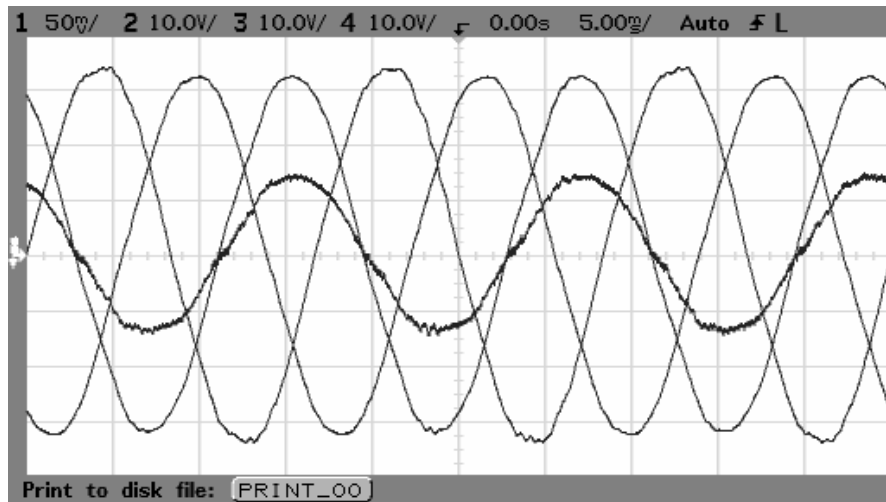


Figura B. 32 – Resultados experimentais. Tensões da rede e corrente de entrada do retificador na fase a . Tensões com $THD_v=2,5\%$ e $TD_v=5,8\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

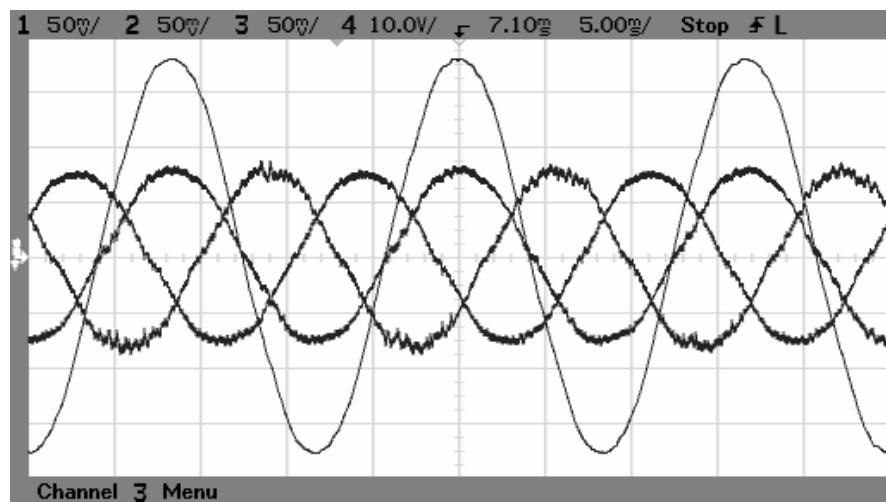


Figura B. 33 – Resultados experimentais. Correntes de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Correntes com $THD_i=6,48\%$ e uma $TD_i=1,46\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

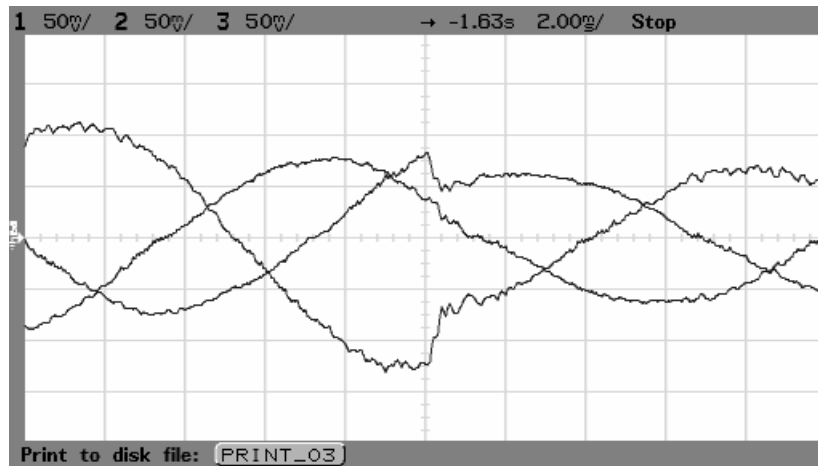


Figura B. 34 – Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador com um degrau na referência de corrente de eixo direto, ou seja, i_{refd} variando de 0,7 pu a 1,2 pu. Escala Horizontal: 2 ms/div. Escala Vertical: 5 A/div.

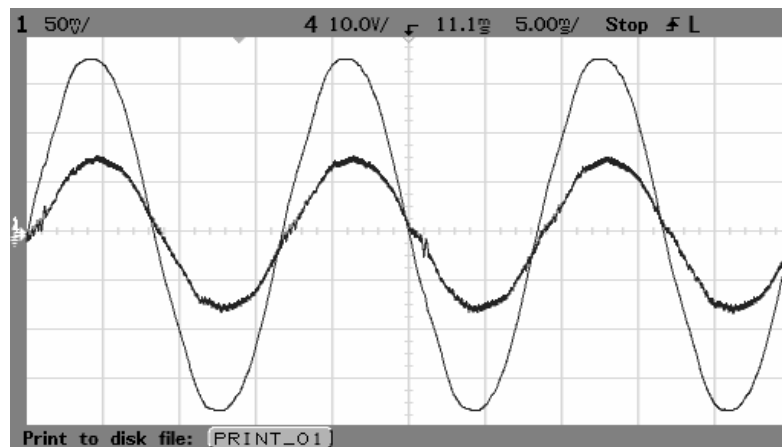


Figura B. 35 – Resultados experimentais. Corrente de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Retificador operando com $FD \cong 1$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

B.6 Controlador de Corrente Ressonante

B.6.1 Introdução

Este controlador destaca-se também por sua simplicidade, assim como o controlador de tempo mínimo previamente definido. Este é fundamentado em um regulador ressonante que assegura erro nulo em regime permanente para referências senoidais e distúrbios, similar a utilização de controladores repetitivos [49]. O controlador ressonante é implementado no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, através da utilização de filtros passa-bandas [28, 46] no domínio discreto, como mostrado na Figura B.36. Entretanto, se a frequência da rede variar, este necessita acrescentar em sua implementação um algoritmo de adaptação de frequência, o que incrementará a complexidade do mesmo. Ainda, sua implementação em DSPs de aritmética de ponto fixo em alguns casos pode apresentar *offsets* nos sinais, devido a faixa dinâmica das variáveis [27].

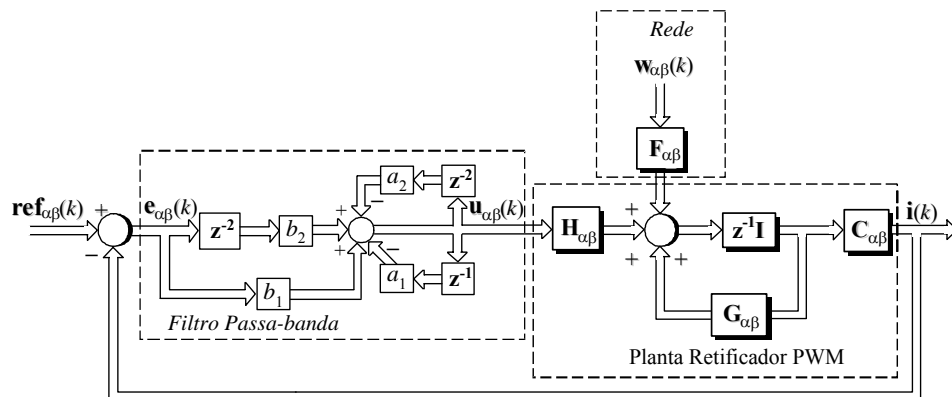


Figura B. 36 – Diagrama de blocos do controlador ressonante e planta do FAPP.

A equação representativa das ações de controle deste sistema em coordenadas $\alpha\beta$, a partir de [46] e Figura B.36, é dada por:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta}(k) = b_1 \mathbf{e}_{\alpha\beta}(k) + b_2 \mathbf{e}_{\alpha\beta}(k-2) - a_1 \mathbf{u}_{\alpha\beta}(k-1) - a_2 \mathbf{u}_{\alpha\beta}(k-2), \quad (\text{B. 82})$$

onde: $\mathbf{e}_{\alpha\beta}(k) = [\text{ref}_{\alpha\beta}(k) - \mathbf{i}_{\alpha\beta}(k)]$ e, b_1 , b_2 , a_1 e a_2 são os coeficientes de projeto dos filtros passa-bandas. O projeto dos coeficientes dos filtros passa-bandas foram baseados no proposto por Ogata [32] e são semelhantes para as coordenadas α e β .

B.6.2 Resultados Experimentais

A Figura B.37 apresenta as tensões da rede e a corrente de entrada em uma das fases do retificador, onde as tensões apresentam uma $THD_v = 2,5\%$ e $TD_v = 5,8\%$. A Figura B.38 apresenta uma das tensões de fase da rede e as correntes de entrada do retificador PWM, onde as correntes apresentam uma $THD_i = 4,2\%$ e uma $TD_i = 1,51\%$. A Figura B.39 mostra a aplicação de um degrau na referência na malha interna das correntes de entrada do retificador, onde é observada a resposta transitória deste controlador. A Figura B.40 apresenta a tensão e corrente em uma das fases do retificador PWM (fase a), onde se observa a operação, do mesmo, com fator de deslocamento próximo ao unitário.

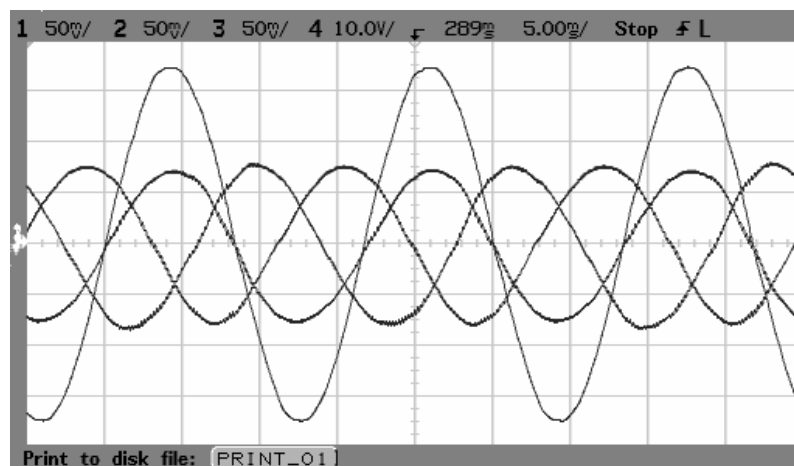


Figura B. 37 – Resultados experimentais. Tensões da rede e corrente de entrada do retificador na fase a . Tensões com $THD_v = 2,5\%$ e $TD_v = 5,8\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

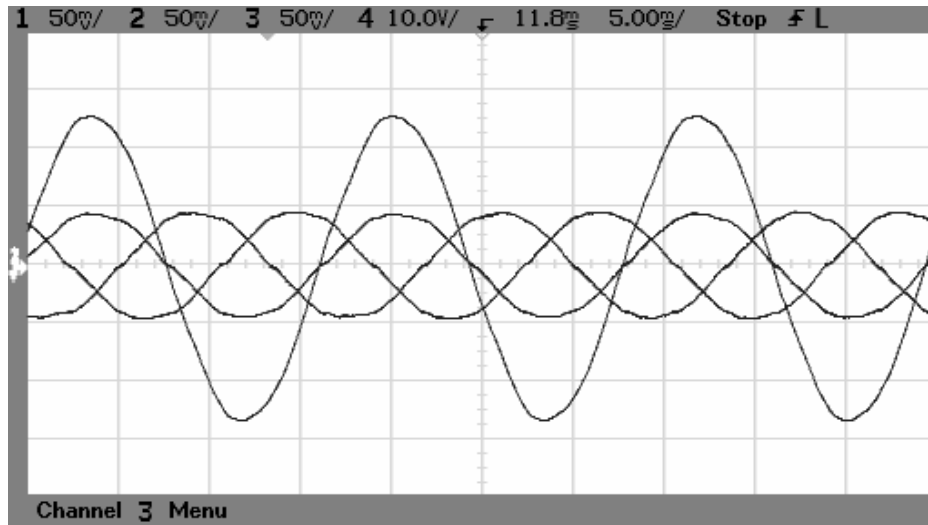


Figura B. 38 – Resultados experimentais. Correntes de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Correntes com $THD_i=4,2\%$ e uma $TD_i=1,92\%$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 5 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

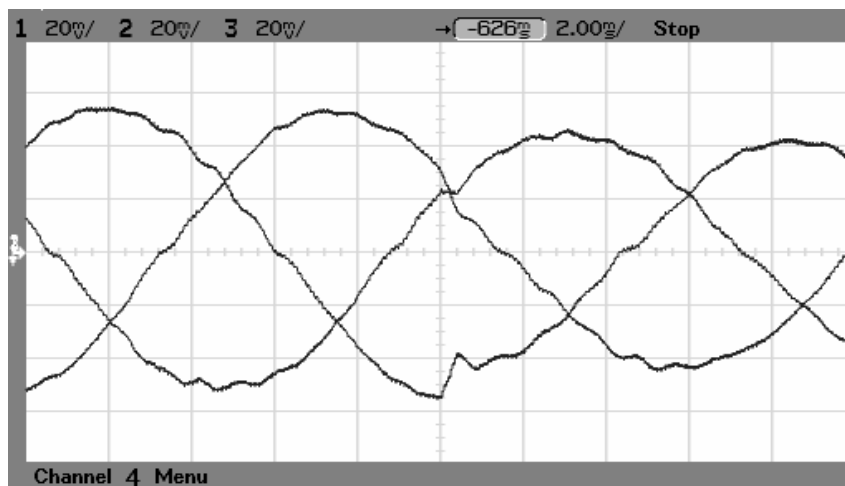


Figura B. 39 – Resultados experimentais. Correntes trifásicas na entrada do retificador com um degrau na referência de corrente de eixo direto, ou seja, i_{refd} variando de 0,7 pu a 1,2 pu. Escala Horizontal: 2 ms/div. Escala Vertical: 5 A/div.

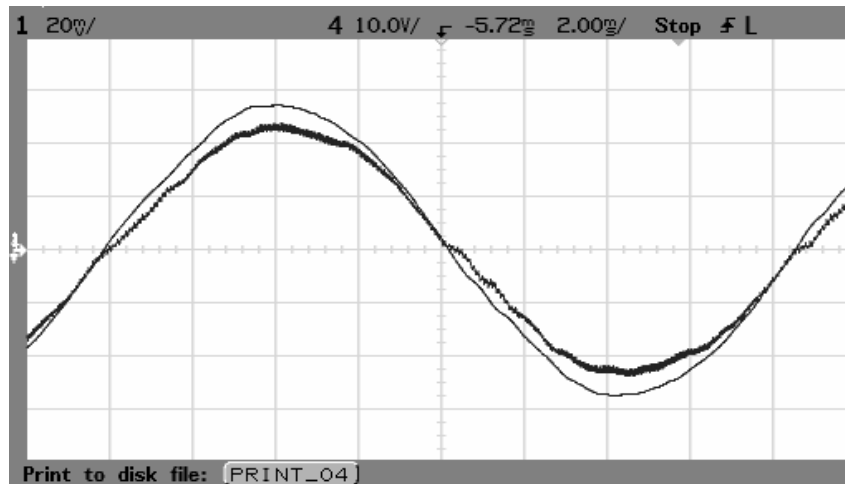


Figura B. 40 – Resultados experimentais. Corrente de entrada do retificador e tensão da rede na fase a . Retificador operando com $FD \cong 1$. Escala Horizontal: 5 ms/div. Escala Vertical das correntes: 2 A/div. Escala Vertical da tensão: 10V/div.

B.7 Análise Comparativa

Esta seção apresenta a análise comparativa entre as seis técnicas de controle de corrente com base nos critérios de comparação estabelecidos no Capítulo 3. Inicialmente, os resultados obtidos neste anexo serão utilizados para os critérios de fator de deslocamento, fator de potência, taxa de desequilíbrio e THD_i nas correntes de entrada do retificador, esforço computacional e valor *rms* do sinal de erro. Além disso, alguns destes critérios serão investigados, considerando a presença de desequilíbrio e distorções harmônicas nas tensões da rede.

B.7.1 Justificativa da Análise Comparativa

A comparativa proposta justifica-se, na medida em que, visa apresentar as vantagens e desvantagens das técnicas de controle de corrente aplicadas em retificadores

PWM trifásicos alimentados em tensão, fundamentando esta comparação pela utilização dos critérios de comparação pré-definidos. Estes critérios avaliam e indicam qual ou quais são as técnicas mais apropriadas para a aplicação em questão e considerando ainda condições adversas nas tensões da rede.

B.8 Análise Comparativa dos Controladores de Corrente

Com base nos critérios de comparação escolhidos e nos resultados experimentais obtidos, tabelas e gráficos foram utilizados a fim de que seja apresentada de forma simples esta análise comparativa. Esta análise utilizou o ambiente do software MatLab[®]. Sob as condições apresentadas nos resultados experimentais deste anexo, onde as tensões da rede apresentam desequilíbrio e distorções e utilizando os critérios de comparação definidos no Capítulo 3, obtiveram-se os valores das grandezas relacionadas aos critérios de FD , FP , TD_i , THD_i , EC e valor rms do sinal de erro conforme Tabela B.2.

Tabela B.2 - Valores obtidos para os critérios de comparação estabelecidos FD , FP , TDC_i , THD_i , EC e valor rms do erro.

Técnicas de Controle	CC_{PI}	CP_{PI}	DSC_{dq}	DRC_q	DBT	RST
Critérios						
FD	0,999	0,999	0,999	0,999	0,998	0,998
FP	0,999	0,999	0,999	0,999	0,981	0,981
TD_i (%)	1,52	1,74	1,53	1,55	1,46	1,52
THD_i (%)	5,14	5,53	5,40	5,82	6,48	4,20
EC em N° de instruções	280	287	288	283	145	120
Valor rms do sinal de erro (%)	1	1	1	1	10	5

*Considerando a implementação das técnicas de controle de corrente no DSP TMS320F241.

Estes valores foram obtidos a partir da análise somente das malhas de corrente para cada respectivo controlador, sendo que as referências para estas malhas foram fixadas em valores constantes.

B.8. Análise Comparativa dos Controladores de Corrente Considerando Desequilíbrio e Harmônicos nas Tensões da Rede

Considerando a presença de desequilíbrio e distorções harmônicas nas tensões da rede a seguir serão apresentados resultados em relação as correntes de entrada do retificador PWM trifásico com a utilização do método de sincronização *MSRF*.

A Figura B. 41 apresenta as curvas relativas aos efeitos do desequilíbrio nas tensões da rede sobre as correntes de entrada do retificador PWM. É possível observar que, à medida que, o desequilíbrio de tensão aumenta o desequilíbrio nas correntes também aumenta, sendo que o controlador CP_{PI} apresenta um desempenho melhor se comparado com os demais controladores, ou seja, com menor desequilíbrio das correntes do retificador PWM. Já o controlador *DBT* apresenta um desempenho ligeiramente pior se comparado com os outros controladores.

A Figura B. 42 apresenta as curvas relativas ao desempenho dos controladores em termos de THD_i na presença de desequilíbrio nas tensões da rede, situação onde o controlador CP_{PI} apresenta o pior desempenho e o *DBT* apresenta o melhor desempenho em termos de THD nas correntes de entrada do retificador PWM se comparado aos demais controladores estudados.

A Figura B. 43 apresenta as curvas relativas ao desempenho dos controladores em termos de THD_i na presença de distorções harmônicas nas tensões da rede. As harmônicas consideradas neste caso são a 5^a, 7^a e 11^a com mesma amplitude. O controlador DSC_{dq} apresenta o melhor desempenho e o controlador *RST* é o que apresenta o pior desempenho.

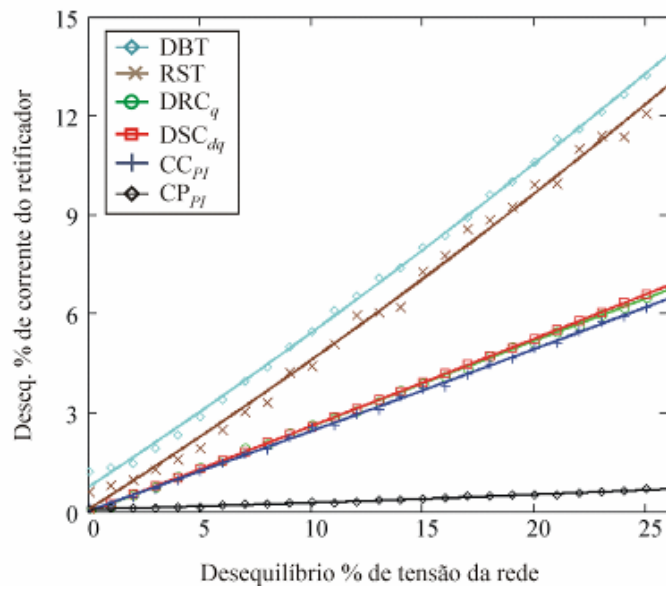


Figura B. 41 – Gráfico que apresenta as curvas relativas ao desequilíbrio percentual nas correntes de entrada do retificador PWM devido à presença de desequilíbrios nas tensões da rede com a utilização método de sincronização *NPSF*.

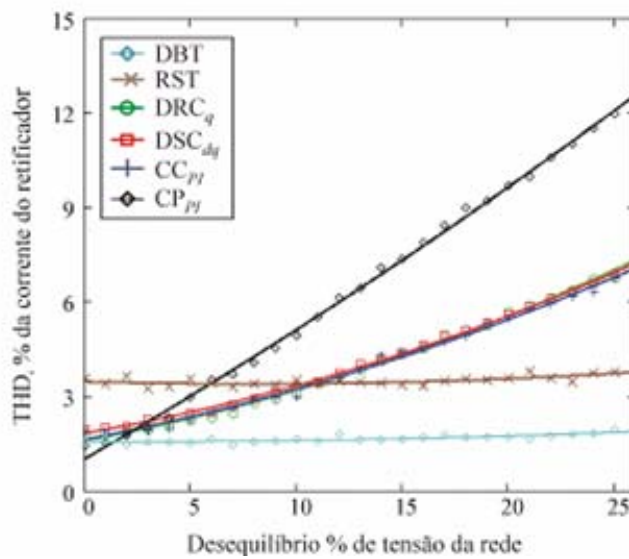


Figura B. 42 – Gráfico que apresenta as curvas relativas à taxa de distorção harmônica total em percentagem nas correntes de entrada do retificador PWM devido à presença de desequilíbrios nas tensões da rede com a utilização método de sincronização *MSRF*.

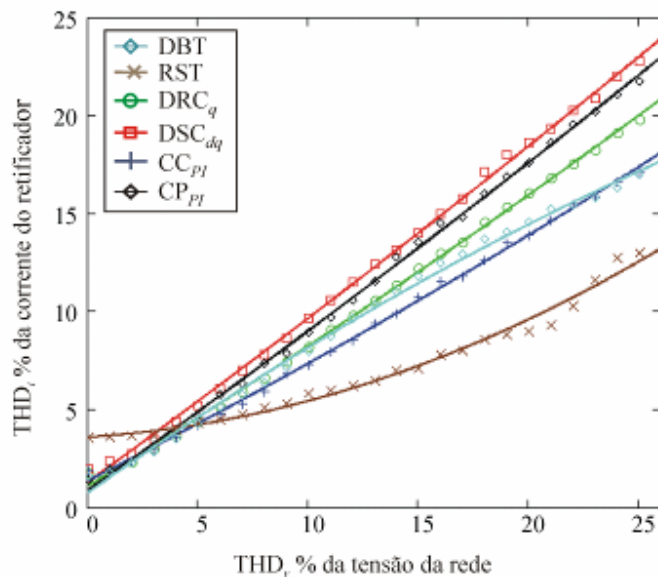


Figura B. 43 – Gráfico que apresenta as curvas relativas à taxa de distorção harmônica total em percentagem nas correntes de entrada do retificador PWM devido à presença de distorções harmônicas nas tensões da rede (5^a, 7^a e 11^a harmônica) com a utilização método de sincronização *MSRF*.

A Tabela B.3 resume a análise comparativa realizada para as seis técnicas de controle de corrente, onde seis índices foram escolhidos para representar qual das técnicas comparadas apresenta o melhor ou o pior desempenho em ordem crescente de pior desempenho. O critério de esforço computacional (número de instruções) foi obtido a partir da implementação das técnicas de controle em um DSP TMS320F241 com aritmética de ponto fixo, cuja implementação foi descrita no Capítulo 5.

TABELA B.3 - ANÁLISE COMPARATIVA PARA AS SEIS TÉCNICAS DE CONTROLE DE CORRENTE APLICADAS A RETIFICADORES PWM TRIFÁSICOS

Critérios	FD	FP	$TDC_f(\%)$	THD_i (%) nas correntes de entrada do retificador PWM sobre		Nº de Instruções	Valor rms do erro do sinal
				Desequilíbrio nas tensões da rede	Distorções harmônicas nas tensões da rede		
Técnicas de Controle							
<i>CC_{PI}</i>	1º	1º	2º	2º	4º	3º	1º
<i>CP_{PI}</i>	1º	1º	6º	1º	2º	4º	1º
<i>DSC_{dq}</i>	1º	1º	3º	3º	1º	6º	1º
<i>DRC_q</i>	1º	1º	4º	4º	3	5º	1º
<i>DBT</i>	2º	2º	1º	6º	5º	2º	3º
<i>RST</i>	2º	2º	2º	5º	6º	1º	2º

Conclusão

Com base na revisão bibliográfica realizada seis (6) técnicas de controle de corrente foram selecionadas:

- 1) Controlador de corrente proporcional-integral (*CC_{PI}*);
- 2) Controlador de potências proporcional-integral (*CP_{PI}*);
- 3) Desacoplamento por retroação de estados e servo controladores nos eixos *d* e *q* (*DSC_{dq}*);
- 4) Desacoplamento por retroação de estados e servo controlador no eixo *q* (*DRC_q*);
- 5) Controlador de corrente de tempo mínimo em coordenadas $\alpha\beta$ (*DBT*);
- 6) Controlador ressonante em coordenadas $\alpha\beta$ (*RST*);

A partir da escolha destas técnicas foram realizado o estudo das mesmas através da obtenção da equação de estados da planta, projeto dos controladores e a obtenção de resultados de simulação e experimentais apresentados neste capítulo e no Anexo B, os quais abordaram a análise da resposta transitória dos controladores e a obtenção de resultados para comparação dentre as técnicas em termos de fator de deslocamento, fator

de potência, TD , THD nas correntes de entrada do retificador PWM, esforço computacional e valor rms do sinal de erro.

As duas primeiras técnicas estudadas apresentam como vantagens a simplicidade de projeto dos controladores PI e reduzido esforço computacional. Sendo a primeira a mais utilizada na literatura. Como desvantagens estas apresentam acoplamento entre as grandezas nos eixos d e q , o qual pode ser verificado nas respostas transitórias das componentes de eixo direto e quadratura na Figura 3.5. Esta resposta transitória depende, principalmente, do projeto dos controladores PI, podendo apresentar maior ou menor sobre-elevação, dependendo da escolha adequada dos ganhos dos controladores. Logo, no projeto destes controladores deve-se tomar um cuidado adicional, visto que as sobre-elevações podem ser significativas em alguns casos, podendo comprometer o funcionamento do retificador PWM na presença de elevados degraus de carga.

A terceira e quarta técnicas foram desenvolvidas no domínio discreto considerando o atraso da implementação digital e aplicadas a retificadores PWM trifásicos. Estas apresentam como características básicas o desacoplamento entre os eixos d e q do sistema síncrono dq , o qual foi escolhido para o desenvolvimento dos controladores, e com este desacoplamento, pode-se tratar o sistema em estudo como sendo dois sistemas SISO independentes. Tal condição torna mais simples o projeto dos controladores servos utilizados. Os servos controladores foram adicionados de forma a garantir uma adequada transferência de potência ativa do lado CA para o CC do retificador PWM e também garantir que o fator de deslocamento seja próximo ao unitário mesmo na presença de incertezas no circuito. Uma desvantagem destes controladores é que os mesmos podem perder a característica de desacoplamento quando variações nos parâmetros da planta ocorram, ou seja, caso haja variações significativas na indutância L_f , visto que, este parâmetro é utilizado nas matrizes de desacoplamento \mathbf{M}_{des} e \mathbf{K}_{des} , tornando o sistema novamente acoplado. Logo, caso se deseje uma resposta transitória com característica de desacoplamento entre os eixos d e q , mesmo considerando variações paramétricas da planta, faz-se necessário a utilização de técnicas de estimação dos parâmetros da planta, porém a utilização destas técnicas não está no

escopo desta Tese. A quinta e sexta técnicas de controle apresentam como vantagens, reduzido número de instruções, o que permite a diminuição no tempo de implementação e execução das rotinas, menor taxa de desequilíbrio de corrente, porém quanto aos demais critérios de comparação apresentam resultados inferiores às demais técnicas em eixos síncronos.

Resultados experimentais foram obtidos utilizando os dois protótipos implementados conforme descrição realizada no Capítulo 5, os quais comprovam os resultados de simulação obtidos e a necessidade de um algoritmo de limitação para a regulação de tensão em um valor desejado. Tais controladores mostram ser facilmente implementados em um DSP de ponto fixo, onde foram utilizando dois tipos de tecnologia de DSP (TMS320F241 e o TMS320F2812) para o controle das grandezas de corrente e tensão.

Os resultados experimentais mostram as diferenças entre os controladores analisados e as Tabelas 3.1 e 3.2 resumem o estudo comparativo realizado e aponta, qual ou quais são os controladores mais indicados para uma determinada característica desejada, ou seja, qual ou quais são as melhores técnicas, entre as estudadas, considerando um determinado critério de comparação escolhido. Por exemplo, a técnica *DBT* apresenta menor taxa de desequilíbrio de corrente, porém apresenta maior *THD* nas correntes de entrada do retificador PWM trifásico. Cabe ressaltar que a banda passante utilizada nos projetos dos controladores é a mesma, conforme definida no Capítulo 3, Anexo B e nos ANEXOS F e H, logo a diferença encontrada em termos *THD_i* nos controladores não é devido a este parâmetro de projeto. Conclui-se que as diferenças em termos de desequilíbrio e *THD_i* nas correntes de entrada do retificador PWM se devem as diferenças entre os controladores utilizados, as diferenças entre as grandezas consideradas (corrente ou potência) e as possíveis não linearidades presentes destes controladores, que sob a presença de distúrbios na rede assumem valores diferenciados para a análise em questão.

Anexo C

Obtenção das Equações de Estado da Planta em Eixos Estacionário e Síncrono

Neste anexo será apresentado em detalhes o procedimento para obtenção das equações de estado da planta em coordenadas abc , $\alpha\beta 0$ e $dq0$.

Equações de Estados da Planta em Coordenadas Estacionárias abc

Com base na Figura 3. 2 que apresenta o diagrama esquemático do circuito simplificado do retificador PWM trifásico, filtro de entrada L_f (e resistência interna R_f) e rede trifásica, onde a rede é assumida ser equilibrada e sem distorções para o projeto dos controladores. As equações de estados da planta, desprezando as não linearidades do conversor, a dinâmica do capacitor do barramento CC, podem ser obtidas a partir de circuito equivalente representado na Figura C. 1.

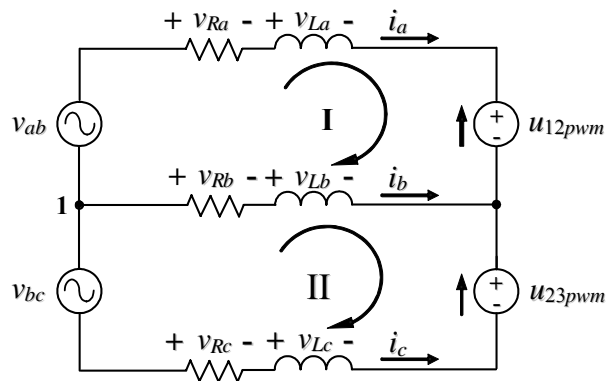


Figura C. 1 – Circuito equivalente da Figura 3. 2 utilizado para obter as equações da planta.

Aplicando as leis de Kirchhoff das tensões nas malhas I e II da Figura C. 1, obtém-se as seguintes equações:

$$u_{12pwm} + v_{La} + v_{Ra} - v_{ab} - v_{Lb} - v_{Rb} = 0, \quad (C. 1)$$

$$u_{23pwm} + v_{Lb} + v_{Rb} - v_{bc} - v_{Lc} - v_{Rc} = 0, \quad (C. 2)$$

Pelas leis de Kirchoff das correntes no nó 1, tem-se:

$$i_a + i_b + i_c = 0, \quad (C. 3)$$

Portanto, pode-se afirmar que:

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} = 0, \quad (C. 4)$$

Assumindo que as resistências, R_f , e indutâncias, L_f , e do filtro são idênticas, e sendo a queda de tensão sobre estas definidas por:

$$v_R = R_f i_x ; v_L = L_f \frac{di_x}{dt}, \quad (C. 5)$$

onde x representa o sistema de coordenadas a , b e c .

A queda de tensão nas resistências do filtro, a partir da multiplicação de R_f em cada termo da equação (C. 3), tem-se:

$$v_{Ra} + v_{Rb} + v_{Rc} = 0. \quad (C. 6)$$

Da mesma forma, a queda de tensão nas indutâncias do filtro, multiplicando L_f em cada termo da equação (C.4), obtém-se:

$$v_{La} + v_{Lb} + v_{Lc} = 0. \quad (C. 7)$$

Reescrevendo as equações (C. 1), (C. 2), (C. 6) e (C. 7), na forma matricial, e isolado os termos referentes a queda de tensão nas resistências e indutâncias do filtro tem-se:

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Ra} + v_{La} \\ v_{Rb} + v_{Lb} \\ v_{Rc} + v_{Lc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -u_{12pwm} + v_{ab} \\ -u_{23pwm} + v_{bc} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (C. 8)$$

Pré-multiplicado os dois lados da equação (C. 8), pela seguinte matriz,

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}, \quad (C. 9)$$

obtem-se a seguinte equação na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} v_{Ra} + v_{La} \\ v_{Rb} + v_{Lb} \\ v_{Rc} + v_{Lc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -u_{12pwm} + v_{ab} \\ -u_{23pwm} + v_{bc} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (C. 10)$$

Isolando-se os termos do lado direito da equação (C. 10), tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_{Ra} + v_{La} \\ v_{Rb} + v_{Lb} \\ v_{Rc} + v_{Lc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2 & -1 \\ 1 & -1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{12pwm} \\ u_{23pwm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix}. \quad (C. 11)$$

Transformando as grandezas de linha para fase nos termos do lado direito da equação (C. 11), através da matriz de transformação de linha para fase dada na equação abaixo:

$$\mathbf{T}_{fase_linha} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad (C. 12)$$

tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_{Ra} + v_{La} \\ v_{Rb} + v_{Lb} \\ v_{Rc} + v_{Lc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1pwm} \\ u_{2pwm} \\ u_{3pwm} \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad (C. 13)$$

Isolando os termos v_{Lx} da equação (C. 13) e obtendo as correntes i_a , i_b e i_c e suas derivadas a partir da equação (C. 5), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} + \frac{1}{3L_f} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1pwm} \\ u_{2pwm} \\ u_{3pwm} \end{bmatrix} + \frac{1}{3L_f} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad (C. 14)$$

Então, a representação por espaço de estados em coordenadas estacionárias abc é dada por:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_{abc} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_{abc} \mathbf{u}(t) + \mathbf{F}_{abc} \mathbf{w}(t), \quad (C. 15)$$

onde:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_{1pwm} \\ u_{2pwm} \\ u_{3pwm} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{w} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}; \quad (C. 16)$$

$$\mathbf{A}_{abc} = \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_{abc} = \frac{1}{3L_f} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{F}_{abc} = \frac{1}{3L_f} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}. \quad (C. 17)$$

C.1 Normalização das Variáveis do Circuito

Visando limitar a faixa dinâmica das variáveis para uma implementação discreta em um DSP de ponto fixo, utilizou-se uma transformação linear que normaliza as variáveis do circuito, a qual é aplicada na equação (C. 15). Escolhendo os valores base (P_{base}, V_{base}), as variáveis normalizadas de tensão e corrente podem ser definidas como: $v_n = v/V_{base}, i_n = i/I_{base}$, onde: $I_{base} = P_{base}/V_{base}$.

Agora, definindo esta transformação linear, dada pela matriz \mathbf{T}_n ,

$$\mathbf{T}_n = \begin{bmatrix} 1/I_{base} & 0 & 0 \\ 0 & 1/I_{base} & 0 \\ 0 & 0 & 1/I_{base} \end{bmatrix}, \quad (\text{C. 18})$$

os vetores de estado, entrada e distúrbio tornam-se:

$$\mathbf{x}_n(t) = \mathbf{T}_n \mathbf{x}(t); \mathbf{u}(t) = V_{base} \mathbf{u}_n(t); \mathbf{w}(t) = V_{base} \mathbf{w}_n(t), \quad (\text{C. 19})$$

Como resultado, a equação de estado (C. 15) pode ser reescrita da seguinte forma,

$$\dot{\mathbf{x}}_n(t) = \mathbf{T}_n \mathbf{A}_{abc} \mathbf{T}_n^{-1} \mathbf{x}_n(t) + \mathbf{T}_n \mathbf{B}_{abc} V_{base} \mathbf{u}_n(t) + \mathbf{T}_n \mathbf{F}_{abc} V_{base} \mathbf{w}_n(t), \quad (\text{C. 20})$$

onde;

$$\mathbf{A}_n = \mathbf{T}_n \mathbf{A}_{abc} \mathbf{T}_n^{-1}; \mathbf{B}_n = \mathbf{T}_n \mathbf{B}_{abc} V_{base}; \mathbf{F}_n = \mathbf{T}_n \mathbf{F}_{abc} V_{base}, \quad (\text{C. 21})$$

Logo, a equação (C. 20) na forma compacta para a representação por espaço de estado em coordenadas estacionárias normalizadas é dada por:

$$\dot{\mathbf{x}}_n(t) = \mathbf{A}_n \mathbf{x}_n(t) + \mathbf{B}_n \mathbf{u}_n(t) + \mathbf{F}_n \mathbf{w}_n(t), \quad (\text{C. 22})$$

onde:

$$\mathbf{x}_n = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \mathbf{u}_n = \begin{bmatrix} u_{1pwm} \\ u_{2pwm} \\ u_{3pwm} \end{bmatrix}; \mathbf{w}_n = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (\text{C. 23})$$

$$\mathbf{A}_n = \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}; \mathbf{B}_n = \frac{1}{3L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix}; \mathbf{F}_n = \frac{1}{3L_f} \frac{V_{base}}{I_{base}} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}. \quad (\text{C. 24})$$

C.2 Equação de Estados da Planta em Coordenadas $\alpha\beta 0$

A transformação do sistema trifásico de coordenadas estacionárias abc em um sistema de coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ pode ser obtida através da seguinte matriz de transformação,

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}, \quad (\text{C. 25})$$

Logo, tem-se:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0_n}(t) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_n(t); \quad \mathbf{u}_{\alpha\beta 0_n}(t) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}_n(t); \quad \mathbf{w}_{\alpha\beta 0_n}(t) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{w}_n(t). \quad (\text{C. 26})$$

Isolando os termos obtém-se:

$$\mathbf{x}_n(t) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0_n}(t); \quad \mathbf{u}_n(t) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0_n}(t); \quad \mathbf{w}_n(t) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0_n}(t). \quad (\text{C. 27})$$

Aplicando as equações (C. 27) na equação (C. 22), e desconsiderando a matriz \mathbf{A}_n , que é nula, obtém-se:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0_n}(t) = \mathbf{A}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0_n}(t) \mathbf{B}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0_n}(t) + \mathbf{F}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0_n}(t), \quad (\text{C. 28})$$

Pré-multiplicando os dois lados da equação (C. 28) pela matriz $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$, tem-se:

$$\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0_n}(t) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{A}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0_n}(t) + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{B}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0_n}(t) + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{F}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0_n}(t), \quad (\text{C. 29})$$

onde:

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta 0_n} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{A}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1}; \quad \mathbf{B}_{\alpha\beta 0_n} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{B}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1}; \quad \mathbf{F}_{\alpha\beta 0_n} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{F}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1}. \quad (\text{C. 30})$$

Como resultado da equação (C. 29), a representação por espaço de estado em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ normalizadas, é dada por:

$$\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0_n}(t) = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0_n}(t) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0_n}(t) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0_n}(t), \quad (\text{C. 31})$$

onde:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0_n} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u}_{\alpha\beta 0_n} = \begin{bmatrix} u_{\alpha p w m} \\ u_{\beta p w m} \\ u_{0 p w m} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{w}_{\alpha\beta 0_n} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix}. \quad (\text{C. 32})$$

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta 0_n} = \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_{\alpha\beta 0_n} = \frac{V_{base}}{I_{base} L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{F}_{\alpha\beta 0_n} = \frac{V_{base}}{I_{base} L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{C. 33})$$

C.3 Equação de Estados da Planta em Coordenadas $dq0$

A transformação do sistema trifásico de coordenadas $\alpha\beta 0$ em um sistema de coordenadas síncronas $dq0$ é realizada através da seguinte matriz de transformação,

$$\mathbf{T}_{dq0} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \text{sen}(\omega t) & 0 \\ -\text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (\text{C. 34})$$

Logo, tem-se:

$$\mathbf{x}_{dq0_n}(t) = \mathbf{T}_{dq0} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0_n}(t); \quad \mathbf{u}_{dq0_n}(t) = \mathbf{T}_{dq0} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0_n}(t); \quad \mathbf{w}_{dq0_n}(t) = \mathbf{T}_{dq0} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0_n}(t), \quad (\text{C. 35})$$

Isolando os termos, obtém-se:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0_n}(t) = \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{x}_{dq0_n}(t); \quad \mathbf{u}_{\alpha\beta 0_n}(t) = \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{u}_{dq0_n}(t); \quad \mathbf{w}_{\alpha\beta 0_n}(t) = \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{w}_{dq0_n}(t), \quad (\text{C. 36})$$

Aplicando as equações de (C. 36) na equação (C. 31), obtém-se:

$$\left(\mathbf{T}_{dq0}^{-1} \dot{\mathbf{x}}_{dq0_n}(t) \right) = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{x}_{dq0_n}(t) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{u}_{dq0_n}(t) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{w}_{dq0_n}(t), \quad (\text{C. 37})$$

Expandindo a parcela da direita na equação (C. 37) em termos de sua derivada parcial, tem-se:

$$\dot{\mathbf{T}}_{dq0}^{-1} \mathbf{x}_{dq0_n}(t) + \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \dot{\mathbf{x}}_{dq0_n}(t) = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{x}_{dq0_n}(t) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{u}_{dq0_n}(t) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{w}_{dq0_n}(t). \quad (\text{C. 38})$$

Isolando o termo $\dot{\mathbf{x}}_{dq0_n}(t)$ da parcela da esquerda na equação (C. 38), obtém-se:

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq0_n}(t) = \left[-\dot{\mathbf{T}}_{dq0}^{-1} \mathbf{T}_{dq0} + \mathbf{T}_{dq0} \mathbf{A}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \right] \mathbf{x}_{dq0_n}(t) + \mathbf{T}_{dq0} \mathbf{B}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{u}_{dq0_n}(t) + \mathbf{T}_{dq0} \mathbf{F}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{w}_{dq0_n}(t) \quad (\text{C. 39})$$

onde:

$$\mathbf{A}_{dq0_n} = -\dot{\mathbf{T}}_{dq0}^{-1} \mathbf{T}_{dq0} + \mathbf{T}_{dq0} \mathbf{A}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1}; \quad \mathbf{B}_{dq0_n} = \mathbf{T}_{dq0} \mathbf{B}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1}; \quad \mathbf{F}_{dq0_n} = \mathbf{T}_{dq0} \mathbf{F}_{\alpha\beta 0_n} \mathbf{T}_{dq0}^{-1}. \quad (\text{C. 40})$$

Como resultado, da equação (C. 39), encontra-se:

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq0_n}(t) = \mathbf{A}_{dq0_n} \mathbf{x}_{dq0_n}(t) + \mathbf{B}_{dq0_n} \mathbf{u}_{dq0_n}(t) + \mathbf{F}_{dq0_n} \mathbf{w}_{dq0_n}(t). \quad (\text{C. 41})$$

onde:

$$\mathbf{x}_{dq0_n} = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{u}_{dq0_n} = \begin{bmatrix} u_{dpwm} \\ u_{qpwm} \\ u_{0pwm} \end{bmatrix}; \mathbf{w}_{dq0_n} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix}. \quad (\text{C. 42})$$

$$\mathbf{A}_{dq0_n} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_f}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}; \mathbf{B}_{dq0_n} = \frac{V_{base}}{I_{base}L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{F}_{dq0_n} = \frac{V_{base}}{I_{base}L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{C. 43})$$

Como as componentes das variáveis de estado da componente zero são nulas, estas serão desprezadas no prosseguimento desta análise, logo as matrizes de estado da equação (C. 42) e as matrizes da equação (C. 43), torna-se:

$$\mathbf{x}_{dq_n} = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}; \mathbf{u}_{dq_n} = \begin{bmatrix} v_{dpwm} \\ v_{qpwm} \end{bmatrix}; \mathbf{w}_{dq_n} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}; \quad (\text{C. 44})$$

$$\mathbf{A}_{dq_n} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}; \mathbf{B}_{dq_n} = \frac{V_{base}}{I_{base}L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}; \mathbf{F}_{dq_n} = \frac{V_{base}}{I_{base}L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{C. 45})$$

Então, a representação por espaço de estado em coordenadas girantes $dq0$ normalizadas é dada por:

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq_n}(t) = \mathbf{A}_{dq_n}\mathbf{x}_{dq_n}(t) + \mathbf{B}_{dq_n}\mathbf{u}_{dq_n}(t) + \mathbf{F}_{dq_n}\mathbf{w}_{dq_n}(t). \quad (\text{C. 46})$$

Anexo D

Modelagem no Domínio Discreto em Eixos Síncronos considerando a Resistência Interna R_f

Com o objetivo de determinar a equação de estado no domínio discreto, será solucionada a equação diferença entrada-estado apresentada na equação (3.8), com a inclusão da resistência interna R_f , obtendo as matrizes \mathbf{G}_{dq_m} , \mathbf{H}_0 e \mathbf{H}_1 .

Logo, pela equação (3.8), tem-se:

$$\mathbf{G}_{dq_m} = e^{\mathbf{A}_{dq_n} T_s}; \mathbf{H}_0 = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}_{dq_n}(T_s-\tau)} d\tau \mathbf{B}_{dq}; \mathbf{H}_1 = \int_0^{T_s-T_d} e^{\mathbf{A}_{dq}(T_s-T_d-\tau)} d\tau \mathbf{B}_{dq}. \quad (\text{D. 1})$$

Então, como a matriz \mathbf{A}_{dq_n} na equação (C. 45) é não singular, as matrizes \mathbf{H}_0 e \mathbf{H}_1 podem ser calculadas solucionando as integrais na equação (D.1) entre 0 e T_s , conforme [27], onde as seguintes equações são obtidas:

$$\mathbf{H}_0 = e^{\mathbf{A}_{dq_n}(T_s-T_d)} \mathbf{A}_{dq_n}^{-1} \left[e^{\mathbf{A}_{dq_n} T_d} - \mathbf{I} \right] \mathbf{B}_{dq_n}; \mathbf{H}_1 = \mathbf{A}_{dq_n}^{-1} \left[e^{\mathbf{A}_{dq_n}(T_s-T_d)} - \mathbf{I} \right] \mathbf{B}_{dq_n}. \quad (\text{D. 2})$$

Como $T_d = T_s$, logo:

$$e^{\mathbf{A}_{dq_n}(T_s-T_d)} = \mathbf{I}. \quad (\text{D. 3})$$

e, a matriz transição de estados, $e^{\mathbf{A}_{dq_n} T_s}$, pode ser solucionada utilizando série de *Taylor* por:

$$e^{\mathbf{A}_{dq_n}(T_s)} \cong \mathbf{I} + \mathbf{A}_{dq_n} T_s + \frac{1}{2!} \mathbf{A}_{dq_n}^2 T_s^2 + \dots + \frac{1}{k!} \mathbf{A}_{dq_n}^k T_s^k + \dots = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\mathbf{A}_{dq_n}^k T_s^k}{k!}. \quad (\text{D. 4})$$

Desprezando os termos de maior grau da equação (D.4), visto que seus valores são muito pequenos se comparados com os termos de menor grau, será feita a seguinte hipótese simplificadora, que,

$$e^{\mathbf{A}_{dq_n}(T_s)} \cong \mathbf{I} + \mathbf{A}_{dq_n} T_s. \quad (\text{D. 5})$$

Logo, tem-se:

$$e^{\mathbf{A}_{dq_n} T_s} = \mathbf{G}_{dq_m} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_f}{L_f} T_s & \omega T_s \\ -\omega T_s & 1 - \frac{R_f}{L_f} T_s \end{bmatrix}. \quad (\text{D. 6})$$

Realizando as devidas substituições na equação relacionada a matriz \mathbf{H}_0 em (D.2) e utilizando as equações (D.3) e (D.6), obtém-se:

$$\mathbf{H}_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_f}{L_f} T_s & \omega T_s \\ -\omega T_s & 1 - \frac{R_f}{L_f} T_s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right\} \frac{V_{base}}{I_{base} L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}; \quad (\text{D. 7})$$

ou seja,

$$\mathbf{H}_0 = \frac{T_s V_{base}}{L_f I_{base}} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}; \quad (\text{D. 8})$$

Da mesma forma para a matriz \mathbf{H}_1 tem-se:

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right\} \frac{V_{base}}{I_{base} L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}; \quad (\text{D. 9})$$

ou ainda,

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{D. 10})$$

A partir da obtenção da equação de estado em eixo síncronos dq obtida na equação (C.46), proceder-se-á a discretização da planta, a fim de obter-se a modelagem no domínio discreto da planta. Logo, a equação de estado (C.46), no domínio discreto, torna-se:

$$\mathbf{x}_{dq_n}(k+1) = \mathbf{G}_{dq_m} \mathbf{x}_{dq_n}(k) + \mathbf{H}_1 \mathbf{u}_{dq_n}(k) + \mathbf{H}_0 \mathbf{w}_{dq_n}(k). \quad (\text{D. 11})$$

Anexo E

Desacoplamento por Retroação de Estados no Domínio Discreto

Neste anexo é apresentado o teorema utilizado para o desacoplamento por retroação de estados no domínio discreto apresentado em [86].

TEOREMA

Um sistema MIMO com função de transferência $\mathbf{G}(z)$, pode ser desacoplado por retroação de estados da forma que $\mathbf{u}(k) = \mathbf{K}_{des} \mathbf{x}(k) + \mathbf{M}_{des} \mathbf{v}(k)$, se e somente se, a matriz

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_1 \\ \mathbf{E}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{E}_i \end{bmatrix} \quad (\text{E. 1})$$

for não singular, sendo está a condição necessária e suficiente para a existência de pelo menos um par de matrizes de desacoplamento, \mathbf{M}_{des} e \mathbf{K}_{des} , as quais realizem o desacoplamento do sistema.

Considerando que,

$$\mathbf{E} = \lim_{z \rightarrow \infty} z^{d_i+1} \mathbf{G}_i(z) \quad (\text{E. 2})$$

onde:

$$d_i = \min [\text{Diferença entre o grau do polinômio em } z \text{ do denominador e do numerador da } i\text{-ésima linha de } \mathbf{G}(z)] - 1 \quad (\text{E. 3})$$

e $\mathbf{G}(z)$ é a função de transferência da planta em malha aberta.

É possível obter as matrizes de desacoplamento \mathbf{M}_{des} e \mathbf{K}_{des} , dadas por:

$$\mathbf{M}_{des} = \mathbf{E}^{-1} \quad (\text{E. 4})$$

$$\mathbf{K}_{des} = -\mathbf{E}^{-1}\mathbf{N} \quad (\text{E. 5})$$

onde,

$$\mathbf{N} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 & \mathbf{G}_p^{d_1+1} \\ \mathbf{C}_2 & \mathbf{G}_p^{d_2+1} \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{C}_n & \mathbf{G}_{pn}^{d_n+1} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 \\ \mathbf{C}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{C}_n \end{bmatrix} \quad (\text{E. 6})$$

A prova deste teorema é semelhante ao apresentado para sistemas desacoplados no domínio contínuo em [87].

Anexo F

Projeto dos Ganhos para os Servos Controladores nos Eixos d e q Utilizando a Abordagem de Alocação de Pólos

O procedimento de projeto para a obtenção dos ganhos dos servos controladores propostos, a fim de que o sistema apresente os desejados pólos em malha fechada, é baseado na utilização da equação (B. 46) no instante $k+1$, ou seja,

$$u_j(k+1) = -\begin{bmatrix} k_{21j} & k_{22j} \end{bmatrix} \mathbf{x}_j(k+1) + k_{1j} v_j(k+1); \quad (\text{F. 1})$$

Logo, substituindo as equações (B. 39) e (B. 45) na equação (F.1), tem-se:

$$u_j(k+1) = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{2j} - \mathbf{K}_{2j} \mathbf{G}_j - k_{1j} \mathbf{C}_j \mathbf{G}_j \end{bmatrix} \mathbf{x}_j(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{1 \times 1} - \mathbf{K}_{2j} \mathbf{H}_j - k_{1j} \mathbf{C}_j \mathbf{H}_j \end{bmatrix} u_j + k_{1j} i_{refj}(k+1); \quad (\text{F. 2})$$

onde: $\mathbf{K}_{2j} = \begin{bmatrix} k_{21j} & k_{22j} \end{bmatrix}$.

Note que, $u_j(k)$ é uma combinação linear dos estados $\mathbf{x}_j(k)$ e $v_j(k)$. Então, definindo um novo vetor de estados formado por $\mathbf{x}_j(k)$ e $v_j(k)$, obtém-se a partir das equações (B. 39) e (F. 2) a seguinte equação de estados:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_j(k+1) \\ u_j(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_j & \mathbf{H}_j \\ \mathbf{K}_{2j} - \mathbf{K}_{2j} \mathbf{G}_j - k_{1j} \mathbf{C}_j \mathbf{G}_j & \mathbf{I}_{1 \times 1} - \mathbf{K}_{2j} \mathbf{H}_j - k_{1j} \mathbf{C}_j \mathbf{H}_j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_j(k) \\ u_j(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ k_{1j} \end{bmatrix} i_{refj}(k+1); \quad (\text{F. 3})$$

A equação de saída pode ser escrita como segue:

$$y(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_j(k) \\ u_j(k) \end{bmatrix}; \quad (\text{F. 4})$$

Logo, os autovalores da matriz de estados na equação (F.3) determina os pólos em malha fechada do sistema. Considerando que a referência de corrente $i_{refj}(k)$ é constante então, pode-se dizer que:

$$i_{refj}(k) = i_{refj}; \quad (\text{F. 5})$$

Então a equação (F. 3) torna-se;

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_j(k+1) \\ u_j(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_j & \mathbf{H}_j \\ \mathbf{K}_{2j} - \mathbf{K}_{2j}\mathbf{G}_j - k_{1j}\mathbf{C}_j\mathbf{G}_j & \mathbf{I}_{1 \times 1} - \mathbf{K}_{2j}\mathbf{H}_j - k_{1j}\mathbf{C}_j\mathbf{H}_j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_j(k) \\ u_j(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ k_{1j}i_{refj} \end{bmatrix}; \quad (\text{F. 6})$$

Note que, para uma entrada do tipo degrau, $\mathbf{x}_j(k)$, $u_j(k)$ e $v_j(k)$ aproximam-se de valores constantes $\mathbf{x}_j(\infty)$, $u_j(\infty)$ e $v_j(\infty)$ respectivamente. Assim, a partir da equação (B. 42) é possível obter a seguinte equação em regime permanente:

$$v_j(\infty) = v_j(\infty) + i_{refj} - y_j(\infty); \quad (\text{F. 7})$$

ou,

$$y_j(\infty) = i_{refj}. \quad (\text{F. 8})$$

O erro em regime permanente é nulo na saída quando a entrada é do tipo degrau.

Logo, em regime permanente a equação (F.6) torna-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_j(\infty) \\ u_j(\infty) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_j & \mathbf{H}_j \\ \mathbf{K}_{2j} - \mathbf{K}_{2j}\mathbf{G}_j - k_{1j}\mathbf{C}_j\mathbf{G}_j & \mathbf{I}_{1 \times 1} - \mathbf{K}_{2j}\mathbf{H}_j - k_{1j}\mathbf{C}_j\mathbf{H}_j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_j(\infty) \\ u_j(\infty) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ k_{1j}i_{refj} \end{bmatrix}; \quad (\text{F. 9})$$

Então, definindo o vetor e a variável do erro dados por:

$$\mathbf{x}_{ej}(k) = \mathbf{x}_j(k) - \mathbf{x}_j(\infty) \quad u_{ej}(k) = u_j(k) - u_j(\infty). \quad (\text{F. 10})$$

Agora, subtraindo a equação (F.9) da equação (F.6), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ej}(k+1) \\ u_{ej}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_j & \mathbf{H}_j \\ \mathbf{K}_{2j} - \mathbf{K}_{2j}\mathbf{G}_j - k_{1j}\mathbf{C}_j\mathbf{G}_j & \mathbf{I}_{1 \times 1} - \mathbf{K}_{2j}\mathbf{H}_j - k_{1j}\mathbf{C}_j\mathbf{H}_j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ej}(k) \\ u_{ej}(k) \end{bmatrix}; \quad (\text{F. 11})$$

Como resultado a equação (F. 11) pode ser modificada e a representação por espaço de estado do erro para a malha interna de corrente para o eixo d ou q , torna-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ej}(k+1) \\ u_{ej}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_j & \mathbf{H}_j \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ej}(k) \\ u_{ej}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \boldsymbol{\eta}(k), \quad (\text{F. 12})$$

onde \mathbf{G}_j e \mathbf{H}_j são as matrizes da equação de estados no domínio discreto segundo a equação (B. 39), e,

$$\boldsymbol{\eta}(k) = [(\mathbf{K}_{2j} - \mathbf{K}_{2j}\mathbf{G}_j - k_{1j}\mathbf{C}_j\mathbf{G}_j) : (\mathbf{I} - \mathbf{K}_{2j}\mathbf{H}_j - k_{1j}\mathbf{C}_j\mathbf{H}_j)] \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ej}(k) \\ u_{ej}(k) \end{bmatrix}. \quad (\text{F. 13})$$

Se definirmos que:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\xi}(k) &= \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ej}(k) \\ v_{ej}(k) \end{bmatrix}; \quad \widehat{\mathbf{G}}_j = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_j & \mathbf{H}_j \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}; \quad \widehat{\mathbf{H}}_j = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}; \\ \mathbf{K}_i &= -[(\mathbf{K}_{2j} - \mathbf{K}_{2j}\mathbf{G}_j - k_{1j}\mathbf{C}_j\mathbf{G}_j) : (\mathbf{I} - \mathbf{K}_{2j}\mathbf{H}_j - k_{1j}\mathbf{C}_j\mathbf{H}_j)] \end{aligned} \quad (\text{F. 14})$$

Assim as equações (F.12) e (F.13) tornam-se, respectivamente:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\xi}(k+1) &= \widehat{\mathbf{G}}_j \boldsymbol{\xi}(k) + \widehat{\mathbf{H}}_j \boldsymbol{\eta}(k) \\ \text{e } \boldsymbol{\eta}(k) &= -\mathbf{K}_i \boldsymbol{\xi}(k) \end{aligned} \quad (\text{F. 15})$$

Assumindo que a equação (F.14) é completamente de estados controláveis a técnica de alocação de pólos pode ser aplicada.

Logo, utilizando a fórmula de *Ackermann*, para determinar a matriz de ganhos \mathbf{K}_i tem-se que:

$$\mathbf{K}_i = [0 \ 0 \ 1] [\widehat{\mathbf{H}}_j : \widehat{\mathbf{G}}_j \widehat{\mathbf{H}}_j : \widehat{\mathbf{G}}_j^2 \widehat{\mathbf{H}}_j]^{-1} \varphi(\widehat{\mathbf{G}}_j), \quad (\text{F. 16})$$

onde,

$$\varphi(\widehat{\mathbf{G}}_j) = \widehat{\mathbf{G}}_j^3 + \alpha_1 \widehat{\mathbf{G}}_j^2 + \alpha_2 \widehat{\mathbf{G}}_j + \alpha_3 \mathbf{I}. \quad (\text{F. 17})$$

Então, definindo os desejados pólos em malha fechada, $\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_3$, baseados na análise da resposta transitória do sistema.

Logo, a equação característica com os desejados autovalores é dada por:

$$(z - \mu_1)(z - \mu_2) \dots (z - \mu_3) = z^3 + \alpha_1 z^2 + \alpha_2 z + \alpha_3 = 0, \quad (\text{F. 18})$$

Igualando os coeficientes de mesma potência de z da equação (F. 17) e (F. 18) obtém-se o valor dos mesmos e dessa forma $\varphi(\widehat{\mathbf{G}}_j)$, a qual substituindo na equação (F. 16) define a matriz de ganhos \mathbf{K}_i e suas respectivas componentes dados por:

$$\mathbf{K}_i = \begin{bmatrix} k_{21j} & k_{22j} & k_{1j} \end{bmatrix}, \quad (\text{F. 19})$$

A presente técnica utilizada para a sintonia do controlador por alocação de pólos é baseada num processo iterativo, onde os primeiros valores dos pólos alocados foram escolhidos baseados nos valores nominais das variáveis de estado, assim como das ações de controle. Logo, um refinamento destas alocações foi realizado através da observação do desempenho do sistema mediante a resposta transitória com aplicação de um degrau na referência em valores normalizados.

A Figura F. 1a mostra o impacto da alocação de pólos para a resposta transitória do laço interno de corrente com aplicação de um degrau na referência. A Figura F. 1b apresenta a configuração de pólos para a condição escolhida de projeto dos ganhos, ou seja, alocação 3 (com tempo de acomodação 0,1 ms e sobrelevação menor 15 %).

Para a condição 3 de alocação de pólos escolhida ($p_1=0,4$; $p_2=0,7+j0,25$; $p_3=0,7-j0,25$), os ganhos são dados por: $k_{1j}=0,024$; $k_{21j}=0,336$ e $k_{22j}=-0,9$.

A Figura F. 2 apresenta o diagrama de bode para a resposta em malha fechada com a inclusão dos servos controladores de eixo d ou q na planta da Figura B. 8 com os ganhos $k_{1j}=0,024$; $k_{21j}=0,336$ e $k_{22j}=-0,9$.

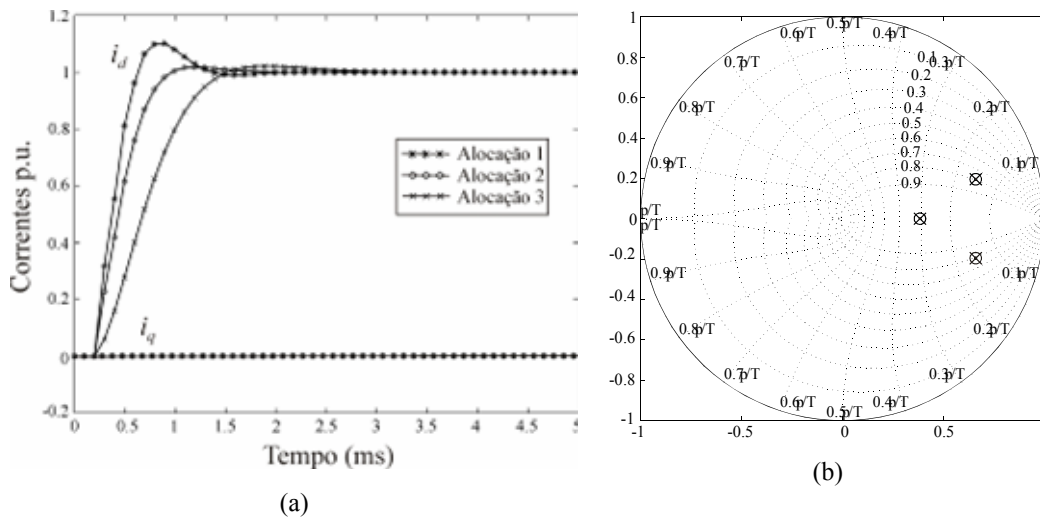


Figura F. 1 – (a) Respostas transitórias de i_j devido a um degrau na referência para algumas condições: alocação 1 (pólos: $p_1= -0,07$; $p_2=0,73+j0,25$; $p_3=0,73-j0,25$), alocação 2 (pólos: $p_1=-0,48$; $p_2=0,6+j0,2$; $p_3=0,6-j0,2$) e alocação 3 (pólos: $p_1=0,4$; $p_2=0,7+j0,25$; $p_3=0,7-j0,25$);. (b) Configuração de pólos para o controlador de corrente para a alocação de pólos escolhida para o projeto dos ganhos neste caso alocação 3 (pólos: $p_1=0,40$; $p_2=0,7+j0,25$; $p_3=0,7-j0,25$).

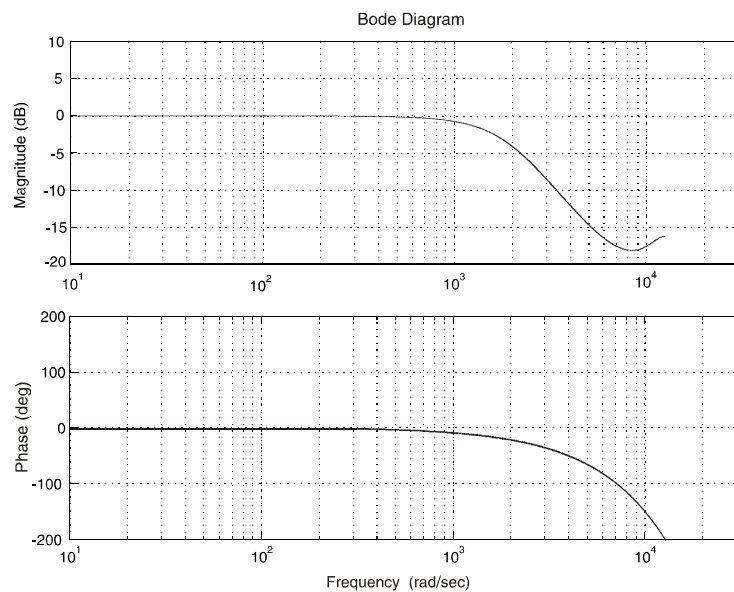


Figura F. 2 – Diagrama de bode para a resposta em malha fechada do sistema em eixo d ou q desacoplado para a condição de projeto do ganhos ($k_{1j}=0,024$; $k_{21j}=0,336$ e $k_{22j}=-0,9$).

Anexo G

Projeto dos Ganhos para os Compensadores PI

O projeto dos ganhos para os compensadores PI de eixo direto e de quadratura para o controlador apresentado no Capítulo 3 e Anexo B, será realizado no domínio contínuo, seguindo o que geralmente é utilizado na literatura [83], para este tipo de planta e projeto do compensador. Para o projeto é considerado que a resistência R_f e a indutância L_f do retificador não variam significativamente, sendo que a representação da planta e compensador no domínio contínuo é dada na Figura G.1.

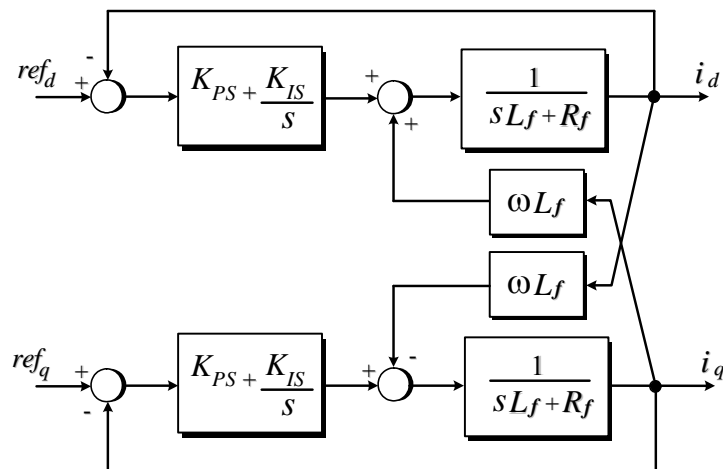


Figura G. 1 – Diagrama simplificado do retificador PWM e do compensador PI adicionado.

A função de transferência no domínio contínuo do controlador PI é dada por:

$$G_{PI}(s) = K_{PS} + \frac{K_{IS}}{s}. \quad (G. 1)$$

A planta do sistema, desprezando o acoplamento entre as correntes i_d e i_q e considerando o mesmo como sendo um distúrbio, é definida por:

$$G_p(s) = \frac{1}{sL_f + R_f}. \quad (\text{G. 2})$$

O controlador PI e a planta podem ser representados pela seguinte função de transferência dada por:

$$G(s) = \frac{sK_{PS} + K_{IS}}{s(sL_f + R_f)}. \quad (\text{G. 3})$$

Agora a função de transferência da planta incluindo o controlador PI em malha fechada considerando realimentação unitária, pode-se ser escrita por:

$$G_{mf}(s) = \frac{sK_{PS} + K_{IS}}{L_f s^2 + (K_{PS} + R_f)s + K_{IS}}. \quad (\text{G. 4})$$

Finalmente, dividindo a equação (G.4) pelo termo L_f e considerando que a resistência R_f é desprezível em relação aos ganhos do compensador, pode-se reescrever a mesma por:

$$G_{mf}(s) = \frac{\frac{sK_{PS}}{L_f} + \frac{K_{IS}}{L_f}}{s^2 + \frac{(K_{PS})}{L_f}s + \frac{K_{IS}}{L_f}}. \quad (\text{G. 5})$$

A equação (G.5) representa um sistema de 2ª ordem no domínio s , tal que:

$$G(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{G. 6})$$

Substituindo s na equação (G.6) por $j\omega_b$, onde ω_b é a largura de faixa da banda passante, tem-se:

$$G(j\omega_b) = \frac{2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} \quad (\text{G. 7})$$

Sendo que, a largura de faixa ω_b é determinada por:

$$20 \log G(j\omega_b) = -3 \text{ db} \quad (\text{G. 8})$$

Geralmente, em lugar de -3 db utiliza-se -3,01 db que corresponde a um ganho de 0,707.

Assim,

$$G(j\omega_b) = \frac{2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} = 0,707, \quad (\text{G. 9})$$

cujo, módulo é definido por:

$$\frac{\sqrt{(2\zeta\omega_n\omega_b)^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + (2\zeta\omega_n\omega_b)^2}} = 0,707, \quad (\text{G. 10})$$

A partir da equação (G.10), obtém-se:

$$(2\zeta\omega_n\omega_b)^2 + \omega_n^4 = 0,5 \left[(\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2 \right], \quad (\text{G. 11})$$

Isolando o termo ω_n^4 do lado esquerdo da equação (G.11), tem-se:

$$\omega_n^4 = 0,5 \left[(\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2 \right] - 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2, \quad (\text{G. 12})$$

Dividindo ambos os lados da equação anterior por ω_n^4 , obtém-se:

$$1 = 0,5 \left\{ \left[1 - \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \right]^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \right\} - 4\zeta^2 \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2, \quad (\text{G. 13})$$

Simplificando a equação (G.13) definindo que,

$$b = \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2, \quad (\text{G. 14})$$

E substituindo na equação (G.13), tem-se:

$$1 = 0,5 \left[(1-b)^2 + 4\zeta^2 b \right] - 4\zeta^2 b. \quad (\text{G. 15})$$

A equação (G.15) pode ser reescrita por:

$$1 = 0,5 \left[(1 - 2b + b^2) + 4\zeta^2 b \right] - 4\zeta^2 b . \quad (\text{G. 16})$$

ou ainda,

$$0,5b^2 + (-2\zeta^2 - 1)b - 0,5 = 0 . \quad (\text{G. 17})$$

Solucionando a equação (G.17), tem-se:

$$b = 2\zeta^2 + 1 \pm \sqrt{4\zeta^4 + 4\zeta^2 + 2} . \quad (\text{G. 18})$$

Substituindo a equação (G.14) na equação (G.18), obtém-se:

$$\omega_n = \frac{\omega_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} . \quad (\text{G. 19})$$

A partir da função de transferência de malha fechada dada na equação (G.5), pode-se determinar o ganho K_{PS} do controlador, ou seja,

$$2\zeta\omega_n = \frac{K_{PS}}{L_f} , \quad (\text{G. 20})$$

ou ainda,

$$K_{PS} = 2\zeta\omega_n L_f . \quad (\text{G. 21})$$

Logo, substituindo a equação (G.19) em (G.21), obtém uma nova equação para o projeto do ganho K_{PS} , ou seja,

$$K_{PS} = \frac{2\zeta\omega_b L_f}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} . \quad (\text{G. 22})$$

O ganho K_{IS} é calculado por:

$$\omega_n^2 = \frac{K_{IS}}{L_f} , \quad (\text{G. 23})$$

A equação (G.23) pode ser reescrita como:

$$K_{IS} = \omega_n^2 L_f , \quad (\text{G. 24})$$

Substituindo a equação (G.19) em (G.24), tem-se:

$$K_{IS} = \left(\frac{\omega_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1} + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}} \right)^2 L_f, \quad (\text{G. 25})$$

onde, ζ e ω_b são o coeficiente de amortecimento e a frequência de corte (em rad/s) do compensador respectivamente.

Para a planta apresentada na Figura G.1 definiu-se $\zeta=0,7$, sendo este um valor típico e ω_b igual a largura da banda passante do sistema em malha fechada do controladores DSC_{dq} e DRC_q que é 1.300 rad/s segundo a Figura F.2, sendo este valor menor que a frequência de amostragem. Logo, para os compensadores PI no eixo d e eixo q os ganhos no domínio discreto, dados por K_{PZ} e K_{IZ} , segundo [80] são obtidos por:

$$K_{PZ} = K_{PS} - \left(\frac{K_{IS} T_s}{2} \right), \quad (\text{G. 26})$$

$$K_{IZ} = K_{IS} T_s, \quad (\text{G. 27})$$

Anexo H

Modulação Space Vector para Conversores Trifásicos a Quatro Braços

Nesta tese, a modulação *Space Vector* (SV) foi adotada, visto que, esta oferece uma significativa flexibilidade para otimizar as comutações, além de ser adequada para implementações digitais. Será assumido que os interruptores de potência que compõem cada braço do inversor do circuito da Figura 4.2 são comutados de forma complementar.

Portanto, existem 16 possíveis estados de condução. Este inversor sintetiza três tensões de saída linearmente independentes, que podem ser representadas em um espaço tridimensional. Neste espaço tridimensional, os estados de condução do inversor definem 16 possíveis vetores de comutação. A Tabela H.1 apresenta estes vetores de comutação, bem como, as tensões normalizadas produzidas pelo inversor em ambos os sistemas de coordenadas abc e $\alpha\beta 0$.

As três tensões de fase podem ser representadas no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$ por meio da seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix}. \quad (\text{H. 1})$$

Para simplificar a representação as componentes v_{α} , v_{β} e v_0 , das possíveis tensões de fase do inversor, podem ser agrupadas na forma vetorial. Portanto, existem 16 possíveis vetores de comutação para o inversor da Figura 4.2, e estes podem ser representados em coordenadas $\alpha\beta 0$, como mostrado na Figura H.1. As extremidades desses vetores

definem os vértices de um poliedro de 12 faces (dodecaedro), como mostrado na Figura H.2.

TABELA H.1 - POSSÍVEIS VETORES DE COMUTAÇÃO PARA O INVERSOR TRIFÁSICO COM QUATRO BRAÇOS A QUATRO FIOS E TENSÕES DE FASE EM COORDENADAS ABC E $\alpha\beta 0$.

Vetores de Comutação	S_a	S_b	S_c	S_n	v_{an}^*	v_{bn}^*	v_{cn}^*	v_α^*	v_β^*	v_0^*
\mathbf{v}^0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
\mathbf{v}^1	0	0	0	1	-1	-1	-1	0	0	$-\sqrt{3}$
\mathbf{v}^2	0	0	1	0	0	0	1	$-\sqrt{6}/6$	$-\sqrt{2}/2$	$\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^3	0	0	1	1	-1	-1	0	$-\sqrt{6}/6$	$-\sqrt{2}/2$	$-2\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^4	0	1	0	0	0	1	0	$-\sqrt{6}/6$	$\sqrt{2}/2$	$\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^5	0	1	0	1	-1	0	-1	$-\sqrt{6}/6$	$\sqrt{2}/2$	$-2\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^6	0	1	1	0	0	1	1	$-\sqrt{6}/3$	0	$2\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^7	0	1	1	1	-1	0	0	$-\sqrt{6}/3$	0	$-\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^8	1	0	0	0	1	0	0	$\sqrt{6}/3$	0	$\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^9	1	0	0	1	0	-1	-1	$\sqrt{6}/3$	0	$-2\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^{10}	1	0	1	0	1	0	1	$\sqrt{6}/6$	$-\sqrt{2}/2$	$2\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^{11}	1	0	1	1	0	-1	0	$\sqrt{6}/6$	$-\sqrt{2}/2$	$-\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^{12}	1	1	0	0	1	1	0	$\sqrt{6}/6$	$\sqrt{2}/2$	$2\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^{13}	1	1	0	1	0	0	-1	$\sqrt{6}/6$	$\sqrt{2}/2$	$\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^{14}	1	1	1	0	1	1	1	0	0	$\sqrt{3}$
\mathbf{v}^{15}	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0

* Denota que as quantidades são normalizadas com relação a V_{dc} e

$$S_x = \begin{cases} 1 & \text{Transistor Superior "on"} \\ 0 & \text{Transistor Inferior "on"} \end{cases} \quad x = \{a, b, c, n\}$$

O princípio básico da modulação SV é sintetizar a tensão média produzida pelo inversor sobre um período de comutação, usando uma combinação dos possíveis vetores de

comutação. É razoável utilizar os vetores de comutação mais próximos do vetor de comando, isto é, $\mathbf{u}_{cmd} = [u_\alpha \ u_\beta \ u_0]^T$, o que resultará em menor ondulação sobre as variáveis de interesse (correntes nos indutores do filtro L).

É possível identificar 24 regiões (tetraedros), onde o vetor \mathbf{u}_{cmd} pode-se encontrar. Esses tetraedros compartilham os mesmos possíveis vetores de comutação mais próximos no dodecaedro da Figura H.2.

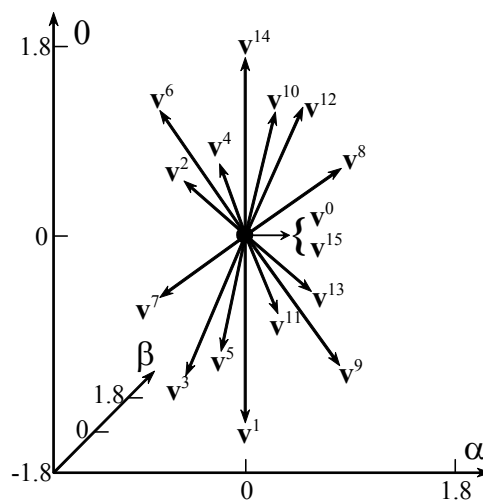


Figura H. 1- Possíveis vetores de comutação em coordenadas $\alpha\beta$.

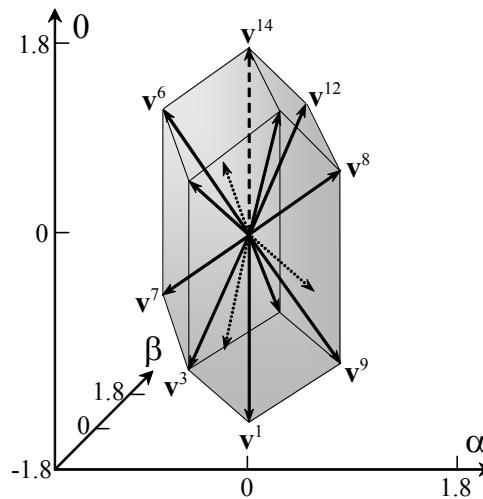


Figura H. 2 – Dodecaedro.

De forma a identificar o tetraedro, onde o vetor \mathbf{u}_{cmd} está localizado, a cada período de amostragem, é possível estabelecer os planos que definem os limites entre os tetraedros. Existem então, seis planos de separação entre os tetraedros conforme pode ser observado na Figura H.3, e suas equações são as seguintes:

$$P_1(\alpha, \beta, 0) = [0 \quad \sqrt{2} \quad 0][\alpha \quad \beta \quad 0]^T = 0; \quad (\text{H. 2})$$

$$P_2(\alpha, \beta, 0) = [-\sqrt{6}/2 \quad \sqrt{2}/2 \quad 0][\alpha \quad \beta \quad 0]^T = 0; \quad (\text{H. 3})$$

$$P_3(\alpha, \beta, 0) = [\sqrt{6}/2 \quad \sqrt{2}/2 \quad 0][\alpha \quad \beta \quad 0]^T = 0; \quad (\text{H. 4})$$

$$P_4(\alpha, \beta, 0) = [\sqrt{6}/3 \quad 0 \quad \sqrt{3}/3][\alpha \quad \beta \quad 0]^T = 0; \quad (\text{H. 5})$$

$$P_5(\alpha, \beta, 0) = [-\sqrt{6}/6 \quad -\sqrt{2}/2 \quad \sqrt{3}/3][\alpha \quad \beta \quad 0]^T = 0; \quad (\text{H. 6})$$

$$P_6(\alpha, \beta, 0) = [-\sqrt{6}/6 \quad \sqrt{2}/2 \quad \sqrt{3}/3][\alpha \quad \beta \quad 0]^T = 0. \quad (\text{H. 7})$$

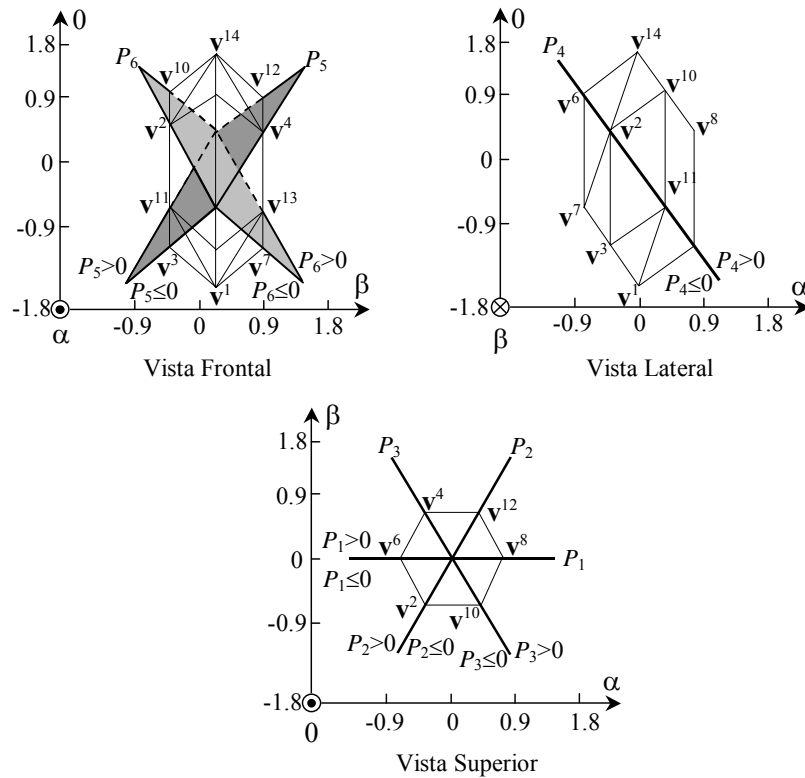


Figura H. 3 – Três vistas do dodecaedro.

Por exemplo, se as componentes do vetor \mathbf{u}_{cmd} são substituídas nas equações de (H. 2) a (H. 7), é possível saber se a extremidade do vetor \mathbf{u}_{cmd} está de um lado ou de outro de cada plano de separação. Dessa forma, torna-se fácil implementar uma rotina para identificar em qual tetraedro o vetor \mathbf{u}_{cmd} encontra-se. Uma vez que o vetor de comando é dado, e o tetraedro onde este se localiza é identificado, só resta aplicar os possíveis vetores de comutação mais próximos, e dessa forma, o valor médio do vetor de tensão do inversor em um período de amostragem torna-se igual ao vetor \mathbf{u}_{cmd} desejado. Com esse objetivo, uma seqüência de vetores de comutação deve ser selecionada.

Os critérios típicos para selecionar uma seqüência de vetores de comutação incluem:

- (i) *THD* da tensão de saída;
- (ii) perdas por comutação;
- (iii) complexidade da implementação;
- (iv) limitação da velocidade de processamento do DSP a ser utilizado.

Aqui uma seqüência de comutação simétrica foi adotada, devido a esta, resultar em baixa *THD* para as tensões de saída do inversor, se comparadas com outras seqüências de comutação. O próximo passo na implementação da modulação *SV* é o cálculo dos intervalos de tempo de cada vetor de comutação em um período de comutação T_s .

Para uma dada seqüência de comutação, conforme mostrado na Figura H.4, a média da tensão de saída do inversor produzida pelo vetor da ação de controle é dada por:

$$\bar{\mathbf{u}}_{cmd} = \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} \mathbf{v}^8 dt + \int_{t_2}^{t_3} \mathbf{v}^{12} dt + \int_{t_3}^{t_4} \mathbf{v}^{14} dt + \int_{t_5}^{t_6} \mathbf{v}^{14} dt + \int_{t_6}^{t_7} \mathbf{v}^{12} dt + \int_{t_7}^{t_8} \mathbf{v}^8 dt . \quad (\text{H. 9})$$

Note que \mathbf{v}^0 e \mathbf{v}^{15} são vetores nulos e \mathbf{v}^8 , \mathbf{v}^{12} e \mathbf{v}^{14} são vetores constantes, portanto, a equação (H. 9) pode ser escrita como:

$$\bar{\mathbf{u}}_{cmd} = \frac{1}{T_s} [\mathbf{v}^8 \quad \mathbf{v}^{12} \quad \mathbf{v}^{14}] [\Delta t_1 \quad \Delta t_2 \quad \Delta t_3]^T . \quad (\text{H. 10})$$

onde T_s , é o período de comutação, o qual é assumido igual ao período de amostragem.

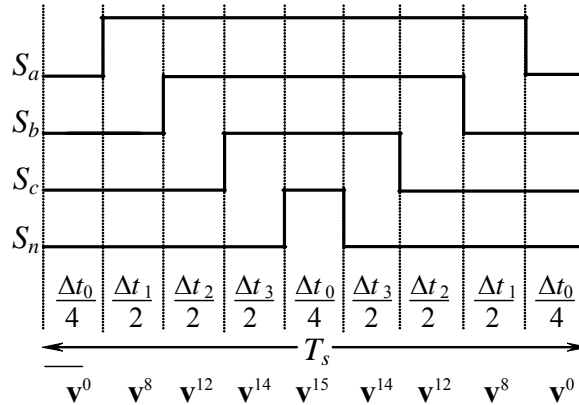


Figura H. 4 – Seqüência de comutação simétrica para o Tetraedro 1.

Os intervalos de tempo são definidos como: $\Delta t_1 = (t_2 - t_1) + (t_8 - t_7)$, $\Delta t_2 = (t_3 - t_2) + (t_7 - t_6)$ e $\Delta t_3 = (t_4 - t_3) + (t_6 - t_5)$. Como os vetores, que definem os vértices de cada tetraedro, são linearmente independentes, os tempos Δt_1 , Δt_2 e Δt_3 podem ser determinados por:

$$[\Delta t_1 \quad \Delta t_2 \quad \Delta t_3]^T = T_s [\mathbf{v}^8 \quad \mathbf{v}^{12} \quad \mathbf{v}^{14}]^{-1} \bar{\mathbf{u}}_{cmd} = T_s \mathbf{M} \bar{\mathbf{u}}_{cmd} \quad (\text{H. 11})$$

onde, $\mathbf{M} = [\mathbf{v}^8 \quad \mathbf{v}^{12} \quad \mathbf{v}^{14}]^{-1}$ é a chamada matriz de decomposição, associada com o tetraedro 1.

Portanto, existem 24 matrizes de decomposição. Entretanto, isto não representa um inconveniente, visto que, essas matrizes podem ser programadas *off-line* e armazenadas na memória de programa de um DSP. Finalmente, os intervalos de tempo dos vetores nulos podem ser dados por: $\Delta t_0 = T_s - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)$. Tais intervalos são maiores que zero sempre que o vetor \mathbf{u}_{cmd} se encontre dentro do dodecaedro.

Como o inversor da Figura 4.2, usualmente, opera em malha fechada, o vetor \mathbf{u}_{cmd} pode assumir grandes valores devido, por exemplo, a transitórios de partida. Com o intuito de limitar o comprimento do vetor \mathbf{u}_{cmd} , foi utilizada a limitação do vetor \mathbf{u}_{cmd} dentro de uma elipsóide inscrita no dodecaedro, conforme será apresentado a seguir.

Algoritmo de Limitação utilizando a Elipsóide Inscrita

Este algoritmo limita um dado vetor de comando, \mathbf{u}_{cmd} , a permanecer na extensão da elipsóide inscrita no dodecaedro da Figura H.5, assegurando deste modo, a apropriada operação do algoritmo de modulação *space vector*.

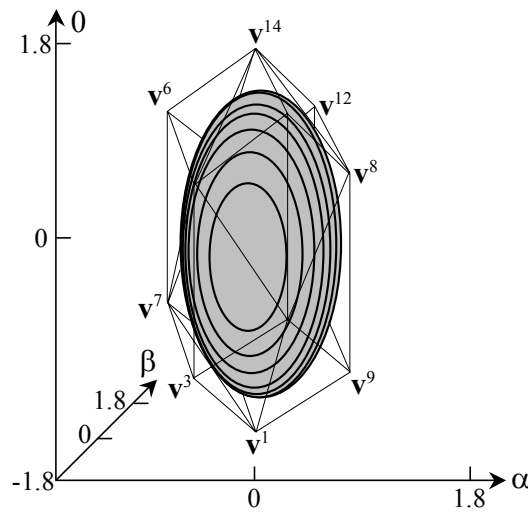


Figura H. 5 – Elipsóide de limitação inscrita no dodecaedro.

A maior elipsóide inscrita no dodecaedro da Figura H.5, pode ser definida conforme a equação abaixo:

$$[\alpha \ \beta \ 0] \mathbf{M}_{coef} [\alpha \ \beta \ 0]^T = 1. \quad (\text{H. 12})$$

onde, $\mathbf{M}_{coef} = \text{diag}[2 \ 2 \ 0.5]$. Note que, aqueles vetores \mathbf{u}_{cmd} que ultrapassarem a

elipsóide satisfazem a seguinte inequação: $\sqrt{\mathbf{u}_{cmd}^T \mathbf{M}_{coef} \mathbf{u}_{cmd}} > 1$. Portanto, se o comprimento do vetor \mathbf{u}_{cmd} ultrapassa a superfície da elipsóide, é possível obter o vetor limitado à superfície da elipsóide e alinhado com o vetor \mathbf{u}_{cmd} , utilizando a seguinte

equação, $\mathbf{u}_{cmdL} = \mathbf{u}_{cmd} / \sqrt{\mathbf{u}_{cmd}^T \mathbf{M}_{coef} \mathbf{u}_{cmd}}$.

O algoritmo de limitação do elipsóide inscrito tem a vantagem de requer somente uma equação para sua implementação, entretanto, este restringe a excursão do vetor de comando \mathbf{u}_{cmd} .

Finalmente, a Tabela H.2 resume as principais informações requeridas para implementar o algoritmo de modulação SV. A primeira coluna apresenta as condições, que devem ser satisfeitas, para um dado vetor de comando estar localizado dentro de cada tetraedro. As duas últimas colunas mostram os vetores de comutação e os planos limites do dodecaedro associados ao tetraedro em questão.

TABELA H.2. ALGORITMO SVM: PLANOS DE SEPARAÇÃO ENTRE OS TETRAEDROS, VETORES DE COMUTAÇÃO DOS TETRAEDROS E PLANOS LIMITES DO DODECAEDRO.

Condições de limite dos tetraedro	Tetraedro	Vetores de Comutação do Tetraedro	Planos Limites do Dodecaedro
$(P_1; P_5) > 0; P_2 \leq 0$	1	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^8, \mathbf{v}^{12}, \mathbf{v}^{14}, \mathbf{v}^{15}$	$P_7-1=0$
$P_6 > 0; (P_2; P_5) \leq 0$	2	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^8, \mathbf{v}^{12}, \mathbf{v}^{15}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{10}-1=0$
$(P_1; P_4) > 0; P_6 \leq 0$	3	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^8, \mathbf{v}^9, \mathbf{v}^{13}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{10}-1=0$
$P_1 > 0; (P_2; P_4) \leq 0$	4	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^1, \mathbf{v}^9, \mathbf{v}^{13}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{16}-1=0$
$(P_2; P_3; P_5) > 0$	5	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^4, \mathbf{v}^{12}, \mathbf{v}^{14}, \mathbf{v}^{15}$	$P_8-1=0$
$(P_2; P_4) > 0; P_5 \leq 0$	6	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^4, \mathbf{v}^{12}, \mathbf{v}^{13}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{11}-1=0$
$P_6 > 0; (P_3; P_4) \leq 0$	7	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^4, \mathbf{v}^5, \mathbf{v}^{13}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{11}-1=0$
$(P_2; P_3) > 0; P_6 \leq 0$	8	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^1, \mathbf{v}^5, \mathbf{v}^{13}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{16}-1=0$
$(P_1; P_4) > 0; P_3 \leq 0$	9	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^4, \mathbf{v}^6, \mathbf{v}^{14}, \mathbf{v}^{15}$	$P_8-1=0$
$(P_1; P_5) > 0; P_4 \leq 0$	10	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^4, \mathbf{v}^6, \mathbf{v}^7, \mathbf{v}^{15}$	$P_{12}-1=0$
$P_6 > 0; (P_3; P_5) \leq 0$	11	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^4, \mathbf{v}^5, \mathbf{v}^7, \mathbf{v}^{15}$	$P_{12}-1=0$
$P_1 > 0; (P_3; P_6) \leq 0$	12	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^1, \mathbf{v}^5, \mathbf{v}^7, \mathbf{v}^{15}$	$P_{17}-1=0$
$(P_2; P_4) > 0; P_1 \leq 0$	13	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^2, \mathbf{v}^6, \mathbf{v}^{14}, \mathbf{v}^{15}$	$P_9-1=0$
$P_6 > 0; (P_1; P_4) \leq 0$	14	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^2, \mathbf{v}^6, \mathbf{v}^7, \mathbf{v}^{15}$	$P_{13}-1=0$
$P_5 > 0; (P_2; P_6) \leq 0$	15	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^2, \mathbf{v}^3, \mathbf{v}^7, \mathbf{v}^{15}$	$P_{13}-1=0$
$P_2 > 0; (P_1; P_5) \leq 0$	16	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^1, \mathbf{v}^3, \mathbf{v}^7, \mathbf{v}^{15}$	$P_{17}-1=0$
$P_6 > 0; (P_2; P_3) \leq 0$	17	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^2, \mathbf{v}^{10}, \mathbf{v}^{14}, \mathbf{v}^{15}$	$P_9-1=0$
$P_4 > 0; (P_3; P_6) \leq 0$	18	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^2, \mathbf{v}^{10}, \mathbf{v}^{11}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{14}-1=0$
$P_5 > 0; (P_2; P_4) \leq 0$	19	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^2, \mathbf{v}^3, \mathbf{v}^{11}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{14}-1=0$
$(P_2; P_3; P_5) \leq 0$	20	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^1, \mathbf{v}^3, \mathbf{v}^{11}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{18}-1=0$
$(P_3; P_6) > 0; P_1 \leq 0$	21	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^8, \mathbf{v}^{10}, \mathbf{v}^{14}, \mathbf{v}^{15}$	$P_7-1=0$
$P_5 > 0; (P_3; P_6) \leq 0$	22	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^8, \mathbf{v}^{10}, \mathbf{v}^{11}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{15}-1=0$
$P_4 > 0; (P_1; P_5) \leq 0$	23	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^8, \mathbf{v}^9, \mathbf{v}^{11}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{15}-1=0$
$(P_1; P_3; P_4) \leq 0$	24	$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^1, \mathbf{v}^9, \mathbf{v}^{11}, \mathbf{v}^{15}$	$P_{18}-1=0$

Os argumentos de todas as funções P foram diminuídos, isto é, $P_x = P_x(\mathbf{u}_{cmd})$.