

“Júlio de Mesquita Filho”

Faculdade de Engenharia - Campus de Ilha Solteira

Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica

Laboratório de Eletrônica de Potência - LEP

Ruben Barros Godoy

**Paralelismo de Inversores Monofásicos, Isolados ou em
Conexão com a Rede, com Otimização da Resposta
Dinâmica**

Orientador:

Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin

Tese submetida à Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira – FEIS/UNESP – como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Ilha Solteira (SP), Março de 2010.

FICHA CATALOGRÁFICA

Elaborada pela Seção Técnica de Aquisição e Tratamento da Informação
Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação da UNESP - Ilha Solteira.

G589p

Godoy, Ruben Barros.

Paralelismo de inversores monofásicos, isolados ou em conexão com a rede, com otimização da resposta dinâmica / Ruben Barros Godoy. -- Ilha Solteira : [s.n.], 2010
158 f. : il.

Tese (doutorado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2010

Orientador: Carlos Alberto Canesin

1. Inversores elétricos. 2. Controle eletrônico. 3. Algoritmo evolutivo.
4. Operação isolada. 5. Conexão à rede elétrica.



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO: Paralelismo de Inversores Monofásicos, Isolados ou em Conexão com a Rede, com Otimização da Resposta Dinâmica

AUTOR: RUBEN BARROS GODOY

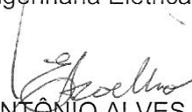
ORIENTADOR: Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de DOUTOR em ENGENHARIA ELÉTRICA, Área: AUTOMAÇÃO, pela Comissão Examinadora:


Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. DIONIZIO PASCHOARELI JUNIOR
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. ERNANE ANTÔNIO ALVES COELHO
Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal de Uberlândia


Prof. Dr. JOSÉ DEMÍSIO SIMÕES DA SILVA
Centro de Tecnologias Especiais de São José dos Campos / Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais

Data da realização: 01 de março de 2010.

Agradecimentos

Gratidão em primeiro lugar a Deus por ter me mantido com vida e saúde, capacitando-me nos momentos de desafios e concedendo paciência sempre que meu limite era atingido. Por me proteger nas estradas durante as inúmeras viagens para cumprir créditos e apresentar resultados.

À minha mãe Clarice Maria de Barros Godoy. Sem o seu incentivo eu não teria disposição para me manter na jornada estudantil. Suas palavras de motivação ensinaram-me a necessidade de ser humilde para aprender. Sua fé e incansáveis orações foram fundamentais para concretizar esta jornada.

Ao meu Pai João de Godoy (*in memoriam*). Infelizmente ele não pode acompanhar grande parte das minhas conquistas, mas os anos que conviveu comigo foram suficientes para me ensinar o valor de ser alguém responsável, sério e trabalhador. Devo ao seu suor o conforto que me deu, contribuindo sempre com o seu melhor.

Aos demais familiares, como meus irmãos, sobrinhos-irmãos, amigos-irmãos e outros parentes que sempre acreditaram na minha vitória e cheios de orgulho incentivaram minha jornada, mesmo que esta implicasse em demasiada ausência.

Ao professor Carlos Alberto Canesin, por confiar no meu talento para o desenvolvimento deste trabalho, pela orientação dispensada, por transmitir muita segurança e por ser extremamente competente naquilo que se propõe a fazer.

Ao professor João Onofre Pereira Pinto, por ser um grande educador. Garimpar conhecimento. Ensinar com paciência. Ter criatividade. Empolgação naquilo que faz. E acima de tudo, por ser um grande amigo, especialmente nas horas de aflição.

Aos demais professores que contribuíram para minha carreira acadêmica, ensinando, corrigindo, orientando, participando de bancas e publicando artigos.

A todos os colegas de laboratório que somaram seus conhecimentos para que este trabalho fosse concretizado, não quero ser injusto com ninguém, todos foram muito importantes. Talvez em uma rápida conversa uma solução fundamental tenha sido obtida.

Em especial ao amigo, Márcio Lorenzoni Portela (BATLAB), por não medir esforços durante as prototipagens, gastando seu tempo precioso ao construir com perfeição cada

circuito projetado; ao amigo Luigi Galotto Júnior (BATLAB) pelas incansáveis discussões em busca de soluções durante simulações e retirada de resultados experimentais; ao amigo Raymundo Cordero (BATLAB) pelo auxílio no preparativo para retirada de resultados experimentais; ao amigo Jurandir de Oliveira Soares (BATLAB) pelo auxílio na formatação e correção de partes fundamentais deste trabalho; ao amigo Moacyr Aureliano Gomes de Brito (LEP) pela disposição em providenciar as impressões e entrega deste material em virtude da minha ausência; ao amigo Guilherme de Azevedo e Melo (LEP) por providenciar todas as condições de trabalho durante minhas estadias no LEP. Sem as pessoas citadas neste parágrafo, este trabalho não teria sido concluído no intervalo de tempo determinado.

Resumo

Uma das importantes aplicações dos sistemas inversores está associada ao fornecimento de energia elétrica. Com este foco destacam-se o fornecimento para cargas críticas, o fornecimento em áreas desprovidas dos usuais sistemas de transmissão e distribuição e aplicações com multi-fontes primárias de energia, incluindo-se neste caso, as aplicações para geração distribuída, com possibilidade de conectividade com a rede elétrica de distribuição ou, com o paralelismo entre estruturas isoladas. Atualmente, topologias e filosofias de controle que atendam as características das aplicações supracitadas são de interesse técnico e científico. Neste sentido, a possibilidade de paralelismo entre inversores sem interconexão do controle tem se mostrado atrativa à medida que se exigem sistemas distribuídos e adaptáveis às variações paramétricas do circuito. Entretanto, problemas de estabilidade e resposta dinâmica devem ser solucionados para garantir a confiabilidade de tais sistemas. Sendo assim, neste trabalho inicialmente é realizada a modelação em espaço de estados de sistemas compostos por inversores cuja filosofia de controle esteja embasada nas curvas $P-\omega$ e $Q-V$. Com esta modelação, tornam-se possíveis avaliações de estabilidade e resposta dinâmica através dos autovalores da matriz de estados. Propõe-se assim a busca da estabilidade dos sistemas com melhores respostas dinâmicas através de alterações nos valores da matriz de estados, resultando-se em autovalores que representem parâmetros de desempenho otimizados. Obviamente que alterações na matriz de estados estão associadas a alterações na planta, contudo, alterações em parâmetros físicos não são interessantes, uma vez que não são simples de serem obtidas na prática. Sendo assim, são propostas alterações nas constantes que definem as inclinações das curvas de controle $P-\omega$ e $Q-V$. Tais inclinações interferem diretamente nos valores que compõem a matriz de estados e conseqüentemente nos autovalores do sistema. As variações nestas constantes não são efetuadas de modo aleatório, mas baseadas num algoritmo evolutivo. Sendo assim, através da escolha inteligente das inclinações das curvas garante-se a estabilidade dos sistemas, bem como, tempos de assentamento reduzidos e respostas amortecidas livres de potenciais de ultrapassagem. Tanto a modelação quanto a otimização dos sistemas foram avaliadas através de resultados de simulação e resultados experimentais, considerando-se as aplicações de conexão à rede de distribuição de energia elétrica e de paralelismo entre inversores isolados.

Palavras-Chave: Inversores, modelação, sintonia, operação isolada, conexão à rede elétrica.

Abstract

One of main applications of inverter systems is associated to electrical energy supply. With this focus it emphasizes the supply of energy to critical loads, the supply of energy to areas devoid of the usual transmission and distribution systems of energy and the use of primary energy in multi-fonts applications, including in this case, distributed generation applications with grid connectivity or, parallelism in stand alone applications. Currently, topologies and control philosophies capable to assure the applications characteristics above mentioned are in technical and scientific interests. In this way, the possibility of inverter parallelism with no control interconnection has showed attractive, since distributed systems and adaptable systems to parametric variations are mandatory nowadays. However, stability troubles and inadequate dynamic responses must be solved to ensure reliability of these systems. So, in this work is performed the state space modeling of systems set by inverters whose control philosophy is based on $P-\omega$ and $Q-V$ curves. With this modeling it becomes possible evaluations of stability and dynamic response through state matrix eigenvalues. Thus, it proposes to assure the systems stability and better dynamic responses through changes on state matrix values, resulting in eigenvalues that represent optimized performance parameters. Obviously those variations in state matrix are associated with plant variations, however, physical parameters variations are not interesting, seeing that it is not simple to be obtained in practical situations. In face of this are proposed variations in constants that define the slopes of $P-\omega$ and $Q-V$ curves. These slopes intervene directly on state matrix values and consequently in systems eigenvalues. The variations on constants are not performed randomly, nevertheless based on evolutionary algorithm capable to search values that represent optimized operation points. This way, through smart choice of curves slopes it assures the system stability, reduced settling time and damped responses without overshoot. Both the modeling and the systems optimization were evaluated through simulation results and experimental results, considering grid connected applications and stand alone inverter parallelism.

Keywords: Inverters, modeling, tuning, stand alone operation, grid connection.

Lista de Figuras

Figura 1.1 – Sistema <i>stand by</i>	21
Figura 1.2 – Sistema on line.	22
Figura 1.3 – Sistema Line Interactive.....	23
Figura 1.4 – Circuito equivalente simplificado de interconexão entre inversores.	24
Figura 1.5 – Configuração <i>Mestre-Escravo</i>	25
Figura 1.6 – Filosofia de operação - <i>Central de Controle</i>	26
Figura 1.7 – Diagrama de blocos – <i>Controle Circular em Cadeia</i>	26
Figura 1.8 – Paralelismo com compensação da potência de distorção.....	27
Figura 1.9 – Paralelismo proposto para sistemas com cargas não lineares.	28
Figura 1.10 – Paralelismo proposto para redução de oscilação de potência ativa.....	29
Figura 2.1 – Representação da tensão de saída do inversor em eixo cartesiano.	35
Figura 2.2 – Sistema proposto para paralelismo com a rede elétrica.	38
Figura 2.3 – Comparação da frequência do inversor obtida através de simulação do sistema e modelo matemático proposto.	41
Figura 2.4 – Comparação da tensão de pico do inversor obtida através de simulação do sistema e modelo matemático proposto.....	42
Figura 2.5 – Sistema proposto para paralelismo entre dois inversores.	42
Figura 2.6 – Comparação da frequência dos inversores obtida através de simulação do sistema e do modelo matemático proposto.....	46
Figura 2.7 – Comparação da tensão de pico do inversor 1 obtida através de simulação do sistema e modelo matemático proposto.....	47
Figura 2.8 – Comparação da tensão de pico do inversor 2 obtida através de simulação do sistema e modelo matemático proposto.....	47
Figura 2.9 – Comportamento das potências ativa e reativa dos inversores em paralelo.	48
Figura 3.1 – Esquemático da evolução diferencial com diagnóstico genético.....	56
Figura 3.2 – Resposta ao degrau unitário da função hipotética do sistema.....	59
Figura 3.3 – Superfície da função custo para o sistema analisado.	60
Figura 3.4 – Visão bidimensional dos pontos de mínimo e máximo da função custo.	61

Figura 3.5 – População inicial distribuída sobre a superfície da função custo.....	62
Figura 3.6 – População após 100 gerações da EDM.	63
Figura 3.7 – População após 400 gerações da EDM.	63
Figura 3.8 – População após 600 gerações da EDM.	64
Figura 3.9 – Resposta ao degrau unitário considerando otimização das constantes.	64
Figura 3.10 – Comportamento do ângulo de potência para exemplo utilizando novos pólos..	66
Figura 3.11 – Nova superfície da função custo para o sistema analisado.	67
Figura 3.12 – População inicial distribuída sobre a superfície da função custo.....	67
Figura 3.13 – Redistribuição da população após 100 gerações da EDM.	68
Figura 3.14 – Redistribuição da população após 400 gerações da EDM.	68
Figura 3.15 – População após 600 gerações da EDM.	69
Figura 3.16 – Representação da população final ligeiramente abaixo da interpolação da superfície.	70
Figura 3.17 – Superfície da função custo para novos intervalos de constantes.....	70
Figura 3.18 – Representação da população inicial sobre a nova superfície da função custo. ..	71
Figura 3.19 – População generalizada após 400 gerações.....	71
Figura 3.20 – Resposta ao degrau unitário da função otimizada.....	72
Figura 4.1 – Resposta ao degrau unitário com constantes propostas em [18].....	75
Figura 4.2 – Superfície com população aleatoriamente distribuída.	76
Figura 4.3 – Constantes k_p e k_v para resposta otimizada.....	77
Figura 4.4 – Resposta ao degrau unitário com constantes otimizadas pela EDM.....	77
Figura 4.5 – Modelo no MATLAB/Simulink [®]	79
Figura 4.6 – Comportamento das potências ativa e reativa considerando a otimização de k_p e k_v	80
Figura 4.7 – Comportamento da frequência do inversor considerando a otimização de k_p e k_v	80
Figura 4.8 – Tensão e corrente na saída do conversor após conexão.....	81
Figura 4.9 – Superfície incluindo penalizações para regiões com pólos complexos.	82
Figura 4.10 – População inicial aleatoriamente distribuída.	83
Figura 4.11 – População final composta por k_p e k_v otimizados.....	83
Figura 4.12 – Resposta ao degrau unitário com constantes otimizadas pela EDM.....	84
Figura 4.13 – Potências ativa e reativa para k_p e k_v otimizados considerando restrições de <i>overshoot</i>	85

Figura 4.14 – Frequência do inversor para otimizações de k_p e k_v considerando restrições de <i>overshoot</i> .	86
Figura 4.15 – Tensão e corrente na saída do inversor após conexão.	86
Figura 4.16 – Resposta ao degrau unitário para constantes k_p e k_v propostas em [33].	88
Figura 4.17 – Caso 1 - Superfície com população aleatoriamente distribuída.	89
Figura 4.18 – Caso 1 - Soluções encontradas após 500 gerações.	90
Figura 4.19 – Caso 1 - Solução encontrada após 1300 gerações.	90
Figura 4.20 – Caso 1 - Resposta ao degrau com constantes otimizadas.	91
Figura 4.21 – Sequência de acionamento dos inversores na simulação.	92
Figura 4.22 – Caso 1 - Potências ativa e reativa dos inversores 1 e 2 para k_p e k_v otimizados.	92
Figura 4.23 – Caso 1 - Frequência dos inversores para k_p e k_v otimizados.	93
Figura 4.24 – Caso 1 - Tensão e corrente na saída do inversor 1.	94
Figura 4.25 – Caso 1 - Tensão e corrente na saída do inversor 2.	94
Figura 4.26 – Caso 2 - Superfície com população aleatoriamente distribuída.	96
Figura 4.27 – Caso 2 - Soluções encontradas após 500 gerações.	96
Figura 4.28 – Caso 2 - Potências ativa e reativa dos inversores para k_p e k_v otimizados.	97
Figura 4.29 – Caso 2 - Frequência dos inversores para k_p e k_v otimizados.	97
Figura 4.30 – Caso 2 - Tensão e corrente na saída do inversor 1.	98
Figura 4.31 – Caso 2 - Tensão e corrente na saída do inversor 2.	98
Figura 5.1 – Circuito elétrico equivalente da conexão com a rede elétrica.	101
Figura 5.2 – Tensões e correntes de equilíbrio ao longo da rede.	101
Figura 5.3 – Resultados experimentais e simulações para transferência de potência sem otimização das constantes e com presença de <i>overshoot</i> .	104
Figura 5.4 – Resultado experimental e simulação para comportamento da frequência do inversor sem otimização das constantes e com presença de <i>overshoot</i> .	105
Figura 5.5 – Resultados experimentais e simulações para transferência de potência sem otimização das constantes e com elevado tempo de assentamento.	106
Figura 5.6 – Resultado experimental e simulação para comportamento da frequência do inversor sem otimização das constantes e com elevado tempo de assentamento.	106
Figura 5.7 – Superfície da função custo considerando sistema experimental.	107
Figura 5.8 – População inicial sobre superfície do sistema a ser avaliado experimentalmente.	108
Figura 5.9 – População otimizada após 300 gerações da EDM.	109

Figura 5.10 – População otimizada após 600 gerações da EDM.	109
Figura 5.11 – Resultados experimentais e simulações para transferência de potência após otimização das constantes k_p e k_v	110
Figura 5.12 – Comparação da dinâmica da transferência de potência para constantes diferentes.	111
Figura 5.13 – Resultado experimental e simulações para comportamento da frequência do inversor com constantes otimizadas.	111
Figura 5.14 – Comportamento dinâmico das tensões e corrente do sistema.	112
Figura 5.15 – Comportamento dinâmico da tensão do inversor.....	112
Figura 5.16 – Potência ativa transferida à rede mediante retirada de cargas locais.	114
Figura 5.17 – Potência ativa transferida à rede mediante inserção de cargas locais.	115
Figura 5.18 – Circuito elétrico equivalente da conexão entre inversores.....	115
Figura 5.19 – Circuito elétrico com tensões e correntes de equilíbrio.	116
Figura 5.20 – Resultados experimentais e simulações para transferência de potência ativa sem otimização das constantes.....	118
Figura 5.21 – Resultados experimentais e simulações para comportamento da frequência dos inversores sem otimização das constantes.....	119
Figura 5.22 – População inicial distribuída randomicamente sobre a superfície da função custo.....	120
Figura 5.23 – População otimizada após 1000 gerações da EDM.	120
Figura 5.24 – Resposta de potência dos inversores após as constantes k_p e k_v serem sintonizadas.	121
Figura 5.25 – Resposta da frequência dos inversores após as constantes k_p e k_v serem sintonizadas.	122
Figura 5.26 – Tensão dos inversores e corrente na impedância de conexão após o equilíbrio do sistema ser atingido.	122
Figura A.1 – Diagrama de realimentações para inversores desenvolvidos.	138
Figura A.2 – Circuito equivalente para primeira modelação.....	138
Figura B.1 – Configuração básica do circuito de um amplificador operacional.	142
Figura B.2 – Configuração do amplificador operacional para atuação como PID.....	143
Figura B.3 – Configuração do amplificador operacional para atuação como PI.....	146
Figura B.4 – Exemplo de diagrama de Bode para $FTLA_i$ e $FTLA_v$	147

Figura C.1 – Circuitos para geração de pulsos.	148
Figura C.2 – Circuitos condicionadores de corrente.	149
Figura C.3 – Circuitos compensadores.	150
Figura C.4 – Circuitos detectores de falhas.	150
Figura C.5 – Circuitos de potência para sensoriamento e interconexão a cargas locais e rede elétrica.	151
Figura C.6 – Placa principal, contendo circuitos geradores de pulsos, condicionadores, circuito de falhas e sensores de tensão.	152
Figura C.7 – Placa do compensador.	152
Figura C.8 – Placa de sensoriamento e interconexão a cargas e rede elétrica.	153
Figura C.9 – Diagrama do circuito de acionamento para paralelismo.	153
Figura C.10 – Montagem do circuito de acionamento.	154
Figura C.11 – Circuito inversor adaptado.	155
Figura C.12 – Indutor de filtro – 1,3mH/33A e capacitor de filtro – 35 μ F/250VAC.	155
Figura C.13 – Indutor utilizado para conexão à rede e paralelismo entre inversores – 26 mH/14A.	156
Figura D.1 – Diagrama de blocos dos circuitos controladores desenvolvidos em MATLAB/Simulink [®]	157
Figura D.2 – Interface para interatividade do usuário e coleta de dados.	158

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Parâmetros do sistema proposto em [33].....	40
Tabela 2.2 – Parâmetros do sistema – inversores em paralelo	46
Tabela 3.1 – Parâmetros de desempenho da função representada na Figura 3.2	59
Tabela 3.2 – Parâmetros da função representada na Figura 3.9	65
Tabela 3.3 – Parâmetros de desempenho para avaliação em nova área de abrangência.	72
Tabela 4.1 – Parâmetros e pontos de equilíbrio do sistema a ser simulado	74
Tabela 4.2 – Parâmetros de desempenho conforme constante sugeridas em [18].	76
Tabela 4.3 – Parâmetros de desempenho com constantes otimizadas pela EDM.	78
Tabela 4.4 – Parâmetros de desempenho com constantes otimizadas pela EDM.	84
Tabela 4.5 – Caso 1 - Parâmetros do sistema em equilíbrio.	88
Tabela 4.6 – Parâmetros de desempenho com constantes propostas em [33].	88
Tabela 4.7– Caso 1 - Parâmetros de desempenho com constantes otimizadas.	91
Tabela 4.8 – Caso 2 - Parâmetros do sistema no ponto de equilíbrio.	95
Tabela 5.1– Parâmetros de equilíbrio do sistema experimental.	101
Tabela 5.2– Parâmetros de equilíbrio do sistema composto por dois inversores.	116

Simbologia

Símbolos aplicados em expressões matemáticas e circuitos

Símbolo	Significado
Y_c	Admitância (Ω^{-1})
δ	Ângulo da tensão de saída do inversor – ângulo de potência (rad)
k_i	Constante do modelo
k_p	Constante que define a inclinação da curva $P-\omega$ ($\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{W}^{-1}$)
k_v	Constante que define a inclinação da curva $Q-V$ ($\text{V}\cdot\text{VAr}^{-1}$)
I	Corrente de saída do conversor (A)
ω	Frequência angular (rad/s)
ω_f	Frequência de corte do filtro para medida de potência (rad/s)
Δ	Indicação de perturbação na variável
i	Índice numérico
EQ	Integral do erro quadrático
e_d	Parcela da tensão sobre eixo direto (V)
e_q	Parcela da tensão sobre eixo quadratura (V)
b	Parcela imaginária da admitância
a	Parcela real da admitância
λ	Peso da variável da função custo
P	Potência ativa solicitada ao inversor (W)
Q	Potência reativa solicitada ao inversor (VAr)
s	Representação da frequência
PO	Taxa de ultrapassagem ou potencial de overshoot
TS	Tempo de Assentamento (s)
E	Tensão de saída do inversor (V)
$\Delta\omega$	Variação (perturbação) na frequência de saída do inversor (rad/s)
ΔP	Variação (perturbação) na potência ativa (W)
ΔQ	Variação (perturbação) na potência reativa (VAr)
ΔE	Variação (perturbação) na tensão vetorial de saída do inversor (V)
t	Variável tempo (s)

Acrônimos e Abreviaturas

Símbolo	Significado
CA	<i>Corrente alternada</i>
CC	<i>Corrente contínua</i>
DG	<i>Diagnóstico Genético</i>
ED	<i>Evolução Diferencial</i>
EDM	<i>Evolução diferencial modificada</i>
FEIS	<i>Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira</i>
FTLA	<i>Função de transferência em laço aberto</i>
FTLF	<i>Função de transferência em laço fechado</i>
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>
LEP	<i>Laboratório de Eletrônica de Potência da FEIS – UNESP</i>
BATLAB	<i>Laboratório de Inteligência Artificial, Eletrônica de Potência e Sistemas Digitais da UFMS</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SEP	<i>Sistemas Elétricos de Potência</i>
UNESP	<i>Universidade Estadual Paulista</i>
UFMS	<i>Universidade Federal de Mato Grosso do Sul</i>

Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas

Símbolo	Significado
A	<i>Ampère – corrente elétrica</i>
F	<i>Faraday – capacitância</i>
H	<i>Henry – indutância</i>
Hz	<i>Hz – Frequência</i>
Ω	<i>Ohm – Resistência elétrica</i>
rad/s	<i>Radianos por segundo – frequência angular</i>
s	<i>Segundos</i>
VA	<i>Volt Ampère – Potência Aparente</i>
VAr	<i>Volt Ampère Reativo – Potência reativa (indutiva ou capacitiva)</i>
V	<i>Volts – tensão elétrica</i>
W	<i>Watts – Potência ativa</i>

Sumário

Capítulo 1	Introdução.....	18
1.1	Aplicação de inversores isolados na melhoria da qualidade de energia	20
1.1.1	Stand By	21
1.1.2	On-line.....	21
1.1.3	Line Interactive.....	22
1.2	Paralelismo de inversores.....	23
1.2.1	Paralelismo com Interconexão do Controle	24
1.2.2	Paralelismo sem Interconexão do Controle.....	26
1.2.3	Conclusões gerais sobre as técnicas de paralelismo abordadas	29
1.3	Motivação do Trabalho	30
1.3.1	Motivação 1: Estabilidade no paralelismo	31
1.3.2	Motivação 2: Otimização das plantas para respostas estáveis, sem potência de ultrapassagem e mais rápidas possíveis.....	31
1.3.3	Metodologia do Trabalho	32
Capítulo 2	Modelação e Análise de Estabilidade do sistema frente a perturbações	33
2.1	Modelação do inversor.....	33
2.2	Modelação do sistema completo – inversor em paralelo com barra infinita.....	37
2.3	Validação do modelo – inversor em paralelo com barra infinita.....	40
2.4	Modelação do sistema completo – inversores em paralelo.....	42
2.5	Validação do modelo – inversores em paralelo	45
2.6	Conclusões do Capítulo	48
Capítulo 3	Evolução diferencial no ajuste da estabilidade.....	50
3.1	Formulação genérica do problema.....	51
3.2	Método de evolução diferencial.....	53
3.3	Evolução diferencial modificada (EDM)– Introdução do diagnóstico genético.....	54
3.3.1	EDM com número fixo de indivíduos.....	54
3.3.2	EDM com número crescente de indivíduos	55
3.4	Propostas de Otimização.....	56
3.4.1	Aplicação da EDM na otimização da estabilidade.....	61
3.4.2	Considerações sobre a área de abrangência.	65

3.5	Conclusões do Capítulo	73
Capítulo 4	Resultados de Simulação	74
4.1	Conexão inversor rede elétrica.....	74
4.1.1	Primeiro Caso – Otimização com restrição do tempo de assentamento.....	74
4.1.2	Primeiro Caso – Simulação	78
4.1.3	Segundo Caso – Otimização com restrição no potencial de overshoot.....	81
4.1.4	Segundo Caso – Simulação	84
4.2	Paralelismo entre inversores	87
4.2.1	Primeiro caso - Otimização com restrição no potencial de overshoot	87
4.2.2	Primeiro caso - Resultados de simulação com constantes otimizadas	91
4.2.3	Segundo caso - Otimização de um sistema de maior potência.....	95
4.2.4	Segundo caso - Resultados de simulação com constantes otimizadas	95
4.3	Conclusões do Capítulo	99
Capítulo 5	Resultados Experimentais	100
5.1	Conexão inversor rede elétrica.....	100
5.1.1	Considerações práticas – impedância da rede	100
5.1.2	Considerações práticas – oscilações na frequência	102
5.1.3	Considerações práticas – método para cálculo das potências	102
5.1.4	Transferência de potência sem otimização.....	103
5.1.4.1	Caso 1 – Presença de Overshoot	103
5.1.4.2	Caso 2 – Elevado tempo de assentamento.....	105
5.1.5	Otimização do sistema.....	107
5.1.6	Transferência de potência utilizando constantes otimizadas.....	109
5.2	Conexão entre inversores	115
5.2.1	Transferência de potência sem otimização.....	117
5.2.2	Otimização do sistema.....	119
5.2.3	Transferência de potência utilizando constantes otimizadas.....	121
5.3	Conclusões do Capítulo	123
Capítulo 6	Conclusões Finais e Trabalhos Futuros	125
6.1	Conclusões Finais	125
6.2	Trabalhos Futuros	128
Referências	131
Apêndices	137
A	Modelação do Inversor	138

B – Cálculo dos Compensadores	141
C – Circuitos Auxiliares e Demais Montagens	148
D – Circuitos de Controle.....	157

Capítulo 1

Introdução

A preocupação com a proteção ambiental tem orientado cada vez mais o uso da geração de energia baseada em fontes renováveis. Contudo, verifica-se que a implantação destes sistemas possui um alto custo associado. Isso dificulta consideravelmente a sua utilização, principalmente em países subdesenvolvidos. Além do custo, existe também interesse por equipamentos que apresentem desempenho elétrico satisfatório, confiabilidade e segurança aos usuários.

O papel fundamental em sistemas de geração, baseados em energias renováveis, está vinculado aos conversores que se baseiam na Eletrônica de Potência. Tais conversores processam as formas primárias de energia visando atender uma demanda de cargas elétricas finais. O tipo de conversor depende do recurso de energia primária a ser utilizado e também da aplicação a que se destina. Sistemas baseados em fontes, como energia solar e célula combustível, requerem conversores CC-CA como os apresentados em [1-4]. Entretanto, embora existam muitas topologias conversoras, a necessidade de atendimento de cargas usuais impõe a presença de inversores nos estágios de saída. Também se observam, em diversos trabalhos [5-7], variações topológicas dos estágios de saída, contudo, invariavelmente, parâmetros associados à qualidade das tensões de saída são observados.

Além disso, o uso de conversores visando tensões alternadas é uma boa opção para a disponibilização de energia elétrica em áreas de difícil acesso. Muitas soluções têm sido

propostas para atender situações onde a implantação de linhas de transmissão é impossibilitada por fatores naturais e econômicos [8-10]. Durante um bom tempo a solução imediata para este problema foi o uso de geradores a combustível. Entretanto, além do inconveniente ambiental gerado por estas soluções, observam-se problemas associados à qualidade das tensões geradas e o funcionamento comprometido durante a alimentação de cargas não lineares. Há casos, por exemplo, em meios de transporte marítimo, hospitais e departamentos financeiros em que os geradores são imprescindíveis, podendo ser a fonte principal de energia ou uma fonte alternativa durante a ausência da rede elétrica principal. Todavia, mesmo onde o uso de geradores a combustível é mandatório, os inversores são muito importantes. Esta importância associa-se à qualidade de tensão disponível, o número e distribuição de fases, a correção do fator de potência e controle de cargas motrizes.

Além das aplicações para uso de energias renováveis e atendimento de comunidades isoladas, outra vertente do uso de inversores é observada através dos sistemas de geração ininterrupta. Embora no mercado estes sistemas sejam comumente conhecidos como UPS (*Uninterruptible Power Supply*) ou *No-breaks*, suas diferentes topologias e aplicações não divergem no fato de apresentarem tensões alternadas na saída, ou seja, tais equipamentos também se valem do uso de inversores. Este tipo de aplicação visa o suprimento de cargas na ausência da rede elétrica por um tempo determinado. Os diversos tipos de interconexão destes sistemas com as cargas estão vinculados ao custo e parâmetros de desempenho como a velocidade de resposta na ausência da rede, qualidade das tensões geradas e eficiência.

Nos últimos anos, uma característica que tem se tornado relevante nos inversores é a capacidade de conexão com a rede elétrica. Embora seja uma característica restrita às regiões supridas pelas redes elétricas convencionais, ela tem se tornado atrativa por viabilizar a geração distribuída. O benefício imediato desta aplicação vincula-se à redução de carregamento das linhas e à possibilidade de criação de mercado de energia para as fontes alternativas de energia [11]. Além disso, o uso de conversores baseados em Eletrônica de Potência possibilita benefícios advindos da facilidade do controle do fluxo de energia, como a possibilidade de compensação de reativo indutivo e de reativo capacitivo e a compensação de correntes distorcidas [12,13].

Quanto à confiabilidade e flexibilidade de potência resultantes do uso da eletrônica de potência, é importante salientar a possibilidade de paralelismo entre estruturas inversoras. Existem diversos tipos de paralelismo, cujas vantagens e desvantagens estão associadas ao tipo de aplicação. Em geral, o paralelismo entre inversores aumenta a confiabilidade do

sistema não permitindo que falhas em uma estrutura inversora comprometam todo o atendimento de cargas. Outro fator muito positivo do paralelismo é a possibilidade de aumento da capacidade de potência do sistema através da inserção de inversores adicionais, fato este que motiva a eletrônica de potência modular. Outro ponto positivo advindo do paralelismo entre inversores é o aumento de rendimento do sistema. Isto ocorre porque o uso de conversores em paralelo evita o sobre dimensionamento das estruturas de potência, fazendo com que os mesmos possam operar (com controles inteligentes), sempre próximos de suas cargas nominais.

Como observado nos parágrafos anteriores, o uso de inversores é bastante abrangente e os seus benefícios podem ser constatados em diversas aplicações. Considerando a importância destas estruturas, propõe-se neste trabalho garantir as vantagens do paralelismo entre inversores, entretanto, utilizando uma metodologia de controle que dispense interconexões entre inversores, garanta os índices de qualidade exigidos à tensão de saída e determine a distribuição adequada do fluxo de potência.

A seguir, serão apresentadas, as principais aplicações do uso de inversores. Inicialmente serão comentadas as topologias voltadas para a melhoria da qualidade de energia. Posteriormente, as principais formas de paralelismo encontradas na literatura científica. Finalmente será feita uma discussão sobre a forma de paralelismo a ser aplicada neste trabalho, mostrando que a mesma pode abranger o paralelismo entre inversor-rede e inversor-inversor, garantindo os benefícios de tensões de saída de alta qualidade além da distribuição adequada do fluxo de potência.

1.1 Aplicação de inversores isolados na melhoria da qualidade de energia

De forma abrangente, o uso de inversores está associado com a melhoria da qualidade de energia disponibilizada às cargas. Esta aplicação é bastante comum em sistemas de energia ininterrupta. Estes sistemas diferem dos sistemas isolados apenas por apresentarem uma concordância de operação com a rede elétrica. Esta concordância ocorre basicamente de duas formas: na primeira delas ocorre o monitoramento da tensão da rede elétrica para que o inversor opere na ausência da mesma; na outra forma, o inversor se mantém em sincronismo e fisicamente conectado à rede elétrica, assumindo imediatamente a carga demandada caso haja interrupção no fornecimento de energia por parte da rede principal. Já em aplicações isoladas, as fontes primárias de energia necessitam ter suas tensões adequadas a fim de que os estágios inversores possam ser utilizados. Comercialmente, as aplicações com inversores que

necessitam de monitoramento da rede elétrica estão divididas em 3 grupos conforme descritos a seguir.

1.1.1 Stand By

Um inversor identificado como *stand-by* tem como característica de operação o monitoramento contínuo da rede principal de energia. Esta rede principal pode ser da concessionária, ou uma rede local disponibilizada através de geradores a combustível. Este monitoramento identifica com precisão o momento exato em que o inversor deve entrar em funcionamento caso haja interrupção no fornecimento de energia pela rede principal. O tempo de transferência para que o inversor perceba a falha da rede principal e atue para suprimento das cargas está associado a meio ciclo ou menos da tensão principal. A Figura 1.1 apresenta um esquemático simplificado desta topologia.

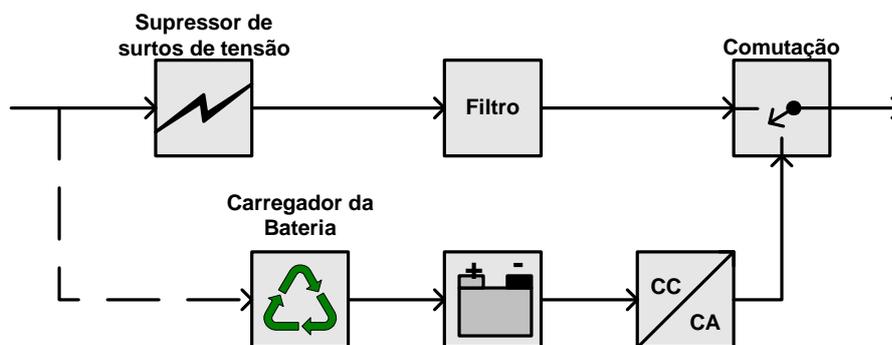


Figura 1.1 – Sistema *stand by*.

Esta aplicação utiliza inversores de baixa potência e conseqüentemente de baixo custo, sendo muito utilizada em micro-computadores. Esta aplicação tem grande apelo comercial devido à sua elevada eficiência, pequenas dimensões e custos bastante reduzidos.

1.1.2 On-line

A principal característica destes sistemas está associada a não existência de tempo de transferência. Neste caso, o inversor supre a carga durante todo o tempo e tem o carregamento do seu banco de baterias através de um retificador de entrada. Obviamente este sistema agrega um número maior de componentes e pode operar como um supressor de distúrbios, elevando o nível da qualidade de energia ao consumidor final. Neste caso, oscilações da rede principal, distúrbios como *sag*, *swell*, e harmônicos de tensão, são totalmente filtrados, sendo a tensão de saída resultante de elevada qualidade. A Figura 1.2 representa a topologia descrita. Comercialmente, sistemas inversores operando com estas características são conhecidos como de Dupla Conversão *On Line* e Conversão Delta *On Line*.

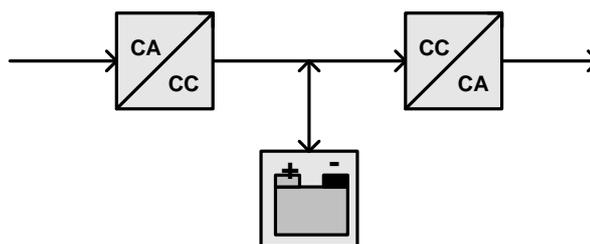


Figura 1.2 – Sistema on line.

O primeiro modelo (Dupla Conversão) é o mais simples deles. Apresenta uma tensão de saída praticamente ideal, entretanto o desgaste de componentes de alimentação diminui a confiabilidade. Quanto às perdas constantes nos circuitos conversores em série, estas comprometem a eficiência e contribuem para diminuição da vida útil do inversor.

Visando atingir potências muito elevadas foi proposto a pouco mais de uma década a topologia identificada como *Delta On Line*. As principais modificações inseridas nesta topologia estão associadas aos estágios de entrada e de retificação. A correção de fator de potência passiva, inserida no sistema, diminui os esforços e garante uma corrente mais adequada tanto para a rede principal quanto para o carregamento de baterias. Em sistemas cujos grupos geradores desempenham o papel de rede principal, o estágio corretor do fator de potência traz grandes benefícios para o funcionamento da máquina [14]. Entretanto, este tipo de estrutura apresenta um volume considerável devido ao aumento de circuitos magnéticos, no estágio de entrada, que operam em baixa frequência.

1.1.3 *Line Interactive*

Neste caso, objetiva-se reunir as boas características presentes nos sistemas descritos anteriormente. Tenta-se considerar eficiência, custo reduzido e reposição instantânea de tensão às cargas. O inversor só alimenta efetivamente a carga em caso de interrupção na rede principal de energia. A Figura 1.3 apresenta o esquema simplificado desta topologia. Enquanto a rede está em operação o inversor se mantém conectado à mesma e pode ser configurado para funcionamento como filtro ativo e carregador do banco de baterias. Esta topologia apresenta características que a impulsionam comercialmente como confiabilidade, boa resposta dinâmica, elevada eficiência e custo reduzido.

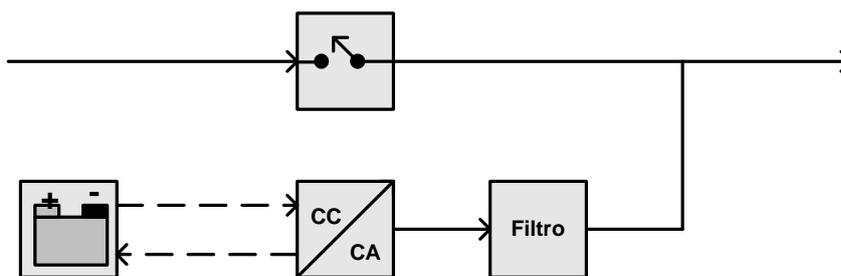


Figura 1.3 – Sistema Line Interactive.

1.2 Paralelismo de inversores

A busca por confiabilidade dos sistemas fornecedores de energia elétrica e a flexibilidade frente a modificações de carga, impulsionam estudos visando o paralelismo de estruturas conversoras em geral. Uma abordagem bastante difundida atualmente está relacionada à utilização de fontes alternativas de energia processando potência paralelamente à rede elétrica. Esta é uma tentativa de aproveitar a disponibilidade energética de fontes como solar, eólica, células de combustível etc. Outra abordagem para o uso de inversores está relacionada ao termo *Microgrid*, fazendo referência a redes de fornecimento de energia elétrica que agregam uma ou mais fontes de energia, independentes da rede elétrica. Estudos estão sendo realizados no sentido de aumentar o uso das fontes, melhorar o desempenho do sistema e dispor de supervisões inteligentes para gerenciamento da energia [15, 16, 17].

O requisito fundamental para operação de inversores em paralelo é o controle da corrente que circulará pelas unidades. No caso do paralelismo entre inversores que operam em modo de controle de tensão, deve-se garantir a distribuição igualitária de corrente. Caso o controle seja estabelecido em modo corrente, pode-se determinar a potência a ser processada em cada unidade. A conexão paralela entre inversores é feita através de uma indutância, permitindo o acoplamento de duas fontes de tensão conforme observado na Figura 1.4. Tendo em vista as equações que regem os sistemas de potência em equilíbrio [18], espera-se que sistemas semelhantes aos apresentados na Figura 1.4 apresentem circulação de energia reativa entre as fontes, caso haja diferenças nas amplitudes de tensões. Quanto à circulação de potência ativa, esta será consequência do ângulo de potência, ou seja, a diferença entre as fases das fontes de tensão.

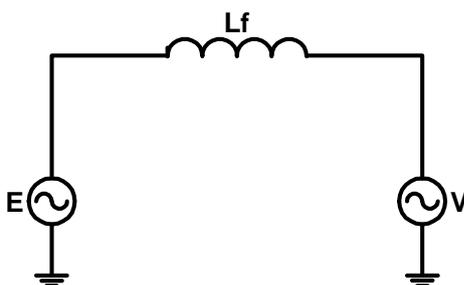


Figura 1.4 – Circuito equivalente simplificado de interconexão entre inversores.

Quanto aos métodos de controle utilizados, o paralelismo entre inversores pode ser efetuado de duas formas. A mais difundida delas trabalha com a interconexão dos controladores dos inversores. De forma simplificada pode-se entender como se os controles individuais de cada inversor compartilhassem informações provenientes de uma central. Outra forma de paralelismo pode ser efetuada sem a interconexão dos controles. Neste caso os inversores operam de forma independente como máquinas síncronas primárias, atendendo as variações de carga e sem comprometimento da estabilidade do sistema.

A seguir são apresentados alguns detalhes específicos dos diferentes tipos de paralelismo sugeridos na literatura.

1.2.1 Paralelismo com Interconexão do Controle

Nas topologias com interconexão, a literatura dispõe de muitos métodos que podem ser empregados para o processamento da potência das estruturas. Dentre as muitas alternativas destacam-se as metodologias *Mestre-Escravo*, *Controle Central* e *Controle Circular em Cadeia*.

i. *Mestre-Escravo*

Em geral, nesta filosofia de controle, existe um inversor “mestre” cuja função principal está associada ao controle de tensão do barramento [19]. Os inversores escravos compartilharão a potência demandada pela carga. O inversor mestre funcionará com um compensador de tensão, já os conversores escravos serão controlados por compensadores de corrente. O esquema proposto por [20] é apresentado na Figura 1.5. As desvantagens deste sistema consistem na operação imprescindível da unidade mestre e da dependência de uma central de processamento de potência para obtenção das correntes de referência.

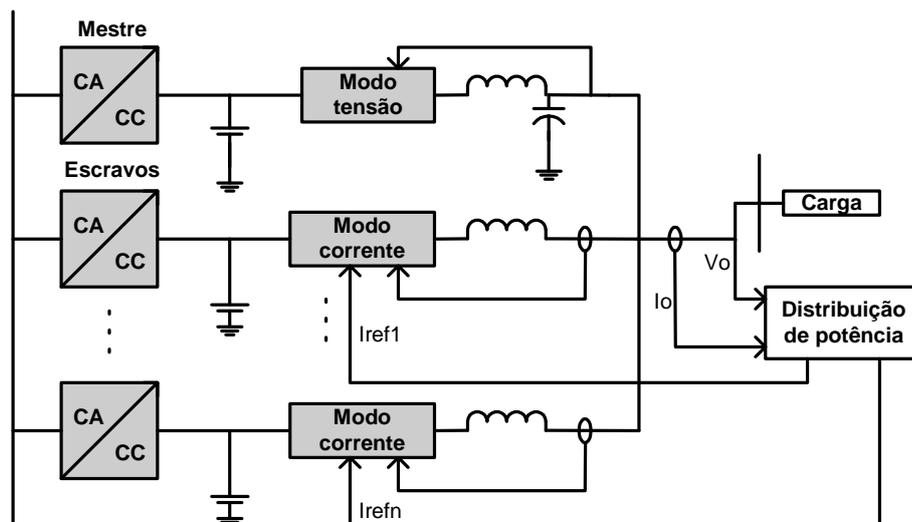


Figura 1.5 – Configuração *Mestre-Escravo*.

ii. Controle Central

Proposto inicialmente para o controle de conversores Buck conforme [21]. Neste esquema as unidades são idênticas, sempre compensadas em modo corrente. Sendo assim a partir dos requisitos de carga determina-se a corrente a ser processada em cada unidade (Figura 1.6). As unidades recebem simultaneamente ações de controle decorrentes das perturbações de carga. Este método de divisão de potência é bastante difundido, inclusive muito utilizado na indústria de retificadores [22]. A desvantagem consiste basicamente da existência da unidade de gerenciamento de potência, que centraliza o controle. Outro agravante desta estrutura é que ao se considerar uma potência reduzida demandada pela carga, os conversores passam a operar em regiões de baixo rendimento, o que compromete significativamente o rendimento global. Para tentar contornar este problema, [23] propõe o cálculo do número de unidades necessárias para suprimento da carga. Entretanto esta última proposta ainda agrega desvantagens na dinâmica dos conversores, provocando afundamentos de tensão durante transitórios de retiradas de carga.

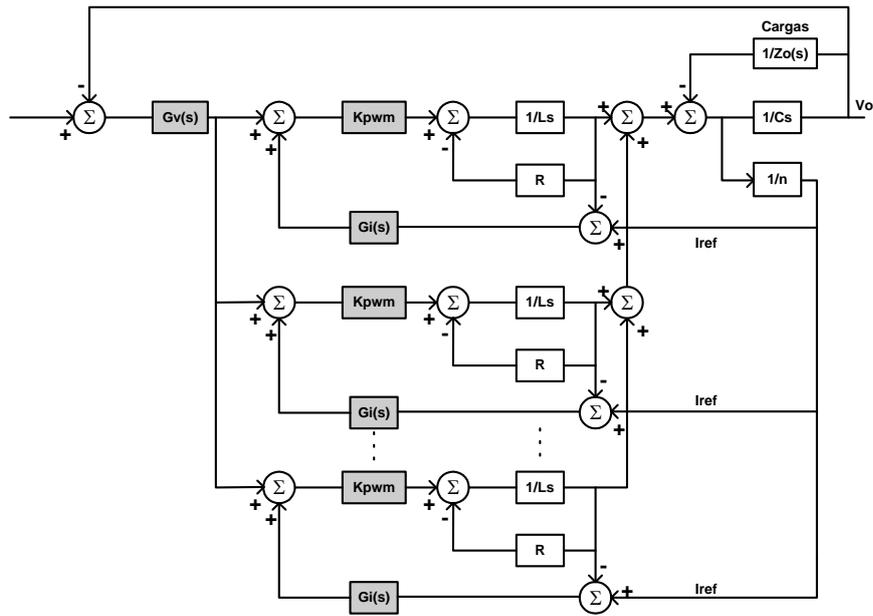


Figura 1.6 – Filosofia de operação - *Central de Controle*.

iii. *Controle Circular em Cadeia*

Neste tipo de paralelismo [24] cada conversor possui uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão. A malha interna de corrente é fechada em “anel”, sendo que as referências para compensação são obtidas a partir da estrutura antecedente. Esta estrutura apresenta boa dinâmica, entretanto seu funcionamento pode ser fatalmente comprometido caso haja rompimento do anel. A Figura 1.7 ilustra este tipo de paralelismo.

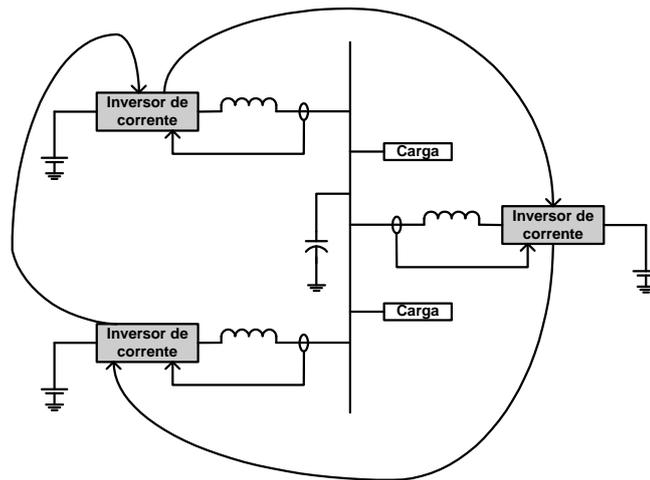


Figura 1.7 – Diagrama de blocos – *Controle Circular em Cadeia*.

1.2.2 *Paralelismo sem Interconexão do Controle*

Algumas topologias de sistemas distribuídos de inversores fazem uso de controle local de frequência e amplitude das unidades. Neste caso, a regulação de tensão e o controle das

variações de frequência são realizados através de curvas específicas, $P-\omega$ e $Q-V$ [25, 26], valendo-se assim dos métodos de controle utilizados em sistemas elétricos de potência.

Com esta filosofia de operação cada unidade passa a funcionar de forma independente, entretanto sincronizadas entre si. Deste modo, a eficiência do sistema é elevada, visto ser possível a adequação de potência de cada unidade independentemente. Outra grande vantagem de sistemas deste tipo é a confiabilidade, isto porque sem a comunicação entre as unidades a retirada de uma ou mais unidades não interrompe o fornecimento de energia às cargas, uma vez que as demais assumem a parcela de potência correspondente a unidade retirada do barramento de carga.

Uma estratégia de controle aplicada a inversores monofásicos foi proposta por [25]. Conforme pode se observar na Figura 1.8, cada unidade inversora possui um bloco de geração de pulsos controlado por uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão. Para o controle de potência existe ainda uma malha mais externa que está embasada nas curvas $P-\omega$ e $Q-V$. Embora este trabalho tenha sido apresentado apenas com resultados de simulação, o mesmo apresenta uma grande contribuição no sentido de inserir a possibilidade de compensação de componentes harmônicas. Isso é feito através do cálculo da potência de distorção.

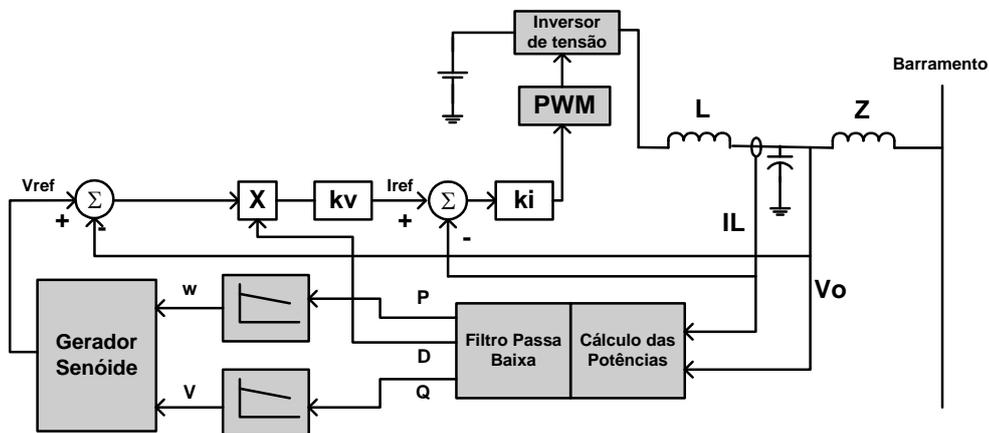


Figura 1.8 – Paralelismo com compensação da potência de distorção.

Um trabalho muito similar ao de [25] foi proposto anteriormente por [27]. O sistema propõe a inserção de uma chave para controle de transitórios de tensão durante a entrada e saída de unidades no barramento e um circuito adicional para retorno da frequência e amplitude da tensão do sistema a valores nominais. Embora o material de divulgação do trabalho não apresente grande riqueza de detalhes sobre o funcionamento da topologia, apresenta resultados experimentais satisfatórios.

Pode-se observar em [28] que as curvas $P-\omega$ e $Q-V$ são utilizadas com controle digital. Neste trabalho a confiabilidade e flexibilidade da técnica que utiliza tais curvas são fortemente confirmadas, entretanto, evidenciam-se também alguns problemas práticos. O principal problema está associado ao caso quando as unidades alimentam cargas não lineares. Outro problema citado em [28] e confirmado em [29], está associado à dinâmica limitada do sistema, principalmente devido ao controle de distribuição de carga ser obtido através do cálculo da potência média. Com vistas a estes problemas, em [28] propõe-se a implementação de três malhas de controle, sendo uma malha interna para regulação de tensão da saída dos conversores, uma malha intermediária capaz de emular a impedância virtual para compensação de correntes harmônicas provenientes de cargas não lineares e, finalmente, uma malha externa cuja função seria equalizar com precisão as potências ativas e reativas e sincronizar a tensão de saída dos inversores no caso de sobrecarga ou de reconexão do equipamento, após manutenção ou expansão do número de unidades. A Figura 1.9 apresenta o diagrama de blocos proposto em [28] com mais detalhes.

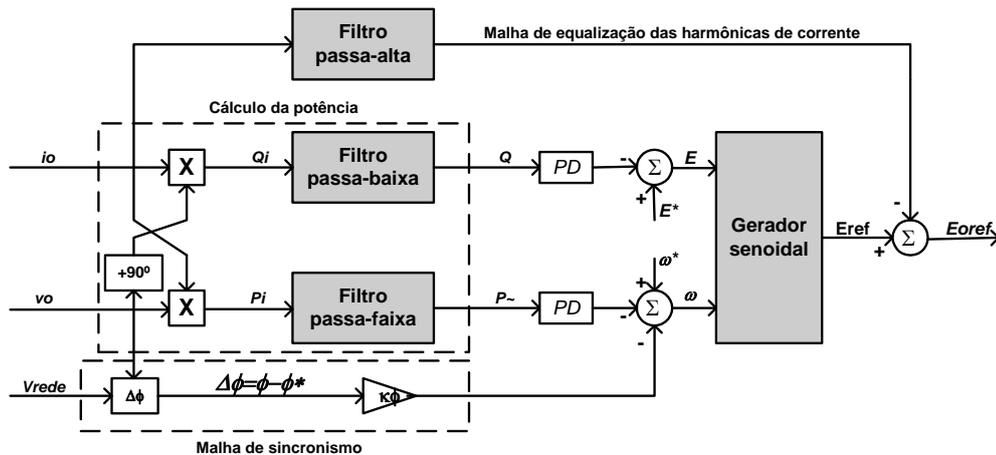


Figura 1.9 – Paralelismo proposto para sistemas com cargas não lineares.

Visando diminuir de forma significativa as oscilações de potência ativa e conseqüentes desvios da freqüência da tensão de saída, é proposta uma modificação na malha de realimentação da referência de tensão em [30]. Neste caso, uma malha interconecta os desvios de freqüência na amplitude da tensão a ser gerada pelo inversor. Entretanto essa pequena inserção tem comprometimentos graves na dinâmica do sistema durante a conexão com a rede ou variações de carga. Estes comprometimentos foram reduzidos através da saturação na malha de controle da tensão. A Figura 1.10 apresenta o controle proposto.

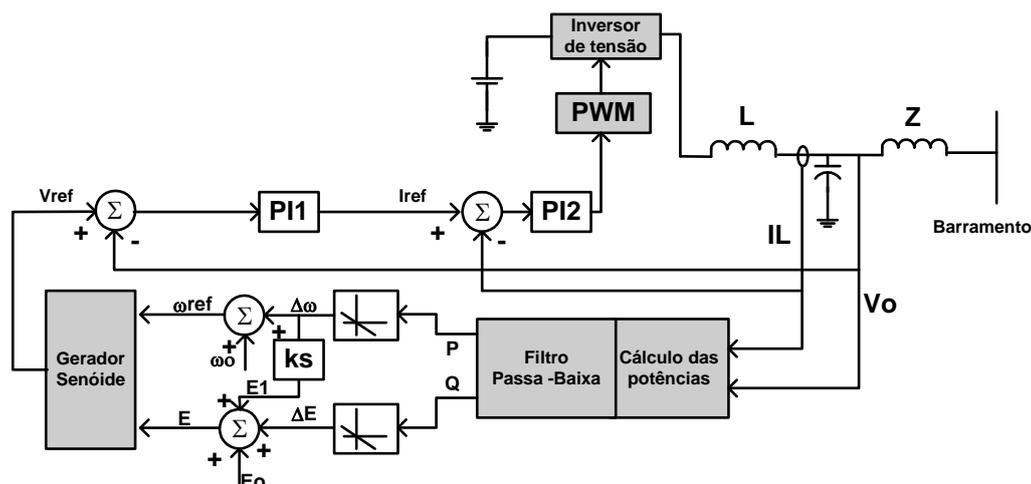


Figura 1.10 – Paralelismo proposto para redução de oscilação de potência ativa.

1.2.3 Conclusões gerais sobre as técnicas de paralelismo abordadas

Conforme se observa, a ausência de comunicação entre unidades torna os métodos analisados na Seção 1.2.2 bastante promissores. Os problemas estão associados em especial à velocidade de resposta do sistema e compensação de energia reativa de distorção. As componentes de distorção podem ser compensadas através de malhas adicionais de compensação. Quanto à dinâmica das respostas, os estudos também se voltam para inserção de novas malhas de compensação, como no caso de [30]. Em [31] observa-se a inserção de uma malha para correção de fase do inversor mediante variações de potência ativa. Este estudo implica em inserir saltos de fase no conversor, cujas máquinas síncronas convencionais estariam impossibilitadas de realizar em virtude da inércia do eixo.

Conforme observado em [28], é possível a conexão paralela entre dois ou mais conversores, cujas realimentações estejam vinculadas às curvas $P-\omega$ e $Q-V$. Neste caso os sistemas tornam-se mais complexos principalmente quando se busca que a frequência de operação não seja alterada frente a variações de carga e entrada e saída de unidades geradoras. Sendo assim, observa-se em [28] um circuito de restauração da frequência nominal, onde a curva $P-\omega$ é ajustada dinamicamente. Entretanto, para esta correção necessita-se um canal de comunicação entre os inversores a fim de informar o valor de referência para a potência ativa, isto porque esta referência depende do número de unidades operando paralelamente. Porém é importante observar que, a menos dos transitórios sentidos durante as variações de carga e do número de unidades operando, as variações de frequência são mínimas e na maior parte das vezes admissíveis dentro das faixas de operação das cargas alimentadas.

1.3 Motivação do Trabalho

Conforme informações de trabalhos referentes à operação de inversores em paralelo, observaram-se grandes vantagens na utilização de sistemas sem interconexão. Entretanto, várias abordagens são efetuadas no sentido de desmerecer tais sistemas, principalmente em virtude da estabilidade, resposta dinâmica e variações na frequência mediante variações de carga. A preocupação com a melhoria destes sistemas vem sendo abordada em estudos como [18, 28, 30, 31].

De acordo com as referências anteriores, os esforços têm sido concentrados visando:

- i) Inserir malhas adicionais capazes de melhorar a resposta dinâmica do sistema;
- ii) Linearizar parâmetros de modo que sejam realizados estudos de estabilidade mais precisos;
- iii) Analisar o posicionamento dos pólos dos sistemas linearizados, a fim de ajustar parâmetros da planta como a indutância de conexão e filtros de medições visando melhorar a resposta dinâmica, sem comprometer a estabilidade do sistema;
- iv) Inserir malhas de compensação capazes de manter a frequência de operação, mesmo durante variações de carga.

O estudo das desvantagens e aperfeiçoamentos de sistemas com paralelismo entre inversores sem interconexão do controle motivou as seguintes observações:

- i) Um estudo detalhado sobre estabilidade de sistemas elétricos de potência, com diversos geradores em paralelo [32], permite concluir que a correta modelação dos inversores garante a estabilidade do sistema, independentemente do número de inversores a serem associados em paralelo.
- ii) Quanto à resposta dinâmica do sistema, pode-se confirmar através das modelações que ela está associada a parâmetros físicos da planta e constantes numéricas utilizadas na filosofia de controle.
- iii) As variações de frequência em sistemas isolados não são comprometedoras, visto que não ultrapassam os valores pré-estabelecidos por norma, nem a faixa de operação das cargas.

1.3.1 Motivação 1: Estabilidade no paralelismo

Propõe-se no presente trabalho a modelação em espaço de estados de sistemas inversores a serem conectados paralelamente sem a interconexão do controle. Para tanto, propõe-se como estágio intermediário a modelação de sistemas compostos por um único inversor conectado a rede elétrica. Objetiva-se com isso analisar a dinâmica do conversor considerando a fonte de tensão em paralelo como um barramento infinito. Posteriormente serão considerados dois inversores em paralelo. A comparação entre os modelos permitirá intuitivamente a generalização de equações de estabilidade para três ou mais inversores em paralelo.

Através das análises de estabilidade sugeridas em [32] são obtidos modelos que descrevem o comportamento da transferência de potência de cada inversor. Estes modelos fornecem parâmetros de desempenho capazes de avaliar a resposta dinâmica frente à estabilidade e velocidade da mesma.

1.3.2 Motivação 2: Otimização das plantas para respostas estáveis, sem potência de ultrapassagem e mais rápidas possíveis.

Após a modelação de pequenos sinais, tanto para a estabilidade de um inversor conectado a um barramento infinito quanto à outra estrutura inversora, podem ser observados alguns parâmetros que podem melhorar significativamente a resposta dos sistemas sem comprometer a estabilidade dos mesmos. Estes parâmetros estão associados aos ganhos resultantes da malha fechada. Estes ganhos devem ser ajustados de tal forma que as potências fornecidas pelos inversores não apresentem valores de ultrapassagem exagerados e atinjam estabilidade no menor intervalo de tempo possível. A modelação permite concluir que as inclinações das curvas de potência $P-\omega$ e $Q-V$, estão associadas diretamente ao ganho do sistema e, conseqüentemente, à velocidade e qualidade da estabilidade. Sendo assim propõe-se também neste trabalho a adequação destas constantes visando a otimização das plantas para respostas rápidas e estáveis, sem taxas de ultrapassagem.

Entretanto, as funções de transferência dos sistemas linearizados apresentam grande número de variáveis que comprometem análises simplificadas e, além disso, as equações de estabilidade apresentam ordens elevadas que dificultam também as análises convencionais. Sendo assim, propõe-se neste trabalho um algoritmo de busca inteligente, baseado em teoria evolutiva, visando a obtenção de inclinações adequadas. Objetiva-se com isto mostrar que dentre as diversas soluções existem aquelas que melhoram significativamente a resposta do

sistema, além de evitar situações destrutivas em que possa existir transferência inadequada de potência.

1.3.3 Metodologia do Trabalho

Visando os objetivos que motivam o trabalho propõe-se inicialmente a modelação de inversores em espaço de estado, tendo como variáveis de entrada as potências ativa e reativa solicitadas e, como variáveis de estado, a velocidade angular e amplitude das tensões de saída. De posse do modelo do inversor, sistemas compostos por inversor-rede serão modelados visando análise de estabilidade e resposta dinâmica conforme metodologia aplicada a geradores síncronos em [32]. Posteriormente, um sistema composto por dois inversores em paralelo será modelado de modo a se analisar a resposta dinâmica conforme a mesma metodologia sugerida para o caso anterior. Os modelos permitirão obter, através de funções de transferência, parâmetros de desempenho dos sistemas. Os parâmetros servirão como indicativos para avaliar a qualidade da estabilidade de cada sistema. A modelação dos sistemas será efetuada no Capítulo 2.

O conhecimento das constantes (presentes no controle do conversor) e dos parâmetros de qualidade do respectivo sistema servirá de banco de dados para um algoritmo baseado na técnica de inteligência artificial denominada Evolução Diferencial que buscará as constantes que resultem em melhores parâmetros de qualidade. A aplicação do algoritmo será efetuada em duas etapas, sendo a primeira, destinada a sistemas compostos por inversor e rede. A segunda é destinada a sistemas compostos por inversores em paralelo. A descrição da técnica de inteligência artificial a ser utilizada bem como a validação desta técnica em sistemas genéricos será realizada no Capítulo 3. Já no Capítulo 4 será apresentada a otimização e os resultados de simulação para modelos específicos referentes ao paralelismo entre inversor e rede elétrica e entre inversores.

Assim como a modelação (Capítulo 2) e os resultados de simulação (Capítulo 4), os resultados experimentais serão apresentados para sistemas compostos por inversor-rede e inversor-inversor. Estes resultados possibilitarão tanto a validação dos modelos quanto a validação da proposta de sintonia das constantes. Estes resultados serão apresentados no Capítulo 5.

Finalmente, no Capítulo 6, serão apresentadas as conclusões do trabalho bem como a possibilidade de trabalhos futuros visando garantir a solidificação do paralelismo entre estruturas inversoras sem interconexão do controle.

Capítulo 2

Modelação e Análise de Estabilidade do sistema frente a perturbações

O método utilizado para averiguar a estabilidade do sistema, frente às perturbações nos pontos de equilíbrio, é similar ao apresentado em [32], sendo este procedimento já consolidado em trabalhos referenciais como [33, 34, 35, 36]. Em [32], apresentou-se uma abordagem para análise de estabilidade através da substituição de variáveis que não sejam estados. Outra forma de denominar esta técnica é a realimentação dos estados. Sendo assim, o sistema em espaço de estados passa a ser descrito na forma:

$$\dot{x} = Ax \tag{2.1}$$

Em [32] a abordagem é realizada para um sistema composto por vários geradores, contudo neste capítulo será definida a formulação para um inversor conectado a um barramento infinito e, posteriormente, para dois inversores conectados em paralelo.

2.1 Modelação do inversor

Inicialmente concentraram-se esforços em modelar o inversor em espaço de estados. De acordo com [18] a frequência e a tensão de saída do inversor são regidas pelas equações conforme (2.2) e (2.3). Estas equações vinculam a frequência e a tensão do inversor respectivamente às potências ativa e reativa fornecidas pelo mesmo.

$$\omega = \omega_0 - k_p P \tag{2.2}$$

$$E = E_0 - k_v Q \quad (2.3)$$

Uma vez que as equações (2.2) e (2.3) regem a lei de controle do conversor, as variáveis de estado do conversor serão definidas como ω e E . Atentando exclusivamente para perturbações mínimas nas variáveis de estado, as equações (2.2) e (2.3), linearizadas, podem ser reescritas como:

$$\Delta\omega = -k_p \Delta P \quad (2.4)$$

$$\Delta E = -k_v \Delta Q \quad (2.5)$$

Deve-se observar que as equações (2.4) e (2.5) dependem das medidas de potência ativa e reativa. Na prática, estes valores são obtidos através do produto de grandezas e filtros atenuadores de oscilações. É importante observar que estes filtros interferem na resposta do sistema, sendo, portanto imprescindível a sua modelação. Considerando as equações (2.4) e (2.5) no domínio da frequência, a inserção de um filtro de primeira ordem fica bastante facilitada conforme se observa nas equações (2.6) e (2.7).

$$\Delta\omega(s) = -k_p \Delta P(s) \cdot \frac{\omega f}{s + \omega f} \quad (2.6)$$

$$\Delta E(s) = -k_v \Delta Q(s) \cdot \frac{\omega f}{s + \omega f} \quad (2.7)$$

Visando a obtenção do sistema na forma de espaço de estados, as equações anteriores são diferenciadas e apresentadas no domínio do tempo como:

$$\dot{\Delta\omega} = -\Delta\omega \cdot \omega f - k_p \Delta P \omega f \quad (2.8)$$

$$\dot{\Delta E} = -\Delta E \cdot \omega f - k_v \Delta Q \omega f \quad (2.9)$$

Conforme se observa pelas duas últimas equações, o sistema encontra-se modelado em espaços de estados, todavia, uma observação importante deve ser realizada: as tensões fornecidas pelo inversor apresentam módulo e fase. Deste modo, esta tensão E deve ser considerada como um valor complexo. Dadas às mínimas perturbações ao sistema, as tensões de eixo direto e quadratura podem ser representadas conforme Figura 2.1.

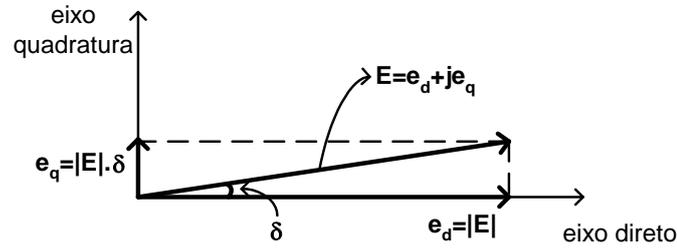


Figura 2.1 – Representação da tensão de saída do inversor em eixo cartesiano.

As variações de δ podem ser representadas em termos de derivadas parciais em relação às tensões de eixo direto e de eixo quadratura.

$$\Delta\delta = \frac{\partial\delta}{\partial e_d} \Delta e_d + \frac{\partial\delta}{\partial e_q} \Delta e_q \quad (2.10)$$

onde:

$$\frac{\partial\delta}{\partial e_d} = -\frac{e_q}{e_q^2 + e_d^2} \quad (2.11)$$

$$\frac{\partial\delta}{\partial e_q} = \frac{e_d}{e_q^2 + e_d^2} \quad (2.12)$$

Considerando que a fase pode ser obtida a partir da integral da velocidade angular a velocidade pode ser equacionada a partir da variação das tensões de eixo direto e quadratura, representadas em (2.10). Isto resulta em:

$$\Delta\omega = \frac{\partial\delta}{\partial e_d} \dot{\Delta e_d} + \frac{\partial\delta}{\partial e_q} \dot{\Delta e_q} \quad (2.13)$$

A fim de promover a isolamento das variações das tensões do eixo direto e do eixo quadratura, representadas em (2.13), torna-se necessária a obtenção de mais uma equação que possibilite relacionar estas variações com a tensão obtida em (2.3). A relação existente entre as componentes de tensão e o módulo pode ser observada em (2.14).

$$\Delta E^2 = \Delta e_d^2 + \Delta e_q^2 \quad (2.14)$$

A equação (2.14) não se mostra atrativa em virtude das não linearidades implícitas aos valores perturbados. Sendo assim propõe-se a linearização dos termos supondo um ponto de equilíbrio definido pelo conjunto $\{E \ e_d \ e_q\}$.

$$E.\Delta E = e_d \Delta e_d + e_q \Delta e_q \quad (2.15)$$

Finalmente, pode-se escrever a tensão ΔE :

$$\Delta E = \frac{e_d}{E} \Delta e_d + \frac{e_q}{E} \Delta e_q \quad (2.16)$$

Visto que as grandezas perturbadas estão sendo multiplicadas por constantes, as propriedades de equações lineares são válidas e obtém-se:

$$\dot{\Delta E} = \frac{e_d}{E} \dot{\Delta e_d} + \frac{e_q}{E} \dot{\Delta e_q} \quad (2.17)$$

As equações 2.17 e 2.13 permitem a isolação das variações das tensões do eixo direto e do eixo quadratura. Sucessivas manipulações algébricas, utilizando as equações (2.16) e (2.9), possibilitam a obtenção das tensões do eixo direto e do eixo quadratura na forma de espaço de estados.

$$\dot{\Delta e_d} = k_1 \Delta \omega + k_2 \Delta e_d + k_3 \Delta e_q + k_4 \Delta Q \quad (2.18)$$

$$\dot{\Delta e_q} = k_5 \Delta \omega + k_6 \Delta e_d + k_7 \Delta e_q + k_8 \Delta Q \quad (2.19)$$

Onde:

$$k_1 = \frac{\frac{e_q}{E}}{\frac{e_q}{E} \frac{\partial \delta}{\partial e_d} - \frac{e_d}{E} \frac{\partial \delta}{\partial e_q}} \quad (2.20)$$

$$k_2 = \frac{\frac{e_d}{E} \frac{\partial \delta}{\partial e_q} \omega f}{\frac{e_q}{E} \frac{\partial \delta}{\partial e_d} - \frac{e_d}{E} \frac{\partial \delta}{\partial e_q}} \quad (2.21)$$

$$k_3 = \frac{\frac{e_q}{E} \frac{\partial \delta}{\partial e_q} \omega f}{\frac{e_q}{E} \frac{\partial \delta}{\partial e_d} - \frac{e_d}{E} \frac{\partial \delta}{\partial e_q}} \quad (2.22)$$

$$k_4 = \frac{kv \frac{\partial \delta}{\partial e_q} \omega f}{\frac{\partial \delta}{\partial e_d} \frac{e_q}{E} - \frac{\partial \delta}{\partial e_q} \frac{e_d}{E}} \quad (2.23)$$

$$k_5 = \frac{\frac{e_d}{E}}{\frac{e_d}{E} \frac{\partial \delta}{\partial e_q} - \frac{e_q}{E} \frac{\partial \delta}{\partial e_d}} \quad (2.24)$$

$$k_6 = \frac{\frac{e_d}{E} \frac{\partial \delta}{\partial e_d} \omega f}{\frac{e_d}{E} \frac{\partial \delta}{\partial e_q} - \frac{e_q}{E} \frac{\partial \delta}{\partial e_d}} \quad (2.25)$$

$$k_7 = \frac{\frac{e_q}{E} \frac{\partial \delta}{\partial e_d} \omega f}{\frac{e_d}{E} \frac{\partial \delta}{\partial e_q} - \frac{e_q}{E} \frac{\partial \delta}{\partial e_d}} \quad (2.26)$$

$$k_8 = \frac{kv \frac{\partial \delta}{\partial e_d} \omega f}{\frac{e_d}{E} \frac{\partial \delta}{\partial e_q} - \frac{e_q}{E} \frac{\partial \delta}{\partial e_d}} \quad (2.27)$$

A equação de estado representando o comportamento do inversor, mediante as solicitações de potência, está representada em (2.28).

$$\begin{bmatrix} \dot{\Delta \omega} \\ \dot{\Delta e_d} \\ \dot{\Delta e_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega f & 0 & 0 \\ k_1 & k_2 & k_3 \\ k_5 & k_6 & k_7 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \omega \\ \Delta e_d \\ \Delta e_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -k_p \omega f & 0 \\ 0 & k_4 \\ 0 & k_8 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

2.2 Modelação do sistema completo – inversor em paralelo com barra infinita

Nesta seção a modelação envolve o paralelismo de uma estrutura inversora com a rede elétrica. A Figura 2.2 ilustra o sistema proposto.

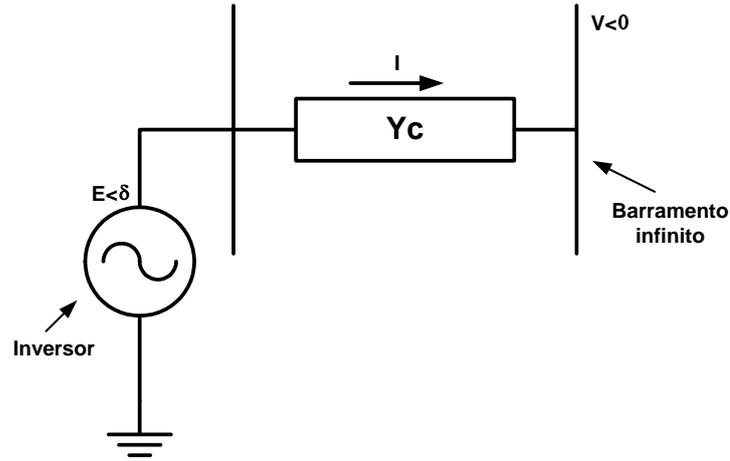


Figura 2.2 – Sistema proposto para paralelismo com a rede elétrica.

De acordo com as leis de Kirchoff, a corrente vetorial \vec{I} pode ser obtida pela equação (2.29).

$$\vec{I} = Y_c(\vec{E} - \vec{V}) \quad (2.29)$$

Uma vez que o barramento é considerado de capacidade infinita e não há cargas inseridas nos terminais do inversor, a corrente \vec{I} transferida do inversor é totalmente absorvida pela barra. Mantendo o sentido da corrente conforme figura, tem-se que as correntes vetoriais \vec{I}_E e \vec{I}_V são exatamente iguais. Sendo assim a equação (2.29) pode ser representada matricialmente conforme (2.30).

$$\begin{bmatrix} \vec{I}_E \\ \vec{I}_V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_c & -Y_c \\ Y_c & -Y_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{E} \\ \vec{V} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Conforme observado em [32], a matriz de admitâncias deve ser colocada na sua forma real. Isto implica em transformar toda equação (2.30) para o conjunto dos números reais. A equação (2.31) apresenta a nova forma de representação onde a e b representam respectivamente os valores, real e imaginário, da admitância.

$$\begin{bmatrix} I_{dE} \\ I_{qE} \\ I_{dV} \\ I_{qV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & -b & -a & b \\ b & a & -b & -a \\ a & -b & -a & b \\ b & a & -b & -a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_d \\ E_q \\ V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Uma vez que a potência disponibilizada pelo inversor é totalmente transferida para a rede, pode-se restringir o cálculo do fluxo de potência somente para o “gerador” em análise. Sendo assim pode escrever, respectivamente, a potências ativa e potência reativa fornecidas

pelo inversor, conforme equações (2.32) e (2.33). Pelo mesmo fato aqui apresentado a equação (2.31) pode ser simplificada como se observa em (2.34).

$$P = E_d I_{dE} + E_q I_{qE} \quad (2.32)$$

$$Q = E_d I_{qE} - E_q I_{dE} \quad (2.33)$$

$$\begin{bmatrix} I_{dE} \\ I_{qE} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & -b \\ b & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

As equações de potência (2.32) e (2.33) podem ser linearizadas e representadas na forma matricial conforme (2.35).

$$\begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{dE} & I_{qE} \\ -I_{qE} & I_{dE} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta E_d \\ \Delta E_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_d & E_q \\ E_q & -E_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_{dE} \\ \Delta I_{qE} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Observando-se a equação (2.34) verifica-se que esta pode ser linearizada de modo que possa ser substituída em (2.35). A equação (2.34) linearizada é apresentada a seguir:

$$\begin{bmatrix} \Delta I_{dE} \\ \Delta I_{qE} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & -b \\ b & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta E_d \\ \Delta E_q \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Substituindo (2.36) em (2.35) e evidenciando-se o vetor de tensões resulta-se em:

$$\begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} I_{dE} & I_{qE} \\ -I_{qE} & I_{dE} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_d & E_q \\ E_q & -E_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & -b \\ b & a \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \Delta E_d \\ \Delta E_q \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Visando a averiguar a estabilidade do sistema através da técnica de realimentação dos estados [32], a entrada da equação apresentada em (2.28) pode ser reescrita como uma combinação dos estados. Para tanto deve ser aplicada uma simples transformação conforme (2.38).

$$\begin{bmatrix} \Delta E_d \\ \Delta E_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \omega \\ \Delta E_d \\ \Delta E_q \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Na seqüência a equação (2.38) pode ser substituída em (2.39) conforme apresentado a seguir:

$$\begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} I_{dE} & I_{qE} \\ -I_{qE} & I_{dE} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_d & E_q \\ E_q & -E_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & -b \\ b & a \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \omega \\ \Delta E_d \\ \Delta E_q \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Finalmente, a substituição da equação (2.39) em (2.28) resultará numa expressão matricial conforme (2.40), em que a matriz $[A]$ será expressa conforme (2.41):

$$\begin{bmatrix} \dot{\Delta \omega} \\ \dot{\Delta E}_d \\ \dot{\Delta E}_q \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} \Delta \omega \\ \Delta E_d \\ \Delta E_q \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\omega f & 0 & 0 \\ k_1 & k_2 & k_3 \\ k_5 & k_6 & k_7 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -k_p \omega f & 0 \\ 0 & k_4 \\ 0 & k_8 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} I_{dE} & I_{qE} \\ -I_{qE} & I_{dE} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_d & E_q \\ E_q & -E_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & -b \\ b & a \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Resumindo, $[A]$ descreve através de seus autovalores o comportamento do sistema frente a perturbações nas variáveis para o ponto de operação. Esta matriz pode também ser convertida numa função de transferência cujas raízes determinarão os pólos do sistema.

2.3 Validação do modelo – inversor em paralelo com barra infinita

Visando a validação do modelo matemático proposto pelas equações (2.40) e (2.41), foi realizada a simulação de um sistema proposto em [18, 35], cujas características de equilíbrio podem ser observadas na Tabela 2.1. A Figura 2.3 apresenta o comportamento da frequência do inversor tanto para o modelo simulado em MATLAB/Simulink[®], quanto para o modelo matemático proposto. Como se pode verificar as divergências de comportamento da frequência são praticamente desprezíveis.

Tabela 2.1 – Parâmetros do sistema proposto em [33]

Parâmetro	Valor
Impedância da linha	$0,2+j1 (\Omega)$
Frequência de corte do filtro de medição	$37,7 (rad/s)$
Potência aparente no inversor	$1000+j550 (VA)$
Tensão na rede (V)	$220 (V_{rms})$
Tensão no inversor (E)	$223,32 (V_{rms})$
Frequência da rede (ω)	$377 (rad/s)$
Ângulo de potência: inversor-rede	$0,0181 (rad)$
Constante k_p	$1,3798e-004 (rad.s^{-1}.W^{-1})$
Constante k_v	$2,7441e-004 (rad.s^{-1}.VAr^{-1})$

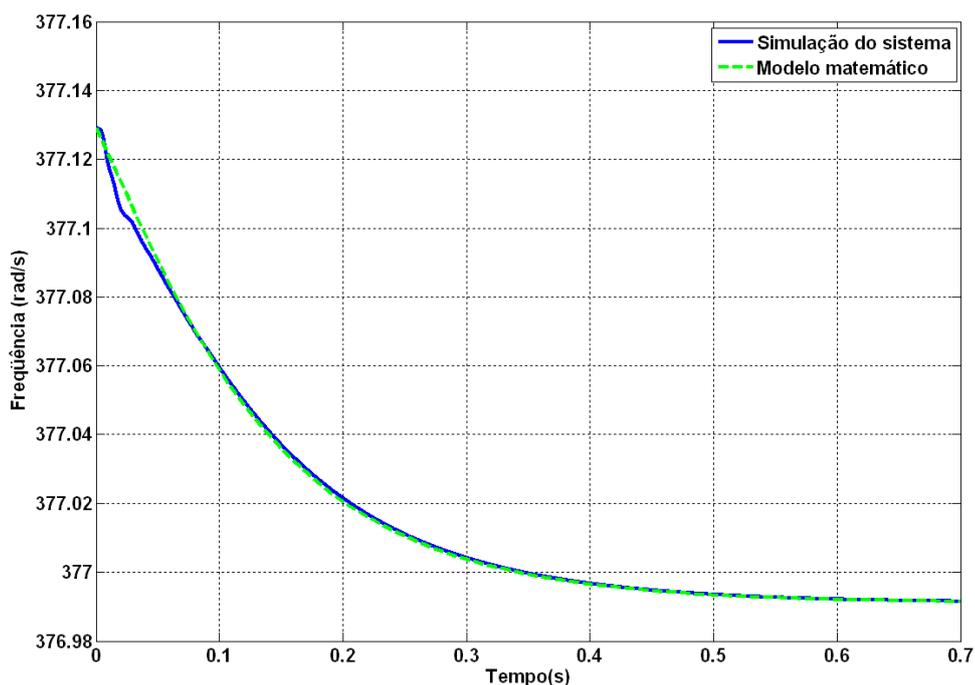


Figura 2.3 – Comparação da frequência do inversor obtida através de simulação do sistema e modelo matemático proposto.

Já a Figura 2.4 apresenta o comportamento da outra variável de estado do sistema: a tensão do inversor. Embora se observe a validade do modelo, uma pequena diferença de comportamento é observada. Isto se deve principalmente à linearização presente nos equacionamentos (2.14) a (2.19). Outro fato que também contribui para pequenas diferenças na tensão de equilíbrio do inversor é o cálculo do ponto de equilíbrio. Neste cálculo existem dois fatores comprometedores: o ângulo de potência linearizado e o reativo indutivo da impedância de conexão. Isto contribui principalmente para que os valores de potência reativa demandada pelo inversor não sejam exatamente conforme calculados. Sendo assim, pela lei de controle das curvas $P-\omega Q-V$, diferenças nas potências reativas resultarão em diferenças de tensão. Contudo, é importante salientar que estas diferenças podem ser reduzidas, desde que os parâmetros de equilíbrio do sistema não sejam obtidos a partir das equações estáticas de cálculo de potência de sistemas elétricos, mas sim rodando o fluxo de carga através de algoritmos iterativos.

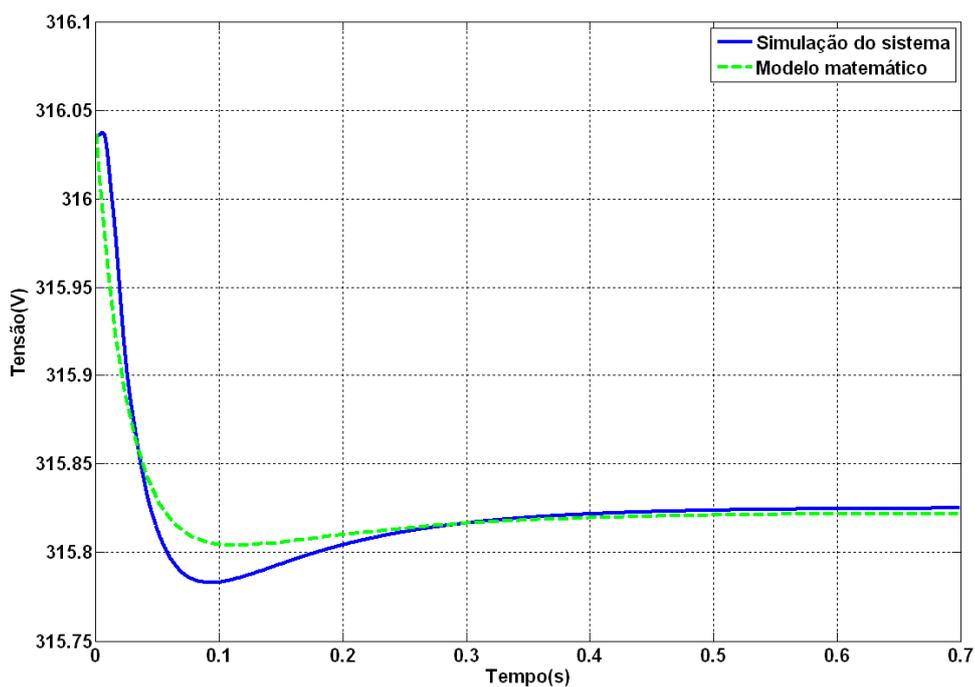


Figura 2.4 – Comparação da tensão de pico do inversor obtida através de simulação do sistema e modelo matemático proposto.

2.4 Modelação do sistema completo – inversores em paralelo

Nesta etapa propõe-se a modelação do sistema completo, visando à obtenção da matriz $[A]$ considerando duas estruturas inversoras em paralelo. A Figura 2.5 ilustra o sistema proposto.

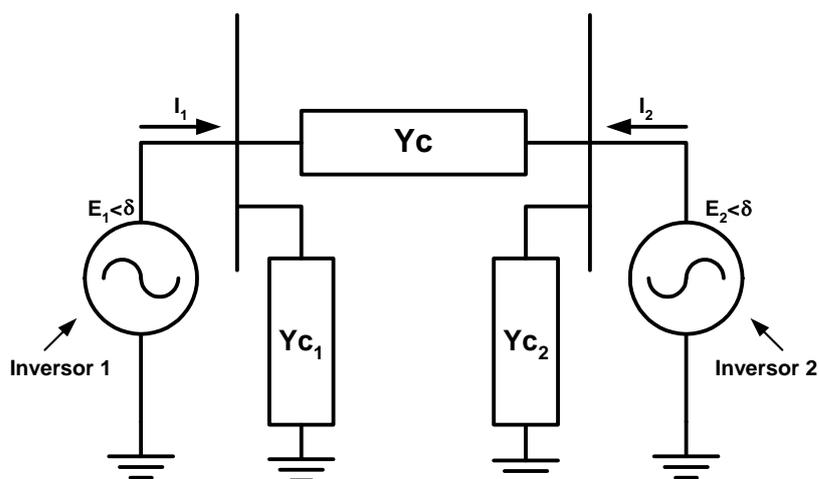


Figura 2.5 – Sistema proposto para paralelismo entre dois inversores.

Considerando o sentido das correntes I_1 e I_2 , a equação (2.30) pode ser reescrita conforme (2.42).

$$\begin{bmatrix} \vec{I}_{E1} \\ \vec{I}_{E2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Yc + Yc_1 & -Yc \\ -Yc & Yc + Yc_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{E}_1 \\ \vec{E}_2 \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Como consequência a equação (2.31) é também readaptada.

$$\begin{bmatrix} I_{d1} \\ I_{q1} \\ I_{d2} \\ I_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & -b_{11} & -a_{12} & b_{12} \\ b_{11} & a_{11} & -b_{12} & -a_{12} \\ -a_{21} & b_{21} & a_{22} & -b_{22} \\ -b_{21} & -a_{21} & b_{22} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{1d} \\ E_{1q} \\ E_{2d} \\ E_{2q} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Dado que as estruturas inversoras fornecem suas potências individualmente, necessita-se generalizar as equações (2.32) e (2.33). Considera-se “i” o índice que faz referência a cada sistema inversor.

$$P_i = E_{id}I_{id} + E_{iq}I_{iq} \quad (2.44)$$

$$Q_i = E_{id}I_{iq} - E_{iq}I_{id} \quad (2.45)$$

Sendo assim, as equações (2.44) e (2.45) podem ser linearizadas e representadas de forma matricial.

$$\begin{bmatrix} \Delta P_1 \\ \Delta Q_1 \\ \Delta P_2 \\ \Delta Q_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{1d} & I_{1q} & 0 & 0 \\ -I_{1q} & I_{1d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_{2d} & I_{2q} \\ 0 & 0 & -I_{2q} & I_{2d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta E_{1d} \\ \Delta E_{1q} \\ \Delta E_{2d} \\ \Delta E_{2q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{1d} & E_{1q} & 0 & 0 \\ E_{1q} & -E_{1d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & E_{2d} & E_{2q} \\ 0 & 0 & E_{2q} & -E_{2d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_{1d} \\ \Delta I_{1q} \\ \Delta I_{2d} \\ \Delta I_{2q} \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

A linearização da equação (2.43) permite a substituição direta da mesma em (2.46). A equação (2.47) apresenta a equação resultante.

$$\begin{bmatrix} \Delta P_1 \\ \Delta Q_1 \\ \Delta P_2 \\ \Delta Q_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{1d} & I_{1q} & 0 & 0 \\ -I_{1q} & I_{1d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_{2d} & I_{2q} \\ 0 & 0 & -I_{2q} & I_{2d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta E_{1d} \\ \Delta E_{1q} \\ \Delta E_{2d} \\ \Delta E_{2q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{1d} & E_{1q} & 0 & 0 \\ E_{1q} & -E_{1d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & E_{2d} & E_{2q} \\ 0 & 0 & E_{2q} & -E_{2d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{11} & -b_{11} & -a_{12} & b_{12} \\ b_{11} & a_{11} & -b_{12} & -a_{12} \\ -a_{21} & b_{21} & a_{22} & -b_{22} \\ -b_{21} & -a_{21} & b_{22} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta E_{1d} \\ \Delta E_{1q} \\ \Delta E_{2d} \\ \Delta E_{2q} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Os termos linearizados das tensões podem ser evidenciados conforme (2.48).

$$\begin{bmatrix} \Delta P_1 \\ \Delta Q_1 \\ \Delta P_2 \\ \Delta Q_2 \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} I_{1d} & I_{1q} & 0 & 0 \\ -I_{1q} & I_{1d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_{2d} & I_{2q} \\ 0 & 0 & -I_{2q} & I_{2d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{1d} & E_{1q} & 0 & 0 \\ E_{1q} & -E_{1d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & E_{2d} & E_{2q} \\ 0 & 0 & E_{2q} & -E_{2d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{11} & -b_{11} & -a_{12} & b_{12} \\ b_{11} & a_{11} & -b_{12} & -a_{12} \\ -a_{21} & b_{21} & a_{22} & -b_{22} \\ -b_{21} & -a_{21} & b_{22} & a_{22} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \Delta E_{1d} \\ \Delta E_{1q} \\ \Delta E_{2d} \\ \Delta E_{2q} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

A equação de estados para o sistema contendo dois inversores pode ser escrita readequando a equação (2.28).

$$\begin{bmatrix} \dot{\Delta\omega}_1 \\ \Delta E_{1d} \\ \dot{\Delta E}_{1q} \\ \dot{\Delta\omega}_2 \\ \Delta E_{2d} \\ \dot{\Delta E}_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega f_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k_{11} & k_{12} & k_{13} & 0 & 0 & 0 \\ k_{15} & k_{16} & k_{17} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega f_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_{21} & k_{22} & k_{23} \\ 0 & 0 & 0 & k_{25} & k_{26} & k_{27} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\omega_1 \\ \Delta E_{1d} \\ \Delta E_{1q} \\ \Delta\omega_2 \\ \Delta E_{2d} \\ \Delta E_{2q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -k_{1p}\omega f_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_{14} & 0 & 0 \\ 0 & k_{18} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -k_{2p}\omega f_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_{24} \\ 0 & 0 & 0 & k_{28} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P_1 \\ \Delta Q_1 \\ \Delta P_2 \\ \Delta Q_2 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

A fim de averiguar a estabilidade do sistema utilizando o método descrito em [32], necessita-se eliminar as variáveis que não sejam estados. Neste caso o vetor linearizado de potências, observado em (2.49) deverá ser substituído por outro que contenha as variáveis de estado. Observando a equação (2.48) verifica-se que a readequação do vetor linearizado de tensões implicará na readequação do vetor linearizado de potências. Sendo assim, propõe-se a transformação apresentada em (2.50).

$$\begin{bmatrix} \Delta E_{1d} \\ \Delta E_{1q} \\ \Delta E_{2d} \\ \Delta E_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\omega_1 \\ \Delta E_{1d} \\ \Delta E_{1q} \\ \Delta\omega_2 \\ \Delta E_{2d} \\ \Delta E_{2q} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

Substituindo (2.50) em (2.48) passa-se a ter o vetor linearizado de potências em função das variáveis de estado conforme exposto em (2.51).

$$\begin{bmatrix} \Delta P_1 \\ \Delta Q_1 \\ \Delta P_2 \\ \Delta Q_2 \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} I_{1d} & I_{1q} & 0 & 0 \\ -I_{1q} & I_{1d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_{2d} & I_{2q} \\ 0 & 0 & -I_{2q} & I_{2d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{1d} & E_{1q} & 0 & 0 \\ E_{1q} & -E_{1d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & E_{2d} & E_{2q} \\ 0 & 0 & E_{2q} & -E_{2d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{11} & -b_{11} & -a_{12} & b_{12} \\ b_{11} & a_{11} & -b_{12} & -a_{12} \\ -a_{21} & b_{21} & a_{22} & -b_{22} \\ -b_{21} & -a_{21} & b_{22} & a_{22} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\omega_1 \\ \Delta E_{1d} \\ \Delta E_{1q} \\ \Delta\omega_2 \\ \Delta E_{2d} \\ \Delta E_{2q} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

A substituição de (2.51) em (2.49) permite a representação do sistema conforme sugerido em (2.1). A matriz $[A]$ resultante passa a ser:

$$[A] = \begin{bmatrix} -\omega f_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k_{11} & k_{12} & k_{13} & 0 & 0 & 0 \\ k_{15} & k_{16} & k_{17} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega f_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_{21} & k_{22} & k_{23} \\ 0 & 0 & 0 & k_{25} & k_{26} & k_{27} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -k_{1p}\omega f_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_{14} & 0 & 0 \\ 0 & k_{18} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -k_{2p}\omega f_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_{24} \\ 0 & 0 & 0 & k_{28} \end{bmatrix} \cdot [H] \quad (2.52)$$

Sendo,

$$[H] = \left(\begin{bmatrix} I_{1d} & I_{1q} & 0 & 0 \\ -I_{1q} & I_{1d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_{2d} & I_{2q} \\ 0 & 0 & -I_{2q} & I_{2d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{1d} & E_{1q} & 0 & 0 \\ E_{1q} & -E_{1d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & E_{2d} & E_{2q} \\ 0 & 0 & E_{2q} & -E_{2d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{11} & -b_{11} & -a_{12} & b_{12} \\ b_{11} & a_{11} & -b_{12} & -a_{12} \\ -a_{21} & b_{21} & a_{22} & -b_{22} \\ -b_{21} & -a_{21} & b_{22} & a_{22} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

2.5 Validação do modelo – inversores em paralelo

Seguindo o mesmo procedimento da Seção 2.3, objetiva-se a validação do modelo matemático que foi proposto através das equações (2.1), (2.40), (2.52) e (2.53). Para tanto foi utilizado um sistema previamente analisado em [33, 35]. Os pontos de equilíbrio são apresentados na Tabela 2.2.

Conforme se observa pela Figura 2.6, o comportamento da frequência dos inversores para o modelo matemático proposto está de acordo com a simulação do sistema. As divergências são conseqüências de atrasos não previstos pelo modelo. Estes atrasos estão associados principalmente à resposta do compensador de tensão dos inversores. Vale salientar que os inversores não são fontes ideais e não apresentam respostas instantâneas às variações impostas à tensão de referência. Embora em menor escala, também se observa um pequeno atraso da simulação em relação ao modelo desenvolvido em virtude da fase inserida no cálculo das potências. Isto porque o cálculo das potências não é efetuado com valores instantâneos de tensão e corrente, mas sim com valores eficazes.

As Figuras 2.7 e 2.8 mostram o comportamento das tensões de pico dos inversores. Observa-se que o modelo representa o comportamento dinâmico das tensões dos inversores. Já as diferenças de valores verificadas são conseqüência dos pontos de equilíbrio alcançados. Pelas mesmas razões discutidas na Seção 2.3, o ponto de equilíbrio para a energia reativa demandada pelos inversores não é exatamente conforme calculado. Sendo assim, diferenças na energia reativa demandada, resultam em diferenças nas tensões de equilíbrio. A Figura 2.9 confirma a diferença de energia reativa no ponto de equilíbrio dos inversores simulados.

Tabela 2.2 – Parâmetros do sistema – inversores em paralelo

Parâmetro	Valor
Impedância da linha	$0,2+j3,1 (\Omega)$
Frequência de corte do filtro de medição	$37,7 (rad/s)$
Carga local do inversor 1	$296+j313 (VA)$
Carga local do inversor 2	$317+j55 (VA)$
Potência aparente no inversor 1	$306+j184 (VA)$
Potência aparente no inversor 2	$306+j184 (VA)$
Tensão no inversor 1	$127 (V_{rms})$
Tensão no inversor 2	$130,3-j0,38 (V_{rms})$
Frequência da rede (ω)	$377 (rad/s)$
Constante k_p	$5e-004 (rad.s^{-1}.W^{-1})$
Constante k_v	$5e-004 (rad.s^{-1}.VA^{-1})$

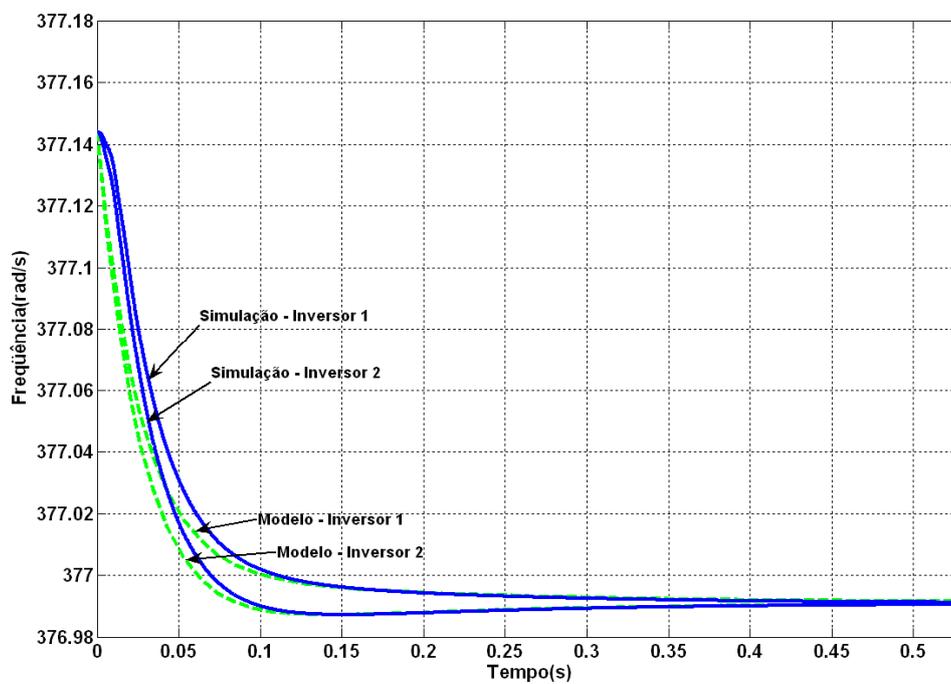


Figura 2.6 – Comparação da frequência dos inversores obtida através de simulação do sistema e do modelo matemático proposto.

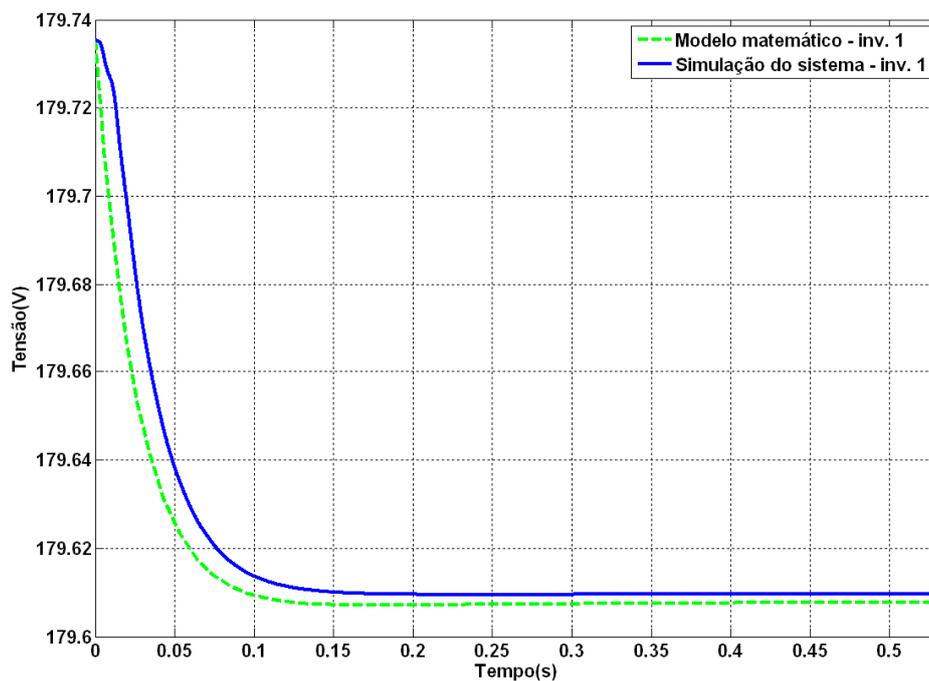


Figura 2.7 – Comparação da tensão de pico do inversor 1 obtida através de simulação do sistema e modelo matemático proposto.

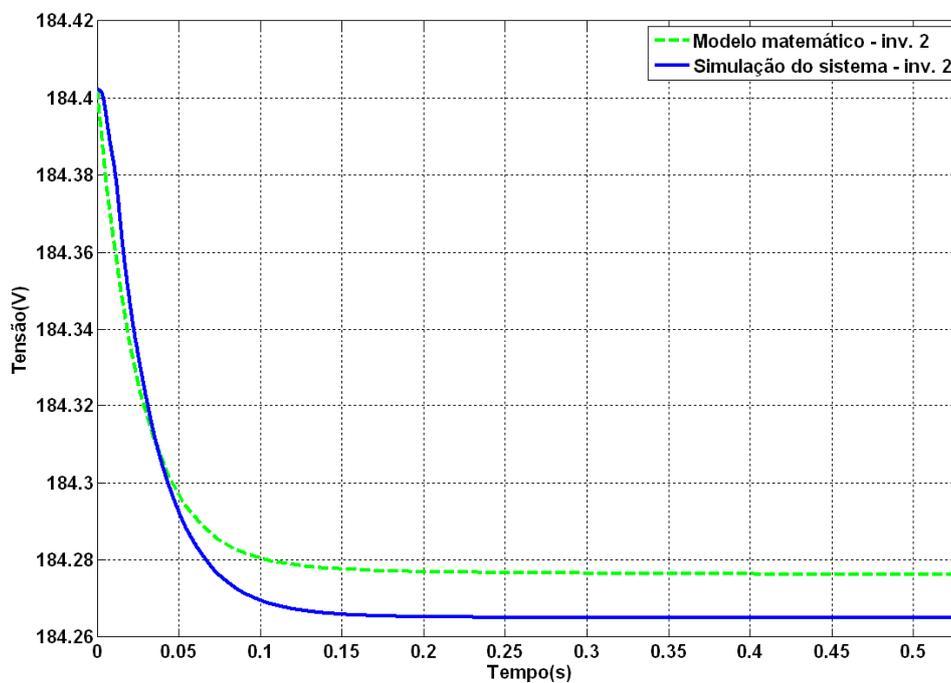


Figura 2.8 – Comparação da tensão de pico do inversor 2 obtida através de simulação do sistema e modelo matemático proposto.

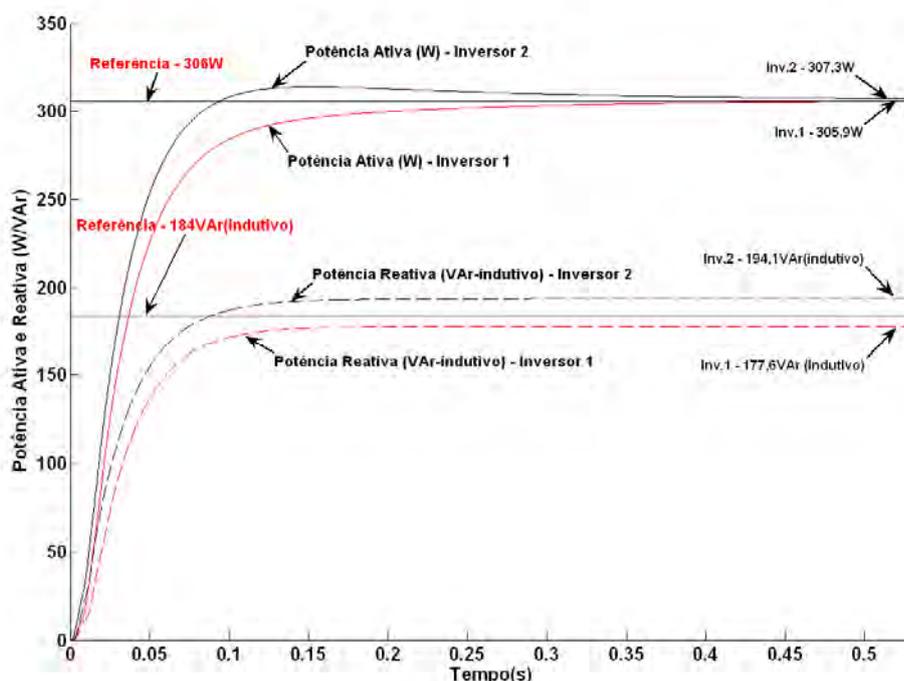


Figura 2.9 – Comportamento das potências ativa e reativa dos inversores em paralelo.

Como se pode notar, esperava-se que a energia reativa dos inversores se equilibrasse na potência de referência (184VAr-indutivo), entretanto este fato não é observado. O ligeiro acréscimo de potência reativa indutiva no inversor 2, e conseqüente decréscimo no inversor 1, resultam, respectivamente, em diminuição da tensão de equilíbrio do inversor 2 (Figura 2.8) e acréscimo na tensão de equilíbrio do inversor 1 (Figura 2.7). Estas divergências podem ser previstas ou suprimidas caso os parâmetros de equilíbrio presentes na Tabela 2.2 fossem obtidos não apenas através das equações estáticas de potência, mas sim rodando o fluxo de carga do sistema.

2.6 Conclusões do Capítulo

Desde que os inversores possam ser considerados geradores de tensão, a análise de estabilidade de sistemas compostos pelo paralelismo entre estas estruturas pode ser executada de acordo com as teorias convencionais de Sistemas Elétricos de Potência. Neste capítulo, foi realizada a modelação de sistemas compostos por um inversor paralelizado a rede e de dois inversores paralelizados entre si. De acordo com a técnica de realimentação de estados pode-se obter modelos representados em espaço de estados capazes de representar o comportamento de tais sistemas mediante perturbações em torno de seus pontos de equilíbrio.

Resultados comparativos entre a modelação e sistemas simulados comprovaram a adequação do modelo.

Conforme as descrições metodológicas do capítulo introdutório, os modelos desenvolvidos servirão, nos Capítulos subsequentes, como fonte de informações sobre os parâmetros de desempenho dos sistemas a serem otimizados. Sendo assim, a partir da matriz modelada [A], será possível avaliar melhores respostas para os sistemas, garantindo estabilidade e velocidade na resposta dinâmica.

Vale ainda ressaltar que modelos compostos por três ou mais inversores (fontes de tensão) podem ser facilmente obtidos a partir de procedimentos similares aos utilizados para a modelação de dois inversores em paralelo.

Capítulo 3

Evolução diferencial no ajuste da estabilidade

A evolução diferencial surgiu com o objetivo de minimizar funções contínuas não lineares e não diferenciáveis. Problemas envolvendo otimizações globais em espaços contínuos são muito discutidos na comunidade científica. Muitas técnicas de inteligência artificial voltam-se para essa tarefa com o objetivo de otimizar parâmetros do sistema a partir da supervisão de erros, inserção de funções de pertinência e avaliação de funções custo. O procedimento padrão para problemas de otimização envolve o uso de funções custo ou funções objetivo que determinam o quanto a solução encontrada está enquadrada entre as melhores possíveis para uma determinada situação. Atualmente existem estudos para obtenção de boas soluções através de métodos matemáticos que dispensam a utilização de funções custo ou funções de ajuste [37, 38]. Embora estes métodos possam se apresentar mais simples, claramente o desempenho obtido é inferior às técnicas supervisionadas através de funções custo.

De um modo geral, as funções custo reúnem diversas variáveis tornando as superfícies de soluções muito complexas, pois reúnem diversos pontos de mínimos locais. Algoritmos inteligentes como o de Nelder e Mead, Hooke e Jeever [39] podem ser utilizados com bons desempenhos nestas situações. Outros métodos de busca muito eficientes estão associados à teoria da evolução como os algoritmos genéticos [40] e algoritmos evolutivos [41, 42]. A estratégia utilizada nestes algoritmos de busca direta está associada à geração de alterações nos vetores de parâmetros. Quando a alteração é gerada, avalia-se então se o novo vetor de parâmetros apresenta melhores soluções. Isto é facilmente verificado quando os novos

parâmetros contribuem para minimização da função custo. Embora as convergências possam ocorrer de maneira bastante rápida, existe sempre o risco de estacionarem num mínimo local. Em geral os algoritmos evolucionários apresentam algumas garantias para evitar convergências não desejáveis. Embora não exista garantia total de localização do mínimo global da função, o método garante que novas características proporcionais a diferença entre os vetores sejam inseridas nas soluções, contribuindo significativamente para o escape de mínimos locais. Outro método que procura evitar que o vetor de parâmetros estabilize-se em mínimos locais é conhecido como “Simulated Annealing” [43, 44, 45]. Neste algoritmo é possível inserir um relaxamento no critério de parada, fazendo com que vetores de parâmetros “piores” possam ser aceitos na seleção. Isto permite que a solução possa sair do mínimo local. Entretanto, com o passar das iterações esse relaxamento tende a decrescer, sendo que, caso melhores soluções não sejam encontradas, a convergência retorna às soluções que foram previamente encontradas [41]. Outros algoritmos de busca também podem ser modificados para aplicar este relaxamento no critério de parada. Esta técnica tem sido bastante usada também em buscas randômicas, o que na verdade constitui um caso mais simples e mais específico de um algoritmo evolucionário [41].

Num algoritmo de busca direta, basicamente três requisitos devem ser atendidos. Em primeiro lugar espera-se que um verdadeiro mínimo global seja localizado, independente da escolha do vetor inicial de parâmetros. Outro requisito importante está associado à velocidade de convergência. O último requisito fundamental está associado ao número de parâmetros que devem ser configurados para o algoritmo. Neste último caso, torna-se ideal que o algoritmo apresente o mínimo possível de constantes e parâmetros a serem inicializados. Nesta busca por algo rápido, seguro e simples foi proposto em [46] a evolução diferencial. O nome evolução diferencial deriva-se do fato da estratégia estar embasada na diferença entre dois vetores de parâmetros randômicos. Esta diferença contribuirá para a mutação de um terceiro vetor de parâmetros também escolhido aleatoriamente.

3.1 Formulação genérica do problema

A seguir será apresentada a formulação matemática para uso de técnicas de busca direta. Esta descrição foi embasada em [46].

Considere um sistema composto por propriedades “ g ”. Considere ainda que neste sistema, C representa o número total de propriedades e P representa o número de propriedades a serem otimizadas e descritas na equação (3.1). Conseqüentemente, o número

de propriedades a serem mantidas constantes (sem otimização) deve ser representado pelo valor $C-P$ e estão descritas na expressão (3.2).

$$g_m; m=0, 1, 2, \dots, P-1 \quad (3.1)$$

$$g_m; m=P, P+1, \dots, P+C-1 \quad (3.2)$$

Vale ressaltar que as propriedades descritas em (3.2) não devem ser otimizadas nem podem sofrer degradação. As propriedades do sistema são dependentes de valores reais definidos pelos seguintes parâmetros:

$$x_j; j=0, 1, 2, \dots, D-1 \quad (3.3)$$

Onde D equivale ao número de posições que comporão \vec{x} .

Sendo assim, otimizar um sistema significaria variar o vetor de parâmetros \vec{x} de modo que as propriedades $g_m, m < P$, sejam melhoradas e as propriedades $g_m, m \geq P$, sejam mantidas. Uma tarefa de otimização pode ser descrita como um problema de minimização de uma função.

$$\min [f_m(\vec{x})] \quad (3.4)$$

Em (3.4) $f_m(\vec{x})$ representa uma função pela qual a propriedade g_m é calculada e a otimização de parâmetros (ou preservação dos mesmos) é obtida a partir da minimização de $f_m(\vec{x})$. O conjunto de funções $\{f_0(\vec{x}), f_1(\vec{x}), \dots, f_{P+C-1}(\vec{x})\}$ pode ser combinado através de uma soma ponderada $y(\vec{x})$ [46].

$$y(\vec{x}) = \sum_{m=0}^{P+C-1} \lambda_m \cdot f_m(\vec{x}) \quad (3.5)$$

Os pesos λ_m são usados para definir a importância que deve ser dada a cada função objetivo assim como a normalização de diferentes unidades físicas. A otimização descrita em (3.4) pode ser reformulada.

$$\min [y(\vec{x})] \quad (3.6)$$

Um comentário válido sobre a combinação das equações (3.5) e (3.6) é que elas podem garantir que todos os mínimos locais, incluindo o possível mínimo global, podem ser teoricamente obtidos apenas se a região de realização de \vec{x} é convexa [37, 38], sendo que isto não é verdadeiro em muitos problemas técnicos. Este problema pode ser minimizado

substituindo a equação (3.5) por (3.7). Neste caso, a otimização considera em cada iteração a função objetivo de maior importância, garantindo assim que a busca pelo mínimo global seja mais eficaz.

$$y(\vec{x}) = \max(\lambda_m \cdot f_m(\vec{x})) \quad (3.7)$$

3.2 Método de evolução diferencial

Considera-se uma população composta de “ N ” vetores, sendo que esta população será atualizada no decorrer das gerações “ G ” .

$$\vec{x}_{i,G}; i=0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (3.8)$$

Na primeira geração ($G=1$) a população é escolhida aleatoriamente. Caso haja uma solução preliminar disponível, a população inicial pode ser escolhida a partir de desvios normalmente distribuídos adicionados a esta solução. A evolução diferencial gerará novos vetores de parâmetros somando a diferença ponderada entre dois membros da população a um terceiro membro. Esta ação, denominada mutação [46], resultará em um vetor preliminar, denominado vetor teste. O cruzamento dos parâmetros do vetor teste com um quarto vetor (vetor genitor) gerará um novo indivíduo. Caso este indivíduo apresente melhores características que o vetor genitor, a população deverá ser atualizada. Existem muitas variações do algoritmo básico da evolução diferencial, especialmente no sentido de aumentar a velocidade de convergência com o aumento da diversificação da população através de técnicas de cruzamento.

Uma proposta de melhoria do algoritmo consiste na utilização de cruzamentos randômicos [46]. Considera-se para o conjunto de vetores descritos em (3.8) um vetor teste \vec{z} , gerado conforme equação (3.9). Os valores “ a ”, “ b ” e “ c ” são índices mutuamente diferentes e que respeitam o número máximo de vetores existentes na população. O valor “ F ” representa o quanto a variação vetorial deve ser amplificada.

$$\vec{z} = \vec{x}_{a,G} + F \cdot (\vec{x}_{b,G} - \vec{x}_{c,G}) \quad (3.9)$$

Visando o aumento da diversidade nos vetores de parâmetros deve-se formar um vetor filho \vec{u} com a mesma dimensão de \vec{z} . Para este fim, um vetor diferente, denominado vetor genitor \vec{h} , é escolhido aleatoriamente da população. Este vetor deverá ser substituído caso o vetor \vec{u} apresente uma função custo mais satisfatória. Vale apenas ressaltar que na concepção

original da evolução diferencial o desempenho do vetor teste \vec{z} era comparado diretamente com o desempenho do vetor genitor \vec{h} . Nesta melhoria da técnica o vetor filho \vec{u} terá parte dos seus elementos (cromossomos) proveniente de \vec{z} e parte proveniente de \vec{h} . Quantos e quais cromossomos substituir é uma escolha aleatória. Existem outras técnicas descritas em [46] que interferem neste cruzamento de modo a minimizar trocas de cromossomos muito diferentes entre si.

Melhorias na etapa de mutação também podem ser propostas como a apresentada em [46]. Neste caso uma nova variável de controle é introduzida a fim de ponderar a diferença entre o melhor vetor da população e o vetor de origem. Esta técnica demonstra-se útil caso a função objetivo não apresente muitos pontos de mínimos locais, visto que o melhor vetor pode forçar a resposta a se aproximar do mínimo ao qual ele esteja associado.

3.3 Evolução diferencial modificada (EDM)– Introdução do diagnóstico genético

3.3.1 EDM com número fixo de indivíduos

Uma proposta para o melhor cruzamento foi obtida especificamente na aplicação deste trabalho através de uma técnica denominada pelo autor de diagnóstico genético (DG). A idéia sugerida é bastante simples, entretanto, melhora a velocidade de convergência significativamente. Como descrito anteriormente o vetor \vec{u} corresponde a uma mistura de cromossomos vindos do vetor genitor \vec{h} e do vetor teste \vec{z} . Com o DG são criados aleatoriamente vários vetores \vec{u}_i , como se fossem vários “filhos”, entretanto somente o melhor deles poderá ser ou não o substituto do vetor genitor \vec{h} . Em situações que o número D de cromossomos é reduzido, podem ser gerados todos os filhos possíveis durante o cruzamento visando que o melhor seja selecionado.

A etapa de cruzamento da EDM pode ser matematicamente representada conforme as equações a seguir. Define-se o vetor \vec{u} conforme (3.10), sendo “ p ” o índice referente aos possíveis vetores obtidos na etapa de cruzamento.

$$\vec{u}_p = (u_{0p}, u_{1p}, \dots, u_{(D-1)p}); p=0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (3.10)$$

Sendo,

$$M \leq 2^D \quad (3.11)$$

Conforme se observa, caso os vetores apresentem dimensões elevadas (elevado número de cromossomos ou características) torna-se inviável computacionalmente a criação do DG para averiguar todos os vetores \vec{u} possíveis. Deste modo, arbitra-se um valor máximo de “ M ” vetores, respeitando a condição (3.11).

Na seqüência são propostos “ M ” vetores probabilidade \vec{q} , sendo que cada posição deste vetor estará associada à respectiva posição dos vetores \vec{z} , \vec{u} e \vec{h} .

$$\vec{q}_p = (q_{0p}, q_{1p}, \dots, q_{(D-1)p}); p=0, 1, 2, \dots, M-1 \text{ e } q_p \in S = [0,1] \quad (3.12)$$

Finalmente, a escolha de quais cromossomos do vetor mutado \vec{z} ou do vetor genitor \vec{h} devem ser transmitidos ao vetor filho \vec{u} é determinada pela comparação do vetor probabilidades \vec{q} com a constante de *crossover* (CR). Matematicamente tem-se:

$$u_{ip} = \begin{cases} h_{ip}; CR \geq q_{ip} \\ z_{ip}; CR < q_{ip} \end{cases}; p=0, 1, 2, \dots, M-1 \text{ e } i=0, 1, 2, \dots, D-1 \quad (3.13)$$

Finalmente o melhor vetor filho \vec{u} será selecionado para comparação com o vetor genitor \vec{h} . Esta técnica aumenta a diversidade da população para cada nova geração, melhorando a chance de escape de mínimos locais e diminuindo o número de gerações.

De modo geral, um dos meios de medir a eficiência de um algoritmo de busca direta corresponde em observar quantas vezes a função custo é acessada até a convergência ser atingida. Isto sugere que a modificação de diagnóstico genético não deve apresentar valores para “ M ” elevados. Sendo assim, para situações em que o número de parâmetros nos vetores é bastante reduzido a técnica se torna atrativa uma vez que o número de gerações para convergência pode ser reduzido. A Figura 3.1 descreve o modelo sugerido, sendo sua representatividade também válida para o caso descrito em [46], desde que seja atribuído valor “1” para “ p ”.

3.3.2 EDM com número crescente de indivíduos

Outra melhoria observada na fase do cruzamento pode ser obtida aumentando o número de vetores (indivíduos) que compõem a população. Isso ocorre quando dentre os vetores \vec{u}_i , existem dois ou mais indivíduos capazes de superar o desempenho do vetor genitor \vec{h} . Neste caso, além de \vec{h} ser substituído, mais de um novo elemento pode ser

introduzido à população. Algo importante a ser considerado é que se deve tomar cuidado para não haver um aumento exagerado da população, pois isto dificultaria o tempo de processamento podendo inclusive comprometer, em alguns casos, a convergência.

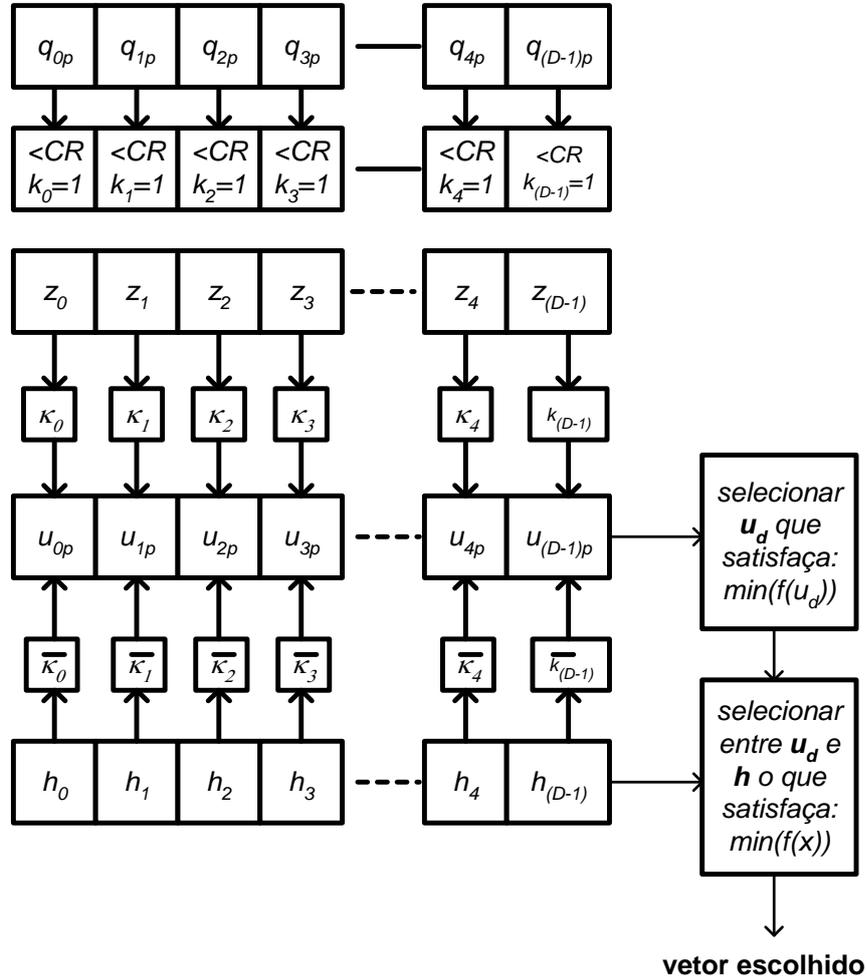


Figura 3.1 – Esquemático da evolução diferencial com diagnóstico genético.

3.4 Propostas de Otimização

Conforme modelação desenvolvida no Capítulo 2, concluiu-se que a matriz $[A]$ pode descrever o comportamento do sistema frente a perturbações nas variáveis que definem o seu ponto de equilíbrio. Observando a equação matricial que define $[A]$ em (2.41), pode-se verificar que a estabilidade do sistema pode ser afetada frente a uma série de variações paramétricas. Como exemplo, podem-se citar:

- i. Variações na impedância de conexão estarão associadas a variações na matriz admitância, o que obviamente conduziria a variações nos autovalores da matriz $[A]$.

ii. A variação de carga modificaria a matriz de correntes e conseqüentemente modificaria a matriz $[A]$. Embora esta modificação na matriz $[A]$ seja bastante discreta neste caso, ainda assim podem-se observar modificações nos autovalores do sistema.

iii. A variação da frequência de corte do filtro de medição das potências (ω_f) é um parâmetro que afeta diretamente a dinâmica do sistema. Isto porque a frequência de corte do filtro deve apresentar um valor que seja suficiente para retirar oscilações do sinal de potência, ao mesmo tempo em que não comprometa a dinâmica do sistema, através de longos tempos de assentamento e oscilações em baixa frequência.

iv. As constantes k_p e k_v , conforme equações (2.2) e (2.3), estão inseridas no cálculo da matriz $[A]$. Ou seja, a variação destes parâmetros também afeta os auto-valores, de modo a interferir na estabilidade do sistema.

Todas as variáveis descritas anteriormente podem ser corretamente combinadas de modo que o sistema possa apresentar um comportamento estável e livre de oscilações. O fato é que, fatores como impedância de conexão e a carga do sistema, geralmente respeitam necessidades de projeto e não são fisicamente passíveis de ajustes adequados e rápidos. Já a frequência de corte do filtro de medida de potências e as constantes k_p e k_v são variáveis cujo ajuste pode ser efetuado de maneira mais simples, diretamente no controle digital do sistema.

Observa-se em [18, 31, 40] uma avaliação prévia do comportamento da estabilidade do sistema frente a modificações nestas variáveis. A sintonia das constantes k_p e k_v torna-se bastante atrativa, uma vez que sua adequação não implica em dificuldades práticas. Entretanto, embora a modificação destes valores interfira na localização dos autovalores da matriz $[A]$, salienta-se que a busca aleatória dos mesmos poderia dispensar muito tempo de processamento e ainda levar a soluções que não seriam necessariamente as melhores. Já do ponto de vista matemático, as equações contendo tais constantes não são facilmente diferenciáveis, o que aumenta a dificuldade de otimização destes valores. Outra consideração muito relevante está associada a quais parâmetros de estabilidade otimizar em função das constantes k_p e k_v . Como exemplo, considera-se um sistema cujos autovalores encontrados para a matriz $[A]$ sejam os seguintes:

$$P1 = -83,0 \quad (3.14)$$

$$P2 = -18,4 + j63,6 \quad (3.15)$$

$$P3 = -18,4 - j63,6 \quad (3.16)$$

Os autovalores encontrados representam os zeros da equação característica do sistema. Como se observa, todos os valores apresentam a parte real negativa, garantindo a estabilidade do sistema. Entretanto, dois dos pólos são complexos e conjugados. Isso faz com que o sistema passe a ter uma resposta oscilatória, neste caso, subamortecida.

A fim de identificar as características de desempenho deste sistema, pode-se resolver a equação diferencial a partir dos pólos e considerando as condições iniciais. Isto resultaria na solução da planta que definiria o comportamento das perturbações ao longo do tempo. A função de transferência do sistema resultante pode ser submetida ao degrau unitário fornecendo valores que identificam seu desempenho, tais como *overshoot* e o tempo de assentamento. Outra maneira mais simples de observar o comportamento do sistema é avaliar unicamente os pólos do mesmo [47]. Supõe-se uma função de transferência cujo denominador seja a equação característica do sistema e o numerador hipotético uma constante qualquer. Chama-se tal função de Função Hipotética. Neste caso os parâmetros de desempenho extraídos não condizem exatamente com a realidade, entretanto mantêm proporções que podem ser utilizadas para comparação entre dois sistemas ou mais.

Considerando os pólos apresentados em (3.14), (3.15) e (3.16), a resposta dinâmica do sistema se comporta de acordo com o demonstrado na Figura 3.2. Sendo assim, confirma-se que o sistema tem caráter oscilatório subamortecido. Porém, a inspeção e manipulação dos dados que compõem a figura, permite verificar algumas características mensuráveis da resposta dinâmica do sistema como o tempo de assentamento, *overshoot*, pico máximo, tempo do pico máximo e o tempo de subida. A Tabela 3.1 contém os dados extraídos da função representada pela Figura 3.2.

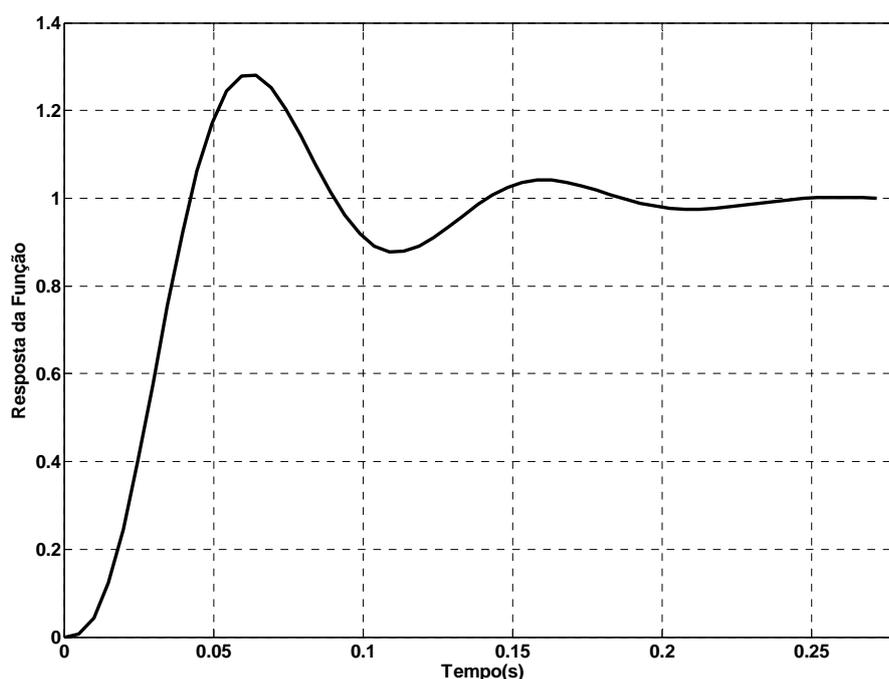


Figura 3.2 – Resposta ao degrau unitário da função hipotética do sistema.

Tabela 3.1 – Parâmetros de desempenho da função representada na Figura 3.2

Parâmetro	Valor obtido
Tempo de assentamento (TS)	0,2211(s)
Overshoot (PO)	28%
Pico máximo	1,28
Tempo do pico máximo	0,0642(s)
Tempo de subida	0,0255(s)

Sendo assim os parâmetros representados na Tabela 3.1 estão relacionados à qualidade da estabilidade do sistema. Especialmente, podem ser relacionados o tempo de assentamento, que representa a velocidade de estabilização do sistema e o “overshoot”, representando o percentual de ultrapassagem em relação ao ponto de equilíbrio. A união destas características poderia expressar de forma quantitativa a qualidade da resposta do sistema. Essa seria uma tentativa de criação de uma função objetivo ou função custo, visando sistemas cujo tempo de assentamento e “overshoot” sejam os menores possíveis. Entretanto deve-se acrescentar uma nova característica de avaliação: a integral do erro quadrático entre a resposta da função e seu valor de estabilização (*EQM*). Esta nova variável além de contribuir para menores tempos de assentamento, evita situações em que o tempo de assentamento e “overshoot” sejam pequenos, porém, cujas oscilações de alta frequência sejam muito lentamente amortecidas.

Sendo assim, uma proposta de função objetivo capaz de avaliar o sistema quantitativamente está representada em (3.17).

$$y = \lambda_1 PO + \lambda_2 TS + \lambda_3 EQM \quad (3.17)$$

Definindo-se valores adequados para as constantes λ_n da equação (3.17) pode-se obter uma superfície que descreva a função custo para intervalos de k_p e k_v . A Figura 3.3 apresenta um exemplo de superfície para a função descrita em (3.17).

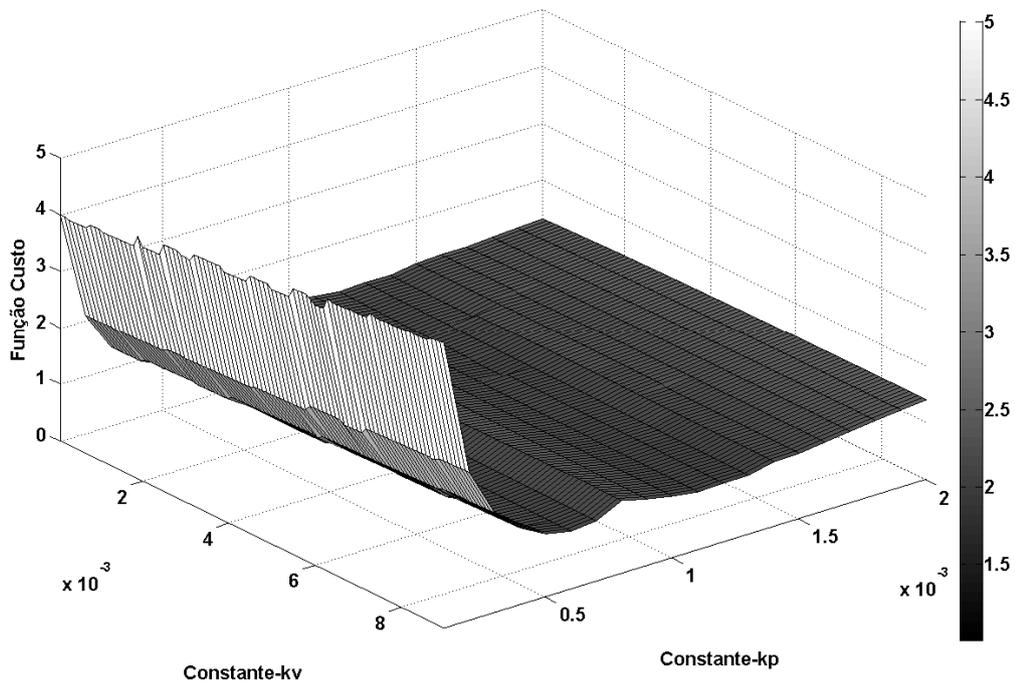


Figura 3.3 – Superfície da função custo para o sistema analisado.

Como exemplo, para o sistema cujos pólos sejam os representados por (3.14), (3.15) e (3.16) e a resposta ao degrau conforme Figura 3.2, a função custo apresentaria valor de 7,16. Observa-se pela Figura 3.3 que valores muito inferiores ao obtido podem ser alcançados apenas readequando os valores k_p e k_v . Utilizando a escala de cinza gerada pelo MATLAB[®] [48], podem ser verificados, através da Figura 3.4, os pontos mínimos cuja tonalidade tende a ser mais escura. Como pode se observar existem diversos pontos cujos valores da função custo estão próximos do mínimo. Sendo assim definem-se regiões em que soluções de k_p e k_v otimizam consideravelmente a resposta do sistema.

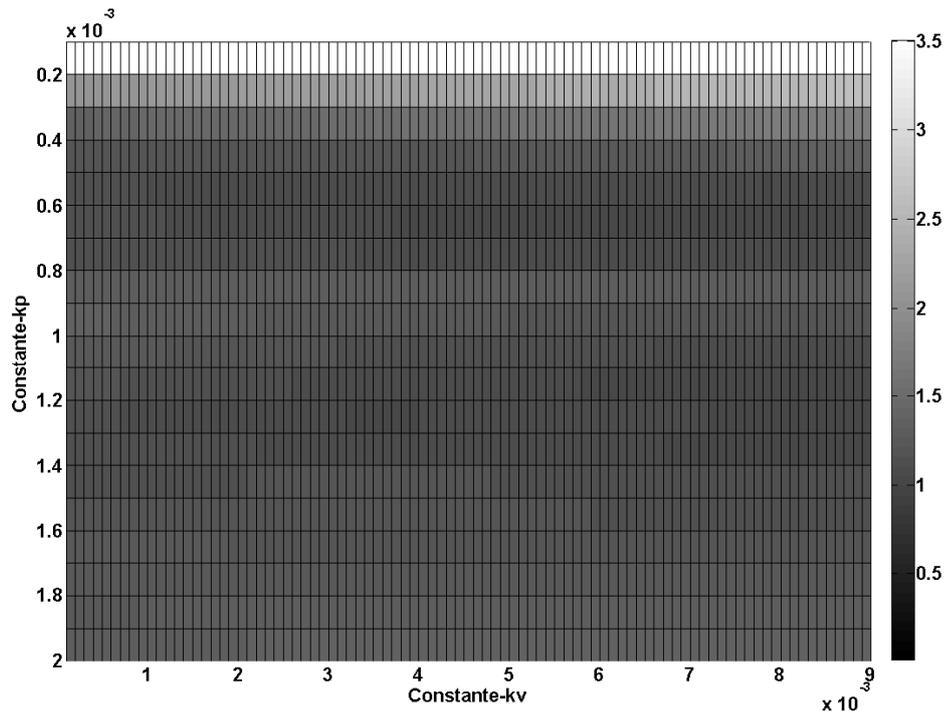


Figura 3.4 – Visão bidimensional dos pontos de mínimo e máximo da função custo.

3.4.1 Aplicação da EDM na otimização da estabilidade

Uma vez que se tenha uma função custo bem definida, a técnica da EDM pode ser aplicada visando a obtenção de constantes k_p e k_v que determinem uma estabilidade suave e rápida do sistema. Visando a validação da técnica, objetiva-se otimizar o sistema até aqui exemplificado, cuja estabilidade frente a perturbações está apresentada na Figura 3.2. Neste caso, os indivíduos da população apresentam somente duas características, sendo estas as constantes a serem otimizadas. Definiu-se uma população inicial *POP*, aleatória, de 30 indivíduos, respeitando uma distribuição de valores pertencentes ao conjunto descrito na expressão (3.18). A Figura 3.5 contém uma distribuição aleatória inicial dos indivíduos de *POP*.

$$POP = \{[k_{pi}, k_{vi}]: kp \in [10^{-4}, 2 \cdot 10^{-3}] \text{ e } kv \in [10^{-4}, 9 \cdot 10^{-3}]\} \quad (3.18)$$

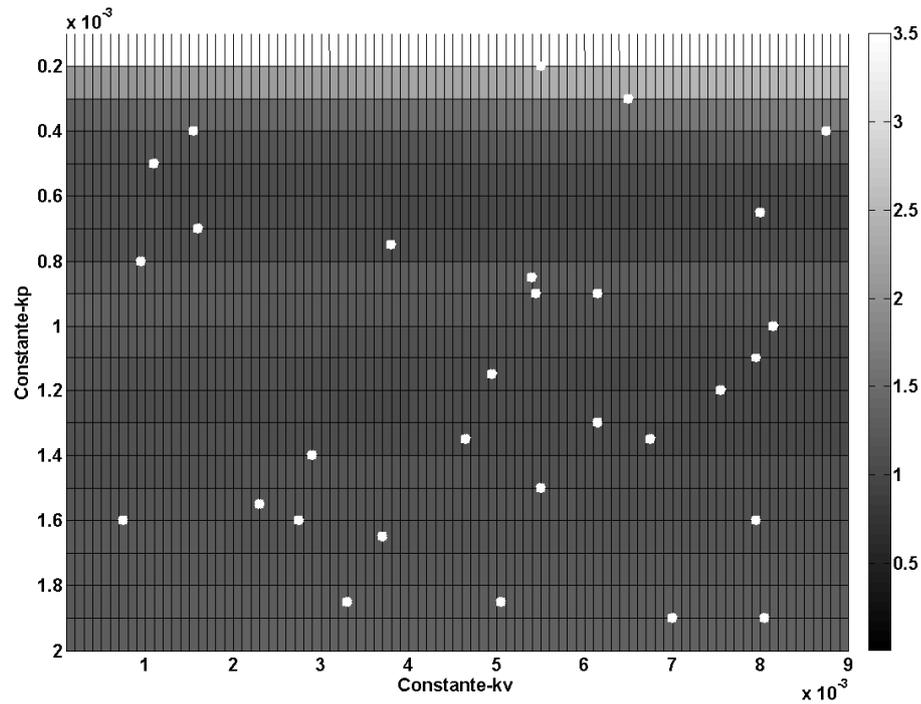


Figura 3.5 – População inicial distribuída sobre a superfície da função custo.

Após 100 gerações observa-se pela Figura 3.6 que as constantes k_p e k_v começam a tender para regiões “escuras” indicadas pelas elipses. No decorrer das gerações os indivíduos com melhores características passam a predominar na população. A Figura 3.7 apresenta a nova tendência da população após 400 gerações. Decorridas 600 gerações a população está praticamente uniforme, conforme ilustrado pela Figura 3.8.

Após a convergência da população pode-se reavaliar a estabilidade do sistema. A Figura 3.9 apresenta a resposta da função de transferência após a otimização das constantes. Como pode-se verificar o “overshoot” foi totalmente removido. O tempo de assentamento também foi reduzido conforme Tabela 3.2. Quanto aos novos pólos da função característica ou autovalores da matriz $[A]$, eles foram reposicionados conforme (3.19), (3.20) e (3.21).

$$P1_{novo} = -65,7 \quad (3.19)$$

$$P2_{novo} = -18,7 + j12,6 \quad (3.20)$$

$$P3_{novo} = -18,7 - j12,6 \quad (3.21)$$

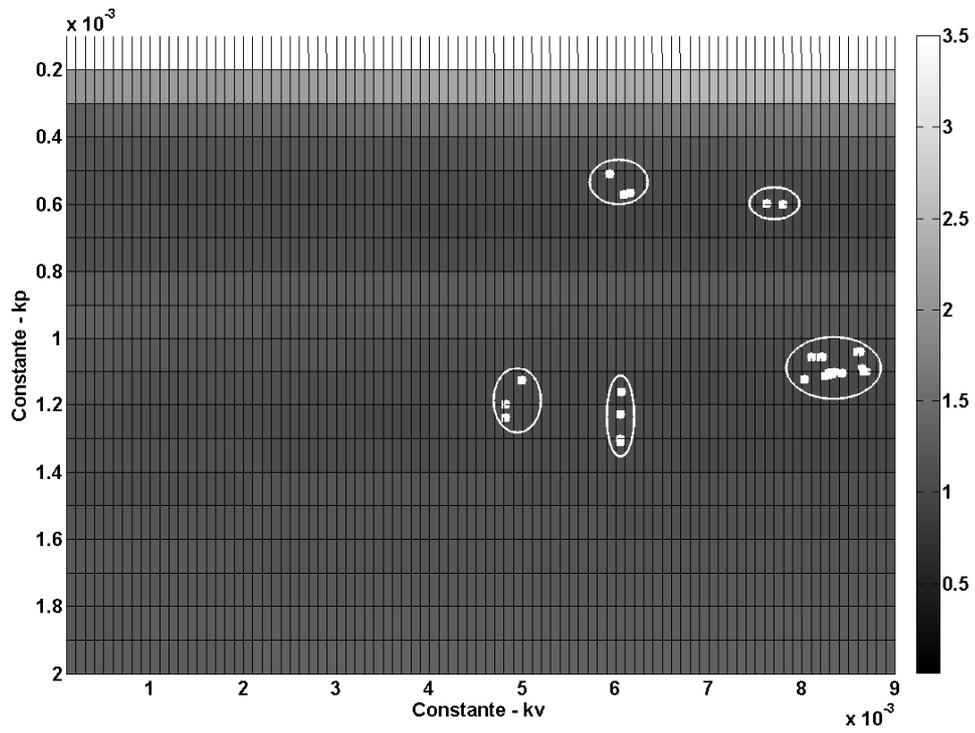


Figura 3.6 – População após 100 gerações da EDM.

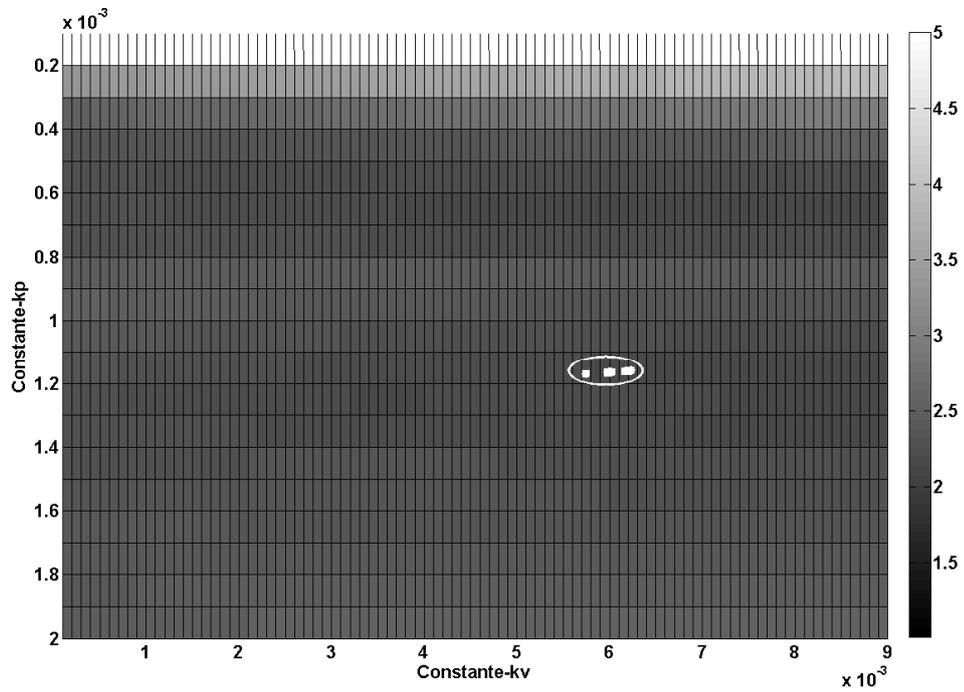


Figura 3.7 – População após 400 gerações da EDM.

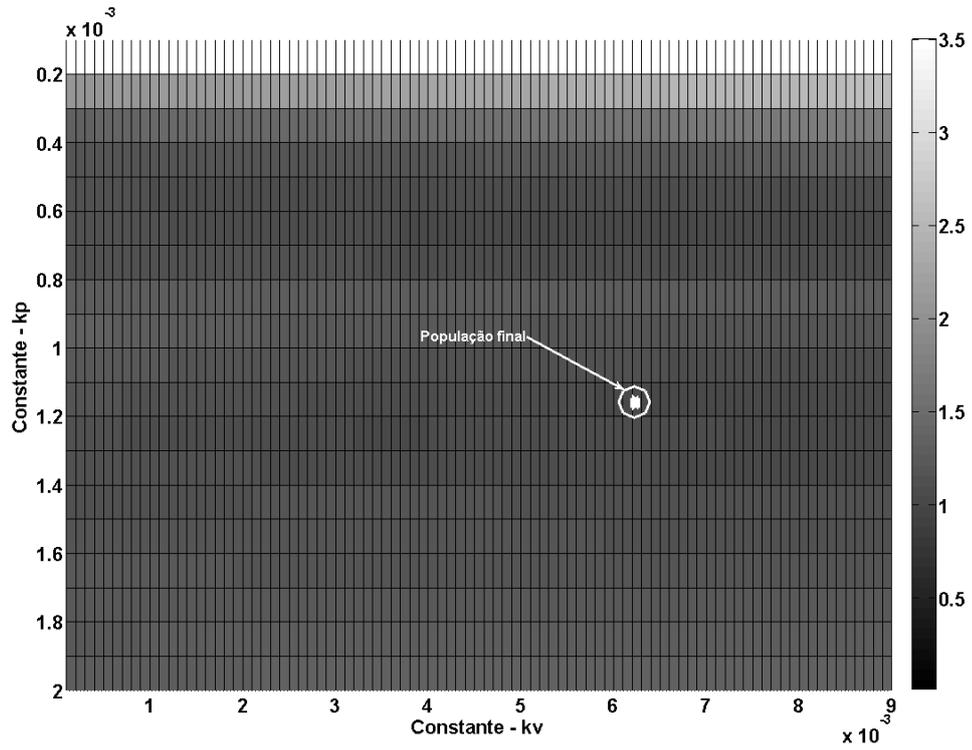


Figura 3.8 – População após 600 gerações da EDM.

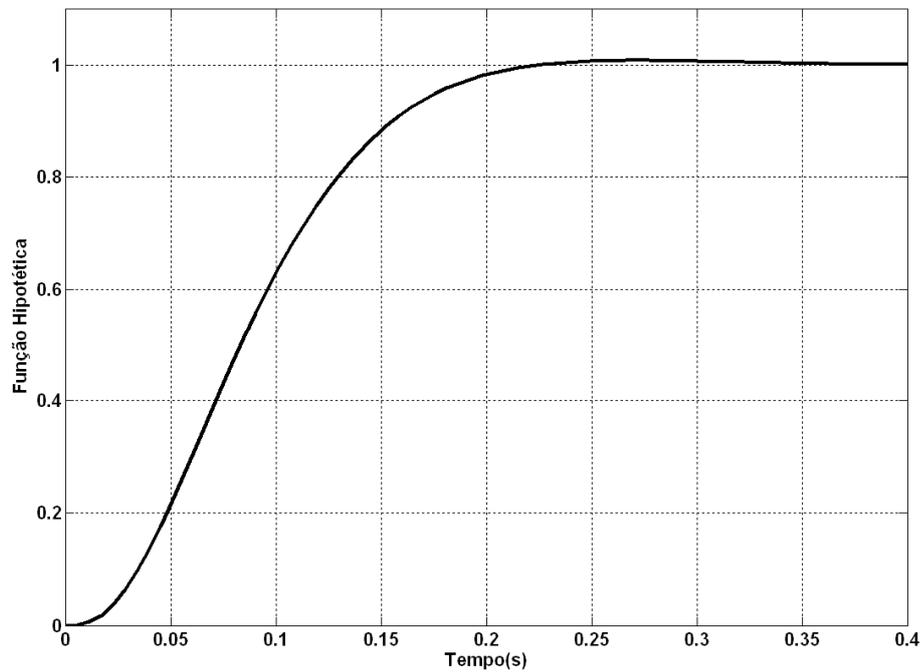


Figura 3.9 – Resposta ao degrau unitário considerando otimização das constantes.

Tabela 3.2 – Parâmetros da função representada na Figura 3.9

Parâmetro	Valor obtido
Tempo de assentamento (TS)	0,1967(s)
Overshoot (PO)	0,8627%
Pico máximo	1,0086
Tempo do pico máximo	0,2719(s)
Tempo de subida	0,1207(s)

Embora existam dois pólos complexos e conjugados, as oscilações impostas pelos mesmos não comprometem os parâmetros de desempenho do sistema. É importante observar que em sistemas de ordem igual ou superior a três pode existir *overshoot* mesmo que todos os pólos sejam reais e negativos [47]. Este fato é mais um motivador para que os parâmetros de desempenho sejam obtidos a partir de uma resposta gráfica do sistema.

Se consideradas condições iniciais para um sistema hipotético, a solução da equação para o ângulo de potência seria descrita conforme equação (3.22).

$$\delta = k_1 \cdot e^{-65.7t} + k_2 \cdot e^{-18.7t} \cdot \cos(12.6t) - k_3 \cdot e^{-18.7t} \cdot \sin(12.6t) \quad (3.22)$$

Como exemplo, sendo adequadamente escolhidos os valores iniciais que representem a dinâmica de um inversor conectado à rede, pode ser obtida uma solução para as constantes da equação (3.22). A Figura 3.10 ilustra uma possível solução cujo comportamento se assemelha em muito ao observado na Figura 3.9.

Observa-se também nas Figuras 3.9 e 3.10 que as respostas tanto da função hipotética quanto do ângulo de potência não condizem perfeitamente com uma exponencial, mas sim com uma curva “S” resultante de um somatório de exponenciais. Na prática, os sistemas reais se comportam desta maneira. De acordo com a teoria de controle [47], o atraso inicial observado pode levar o sistema à instabilidade, entretanto, apenas em situações que as malhas fechadas exigem frequências de corte muito elevadas.

3.4.2 Considerações sobre a área de abrangência.

Uma varredura das constantes k_p e k_v em intervalos maiores que os indicados na expressão (3.18) permite observar que os valores de mínimos da função custo podem existir em diversos pontos. Não se trata da inexistência de uma solução única, entretanto, os valores mínimos são bastante próximos. Outro detalhe importante de se observar está associado à população inicial. Embora as mutações existentes permitam a excursão dos vetores

diversificando as soluções, como a mutação é baseada na diferença entre vetores, esta diversificação quase sempre está controlada dentro ou em regiões muito próximas do conjunto inicial. Sendo assim, uma redefinição da área de abrangência da função custo pode determinar uma nova solução de mínimo global restrito ao seu novo espaço de busca.

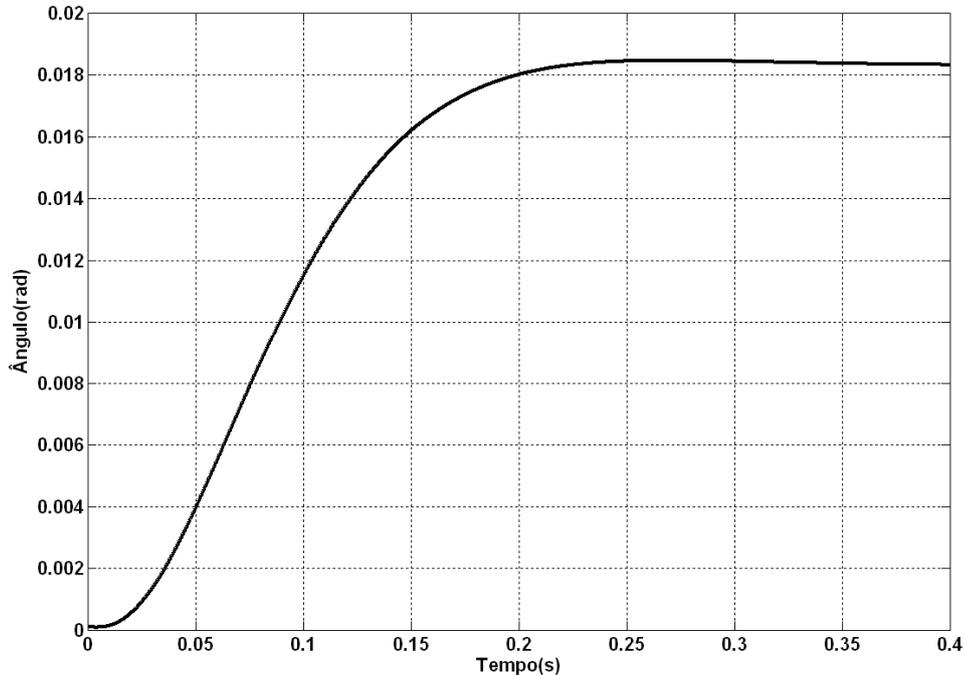


Figura 3.10 – Comportamento do ângulo de potência para exemplo utilizando novos pólos.

Visando validar as observações levantadas no parágrafo anterior, propõe-se a avaliação do mesmo sistema da Seção 3.4.1, porém sob a influência de uma nova área de abrangência da função custo. Sendo assim, redefiniu-se a área da função custo conforme expresso em (3.23). A nova superfície está apresentada na Figura 3.11

$$POP = \{[k_{pi}, k_{vi}]: kp \in [5 \cdot 10^{-4}, 1 \cdot 10^{-2}] \text{ e } kv \in [1 \cdot 10^{-4}, 9 \cdot 10^{-3}]\} \quad (3.23)$$

Na Figura 3.12 pode-se observar uma distribuição aleatória de 30 indivíduos compondo o conjunto *POP* sobre a superfície. Uma notação de escala de cinza foi utilizada para representar os níveis da superfície ou valores da função custo.

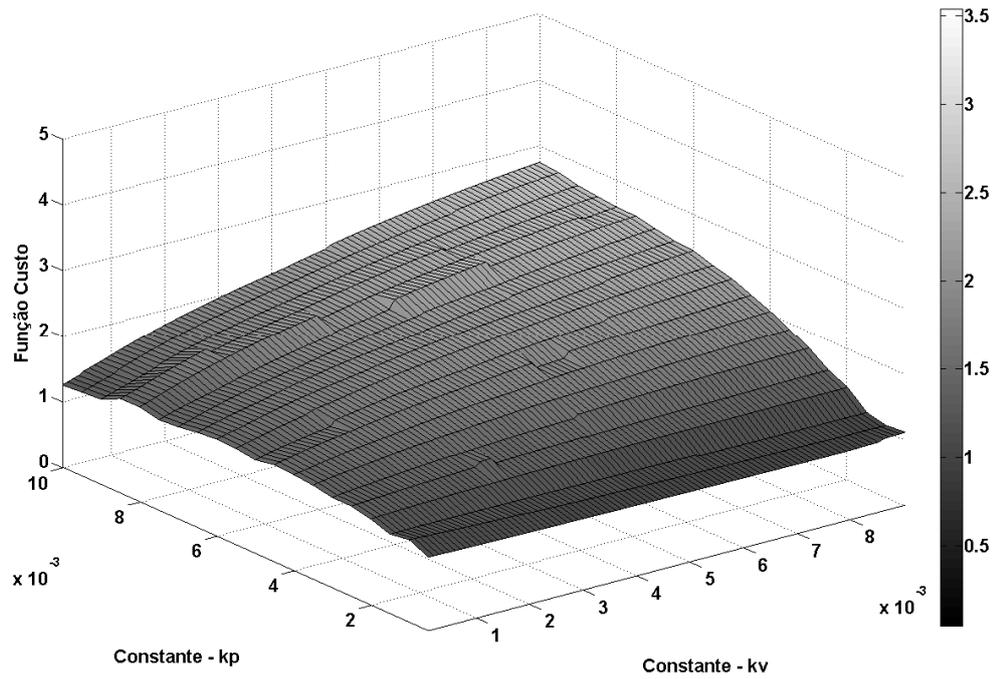


Figura 3.11 – Nova superfície da função custo para o sistema analisado.

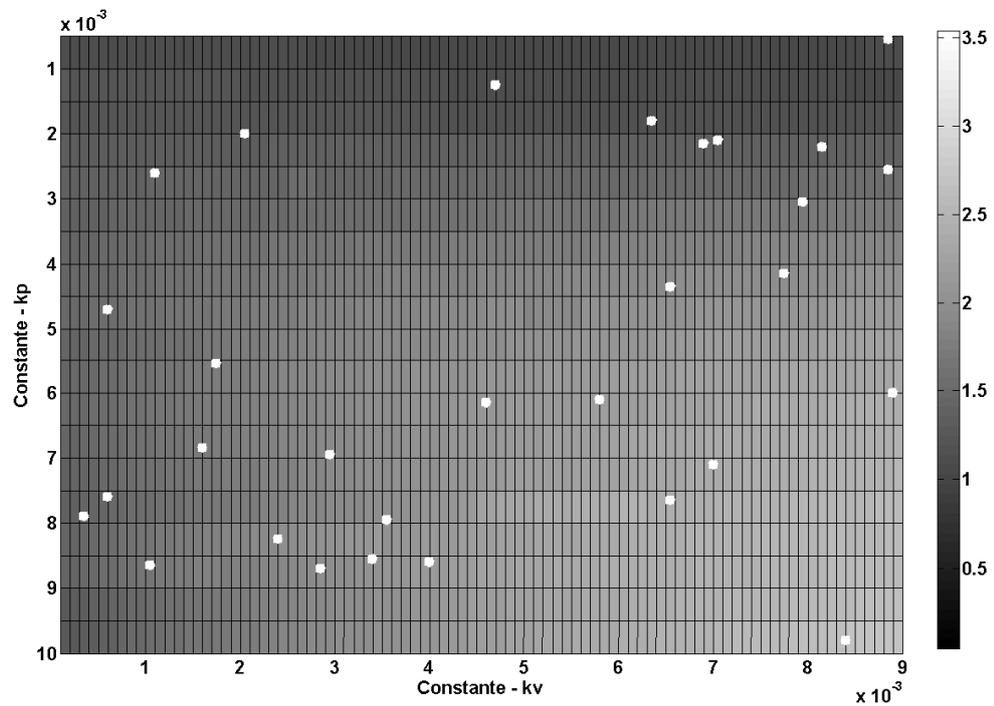


Figura 3.12 – População inicial distribuída sobre a superfície da função custo.

Na Figura 3.13 pode-se verificar o rearranjo da população após 100 gerações. Embora os indivíduos ainda estejam bastante dispersos, verifica-se que os indivíduos que se concentravam em regiões mais claras, ou seja, os mais inadequados foram substituídos por

indivíduos melhores. Após 400 gerações a tendência da população fica bastante explícita conforme se observa na Figura 3.14. Após 600 gerações, a população contendo as constantes finais, k_p e k_v , está praticamente otimizada. Pode-se verificar este fato na Figura 3.15.

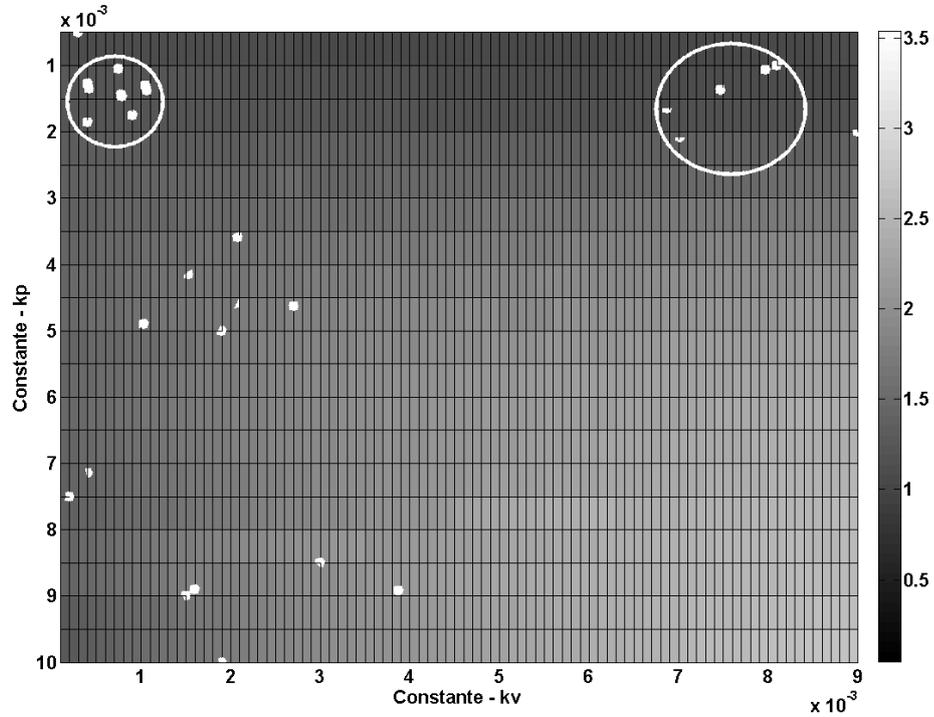


Figura 3.13 – Redistribuição da população após 100 gerações da EDM.

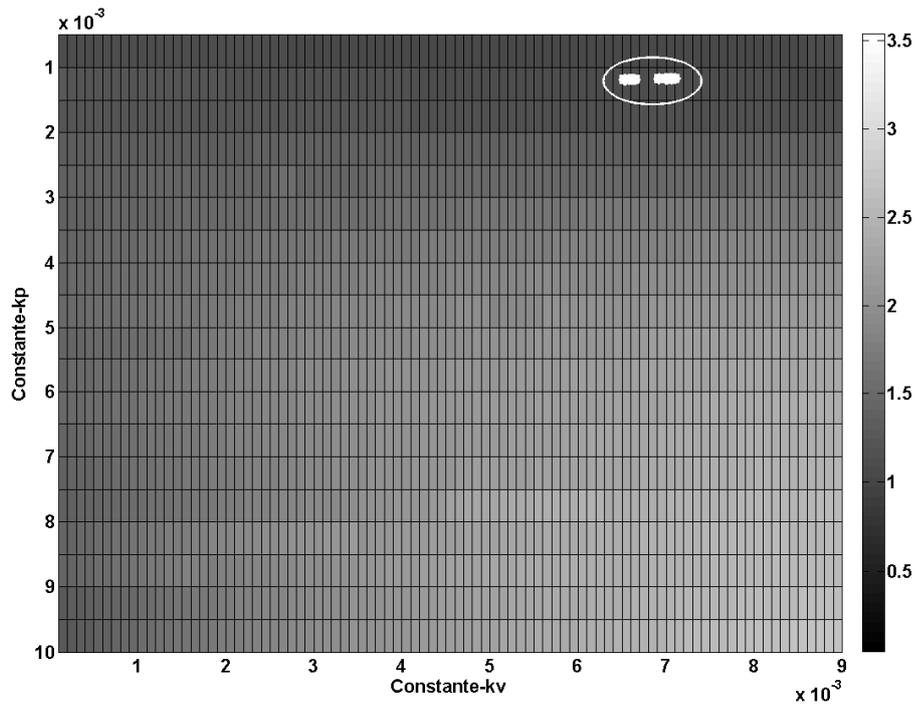


Figura 3.14 – Redistribuição da população após 400 gerações da EDM.

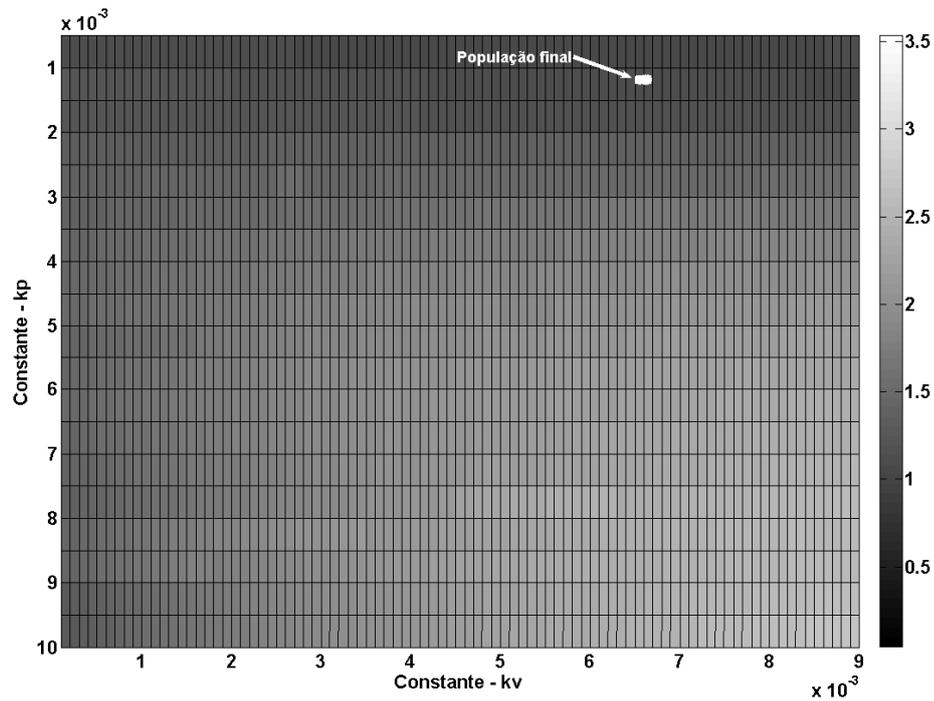


Figura 3.15 – População após 600 gerações da EDM.

Pode-se verificar que os indivíduos dispostos na Figura 3.15 não estão efetivamente sobre uma região da superfície que indique valores mínimos. A disposição de tonalidades da figura sugere regiões mais escuras que a região onde os pontos estão inseridos. Entretanto, isto ocorre porque a superfície da função custo não descreve com precisão o ponto onde a população final está representada. Pode-se observar pela Figura 3.16 que a população final está ligeiramente abaixo da superfície, sugerindo exatamente que, para os parâmetros da população representados, a superfície deveria estar em um valor menor que o interpolado.

Mesmo com as populações iniciais totalmente diferentes, a comparação entre as Figuras 3.8 e 3.15 confirma que a população final convergiu para os mesmos parâmetros k_p e k_v . Uma última avaliação pode ser efetuada para verificar a otimização do sistema, entretanto, restringindo a área de abrangência de modo a excluir a solução em que as situações anteriores convergiram.

Define-se assim uma nova população inicial cujos parâmetros pertençam aos conjuntos descritos em (3.24). A Figura 3.17 representa a superfície da função custo para novos intervalos de k_p e k_v .

$$POP = \{[k_{pi}, k_{vi}]: k_p \in [5 \cdot 10^{-5}, 1 \cdot 10^{-3}] \text{ e } k_v \in [1 \cdot 10^{-3}, 50 \cdot 10^{-3}]\} \quad (3.24)$$

A população inicial foi definida respeitando os limites da Figura 3.17. A Figura 3.18 apresenta a redistribuição. Após 400 gerações a solução é generalizada sendo a população resultante representada pela Figura 3.19.

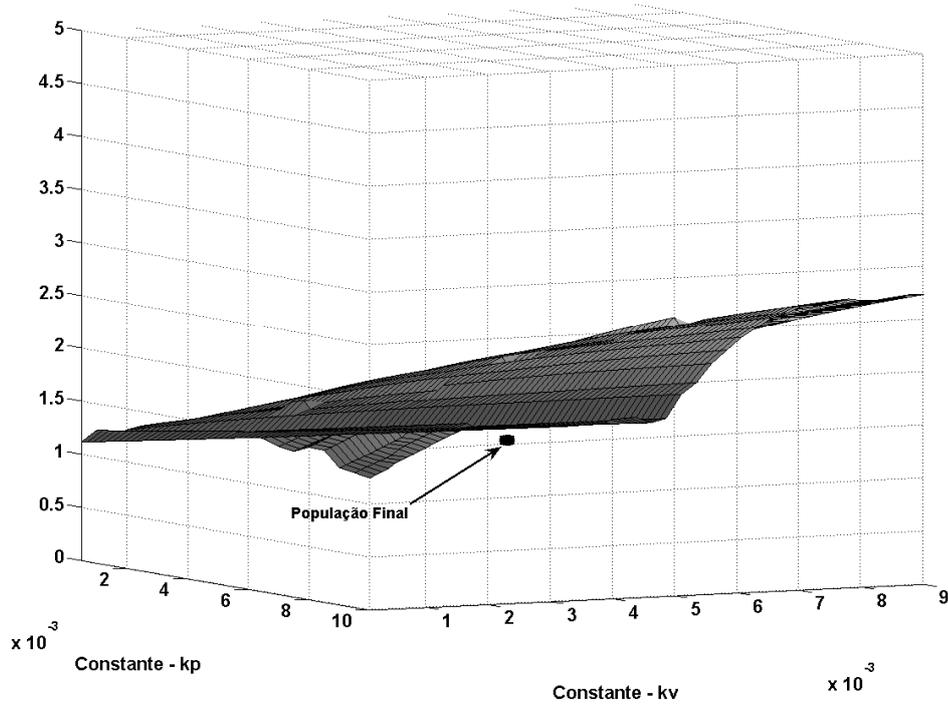


Figura 3.16 – Representação da população final ligeiramente abaixo da interpolação da superfície.

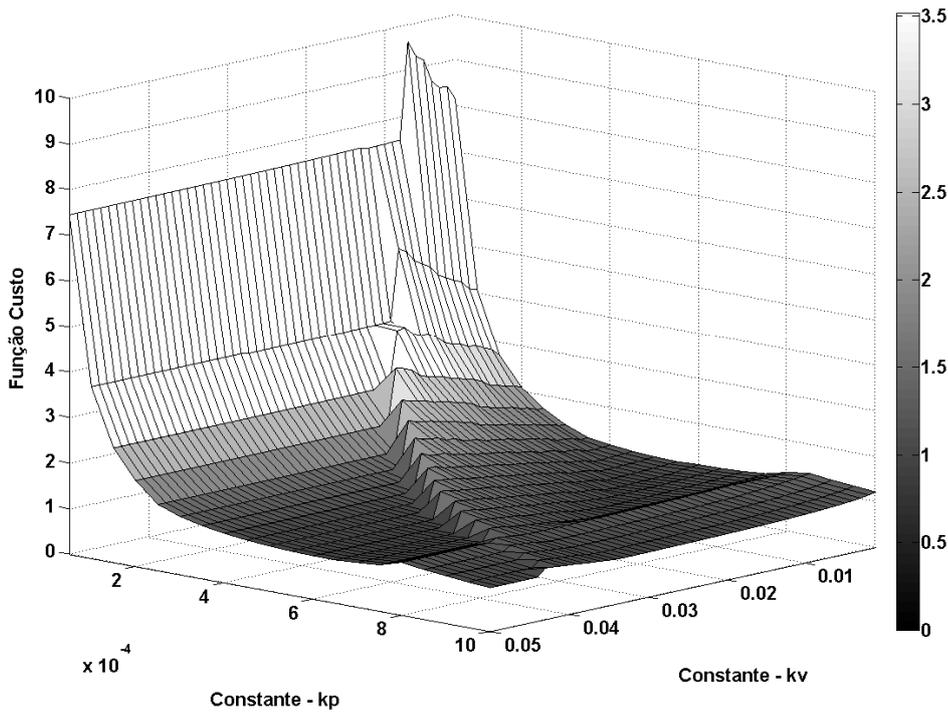


Figura 3.17 – Superfície da função custo para novos intervalos de constantes.

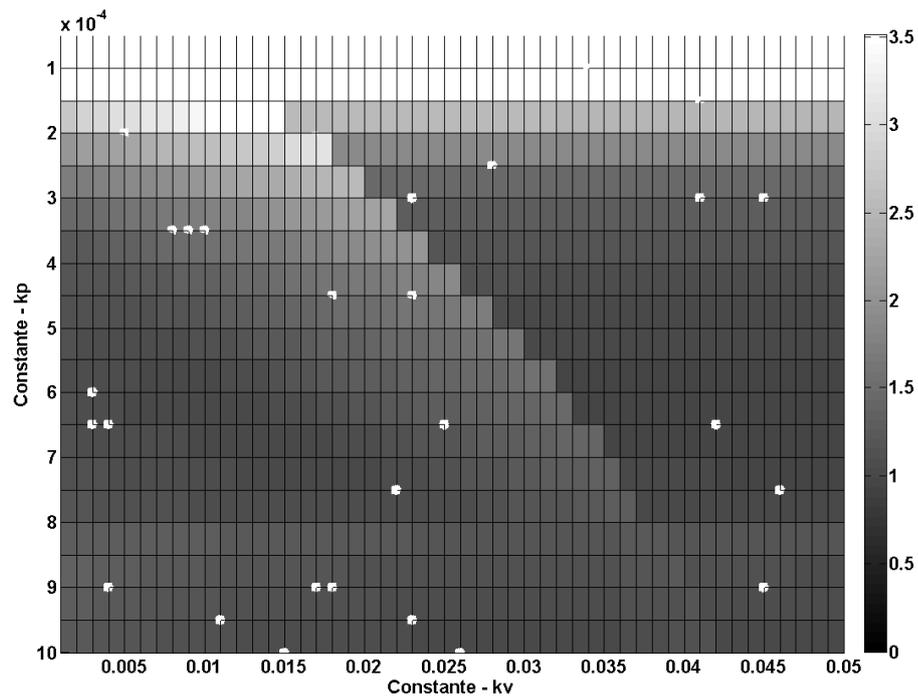


Figura 3.18 – Representação da população inicial sobre a nova superfície da função custo.

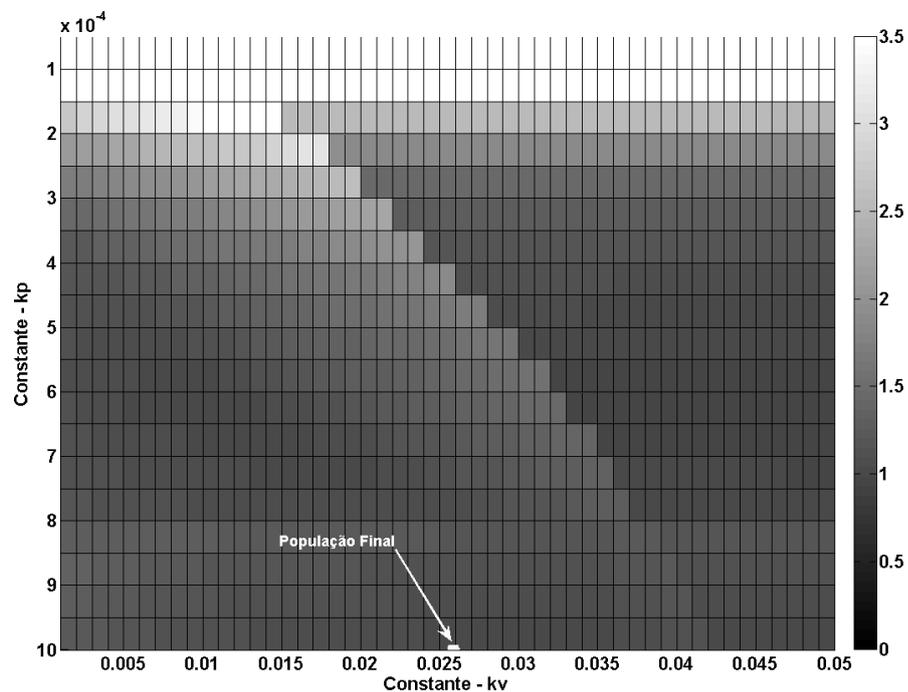


Figura 3.19 – População generalizada após 400 gerações.

Como se pode observar, com a população inicial num novo universo, o ponto encontrado na Figura 3.19 corresponde a uma solução para um novo mínimo da função custo. Para esta situação pode-se avaliar a estabilidade do sistema através da resposta ao degrau da função hipotética (Figura 3.20). A Tabela 3.3 apresenta os novos parâmetros de desempenho.

Como pode-se verificar, para o universo de busca definido pela população inicial não foi possível otimização do tempo de assentamento. Mesmo com a inserção de penalizações para tempos de assentamento exagerados, o melhor valor encontrado esteve em torno de 228ms. Entretanto o *overshoot* foi totalmente removido. Os novos pólos para a função característica são descritos em (3.25), (3.26) e (3.27). Os valores imaginários presentes nas expressões (3.26) e (3.27) são praticamente desprezíveis em relação à parte real.

$$P1_{novo} = -153,6 \quad (3.25)$$

$$P2_{novo} = -188 + j9,6 \quad (3.26)$$

$$P3_{novo} = -188 - j9,6 \quad (3.27)$$

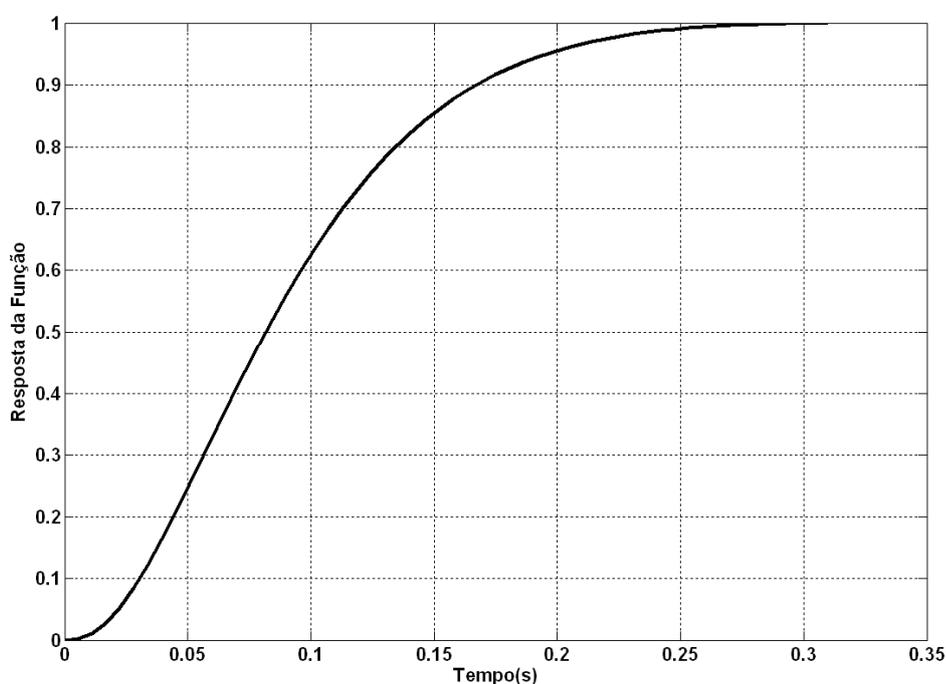


Figura 3.20 – Resposta ao degrau unitário da função otimizada.

Tabela 3.3 – Parâmetros de desempenho para avaliação em nova área de abrangência.

Parâmetro	Valor obtido
Tempo de assentamento (TS)	0,2278(s)
Overshoot (PO)	0%
Pico máximo	1,00
Tempo do pico máximo	0,31(s)
Tempo de subida	0,1364(s)

3.5 Conclusões do Capítulo

Inicialmente foi apresentada neste capítulo uma breve descrição da Evolução Diferencial em detrimento de outras técnicas. Como pode ser observado, a Evolução Diferencial destaca-se por ser uma técnica que necessita de poucos parâmetros externos durante sua configuração inicial, sendo assim, sua “sintonia” ocorre de maneira bastante fácil. Outro fato de destaque nesta técnica está na sua facilidade de implementação e um conseqüente custo computacional reduzido. Do ponto de vista de convergência de suas soluções, observa-se que o fato da técnica estar embasada nas diferenças entre indivíduos, o efeito derivativo é inserido de modo que os pontos de máximos ou mínimos são mais facilmente encontrados de acordo com que as variações entre indivíduos tendem a zero. Um próximo passo neste capítulo foi a formulação matemática da técnica de inteligência artificial adotada. Esta formulação foi baseada nos primeiros artigos publicados do tema. Posteriormente, consideradas particularidades na otimização proposta neste trabalho, foram inseridas algumas adequações a técnica possibilitando melhores tempos de convergência.

Após a implementação da Evolução Diferencial foram propostas otimizações em sistemas exemplo. A idéia consistiu em buscar inclinações para as curvas que relacionam $P-\omega$ e $Q-V$, (constantes k_p e k_v , respectivamente) que garantissem a estabilidade e melhorassem a resposta dinâmica do sistema. Para tanto, foi proposta uma função custo que agregasse parâmetros de desempenho de uma função de transferência. Considerando que a estabilidade bem como a resposta dinâmica de um sistema, pode ser avaliada a partir dos seus pólos, foram definidas funções de transferência hipotéticas, baseadas nos autovalores da matriz $[A]$. Com as funções hipotéticas foi possível dispensar a simulação do modelo para cada nova geração de valores k_p e k_v . Os sistemas exemplo foram avaliados inclusive através de alterações na função custo e nas áreas de abrangência da população inicial. Todos os resultados foram satisfatórios confirmando a otimização das constantes.

Capítulo 4

Resultados de Simulação

4.1 Conexão inversor rede elétrica

Com a finalidade de validação das constantes que definem as inclinações das curvas $P-\omega$ e $Q-V$ em sistemas contendo inversores conectados à rede elétrica, avaliaram-se dois casos diferentes entre si, na regra de otimização. No primeiro caso optou-se pela regra de otimização visando unicamente a minimização do tempo de assentamento. No segundo caso modificou-se a regra para restringir os autovalores da matriz $[A]$ em valores reais e negativos que produzam o menor tempo de assentamento. Os parâmetros utilizados foram obtidos a partir de [18].

4.1.1 Primeiro Caso – Otimização com restrição do tempo de assentamento

Considera-se o inversor como uma fonte de tensão ideal. O sistema é descrito com os parâmetros de impedância de linha, frequência de corte do filtro de medição das potências e o ponto de equilíbrio contendo tensões e ângulo de potência.

Tabela 4.1 – Parâmetros e pontos de equilíbrio do sistema a ser simulado

Parâmetro	Valor
Impedância da linha	$0,2+j1 (\Omega)$
Frequência de corte do filtro de medição	$37,7 (rad/s)$
Potência aparente no inversor	$1001,5+j524,4 (VA)$
Tensão na rede (V)	$220 (V_{rms})$
Tensão no inversor (E)	$223,21 (V_{rms})$
Frequência da rede (ω)	$377 (rad/s)$
Ângulo de potência: inversor-rede	$0,0183 (rad)$

Em [18] o valor de 0,0001 é sugerido para k_p e k_v . Com estes valores os pólos do sistema são obtidos conforme expressões (4.1), (4.2) e (4.3). A resposta da função de transferência hipotética a um degrau unitário está representada na Figura 4.1 e os parâmetros de desempenho do sistema relacionados na Tabela 4.2.

$$P1=-38,54 \quad (4.1)$$

$$P2=-32,11 \quad (4.2)$$

$$P3=-5,56 \quad (4.3)$$

Como se pode observar, o conjunto de pólos reais e negativos garante estabilidade e a não presença de *overshoot*. Entretanto, observando os parâmetros da Tabela 4.1 espera-se que o tempo de assentamento possa ser otimizado. Sendo assim, sugere-se uma busca de novas constantes k_p e k_v em conjuntos de valores nos intervalos definidos pela expressão 4.4.

$$(k_p \in [5 \cdot 10^{-5}, 1 \cdot 10^{-3}] \text{ e } k_v \in [5 \cdot 10^{-5}, 1 \cdot 10^{-3}]) \quad (4.4)$$

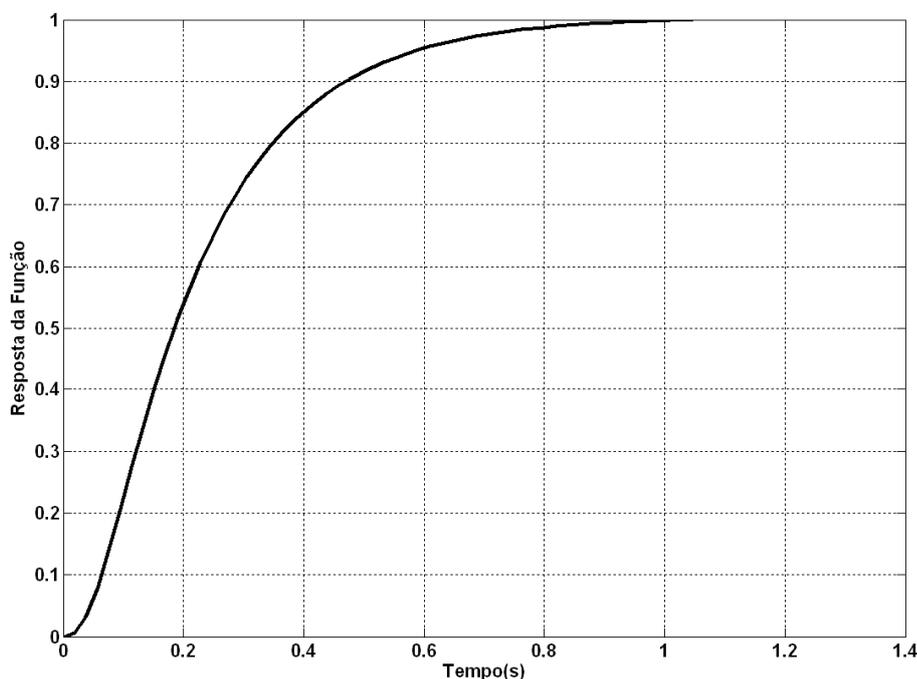


Figura 4.1 – Resposta ao degrau unitário com constantes propostas em [18].

Tabela 4.2 – Parâmetros de desempenho conforme constante sugeridas em [18].

Parâmetro	Valor obtido
Tempo de assentamento	0,7322(s)
Overshoot	0%
Pico máximo	1,00
Tempo do pico máximo	1,00(s)
Tempo de subida	0,4059(s)

A Figura 4.2 apresenta a superfície da função custo onde a população inicial foi aleatoriamente distribuída. A otimização das constantes foi realizada através do algoritmo da EDM, sendo que após 600 gerações a população ficou restrita a uma única solução. A solução encontrada para as constantes k_p e k_v foram respectivamente 0,00030 e 0,00065 e podem ser observadas na Figura 4.3. Os pólos são visualizados em (4.5), (4.6) e (4.7) e seus efeitos observados através de um degrau na função hipotética do novo sistema (Figura 4.4).

$$P1_{novo} = -43,35 \quad (4.5)$$

$$P2_{novo} = -18,78 + j13,62 \quad (4.6)$$

$$P3_{novo} = -18,78 - j13,62 \quad (4.7)$$

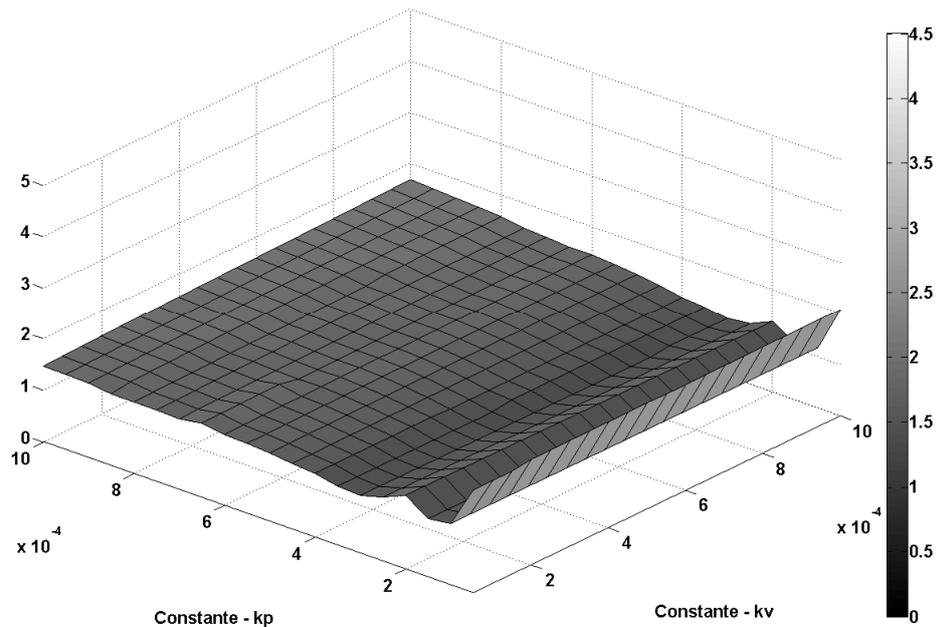


Figura 4.2 – Superfície com população aleatoriamente distribuída.

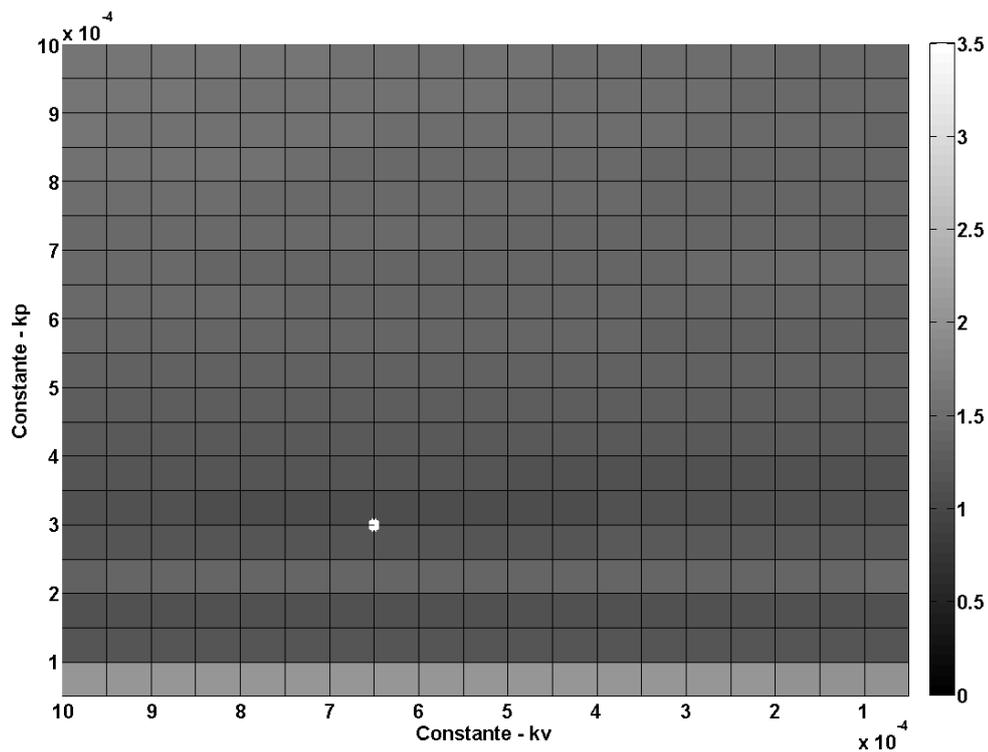


Figura 4.3 – Constantes k_p e k_v para resposta otimizada.

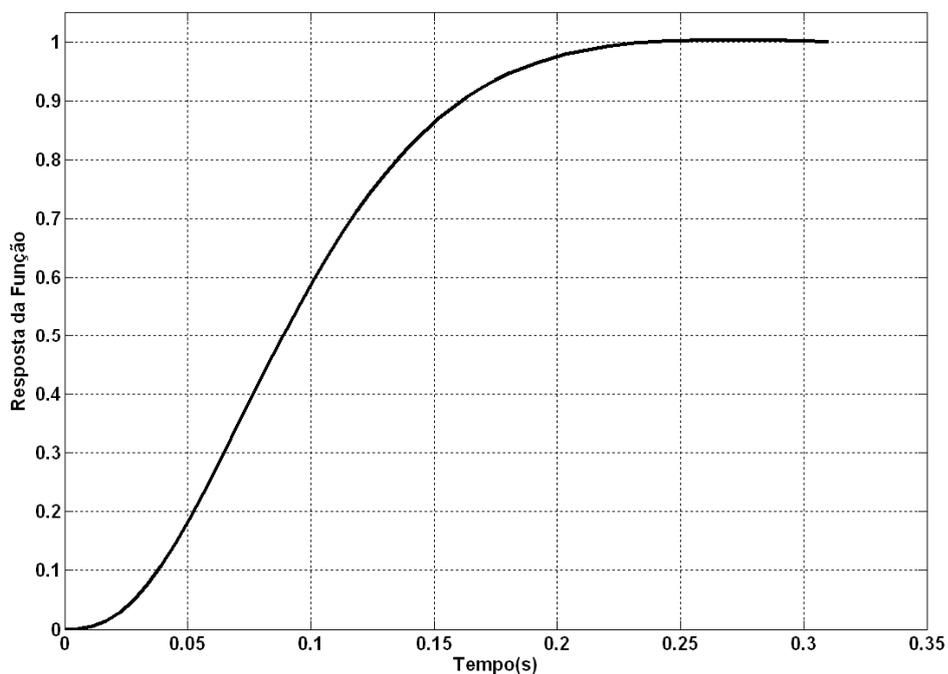


Figura 4.4 – Resposta ao degrau unitário com constantes otimizadas pela EDM.

A Tabela 4.3 contém o resumo dos parâmetros de desempenho para o sistema com constantes otimizadas. Como se pode verificar, o tempo de assentamento foi reduzido e a influência dos pólos complexos foi bastante pequena conforme potencial de *overshoot* de

0,3%. Embora tal solução apresente parâmetros de desempenho bastante interessantes, estes refletem a função hipotética. A presença dos pólos complexos terá influência na solução do ângulo de fase e conseqüentemente na potência transmitida. A simulação apresentada na próxima seção comprova este comportamento.

Tabela 4.3 – Parâmetros de desempenho com constantes otimizadas pela EDM.

Parâmetro	Valor obtido
Tempo de assentamento	0,2050(s)
Overshoot	0,3%
Pico máximo	1,0028
Tempo do pico máximo	0,2653(s)
Tempo de subida	0,1236(s)

4.1.2 Primeiro Caso – Simulação

O sistema foi simulado em MATLAB/Simulink[®] [48], sendo modelado conforme Figura 4.5. Nesta simulação foi utilizado um inversor chaveado e parâmetros como indutores e capacitores próximos da realidade. Inicialmente ativa-se um PLL para sincronização da tensão do inversor com a rede proposta. Após a sincronização, em 170ms, ocorre a conexão física. A partir deste instante a referência para o controle passa a ficar totalmente dependente das curvas de potência. A Figura 4.6 apresenta as potências transferidas para o sistema. Como pode-se verificar ambos os fluxos de potência apresentaram comportamento amortecido, sendo a potência ativa mais lenta que a potência reativa. A Figura 4.7 contém o comportamento da frequência angular até o instante de estabilidade, obtido de duas formas: simulação e modelo linearizado para pequenos sinais. Confirma-se que a simulação e o modelo para pequenos sinais apresentam respostas muito similares. Os transitórios observados nas simulações estão associados a atrasos impostos no modelo simulado. Parte deste atraso é decorrente do cálculo das potências, visto que o bloco utilizado para este fim no Simulink[®] tem atraso intrínseco. Este atraso ocorre porque o cálculo de potência se processa através dos valores eficazes de corrente e tensão, contudo, é válido considerar que a fase imposta no cálculo das potências não foi inserida no modelo desenvolvido em virtude de ser muito inferior a fase imposta pelo filtro de medição. Outro fator que contribui para os transitórios é a dinâmica das malhas de realimentação do inversor. Na modelação o inversor é considerado uma fonte ideal de tensão, o que de fato não corresponde ao modelo simulado nem mesmo à prática. A Figura 4.8 apresenta a tensão e a corrente de saída do inversor.

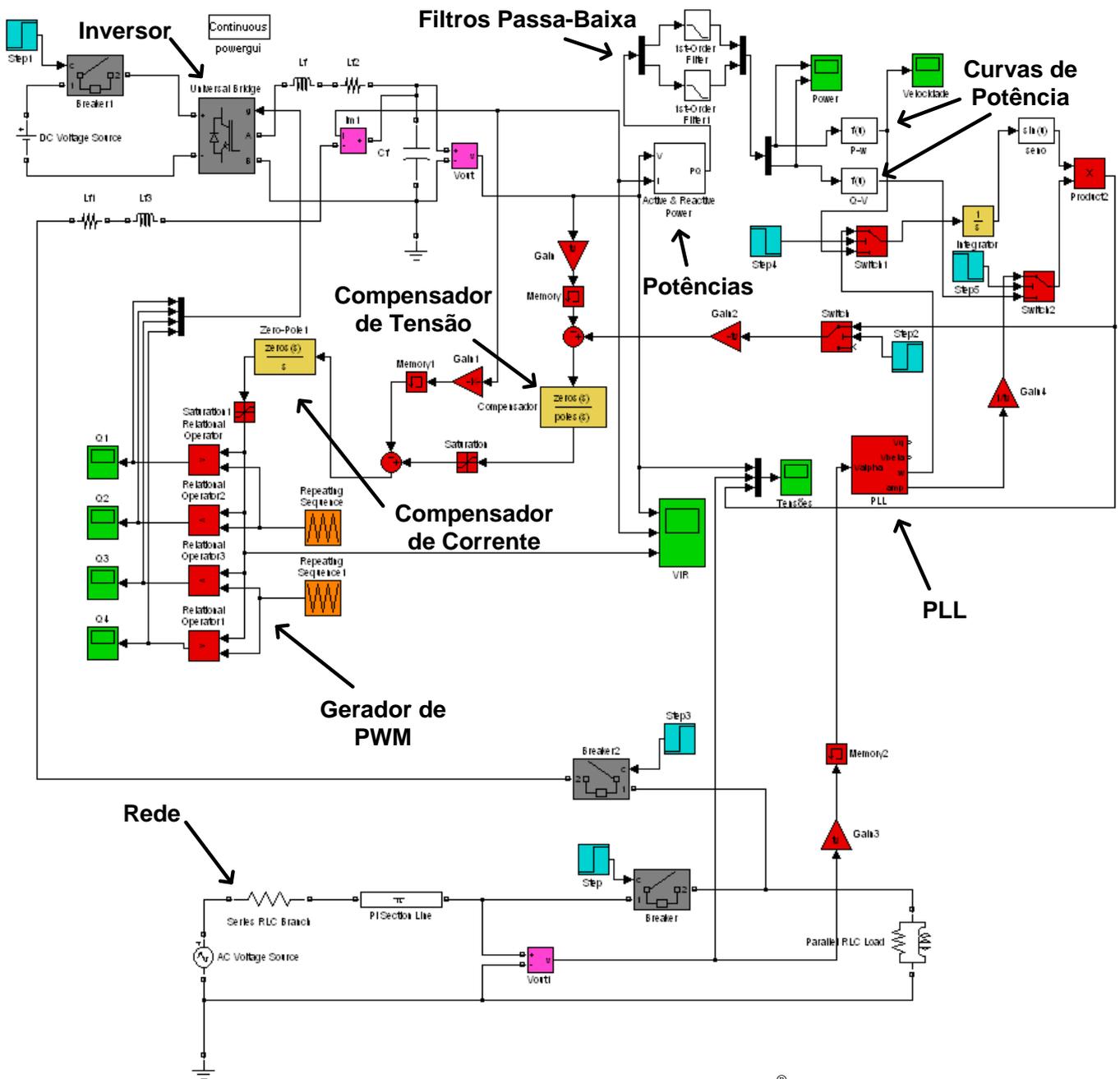


Figura 4.5 – Modelo no MATLAB/Simulink®.

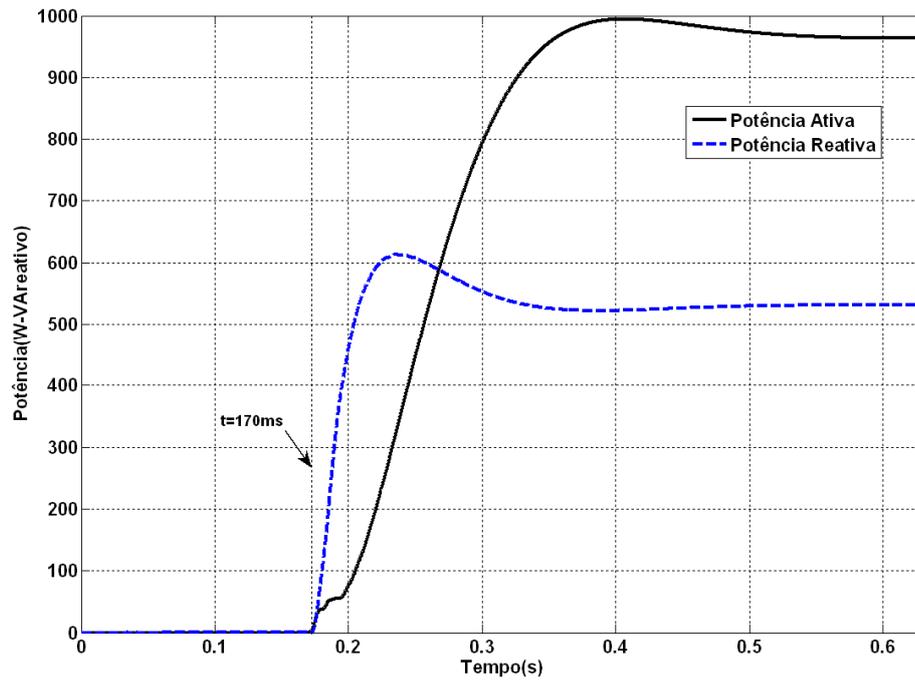


Figura 4.6 – Comportamento das potências ativa e reativa considerando a otimização de k_p e k_v .

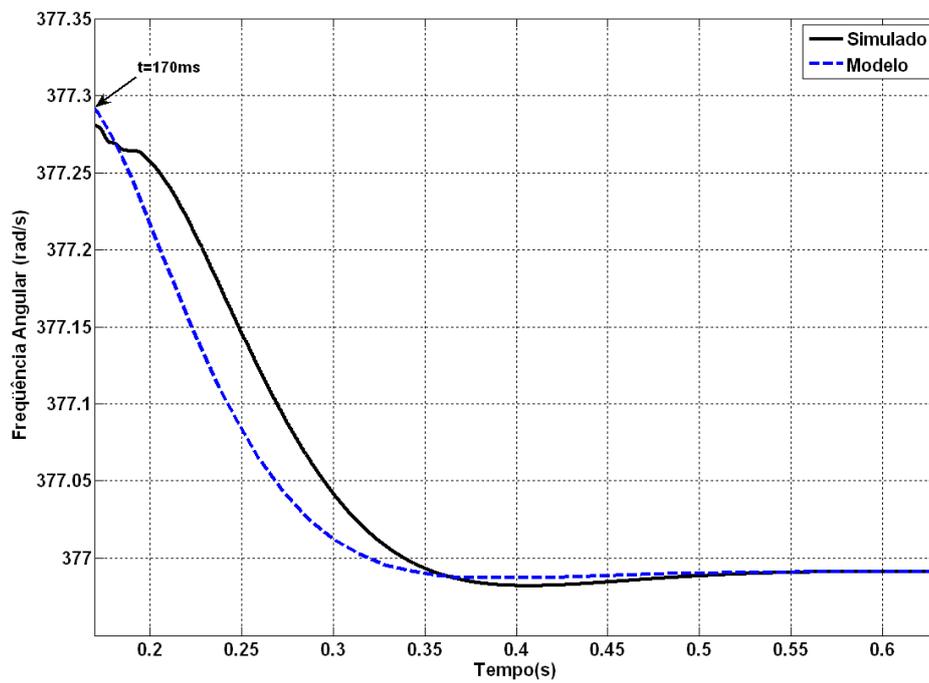


Figura 4.7 – Comportamento da frequência do inversor considerando a otimização de k_p e k_v .

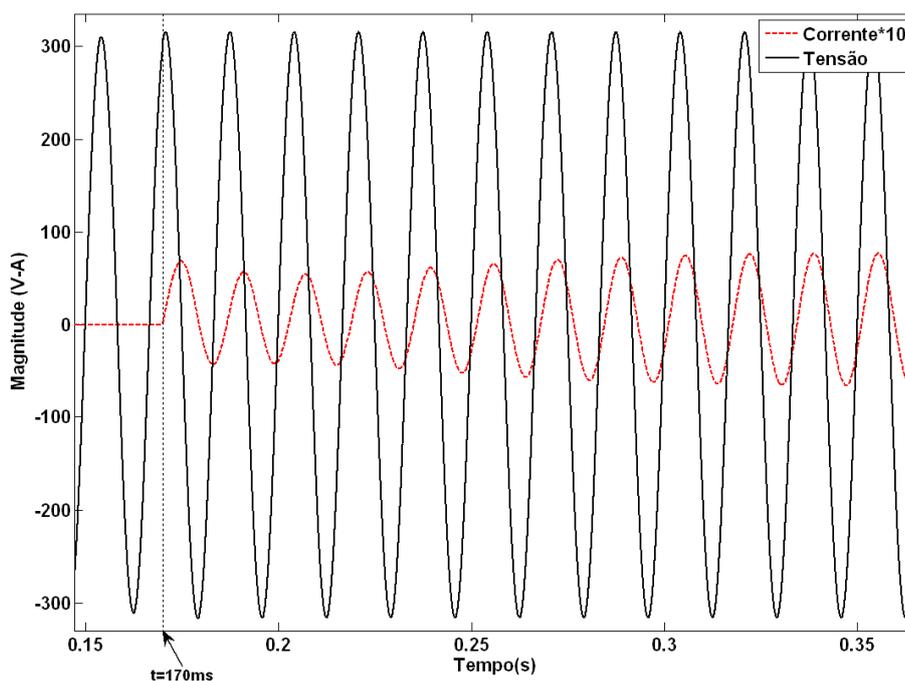


Figura 4.8 – Tensão e corrente na saída do conversor após conexão.

4.1.3 Segundo Caso – Otimização com restrição no potencial de overshoot

De acordo com [32], é comum optar-se por estabilizações mais lentas e sem potenciais de *overshoot* (mesmo que sejam mínimos) na dinâmica dos sistemas elétricos de potência. Isto é verificado principalmente a fim de evitar danos locais às máquinas geradoras e garantir a não interferência em outras máquinas que estejam interligadas ao sistema elétrico. Sendo assim, pode-se adequar a função custo do sistema exemplificado anteriormente visando obter uma resposta totalmente exponencial com o menor tempo de assentamento possível. Em outras palavras, obriga-se que as soluções de k_p e k_v conduzam a autovalores da matriz $[A]$ essencialmente reais e negativos e com um dos pólos necessariamente dominante. Sendo assim, são inseridas penalizações para as regiões em que existam respostas oscilatórias (por menores que sejam). A Figura 4.9 corresponde a Figura 4.2 adaptada, ou seja, a nova superfície agora inclui penalizações para regiões com potenciais de *overshoot*.

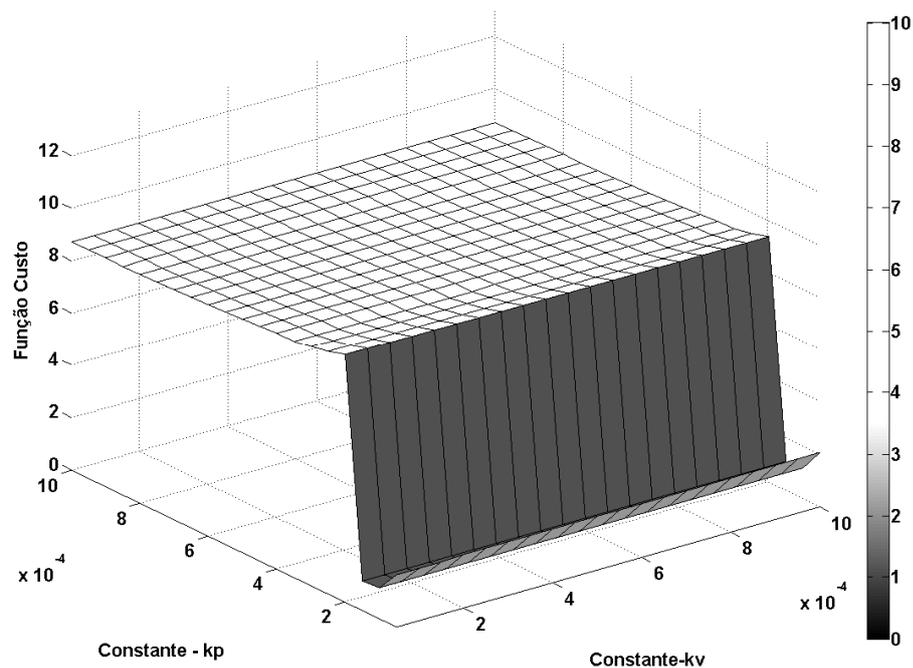


Figura 4.9 – Superfície incluindo penalizações para regiões com pólos complexos.

A Figura 4.10 apresenta uma distribuição de população aleatória sobre a nova superfície. Após 400 gerações a população converge para uma única solução sendo $k_p=0,00014$ e $k_v=0,00084$, conforme Figura 4.11. Os novos autovalores são apresentados em (4.8), (4.9) e (4.10).

$$P1_{novo} = -44,69 \quad (4.8)$$

$$P2_{novo} = -28,77 \quad (4.9)$$

$$P3_{novo} = -8,81 \quad (4.10)$$

A Figura 4.12 apresenta a resposta ao degrau unitário da função hipotética do sistema com as novas constantes. Confirma-se a inexistência de oscilações e a redução do tempo de assentamento ao máximo possível. Os parâmetros de desempenho do novo sistema podem ser verificados na Tabela 4.4. Comparando-se a Tabela 4.4 com a Tabela 4.2 confirma-se a diminuição considerável no tempo de assentamento. Vale ressaltar que esta redução no tempo de assentamento é limitada por parâmetros do sistema, conforme discutido no início do Capítulo 4.

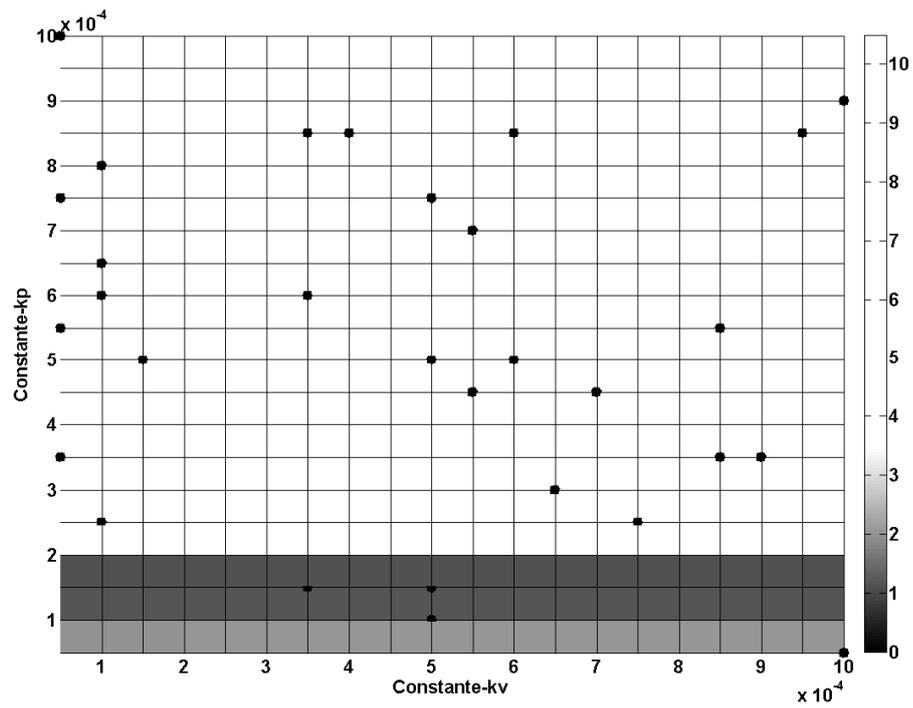


Figura 4.10 – População inicial aleatoriamente distribuída.

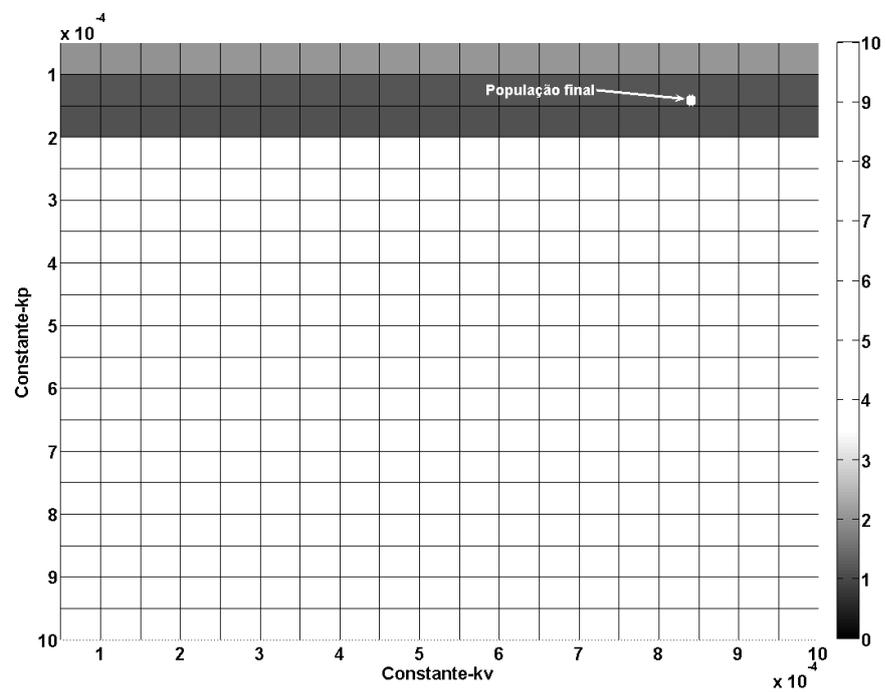


Figura 4.11 – População final composta por k_p e k_v otimizados.

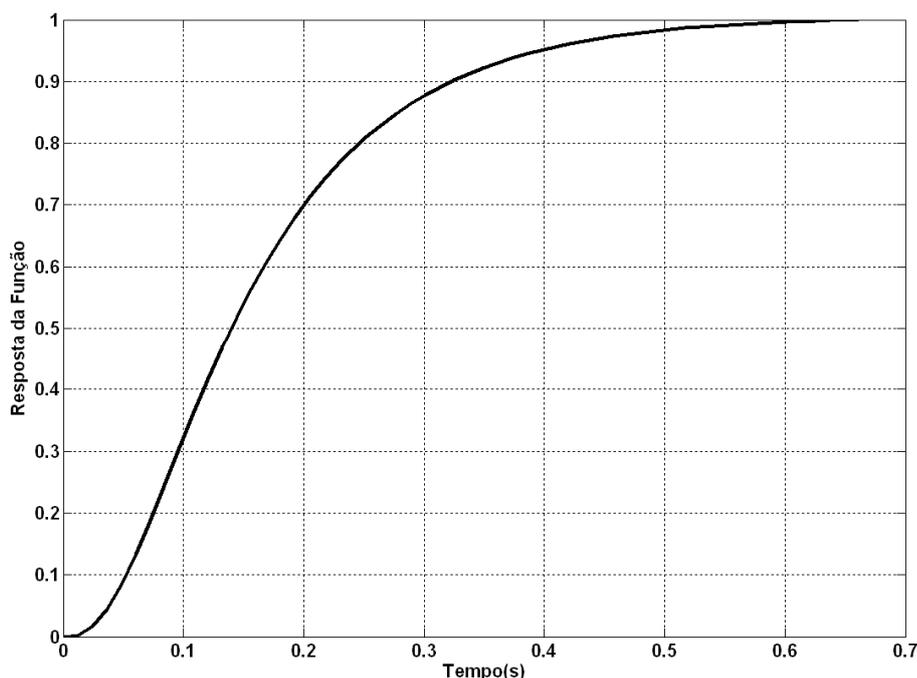


Figura 4.12 – Resposta ao degrau unitário com constantes otimizadas pela EDM.

Tabela 4.4 – Parâmetros de desempenho com constantes otimizadas pela EDM.

Parâmetro	Valor obtido
Tempo de assentamento	0,4845(s)
Overshoot	0%
Pico máximo	1
Tempo do pico máximo	0,6616(s)
Tempo de subida	0,2705(s)

4.1.4 Segundo Caso – Simulação

Visando a validação do modelo linearizado, realizou-se a simulação do sistema através do MATLAB/Simulink[®] [48]. O sistema foi montado conforme Figura 4.5, contendo inversor chaveado, malhas de realimentação, indutâncias e capacitâncias com parâmetros dispersivos. A conexão do inversor com a rede elétrica ocorre após 170ms, tempo este suficiente para que o PLL atinja sincronismo.

A Figura 4.13 contém o comportamento das potências ativa e reativa com o decorrer do tempo. Conforme se pode verificar, o comportamento da potência ativa é associado ao ângulo de fase do inversor, correspondendo a uma resposta cujas oscilações são amortecidas com o tempo e sem a presença de oscilações, confirmando a avaliação prévia dos autovalores

apresentados em (4.4), (4.5) e (4.6). A potência reativa apresenta uma dinâmica mais rápida, estando associada aos valores eficazes de tensão impostos pelo conversor. Vale destacar que a constante k_v é aproximadamente 6 vezes maior que k_p , ou seja, as variações da amplitude das tensões em função da potência reativa, são muito maiores que as variações das velocidades em função da potência ativa. Além disso, vale ressaltar conforme [49, 50, 51] que as equações associadas às variações de tensão e conseqüentes variações da potência reativa apresentam maior velocidade se comparadas com as equações das oscilações dos ângulos de potência e potências ativas.

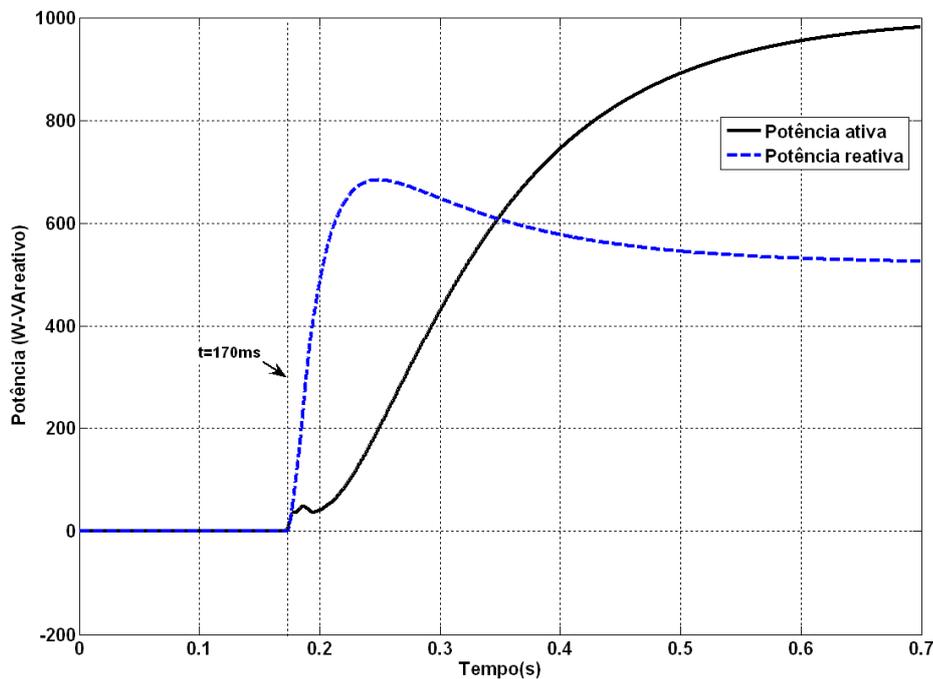


Figura 4.13 – Potências ativa e reativa para k_p e k_v otimizados considerando restrições de *overshoot*.

A Figura 4.14 contém os resultados para a frequência do conversor ao longo do tempo obtidos por simulação e através do modelo linearizado. Os erros dos cálculos das potências ativa e reativa no início da conexão, bem como os atrasos das malhas de realimentação do conversor, introduzem uma oscilação inicial na velocidade do sistema simulado. Contudo, pode-se observar grande similaridade de comportamento entre os resultados apresentados provando a correta modelação do sistema e a validade de operação do mesmo.

Na Figura 4.15 são apresentados os resultados de simulação para a tensão e corrente na saída do inversor. Pode-se confirmar que as mudanças de frequência (inserção de fase) e amplitude na tensão são muito suaves e praticamente imperceptíveis.

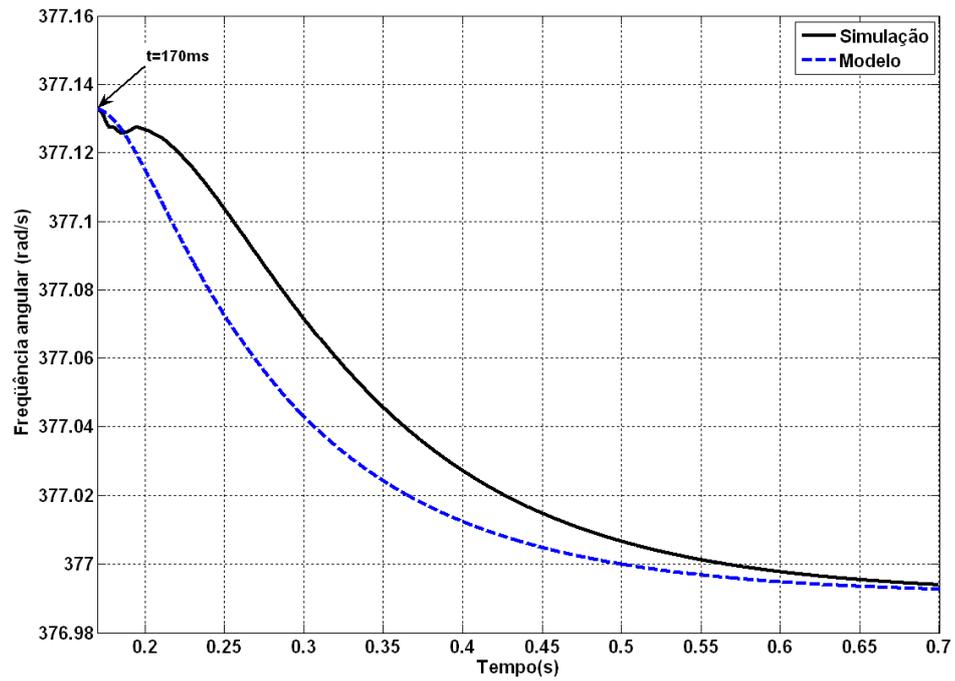


Figura 4.14 – Frequência do inversor para otimizações de k_p e k_v considerando restrições de *overshoot*.

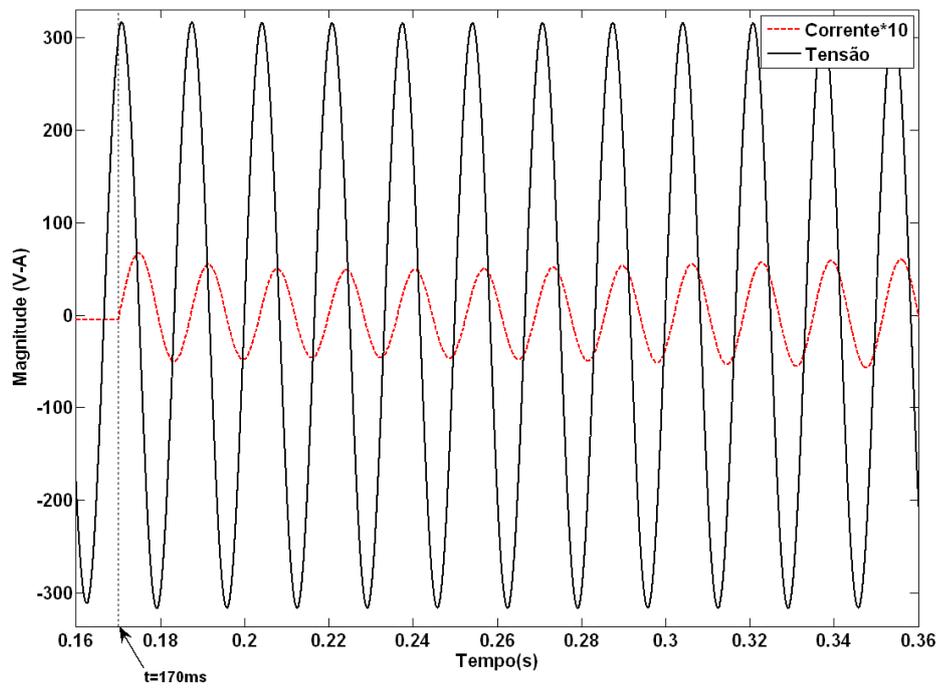


Figura 4.15 – Tensão e corrente na saída do inversor após conexão.

4.2 Paralelismo entre inversores

Conforme análise realizada na Seção 4.1, verificou-se que o ajuste das constantes k_p e k_v pode ser realizado de forma inteligente, visando que a conexão entre inversor-rede elétrica ocorra de maneira estável, sem oscilações bruscas na transferência de potência e com o equilíbrio sendo atingido no menor intervalo de tempo possível.

No Capítulo 2, especificamente na Seção 2.3, foi modelado um sistema composto por duas unidades inversoras conectadas em paralelo. Verificou-se, a partir da modelação em pequenos sinais, que os autovalores da matriz $[A]$ trazem informações sobre a estabilidade do sistema.

Na seqüência serão analisados dois sistemas com inversores em paralelo. O primeiro corresponderá à otimização de um caso apresentado na literatura [33]. O segundo sistema terá como objetivo a validação da otimização em um sistema de maior potência.

4.2.1 Primeiro caso - Otimização com restrição no potencial de overshoot

Na Tabela 4.5 são apresentados os pontos de equilíbrio do sistema a ser simulado. Em [33] sugeriu-se o valor de 0,0005 para os ganhos k_p e k_v o que resultou nos seguintes pólos para o sistema:

$$P1=0 \quad (4.11)$$

$$P2=-6,4 \quad (4.12)$$

$$P3=-31,3 \quad (4.13)$$

$$P4=-39,3 \quad (4.14)$$

$$P5=-37,7 \quad (4.15)$$

$$P6=-37,8 \quad (4.16)$$

Conforme se verifica através dos valores nas expressões (4.11) a (4.16), o sistema apresenta pólos com parte imaginária nula, e parte real negativa. Isto garante que o sistema seja estável e tenha uma resposta amortecida. A fim de se levantar parâmetros para avaliação da estabilidade observou-se a resposta da função hipotética do sistema proposto ao degrau unitário, conforme Figura 4.16. Os parâmetros de desempenho para a função analisada são verificados na Tabela 4.6.

Tabela 4.5 – Caso 1 - Parâmetros do sistema em equilíbrio.

Parâmetro	Valor
Impedância da linha	$0,2+j3,1 (\Omega)$
Frequência de corte do filtro de medição	$37,7 (rad/s)$
Carga nos terminais do inversor 1	$25,7+j27,2 (\Omega)$
Carga nos terminais do inversor 2	$52+j9 (\Omega)$
Potência aparente no inversor 1	$300+j190 (VA)$
Potência aparente no inversor 2	$280+j180 (VA)$
Tensão no inversor 1	$127 (V_{rms})$
Tensão no inversor 2	$130,3-j1,2 (V_{rms})$
Frequência da rede (ω)	$377 (rad/s)$
Corrente de saída do inversor 1	$2,3-j1,4 (A_{rms})$
Corrente de saída do inversor 2	$2,5-j1,5 (A_{rms})$

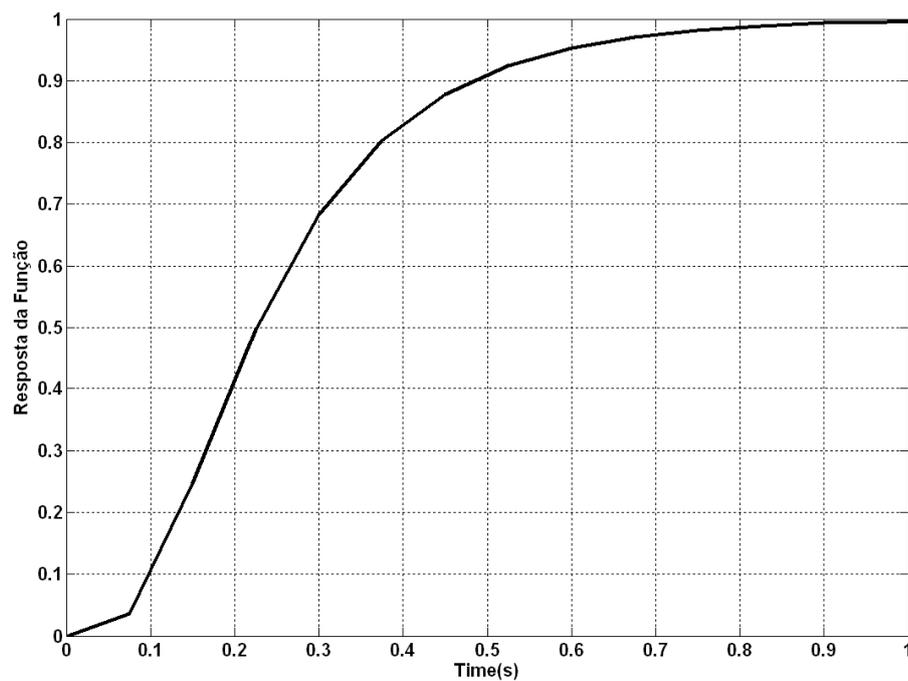
Figura 4.16 – Resposta ao degrau unitário para constantes k_p e k_v propostas em [33].

Tabela 4.6 – Parâmetros de desempenho com constantes propostas em [33].

Parâmetro	Valor obtido
Tempo de assentamento	0,7350 (s)
Overshoot	0%
Pico máximo	1
Tempo do pico máximo	1,65(s)
Tempo de subida	0,3808(s)

A Figura 4.17 apresenta a superfície da função custo, sobre a qual foi distribuída aleatoriamente a população inicial. Novamente a função custo foi baseada no erro quadrático médio, tempo de assentamento e potencial de *overshoot*. Optou-se por encontrar constantes k_p e k_v que evitem o surgimento de autovalores da matriz $[A]$ com parte imaginária não nula. Este fato foi definido visando que o sistema não apresente oscilações, porém buscando o menor tempo de assentamento possível.

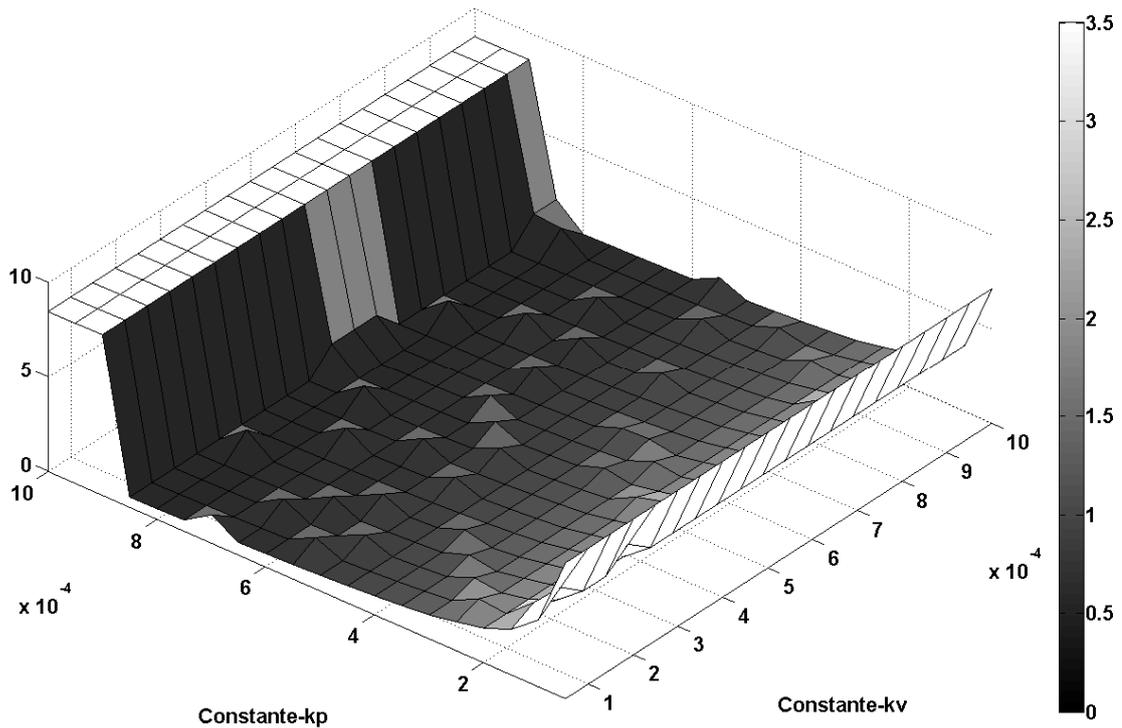


Figura 4.17 – Caso 1 - Superfície com população aleatoriamente distribuída.

A Figura 4.18 mostra a convergência do sistema após 500 gerações. Verifica-se que as soluções começam a ser definidas em uma área de mínimos.

Após 1300 gerações os indivíduos da população convergem para o mínimo da função. A Figura 4.19 apresenta a solução encontrada ($k_p=0,8650 \cdot 10^{-3}$ $k_v=0,9493 \cdot 10^{-3}$). A Figura 4.20 contém a resposta ao degrau unitário da função hipotética com constantes otimizadas. A Tabela 4.7 resume os parâmetros de desempenho relativos à Figura 4.20.

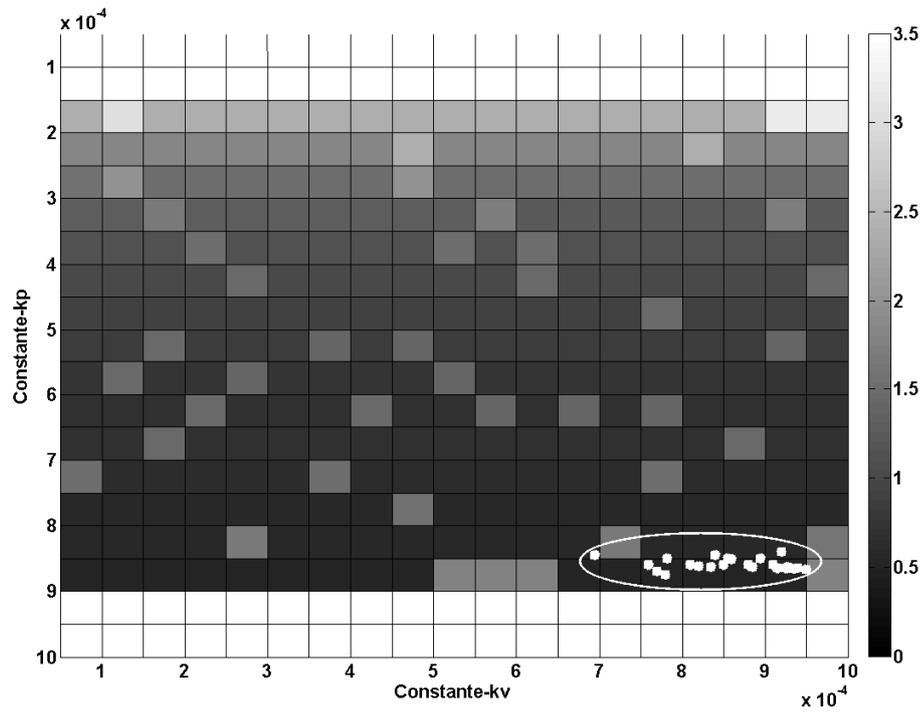


Figura 4.18 – Caso 1 - Soluções encontradas após 500 gerações.

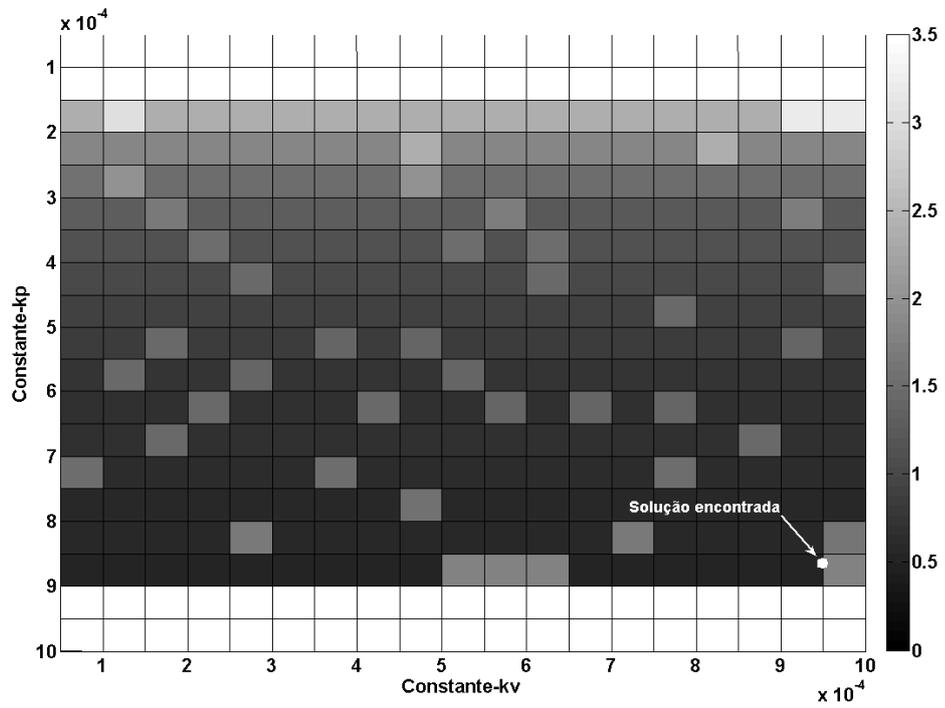


Figura 4.19 – Caso 1 - Solução encontrada após 1300 gerações.

Tabela 4.7– Caso 1 - Parâmetros de desempenho com constantes otimizadas.

Parâmetro	Valor obtido
Tempo de assentamento	0,4268 (s)
Overshoot	0%
Pico máximo	1
Tempo do pico máximo	1,5(s)
Tempo de subida	0,2247(s)

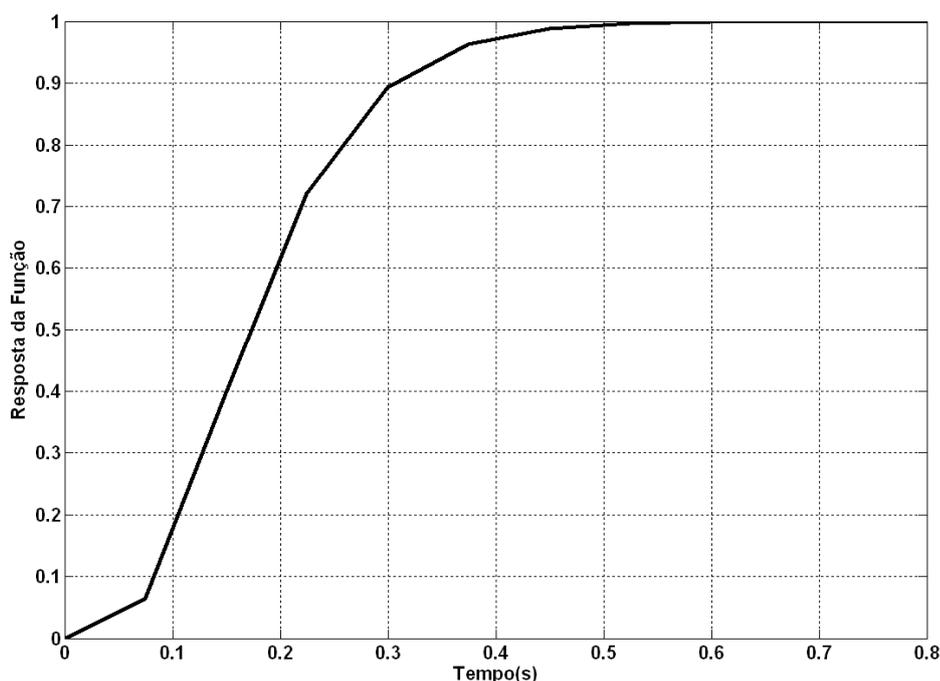


Figura 4.20 – Caso 1 - Resposta ao degrau com constantes otimizadas.

4.2.2 Primeiro caso - Resultados de simulação com constantes otimizadas

O sistema contendo dois inversores em paralelo foi simulado utilizando software MATLAB/Simulink[®]. A seqüência de simulação foi estabelecida conforme diagrama apresentado na Figura 4.21. No instante 1 o inversor 1 é acionado com o controle estabelecido pela suas curvas de potência $P-\omega$, $Q-V$. Está conectada aos terminais do inversor 1, uma carga resistiva indutiva, sendo a parcela ativa de aproximadamente 300W e reativa de 315Var_(indutivo). No instante 2 o segundo inversor passa a operar tendo como referência a onda senoidal gerada por um PLL. O inversor 2 possui uma carga local de aproximadamente 317W e 50Var_(indutivo). Após os dois inversores estarem operando em perfeito sincronismo, ocorre interconexão entre os mesmos. Este evento ocorre no instante 3. Neste instante a referência do inversor 2 é desconectada do PLL e passa a ser regida pelas curvas de potência.

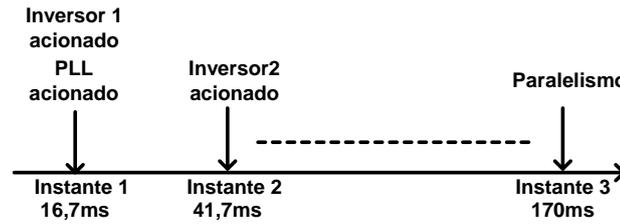


Figura 4.21 – Sequência de acionamento dos inversores na simulação.

Conforme Tabela 4.5, o ponto de equilíbrio dos inversores estabelece que os mesmos dividam as cargas quase igualmente entre si. Através da simulação verifica-se o comportamento das potências conforme Figura 4.22. Pode-se confirmar visualmente que os sistemas apresentaram estabilidade com respostas amortecidas. O comportamento da frequência angular dos inversores pode ser observado na Figura 4.23. Comparando-se com os resultados obtidos em [33], verificou-se a redução do tempo de assentamento da velocidade de aproximadamente 600ms para 300ms.

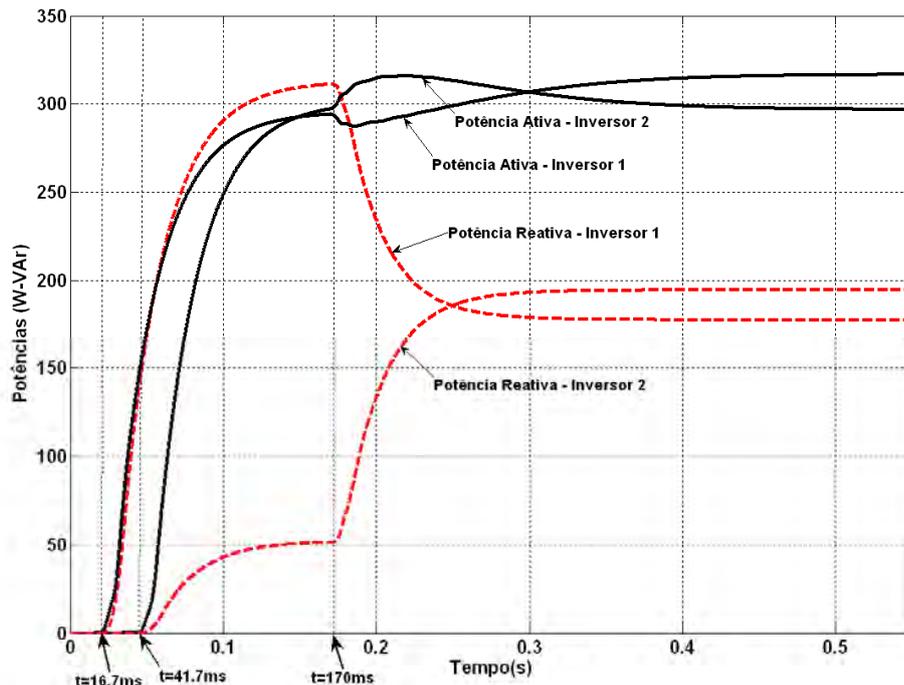


Figura 4.22 – Caso 1 - Potências ativa e reativa dos inversores 1 e 2 para k_p e k_v otimizados.

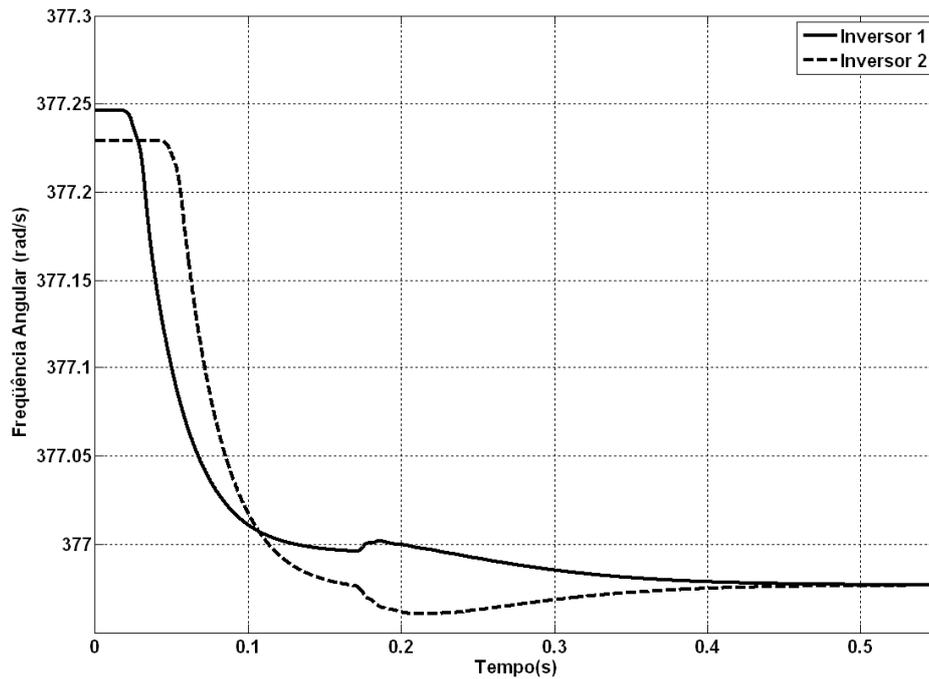


Figura 4.23 – Caso 1 - Frequência dos inversores para k_p e k_v otimizados.

A Figura 4.24 apresenta o comportamento da tensão e da corrente no inversor 1. Confirma-se que a partir do paralelismo com o inversor 2 ocorre redução da corrente do inversor 1. Este fato é devido principalmente a considerável transferência de energia reativa indutiva por parte do inversor 2 para a carga local que inicialmente estava sendo suprida pelo inversor 1. Como consequência espera-se um aumento significativo de corrente no inversor 2 a partir do instante de paralelismo. A tensão e corrente do inversor 2 podem ser observadas na Figura 4.25.

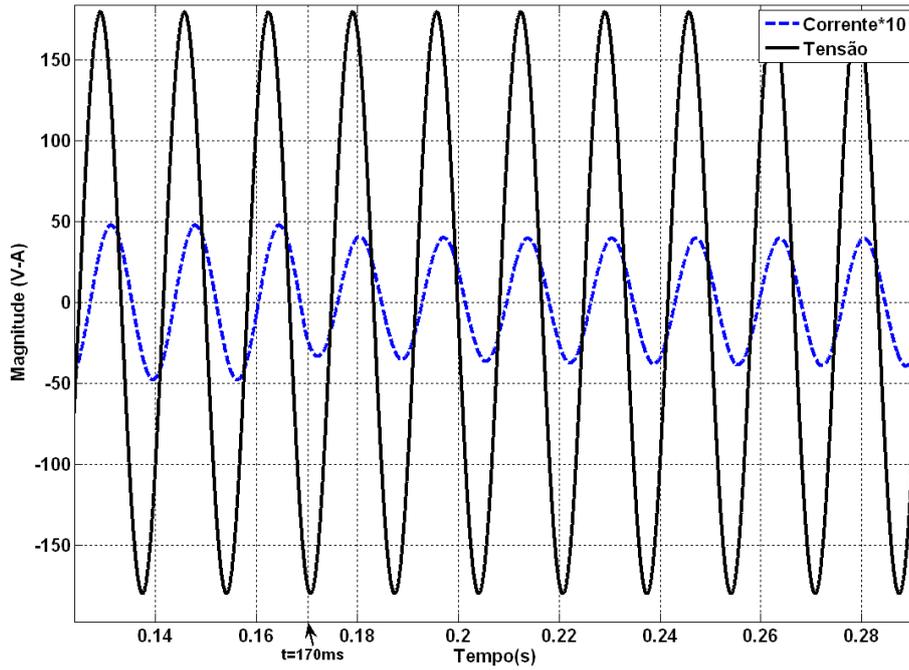


Figura 4.24 – Caso 1 - Tensão e corrente na saída do inversor 1.

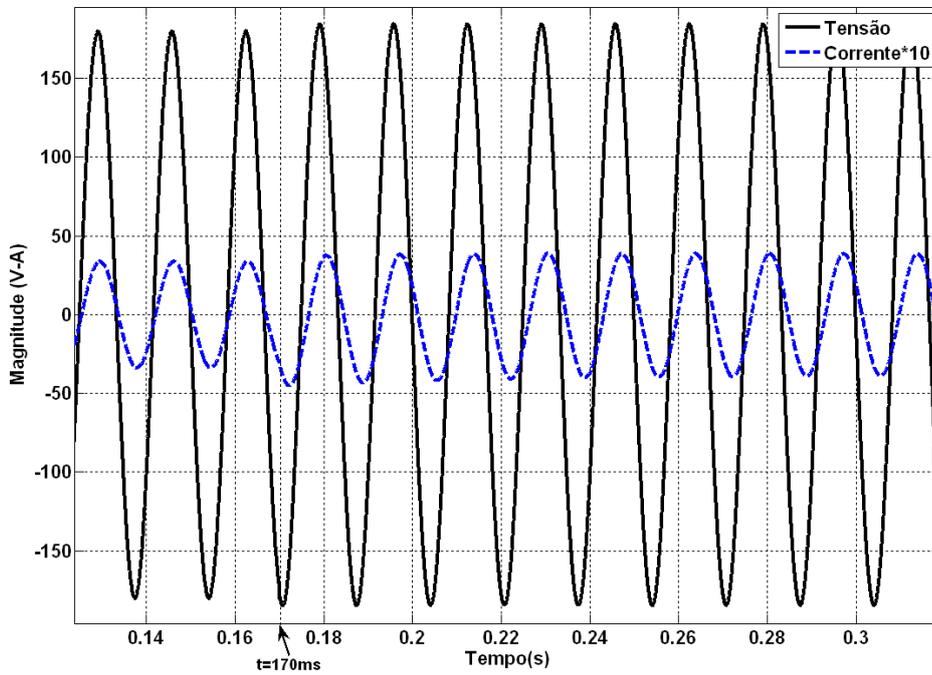


Figura 4.25 – Caso 1 - Tensão e corrente na saída do inversor 2.

4.2.3 Segundo caso - Otimização de um sistema de maior potência

Considera-se um sistema composto por dois inversores conectados em paralelo conforme Figura 2.5. A Tabela 4.8 resume os pontos de equilíbrio do sistema.

Tabela 4.8 – Caso 2 - Parâmetros do sistema no ponto de equilíbrio.

Parâmetro	Valor
Impedância da linha	$0,1+j1 (\Omega)$
Frequência de corte do filtro de medição	$37,7 (rad/s)$
Carga nos terminais do inversor 1	$12,9+j6,5 (\Omega)$
Carga nos terminais do inversor 2	$6,5+j3,5 (\Omega)$
Potência aparente no inversor 1	$1480+j760 (VA)$
Potência aparente no inversor 2	$1520+j740 (VA)$
Tensão no inversor 1	$127 (V_{rms})$
Tensão no inversor 2	$124,9+j4,2(V_{rms})$
Frequência da rede (ω)	$377 (rad/s)$
Corrente de saída do inversor 1	$11,8-j5,9 (Arms)$
Corrente de saída do inversor 2	$12,2-j5,6(Arms)$

A Figura 4.26 apresenta a população inicial aleatoriamente distribuída sobre uma superfície que define a função custo. Optou-se por encontrar constantes k_p e k_v que evitem o surgimento de autovalores da matriz $[A]$ com parte imaginária não nula. Este fato foi definido visando que o sistema não apresente oscilações, porém não deixando de buscar o menor tempo de assentamento possível. A Figura 4.27 mostra a convergência do sistema após 500 gerações da EDM. Verifica-se que as soluções começam a ser definidas em uma área de mínimos. Após 1000 gerações os indivíduos da população convergem para o mínimo da função ($k_p=0,2799 \cdot 10^{-3}$ e $k_v=0,3420 \cdot 10^{-3}$).

4.2.4 Segundo caso - Resultados de simulação com constantes otimizadas

Novamente o acionamento dos inversores respeita uma seqüência conforme Figura 4.21. No instante inicial está conectada aos terminais do inversor 1 uma carga resistiva indutiva, sendo a parcela ativa de aproximadamente 1000W e a reativa de 500Var_(indutivo). Após dois ciclos, o inversor 2 passa a operar tendo como referência a tensão senoidal sincronizada pelo PLL. O inversor 2 possui uma carga local de aproximadamente 1800W e 1000VAR_(indutivo). Após 8 ciclos ocorre o paralelismo entre os inversores. O inversor 2 é desconectado do PLL e passa a ter o controle regido pelas curvas de potência. Através da simulação verifica-se o comportamento das potências conforme Figura 4.28. Pode-se confirmar visualmente que os sistemas apresentaram estabilidade com respostas amortecidas e

praticamente livres de *overshoot*. O comportamento da frequência angular dos inversores pode ser observado na Figura 4.29 e confirma claramente a resposta aproximada de um sistema de primeira ordem.

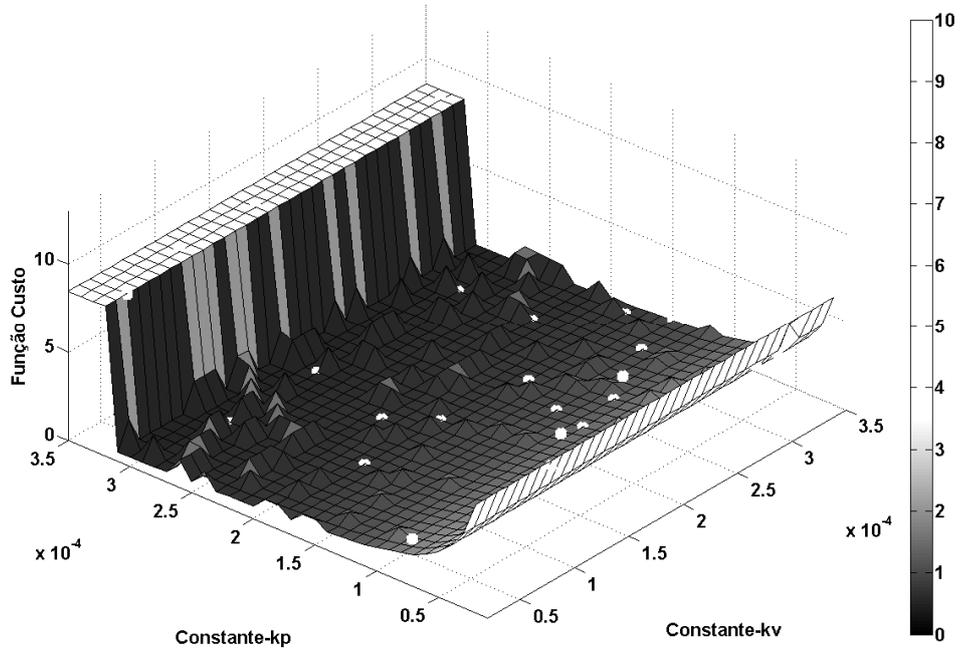


Figura 4.26 – Caso 2 - Superfície com população aleatoriamente distribuída.

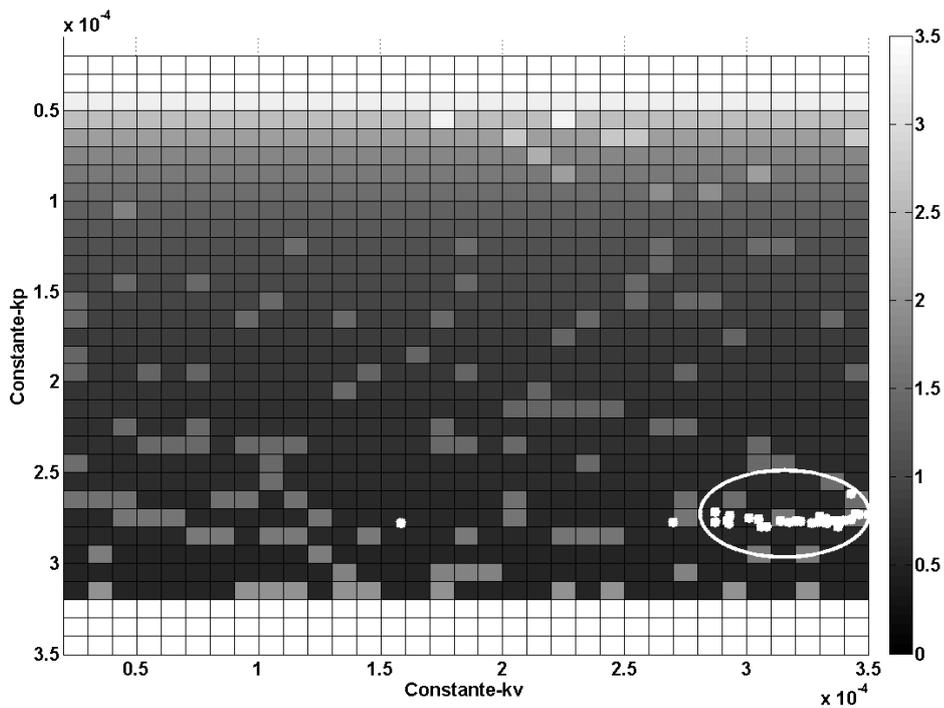


Figura 4.27 – Caso 2 - Soluções encontradas após 500 gerações.

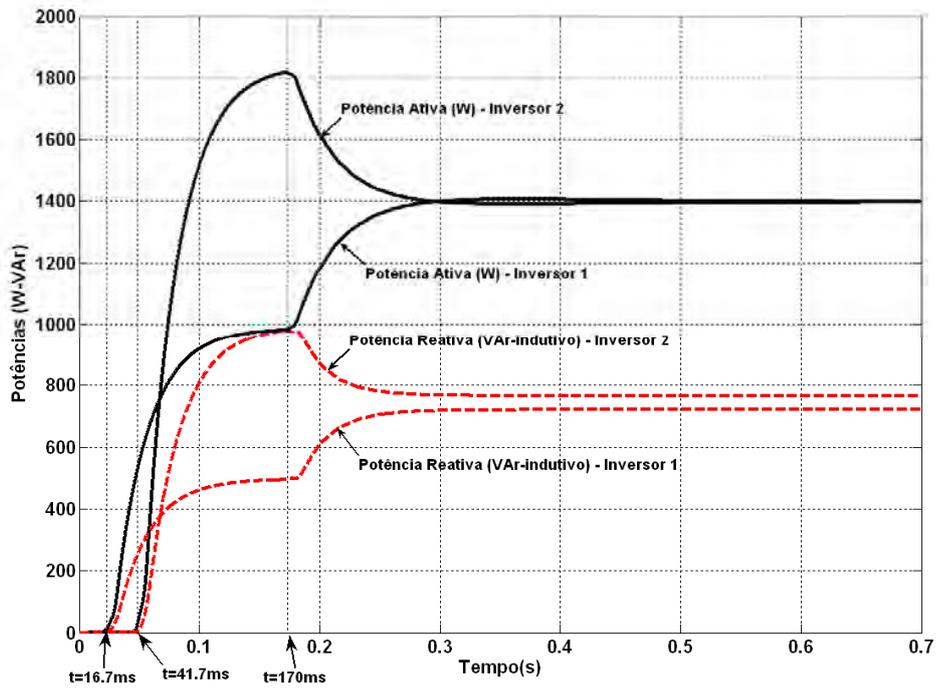


Figura 4.28 – Caso 2 - Potências ativa e reativa dos inversores para k_p e k_v otimizados.

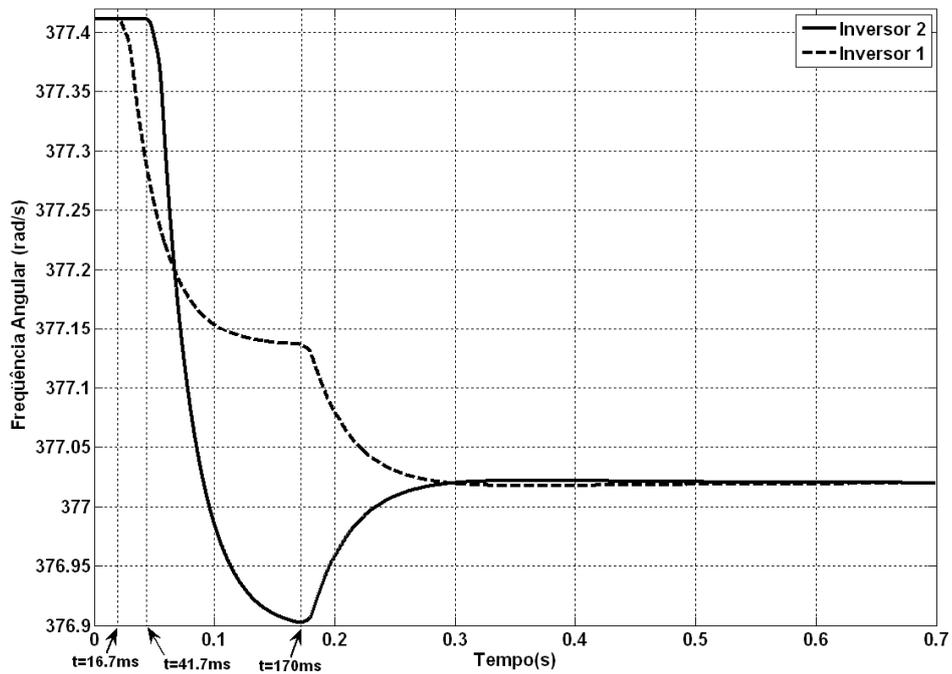


Figura 4.29 – Caso 2 - Frequência dos inversores para k_p e k_v otimizados.

A Figura 4.30 apresenta os comportamentos da tensão e corrente no inversor 1. A partir do paralelismo, no instante de 170ms, ocorre elevação da corrente. Este fato é devido a considerável transferência de energia por parte do inversor 1 à carga local que inicialmente

estava sendo alimentada somente pelo inversor 2. Como conseqüência espera-se uma diminuição da corrente eficaz no inversor 2 conforme observa-se na Figura 4.31. A estabilização da corrente não apresenta freqüências sub-amortecidas, o que confirma a seleção de constantes k_p e k_v para comportamento similar a sistemas de primeira ordem.

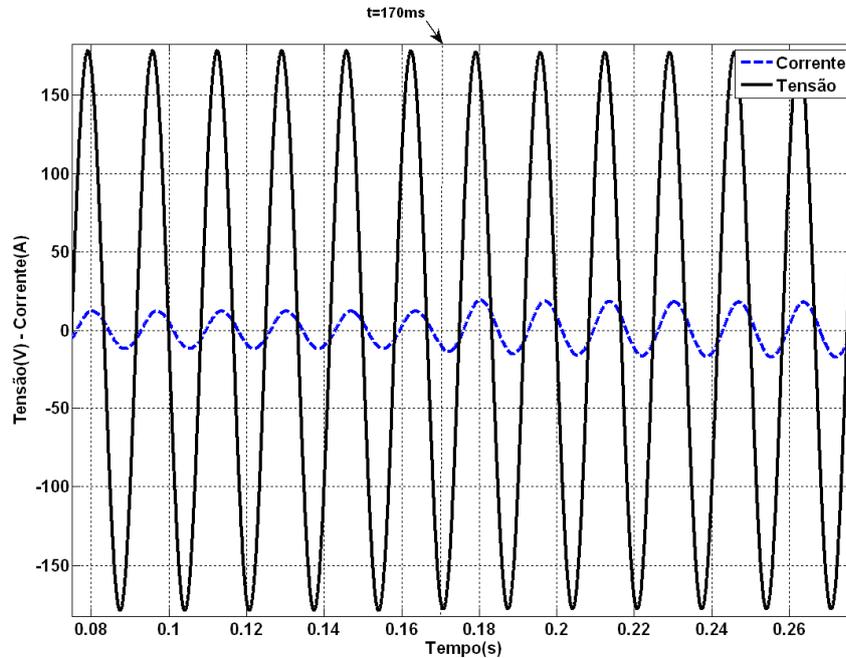


Figura 4.30 – Caso 2 - Tensão e corrente na saída do inversor 1.

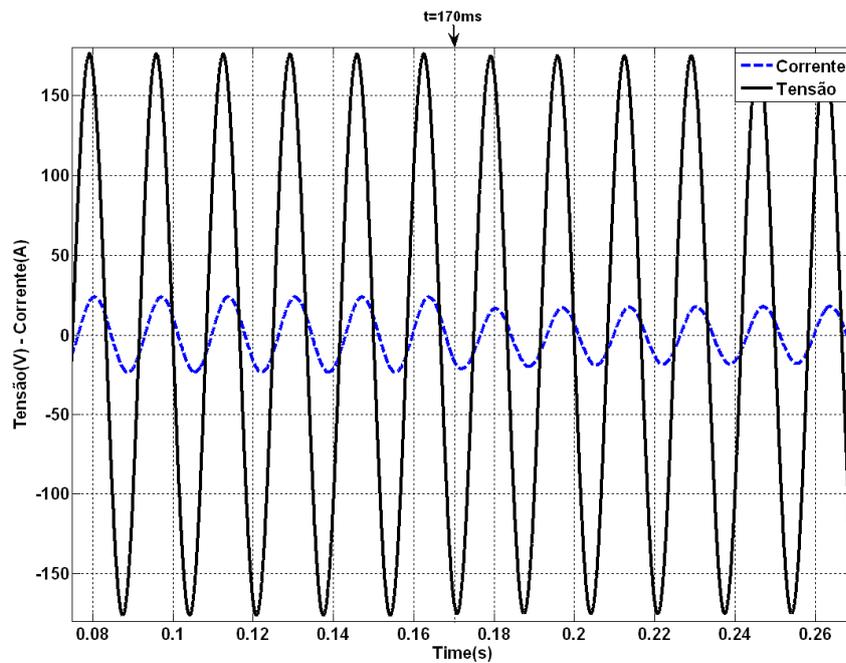


Figura 4.31 – Caso 2 - Tensão e corrente na saída do inversor 2.

4.3 Conclusões do Capítulo

Este capítulo reuniu a validação de todos os procedimentos propostos nos Capítulos 2 e 3. Inicialmente, os resultados foram concentrados em otimizar um sistema composto por um inversor paralelizado à rede elétrica. A primeira otimização voltou-se para a busca de menores tempos de assentamento, porém não restringindo completamente a presença de oscilações durante a estabilização do sistema (pólos complexos conjugados). As respostas obtidas para as constantes k_p e k_v sintonizadas foram condizentes com o esperado, garantindo a otimização do sistema conforme proposto no trabalho. Posteriormente foi apresentada a possibilidade de sintonia de novas constantes para o mesmo sistema, porém restringindo-se a possibilidade de oscilações durante a estabilização do sistema. Neste caso as soluções com pólos complexos e conjugados foram penalizadas. Deste modo, o algoritmo conduziu a resposta a novas constantes, cujas respostas durante as simulações foram satisfatórias, confirmando-se a redução significativa do tempo de assentamento e garantindo uma resposta de primeira ordem durante a estabilização.

A segunda seqüência de resultados concentrou-se em otimizar um sistema composto por dois inversores em paralelo. O primeiro caso esteve associado em otimizar um sistema já avaliado na literatura [33]. Sendo assim, as constantes k_p e k_v foram sintonizadas visando além da estabilidade do sistema, melhores respostas dinâmicas se comparadas aos resultados previamente publicados. Conforme os resultados de simulação, a otimização foi atingida melhorando significativamente os tempos de assentamento e garantindo uma resposta amortecida e livre de oscilações no fluxo de potências. O segundo caso propôs a otimização de um sistema de maior potência. Novamente, as simulações foram extremamente satisfatórias, garantindo a estabilidade do sistema bem como amortecimentos suaves, representando um sistema equivalente de primeira ordem, livre de oscilações.

Um fato importante a ser ressaltado é que para as simulações os inversores foram modelados conforme são implementados na prática. Ou seja, representados por chaves estáticas acionadas por PWM unipolar, filtro LC de saída e tendo para o controle compensadores de tensão e corrente calculados conforme a teoria de modelação (Apêndices A e B).

Capítulo 5

Resultados Experimentais

Assim como a modelação apresentada no Capítulo 2 e como os resultados de simulação apresentados no Capítulo 4, os resultados experimentais estão divididos em duas seções principais. Primeiramente, os resultados do sistema inversor rede. Posteriormente, os resultados experimentais relativos ao paralelismo de duas unidades inversoras isoladas.

5.1 Conexão inversor rede eléctrica

5.1.1 Considerações práticas – impedância da rede

Considerando que o inversor para conexão é alimentado através de um retificador não isolado, o mesmo não poderia ser conectado diretamente à rede. Desta maneira utilizou-se uma rede isolada a partir do barramento do quadro de distribuição. Neste caso, foi fundamental o levantamento de parâmetros desta rede isolada visando o cálculo adequado dos pontos de equilíbrio para a transferência das potências. A Figura 5.1 apresenta o circuito equivalente aproximado da conexão eléctrica proposta.

Com base nas limitações de potência impostas principalmente pelo módulo inversor utilizado, foi estipulado um valor aproximado de 1100VA para ser transferido para a rede eléctrica. Esta potência foi dividida em uma parcela ativa de aproximadamente 1000W e uma parcela reativa entre $400\text{VAR}_{(\text{indutivo})}$ a $500\text{VAR}_{(\text{indutivo})}$. Considerando que o ponto de amostragem da rede eléctrica corresponde à tomada da rede eléctrica, este ponto foi caracterizado como a referência do sistema. Uma vez que tanto a indutância de dispersão do transformador isolador quanto da linha de conexão são desprezíveis, considera-se a tensão do barramento em fase com a tensão de referência. Sendo assim, tornou-se possível estipular os pontos de equilíbrio do inversor para o fluxo de potência desejado. A Figura 5.2 apresenta as

tensões e correntes de equilíbrio do sistema. A Tabela 5.1 contém o resumo dos pontos de equilíbrio do sistema.

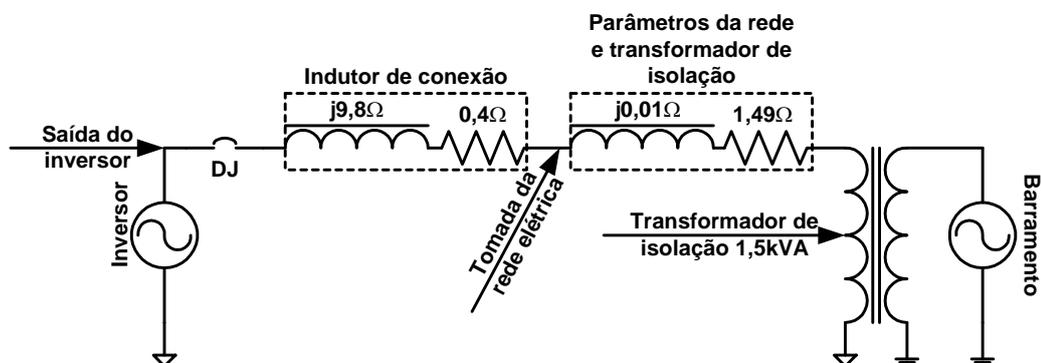


Figura 5.1 – Circuito elétrico equivalente da conexão com a rede elétrica.

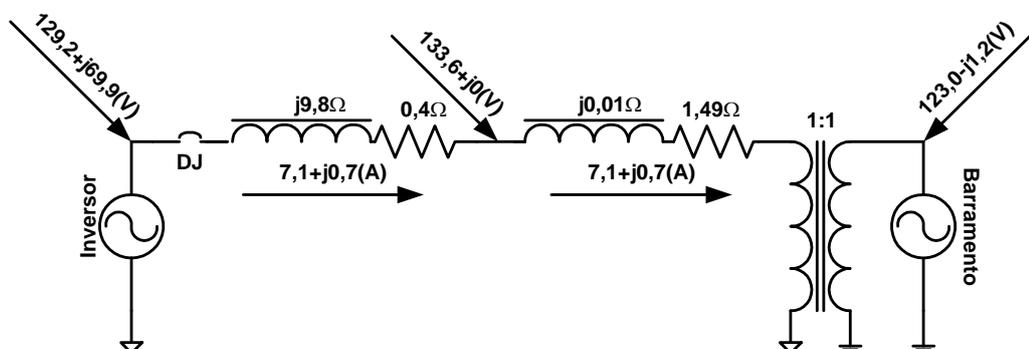


Figura 5.2 – Tensões e correntes de equilíbrio ao longo da rede.

Tabela 5.1– Parâmetros de equilíbrio do sistema experimental.

Parâmetro	Valor
Impedância da linha	$0,4 + j9,8 (\Omega)$
Frequência de corte do filtro de medição	$37,7 (rad/s)$
Potência aparente no inversor	$1000 + j450 (VA)$
Tensão eficaz na rede (V)	$133,6 (V_{rms})$
Tensão pico na rede (V)	$188,9 (V)$
Tensão eficaz no inversor (E)	$146,91 (V_{rms})$
Tensão pico no inversor (E)	$207,76 (V)$
Corrente eficaz no inversor	$7,46 (A)$
Corrente pico no inversor	$10,55 (A)$
Frequência da rede (ω)	$376,68 (rad/s)$
Ângulo de potência: inversor-rede	$0,49 (rad)$

5.1.2 Considerações práticas – oscilações na frequência

Outro fato relevante a ser considerado no equilíbrio do fluxo de potência consiste em oscilações na frequência da rede. Embora esta oscilação não seja comprometedora para o funcionamento dos equipamentos que operam em 60Hz, elas alteram o ponto de equilíbrio do sistema de controle. Isto ocorre porque a curva $P-\omega$ impõe que o conversor equilibre-se exatamente na frequência da rede. Sendo assim, as oscilações da frequência são refletidas na potência. Como exemplo, caso a frequência da rede esteja abaixo da nominal calculada a potência transferida será maior que o ponto de equilíbrio estipulado. Caso essa frequência oscile para um valor acima do calculado certamente será observada uma potência inferior a estabelecida no ponto de equilíbrio. Obviamente que este comportamento é dinâmico ao longo do tempo, sendo, portanto, observadas oscilações nas medições de potência ativa. É importante salientar que estas oscilações na potência ativa, interferem no ponto de equilíbrio do sistema de modo a desencadear oscilações também na potência reativa.

5.1.3 Considerações práticas – método para cálculo das potências

Em [35] observa-se que as potências ativa e reativa solicitadas às unidades inversoras são obtidas a partir de valores instantâneos de tensão e corrente. Sendo assim, torna-se de fundamental importância a presença de filtros passa-baixa, de primeira ou segunda ordem, visando a atenuação da oscilação de 120Hz presente nos resultados. Neste trabalho, o método de cálculo de potências foi realizado de modo diferente. Não foram utilizados valores instantâneos, mas sim os valores eficazes da tensão (V_{ef}) e da corrente (I_{ef}). Deste modo, tornou-se necessário determinar também o ângulo de fator de potência (θ) a fim de serem obtidas as potências através das expressões clássicas observadas em (5.1) e (5.2).

$$P = V_{ef} I_{ef} \cos(\theta) \quad (5.1)$$

$$Q = V_{ef} I_{ef} \sin(\theta) \quad (5.2)$$

É válido destacar que o cálculo das potências valendo-se de grandezas eficazes, caracteriza de imediato a filtragem do sinal. Entretanto a fase imposta por estes cálculos não foi inserida na modelação apresentada no Capítulo 2. Na verdade, na modelação existe a presença de um filtro passa-baixa de primeira ordem, cuja frequência de corte deste filtro foi sintonizada uma década abaixo da fundamental durante a validação dos modelos e simulações. O que se pôde observar através das simulações é que a fase imposta pelo filtro passa-baixa era muito superior a fase imposta pelo cálculo dos valores eficazes de tensão e corrente, podendo assim, desprezar-se essa última grandeza.

Outro fato a se considerar é que a presença dos filtros passa-baixa para medição de potências foi fundamental, mesmo trabalhando-se com valores eficazes de tensão e corrente, especialmente porque não foram utilizados filtros anti-aliasing na aquisição de sinais. Os filtros anti-aliasing foram omitidos a fim de não prejudicarem a dinâmica do sistema. Entretanto o não condicionamento dos sinais conduziu a medições, naturalmente, muito ruidosas. Tais ruídos propagavam-se nos cálculos, gerando-se imprecisões consideráveis principalmente no ângulo de fator de potência (θ). Obviamente que variações em θ conduzem a variações nas potências calculadas, fato este, que apesar de atenuado pelos filtros de medição de potências, apresentou-se perceptível nas medições experimentais apresentadas neste capítulo. É importante salientar que as oscilações aleatórias são mais pronunciadas na potência reativa em virtude do pequeno valor de θ . Isto ocorre porque, se considerado o círculo trigonométrico, para fatores de potência elevados, o ângulo do fator de potência está próximo de zero, o que determina regiões de máxima derivada para o eixo dos senos.

5.1.4 Transferência de potência sem otimização

5.1.4.1 Caso 1 – Presença de Overshoot

Conforme observado nos Capítulos 3 e 4, a escolha aleatória das constantes k_p e k_v pode resultar em dinâmicas inesperadas durante a transferência de potência. Busca-se um ponto ideal nesta dinâmica envolvendo além da estabilidade a ausência de oscilações durante a estabilização do sistema. Como exemplo, utilizou-se neste primeiro caso constantes $k_p=9,7 \cdot 10^{-3}$ e $k_v=5,7 \cdot 10^{-3}$. Estas constantes foram escolhidas a fim de mostrar que, dependendo dos valores utilizados, podem ser observadas oscilações durante a transferência de potência. Obviamente que estes valores foram adequados a fim de que a oscilação não seja suficiente para a instabilidade ou desarme de proteções do protótipo utilizado.

A Figura 5.3 apresenta os resultados experimentais de transferência de potência utilizando os valores sugeridos anteriormente. Verifica-se através da figura que os resultados experimentais respeitam com muita similaridade a dinâmica observada pela simulação. Vale ressaltar que para as constantes utilizadas, os pólos do sistema apresentaram valores complexos conjugados, conduzindo à situação de *overshoot* durante a estabilização da transferência de potência. Os pólos do sistema para a situação proposta são apresentados nas expressões (5.3), (5.4) e (5.5).

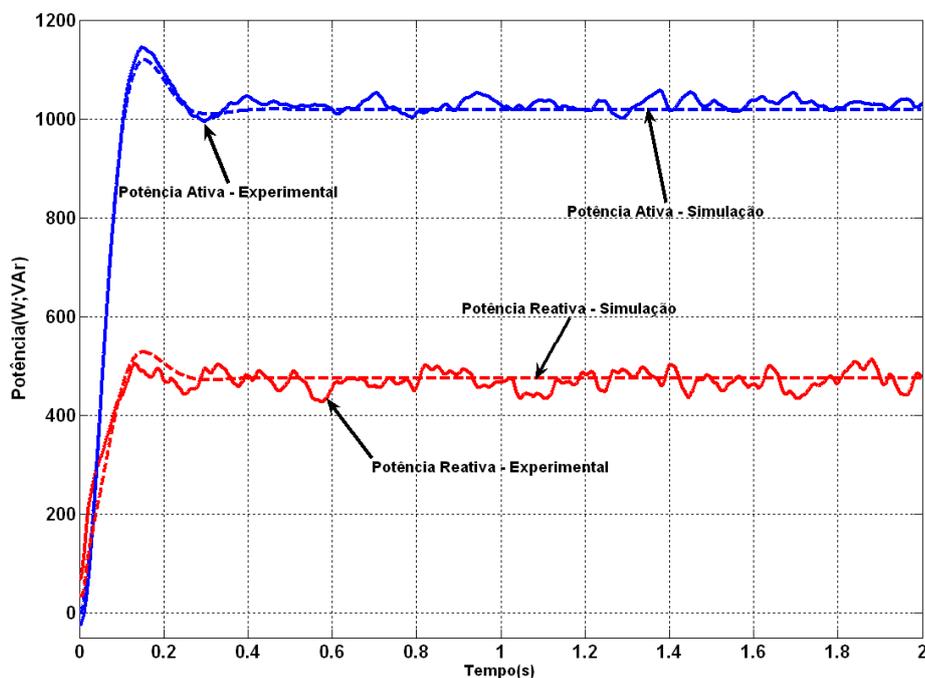


Figura 5.3 – Resultados experimentais e simulações para transferência de potência sem otimização das constantes e com presença de *overshoot*.

$$P1 = -40,9 \quad (5.3)$$

$$P2 = -19,2 + 17j \quad (5.4)$$

$$P3 = -19,2 - 17j \quad (5.5)$$

A Figura 5.4 apresenta o comportamento da frequência do conversor até a estabilidade. Conforme se verifica, os resultados experimentais estão bastante condizentes com as simulações. Vale ressaltar que a frequência média da rede para este intervalo de medição estava pouco abaixo de 60Hz, resultando em uma potência ativa ligeiramente superior a 1kW.

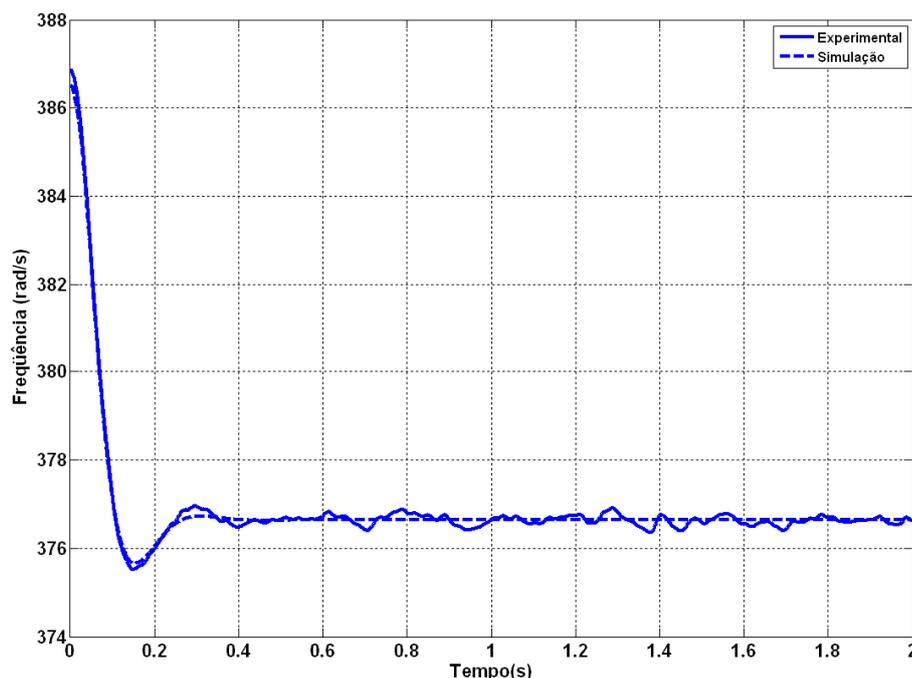


Figura 5.4 – Resultado experimental e simulação para comportamento da frequência do inversor sem otimização das constantes e com presença de *overshoot*.

5.1.4.2 Caso 2 – Elevado tempo de assentamento

Outro problema observado na escolha inadequada de constantes k_p e k_v está associado a lentidão durante a estabilização do sistema. Dependendo dos valores escolhidos, o efeito de ultrapassagem pode ser evitado, entretanto, podendo resultar em um tempo de assentamento muito elevado. A Figura 5.5 ilustra a transferência de potência considerando as constantes $k_p=2,0 \cdot 10^{-3}$ e $k_v=5,7 \cdot 10^{-3}$. Na Figura 5.6 pode ser observada a dinâmica do ajuste de frequência. Um pequeno desvio na estabilização da frequência foi observado, porém este fato se deve a frequência média da rede estar ligeiramente diferente da utilizada na simulação. Este problema além de não invalidar as medidas, confirma a adequação do sistema aos inconvenientes experimentais.

Com respeito aos autovalores da matriz $[A]$, expressões (5.6), (5.7) e (5.8), os mesmos não apresentam valores complexos conjugados, muito embora ainda possam ser otimizados para redução do tempo de assentamento.

$$P1=-41,3 \quad (5.6)$$

$$P2=-34,5 \quad (5.7)$$

$$P3=-3,5 \quad (5.8)$$

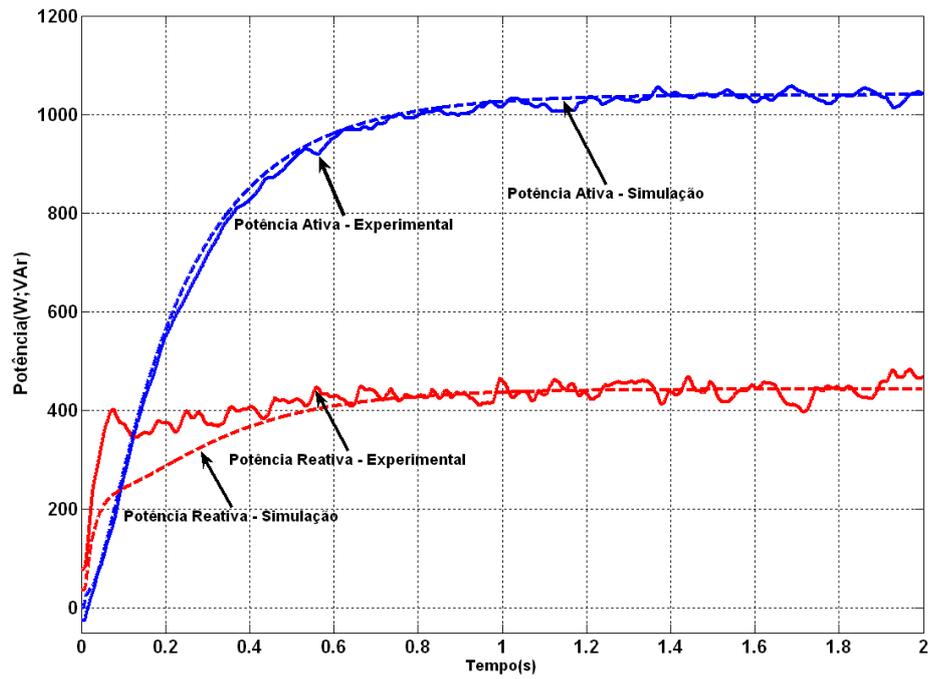


Figura 5.5 – Resultados experimentais e simulações para transferência de potência sem otimização das constantes e com elevado tempo de assentamento.

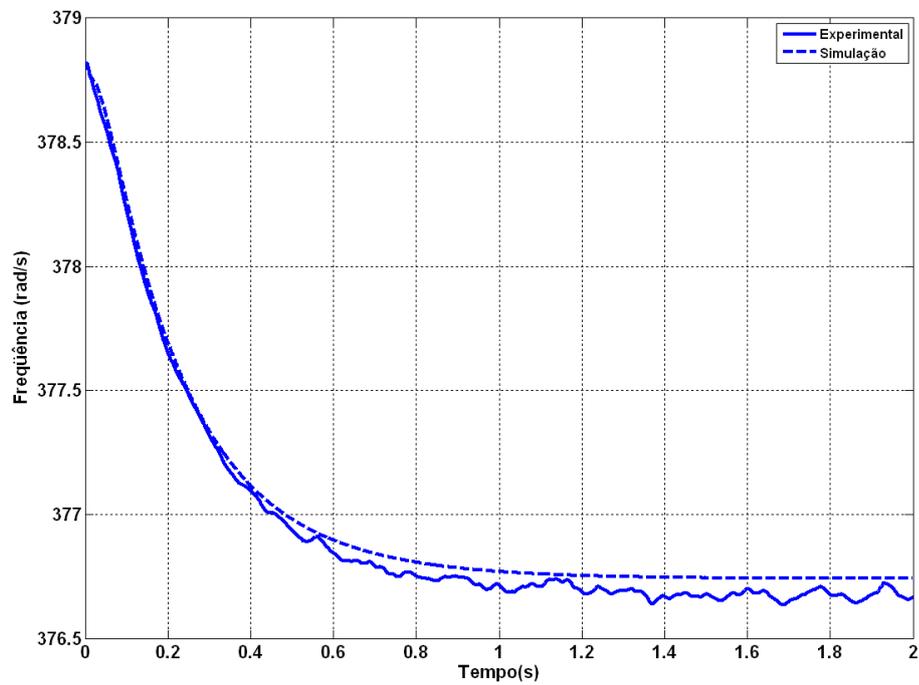


Figura 5.6 – Resultado experimental e simulação para comportamento da frequência do inversor sem otimização das constantes e com elevado tempo de assentamento.

No caso anterior, apresentado na Figura 5.4, o tempo de estabilização foi de aproximadamente 300ms, entretanto com presença de *overshoot*. Neste último caso, com a alteração das constantes, este tempo aumentou consideravelmente para aproximadamente 1 segundo. Como pode se verificar, embora as constantes tenham sido escolhidas de modo a manter o sistema estável, elas ainda podem ser otimizadas visando respostas com o menor tempo de assentamento e sem potenciais de ultrapassagem (*overshoot*).

5.1.5 Otimização do sistema

Conforme observado nos resultados anteriores, a conexão com a rede elétrica foi obtida com sucesso. As transferências de potência respeitaram a modelagem proposta e confirmaram dinâmicas diferentes dependendo da escolha de parâmetros, no caso específico deste trabalho, as constantes (k_p e k_v) que determinam as inclinações das curvas $P-\omega$ e $Q-V$.

Com base na modelação inversor rede, proposta no Capítulo 2, e com base na função custo, apresentada em (3.17), foi obtida a superfície de ajuste dos parâmetros conforme se observa na Figura 5.7. A Figura 5.8 apresenta a população inicial aleatoriamente distribuída sobre a superfície da função custo.

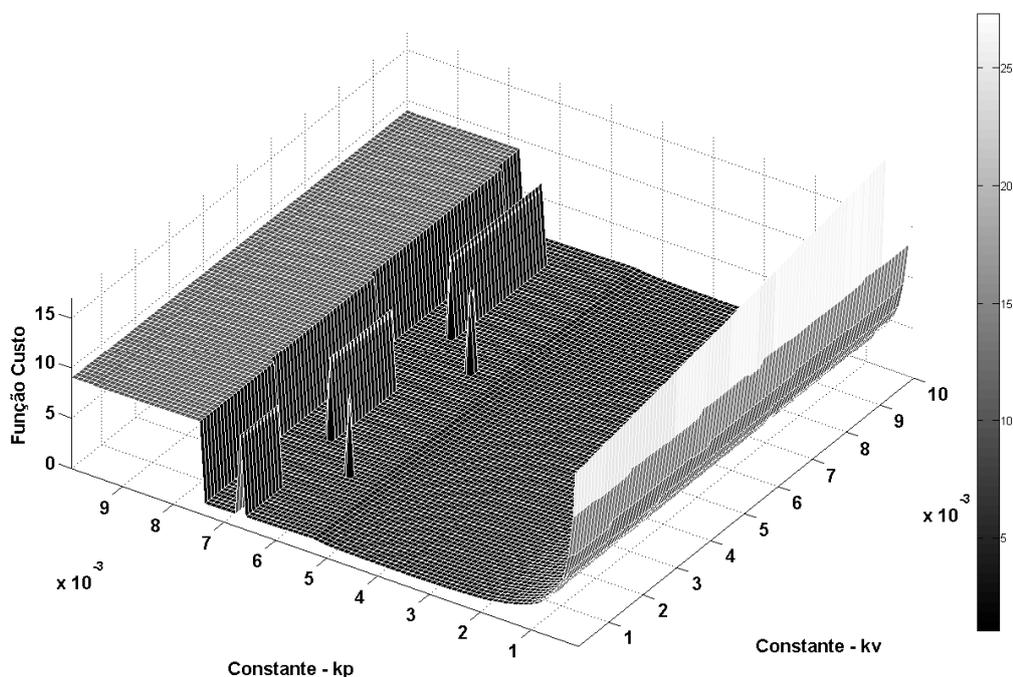


Figura 5.7 – Superfície da função custo considerando sistema experimental.

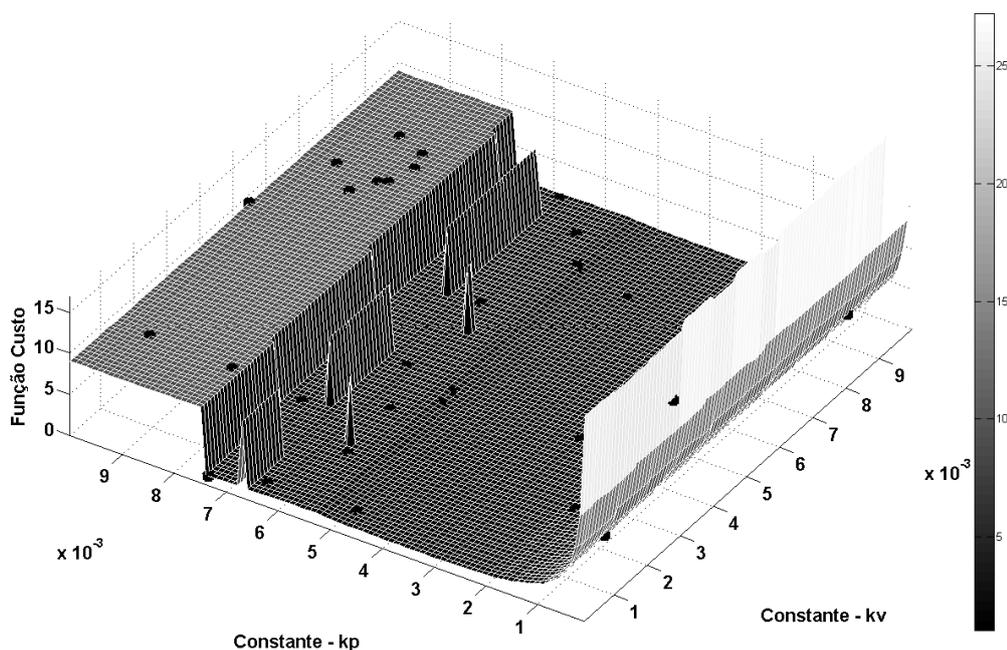


Figura 5.8 – População inicial sobre superfície do sistema a ser avaliado experimentalmente.

Utilizando a otimização através da EDM, após 300 gerações a população foi redistribuída conforme se pode verificar na região demarcada pela elipse na Figura 5.9. Conforme a Figura 5.10, após 600 gerações a população convergiu para o ponto de mínimo da função custo. Os valores finais encontrados para k_p e k_v , respectivamente, foram $3,8 \cdot 10^{-3}$ e $5,4 \cdot 10^{-3}$.

Com base nos pontos de equilíbrio informados na Tabela 5.1 e nas constantes sintonizadas pelo algoritmo, pode-se verificar a nova alocação dos autovalores para a matriz $[A]$, conforme expressões (5.7), (5.8) e (5.9). Confirmando a estabilidade, os autovalores são todos reais e negativos. Em comparação com o pólo apresentado em (5.6), o mesmo foi distanciado da origem garantindo maior velocidade na estabilização do sistema.

$$P1 = -41,2 \quad (5.7)$$

$$P2 = -34,6 \quad (5.8)$$

$$P3 = -7,5 \quad (5.9)$$

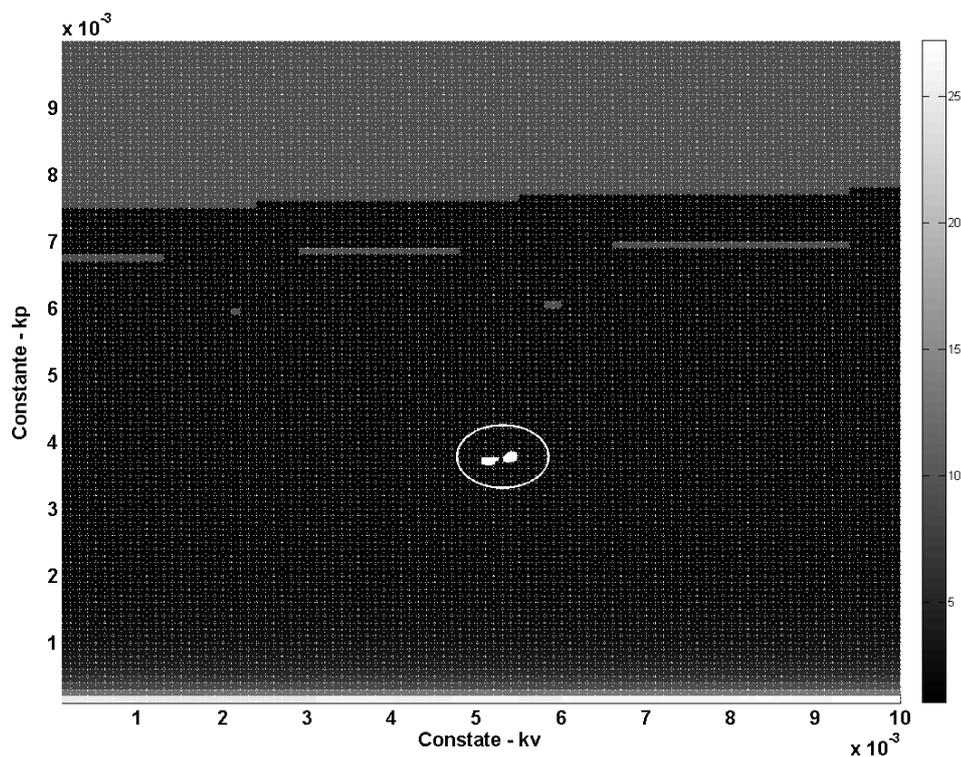


Figura 5.9 – População otimizada após 300 gerações da EDM.

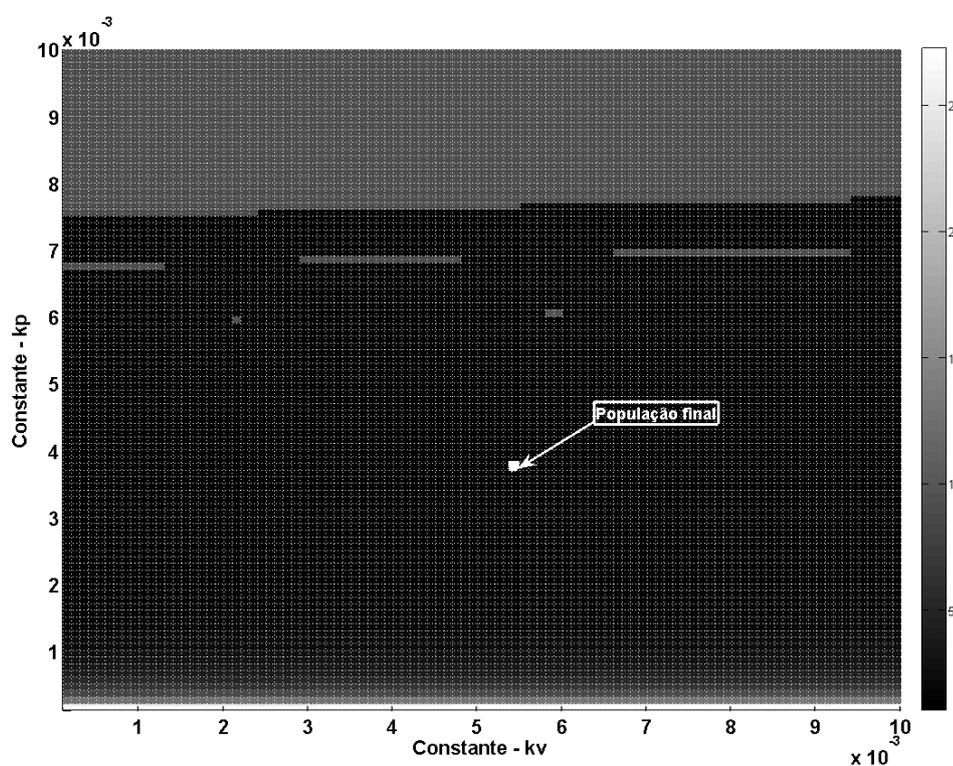


Figura 5.10 – População otimizada após 600 gerações da EDM.

5.1.6 Transferência de potência utilizando constantes otimizadas

A Figura 5.11 ilustra a transferência de potência considerando a sintonia das constantes realizada na Seção 5.1.4. Conforme se observa, os resultados experimentais

comportaram-se de forma muito similar à simulação. É importante observar que o tempo de assentamento esteve em aproximadamente 400ms, sem, contudo, a presença de ultrapassagem (*overshoot*) nas potências transferidas. Isso mostra que o sistema tem comportamento de primeira ordem, cujo tempo de estabilização foi otimizado para o menor possível. A Figura 5.12 confirma a otimização através da comparação da dinâmica das potências ativas transferidas.

Na Figura 5.13 pode ser observado o comportamento da frequência do conversor até a transferência de potência estipulada. Conforme se observa o resultado experimental apresenta grande similaridade com o modelo ideal simulado.

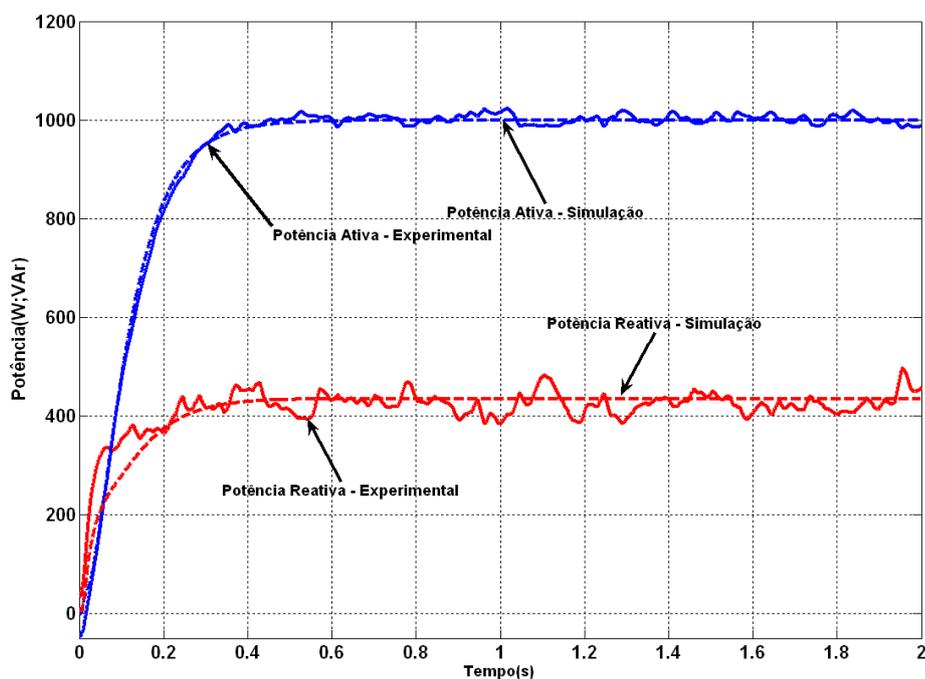


Figura 5.11 – Resultados experimentais e simulações para transferência de potência após otimização das constantes k_p e k_v .

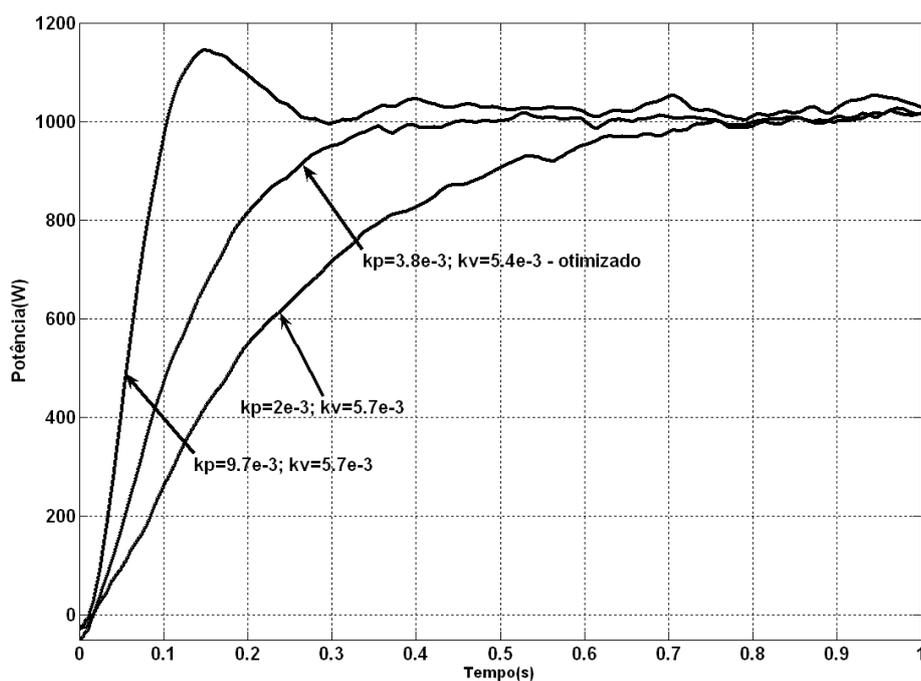


Figura 5.12 – Comparação da dinâmica da transferência de potência para constantes diferentes.

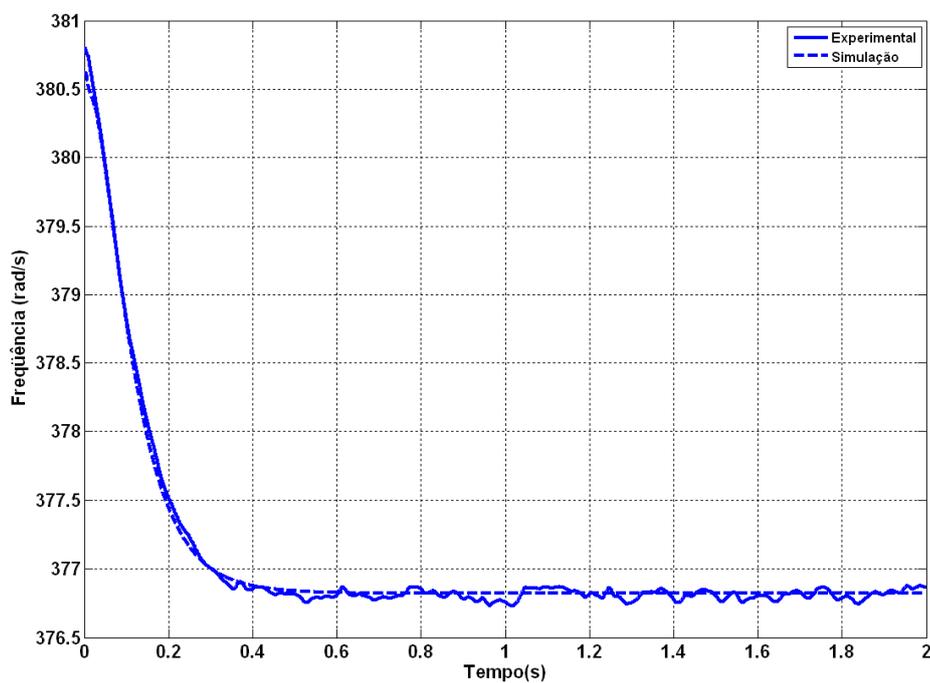


Figura 5.13 – Resultado experimental e simulações para comportamento da freqüência do inversor com constantes otimizadas.

A Figura 5.14 apresenta o comportamento da tensão e da corrente do inversor durante a transferência de potência para a rede elétrica. Como se observa antes da transferência de potência a tensão do inversor encontrava-se em perfeito sincronismo com a rede elétrica.

Após o início da transferência de potência, a tensão do inversor inicia o processo de adequação da amplitude e do ângulo de defasagem. Este processo se mantém até que se atinja o ponto de equilíbrio para as transferências das potências, ativa e reativa, dimensionadas conforme se observa na Figura 5.15.

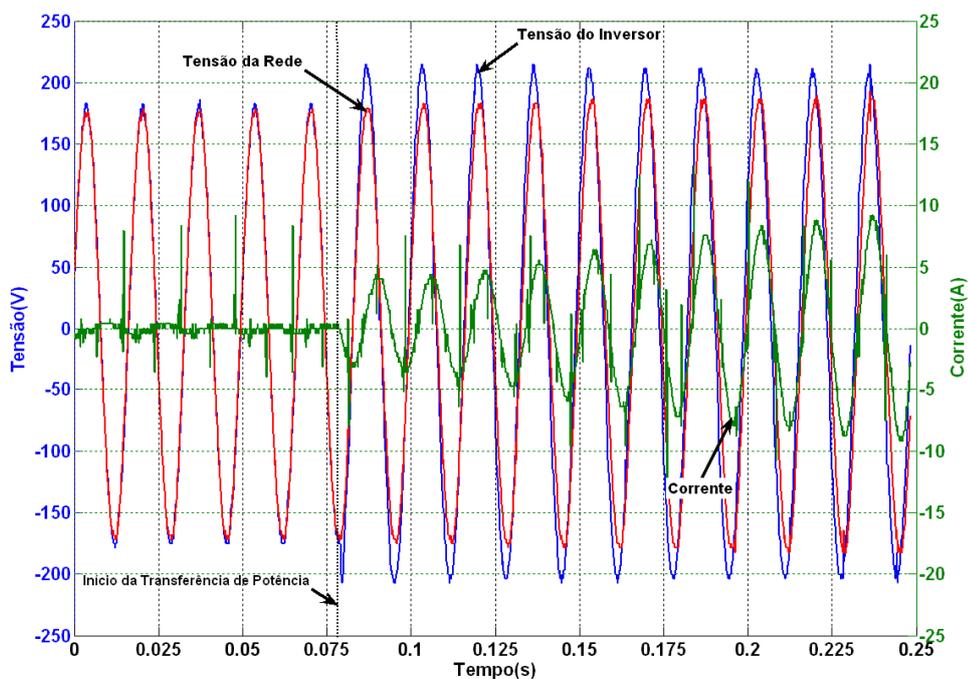


Figura 5.14 – Comportamento dinâmico das tensões e corrente do sistema.

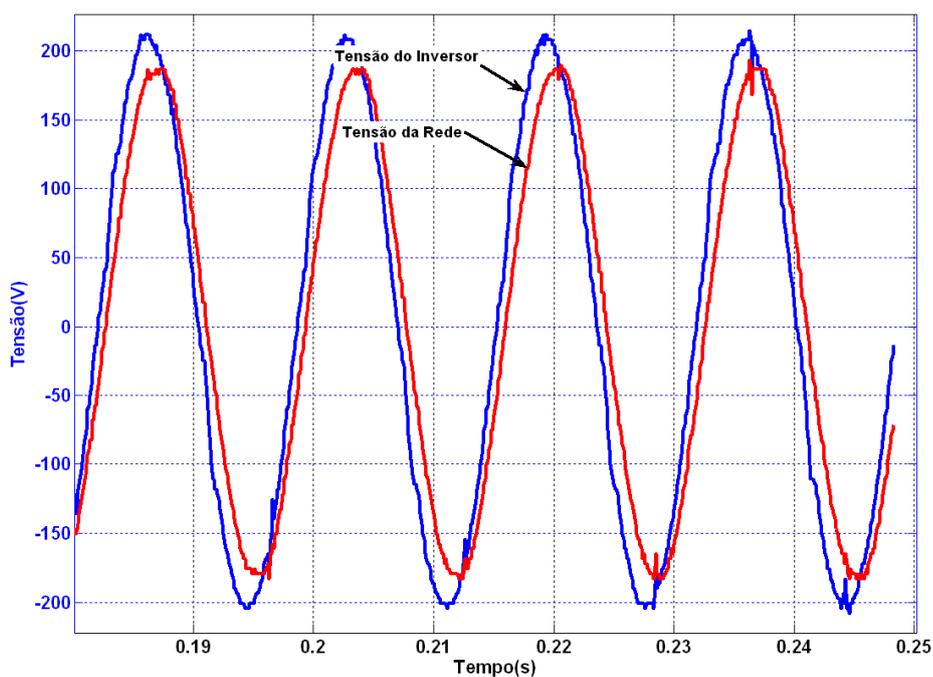


Figura 5.15 – Comportamento dinâmico da tensão do inversor.

Visando a validação do modelo de controle, foi proposta a observação da potência demandada pelo inversor mediante variações de cargas locais. Sendo assim, propôs-se a variação de cargas conectadas diretamente ao inversor, ao mesmo tempo em que o mesmo interagisse com a rede elétrica. Deste modo, a transferência de potência à rede seria iniciada após o inversor suprir parte da carga para a qual foi projetado. Neste caso a potência ativa demandada à rede elétrica não corresponderia ao total projetado de 1000W, mas sim parte deste valor, visto que o inversor já estaria alimentando cargas locais.

A Figura 5.16 apresenta a dinâmica de variações de carga propostas. Conforme se observa, a dinâmica está dividida em sete intervalos de tempo. No instante t_1 ($\approx 0s$) o inversor está sincronizado à rede e é fisicamente conectado a ela. Importante salientar que neste instante ainda não ocorre transferência de potência, apenas pequenos erros e flutuações em virtude da dinâmica do algoritmo de sincronismo. No instante t_2 ($\approx 4,7s$) ocorre a inserção de uma carga aproximada de 300W e, na seqüência, no instante t_3 ($\approx 6,8s$), ocorre a inserção de mais 300W, resultando portanto em 600W demandados localmente pelo inversor. A partir deste instante o inversor demanda 600W restando, aproximadamente, 400W para atingir a potência ativa nominal. No instante t_4 aciona-se a transferência de potência para a rede elétrica, e como se pode observar, o complemento de potência, 400W, é transferido à rede, resultando assim na potência ativa nominal a ser demandada pelo inversor. No instante t_5 parte da carga local é retirada (300W) e como pode-se verificar a potência ativa transferida pelo inversor se mantém no valor nominal, ou seja, o inversor passa a transferir automaticamente à rede elétrica 700W. Em t_6 a última parcela de carga local é retirada, entretanto a potência transferida pelo inversor se mantém no valor nominal de projeto, garantindo que o inversor transfira agora a potência nominal, 1000W, para a rede elétrica. Finalmente, no instante t_7 , o inversor é desconectado da rede elétrica extinguindo totalmente a potência transferida. A Figura 5.16 permite confirmar que com a metodologia de projeto adotada, o inversor suprirá à rede elétrica apenas o excedente de potência que não for exigido pelas cargas locais. Outro fato relevante, consiste em observar que a otimização da resposta dinâmica é válida durante as variações de carga, visto ser observado um comportamento transitório amortecido, livre de oscilações e rápido o suficiente para evitar comprometimento da estrutura de potência.

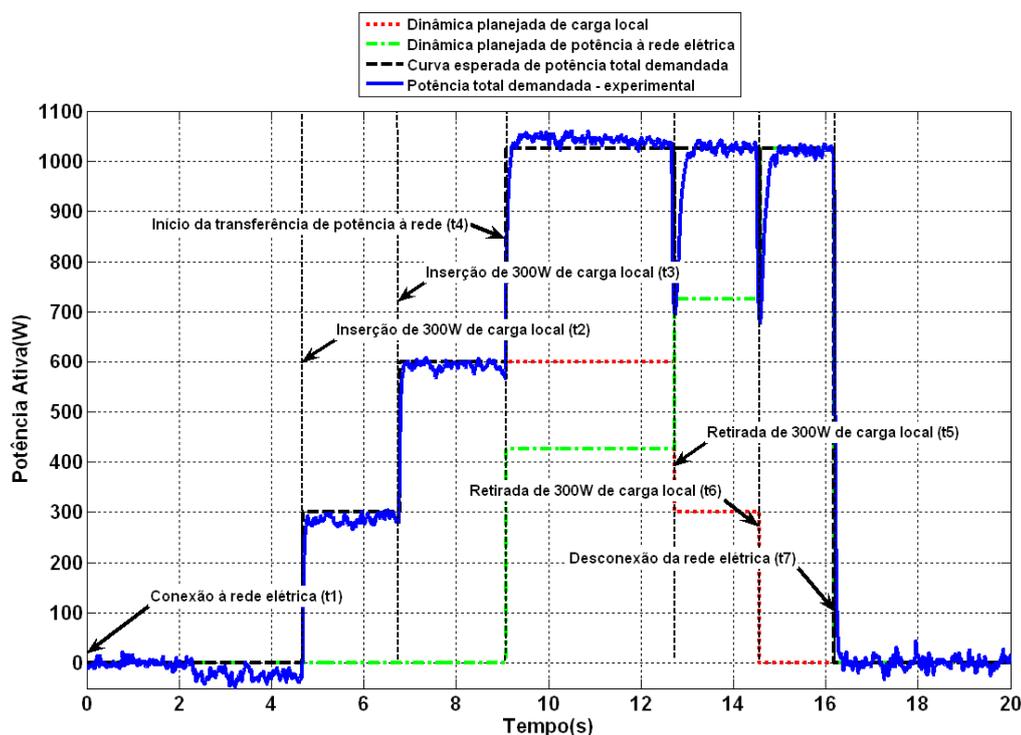


Figura 5.16 – Potência ativa transferida à rede mediante retirada de cargas locais.

Considerando que na Figura 5.16 observa-se a dinâmica de transferência de potência a partir da retirada de cargas locais enquanto o inversor transfere potência à rede elétrica, propôs-se também a observação desta dinâmica, porém mediante a inserção de cargas locais após o inversor transferir potência nominal à rede elétrica. Na Figura 5.17 podem ser observados os resultados. Como se pode verificar (instantes t_2 e t_3), o transitório em decorrência da inserção de carga é amortecido suavemente, sem oscilações e com o tempo de assentamento rápido o suficiente para evitar danos ao inversor. A potência ativa em regime é sempre equilibrada na potência nominal do inversor, sendo, portanto a potência transferida à rede gradualmente reduzida à medida que as cargas locais são inseridas.

Uma observação referente aos resultados apresentados nas Figuras 5.16 e 5.17 está associada à transferência de potência reativa. Predominantemente, a transferência de potência reativa depende do valor eficaz da tensão do inversor e da tensão da rede elétrica. Sendo assim, para todas as situações observadas, o inversor sempre transferiu aproximadamente $400\text{Var}_{(\text{indutivo})}$ à rede elétrica (a partir do início da transferência de potência). Neste caso, a tensão do inversor deve aumentar visando o suprimento de reativo projetado, o que conseqüentemente pode aumentar a potência ativa dissipada pelas cargas locais. Se para a transferência de reativo for necessária uma elevação considerável desta tensão este fato pode

comprometer as cargas locais acopladas. Um modo de minimizar este efeito seria reduzir a indutância de conexão, a fim de que esta elevação de tensão não seja tão acentuada, ou ainda, dependendo da situação, as cargas locais poderiam ser alimentadas pelo inversor, porém tendo um estágio intermediário para condicionamento da tensão.

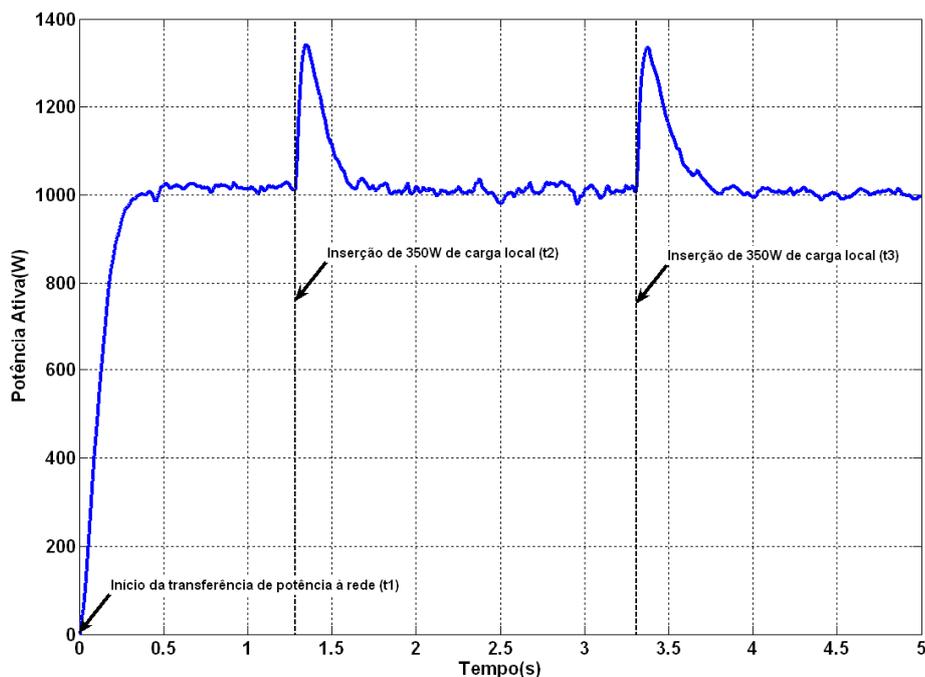


Figura 5.17 – Potência ativa transferida à rede mediante inserção de cargas locais.

5.2 Conexão entre inversores

A fim de validar a sintonia de constantes para sistemas operando com inversores isolados em paralelo, foi proposto e desenvolvido um sistema similar ao apresentado na Figura 5.18.

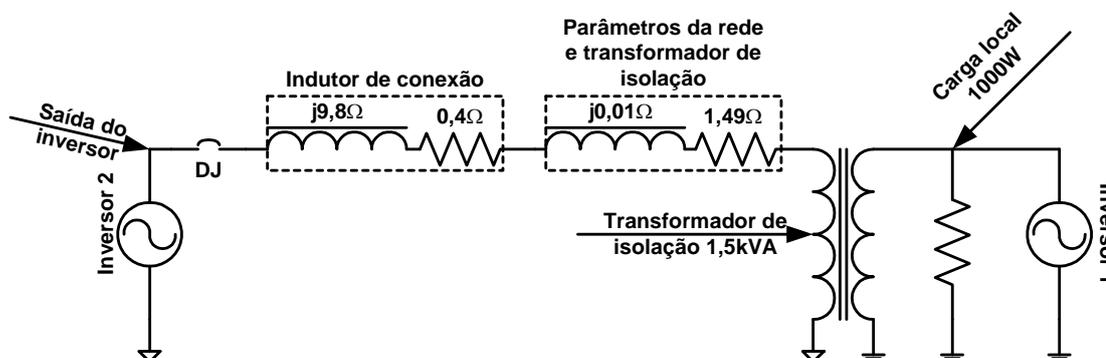


Figura 5.18 – Circuito elétrico equivalente da conexão entre inversores.

Foi inserida uma carga local de 1000W nos terminais do inversor 1. A fim de avaliar a dinâmica do sistema mediante uma variação considerável do ponto de equilíbrio, optou-se por não utilizar nenhuma carga local nos terminais do inversor 2. Sendo assim, inicialmente, o inversor 1 assume a potência total solicitada pela carga local. Após o sincronismo entre os inversores ocorre a conexão física através da indutância de conexão, entretanto, após este instante, o inversor 1 continua assumindo a totalidade da carga local. Posteriormente, o inversor 2 passa a operar regido pelas curvas de potência $P-\omega$ e $Q-V$ de modo a dividir igualmente com o inversor 1 a potência a ser transferida a carga. É importante lembrar que o quanto de potência será transferido por parte de cada inversor depende do ajuste das curvas $P-\omega$ e $Q-V$, podendo ser configurados valores diferentes de potências transferidas para cada inversor. A Figura 5.19 apresenta as tensões e correntes de equilíbrio ao longo do sistema. A Tabela 5.2 contém os pontos de equilíbrio do sistema.

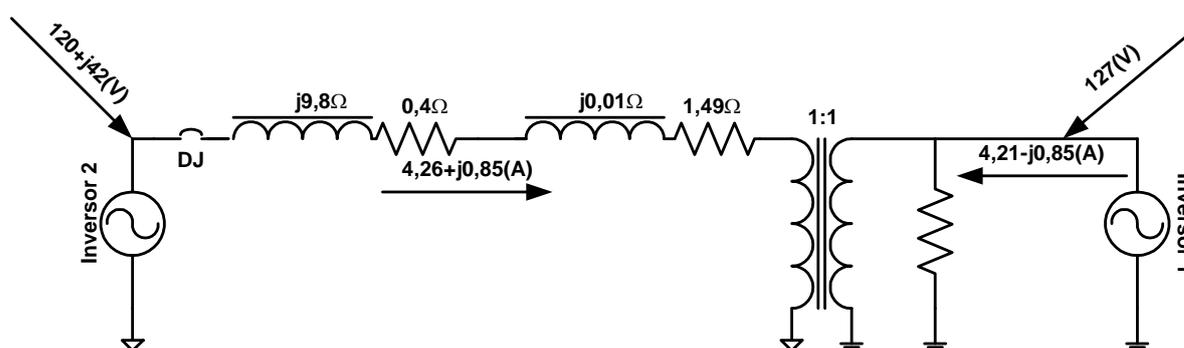


Figura 5.19 – Circuito elétrico com tensões e correntes de equilíbrio.

Tabela 5.2– Parâmetros de equilíbrio do sistema composto por dois inversores.

Parâmetros	Valor
Impedância de conexão	$0,4+j9,8 (\Omega)$
Freq. do filtro de medição	37,7 (rad/s)
Carga no inversor 1	$15+j0 (\Omega)$
Carga no inversor 2	$10^5+j10^5 (\Omega)$
Potência aparente no inversor 1	$541+j113 (VA)$
Potência aparente no inversor 2	$543+j69 (VA)$
Tensão eficaz no inversor 1	127 (V_{rms})
Tensão eficaz no inversor 2	$120+j42 (V_{rms})$
Frequência nominal	376,99 (rad/s)
Corrente de saída do inversor 1	$4,21-j0,85 (A_{rms})$
Corrente de saída do inversor 2	$4,26+j0,85 (A_{rms})$

Vale destacar ainda que as considerações práticas apresentadas para a conexão entre inversor e rede elétrica são também pertinentes no paralelismo entre inversores. Sendo assim, torna-se fato considerar a influência da impedância de dispersão do transformador isolador e a influência de ruídos nas medições de potência. Contudo, quanto às oscilações de frequência, deve-se observar agora o problema sob outro ponto de vista. No caso de paralelismo entre inversor e rede elétrica evidenciou-se que as oscilações de frequência da rede conduziam a diferentes pontos de equilíbrio para a transferência de potência. No caso de inversores isolados em paralelo, não serão observadas oscilações na potência como decorrência das variações de frequência, mas sim o contrário. Com vistas à transferência de potência ativa, os inversores sempre atingirão seus pontos de equilíbrio quando equilibrarem suas frequências de saída. Deste modo, em situações de baixa carga a frequência de equilíbrio dos inversores tenderá a estar um pouco acima da nominal. Já em situações de cargas elevadas (superiores a nominal de projeto) esta frequência atingirá valores inferiores ao nominal. Sendo assim, durante variações de carga as frequências dos inversores sempre se readaptarão para os novos pontos de equilíbrio. Em termos quantitativos, a quantidade de variação da frequência estará diretamente relacionada à inclinação da curva $P-\omega$. O mesmo raciocínio pode ser atribuído aos pontos de equilíbrio para valores de tensão e potência reativa, estando estes associados à inclinação da curva $Q-V$.

5.2.1 Transferência de potência sem otimização

Inicialmente foram atribuídos valores arbitrários para as constantes de decaimento das curvas $P-\omega$ e $Q-V$, sendo $k_p=5 \cdot 10^{-3}$ e $k_v=5 \cdot 10^{-3}$ [52]. Observa-se através da Figura 5.20 o equilíbrio das potências transferidas, sendo as potências igualmente divididas entre os inversores. Confirma-se através da figura que os resultados experimentais estão bastante condizentes com os resultados de simulação. Conforme se observa, o estado inicial do inversor 1 é de transferência total da potência à carga, não restando nada para o inversor 2 transferir. Após acionado o controle do inversor 2 através das curvas de $P-\omega$ e $Q-V$, o ponto de equilíbrio de transferência de potência é atingido. Todavia, observa-se a presença, ainda que moderada, de um potencial de ultrapassagem (*overshoot*). Obviamente que os níveis atingidos para tal exemplo não são catastróficos, porém, dependendo dos valores escolhidos para k_p e k_v , tais níveis poderiam atingir valores indesejáveis, levando inclusive à instabilidade do sistema.

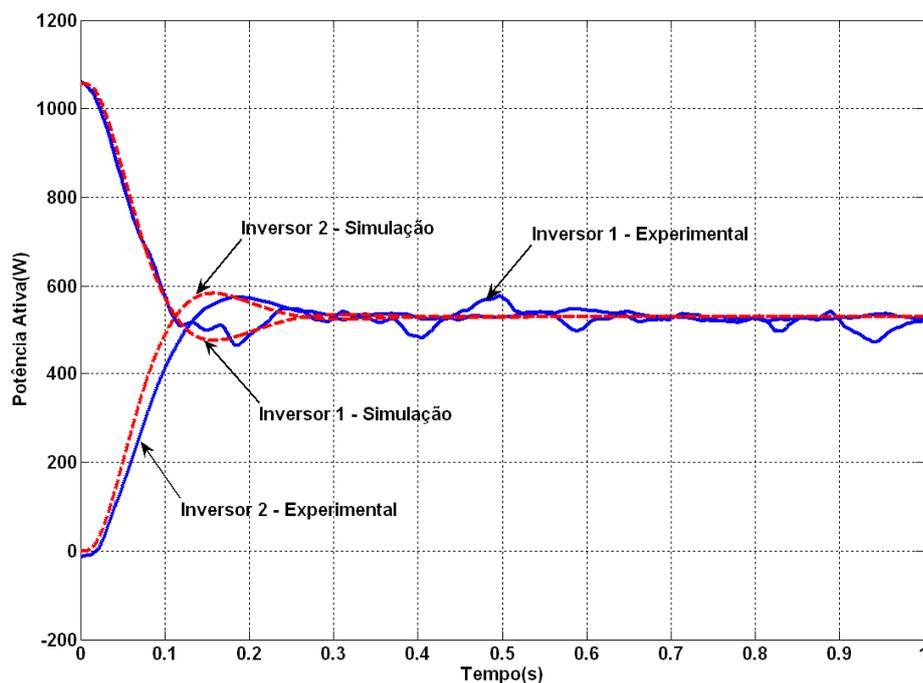


Figura 5.20 – Resultados experimentais e simulações para transferência de potência ativa sem otimização das constantes.

A Figura 5.21 apresenta os resultados de simulação e experimentais para o equilíbrio da frequência de saída dos inversores. De acordo com estes resultados verifica-se que ao inversor 2 estar a vazio sua frequência mantém-se num valor superior ao valor projetado para o equilíbrio. Já o inversor 1, está inicialmente “sobrecarregado” e conseqüentemente apresenta sua frequência abaixo do ponto de equilíbrio. É importante salientar que as divergências observadas na frequência não são comprometedoras para a operação de cargas que funcionam em 60Hz. Entretanto, em situações que os conversores possam ser projetados para maiores potências essas variações de frequência serão maiores mediante as variações de carga. Neste caso, torna-se necessário um sistema capaz de ajustar o nível CC (*offset*) das curvas $P-\omega$ e $Q-V$ visando minimizar estas variações.

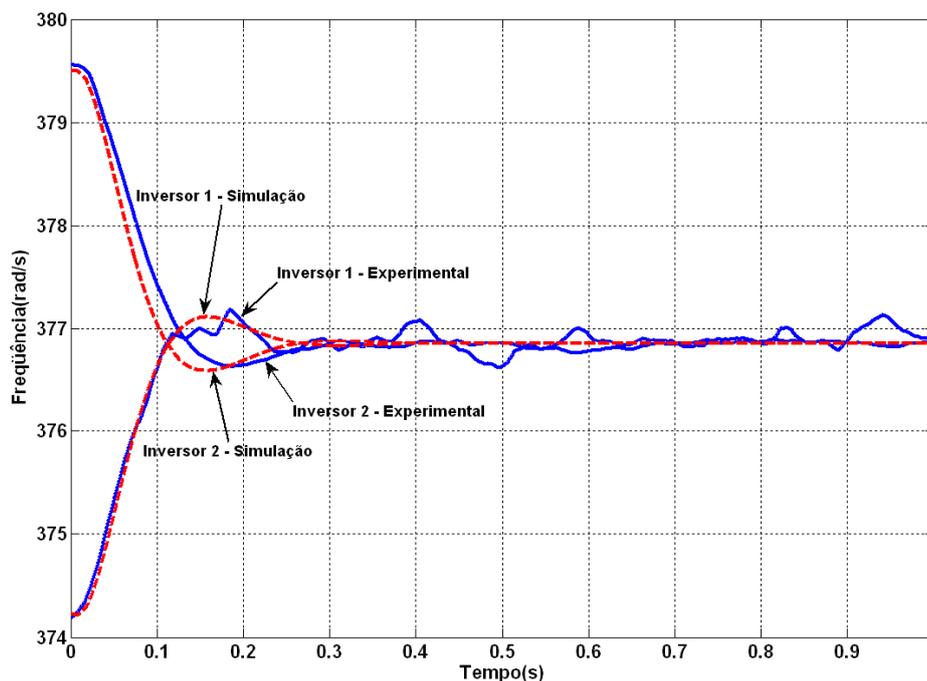


Figura 5.21 – Resultados experimentais e simulações para comportamento da frequência dos inversores sem otimização das constantes.

5.2.2 Otimização do sistema

Com base na modelação proposta no Capítulo 2 e com base na função custo, apresentada em (3.17), foi obtida a superfície de ajuste dos parâmetros. A Figura 5.22 apresenta o espaço de busca com uma população inicial distribuída aleatoriamente sobre a superfície definida pela função custo. Utilizando a otimização através da EDM, após 1000 gerações a população convergiu para o ponto de mínimo da função custo. A Figura 5.22 apresenta o resultado final da convergência. Os valores finais encontrados para k_p e k_v , respectivamente, foram $2,8 \cdot 10^{-3}$ e $8,4 \cdot 10^{-3}$. Os pólos do sistema ficaram posicionados conforme se observa nas expressões (5.10) a (5.15),

$$P1 = -45,5 \quad (5.10)$$

$$P2 = -38,1 \quad (5.11)$$

$$P3 = -37,7 \quad (5.12)$$

$$P4 = -21,3 \quad (5.13)$$

$$P5 = -16,4 \quad (5.14)$$

$$P6 = 0 \quad (5.15)$$

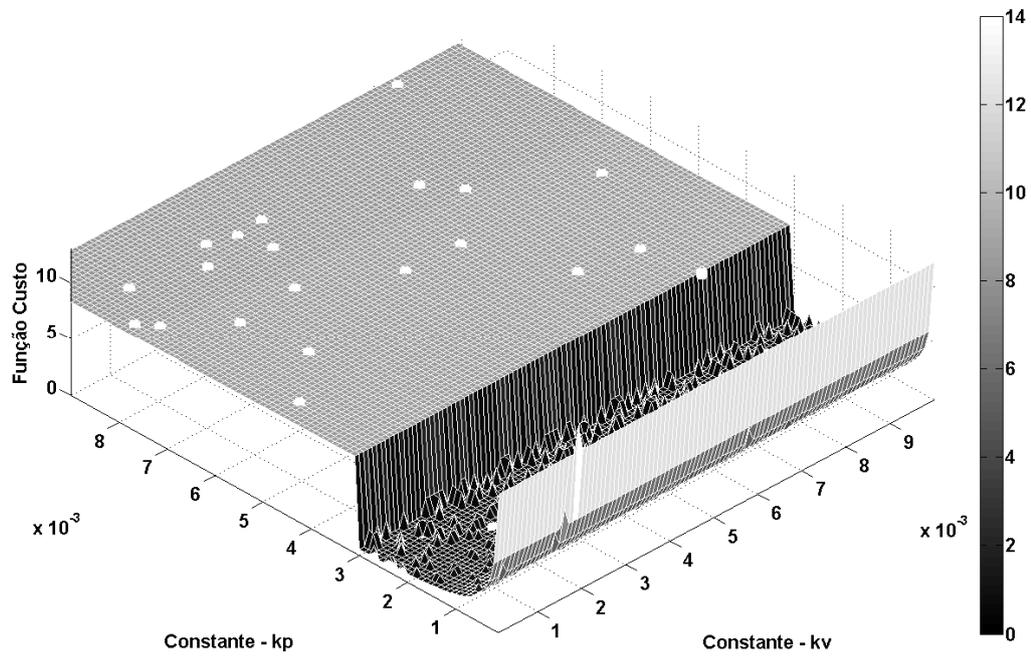


Figura 5.22 – População inicial distribuída aleatoriamente sobre a superfície da função custo.

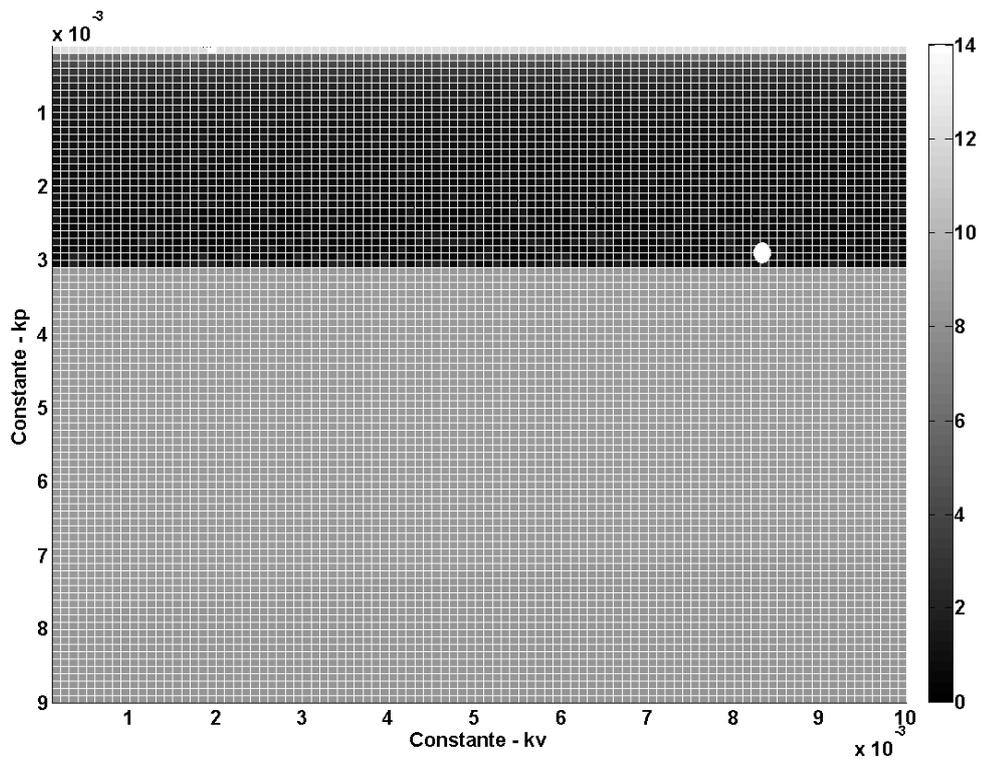


Figura 5.23 – População otimizada após 1000 gerações da EDM.

5.2.3 Transferência de potência utilizando constantes otimizadas

A Figura 5.24 mostra a resposta de potência considerando a sintonia das constantes realizada na Seção 5.2.2. Observa-se que os resultados experimentais apresentaram-se condizentes com as simulações. Comparando-se a Figura 5.24 com a Figura 5.20 confirma-se que, após a sintonia das constantes, a potência de ultrapassagem foi removida e a resposta aproximou-se de um sistema de primeira ordem.

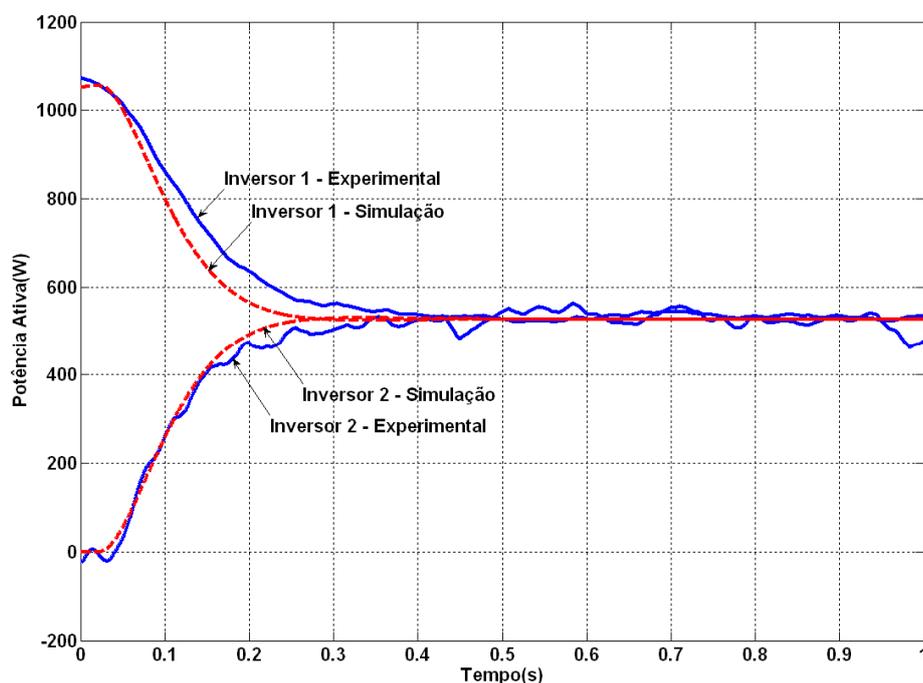


Figura 5.24 – Resposta de potência dos inversores após as constantes k_p e k_v serem sintonizadas.

Na figura 5.25 verifica-se o comportamento da frequência dos conversores. Conforme se observa, os resultados experimentais condizem com o modelo ideal simulado. É válido confirmar que não há presença de potencial de ultrapassagem (*overshoot*), e que a estabilização do sistema ocorreu no menor tempo de assentamento possível.

Podem-se observar na Figura 5.26 as tensões dos inversores e a corrente circulante através da indutância de conexão após o sistema ter atingido o equilíbrio. Pode ser visto que a tensão do inversor 2 adianta-se em relação a tensão do inversor 1, confirmando a transferência de potência ativa através da conexão.

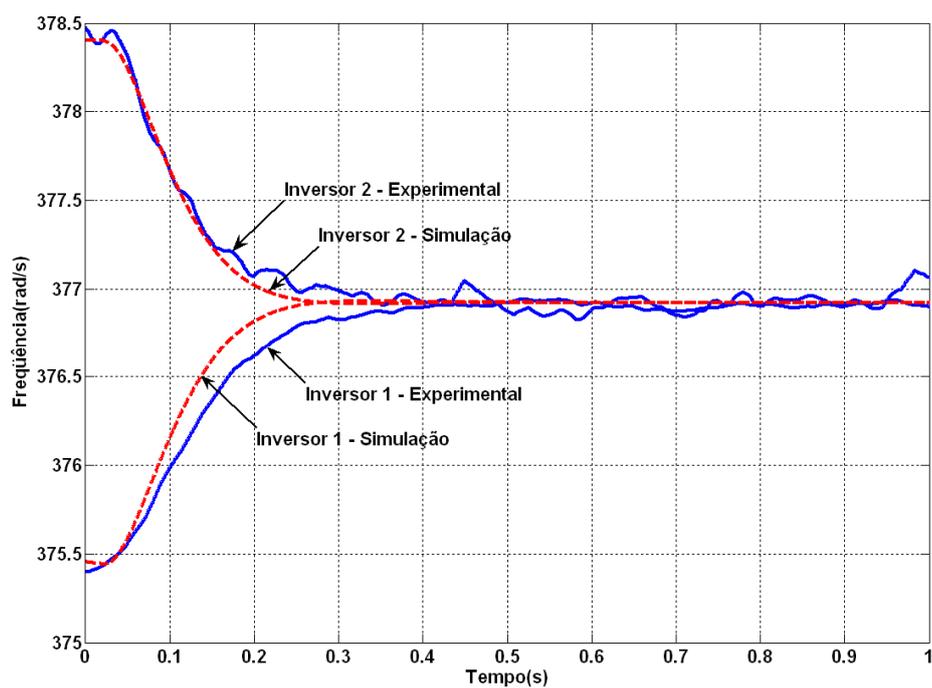


Figura 5.25 – Resposta da frequência dos inversores após as constantes k_p e k_v serem sintonizadas.

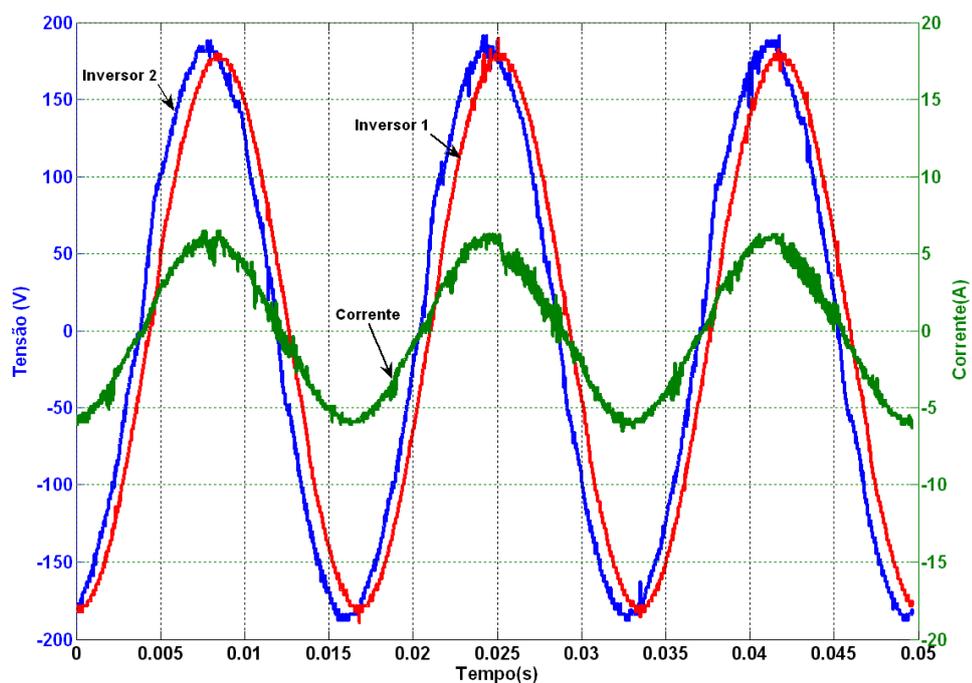


Figura 5.26 – Tensão dos inversores e corrente na impedância de conexão após o equilíbrio do sistema ser atingido.

5.3 Conclusões do Capítulo

Em primeiro plano verificou-se através de resultados experimentais, que a modelação realizada apresentou-se consistente, sendo fundamental no auxílio para o desenvolvimento prático. Os resultados tanto de conexão entre inversor e rede quanto de conexão entre inversores isolados apresentaram comportamentos dinâmicos coerentes com as informações que o modelo e simulações forneceram sobre o tempo de assentamento, omissão de oscilações e níveis de *overshoot*.

Com respeito à otimização do sistema, ficou evidente que a técnica de inteligência artificial denominada Evolução Diferencial (Modificada) garantiu a busca de constantes que descreviam um comportamento livre de oscilações e no menor tempo de assentamento possível. Ou seja, a técnica foi eficaz na busca por mínimos globais dentro do seu universo de busca. É importante citar que a função custo atribuída pode ser reconfigurada, de modo a permitir soluções que mantenham estabilidade, reduzam o tempo de assentamento e cujas oscilações e *overshoot* não sejam fatores comprometedores para a estrutura de potência.

Com respeito ao desenvolvimento da estrutura de potência e controle que realizou o processamento de energia durante a conexão com a rede, a observação das formas de onda de tensão e corrente evidencia um projeto adequado da modelação do inversor (Apêndice A), cálculo de compensadores (Apêndice B) e desenvolvimento de circuitos físicos (Apêndice C).

Durante a conexão com a rede elétrica, ensaios dinâmicos de inserção e retirada de carga comprovaram que o controle mantém a transferência de potência do inversor limitada à potência projetada. Verificou-se também que durante as variações de carga o sistema manteve-se estável, totalmente livre de oscilações comprometedoras e com tempo de assentamento reduzido.

Algo relevante a ser observado é que a técnica de controle utilizada, baseada nas curvas $P-\omega$ e $Q-V$ [18], se mostrou muito robusta frente às imperfeições dos sistemas reais. Visto que a rede elétrica utilizada tinha impedância considerável, o controle se adequou às condições de equilíbrio de modo satisfatório, mantendo estabilidade e não conduzindo a condições catastróficas.

Outro fator a ser destacado consistiu nas oscilações de frequência. Em conexão com a rede elétrica, o controle utilizado garantiu que esta frequência sempre fosse rastreada, mesmo que o ponto de equilíbrio para a transferência de potência ativa oscilasse (respeitando obviamente a curva $P-\omega$). Entretanto, quando a frequência da rede condizia com àquela

projetada, os valores de potência transferidos eram igualados aos valores projetados. Por outro lado, durante o paralelismo entre inversores observou-se a variação de frequência em virtude da variação da carga solicitada aos inversores. Porém, na situação de carga nominal a frequência de saída dos inversores condizia com a nominal de projeto. É válido destacar que geralmente estas oscilações de frequência não são comprometedoras para as cargas supridas, muito embora tais oscilações dependam da inclinação ajustada para a curva $P-\omega$, e possam atingir valores indesejáveis para situações de cargas elevadas. Todavia, tais oscilações podem ser corrigidas através do ajuste dinâmico do nível CC (*offset*) existente nas curvas de controle.

Capítulo 6

Conclusões Finais e Trabalhos Futuros

6.1 Conclusões Finais

Foi proposto neste trabalho um método para otimizar a resposta dinâmica de inversores operando em conexão à rede elétrica ou paralelamente entre si. Inicialmente foram dedicados esforços à modelação dos sistemas compostos por inversor-rede e inversor-inversor. A modelação efetuou-se utilizando espaço de estados para as duas situações de paralelismo. Os modelos desenvolvidos foram devidamente validados através da comparação com simulações. A comparação de resultados confirmou o comportamento adequado do modelo mediante diferentes situações de equilíbrio, definidas pelas condições iniciais do sistema.

De acordo com a modelação desenvolvida, evidenciou-se a influência de muitas variáveis no comportamento dinâmico do sistema. Dentre todas as variáveis observadas, escolheu-se o ajuste das inclinações k_p e k_v das respectivas curvas $P-\omega$ e $Q-V$ visando a otimização da resposta dinâmica dos sistemas em análise. A fim de garantir essa otimização foi proposto o uso de uma técnica de busca baseada em inteligência artificial. Dentre outras técnicas, a Evolução Diferencial demonstrou-se muito atrativa em virtude de características como o número reduzido de parâmetros de ajuste e convergência eficaz em curto espaço de tempo. O fato de tal técnica basear-se nas diferenças entre indivíduos da população torna seu algoritmo muito eficiente na busca por indivíduos uniformes. Foi proposta neste trabalho uma modificação na técnica de Evolução Diferencial visando a busca de melhores filhos na etapa de cruzamento. A modificação demonstrou-se eficaz, especialmente em condições cujos

indivíduos apresentavam número reduzido de cromossomos (ou características). Esta modificação foi denominada diagnóstico genético.

A fim de utilizar a técnica de inteligência supracitada foi necessário o desenvolvimento de uma função custo ou função objetivo. Nesta função foram inseridos os parâmetros de otimização como o tempo de assentamento, potencial de *overshoot*, e também a soma do erro quadrático. Esta última variável foi inserida na função visando evitar que a mesma conduzisse a situações cujas oscilações ocorriam em elevada frequência com amplitudes reduzidas. Intuitivamente, o leitor pode imaginar que as demais variáveis devam ser obtidas a partir da simulação dos sistemas e análise de resultados. Porém, esta não pode ser considerada uma metodologia aconselhável devido à obrigatoriedade de simuladores de circuitos e a dificuldade computacional de “rodar” os sistemas completos a cada novo par de constantes encontrado. Outra solução poderia valer-se do modelo desenvolvido para levantamento de características, entretanto observou-se que este modelo poderia ser simplificado de modo que a avaliação da dinâmica se mantivesse coerente e no menor tempo de processamento possível. Sendo assim, a fim de levantar características dinâmicas dos sistemas propôs-se o uso de uma função hipotética. Esta função utilizou-se do modelo desenvolvido para colher os autovalores da matriz $[A]$. Estes autovalores são os responsáveis pelo comportamento dinâmico do sistema, influenciando em oscilações, potencial de *overshoot* e tempo de assentamento. Sendo assim, a adequação, via Evolução Diferencial, das constantes k_p e k_v conduziram a modificações nos autovalores e conseqüentemente a otimização na resposta dinâmica do sistema.

Os resultados de simulação permitiram concluir satisfatoriamente a eficácia do algoritmo de otimização. Tanto para as condições de paralelismo entre inversor e rede quanto entre inversores isolados, observou-se a garantia de estabilidade do sistema com respostas dinâmicas adequadas. Verificou-se que a adequação da função custo através de penalizações pode conduzir a soluções de estabilidade particulares. Como exemplo observou-se o fato de garantir que o sistema estabilizasse como um sistema de primeira ordem, cujo tempo de assentamento fosse o menor possível. Outras soluções podem ser facilmente obtidas permitindo, por exemplo, um comportamento de segunda ordem, cujas oscilações sejam pequenas, porém, reduzindo ainda mais o tempo de assentamento.

Os resultados de simulação também comprovaram a modelação do inversor e o projeto dos compensadores. Os compensadores foram desenvolvidos de modo que o inversor pudesse atuar efetivamente como uma fonte de tensão. Foram desenvolvidos dois compensadores,

tensão e corrente, conforme se observa no Apêndice B. Para o compensador de tensão foi projetado um controlador Proporcional Integral (PI) visando margem de fase e banda de passagem adequadas. Para o correto rastreamento da senóide modulante, também garantindo margem de fase e banda de passagem, sendo esta última superior a definida para o compensador de tensão, foi necessário utilizar um compensador de corrente Proporcional Integral Derivativo (PID).

Com respeito aos resultados experimentais, os mesmos foram obtidos para conexão entre inversor e rede elétrica. Estes resultados comprovaram de modo satisfatório a validade tanto do modelo desenvolvido quanto da técnica de otimização, sendo muito similares às simulações do sistema. O controle de potência foi desenvolvido digitalmente utilizando a ferramenta dSPACE®. A interface para comando do protótipo e aquisição de dados foi realizada utilizando a ferramenta auxiliar Control Desk® (Apêndice D).

Pode-se observar pela validação experimental que a sintonia correta das constantes k_p e k_v não só contribui para a estabilidade segura do sistema, mas também garante o bom comportamento mediante variações de carga. Observou-se também que durante a inserção de cargas locais no inversor, a transferência de potência à rede elétrica é reconfigurada de modo a respeitar os valores projetados.

Observou-se também a importância da sintonia das constantes devido a variações físicas do protótipo. Como exemplo, observou-se durante as simulações a influência da indutância de conexão na dinâmica do sistema. Dependendo da indutância utilizada e o valor atribuído às constantes de inclinação o sistema poderia tornar-se instável. Com a otimização das constantes os sistemas podem ser adequados para respostas satisfatórias mesmo se valendo de diferentes indutâncias de conexão. Outro componente do sistema que foi bastante analisado, diz respeito aos filtros utilizados nas medições de potência. Observou-se através de simulações e ensaios experimentais que tanto a mudança de frequência de corte quanto da ordem dos filtros interfere diretamente na resposta dinâmica do sistema. Neste trabalho a otimização foi realizada preservando a máxima simplicidade: foram utilizados filtros de primeira ordem, com bandas de passagem de 6Hz. Contudo, vale ressaltar que o sistema é otimizado respeitando as limitações que os filtros impõem. Caso filtros de ordem superior sejam utilizados, melhores respostas dinâmicas podem ser obtidas, entretanto, deve-se observar a necessidade de adequação da modelação do sistema visando a sintonia das constantes.

Durante o levantamento de resultados experimentais foi observado que a frequência da rede elétrica apresentou oscilações. Apesar das oscilações estarem dentro dos limites normativos, elas foram suficientes para apresentar mudanças no ponto de equilíbrio de transferência de potência. Por um lado observou-se um ponto extremamente positivo do controle através das curvas de decaimento, que foi o fato de rastrear a frequência de equilíbrio. Por outro lado, uma vez que a oscilação de frequência conduz a novos pontos de estabilidade, a potência transferida oscilava ao longo do tempo em torno do ponto de equilíbrio projetado.

Outro fator observado durante os resultados experimentais diz respeito à impedância da rede elétrica. Observou-se que quando se iniciava a transferência de potência para a rede elétrica, a tensão da mesma se elevava. Este fato foi consequência da impedância equivalente da rede elétrica, principalmente porque foram inseridos a ela transformadores isoladores, cuja resistência de perdas no cobre era considerável. Neste caso, a impedância da rede teve que ser considerada no fluxo de carga para definir o ponto de equilíbrio. A elevação da tensão da rede elétrica é consequência do novo ponto de equilíbrio e corresponde a um fator agravante, principalmente para a transferência de potência reativa. Sendo assim, tornou-se necessário o cálculo dos pontos de equilíbrio considerando a tensão do ponto de conexão para que os corretos valores de potência ativa e potência reativa fossem atingidos. Como consequência observou-se um transitório inicial de potência reativa em virtude da elevação brusca de tensão da rede elétrica.

Em resumo pode-se verificar que o paralelismo sem interconexão do controle mostrou-se muito confiável, permitindo a adequação a imperfeições práticas e mudanças de pontos de equilíbrio. Além disso, a estrutura de controle, baseada nas curvas $P-\omega$ e $Q-V$, permitiu a utilização da filosofia convencional de estabilidade e controle utilizada em SEP, com a grande vantagem dos inversores não serem máquinas rotativas, mas circuitos eletrônicos, cuja dinâmica pode ser alterada. A utilização da técnica de otimização mostrou-se suficiente para suprimir as dificuldades encontradas na sintonia de constantes, assegurando confiabilidade e melhor dinâmica durante os paralelismos.

6.2 Trabalhos Futuros

Como trabalho futuro, cita-se a modelação, otimização e retirada de resultados experimentais para paralelismos entre três ou mais inversores, alimentados por fontes distintas e com conexão a rede elétrica. Esta vertente de estudos possibilitará grandes avanços no

desenvolvimento de micro redes assim como o gerenciamento inteligente das fontes primárias de energia (*smart micro grids*).

Considerando o paralelismo entre inversor e rede elétrica, uma contribuição relevante estaria associada em minimizar os efeitos de oscilações de frequência e tensão da rede elétrica. Uma das propostas para solucionar estes problemas seria a aplicação de *offsets* às curvas $P-\omega$ e $Q-V$ baseados na comparação de potências transmitidas e potências de referência. Sendo assim, supondo que a rede estivesse operando, em frequência inferior à 60Hz, teoricamente a potência transmitida deveria ser superior à projetada. Neste caso, a adequação da curva $P-\omega$ através da subtração de um *offset* garantiria potência nominal em uma frequência diferente. Já com vistas ao paralelismo entre inversores, as variações de frequência mediante variações de carga poderiam ser evitadas de modo similar. Neste caso quando os inversores estivessem operando em pontos de carga distintos aos pontos projetados os *offsets* das curvas de controle seriam dinamicamente ajustados a fim de estabilizar a frequência de saída em valores nominais (é importante salientar que o algoritmo de otimização desenvolvido neste trabalho poderia também ser utilizado para adequação da dinâmica de ajuste destas curvas).

Em termos de medição das potências, novos métodos de cálculo podem ser avaliados visando minimizar as oscilações provenientes de ruídos e garantindo cálculos confiáveis, mesmo em situações de pequenos valores angulares. Resultados mais estáveis de potência possibilitarão a redução significativa dos filtros de medição e, conseqüentemente, melhoria na dinâmica de operação do sistema. Outra contribuição bastante relevante seria o estudo para a aplicação de curvas otimizadas para uso em inversores trifásicos. Provavelmente, neste caso, valendo-se de teorias modernas para cálculo de potência [53].

Quanto à otimização das constantes, pode ser proposto no algoritmo um estágio mais brusco de mutação de indivíduos visando buscar pontos de mínimos em outros universos de constantes. É também possível que a busca por constantes seja realizada de modo mais eficiente reduzindo o número de cromossomos a partir do fato de que k_p e k_v sejam idênticos. No caso de inversores em paralelo, foram consideradas as mesmas constantes k_p e k_v para as unidades independentes. A busca por constantes distintas para cada inversor é bastante atrativa, visto que os mesmos podem apresentar pontos de equilíbrio distintos, inclusive com cargas locais distintas. Neste caso dever-se-ia dobrar o número de cromossomos em cada indivíduo, resultando em sistemas de busca em quinta dimensão.

Com vistas ao cenário de aplicações, o controle digital proposto pode facilmente ser introduzido em controladores digitais como DSP e FPGA. Entretanto, indo mais adiante, o reduzido custo computacional do algoritmo de busca e a simplicidade do modelo desenvolvido, permitem que a sintonia das constantes também seja inserida em circuitos digitais. Neste caso, visto que praticamente todas as variáveis do sistema são inerentes ao protótipo embarcado, a proposta seria que o usuário informasse as condições de equilíbrio e as constantes seriam adequadas.

Referências

- [1] GODOY, R.B. et. al. Design and implementation of a utility interactive converter for small distributed generation. In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE - IAS, 41., 2006, Barcelona. **Proceedings...** Barcelona: IEEE, 2006. p. 1032-1038.
- [2] HO, B. M. T.; CHUNG, S. H. An integrated inverter with maximum power tracking for grid-connected PV systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.20, n.4, p. 953-962, 2005.
- [3] LIU, C.; JOHNSON, A.; LAI, J. A novel three-phase high-power soft-switched DC/DC converter for low-voltage fuel cell applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v.41, n.6, p. 1691-1697, 2005.
- [4] MYRZIK, J.M.A.; CALAIS, M. String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems - a review. In: POWER TECH CONFERENCE, 8., 2003, Bologna. **Proceedings...** Bologna: IEEE, 2003. p. 23-26.
- [5] XUE, Y.; CHANG, L.; KJAER, S. B.; BORDONAU, J.; SHIMIZU, T. Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.19, n.5, p. 1305-1314, 2004.
- [6] S. B. KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A Review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v.41, n.5, p. 1320-1333, 2005.
- [7] SANTANDER, A. A.; PERIN, A. J.; BARBI, I. A three-level push-pull inverter: analysis, design and experimentation. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION – APEC, 10., 1994, Orlando. **Proceedings...** Orlando: IEEE, 1994. p. 668-674.
- [8] SINGH, B.; SINGH, B. N.; CHANDRA, A.; AL-HADDAD, K.; PANDEY, A.; KOTHARI, D. P. A Review of single-phase improved power quality AC–DC converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.50, n.5, 962-981, 2003.
- [9] ANDERSEN, G.K.; KLUMPNER, C.; KJAER, S.B.; BLAABJERG, F. A new green power inverter for fuel cells. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE – PESC, 33., 2002, Virginia. **Proceedings...** Virginia: IEEE, 2002. p. 727-733.

- [10] RIBEIRO, L. A. DE S.; SAAVEDRA, O.R.; DE MATOS, J.G.; BONAN, G.; MARTINS, A.S. Small renewable hybrid systems for stand alone applications. In: POWER ELECTRONICS AND MACHINES IN WIND APPLICATIONS – PEMWA, 1., 2009, Lincoln. **Proceedings...** Lincoln: IEEE, 2009. p. 668-674.
- [11] KEY, T. Finding a bright spot. **IEEE Power and Energy Magazine**, New York, v.7, n.3, p.34-44, 2009.
- [12] AREDES, M.; HAFNER, J.; HEUMANN, K. Three-phase four-wire shunt active filter control strategies. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.12, n.2, p. 311-318, 1997.
- [13] PENG, F. Z. Application issues of active power filters. **IEEE Industry applications Magazine**, New York, v. 4, n.5, p.21-30, 1998.
- [14] CUNSHAN, Z.; FENG, T. Research on improving permanent magnetic generator output characteristic. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS – ICEMS, 5., 2001, Shenyang. **Proceedings...** Shenyang: IEEE, 2001. p. 850-852.
- [15] YOKOYAMA, R.; NIIMURA, T.; SAITO, N. Modeling and evaluation of supply reliability of microgrids including PV and wind power. In: POWER AND ENERGY SOCIETY GENERAL MEETING – CONVERSATION AND DELIVERY OF ELECTRICAL ENERGY IN THE 21st CENTURY, 1., 2008, Pittsburgh. **Proceedings...** Pittsburgh: IEEE, 2008. p. 1-5.
- [16] CHAKRABORTY, S.; WEISS, M. D.; SIMOES, M. G. Distributed Intelligent Energy Management System for a Single-Phase High-Frequency AC Microgrid. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.54, n.1, p. 97-109, 2007.
- [17] GODOY, R. B.; et. al. . Modeling and Simulation of a Supervision and Management System of Hybrid Energy Systems for the Pantanal Region. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ENGINEERING, ENERGY AND ELECTRICAL DRIVES - POWERENG, 2., 2009, Lisboa. **Proceedings...** Lisboa: IEEE, 2009. p. 211-216.
- [18] COELHO, E.A.A.; CORTIZO, P.C.; GARCIA, P.F.D. Small signal stability for single phase inverter connected to stiff AC system. In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE – IAS, 34., 1999, Phoenix. **Proceedings...** Phoenix: IEEE, 1999. p. 2180-2187.

- [19] FANG, T.; RUAN, X.; XIAO, L.; LIU, A. An improved distributed control strategy for parallel inverters. **POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC**, 39., 2008, ATENAS. **Proceedings...** ATENAS: IEEE, 2008. p. 3500-3505.
- [20] CHEN, J. F.; CHU, C. L. Combination voltage-controlled and current controlled PWM inverters for UPS parallel operation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.10, n.2, p. 547-558, 1995.
- [21] SIRI, K.; LEE, C. Q. Current distribution control of converters connected in parallel. In: **INDUSTRY APPLICATION SOCIETY – IAS**, 25., 1990, Seattle. **Proceedings...** Seattle: IEEE, 1990. p. 1274-1280.
- [22] CHEN, Q. Stability analysis of paralleled rectifier systems. In: **INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE – INTELEC**, 17., 1995, The Hague. **Proceedings...** The Hague: IEEE, 1995. p. 35-40.
- [23] LEE, C.Q.; SIRI, K.; WU, T.-F. Dynamic current distribution controls of a parallel connected converter system. In: **POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC**, 22., 1991, Cambridge. **Proceedings...** Cambridge: IEEE, 1991. p. 875-881.
- [24] WU, T.-F.; HUANG, Y.-H.; CHEN, Y.-K.; LIU, Z.-R. A 3C strategy for multi-module inverters in parallel operation to achieve an equal current distribution. In: **POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC**, 29., 1998, Fukuoka. **Proceedings...** Fukuoka: IEEE, 1998. p. 186-192.
- [25] TULADHAR, A.; HUA, J.; UNGER, T.; MAUCH, K. Control of parallel inverters in distributed AC power systems with consideration of line impedance effect. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v.36, n.1, p.131-138, 2000.
- [26] GUERRERO, J. M.; HANG, L.; UCEDA, J. Control of distributed uninterruptible power supply systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.55, n.8, p. 2845-2859, 2008.
- [27] KAWABATA, T.; HIGASHINO, S. Parallel operation of voltage source inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v.24, n.2, p. 281-287, 1988.
- [28] GUERRERO, J.M.; MATAS, J.; de VICUNA, L.G.; CASTILLA, M.; MIRET, J. Wireless-Control Strategy for Parallel Operation of Distributed-Generation Inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.53, n.5, p. 1461-1470, 2006.

[29] YANG, S. Y.; ZHANG, C. W.; ZHANG, X.; CAO, R. X.; SHEN, W. X. Study on the Control Strategy for Parallel Operation of Inverters Based on Adaptive Droop Method. In: CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS AND APPLICATIONS – ICIEA, 1., 2006, Singapore. **Proceedings...** Singapore: IEEE, 2006. p. 1-5.

[30] MARTINS, M. P. **Estudo e implementação de uma técnica de controle aplicada ao paralelismo de um Inversor PWM senoidal com a rede elétrica.** 2004. f.18-46. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia – UFU, Uberlândia, 2004.

[31] PAIVA, E. P. de; VIEIRA JR, J. B.; FREITAS, L. C.; FARIAS, V. J.; COELHO, E. A. A. An Improved power controller for a single phase grid connected inverter with root locus analysis. **Revista Eletrônica de Potência – SOBRAEP**, Campinas, v.14, n.1, p. 17-23, 2009.

[32] UNDRILL, J. M. Dynamic stability calculations for an arbitrary number of interconnected synchronous machines. **IEEE Transactions on Apparatus and Systems**, New York, v.PAS-87, n.3, p. 835-844, 1968.

[33] COELHO, E. A. A.; CORTIZO, P. C.; GARCIA, P. F. D. Small signal stability for parallel connected inverters in stand-alone AC supply systems. In: INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY CONFERENCE - IAS, 35., 2000, Roma. **Proceedings...** Roma: IEEE, 2000. p. 2345-2352.

[34] COELHO, E. A. A.; CORTIZO, P. C.; GARCIA, P. F. D.; Small signal stability for parallel-connected inverters in stand-alone AC supply systems, **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 38, n. 2, p. 533-542, 2003.

[35] COELHO, E. A. A.; **Técnicas de controle aplicadas ao paralelismo de inversores.** 2000. f.42-99. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Minas Gerais – UFMG, Belo Horizonte, 2000.

[36] COELHO, E. A. A.; CORTIZO, P. C.; GARCIA, P. F. D.; Análise para pequenos sinais de um sistema CA composto de inversores conectados em paralelo. **Revista SBA controle e automação**, Campinas, v.13, n.2, p.171-180, 2002.

[37] BRAYTON, R.K.; HACHTEL, G.D.; SANGIOVANNI-VINCENTELLI, A.L.; A survey of optimization techniques for integrated-circuit design. **Proceedings of the IEEE**, Piscataway, v.69, n.10, p.1334-1362, 1981.

- [38] Lueder, E.; Malek, G.; Measure-predict tuning of hybrid thin-film filters, **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, New York, v. 23, n. 7, p. 461- 466, 1976.
- [39] BUNDAY, B. D.; GARSIDE, G. R. **Optimization methods in Pascal**. London: Edward Arnold, 1987. p. 25-37.
- [40] MAIA, H. Z.; PINTO, J. O. P.; COELHO, E. A. A. Power response optimization of inverter grid parallel operation using P- ω and Q-V curves, and phase feedback based on genetic algorithm. In: INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY - IECON, 33., 2007, Taipei. **Proceedings...** Taipei: IEEE, 2007. p. 1679-1684.
- [41] RECHENBERG, I. **Evolutionsstrategie**: optimierung technischer systeme nach prinzipien der biologischen evolution. Stuttgart: Frommann-Holzboog, 1974. Paginação irregular.
- [42] VOIGT, H. M. **Fuzzy evolutionary algorithms**: technical report TR-92-038 at ICSI, 1992. Paginação irregular.
- [43] INGBER, L. Simulated annealing: practice versus theory. **J. Mathl. Computing Modeling**, [S.l.], v.18, n.11, p. 29-57, 1993.
- [44] INGBER, L.; ROSEN, B. Genetic algorithms and very fast simulated reannealing: a comparison. **J. Mathl. Computing Modelling**, [S.l.],v.16, n.11, p. 87-100, 1992.
- [45] PRESS, W. H.; TEUKOLSKY, S. A.; VETTERLING, W. T.; FLANNERY, B. P. **Numerical recipes in C**. 2.ed. Cambridge: Cambridge University, 1992. p.394-444
- [46] STORN, R.; PRICE, K. Differential evolution – a simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces. **Journal of Global Optimization**, Netherlands: Kluwer Academic Publishers, p. 341-359, 1997.
- [47] NISE, N. S. **Engenharia de sistemas de controle**. 3.ed. Rio de Janeiro: LTC Livros Técnicos e Científicos, 2002. p. 124-155.
- [48] MATSUMOTO, E. Y. **MATLAB® 7: fundamentos**. 2.ed. São Paulo: Érica, 2008. p. 25-47.
- [49] KIMBARK, E. W. **Power system stability: synchronous machines**. London: Dover Publications, 1968. p. 550-785.
- [50] KUNDUR, P. **Power system stability and control**. New York: McGraw-Hill, 1994. p. 895-1050.

- [51] YAN, C.; XIAOMING, Z.; HUALI, C. The small signal model for wireless parallel operation of inverters. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON MECHATRONICS AND AUTOMATION - ICMA, 1., 2009, Changchun. **Proceedings...** Changchun: IEEE, 2009. p. 433-437.
- [52] GODOY, R. B.; PINTO, J. O. P.; CANESIN, C. A. Optimized parallelism of two single phase inverters based on evolutionary theory. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER ELECTRONICS, ELECTRICAL DRIVES, AUTOMATION AND MOTION - SPEEDAM, 20., 2010, Pisa. **Proceedings...** Pisa: IEEE, 2010. Paginação irregular
- [53] AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensator comprising switching devices without energy storage components. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v.IA-20, n.3, p. 625-630, 1984.

Apêndices

A – Modelação do Inversor

Para o desenvolvimento experimental, foi necessária a construção de dois inversores com intuito de desempenharem o papel de fontes CA cujas curvas de decaimento $P-\omega$ e $Q-V$ pudessem ser ajustadas. Sendo assim, foi proposto que tais inversores operassem com duas malhas de realimentação. Uma delas, bem lenta, realimentaria e compensaria a tensão. A outra, bem mais rápida, realimentaria e compensaria a corrente. A Figura A.1 apresenta o circuito do sistema proposto.

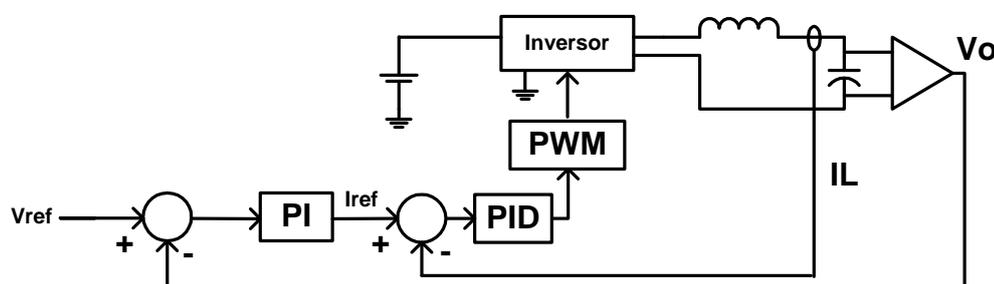


Figura A.1 – Diagrama de realimentações para inversores desenvolvidos.

A.1 – Modelação com vistas à malha de tensão

Sendo assim tornou-se necessária duas modelações do conversor visando o projeto dos compensadores. Olhando-se para a malha mais lenta, considera-se o conversor em regime, sendo que a tensão de saída do mesmo dependerá da injeção de corrente que passa pelo indutor de filtro. Deste modo resume-se o modelo conforme Figura A.2.

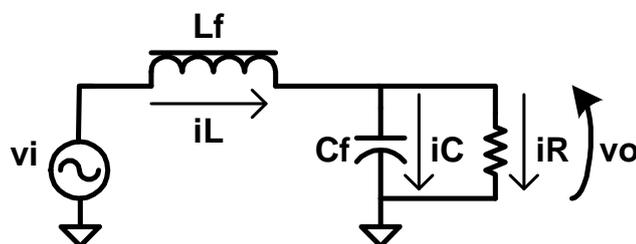


Figura A.2 – Circuito equivalente para primeira modelação.

A tensão de saída V_o pode ser expressa conforme equações (A.1) e (A.2).

$$v_o = iR.R \quad (\text{A.1})$$

$$v_o = \frac{1}{C_f} \int i_C dt \quad (\text{A.2})$$

A corrente no capacitor de filtro pode ser descrita em relação a corrente da carga R e corrente do indutor L.

$$i_C = i_L - i_R \quad (\text{A.3})$$

Pode-se substituir a equação (A.3) na equação (A.2) resultando em:

$$v_o = \frac{1}{C_f} \int (i_L - i_R) dt \quad (\text{A.4})$$

A equação (A.4) pode ser reescrita conforme (A.5).

$$v_o = \frac{1}{C_f} \int i_L dt - \frac{1}{C_f} \int i_R dt \quad (\text{A.5})$$

Aplicando a transformada de Laplace em (A.1) e (A.5) resultam-se as respectivas equações:

$$V_o(s) = I_R(s) \cdot R \quad (\text{A.6})$$

$$V_o(s) = \frac{1}{C_f} \frac{I_L(s)}{s} - \frac{1}{C_f} \frac{I_R(s)}{s} \quad (\text{A.7})$$

A parcela de corrente resistiva na equação (A.7) pode ser substituída utilizando a equação (A.6) conforme equação (A.8).

$$V_o(s) = \frac{1}{C_f s} \left(I_L(s) - \frac{V_o(s)}{R} \right) \quad (\text{A.8})$$

Manipulações da equação (A.8) permitem a obtenção da função de transferência que descreve a razão entre tensão de saída e corrente do indutor. Concluindo-se a planta G_v a ser considerada para a malha de tensão.

$$\frac{V_o(s)}{I_L(s)} = G_v(s) = \frac{1/C_f}{s + 1/C_f R} \quad (\text{A.9})$$

A.2 – Modelação com vistas à malha de corrente

Considerando a Figura A.2 como referência, pode-se escrever a equação (A.10) que relaciona a tensão de saída v_o com a tensão de entrada v_i .

$$v_i = L_f \frac{di}{dt} + v_o \quad (\text{A.10})$$

A tensão v_i é resultado da modulação de uma tensão constante v_{dc} . Esta função modulação, aqui denominada m pode ser definida em função da tensão v_c do compensador PID e do pico de tensão da portadora triangular (vp) que gera a modulação por largura de pulso. Sendo assim, a tensão v_i pode ser reescrita de acordo com as equações (A.11) e (A.12).

$$v_i = m.v_{dc} \quad (\text{A.11})$$

$$v_i = \frac{v_c}{vp}.v_{dc} \quad (\text{A.12})$$

Substituindo (A.12) em (A.10) tem-se:

$$v_{dc} \cdot \frac{v_c}{vp} = L_f \frac{di}{dt} + v_o \quad (\text{A.13})$$

Aplicando a transformada de Laplace obtém-se:

$$\frac{v_{dc} \cdot v_c}{vp} V_c(s) = L_f .s.IL(s) + V_o(s) \quad (\text{A.14})$$

A equação (A.9) pode ser manipulada resultando em (A.15).

$$V_o(s) = IL(s) \cdot \left(\frac{R}{1 + RCfs} \right) \quad (\text{A.15})$$

Substituindo (A.15) em (A.14) obtém-se:

$$\frac{v_{dc} \cdot v_c}{vp} V_c(s) = L_f .s.IL(s) + IL(s) \cdot \left(\frac{R}{1 + RCfs} \right) \quad (\text{A.16})$$

Manipulando-se (A.16) é possível obter a função de transferência que descreve a planta do sistema G_i como a relação entre a corrente de saída do inversor e a tensão do compensador.

$$\frac{IL(s)}{V_c(s)} = G_i(s) = \frac{v_{dc}}{v_p} \cdot \frac{1 + RCfs}{RCfLfs^2 + Lfs + R} = \frac{v_{dc}}{v_p} \cdot \frac{s + 1/RCf}{Lfs^2 + Lf/RCf s + 1/Cf} \quad (\text{A.17})$$

B – Cálculo dos Compensadores

B.1 – Compensador de corrente

O compensador de corrente deverá desempenhar rastreamento da referência proveniente da malha de tensão. Observando a equação (A.17) optou-se por um compensador PID, sendo necessária a alocação de um pólo na origem para compensação, um pólo (p) para compensação do zero da planta e dois zeros (z) na frequência de ressonância do filtro de saída do inversor para compensar o pólo duplo que este filtro impõe. A estrutura do compensador proposto pode ser observada na equação (B.1).

$$C_i(s) = \frac{(s+z)^2}{s(s+p)} K_{comp(i)} \quad (\text{B.1})$$

A corrente sobre o indutor de filtro do inversor deve ser amostrada com ganho t_i . Os pulsos são gerados através da comparação da saída do compensador com uma portadora triangular simétrica; sendo assim o ganho do modulador (t_{pwm}) também deve ser inserido conforme equação (B.2).

$$t_{pwm} = 1/vp \quad (\text{B.2})$$

onde vp representa o valor de pico da portadora.

Sendo assim a função de transferência de laço aberto para a corrente ($FTLA_i$) pode ser escrita conforme (B.3).

$$FTLA_i(s) = t_{pwm} t_i C_i(s) G_i(s) \quad (\text{B.3})$$

A velocidade de resposta do compensador é determinada pela banda de passagem que o mesmo impõe a $FTLA_i$. A banda de passagem é adequada com o ajuste do ganho do compensador ($K_{comp(i)}$). O valor atribuído à frequência de cruzamento da malha de corrente (fc_i) foi de aproximadamente $1/4$ da frequência de chaveamento (fs). Ou seja, fc_i determina a banda de passagem, sendo que nesta frequência $FTLA_i$ é reduzida a unidade, o que representa 0dB. Deste modo, a sintonia de $K_{comp(i)}$ foi realizada isolando esta constante e atribuindo a unidade para $FTLA_i$ na frequência de cruzamento fc_i . Assim obteve-se:

$$K_{comp(i)} = \frac{1}{t_{pwm} t_i G_i[fc_i]} \frac{fc_i (fc_i + p)}{(fc_i + z)^2} \quad (\text{B.4})$$

Sendo:

$$fc_i = \left(\frac{1}{4}\right)2.\pi.f_s \quad (\text{B.5})$$

$$p = \frac{1}{(R.C_f)} \quad (\text{B.6})$$

$$z = \frac{1}{\sqrt{L_f.C_f}} \quad (\text{B.7})$$

Para o inversor modelado, o compensador resultante apresentou a seguinte função de transferência:

$$C_i(s) = \frac{7,8(s + 4688)^2}{s(s + 7086)} \quad (\text{B.8})$$

A implementação prática deste compensador pode ser obtida através de um amplificador operacional, seguindo a configuração genérica conforme apresentado na Figura B.1. O ganho deste circuito pode ser representado conforme equação (B.9) onde Z_r representa a impedância de realimentação e Z_i representa a impedância de entrada.

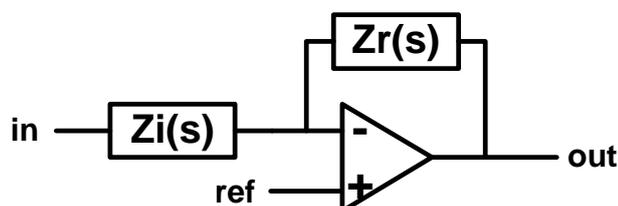


Figura B.1 – Configuração básica do circuito de um amplificador operacional.

$$H(s) = -\frac{Z_r(s)}{Z_i(s)} \quad (\text{B.9})$$

Sendo assim, a função de transferência em (B.8) pode ser representada fazendo-se a impedância de entrada um resistor (R_2) em série com um resistor (R_1) e um capacitor (C_1) que estão em paralelo. Já a impedância de realimentação deve utilizar um resistor (R_r) e um capacitor (C_r) em série. A Figura B.2 representa o circuito para configuração de um compensador conforme (B.8).

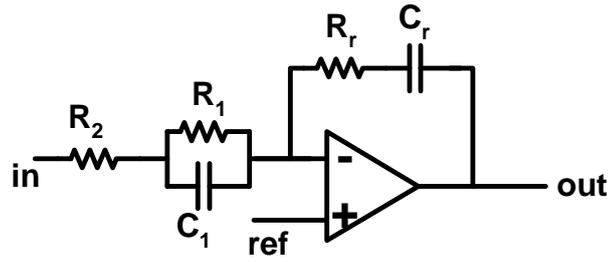


Figura B.2 – Configuração do amplificador operacional para atuação como PID.

A impedância resultante de uma resistência (R) em série com uma capacitância (C) é dada pela equação (B.10). Já a impedância resultante de uma resistência em paralelo com uma capacitância pode ser observada em (B.11).

$$Z(s) = \frac{RCs + 1}{Cs} \quad (\text{B.10})$$

$$Z(s) = \frac{R}{RCs + 1} \quad (\text{B.11})$$

Com base em (B.10) e (B.11) tem-se para o sistema representado na Figura B.2 as seguintes equações para descrever Z_i e Z_r .

$$Z_i(s) = \frac{R_1}{R_1 C_1 s + 1} + R_2 \quad (\text{B.12})$$

$$Z_r(s) = \frac{R_r C_r s + 1}{C_r s} \quad (\text{B.13})$$

Substituindo (B.12) e (B.13) em (B.9) e realizando-se algumas manipulações algébricas é possível obter a função $H(s)$ conforme representado em (B.14).

$$H(s) = \frac{R_r}{R_2} \frac{\left(s + \frac{1}{R_r C_r}\right) \left(s + \frac{1}{R_1 C_1}\right)}{\left(s + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_1}\right)} \quad (\text{B.14})$$

Igualando-se a expressão (B.14) com (B.8) torna-se possível o dimensionamento dos componentes que compõem o compensador de corrente. Em geral o valor de R_I é arbitrado (valor típico de 10k Ω). Sendo assim as demais grandezas são obtidas.

$$C_1 = \frac{1}{z \cdot R_1} \quad (\text{B.15})$$

$$R_2 = \frac{R_1}{R_1 C_1 \cdot p - 1} \quad (\text{B.16})$$

$$R_r = K_{comp(i)} \cdot R_2 \quad (\text{B.17})$$

$$C_r = \frac{1}{z \cdot R_r} \quad (\text{B.18})$$

B.2 – Compensador de tensão

Para o projeto do compensador de tensão deve-se considerar a malha de corrente apenas como um ganho. Ou seja, sugere-se que a referência gerada pelo compensador de tensão seja automaticamente reproduzida pelo inversor na corrente no indutor de filtro. Olhando para a planta representada em (A.9) observa-se unicamente a presença de um pólo, determinado pela ressonância entre a carga e o capacitor de filtro. Neste caso, sugere-se um compensador PI com um pólo na origem para rastreamento e um zero para compensação do pólo existente na planta, conforme se observa na equação (B.19)

$$C_v(s) = \frac{(s + z_v)}{s} K_{comp(v)} \quad (\text{B.19})$$

Algo muito importante a se considerar é a determinação do ganho que relaciona a referência que sai do compensador de tensão e a corrente que circula pelo indutor. Sendo assim, primeiramente, torna-se necessário relacionar o ponto de operação do compensador de tensão com a corrente real amostrada. A equação (B.20) apresenta a relação entre a tensão pico da saída do compensador (v_{cv}) e a corrente de pico amostrada.

$$i_{ref} = \frac{t_i \cdot iL_{(pico)}}{v_{cv}} \quad (\text{B.20})$$

Considerando que internamente a malha de corrente esteja fechada, sua função de transferência ($FTLF$) pode ser representada conforme equação (B.21).

$$FTLF_i(s) = \frac{FTLA_i(s)}{1 - FTLA_i(s)} \quad (\text{B.21})$$

Analisando a função apresentada pela equação (B.21) em baixas frequências, pode-se concluir que a mesma reduz-se a um ganho determinado pelo inverso do ganho de amostragem do sensor de corrente.

$$|FTLF_i| = \frac{1}{t_i} \quad (\text{B.22})$$

Outro ganho a ser considerado na malha de tensão é representado pelo sensor de tensão. Este ganho foi denominado t_v .

Finalmente a função de transferência em laço aberto para a tensão pode ser escrita conforme (B.23).

$$FTLA_v(s) = \frac{1}{t_i} \cdot i_{ref} \cdot t_v \cdot C_v(s) \cdot G_v(s) \quad (\text{B.23})$$

Visando garantir que a malha de tensão esteja desacoplada da malha de corrente, definiu-se uma frequência de cruzamento (fc_v) 10 vezes inferior a fc_i . Com o valor da banda de passagem definido torna-se possível o cálculo do ganho do compensador C_v .

$$K_{comp(v)} = \frac{t_i}{i_{ref} \cdot t_v \cdot G_v[fc_v]} \frac{fc_v}{(fc_v + z_v)} \quad (\text{B.24})$$

Sendo:

$$fc_v = \left(\frac{1}{40}\right) 2 \cdot \pi \cdot fs \quad (\text{B.25})$$

$$z_v = \frac{1}{(R \cdot Cf)} \quad (\text{B.26})$$

Para o inversor modelado, o compensador resultante apresentou a função de transferência representada em (B.27).

$$C_v(s) = \frac{1,5(s + 7086)}{s} \quad (\text{B.27})$$

Assim como realizado para o compensador de corrente, a equação (B.27) pode ser implementada analogicamente através de um amplificador operacional. Para desenvolvimento de um compensador PI, utiliza-se como impedância de entrada um resistor R_i em paralelo com um capacitor C_i . Já a impedância de realimentação será representada unicamente por um capacitor C_o . A Figura B.3 apresenta o circuito do compensador PI.

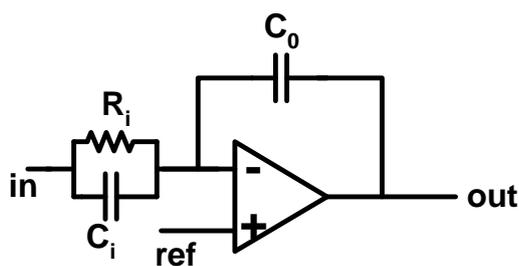


Figura B.3 – Configuração do amplificador operacional para atuação como PI.

Com base em (B.10) e (B.11) tem-se para o sistema representado na Figura B.3 as equações (B.28) e (B.29) para descrever Z_i e Z_r .

$$Z_i(s) = \frac{R_i}{R_i C_i s + 1} \quad (\text{B.28})$$

$$Z_r(s) = \frac{1}{C_o s} \quad (\text{B.29})$$

Substituindo (B.28) e (B.29) em (B.9) e realizando-se algumas manipulações algébricas é possível obter a função $H(s)$ conforme representado em (B.30).

$$H(s) = \frac{C_i}{C_o} \frac{\left(s + \frac{1}{R_i C_i} \right)}{s} \quad (\text{B.30})$$

Igualando-se a expressão (B.30) com (B.27) torna-se possível o dimensionamento dos componentes que compõem o compensador de tensão. Em geral o valor de R_i é arbitrado (valor típico de $10\text{k}\Omega$). Sendo assim as demais grandezas são obtidas.

$$C_i = \frac{1}{z_v \cdot R_i} \quad (\text{B.31})$$

$$C_o = \frac{C_i}{K_{comp(v)}} \quad (\text{B.32})$$

Com relação a equação (B.31) deve-se observar que o zero do compensador está sendo dimensionado com base no pólo da planta G_v . Como este pólo depende da resistência de carga, em carga leve ou a vazio, ele estará mais próximo da origem. Sendo assim, até a compensação realizada pelo zero do compensador, o decaimento do ganho da $F T L A_v$ será de -40dB/década . Este fato contribuirá para o comprometimento da margem de fase do sistema. Deste modo, na prática, torna-se necessário adequar o posicionamento de z_v para mais

próximo da origem, de modo que o mesmo possa funcionar corretamente desde a vazio até a plena carga. Na implementação deste compensador foi atualizado o valor de $30\text{k}\Omega$ para R_i .

B.3 – Diagrama de Bode – $FTLA_i$ e $FTLA_v$

A Figura B.4 apresenta o diagrama de Bode obtido para a $FTLA_i$ e $FTLA_v$ após a sintonia dos compensadores de corrente e tensão. Como pode se observar buscou-se o decaimento constante de -20dB/década garantindo margem de fase e estabilidade das malhas projetadas. Pode-se observar que a malha de tensão foi projetada 10 vezes mais lenta que a malha de corrente.

Sabe-se ainda que componentes dissipativos, como a resistência intrínseca dos componentes do filtro de saída do inversor, assim como, as capacitâncias e indutâncias parasitas presentes nos circuitos, podem inserir zeros ou pólos nas plantas. Entretanto, estas anormalidades geralmente situam-se em frequências elevadas, décadas acima da frequência de cruzamento, sendo, portanto desprezadas.

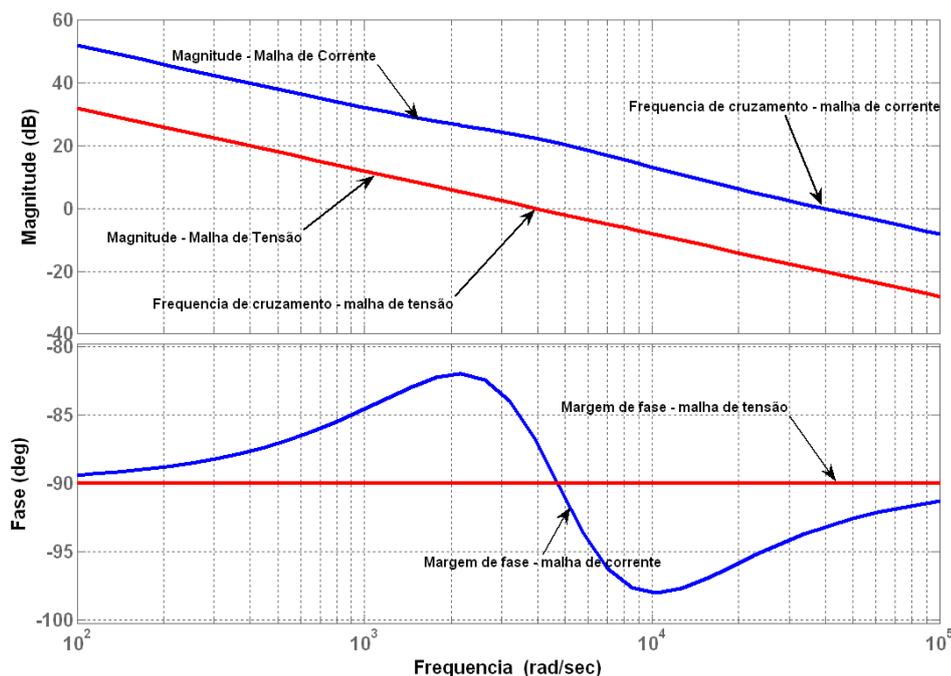


Figura B.4 – Exemplo de diagrama de Bode para $FTLA_i$ e $FTLA_v$.

C – Circuitos Auxiliares e Demais Montagens

C.1 – Circuito PWM

A Figura C.1 apresenta o esquemático contendo os circuitos para criação de portadora triangular (CI 1B e CI 1C), geração de pulsos para três níveis via circuito inversor e comparador (CI 1D, CI 2 e CI 6), condicionamento dos pulsos (CI 3 e CI 4) e liberação de pulsos (CI 5).

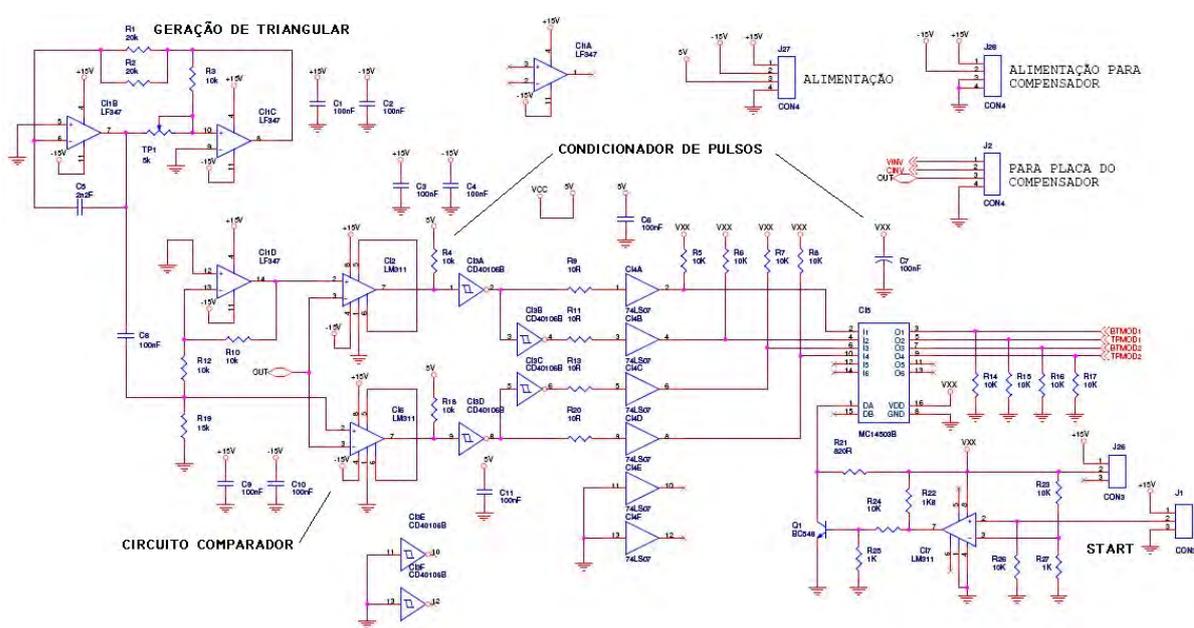


Figura C.1 – Circuitos para geração de pulsos.

C.2 – Condicionamento de correntes

A Figura C.2 contém os circuitos utilizados para condicionar as correntes amostradas sobre o indutor de conexão e sobre o indutor de filtro do inversor. A corrente CINV, proveniente de CS1 é utilizada pelo compensador de corrente do inversor. O dimensionamento de C16 pode interferir na estabilidade do circuito devido ao atraso que o filtro anti-aliasing insere na amostragem. Na implementação deste trabalho este capacitor foi reduzido para 1,5nF. A corrente CGRID, proveniente de CS2 é utilizada para o cálculo do fluxo de potência que sai do inversor. Deve-se tomar especial cuidado com o dimensionamento de C21 para evitar a inserção de atraso na medida. Caso este atraso seja inserido deve ser compensado internamente no cálculo de potência evitando medições erradas

de potência. Na implementação deste trabalho este capacitor foi omitido, sendo, portanto a filtragem realizada digitalmente.

O circuito de OFF-SET foi inserido visando a possibilidade de manter as amostragens sempre positivas, a fim de que tal circuito pudesse se adequar a tecnologias cujos conversores A/D requerem valores positivos. Caso não seja necessário o uso do OFF-SET, o mesmo poderá ser regulado para média zero, entretanto os diodos D7 e D8 deverão ser omitidos do circuito.

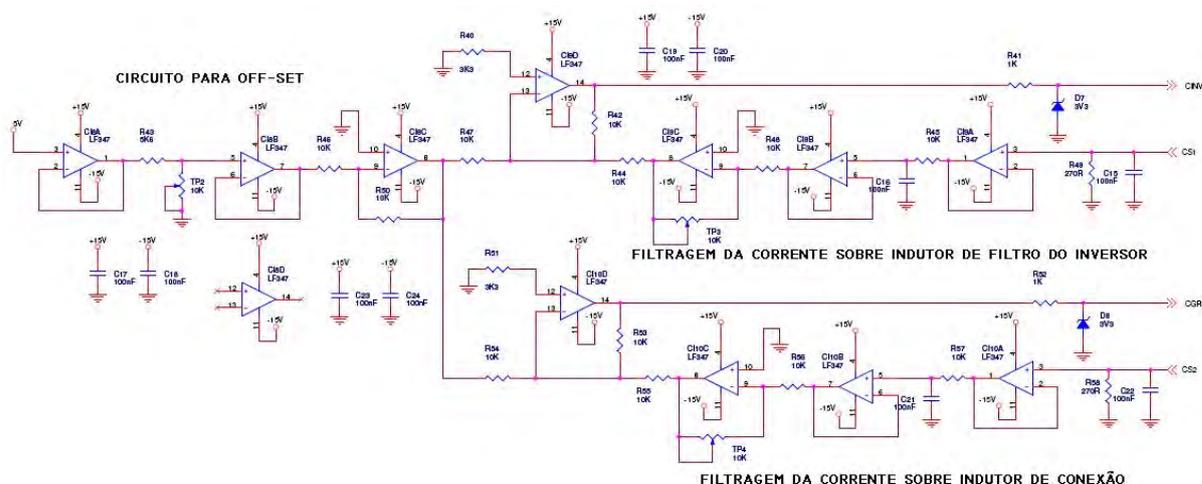


Figura C.2 – Circuitos condicionadores de corrente.

C.3 – Compensador de tensão e corrente

Seguindo a metodologia abordada no Apêndice B, foram montados dois circuitos compensadores conforme apresentado na Figura C.3. Visando a melhoria de desempenho dos compensadores através da filtragem de ruídos provenientes das amostragens, os compensadores foram montados utilizando a configuração de amplificadores de diferenças. Esta configuração é bastante adotada para amplificadores de instrumentação.

O desempenho do compensador avaliado na prática foi excelente e o único ajuste necessário foi o deslocamento do zero do compensador de tensão para mais próximo da origem. Isto foi feito visando melhor desempenho em situações a vazio e de baixa carga. Este deslocamento foi feito substituindo os resistores R1 e R5 por valores de 30k Ω .

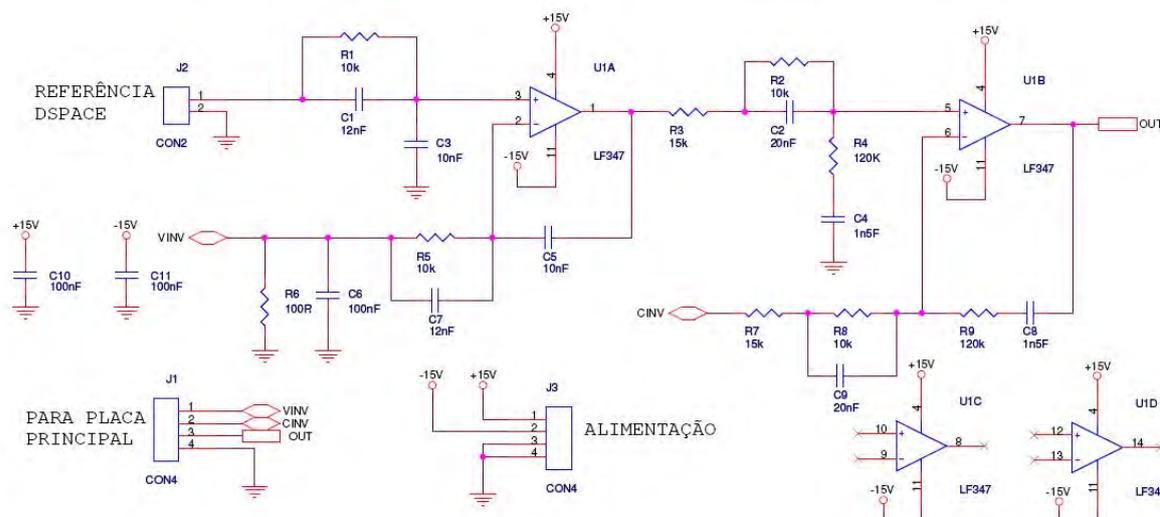


Figura C.3 – Circuitos compensadores.

C.4 – Circuitos de sinalização de falhas

Visando a garantia de integridade física dos protótipos construídos, foram elaborados alguns circuitos de sinalização de falhas. Os circuitos geram sinais que capturados pelo controle digital inibem a transferência de potência do inversor. As FALHAS 1 e 2 são provenientes de informações dos *gate drivers* do inversor, e atuam quando ocorre falha de alimentação ou verificação de dessaturação nas chaves devido a curto circuito. A FALHA 3 é indicativo de excesso de aquecimento nos interruptores de chaveamento do inversor. A FALHA 4 foi gerada internamente no controle digital, sendo acionada em situações de sobre corrente.

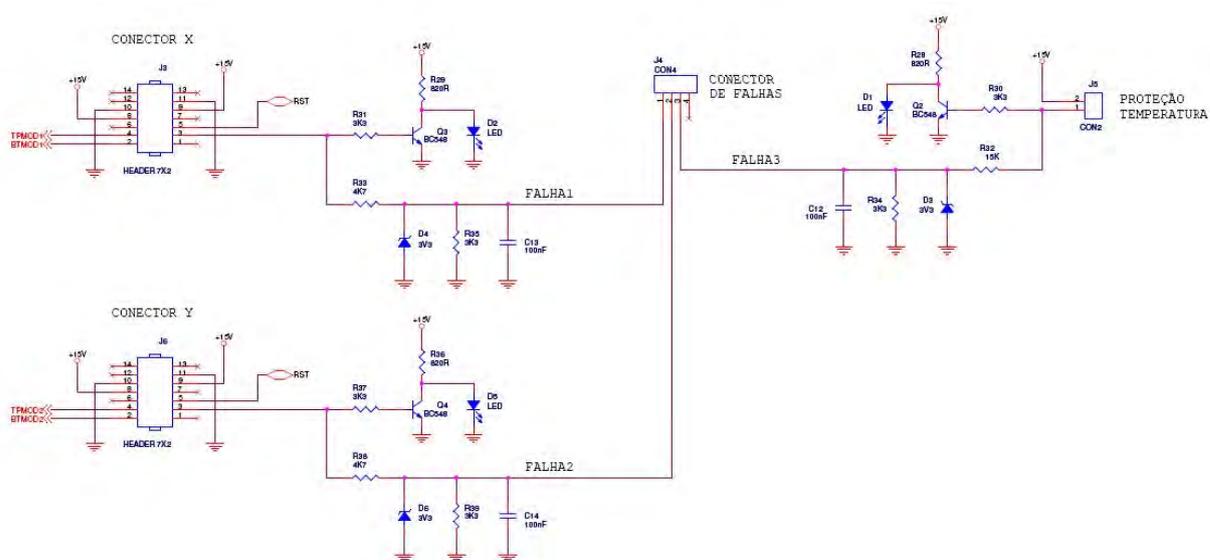


Figura C.4 – Circuitos detectores de falhas.

C.5– Circuito de sensoriamento e interconexão

Devido à necessidade de sensoriamento da corrente circulante sobre o indutor de filtragem (L_f) do inversor, optou-se pela criação de uma placa de potência que integrasse o filtro LC de saída do inversor e também o indutor de conexão. Sendo assim, nesta placa circularia toda a potência providenciada pelo inversor, sendo possível o sensoriamento das correntes e tensões, bem como a interconexão com a rede elétrica ou cargas locais a serem supridas pelo inversor. Os sensores de corrente utilizados foram HAL-50-S de fabricação LEM. Estes sensores apresentam linearidade em ampla faixa de corrente. Os sensores de tensão são de fabricação LEM modelo LV25-P. As trilhas foram dimensionadas para suportarem correntes eficazes de até 30A.

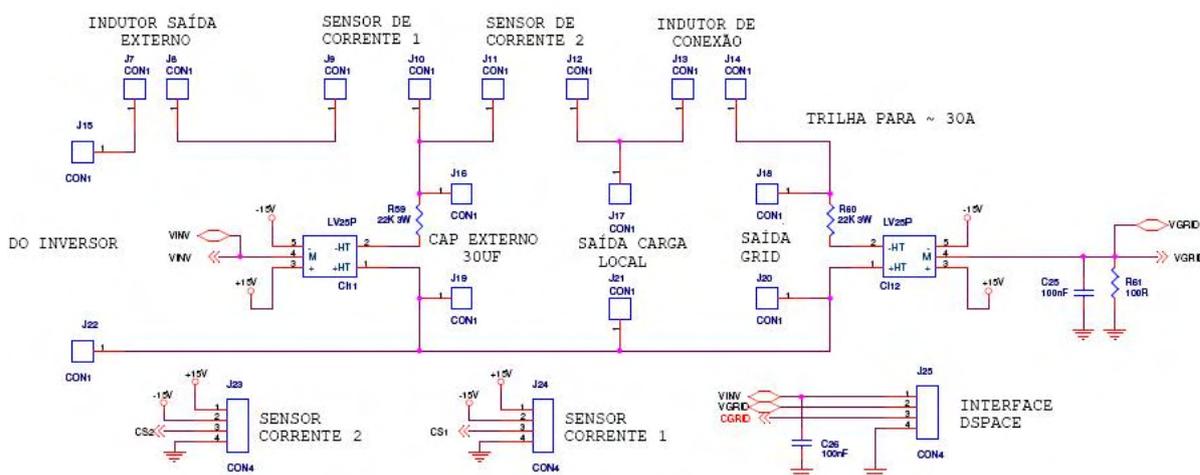


Figura C.5 – Circuitos de potência para sensoriamento e interconexão a cargas locais e rede elétrica.

C.6– Montagens

C.6.1 Placa principal

Observa-se na Figura C.6 a montagem dos circuitos apresentados na Figura C.1, C.2 e C.4. Os sensores de tensão mostrados no circuito da Figura C.5 também foram inseridos nesta placa.

C.6.2 Placa do compensador

Visando a flexibilidade do protótipo em outras aplicações optou-se por realizar a placa do compensador separadamente. Cuidado especial foi tomado para que a comunicação de informações entre as placas não fosse contaminada com ruídos a ponto de comprometer o desempenho do compensador.

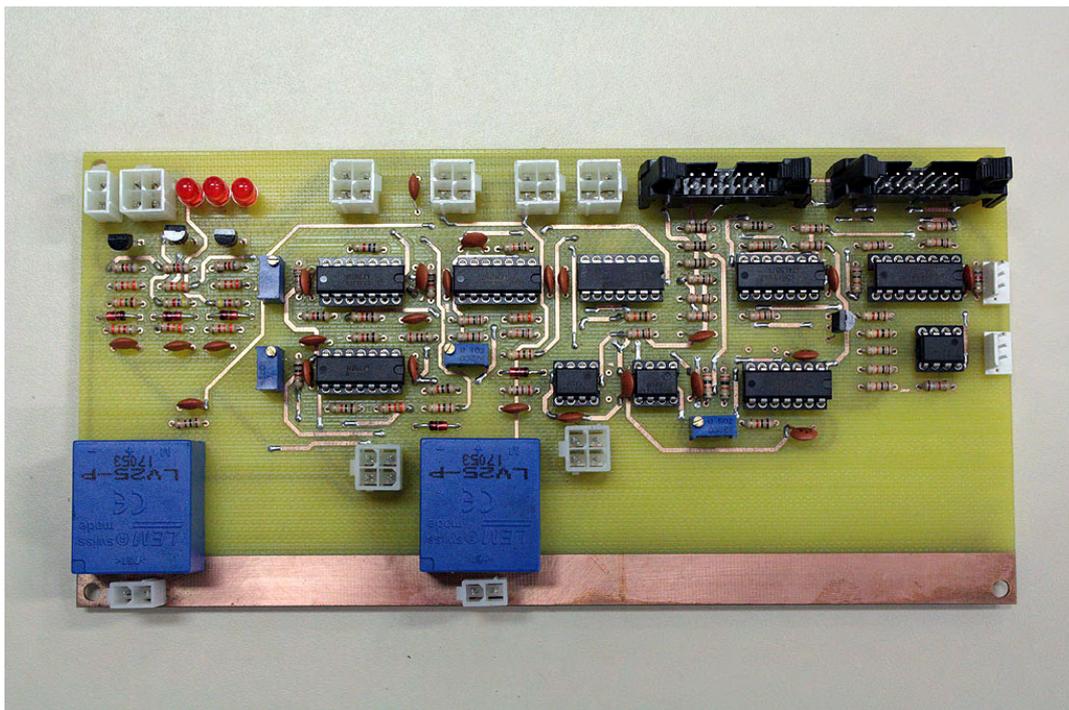


Figura C.6 – Placa principal, contendo circuitos geradores de pulsos, condicionadores, circuito de falhas e sensores de tensão.

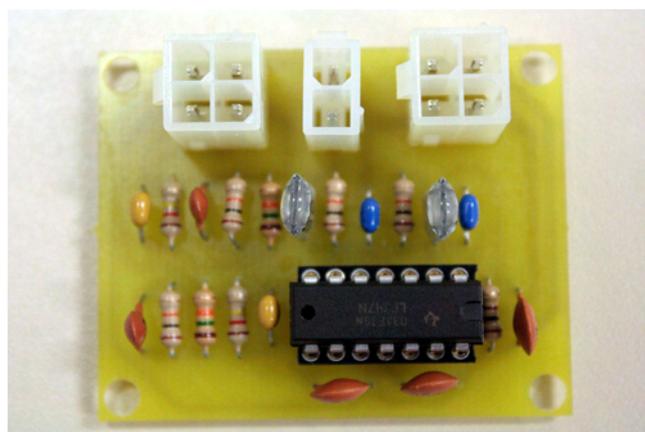


Figura C.7 – Placa do compensador.

C.6.3 Placa de sensoriamento e interconexão

Nesta placa estão alojados os dois sensores de corrente, saídas para conexão do filtro do inversor, saída para cargas locais do inversor e saída para interconexão com indutância de conexão à rede elétrica. Dos componentes apresentados na Figura C.5 somente os sensores de tensão não foram inseridos na placa de sensoriamento e interconexão. Esta ação foi tomada visando deixá-los mais próximos dos canais de amostragem e evitar a contaminação com ruídos das tensões amostradas (uma vez que se optou por não se utilizar circuitos de condicionamento para estas grandezas).

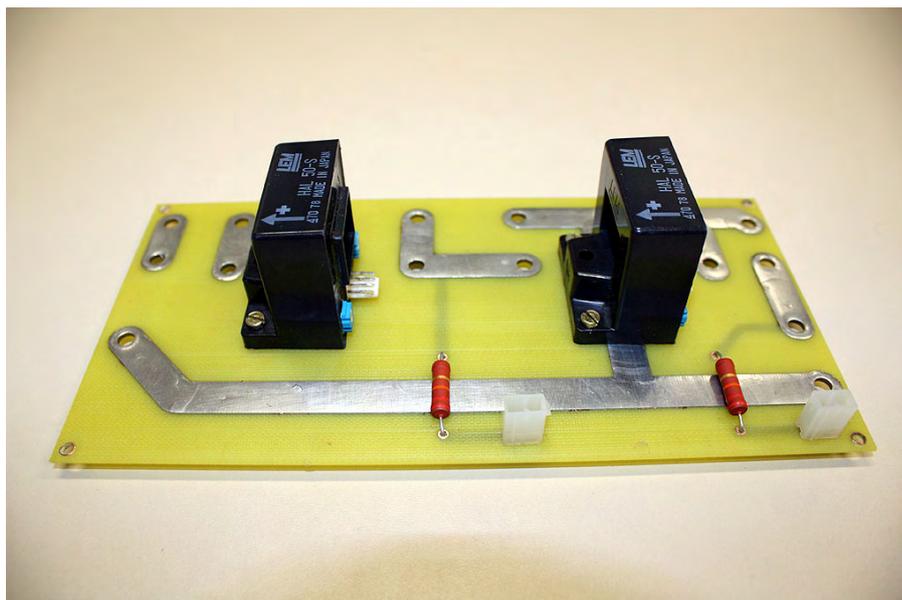


Figura C.8 – Placa de sensoriamento e interconexão a cargas e rede elétrica.

C.7– Circuito de Acionamento

A fim de garantir que a conexão com a rede elétrica ou entre inversores proceda de maneira segura, construiu-se um circuito de comando conforme apresentado na Figura C.9. Neste circuito inseriu-se uma chave contatora com capacidade de 25A, sendo a bobina da mesma alimentada pela saída do inversor. Sendo assim, a mesma só pode ser acionada se o inversor já estiver em operação. Visando a proteção dos condutores e trilhas de potência, utilizou-se um disjuntor de 25A. A conexão física com a rede elétrica é indicada por um sinal luminoso. A Figura C.10 apresenta a montagem referente ao circuito da Figura C.9.

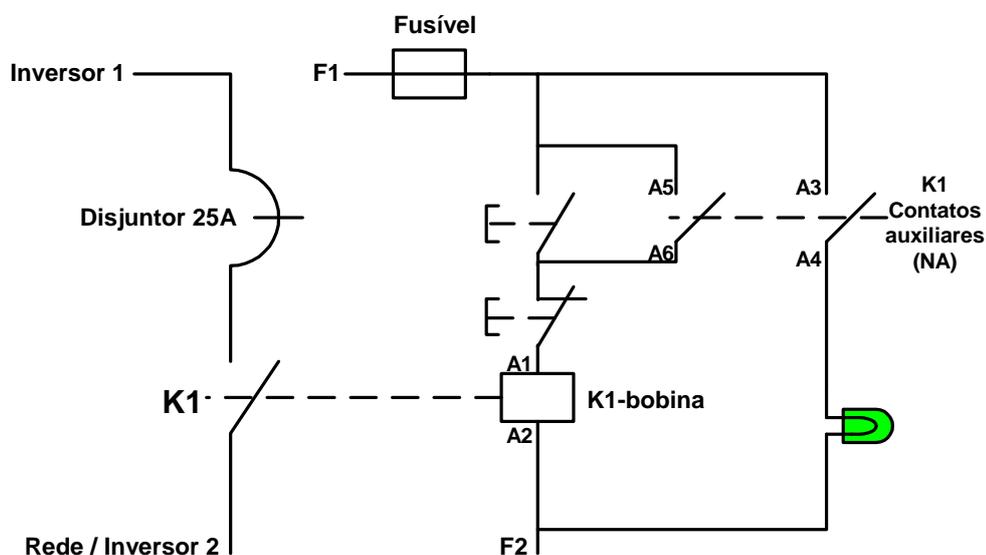


Figura C.9 – Diagrama do circuito de acionamento para paralelismo.

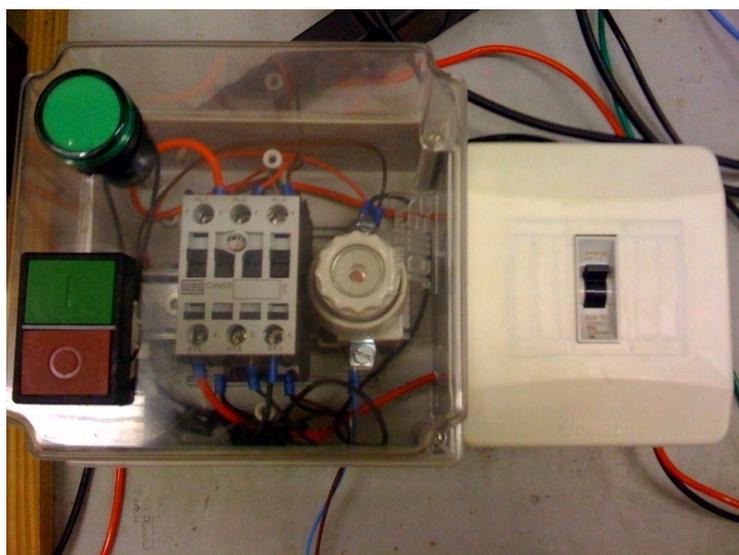


Figura C.10 – Montagem do circuito de acionamento.

C.8– Estrutura de Potência

Os inversores utilizados foram adaptados a partir do modelo trifásico Semikron B6U+B6I+E1/F. Estes inversores tiveram seus circuitos retificadores isolados bem como os circuitos de freio dinâmico. Por serem estruturas trifásicas, um dos braços não foi utilizado mantendo-se os pulsos de gatilho em nível baixo.

O banco de capacitores de entrada possui capacitância total de $1000\mu\text{F}$ com tensão equivalente de 400V. Os IGBT's que compõem o módulo são SK45GB063, cuja capacidade nominal de corrente a 80°C é de aproximadamente 30A. Para esta estrutura de potência o fabricante recomendou que não fosse ultrapassada a corrente de 25A na saída do inversor, levando-se em consideração as trilhas da placa. A Figura C.11 apresenta o inversor descrito. O gatilhamento dos IGBT's é realizado através de *gate drivers* SKHI 20opa, oferecendo intertravamento entre pulsos do mesmo braço e proteção contra curto circuito através de sensoriamento da dessaturação dos IGBT's. A frequência de chaveamento máxima suportada pelos *gate drivers* é de 100kHz.

O filtro de saída, composto pelo indutor L_f e pelo capacitor C_f , foi dimensionado levando em conta a resposta dinâmica do sistema e a frequência de ressonância. Optou-se por sintonizar o filtro em uma frequência de 750Hz, garantindo a não atenuação da fundamental 60Hz e filtragem efetiva de altas frequências. A Figuras C.12 apresenta o indutor e capacitor utilizados.



Figura C.11 – Circuito inversor adaptado.



Figura C.12 – Indutor de filtro – 1,3mH/33A e capacitor de filtro – 35 μ F/250VAC.

Para conexão com a rede elétrica foi utilizada uma indutância construída com chapas de ferro silício com diferentes *taps* de indutância. A indutância mínima obtida foi de 26mH com capacidade de corrente de 14A. A Figura C.13 apresenta o indutor.

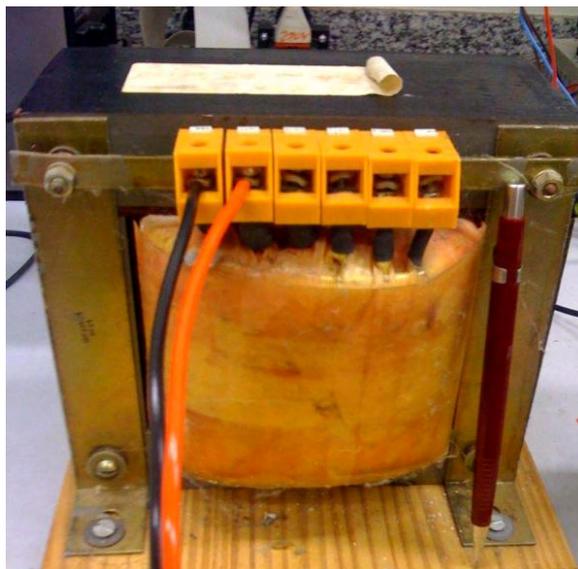


Figura C.13 – Indutor utilizado para conexão à rede e paralelismo entre inversores – 26 mH/14A.

D – Circuitos de Controle

A Figura D.1 contém o diagrama de blocos do circuito PLL de sincronismo e do circuito controle de transferência de potência. Conforme se observa o controle é gerado em ambiente MATLAB/Simulink[®] sendo posteriormente compilado para controle via dSPACE[®].

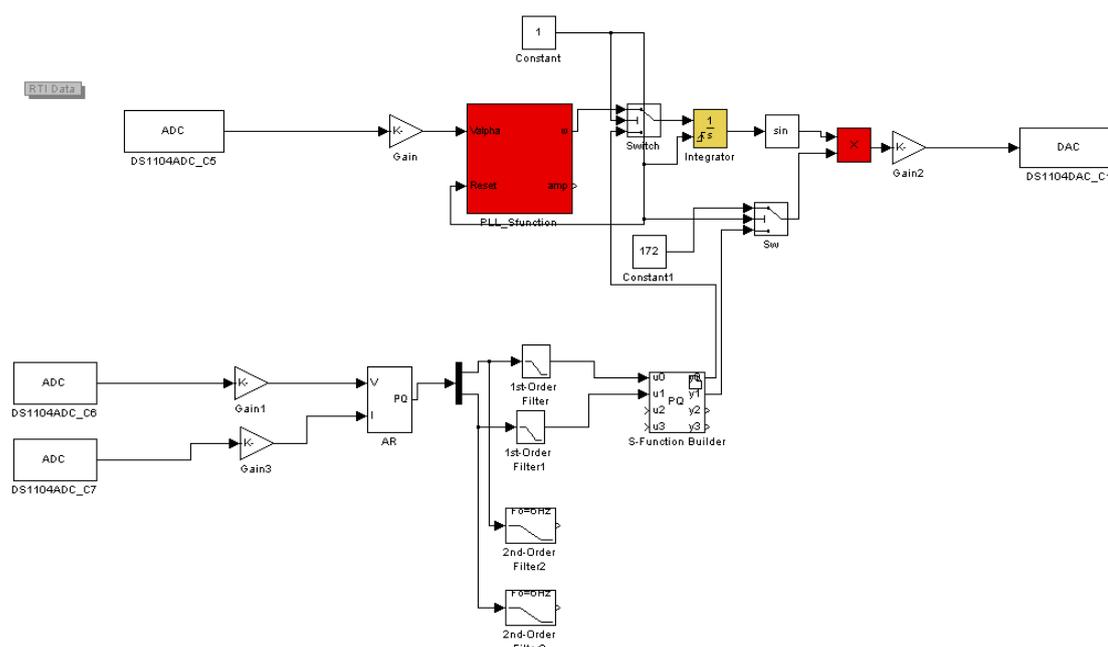


Figura D.1 – Diagrama de blocos dos circuitos controladores desenvolvidos em MATLAB/Simulink[®].

Na Figura D.2 pode ser observada a interface para interação do usuário e coleta de dados. Esta interface foi gerada utilizando a ferramenta Control Desk[®] vinculada ao dSPACE[®].

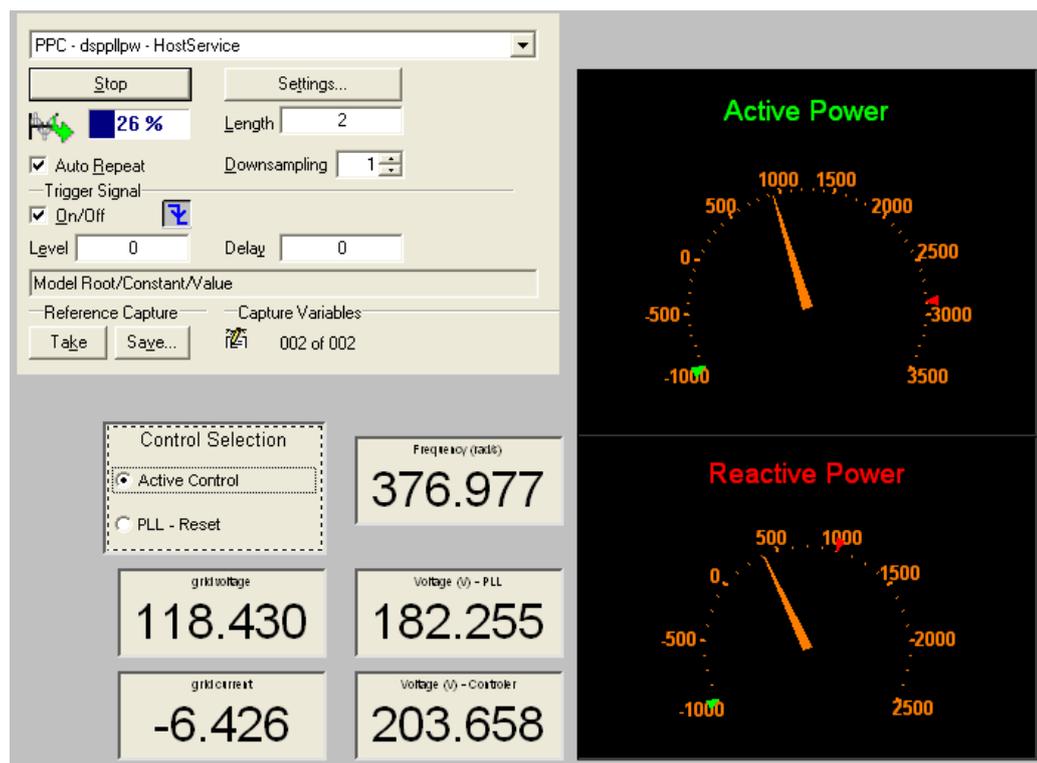


Figura D.2 – Interface para interatividade do usuário e coleta de dados.