



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ANÁLISE DA ESTABILIDADE DE INVERSORES
CONECTADOS EM PARALELO EM REDE ISOLADA,
SEM INTERCONEXÃO NO CONTROLE E
COM AUMENTO DO AMORTECIMENTO VIA MALHA DE
DESLOCAMENTO DE FASE.**

WANDERLEY ALVES PARREIRA

**DOUTORADO
29/AGO/2014**



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

WANDERLEY ALVES PARREIRA
(ufu#93878)

**ANÁLISE DA ESTABILIDADE DE INVERSORES
CONECTADOS EM PARALELO EM REDE ISOLADA,
SEM INTERCONEXÃO NO CONTROLE E
COM AUMENTO DO AMORTECIMENTO VIA MALHA DE
DESLOCAMENTO DE FASE.**

Tese de Doutorado apresentada no anfiteatro do bloco 1E, à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito final à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, na Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica da Linha de Pesquisa em Eletrônica de Potência, e aprovada sem restrições.

Banca Examinadora:

Prof. JOÃO BATISTA VIEIRA JÚNIOR, Dr.UFU;
Prof. PAULO PEIXOTO PRAÇA, Dr.UFC;
Prof. PORFIRIO CABALEIRO CORTIZO, Dr.UFMG;
Prof. ERNANE ANTÔNIO ALVES COELHO, Dr.UFU.

Prof.Dr. Ernane Antônio Alves Coelho
(Orientador)

Prof.Dr. Edgard Afonso Lamounier Jr.
(Coordenador)

Uberlândia/MG
29/AGO/2014
(Ata#160/2014)

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

P259a Parreira, Wanderley Alves, 1948-
2014 Análise da estabilidade de inversores conectados em paralelo em rede isolada, sem interconexão no controle e com aumento do amortecimento via malha de deslocamento de fase / Wanderley Alves Parreira. - 2014.
127 f. : il.

Orientador: Ernane Antônio Alves Coelho.
Tese (doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Inversores elétricos - Teses. I. Coelho, Ernane Antônio Alves. II. Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU: 621.3

Agradecimentos

Este trabalho só foi possível graças a DEUS por:

- Meu orientador, que soube me conduzir cientificamente pelos caminhos de uma conclusão inédita no âmbito da atual tecnologia das redes de energia elétrica, na moderna alternativa de microrrede via eletrônicas de potência;
- Meus professores acadêmicos do NUPEP- Núcleo de Eletônica de Potência da UFUberlandia, que me ministraram seus conhecimentos e experiências;
- Técnicos e Administrativos do Programa de Pos-Graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica da UFUberlandia, que me deram todos os apoios em laboratórios e secretarias;
- Colegas de Doutorado e Mestrado, bem como os de Iniciações Científicas, que convivendo em conjunto e se apoiando mutuamente, nos permite sobreviver às dificuldades científicas e técnicas do dia-a-dia no programa de pós graduação;
- Meus diretores, professores e colegas do CEFETMG- Centro Federal de Tecnologia de Minas Gerais que permitiram meu afastamento legal com redistribuição de encargos didáticos no CampusIV de Araxa/mg;
- Meus familiares em Uberlândia/mg que me aceitaram incondicionalmente pela idade avançada para estudos universitários, pelas dificuldades de novos convívios e constantes ausências, e principalmente pelas faltas financeiras inevitáveis;
- Em particular ao meu avô materno LUIZ PARREIRA, que quando ainda criança&jovem em Monte Alegre/mg, me ensinou&incentivou artes de ofícios em seus modestos conhecimentos;
- Aos financiadores FAPEMIG e CAPES da presente pesquisa no íterim universitário, e aos bancos CEF/Caixa, ITAU/nibanco e REAL/Santander pelos seus contantes apoios financeiros pessoais ao longo desta jornada;

Obrigado!

Resumo

Este trabalho apresenta o estudo da estabilidade de um sistema composto por inversores **PWM** senoidais conectados em paralelo em rede isolada, sem a presença de uma barra infinita. Os inversores não apresentam interconexão no controle, de modo que somente as variáveis locais são realimentadas. A estratégia de controle de cada unidade inversora é baseada nas curvas características $P_{x\omega}$ e Q_{xV} , e ainda numa malha adicional δxP , a qual implica a realimentação do desvio de potência ativa do inversor de seu valor nominal diretamente na fase da tensão de referência, resultando numa ação de controle que produz pequenos deslocamentos na fase da tensão do inversor. É proposto um modelo para pequenos sinais em equação de estado, o qual correspondente à linearização do sistema em torno de um ponto de equilíbrio. O modelo proposto é validado através de resultados de simulação e de resultados experimentais. São apresentadas análises de estabilidade do sistema através do lugar geométrico das raízes, as quais comprovam a eficácia da malha adicional de fase no aumento do amortecimento do sistema. O modelo para pequenos sinais em espaço de estados, principal contribuição do presente trabalho, permite o estudo antecipado do paralelismo de inversores conectados em microrrede isolada com relação à estabilidade e distribuição dos fluxos de potências ativas e reativas.

Palavras-chave: Inversores PWM Senoidais, Controle Via “*droops*” de Frequência e Tensão, Paralelismo de Inversores sem Intercomunicação, Análise para Pequenos Sinais, Paralelismo de Inversores em Rede Isolada, Microrredes.

Abstract

This work presents the small signal stability of sinusoidal **PWM** inverters connected in parallel in a standalone system, that is, without the presence of an infinite bus. The inverters have no interconnection control, so that only local variables are referred. The control strategy of each inverter unit is based on the **P $\times\omega$** and **Q $\times V$** droops and it has an additional loop **δxP** designed to increase the damping. This loop feeds the deviation of the active power of inverter from its nominal value back into the reference voltage phase, resulting in a control action that produces small shifts in the inverter voltage phase. A small signal model in state space form is proposed, which corresponds to the system linearization around an arbitrary equilibrium point. The proposed model is validated by simulation and experimental results. Root locus analyses are also presented to show the effect of the additional loop in the system damping. The proposed small signal model, main contribution of the presente work, allows the knowledge in advance of the stability and power sharing of an islanded microgrid composed by PWM sinusoidal inverters connected in parallel.

Keywords: Sinusoidal PWM Inverters, Frequency and Voltage Droops Control, Parallel Inverter Connection without Communications, Small Signal Analysis, Micro Grid Inverters Connection, Microgrids.

Lista de Símbolos e Abreviaturas

$[A_s]$	Matriz característica de estados do sistema
A	Amperes [rms], corrente elétrica inversora em...
A/D	Conversão analógica-digital
B_s	Condutância imaginária do sistema de inversores [<i>mho</i>]
$[C_s]$	Matriz de constantes do sistema
C	Capacitância em Faraday [F]
C_f	Capacitor do filtro de saída do inversor [F]
C_{dc}	Capacitor do link DC [F]
CEFETMG	Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais
CC/CA	Inversão de Correntes Contínua para Alternada
CEB	Carga Elétrica de Barramento
$\cos\varphi$	Fator de potência elétrico [<i>un</i>]
(d,q)	Eixos direto e quadratura da referencia (x,y)
$\partial_/\partial v$	Operador derivativo parcial das variáveis ...
$d_/dt$	Operador derivativo temporal da variável ...
Δ	Operador de linearização, pequeno desvio da variável ...
δxP	Controlador de salto defasamento elétrico [<i>rd</i>]
δ	Ângulo de defasamento elétrico [<i>rd</i>]
δ_0	Condição inicial do defasamento da tensão inversora [<i>rd</i>]
δ_e	Defasamento do inversor no ponto de equilíbrio [<i>rd</i>]
δ_d	Fase do <i>droop</i> de frequência [<i>rd</i>]
δ_s	Fase de amortecimento do inversor [<i>rd</i>]
δ	Defasamento da tensão inversora [<i>rd</i>]
$\dot{\delta}$	Derivada primeira do defasamento da tensão inversora [<i>rd/s</i>]
$\ddot{\delta}$	Derivada segunda do defasamento da tensão inversora [<i>rd/s</i> ²]
droop	Característica da inclinação de ganho negativo
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> , Processador digital de sinais
D/A	Conversão digital-analógica
Eo	Fonte alternativa de energia elétrica [V_{cc}]
$[E]$	Matriz das tensões elétricas do inversor [V_{rms}]
e	Equilíbrio, índice no ponto de ... ou tensão instantânea [<i>v</i>]
\dot{e}_d, \dot{e}_q	Derivadas temporais das componentes da tensão instantânea [<i>v/s</i>]
E_d	Tensão no eixo direto gerada [V_{rms}]
E_q	Tensão na quadratura gerada [V_{rms}]
E	Tensão na saída do inversor [V_{rms}]
E_e	Tensão na saída do inversor no ponto de equilíbrio [V_{rms}]
f	Frequência [<i>Hz</i>]
φ_i	Defasamento das potências reativa e ativa [<i>rd</i>]
F_{pwm}	Frequência de chaveamento do inversor [<i>kHz</i>]
FAPEMIG	Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais
FEP	Fontes de Energia Primária
FPB	Filtro de Passa Baixa
FP	Fator de Potencia elétrico
GD	<i>Gate Drivers</i>
G_s	Condutância real do sistema de inversores [<i>mho</i>]
I_o	Corrente de saída frequencial do inversor [A]
I_f	Corrente do filtro de saída do inversor [A]

$[I]$	Matriz identidade
$[I]$	Matriz das correntes elétricas do inversor $[A]$
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Gate Current Bipolar Transistor</i> ,
i	Inversor, indicativo de ...
j	Operador complexo
K123	Contatores eletromagnéticos [220Va]
$[K_e]$	Matriz adaptadora de estados da tensão do sistema
k_{pv}	Ganhos dos <i>droop</i> 's de frequência e tensão $[rd/s/W, V/VAr]$
k_p	Ganho do <i>droop</i> de frequência do inversor $[rd/s/W]$
k_v	Ganho do <i>droop</i> de tensão do inversor $[V/VAr]$
k_s	Ganho da malha de deslocamento de fase do inversor $[rd/W]$
$k_{pE}, k_{p\delta}$	Constantes auxiliares da equação de potência ativa
$k_{qE}, k_{q\delta}$	Constantes auxiliares da equação de potência reativa
k123	Reles auxiliares de comando $[15Vc]$
k_{pwm}	Auxiliares <i>software</i> de comando PWM $[3Vc]$
L	Indutância, indutor em Henry $[H]$
L_f	Indutor do filtro de saída do inversor $[H]$
MATLAB [®]	Software Laboratório Matemático da MathWorks Inc, Mass/USA
MG	<i>Micro grid islanded connection</i>
$[M_s]$	Matriz de coeficientes de estados do sistema
m_{dq}	Constantes derivadas parciais das tensões dq $[v/v^2]$
n_{dq}	Constantes parciais das tensões ortogonais dq $[v/v]$
N_i	Sistema de Inversor1-até-InversorN
Nós	Malha de Cargas Elétricas dos Inversores
NUPEP	Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência
P	Potência ativa de saída do inversor $[W]$
P_e	Potência ativa do inversor no ponto de equilíbrio $[W]$
P_m	Potência ativa média entregue pelo inversor $[W]$
P	Compensador Proporcional
PI	Compensador Proporcional Integral
PID	Compensador Proporcional Integral Derivativo
PLL	<i>Phase Loop Locked</i>
PSS	<i>Power System Stabilizer</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
PSIM [®]	Software Power Simulation da Power Simtech Inc/USA
$Px\omega$	Controlador <i>droop</i> de frequência
QxV	Controlador <i>droop</i> de tensão
Q	Potência reativa de saída do inversor $[VAr]$
Q_e	Potência reativa do inversor no ponto de equilíbrio $[VAr]$
Q_m	Potência reativa média entregue pelo inversor $[VAr]$
R	Resistência, resistor em Ohms $[\Omega]$
R_f	Resistência do filtro de saída do inversor $[\Omega]$
Ra, Rb, Rc	Resistência de cargas elétricas e linha de transmissão $[\Omega]$
s	Operador da transformada de Laplace
<i>Seg</i>	Segundos
SEP	Sistema Elétrico de Potência
S	Potência aparente inversora $[VA]$
\dot{S}	Derivada temporal da potência aparente do inversor $[VA/s]$
$t(s), t(ms)$	Tempo em segundos $[s]$, em milissegundos $[ms]$

$[]^T$	Matriz transversa de m.n $[n.m]$
UFMG	Universidade Federal de Minas Gerais
UFU	Universidade Federal de Uberlândia/MG
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>
V	Tensão elétrica eficaz no inversor Ei $[V_{rms}]$
V_o	Tensão elétrica eficaz do barramento CA $[V_{rms}]$
V_p	Tensão elétrica de pico, amplitude máxima $[V]$
V_r	Tensão elétrica de referencia, variável <i>setpoint</i> $[V]$
V_{rp}	Tensão elétrica de referencia, variável <i>setpico</i> $[V]$
V_{pll}	Tensão elétrica de referencia, variável <i>setpll</i> $[V]$
ω_o	Frequência angular elétrica básica CA $[rd/s]$
ω_f	Frequência de corte dos filtros CA $[rd/s]$
ω_d	Frequência de <i>droop</i> $[rd/s]$
ω_δ	Frequência da derivada de deslocamento de fase $[rd/s]$
ω_{d0}	Condição inicial para a frequência de <i>droop</i> $[rd/s]$
$\dot{\omega}_{d0}$	Condição inicial da derivada da frequência de <i>droop</i> $[rd/s^2]$
ω_e	Frequência angular do inversor no ponto de equilíbrio $[rd/s]$
ω	Frequência angular de inversor $[rd/s]$
$\dot{\omega}$	Derivada da frequência angular do inversor $[rd/s^2]$
WIN[®]	Software Windows da Micro Software Inc/USA
$X(t)$	Variável de estado instantânea do inversor
$[X_s]$	Matriz de estados do sistema de inversores
X_0	Vetor de estado das condições iniciais
X_i	Vetor de estados do inversor
\dot{X}_i	Derivada do vetor de estados do inversor
X_a, X_b, X_c	Reatância de cargas elétricas e linha de transmissão $[\Omega]$
$[Y_s]$	Matriz de admitância do sistema de inversores $[mho]$
Y_a, Y_b, Y_c	Admitância de cargas elétricas e linha de transmissão $[mho]$
Y_nY	Topologia estrela de neutro aterrado/aterrado
Z_a, Z_b, Z_c	Impedância de cargas elétricas e linha de transmissão $[\Omega]$
Z_s	Impedância das cargas do sistema de inversores $[\Omega]$

Lista de Figuras

Figura 1.1- Sistema UPS distribuído <i>On Line</i> , [Coelho, 2000b].....	17
Figura 1.2 –Sistema de N inversores paralelos conectados em microrrede isolada.	20
Figura 1.3 – Sistema de dois inversores ($N_i=2$) conectados em paralelo sem intercomunicação.....	21
Figura 1.4- Sistema de inversor+rede com técnica de fase, [Paiva, 2006].....	23
Figura 1.5– Filtros de potências em Inversor+Rede com $k_s=0$, [Avelar <i>et al.</i> , 2012a].....	25
Figura 1.6– Filtros de potências em Inversor+Rede com $k_s=.001$, [Avelar <i>et al.</i> , 2012a].....	25
Figura 1.7a/b – Lugar das raízes em Inversor+Rede com filtros 2ª e 1ª ordem, [Avelar <i>et al.</i> , 2012a].	26
Figura 1.8– Resultados das frequências angulares em Inversor+Rede, [Avelar <i>et al.</i> , 2012a].	27
Figura 1.9– Resultados das potências ativa e reativa em Inversor+Rede, [Avelar <i>et al.</i> , 2012a].	27
Figura 1.10– Sistema de inversor+rede, esquemático. [Avelar, 2012b].	28
Figura 1.11– Comparativos de frequências angulares em Inversor+Rede, [Avelar, 2012b]....	28
Figura 1.12– Comparativos de potências ativa e reativa em Inversor+Rede, [Avelar, 2012b].	29
Figura 2.1- Esquema de controle de cada inversor integrante da microrrede, [Avelar, 2012b].	32
Figura 2.2– <i>Droop</i> de frequência convencional e a malha extra de deslocamento de fase,	32
Figura 2.3- Modelo linearizado para realimentações da potência ativa de cada inversor,	33
Figura 2.4- Características <i>droops</i> de: (a) frequência–potência, (b) tensão–reativo.	34
Figura 2.5- Microrrede isolada composta de 2 inversores, [Coelho, 2000b].	38
Figura 3.1- Esquema do sistema de inversores simulado, para cargas de potências ativa e reativa.	47
Figura 3.2a/b- Resposta para frequência angular (ω_1 , ω_2), do Modelo x Simulação com $k_{s1}=k_{s2}=0$	49
Figura 3.3a/b - Respostas de potências ativa e reativa (P , Q), para modelos simulados com $k_{s1}=k_{s2}=0$	50
Figura 3.4a/b- Resposta para frequência angular (ω_1 , ω_2), do Modelo x Simulação com $k_{s1}=k_{s2}=0.00005$	51
Figura 3.5a/b- Respostas de potências ativa e reativa (P , Q), para modelos simulados com $k_{s1}=k_{s2}=0.00005$	52
Figura 3.6a/b- Resposta para frequência angular (ω_1 , ω_2), do Modelo x Simulação com $k_{s1}=0.0001$, $k_{s2}=0.0002$	53
Figura 3.7a/b - Respostas de potências ativa e reativa (P , Q), para modelos simulados com $k_{s1}=0.0001$, $k_{s2}=0.0002$	54
Figura 3.8a/b- Resposta para frequência angular (ω_1 , ω_2), do Modelo x Simulação com $k_{s1}=k_{s2}=0.0003$	55

Figura 3.9a/b- Respostas de potências ativa e reativa (P , Q), para modelos simulados com $ks1=ks2=.0003$.	56
Figura 3.10 a/b- Curvas de frequências angulares para variações de $ks1$ e $ks2$ dos Exemplos 1a4.	57
Figura 3.11- Curvas de lugar dos pólos para variações de $ks1$ e $ks2$ dos Exemplos 1a4.	58
Figura 3.12- Curvas de frequências angulares para variações de $droops kp=k_v$:	59
Figura 3.13- Curvas de lugares geométricos dos pólos para variações de $droops kp=k_v$:	59
Figura 3.14- Curvas de frequências angulares para variações ω_f do Exemplo1:	60
Figura 3.15- Curvas de lugares geométricos dos pólos para variações ω_f do Exemplo1:	61
Figura 3.16 a/b- Curvas de frequências angulares para variações de impedâncias Z_c de interconexão de linha dos inversores do Exemplo 4.	62
Figura 3.17- Curvas de lugares geométricos dos pólos para variações de impedâncias Z_c de interconexão de linha dos inversores do Exemplo 4 :	63
Figura 3.18- Curvas de frequências angulares (ω_1, ω_2) nas condições iniciais ($\omega_o=\omega_{d_o}$) e dinâmicas de ($\omega_i \neq \omega_d$).	64
Figura 3.19- Curvas de lugares dos pólos ($ks1=ks2$) nas condições iniciais ($\omega_o=\omega_{d_o}$) e dinâmicas de ($\omega_i \neq \omega_d$).	64
Figura 3.20- Curvas das diferenças de frequências angulares ($\omega_1 - \omega_2$) nas condições dinâmicas de ($\omega_i \neq \omega_d$):	65
Figura 3.21- Curvas de lugares dos pólos ($ks1=ks2$) nas condições dinâmicas de ($\omega_i \neq \omega_d$):	66
Figura 4.1 – Vista lateral dos inversores #1e2,	68
Figura 4.2 – Vista frontal do inversor #1	69
Figura 4.3 – Vista frontal do inversor #2	69
Figura 4.4 – Protótipos dos inversores 1e2 lado a lado antes das conexões em cargas e rede isolada.	70
Figura 4.5a/b – Inversor PWM senoidal utilizado nos testes de paralelismo em rede isolada,	71
Figura 4.6 – Circuitos de potência e medição para testes de conexão paralela do inversor à microrrede elétrica isolada (<i>Micro Grid Islanded Connection</i>).	72
Figura 4.7 – Circuito e esquema de controle para conexão de inversores em rede isolada.	74
Figura 4.8– Circuitos para testes de paralelismo do sistema em conexões à rede elétrica isolada.	79
Figura 4.9a/b- Resultados do modelo e experimentais das potências ativa (P) e reativa (Q),	80
Figura 4.10a/b - Resultados das frequências angular (ω e ω_d) do sistema, modelos e ensaios com $k_s=0$.	82
Figura 4.11- Tensões do Elo (V_c) do sistema, para ensaios com $k_s=0$.	83
Figura 4.12 a/b- Tensões e correntes de saídas (V , I) do sistema, para ensaios com $k_s=0$.	84
Figura 4.13 a/b- Resultados modelados e experimentais das potências ativa (P) e reativa (Q),	85

Figura 4.14 a/b- Resultados das frequências angular (ω e ωd) do sistema, modelos e ensaios com $k_s=0,0005$	86
Figura 4.15- Tensões de Elo (V_c) do sistema, para ensaios $k_s \neq 0$ com $k_s=0,0005$	87
Figura 4.16 a/b- Tensões e correntes de saídas (V , I) do sistema, para ensaios $k_s \neq 0$ com $k_s=0,0005$	87
Figura 4.17 a/b- Resultados comparativos experimentais das potências ativa (P) em transitórios dos inversores 1e2 , para ensaios com $k_s=0$ e $k_s \neq 0$	89
Figura 4.18 a/b- Resultados comparativos experimentais das potências reativa (Q) em transitórios dos inversores 1e2 , para ensaios $k_s=0$ e $k_s \neq 0$	90
Figura 4.19 a/b- Resultados comparativos experimentais dos <i>droop</i> 's de frequência (ωd) em transitórios dos inversores 1e2 , para ensaios $k_s=0$ e $k_s \neq 0$	92
Figura 4.20 a/b- Resultados comparativos experimentais das tensões geradas (E) em transitórios dos inversores 1e2 , para ensaios $k_s=0$ e $k_s \neq 0$	93
Figura 4.21 a/b- Resultados comparativos das tensões de Elo (V_{c1} e V_{c2}) em transitórios	94
Figura 4.22 a/b- Resultados comparativos das tensões e correntes de saídas (V e I) em transitórios	95
Figura 4.23 a/b- Resultados comparativos das tensões e correntes de saídas (V e I) em transitórios	96

Lista de Tabelas

Tabela I	CONDIÇÕES INICIAIS USADAS PARA ANÁLISE DE PEQUENO SINAL	44
Tabela II	VALORES E PARÂMETROS USADOS NAS SIMULAÇÕES DOS EXEMPLOS	47
Tabela III	MATRIZ $[A_s]$ E AUTOVALORES $[s]$ DO EXEMPLO 1	48
Tabela IV	MATRIZ $[A_s]$ E AUTOVALORES $[s]$ DO EXEMPLO 2	51
Tabela V	MATRIZ $[A_s]$ E AUTOVALORES $[s]$ DO EXEMPLO 3	53
Tabela VI	MATRIZ $[A_s]$ E AUTOVALORES $[s]$ EXEMPLO 4	55
Tabela VII	PARÂMETROS E VALORES DE EQUILÍBRIO DOS ENSAIOS EXPERIMENTAIS DOS INVERSORES 1E2	76
Tabela VIII	CONDIÇÕES INICIAIS DOS ENSAIOS EXPERIMENTAIS DOS INVERSORES 1E2	77

SUMÁRIO

1	Introdução	16
1.1	OBJETIVOS GERAIS DA TESE	19
1.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS DESTA TRABALHO	20
1.3	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	22
1.4	PROPOSTA DA TESE E SEU DESENVOLVIMENTO	29
1.5	CONCLUSÃO.....	30
2	Paralelismo de Inversores Conectados em Rede Isolada	31
2.1	ESQUEMA DE CONTROLE DE CADA UNIDADE INVERSORA	31
2.2	ANÁLISE PARA PEQUENOS SINAIS DE CADA INVERSOR	33
2.3	ANÁLISE PARA PEQUENOS SINAIS DE DOIS INVERSORES CONECTADOS EM PARALELO	38
2.4	SOLUÇÃO POR EQUAÇÕES DE ESTADOS	41
2.5	CONDIÇÕES INICIAIS DE CADA INVERSOR.....	41
2.6	CONCLUSÃO.....	44
3	Simulação do Paralelismo de Dois Inversores em Rede Isolada	46
3.1	ESQUEMA DO SISTEMA SIMULADO	46
3.2	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	48
3.2.1	<i>Exemplo 1, com ganhos $ks1=ks2=Nulos$:</i>	48
3.2.2	<i>Exemplo 2, com ganhos $ks1=ks2=Mínimos$:</i>	50
3.2.3	<i>Exemplo 3, com ganhos $ks1\neq ks2=Médios$:</i>	52
3.2.4	<i>Exemplo 4, com ganhos $ks1=ks2=Máximos$:</i>	55
3.3	ANÁLISE DO LUGAR GEOMÉTRICO DOS PÓLOS	57
3.4	CONCLUSÃO.....	66
4	Ensaio e Resultados Experimentais do Paralelismo de Dois Inversores em Rede Isolada.....	68
4.1	DESCRIÇÃO DA MONTAGEM DOS INVERSORES.....	70
4.2	DESCRIÇÃO DOS CIRCUITOS INVERSORES	72
4.3	CIRCUITO COMPLETO DE CADA INVERSOR PARA CONEXÃO PARALELA	73
4.4	COMPARAÇÃO DO MODELO COM RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	75
4.4.1	<i>Ensaio 1, Sem Amortecimentos Extra.....</i>	80
4.4.2	<i>Ensaio 2, Com Amortecimentos Extra.....</i>	84
4.4.3	<i>Ensaio 3e4, Com Transitórios de Carga.....</i>	88
4.5	CONCLUSÕES	97
5	Conclusão	98
5.1	PRODUTOS DA PESQUISA	99
5.2	-SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	99
5.3	-CONTRIBUIÇÕES DA PRESENTE TESE	100
6	Referências Bibliográficas	101
7	Apêndices.....	106
A.-	Características de Equilíbrios e Condições Iniciais.....	106
A.1-	Arquivo de parâmetros dos esquemático de simulação dos pontos de equilíbrio sem&com amortecimento ks.....	106
A.2-	Esquemático de simulação dos pontos de equilíbrio sem amortecimento extra $ks=0$.	

A.3- Resultados de simulação para curvas de potências inversoras (P_i , Q_i , S_i , F_i) <small>$_{psim123}$</small> , a) Inv 1, b) Inv 2, c) Nos 1e2.	109
B.– Simulação dos Fluxos de Carga em Paralelismo.....	110
B.1- Esquemático de simulação dos ensaios experimentais de paralelismo, para amortecimentos k_s e cargas do sistema inversores 1e2.	111
B.2- Resultados de simulação de paralelismo de 2inversores sem&com amortecimentos extras k_s :	112
a12345) Curvas com $k_s=0$,	112
[Avelar <i>et al</i> , 2012a]......	114
8 Anexos.....	116
D.– Circuitos Eletrônicos Auxiliares [Parreira, Brito, Tannus].....	116
D.1- Fluxograma de Alimentação dos Auxiliares ao DSP.....	116
D.2- Fonte de Alimentação dos Auxiliares ao DSP.....	117
D.3- Reles de Comando $k123$ dos Contatores K123 pelo DSP.....	118
D.4- Alimentação e Interligação dos GD pelo DSP	121
D.5- Sincronismo e Acionamento de Transitórios de Cargas pelo DSP	122
E – Sensores e Conversores de Tensão e Corrente.....	123
E.1- Publicação: NUPEP-UFU Março 2011 [Brito, 2011]	123

1 INTRODUÇÃO

As fontes alternativas de energia têm apresentado um crescimento significativo na participação da matriz energética do país, principalmente as energias solar e eólica. A necessidade do aumento da oferta de energia em função do crescimento econômico tem forçado uma mudança de contexto no planejamento dos investimentos em geração de energia. Observa-se na atualidade um crescimento dos incentivos governamentais de modo a buscar a participação até mesmo dos consumidores residenciais na geração de energia, como podemos verificar no estabelecimento das políticas de acesso aos sistemas de distribuição constantes da revisão 4 do módulo 3 do PRODIST [Brasil, 2012].

As fontes alternativas de energia podem operar conectadas ao sistema de distribuição, utilizando como uma das opções de interface o inversor de tensão. Em aplicações remotas, onde não se faz presente um nó do sistema de distribuição, o qual possa ser considerado como uma barra infinita, pode-se prover um sistema isolado através de um único inversor de tensão, ou aproveitar os recursos e vantagens dos sistemas distribuídos, criando uma microrrede isolada composta de inversores de tensão conectados em paralelo. Tal conexão exige a adoção de uma estratégia para controle do paralelismo, sendo este o foco principal deste trabalho.

Mesmo que o sistema distribuído opere conectado a uma barra infinita, a rede isolada pode se fazer presente pela possibilidade de operação ilhada em função de uma falha da rede principal, onde um sistema de detecção de falha realizaria a desconexão da microrrede do sistema principal.

No fim do século passado, a conexão paralela de inversores foi principalmente utilizada como forma de aumentar a confiabilidade de sistema UPS (*Uninterruptible Power Supply*), resultando nos chamados sistemas UPS distribuídos [Chandorkar *et al.*, 1994; Woods *et al.*, 1990], os quais eram utilizados para o fornecimento de energia a cargas críticas, tais como telecomunicações, tráfego aéreo, sistemas viários e hospitalares, no caso de falha do sistema principal.

O uso de uma comunicação entre as unidades paralelas pode ser visto em controle de mestre-escravo [Siri *et al.*, 1990], controle de limite central [Lee *et al.*, 1991], ou controle de cadeia circular [Wu *et al.*, 1998] e mais recentemente, em uma nova estratégia que cria uma resistência virtual para fornecer a partilha de carga [Lazzarin *et al.*, 2013]. Estas estratégias

apresentam um bom desempenho, contudo a dependência da comunicação reduz a flexibilidade de todo sistema.

Tais sistemas, agora sem interconexão no controle [Coelho, 1999, 2000a/b; Guerrero *et al.*, 2006], exibem as vantagens de: aumentar confiabilidade com adição de redundâncias, suprimento de maiores potências críticas, facilidade de expansão modular das fontes, flexibilidade nos fluxos de energia.

A figura 1.1 mostra um exemplo de sistema distribuído, no qual pode ser aplicado o controle do paralelismo sem comunicação, onde cada unidade **UPS** do sistema de inversores em paralelo tenha um comportamento teoricamente previsto diante das perturbações da conexão. O controle baseado nas características dos *droops* de frequência e tensão como opção viável para o controle do paralelismo, resultando vantagens no desempenho e eficiência dos sistemas distribuídos como um todo, foram estudados e propostos em [Kawabata *et al.*, 1983; Divan *et al.*, 1991; Chandorkar *et al.*, 1994; Chandorkar, 1995; Tuladhar *et al.*, 1997].

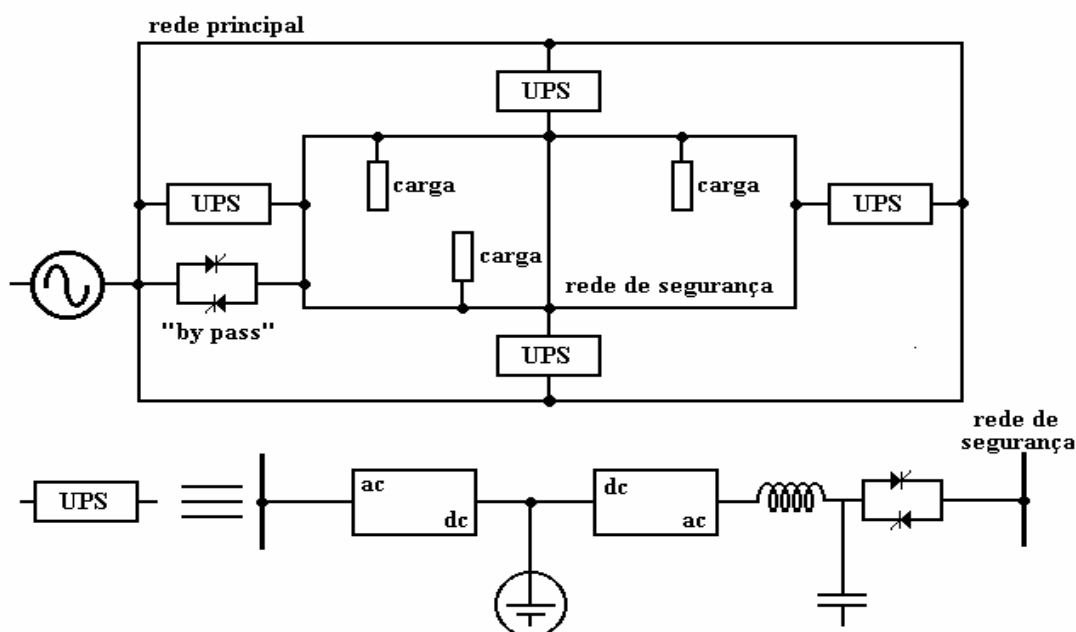


Figura 1.1- Sistema **UPS** distribuído *On Line*, [Coelho, 2000b]

Nos dias atuais, os sistemas distribuídos têm sido utilizados como forma de conectar pequenos geradores (fontes alternativas de energia) à rede elétrica principal, de forma que os sistemas distribuídos atuais se enquadrem em um novo conceito onde as fontes e cargas são colocadas próximas [Guerrero *et al.*, 2007a]. A integração das fontes alternativas à rede principal resulta numa microrrede, a qual pode ser definida como um aglomerado de microgeradores e cargas, controlado como um subsistema da rede principal, com capacidade do controle de despacho do lado da rede principal e alta confiabilidade, regulação de tensão e

função UPS do lado do consumidor [Lasseter, 2002]. Para manter a adequada distribuição de potência entre as unidades inversoras conectadas em paralelo, mesmo para cargas não-lineares, [Guerrero *et al.*, 2005] apresentam uma estratégia utilizando o conceito de impedâncias virtuais.

Com a finalidade de melhorar o desempenho do controle da conexão paralela de inversores, vários estudos foram realizados no passado recente. Um modelo para pequenos sinais de um sistema isolado de inversores conectados em paralelo foi proposto por [Coelho, 2002]. Baseado neste modelo, um procedimento de projeto utilizando um algoritmo de evolução diferencial é apresentado em [Godoy *et al.*, 2010].

[Guerrero *et al.*, 2007b] apresenta uma nova estratégia utilizando impedâncias virtuais de modo a manter a adequada distribuição de potência entre as unidades inversoras conectadas em paralelo mesmo para cargas não-lineares.

[Pogaku *et al.*, 2007] propõe um modelo em espaço de estados o qual inclui a dinâmica dos controladores internos, no entanto isto resulta num sistema de elevada ordem, dificultando a análise para pequenos sinais em sistemas com várias unidades conectadas em paralelo. A negligência dos controladores internos do inversor na análise para pequenos sinais é razoável então para inversores de baixa potência e elevada banda passante.

[Kim *et al.*, 2011; Mohamed *et al.*, 2008] propõem incluir uma ação ao longo da fase do inversor, que tem efeito de uma derivada sobre a frequência do inversor, onde é difícil ser calculada a ação derivativa de energia devido à sua ondulação apresentada no sinal de medição.

Um esquema de controle do paralelismo modificado é apresentado por [Martins *et al.*, 2002]. Tal esquema, além das curvas características $P \times \omega$ e $Q \times V$, inclui uma malha adicional, a qual faz analogia à função do subsistema PSS (*Power System Stabilizer*) utilizado no controle dos geradores síncronos. Apesar do amortecimento adicional proporcionado pelo esquema, este cria um acoplamento entre os fluxos de potência ativa e reativa, de modo que quanto maior for o amortecimento da frequência de operação, maior serão as oscilações na potência reativa.

Um esquema similar mas sem os efeitos colaterais da proposta de [Martins *et al.*, 2002] é apresentado em [Paiva *et al.*, 2009; Avelar *et al.*, 2012]. apresenta um modelo para pequenos sinais baseado em função de transferência, o qual mostra a eficácia do controlador proposto, mas deixa algumas perguntas em aberto, como os efeitos da componente de frequência resultantes da variação dos saltos de fase aplicados na tensão do inversor. [Avelar *et al.*, 2012] apresenta um modelo para pequenos sinais em espaço de estados, o qual responde as

perguntas deixadas em aberto por [Paiva *et al.*, 2009]. No entanto, ambos os trabalhos consideram um inversor conectado a uma barra infinita. A presença da barra infinita simplifica substancialmente a análise de estabilidade. No caso de 2 unidades inversoras conectadas a uma barra infinita, sendo esta o ponto comum, a barra age no sentido do desacoplamento das unidades, reduzindo a dimensão do problema de estabilidade. Assim, este trabalho visa o estudo de estabilidade do controlador apresentado em [Paiva *et al.*, 2009; Avelar *et al.*, 2012], mas aplicado a sistemas isolados, isto é, sem a presença de uma barra infinita.

1.1 Objetivos Gerais da Tese

O presente trabalho tem por objetivo fundamental o estudo e desenvolvimento da conversão paralela de inversores **PWM** monofásicos e senoidais conectados em rede isolada e sem intercomunicação no controle. O esquema de controle da distribuição dos fluxos de potência será baseado nas curvas características da potência ativa versus frequência ($P \times \omega$) e da potência reativa versus tensão ($Q \times V$), integrando ainda uma malha de realimentação do desvio da potência ativa em relação a seu valor nominal para a fase elétrica (δ_i) da tensão do inversor. O estudo visa à proposição de um modelo para pequenos sinais, permitindo a análise de estabilidade do sistema, e ainda a validação do respectivo modelo através de simulações e de resultados experimentais.

O esquema geral proposto está representado na figura 1.2, onde num sistema com N fontes de energia primárias **FEP**, as quais são convertidas em energia elétrica para alimentação do elo **CC** de cada inversor em níveis de tensão e corrente contínuas suficientes. Por sua vez, os inversores de tensão **PWM** senoidais, com processamento digital de sinais via **DSP** e sem intercomunicações com qualquer outro inversor do sistema, geram energia em cada nó do sistema, alimentando a carga local e/ou injetando energia na microrrede.

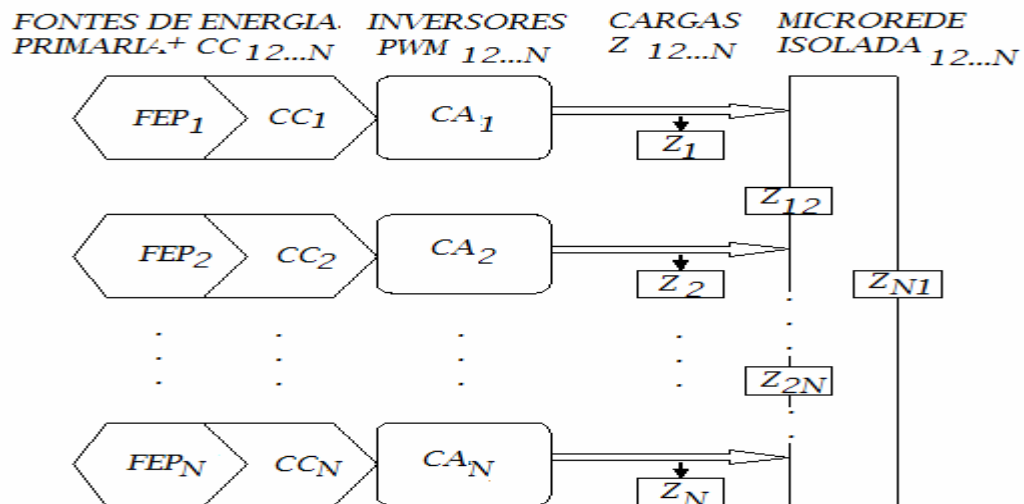


Figura 1.2 – Sistema de N inversores paralelos conectados em microrrede isolada.

1.2 Objetivos Específicos deste Trabalho

Como objetivos específicos para o desenvolvimento do sistema constituído de 2(dois) inversores **PWM** monofásicos senoidais conectados em rede isolada e sem comunicação no controle, tem-se o estudo e implementação dos subsistemas representados na figura 1.3, sendo constituídos de:

- duas Fontes de Energia Primária **FEP1** e **FEP2**, já devidamente convertidas em energia elétrica para o Elo CC;
- dois Inversores **PWM1** e **PWM2** senoidais monofásicos com filtros de saída LC para energia elétrica CA;
- dois Módulos para o Controle Digital, **DSP1** e **DSP2** independentes, isto é sem qualquer intercomunicação;
- dois Micro-Computadores designados **MCD1** e **MCD2**, utilizados para programação e armazenamentos dos dados obtidos pelos sistemas de aquisição individuais;
- além das Cargas Elétricas dos Barramentos **CEB1** e **CEB2**, de cada inversor em **Z1a** e **Z2b**,
- e a impedância **Z3c** de linha da interconexão dos barramentos dos inversores.

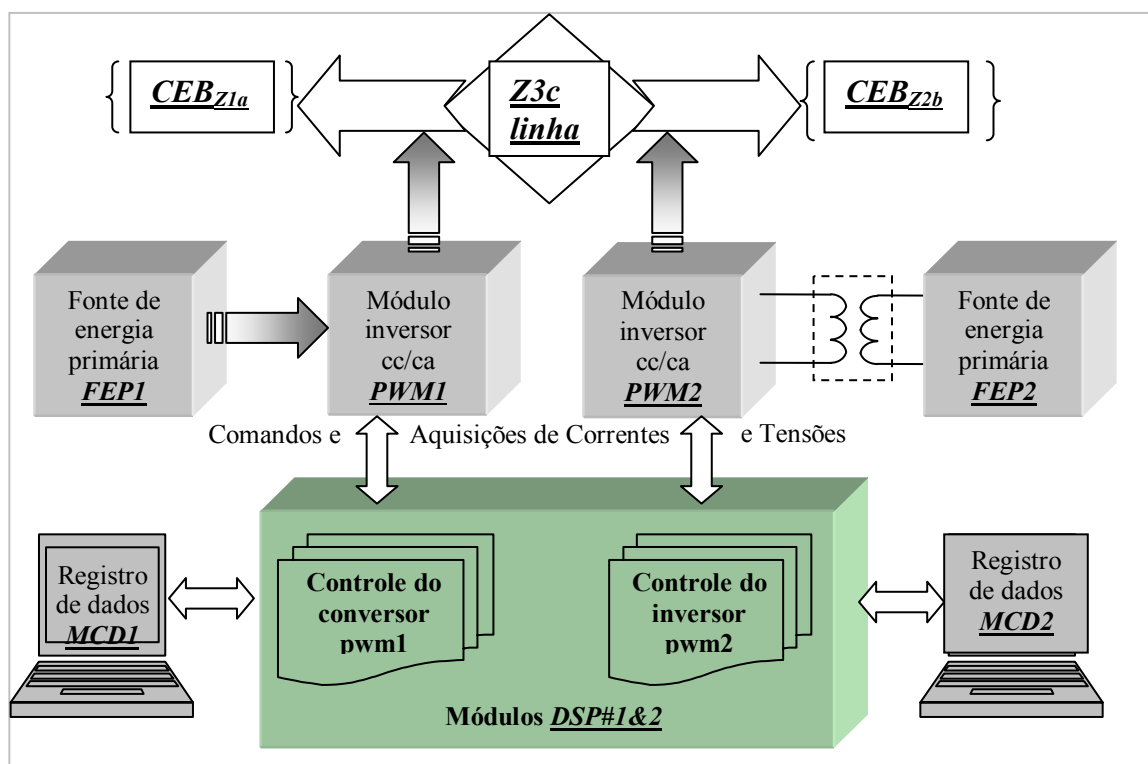


Figura 1.3 – Sistema de dois inversores ($N_i=2$) conectados em paralelo sem intercomunicação.

Como **FEP's** pode-se usar de qualquer fonte de energia alternativa [Barros, 2007] desde que devidamente convertida à energia elétrica contínua, preferencialmente armazenável (em baterias E_b , etc) ou regulada (em bancos capacitivos C_c , em conversores CC, etc) em níveis mínimos adequados e renováveis.

Os módulos **PWM's** são constituídos de inversores de tensão monofásicos com modulação senoidal [Barbi e Martins, 2008; Ahmed, 2000], controlados por módulos **DSP's** [TI, 1995] individuais responsáveis pelas malhas de controles digitais, interna de corrente e externa de tensão.

Aos **MCD's** competem apenas às coletas de dados instantâneos ou armazenados diretamente nas memórias individuais de cada **DSP** (processador/inversor) para monitoramento e comando do sistema de paralelismo elétrico supervisionado individualmente.

As **CEB's** individualizadas são constituídas por componentes resistivos e principalmente indutivos, previamente definidos para caracterização das cargas em admitâncias e para parametrização das potências ativa e reativa, assim como a impedância da linha de interconexão desses barramentos para transferências de energias entre os inversores.

Dentro do escopo definido nos objetivos gerais da tese, pode-se elencar uma série de objetivos específicos deste trabalho:

- - Modelamento dos inversores de tensão, em relação ao controle das potências ativa e reativa a serem injetadas nas cargas da rede isolada;
- - Simulação dos inversores de tensão, para fins de validação do modelo do sistema paralelismo de dois inversores;
- - Implementação das lógicas de controle dos inversores, como malhas de corrente, tensão e potência, nas aquisições de dados **A/D** e controladores digitais **D/A** dos **DSP's** individuais;
- - Ensaios experimentais com os inversores primeiramente como geradores de energia alternada controlada em tensão e frequência (*ac pwm inverter*), e depois conectados a uma rede elétrica de potência infinita,
- - Finalmente, a interconexão de dois inversores em paralelo formando uma microrrede elétrica isolada.

1.3 Revisão Bibliográfica

A conexão paralela de inversores utilizando as curvas características **P_xω** e **Q_xV** já foi explorada por muitos autores, como [Kawabata, 1983] e [Chandorkar, 1994].

Visando a melhoria dos algoritmos de medição de potência, vitais para estes controles de *droops*, uma nova estratégia de medição utilizando um esquema em eixos direto e quadratura com malhas de compensação foi proposta por [Tuladhar *et al*, 1997] e [Divan, 1991].

Os autores citados acima apresentaram a operação da conexão paralela, mas não trataram especificamente da análise de estabilidade. Alguns aspectos da margem de estabilidade foram comentados por [Kawabata, 1983], mas sem muitos detalhes. Um modelo para pequenos sinais visando o auxílio ao projeto das curvas características e análise de estabilidade foi proposto por [Coelho, 1999], considerando a presença de uma barra infinita, ou em um sistema isolado [Coelho, 2000 e 2002].

Com o objetivo de aumentar o amortecimento do sistema, [Martins, 2004] apresentou uma nova estratégia derivada do controlador **PSS** presente no controle das máquinas

síncronas em **SEP** (Sistemas Elétricos de Potência). Apesar de aumentar o amortecimento, tal estratégia apresentava um efeito colateral negativo no fluxo de potência reativa, aumentando a amplitude de variação desta durante transitórios.

Para resolver este problema, [Paiva, 2006] propôs um novo esquema realimentando os desvios da potência ativa em relação ao ponto de equilíbrio na fase da tensão do inversor. Esta estratégia aproveita o fato de que diferentemente das máquinas síncronas as quais possuem inércia, um inversor pode realizar pequenos saltos de fase. Este esquema provê um aumento do amortecimento sem os efeitos colaterais anteriores do PSS de SEP. O esquema proposto na figura 1.4 de [Paiva, 2006] será básico para este trabalho.

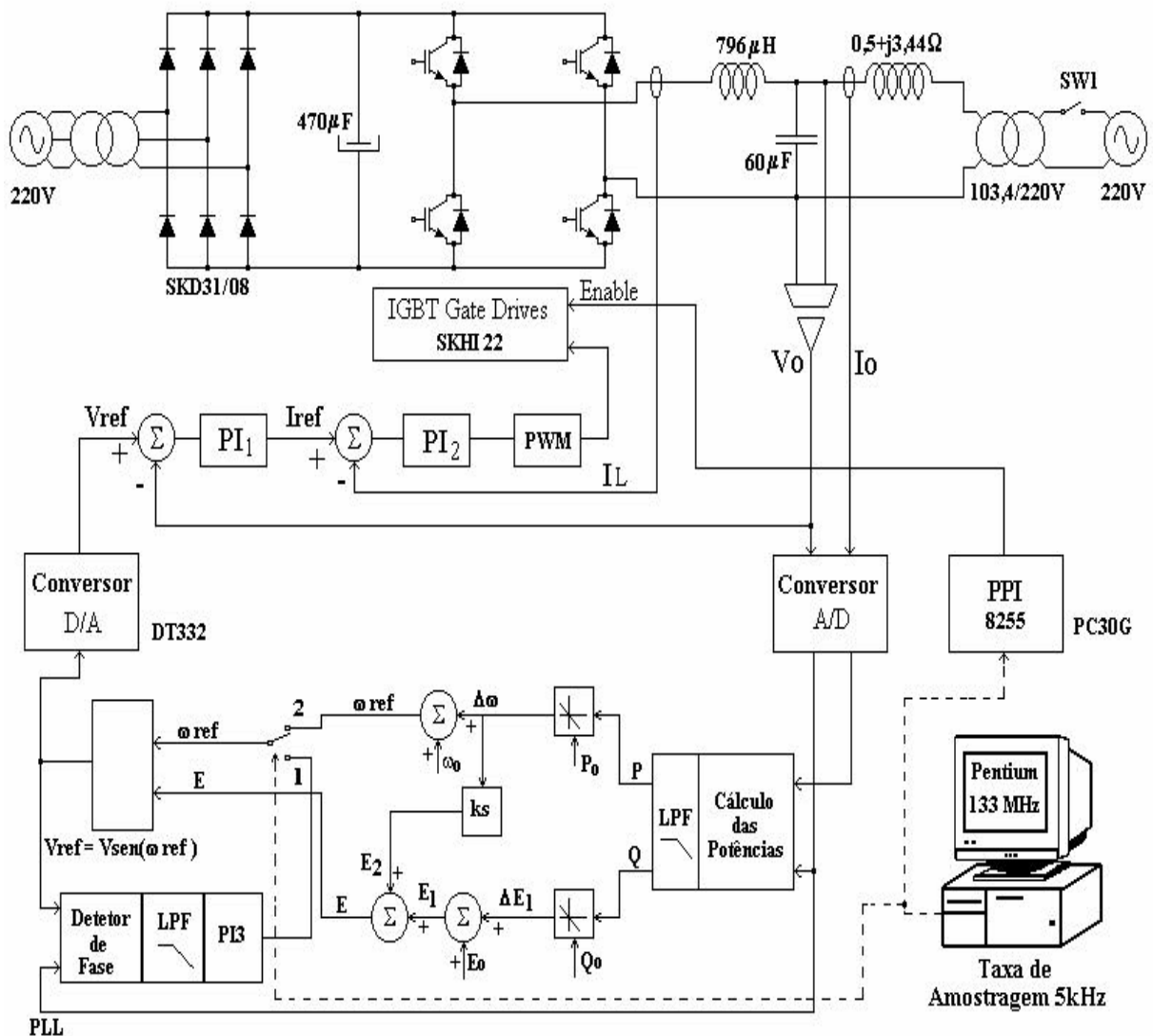


Figura 1.4- Sistema de inversor+rede com técnica de fase, [Paiva, 2006].

Foram explorados por [Santos, 2009] alguns aspectos da análise da dinâmica do sistema de inversores conectados em paralelo em função de parâmetros do sistema como o fator de qualidade X/R da linha de transmissão e ainda da sensibilidade dos algoritmos de medição de potência. As sensibilidades das potências com E e δ variam significativamente com a composição da linha $Z=R+jX$, evidenciando a necessidade de ajuste dos controles dos inversores em cada paralelismo, conforme as aproximações para linha indutiva ($R \approx 0$) e para linha resistiva ($X \approx 0$).

Mesmo utilizando o modelo apresentado por [Coelho, 2002], o projeto do controlador do sistema não é uma tarefa banal, pois existem vários parâmetros passíveis de ajustes como a inclinação da característica $P_x \omega$, inclinação da característica $Q_x V$, a frequência ω_f de corte dos filtros de medição das potências. Assim, [Godoy, 2010] apresentou uma estratégia para projeto do sistema a partir de requisitos específicos utilizando uma ferramenta de otimização definida como evolução diferencial.

Os modelos desenvolvidos por [Coelho, 2002] e [Paiva, 2006] não incluem a dinâmica dos controladores internos do inversor. Tal premissa pode ser razoável se considerarmos que tais controladores apresentam uma banda passante bem superior à dinâmica dos fluxos de potência. Assim, os controladores digitais de alto desempenho para utilização da realimentação de duas variáveis de estados internos do inversor foram estudados para:

- a corrente do capacitor C_f e a tensão de saída [Rezende, 2008],
- a corrente do indutor L_f e a tensão de saída [Braga, 2009].

A realimentação da corrente do capacitor resulta em rapidez na resposta às variações da saída de tensão, enquanto a corrente do indutor melhora sua resposta interna além de garantir a proteção de curto-circuito na corrente da saída, embora no entanto esta última possui resposta dinâmica inferior à primeira opção [Avelar, 2012].

Outra estratégia para melhoria do desempenho dinâmico é o desacoplamento da tensão de saída proposto por [Ryan e Lorenz, 1995, 1997]. Tal estratégia soma a tensão de saída na ação de controle do inversor de forma a anular a subtração interna implícita da planta.

Além do alto desempenho dos controladores internos de corrente e tensão, visando o estreito seguimento da referência, é necessário prover o sincronismo do inversor com a microrrede antes de estabelecer sua conexão. Para isto, faz-se necessário um módulo **PLL** (*Phase Locked Loop*), como os vistos em [Silva, 2004; Silva *et al*, 2006; Santos, 2009].

Em contribuição à proposta de [Paiva, 2006] por [Avelar *et al.*, 2012a], foi apresentado um modelo de pequenos sinais mais detalhado, o qual permite a correta determinação das condições iniciais do sistema. Além disso, este último modelo foi utilizado para comprovar que filtros de medição de potência de ordem mais elevada tornam o sistema mais instável com os parâmetros (wf , kp , kv , ks) simulados. Portanto, sendo suficiente e com melhor dinâmica o filtro de primeira ordem, como mostram as respostas dinâmicas das figuras. 1.5 e 1.6 e a localização dos polos na figura. 1.7a/b, para diferentes ganhos de saltos de fase ks .

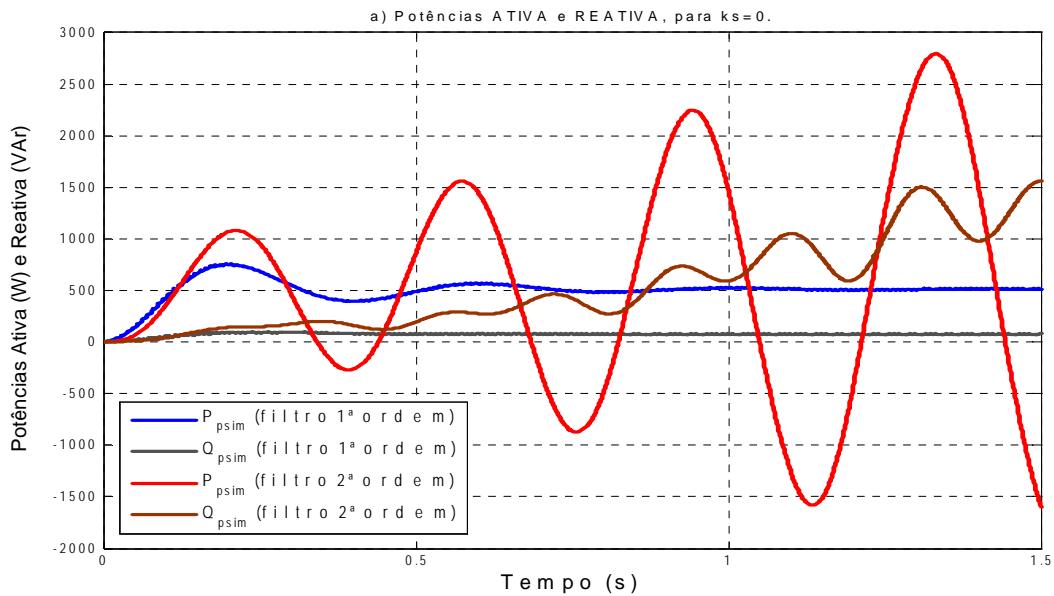


Figura 1.5– Filtros de potências em Inversor+Rede com $ks=0$, [Avelar *et al.*, 2012a].

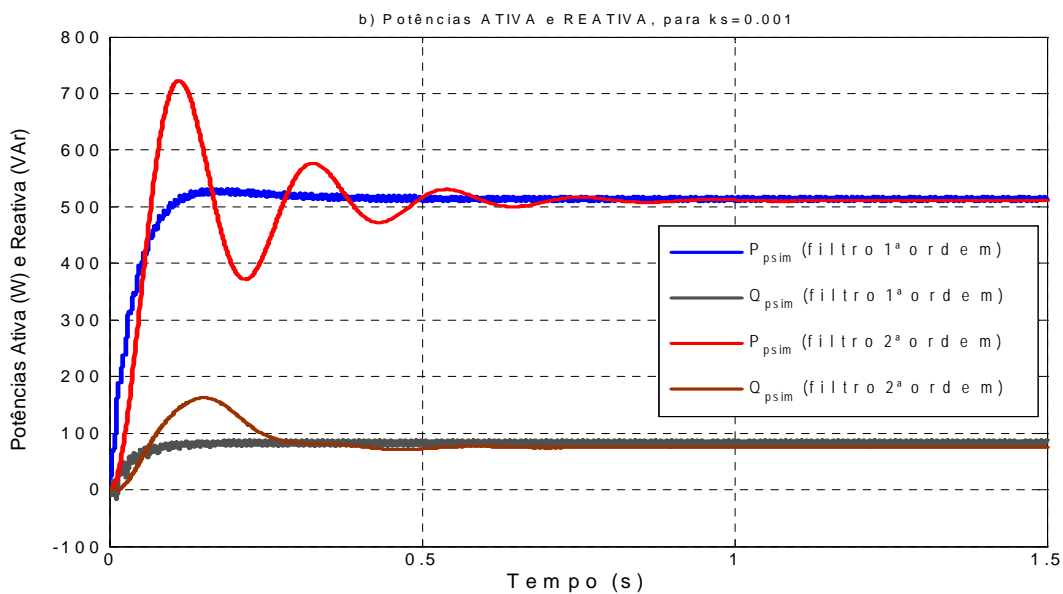


Figura 1.6– Filtros de potências em Inversor+Rede com $ks=.001$, [Avelar *et al.*, 2012a].

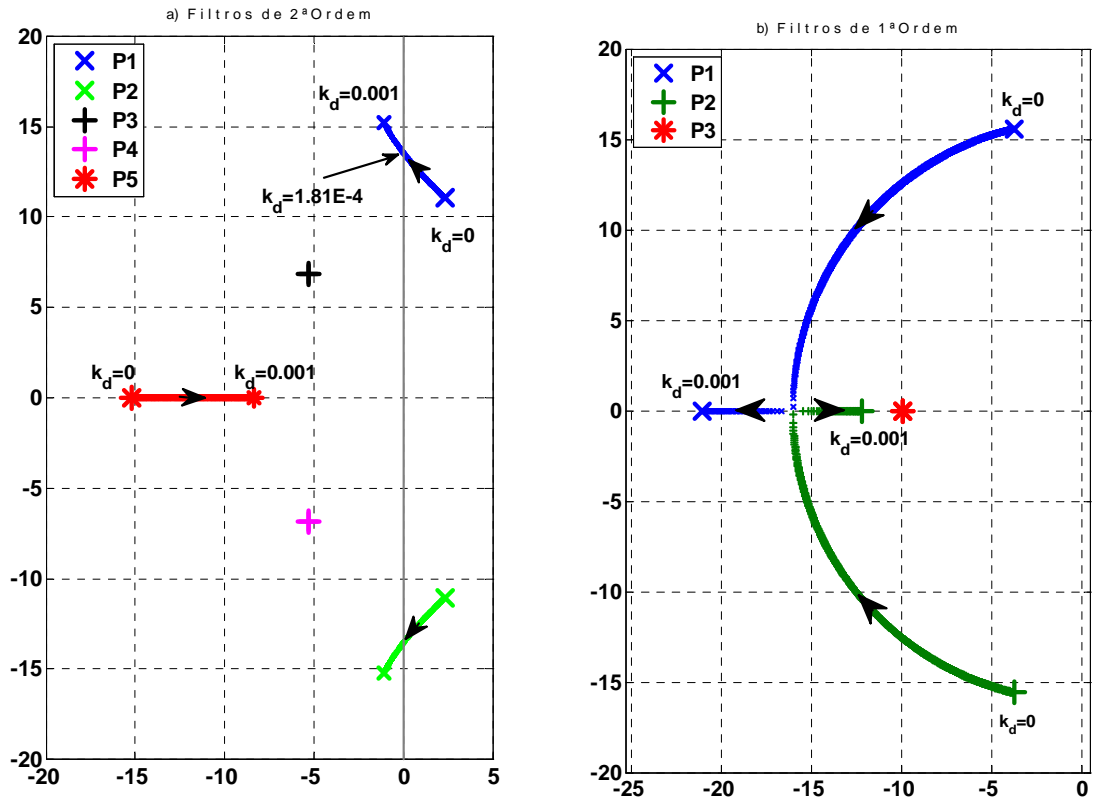


Figura 1.7a/b – Lugar das raízes em Inversor+Rede com filtros 2ª e 1ª ordem, [Avelar *et al*, 2012a].

Os modelos polinomial (de ordem s^3) x matricial (em $\Delta[\delta, W, E, \omega, P, Q]$) para pequenos sinais, incluindo a malha de deslocamento de fase proposto por [Paiva, 2006] e aperfeiçoado por [Avelar *et al*, 2012a/b], referem-se à conexão inversor-rede, ou seja com a presença de uma barra infinita. Então na figura 1.8 temos as curvas de frequência angular e na figura 1.9 as curvas de potências ativa e reativa, amortecidas por salto de fase com $ks=.001$, onde são comparadas as respostas do modelo por equações de estado com os resultados simulados, confirmando a aplicabilidade do modelo e do controle digital do inversor de tensão.

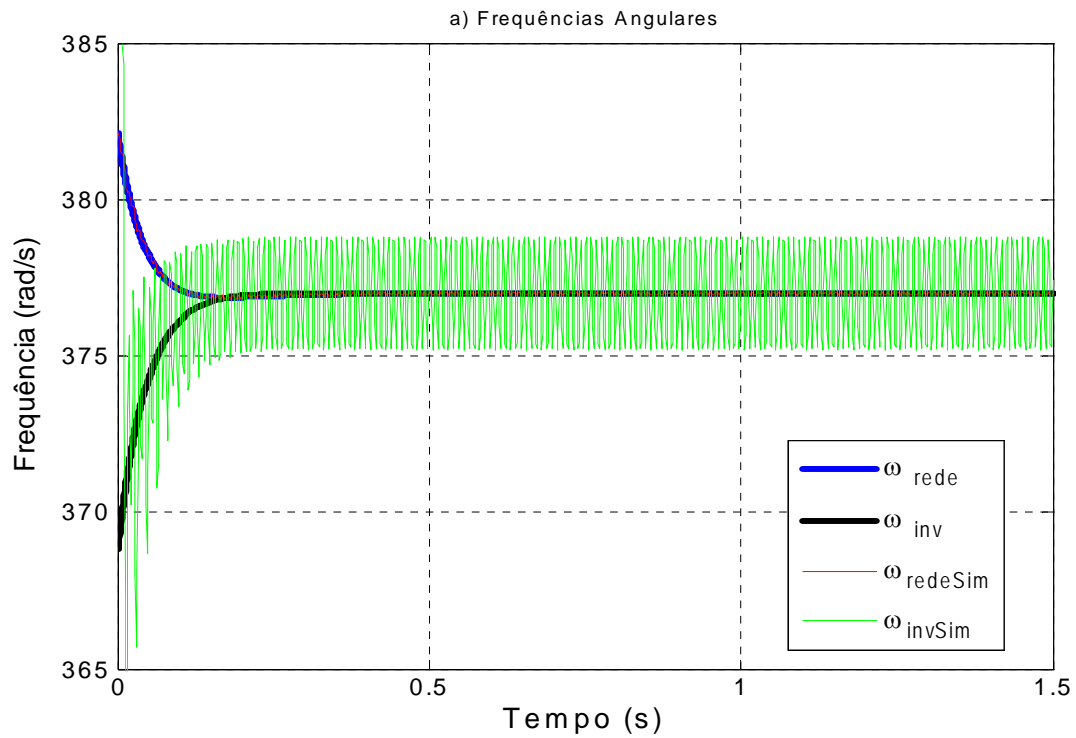


Figura 1.8– Resultados das frequências angulares em Inversor+Rede, [Avelar *et al.*, 2012a].

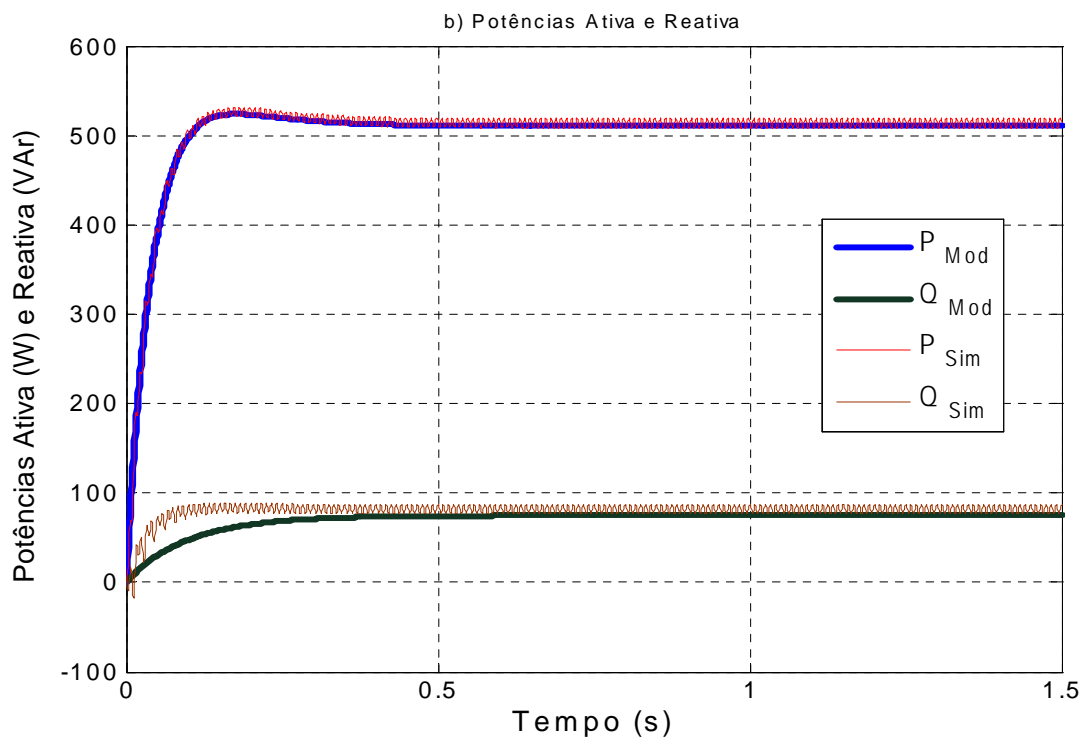


Figura 1.9– Resultados das potências ativa e reativa em Inversor+Rede, [Avelar *et al.*, 2012a].

Vemos na figura 1.10 o esquemático em blocos proposto por [Avelar *et al.*, 2012b], para um sistema com um único inversor monofásico conectado a uma barra infinita, o qual utiliza a

realimentação negativa de fase introduzida por [Paiva, 2005, 2006, 2009]. Então em [Avelar, 2012a] é experimentado um novo modelo em equações de estados para este sistema de inversores conectado em rede, auxiliando na determinação das suas condições iniciais e soluções finais amortecidas. Nas figuras 1.11 temos as suas curvas de frequência angular e em 1.12, suas curvas de potências ativa e reativa amortecidas por salto de fase com $ks=0.001$, tanto em modelo por equações de estado como em resultados experimentais, confirmando sua aplicabilidade em paralelismo de tensão do inversor.

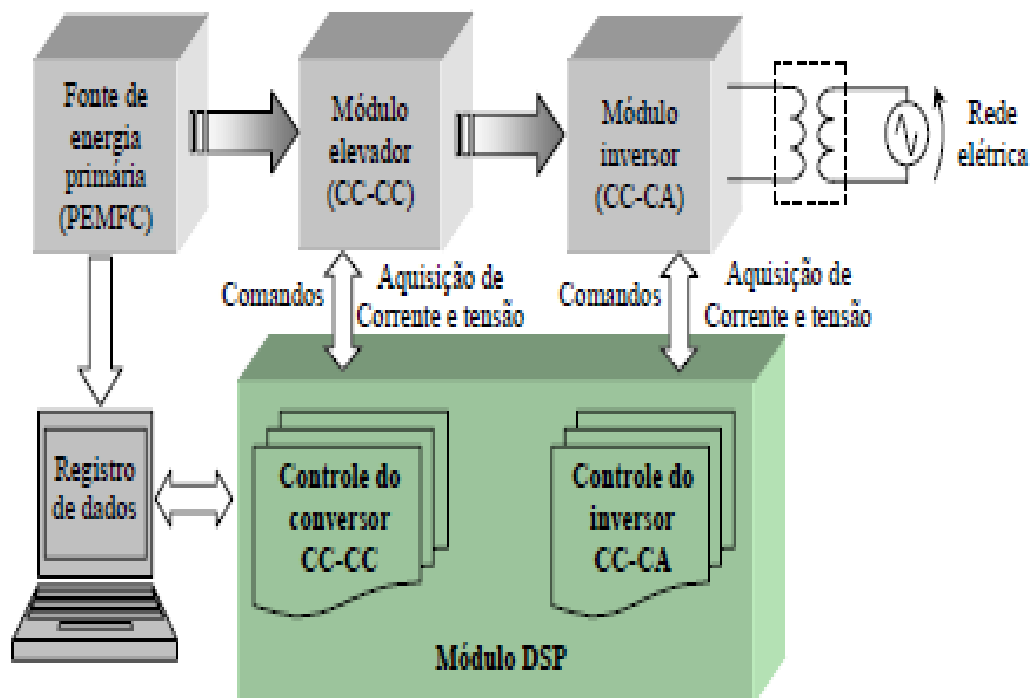


Figura 1.10– Sistema de inversor+rede, esquemático. [Avelar, 2012b].

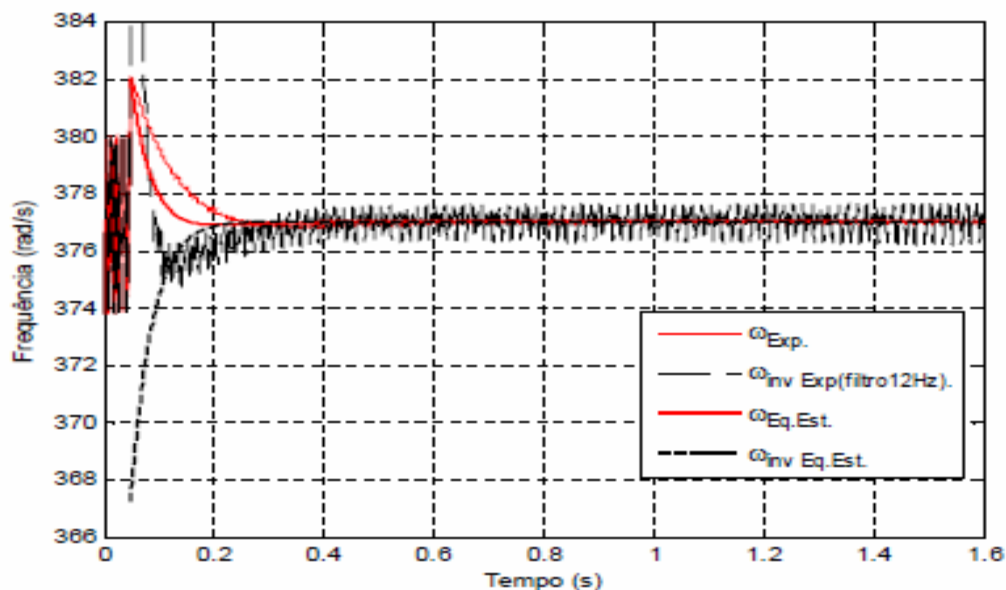


Figura 1.11– Comparativos de frequências angulares em Inversor+Rede, [Avelar, 2012b].

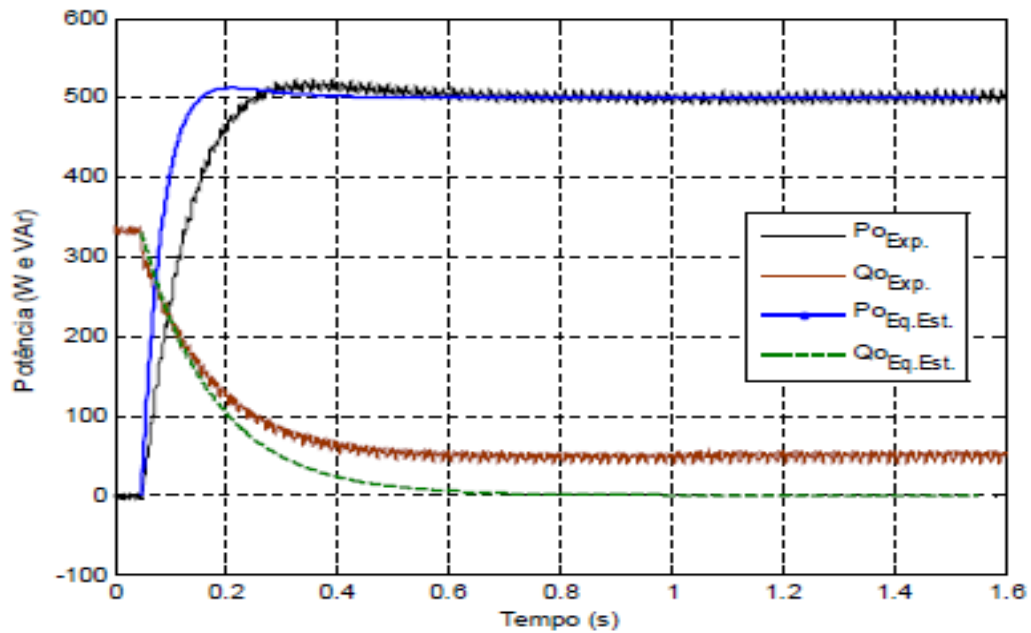


Figura 1.12– Comparativos de potências ativa e reativa em Inversor+Rede, [Avelar, 2012b].

Assim visto, usando a mesma metodologia de inversores paralelos feita por [Coelho, 2000, 2002], o presente trabalho propõe um modelo para a conexão agora de dois ou mais inversores, em uma rede isolada sem a presença de uma barra infinita, utilizando suas características $P_{x\omega}$ e Q_{xV} e também incorporando uma malha de deslocamento de fase δ em prol de um aumento do amortecimento.

1.4 Proposta da Tese e seu Desenvolvimento

As perspectivas de contribuições desta proposta de tese são:

- Determinação do modelo de pequenos sinais por equações de estados que represente o comportamento dinâmico de inversores conectados em paralelo numa rede isolada;
- Validação do modelo para pequenos sinais via simulação;
- Implementação de uma microrrede composta de dois inversores conectados em paralelo e verificação experimental da eficácia do modelo proposto.

Para tanto, primeiramente este capítulo apresenta uma introdução ao paralelismo de inversores, a proposta de tese e suas perspectivas de contribuição deste trabalho.

O segundo capítulo mostra o desenvolvimento matemático do modelo em equações de estado para o sistema de paralelismo de dois inversores, com controles via *droops* de frequência e tensão, incluindo a malha de deslocamento de fase.

No terceiro capítulo são apresentados resultados de simulação, os quais são confrontados com aqueles gerados pelo modelo proposto, a fim de comprovar a eficácia do modelo desenvolvido.

O quarto capítulo apresenta a descrição do protótipo de laboratório utilizado nos ensaios para a obtenção dos resultados experimentais.

No quinto capítulo têm-se as conclusões do presente trabalho, assim como algumas propostas de continuação.

1.5 Conclusão

Neste capítulo foi situado o contexto onde será desenvolvido o trabalho de tese, ou seja, a geração distribuída a partir de fontes alternativas de energia. Observa-se na atualidade um aumento da importância deste tema em razão da necessidade de oferta de energia, a qual é impulsionada pelo crescimento econômico.

A operação dos sistemas distribuídos implica uma solução para a conexão paralela de inversores, assim, foi também apresentado neste capítulo uma revisão bibliográfica sobre o paralelismo de redes e inversores, considerando sempre a ausência de comunicação no controle entre as unidades conectadas em paralelo.

Na evolução do controle do paralelismo sem comunicação observado na literatura, nota-se que o uso de uma malha de deslocamento de fase pode aumentar o amortecimento do sistema e melhorar a resposta dinâmica. Nos estudos presentes na literatura científica, tal estratégia foi aplicada somente em sistemas com um inversor conectado a uma barra infinita. Desta forma, o presente trabalho visa ampliar estes estudos através da aplicação dessa estratégia em sistemas isolados sem a presença de uma barra infinita.

2 PARALELISMO DE INVERSORES CONECTADOS EM REDE ISOLADA

Este capítulo apresenta o modelo linear proposto para descrever o comportamento de dois ou mais inversores conectados em paralelo em torno de um ponto de equilíbrio, constituindo uma microrede isolada, ou seja sem a presença de uma barra infinita.

O modelo proposto é escrito em equações de estado e corresponde à linearização deste em torno do ponto de equilíbrio o qual é definido pela solução do fluxo de carga do sistema isolado.

2.1 Esquema de Controle de Cada Unidade Inversora

O esquema de controle para cada unidade inversora é apresentado na figura 2.1 de [Paiva, 2006; Avelar, 2012b]. A fonte de tensão $\mathbf{E_o}$ representa a fonte primária de energia, a qual alimenta o elo \mathbf{CC} do inversor \mathbf{PWM} senoidal, o qual possui uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão, ambas com compensadores \mathbf{PI} . Através das medições da tensão e corrente de saída do inversor, as potências ativa e reativa são calculadas, as quais através das características $\mathbf{P_x\omega}$ e $\mathbf{Q_xV}$ determinam a frequência e amplitude da tensão de referência do inversor. A malha adicional de ganho k_s , acrescenta um termo na fase da tensão de referência do inversor em função dos desvios da potência ativa em relação ao valor nominal P_e .

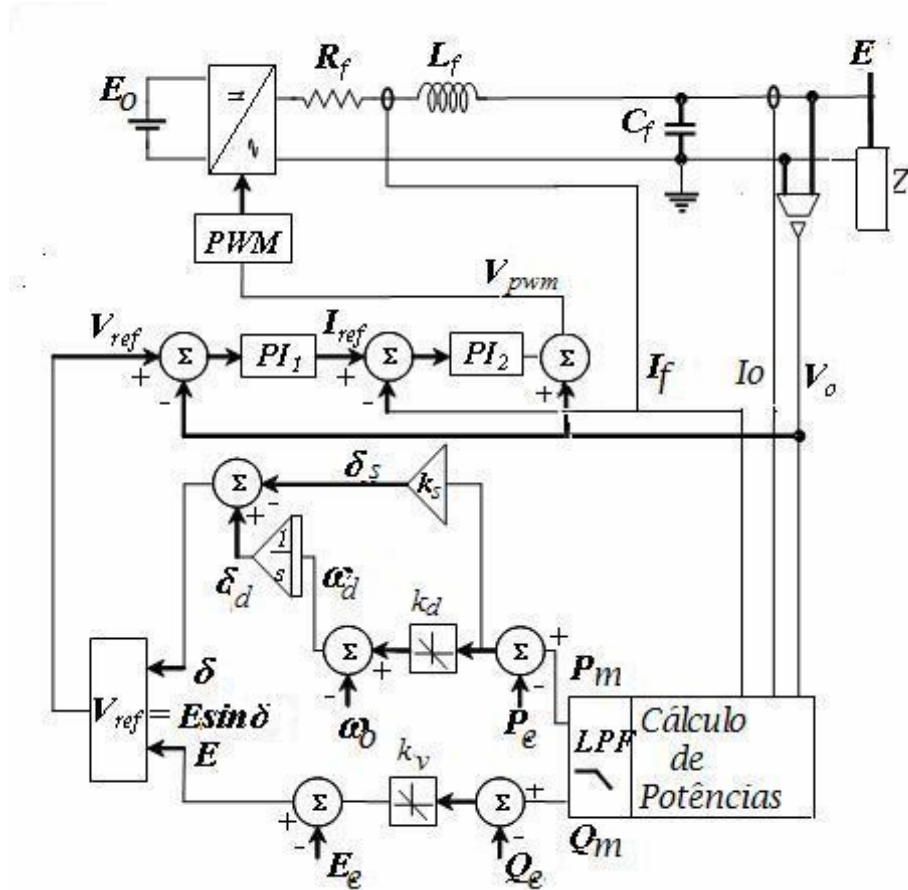


Figura 2.1- Esquema de controle de cada inversor integrante da microrrede, [Avelar, 2012b].

Em destaque na figura 2.2, a malha de amortecimento adicional apresentada por [Avelar *et al.*, 2012a], a qual provoca um deslocamento adicional na fase da tensão do inversor gerada pelo controle de *droop* de frequência. Tal malha adicional estará presente em todas as unidades inversoras integrantes do sistema.

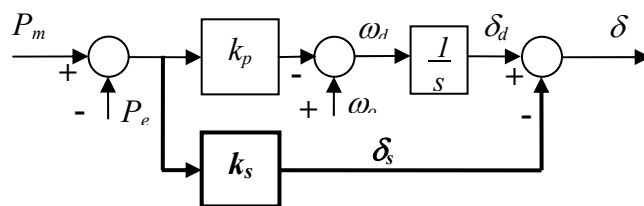


Figura 2.2- *Droop* de frequência convencional e a malha extra de deslocamento de fase, [Avelar *et al.*, 2012a].

É visto que para se obter um modelo mais preciso do comportamento do sistema, os dois sinais de realimentação de fase δ_d e δ_s devem ser considerados separadamente durante o processo de desenvolvimento das equações de estado δ do inversor, então

$$\delta = \delta_d + \delta_s \quad (2.1)$$

2.2 Análise para Pequenos Sinais de Cada Inversor

Inicialmente, é importante dizer que para elaboração do modelo, a dinâmica do inversor será negligenciada, de modo que a sua tensão de saída será considerada idêntica à sua tensão de referência. Tal simplificação é razoável para inversores de baixa potência, onde a frequência de operação típica (10 a 20kHz) implica em elevada banda passante de controle [Pogaku, 2007].

Considerando a linearização em torno de um ponto de equilíbrio do controle de potência ativa visto na figura 2.2, onde se observa que a frequência do inversor é composta de um termo gerado pelo *droop* $P \times \omega$ e outro resultante da derivada do deslocamento de fase gerado pela malha adicional. Assim para $k_s \neq 0$, a frequência do inversor é distinta daquela definida pelo *droop* durante os transitórios na potência ativa.

O modelo linearizado para frequência e defasamento de cada inversor é visto na figura 2.3, onde Δ denota o desvio da respectiva variável em relação ao seu valor no ponto de equilíbrio. Mostra as diferenças entre a frequência resultante do *droop* ($\Delta\omega_d$) e do inversor ($\Delta\omega$) devido aos defasamentos do *droop* ($\Delta\delta_d$) e do amortecimento extra ($\Delta\delta_s$), que após somados suas contribuições em cada inversor resultam como defasamento e frequência ($\Delta\delta$ e $\Delta\omega$) finais.

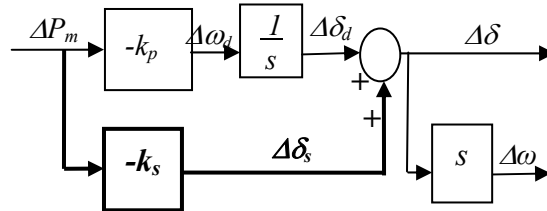


Figura 2.3- Modelo linearizado para realimentações da potência ativa de cada inversor, [Avelar *et al.*, 2012a/b]

Iniciando por suas definições básicas linearizadas na figura acima, temos:

$$\Delta\delta = \Delta\delta_d + \Delta\delta_s \quad (2.2)$$

$$\Delta\omega = \frac{d\Delta\delta}{dt} \quad (2.3)$$

Cada par de frequência ω e tensão E , são controlados pelos *droops* definidos para cada inversor :

$$\omega_d = \omega_e - k_p \cdot (P - P_e) \quad (2.4)$$

$$E = E_e - k_v \cdot (Q - Q_e) \quad (2.5)$$

e respectivamente representados na figura 2.4

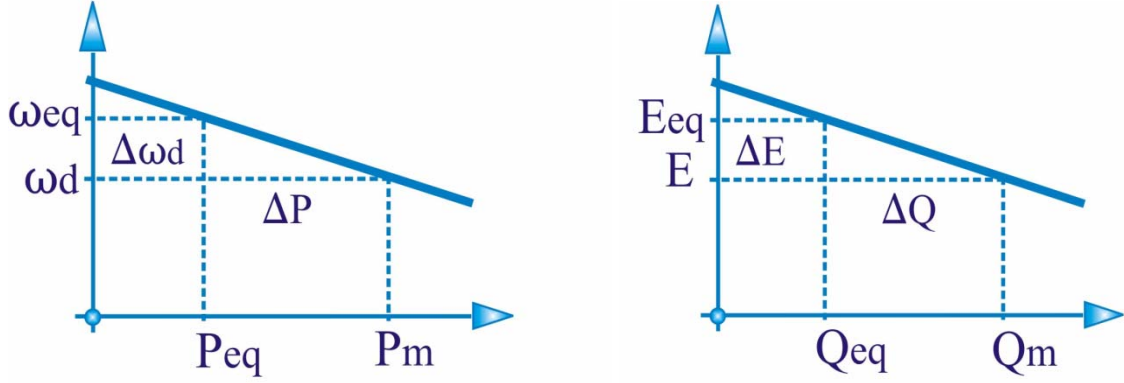


Figura 2.4- Características *droops* de: (a) frequência–potência, (b) tensão–reativo.

cujas equações (2.4 e 2.5) linearizadas representam as variações nos *droops* de frequência e tensão

$$\Delta\omega_d = \omega_d - \omega_e \quad (2.6)$$

$$\Delta E = E - E_e \quad (2.7)$$

Os algoritmos de medição de potência ativa e reativa implicam a utilização de um filtro passa-baixas de primeira ordem [Avelar *et al.*, 2012a], de forma que a relação entre as potências medida ‘*m*’ e instantânea para uma frequência de corte ω_f de cada inversor é definida como

$$P_m = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} P \quad (2.8)$$

$$Q_m = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} Q \quad (2.9)$$

Assim, substituindo a referencia absoluta ‘*o*’ pelo ponto de equilíbrio ‘*e*’ em relação às potências medidas ‘*m*’, as equações (2.4, 2.6) e (2.5, 2.7) de controle de cada inversor são remostradas abaixo formando o conjunto de equações polinomiais para o modelamento:

$$\omega_d - \omega_e = -k_p \cdot (P_m - P_e) \quad (2.10)$$

$$E - E_e = -k_v \cdot (Q_m - Q_e) \quad (2.11)$$

$$\delta_s = -k_s \cdot (P_m - P_e) \quad (2.12)$$

onde as grandezas de índices ‘*e*’ definem o ponto de equilíbrio. A equação (2.10) constitui a característica **Pxω** do controlador *droop* de frequência, a qual possui inclinação $-k_d$ e

determina os termos de frequência ω_d e fase δ_d do inversor a partir da potência inversora ativa medida P_m (2.8). A equação (2.11) determina a característica **QxE** do controlador *droop* de tensão, com inclinação $-k_v$, a qual a partir da potência inversora reativa medida Q_m (2.9) determina a nova amplitude da tensão E de referência do inversor. A equação (2.12) determina a realimentação do desvio da potência ativa P_m (2.8) em relação ao ponto de equilíbrio na fase δ_d , de modo que sua fase δ resultante do inversor (2.1) será

$$\delta = \delta_d + \delta_s = \int \omega_d .dt + \delta_s \quad (2.13)$$

Considerando a linearização das equações acima em torno do ponto de equilíbrio, tem-se que

$$\Delta\omega_d = -k_p .\Delta P_m \quad (2.14)$$

$$\Delta E = -k_v .\Delta Q_m \quad (2.15)$$

$$\Delta\delta_s = -k_s .\Delta P_m \quad (2.16)$$

onde ‘ Δ ’ implica o desvio da respectiva variável do inversor em torno do seu ponto de equilíbrio.

Substituindo as equações (2.8) em (2.14, 2.16) e (2.9) em (2.15):

$$s\Delta\omega_d = -\omega_f .\Delta\omega_d - k_p \omega_f .\Delta P \quad (2.17)$$

$$s\Delta E = -\omega_f .\Delta E - k_v \omega_f .\Delta Q \quad (2.18)$$

$$s\Delta\delta_s = -\omega_f .\Delta\delta_s - k_s \omega_f .\Delta P = \Delta\omega_s \quad (2.19)$$

Pode-se observar que o controlador de potência ativa atua como um compensador proporcional-integral, como pode ser observado na figura 2.3. Considerando que o desvio de fase $\Delta\delta$ do inversor será determinado de (2.13) pela soma dos termos integral com o proporcional, segue

$$\Delta\delta = \Delta\delta_d + \Delta\delta_s \quad (2.20)$$

$$s\Delta\delta = s\Delta\delta_d + s\Delta\delta_s = \Delta\omega \quad (2.21)$$

$$\Delta\omega = \Delta\omega_d + \Delta\omega_s \quad (2.22)$$

$$s\Delta\omega = s\Delta\omega_d + s\Delta\omega_s \quad (2.23)$$

A partir da substituição das equações (2.17 e 2.19) em (2.23), pode-se determinar a expressão que relaciona o desvio de frequência $\Delta\omega$ do inversor em função do desvio de potência ativa ΔP :

$$s\Delta\omega = (-\omega_f .\Delta\omega_d - k_p \omega_f .\Delta P) + s(-\omega_f .\Delta\delta_s - k_s \omega_f .\Delta P) \quad (2.24)$$

$$s\Delta\omega = (-\omega_f.\Delta\omega_d - k_p\omega_f.\Delta P) + (-\omega_f.\Delta\omega_s - k_s\omega_f.s\Delta P) \quad (2.25)$$

$$s\Delta\omega = -\omega_f.(\Delta\omega_d + \Delta\omega_s) - k_p\omega_f.\Delta P - k_s\omega_f.s\Delta P \quad (2.26)$$

$$s\Delta\omega = -\omega_f.\Delta\omega - k_p\omega_f.\Delta P - k_s\omega_f.s\Delta P \quad (2.27)$$

Observa-se nestas equações (2.24 a 2.27), que aparece um termo no somatório o qual é função da derivada de potência ativa $s\Delta P$, caso seja aplicado um ganho extra não nulo ($-k_s \neq 0$).

O desenvolvimento analítico para a tensão do inversor a partir da equação (2.18) é o mesmo adotado em [Coelho, 2000, 2002], isto é para um sistema de coordenadas ortogonais em eixos direto e quadratura (d, q), o vetor de tensão do inversor (2.9 e 2.13) no ponto de equilíbrio pode ser reescrito como

$$\vec{E}_e = E_d + jE_q = E_e.\cos(\delta_e) + jE_e.\sin(\delta_e) \quad (2.28)$$

$$\Delta E_e = \frac{\partial E_e}{\partial E_d} \Delta E_d + \frac{\partial E_e}{\partial E_q} \Delta E_q = n_d.\Delta E_d + n_q.\Delta E_q \quad (2.29)$$

$$s\Delta E_e = n_d.s\Delta E_d + n_q.s\Delta E_q \quad (2.30)$$

$$\text{onde } n_d = \frac{e_d}{\sqrt{e_d^2 + e_q^2}} \text{ e } n_q = \frac{e_q}{\sqrt{e_d^2 + e_q^2}} \text{ e } \delta_e = \text{atg} \frac{e_q}{e_d} \quad (2.31)$$

Da mesma forma,

$$\Delta \delta_e = \frac{\partial \delta_e}{\partial E_d} \Delta E_d + \frac{\partial \delta_e}{\partial E_q} \Delta E_q = -\frac{e_q}{e_d^2 + e_q^2} \Delta E_d + \frac{e_d}{e_d^2 + e_q^2} \Delta E_q \quad (2.32)$$

$$\text{onde } m_d = -\frac{e_q}{e_d^2 + e_q^2} \text{ e } m_q = \frac{e_d}{e_d^2 + e_q^2} \quad (2.33)$$

A equação linearizada (2.32) para um dado inversor definido em função do ponto de equilíbrio 'e' pode ser re-escrita como

$$\Delta \delta_e = m_d.\Delta E_d + m_q.\Delta E_q \quad (2.34)$$

$$s\Delta \delta_e = m_d.s\Delta E_d + m_q.s\Delta E_q \quad (2.35)$$

que de (2.21 e 2.35) torna no ponto de equilíbrio

$$\Delta\omega_e = \Delta\omega_d - k_s.s\Delta P_e = s\Delta \delta_e \quad (2.36)$$

$$\Delta\omega_e = m_d.s\Delta E_d + m_q.s\Delta E_q \quad (2.37)$$

Resolvendo o sistema formado pelas equações (2.16, 2.18 e 2.37) e explicitando $s\Delta E_d$ e $s\Delta E_q$, pode-se determinar as derivadas temporais das componentes do vetor tensão \vec{e}_d e \vec{e}_q . Assim:

$$\Delta \dot{E}_d = \frac{n_q}{m_d \cdot n_q - m_q \cdot n_d} \Delta \omega_n + \frac{m_q \cdot n_d \cdot \omega_f}{m_d \cdot n_q - m_q \cdot n_d} \Delta E_d + \frac{m_q \cdot n_q \cdot \omega_f}{m_d \cdot n_q - m_q \cdot n_d} \Delta E_q + \frac{k_v \cdot m_q \cdot \omega_f}{m_d \cdot n_q - m_q \cdot n_d} \Delta Q_m \quad (2.38)$$

$$\Delta \dot{E}_q = \frac{n_d}{m_q \cdot n_d - m_d \cdot n_q} \Delta \omega_n + \frac{m_d \cdot n_d \cdot \omega_f}{m_q \cdot n_d - m_d \cdot n_q} \Delta E_d + \frac{m_d \cdot n_q \cdot \omega_f}{m_q \cdot n_d - m_d \cdot n_q} \Delta E_q + \frac{k_v \cdot m_d \cdot \omega_f}{m_q \cdot n_d - m_d \cdot n_q} \Delta Q_m \quad (2.39)$$

e a partir da equação (2.27) pode-se reescrever a expressão para a derivada temporal de $\Delta \omega$

$$\Delta \dot{\omega} = -\omega_f \cdot \Delta \omega - k_p \omega_f \cdot \Delta P - k_s \omega_f \cdot \Delta \dot{P} \quad (2.40)$$

Considerando as equações (2.38 a 2.40) obtém-se a equação que descreve o comportamento dos estados $\Delta \omega$, ΔE_d e ΔE_q de um inversor 'i' em função dos desvios das potências ativa ΔP e reativa ΔQ em relação aos pontos de equilíbrios P_e e Q_e , com o inversor operando segundo as leis de controle (2.8 a 2.11). Como desenvolvido anteriormente em (2.27), neste caso o conjunto de entrada da equação de estado é dividida em duas, uma aplicada ao vetor potência aparente S e a outra agrega sua derivada temporal S' :

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\omega}_i \\ \Delta \dot{E}_{di} \\ \Delta \dot{E}_{qi} \end{bmatrix} = [M_{si}] \cdot \begin{bmatrix} \Delta \omega_i \\ \Delta E_{di} \\ \Delta E_{qi} \end{bmatrix} + [C_{ai}] \cdot \begin{bmatrix} \Delta P_i \\ \Delta Q_i \end{bmatrix} + [C_{bi}] \cdot \begin{bmatrix} \Delta \dot{P}_i \\ \Delta \dot{Q}_i \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

ou simbolicamente

$$[\Delta \dot{X}_i] = [M_{si}] \cdot [\Delta X_i] + [C_{ai}] \cdot [\Delta S_i] + [C_{bi}] \cdot [\Delta \dot{S}_i] \quad (2.42)$$

onde

$$[M_{si}] = \begin{bmatrix} \omega_f & 0 & 0 \\ \frac{n_q}{m_d \cdot n_q - m_q \cdot n_d} & \frac{m_q \cdot n_d \cdot \omega_f}{m_d \cdot n_q - m_q \cdot n_d} & \frac{m_q \cdot n_q \cdot \omega_f}{m_d \cdot n_q - m_q \cdot n_d} \\ \frac{n_d}{m_q \cdot n_d - m_d \cdot n_q} & \frac{m_d \cdot n_d \cdot \omega_f}{m_q \cdot n_d - m_d \cdot n_q} & \frac{m_d \cdot n_q \cdot \omega_f}{m_q \cdot n_d - m_d \cdot n_q} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

$$[C_{ai}] = \begin{bmatrix} -k_p \cdot \omega_f & 0 \\ 0 & \frac{k_v \cdot m_q \cdot \omega_f}{m_d \cdot n_q - m_q \cdot n_d} \\ 0 & \frac{k_v \cdot m_d \cdot \omega_f}{m_q \cdot n_d - m_d \cdot n_q} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad [C_{bi}] = \begin{bmatrix} -k_s \cdot \omega_f & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

2.3 Análise para Pequenos Sinais de Dois Inversores Conectados em Paralelo

Para o desenvolvimento do modelo completo do sistema de N inversores conectados em paralelo será considerada a microrrede vista na figura 2.5, o qual é constituída de duas ($Ni=2$) unidades inversoras **1e2**. Isto simplifica a análise a ser apresentada, mas o princípio pode ser aplicado a um sistema com um número arbitrário de inversores conectados em paralelo.

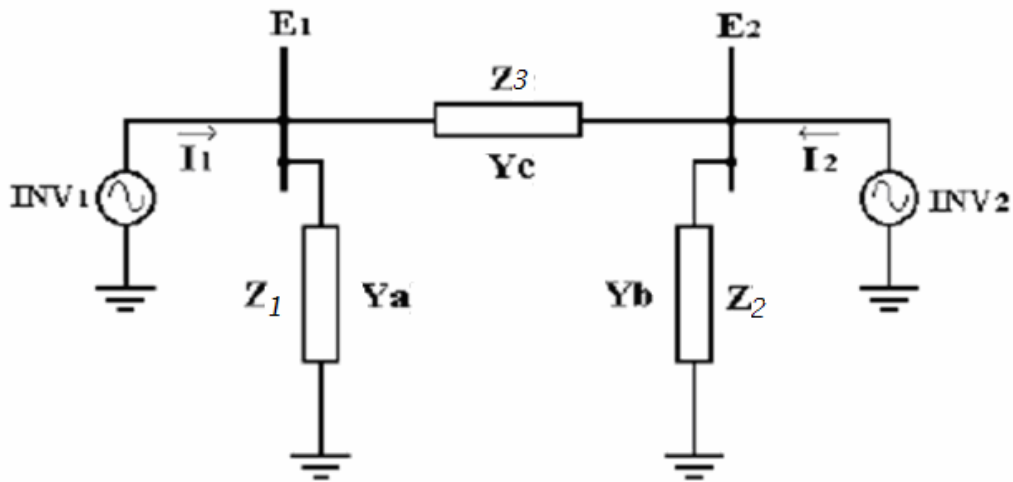


Figura 2.5- Microrrede isolada composta de 2 inversores, [Coelho, 2000b].

É importante frisar que apesar do controlador de cada inversor manipular a fase e frequência, os desvios aplicados são de pequena ordem, de modo a não causar desvios significativos nas reatâncias do sistema. Assim, para efeito da análise a seguir, as reatâncias envolvidas serão determinadas para a frequência fundamental ω_e , correspondente ao ponto de equilíbrio do paralelismo.

Desprezando as variações de frequências do sistema em dois inversores, seu paralelismo em microrrede apresentada na figura 2.5 [Fitzgerald *et al.*, 1975; Ahmed, 1999], pode ser caracterizada por uma equação matricial utilizando as admitâncias complexas entre nós, assim:

$$Y_s = 1/Z_s = G_s + jB_s \text{ [1/}\Omega\text{]} \quad (2.45)$$

$$\begin{bmatrix} \vec{I}_1 \\ \vec{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_a + Y_c & -Y_c \\ -Y_c & Y_b + Y_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \vec{E}_1 \\ \vec{E}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}\vec{E}_1 + Y_{12}\vec{E}_2 \\ Y_{21}\vec{E}_1 + Y_{22}\vec{E}_2 \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

que se convertendo da forma complexa para real tem-se que:

$$\begin{bmatrix} I_{d1} \\ I_{q1} \\ I_{d2} \\ I_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & -B_{11} & G_{12} & -B_{12} \\ B_{11} & G_{11} & B_{12} & G_{12} \\ G_{21} & -B_{21} & G_{22} & -B_{22} \\ B_{21} & G_{21} & B_{22} & G_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_{d1} \\ E_{q1} \\ E_{d2} \\ E_{q2} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

$$\left| \begin{array}{l} \text{Simbolicamente} \Rightarrow [I_i] = [Y_s] \cdot [E_i] \\ \text{e_Linearizada} \Rightarrow [\Delta I_i] = [Y_s] \cdot [\Delta E_i] \end{array} \right. \quad (2.53)$$

Considerando também as potências em (d,q) ortogonais de cada inversor ‘i’ do sistema

$$\vec{S}_i = \vec{E}_i \cdot \vec{I}_i = P_i + jQ_i \quad (2.54)$$

$$\text{resultando} \Rightarrow \begin{cases} P_i = +E_{di} \cdot I_{di} + E_{qi} \cdot I_{qi} \\ Q_i = -E_{di} \cdot I_{qi} + E_{qi} \cdot I_{di} \end{cases} \quad (2.55)$$

que linearizando as potências S_i e suas expressões parciais P_i e Q_i , de cada inversor

$$\Delta S_i = \frac{\partial S}{\partial P} \Delta P_i + \frac{\partial S}{\partial Q} \Delta Q_i \quad (2.56)$$

$$\text{tem-se que} \Rightarrow \begin{cases} \Delta P_i = +\frac{\partial P_i}{\partial E_{di}} \Delta E_{di} + \frac{\partial P_i}{\partial E_{qi}} \Delta E_{qi} + \frac{\partial P_i}{\partial I_{di}} \Delta I_{di} + \frac{\partial P_i}{\partial I_{qi}} \Delta I_{qi} \\ \Delta Q_i = -\frac{\partial Q_i}{\partial E_{di}} \Delta E_{di} + \frac{\partial Q_i}{\partial E_{qi}} \Delta E_{qi} + \frac{\partial Q_i}{\partial I_{di}} \Delta I_{di} - \frac{\partial Q_i}{\partial I_{qi}} \Delta I_{qi} \end{cases} \quad (2.57)$$

$$\text{Simbolicamente} \Rightarrow \begin{cases} \Delta P_i = I_i \cdot \Delta E_i + E_i \cdot \Delta I_i \\ \Delta Q_i = j(I_i \cdot \Delta E_i + E_i \cdot \Delta I_i) \end{cases} \quad (2.58)$$

Agora adaptando para os dois inversores do sistema temos :

$$\begin{bmatrix} \Delta P_1 \\ \Delta Q_1 \\ \Delta P_2 \\ \Delta Q_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{d1} & I_{q1} & 0 & 0 \\ -I_{q1} & I_{d1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_{d2} & I_{q2} \\ 0 & 0 & -I_{q2} & I_{d2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta E_{d1} \\ \Delta E_{q1} \\ \Delta E_{d2} \\ \Delta E_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{d1} & E_{q1} & 0 & 0 \\ E_{q1} & -E_{d1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & E_{d2} & E_{q2} \\ 0 & 0 & E_{q2} & -E_{d2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta I_{d1} \\ \Delta I_{q1} \\ \Delta I_{d2} \\ \Delta I_{q2} \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

$$\text{Simbolicamente} \Rightarrow [\Delta S_i] = [I_s] \cdot [\Delta E_i] + [E_s] \cdot [\Delta I_i] \quad (2.60)$$

reescrevendo (2.60) com (2.53) para o sistema ‘s’, implicando matricialmente em

$$[\Delta S_s] = \{[I_s] + [E_s] \cdot [Y_s]\} \cdot [\Delta E_s] \quad (2.61)$$

e derivando (2.61), tem-se que

$$[\Delta \dot{S}_s] = \{[I_s] + [E_s] \cdot [Y_s]\} \cdot [\Delta \dot{E}_s] \quad (2.62)$$

A equação de estados do sistema da figura 2.6 acima pode ser então derivada da composição das equações de estado dos inversores ‘i’ individuais (2.41), resultando em

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\omega}_1 \\ \Delta \dot{E}_{d1} \\ \Delta \dot{E}_{q1} \\ \Delta \dot{\omega}_2 \\ \Delta \dot{E}_{d2} \\ \Delta \dot{E}_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{s1} & 0 \\ 0 & M_{s2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta \omega_1 \\ \Delta E_{d1} \\ \Delta E_{q1} \\ \Delta \omega_2 \\ \Delta E_{d2} \\ \Delta E_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_{a1} & 0 \\ 0 & C_{a2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta P_1 \\ \Delta Q_1 \\ \Delta P_2 \\ \Delta Q_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_{b1} & 0 \\ 0 & C_{b2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta \dot{P}_1 \\ \Delta \dot{Q}_1 \\ \Delta \dot{P}_2 \\ \Delta \dot{Q}_2 \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

$$\text{Simbolicamente} \Rightarrow [\Delta \dot{X}_s] = [M_s] \cdot [\Delta X_s] + [C_{as}] \cdot [\Delta S_s] + [C_{bs}] \cdot [\Delta \dot{S}_s] \quad (2.64)$$

Combinando as equações (2.61) e (2.62) em (2.64), tem-se a equação simbólica de estados do sistema :

$$[\Delta \dot{X}_s] = [M_s] \cdot [\Delta X_s] + [C_{ls}] \cdot \{[I_s] + [E_s] \cdot [Y_s]\} \cdot [\Delta E_s] + [C_{2s}] \cdot \{[I_s] + [E_s] \cdot [Y_s]\} \cdot [\Delta \dot{E}_s] \quad (2.65)$$

Considerando-se a relação de ΔE com o vetor de estado ΔX do sistema, segue que:

$$\begin{bmatrix} \Delta E_{d1} \\ \Delta E_{q1} \\ \Delta E_{d2} \\ \Delta E_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta \omega_1 \\ \Delta E_{d1} \\ \Delta E_{q1} \\ \Delta \omega_2 \\ \Delta E_{d2} \\ \Delta E_{q2} \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

$$\text{Simbolicamente} \Rightarrow [\Delta E_s] = [K_e] \cdot [\Delta X_s] \quad (2.67)$$

$$\text{como_tambem} \Rightarrow [\Delta \dot{E}_s] = [K_e] \cdot [\Delta \dot{X}_s]$$

Substituindo (2.67) em (2.65), segue que

$$[\Delta \dot{X}_s] = [M_s] \cdot [\Delta X_s] + [C_{as}] \cdot \{[I_s] + [E_s] \cdot [Y_s]\} \cdot [K_e \cdot \Delta X_s] + [C_{bs}] \cdot \{[I_s] + [E_s] \cdot [Y_s]\} \cdot [K_e \cdot \Delta \dot{X}_s] \quad (2.68)$$

e através de manipulações algébricas, a equação (2.68) pode ser re-escrita como mostrado abaixo, onde $[I]$ é igual à matriz identidade, então:

$$\{[I] - [C_{bs}] \cdot \{[I_s] + [E_s] \cdot [Y_s]\} K_e\} \cdot [\Delta \dot{X}_s] = \{[M_s] + [C_{as}] \cdot \{[I_s] + [E_s] \cdot [Y_s]\} K_e\} \cdot [\Delta X_s] \quad (2.69)$$

Manipulando a equação (2.69), obtem-se a equação de estados homogênea, que descreve o comportamento do sistema em torno do ponto de equilíbrio, a partir de uma condição inicial na vizinhança deste. Então, o sistema será descrito por

$$\text{Simbolicamente} \Rightarrow [\Delta \dot{X}_s] = [\Delta X_s] \cdot [A_s] \quad (2.70)$$

onde $[A_s]$ do sistema é definida como

$$[A_s] = \{[I] - [C_{bs}] \cdot \{[I_s] + [E_s] \cdot [Y_s]\} K_e\}^{-1} * \{[M_s] + [C_{as}] \cdot \{[I_s] + [E_s] \cdot [Y_s]\} K_e\} \quad (2.71)$$

2.4 Solução por Equações de Estados

Para cada inversor e também ambos em sistema de paralelismo, uma solução homogênea da matriz completa de espaço-estado (2.70) de [Dorf e Bishop, 1998] é a evolução transitória linear das variáveis de estado de um dado ponto inicial para o ponto equilíbrio [Coelho, 2000, 2002; Avelar *et al.*, 2012a], é descrita pela equação

$$\Delta X(t) = e^{As t} \Delta X(o) \quad (2.72)$$

assim aplicada aos inversores **1e2** do sistema.

A equação (2.72) constitui a solução da equação (2.70) e a solução do modelo linear, o qual consegue representar o comportamento do sistema de inversores em paralelo, sistema este não linear, em torno do ponto de equilíbrio. A inserção da malha extra realmente não afeta a ordem do sistema.

2.5 Condições Iniciais de Cada Inversor

O modelo linear para representação do sistema de inversores conectados em paralelo em torno de um ponto de equilíbrio, conforme mostrado na seção anterior, consiste de uma equação de estado homogênea (2.70) cuja solução descreve o comportamento do retorno das variáveis de estado para o ponto de equilíbrio a partir de uma dada condição inicial.

As variáveis de estado do modelo linear representam o desvio das variáveis do sistema em relação ao ponto de equilíbrio, de forma que:

$$X(t) = X_e + \Delta X(t) = X_e + \exp^{[As]t} \Delta X(o). \quad (2.73)$$

onde X_e é o valor da variável no ponto de equilíbrio, $\Delta X(t)$ é o comportamento do desvio no tempo, definido pela equação 2.72, e $\Delta X(0)$ é a condição inicial, ou seja, ponto na vizinhança do ponto de equilíbrio para onde o sistema foi levado por algum distúrbio.

Assim, para uma adequada aplicação do modelo é fundamental a correta determinação das condições iniciais, as quais descrevem o ponto de origem vizinho ao ponto de equilíbrio a ser considerado numa determinada evolução transitória. Nos testes realizados via simulação para o sistema, considera-se o transitório de partida onde os inversores iniciam a operação com potência nula

$$S_o = P_o + jQ_o = 0 \quad (2.74)$$

O desvio em frequência na partida de cada inversor ' i ' é determinado pelas equações

$$\begin{cases} \Delta\omega_1 = \Delta\omega_{d1} + \Delta\omega_{s1} \\ \Delta\omega_2 = \Delta\omega_{d2} + \Delta\omega_{s2} \end{cases} \quad (2.75)$$

onde $\Delta\omega_d$ é a variação da frequência resultante da característica $\omega x P$ do inversor i , e $\Delta\omega_s$ corresponde a $d(\Delta\delta_s)/dt$, onde $\Delta\delta_s$ é o termo de desvio de fase δ_s do inversor i em função da malha de realimentação negativa das oscilações de potência ativa na fase. A condição inicial do desvio de frequência $\Delta\omega_{di}$ do inversor i será

$$\begin{cases} \Delta\omega_{d1} = -k_p(P_1(o) - P_e) = -k_{p1}(0 - P_e) \\ \Delta\omega_{d2} = -k_p(P_2(o) - P_e) = -k_{p2}(0 - P_e) \end{cases} \quad (2.76)$$

Para o termo de frequência relativo à malha de fase, tem-se uma dependência da derivada da potência na condição inicial. Uma forma de obter uma aproximação desta derivada é considerar a reposta do filtro de medição para um degrau de potência na entrada. Assim, considerando as equações 2.12 e 2.19, o desvio de frequência $\Delta\omega_{si}$ pode ser escrito como:

$$\begin{cases} \Delta\omega_{s1} = -k_s \frac{d\Delta P_1}{dt} \\ \Delta\omega_{s2} = -k_s \frac{d\Delta P_2}{dt} \end{cases} \quad (2.77)$$

A derivada do sinal de saída de um filtro passa baixa de primeira ordem em $t=0$, para um degrau ΔP_i aplicado à entrada em $t=0$ é:

$$\begin{cases} \frac{d\Delta P_1}{dt} = \omega_{f1} \cdot \Delta P_1 \\ \frac{d\Delta P_2}{dt} = \omega_{f2} \cdot \Delta P_2 \end{cases} \quad (2.78)$$

Desta forma, o termo $\Delta\omega_{si}$ pode ser definido como:

$$\begin{cases} \Delta\omega_{s1}(o) = -k_{s1} \cdot \omega_{f1} \Delta P_1(o) \\ \Delta\omega_{s2}(o) = -k_{s2} \cdot \omega_{f2} \Delta P_2(o) \end{cases} \quad (2.79)$$

O termo de condição inicial da fase relativa à malha adicional é definido a partir da equação 2.12, assim:

$$\begin{cases} \Delta\delta_{s1}(o) = -k_{s1} \cdot \omega_{f1} (P_1(o) - P_e) = -k_{s1} \cdot \omega_{f1} (0 - P_e) \\ \Delta\delta_{s2}(o) = -k_{s2} \cdot \omega_{f2} (P_2(o) - P_e) = -k_{s2} \cdot \omega_{f2} (0 - P_e) \end{cases} \quad (2.80)$$

O termo de fase relativo ao droop de frequência é arbitrariamente definido conforme o transitório sob investigação. Por exemplo, para um transitório referente a um degrau na referência de potência de um dos inversores, os termos de fase podem ser calculados a partir do fluxo de carga para as duas situações, antes e depois do degrau na referência de potência.

Normalmente adota-se um nó como referência e os demais são determinados pelo fluxo de carga. Os respectivos desvios $\Delta\delta_{d1}$ e $\Delta\delta_{d2}$ são determinados pelas diferenças entre os 2 fluxos de carga. Apesar de não serem explicitamente estados do modelo proposto, $\Delta\delta_{d1}$ e $\Delta\delta_{d2}$ são importantes para a determinação dos termos da tensão de eixo direto e em quadratura de cada inversor.

Considerando por exemplo de (2.74), a partida de ambos os inversores com potência ativa e reativa nulas e tensões em fase, temos:

$$\begin{aligned} \Delta E_1(o) &= |\Delta E_{d1} + j\Delta E_{q1}| = -k_{v1}(Q_1(o) - Q_{e1}) = -k_{v1}(0 - Q_{e1}) \\ \Delta E_2(o) &= |\Delta E_{d2} + j\Delta E_{q2}| = -k_{v2}(Q_2(o) - Q_{e2}) = -k_{v2}(0 - Q_{e2}) \end{aligned} \quad (2.81)$$

A partir da equação 2.20, a fase de cada inversor é determinada pelas equações 2.82,

$$\begin{aligned} \Delta\delta_1(o) &= \Delta\delta_{d1}(o) + \Delta\delta_{s1}(o) \\ \Delta\delta_2(o) &= \Delta\delta_{d2}(o) + \Delta\delta_{s2}(o) \end{aligned} \quad (2.82)$$

As respectivas tensões de eixo direto e em quadratura podem ser calculadas a partir da amplitude das tensões (2.81) e das fases (2.82), que determinam seus desvios ortogonais nos eixos direto e em quadratura

$$\begin{aligned} \Delta E_{d1}(o) &= \Delta E_1(o) \cdot \cos(\Delta\delta_1(o)) \\ \Delta E_{d2}(o) &= \Delta E_2(o) \cdot \cos(\Delta\delta_2(o)) \end{aligned} \quad (2.83)$$

$$\begin{aligned} \Delta E_{q1}(o) &= \Delta E_1(o) \cdot \sin(\Delta\delta_1(o)) \\ \Delta E_{q2}(o) &= \Delta E_2(o) \cdot \sin(\Delta\delta_2(o)) \end{aligned} \quad (2.84)$$

E finalmente, as condições iniciais para solução da equação de estado do modelo do sistema de dois inversores **1e2**, serão

$$\Delta X(o) = \begin{bmatrix} \Delta\omega_1(o) \\ \Delta E_{d1}(o) \\ \Delta E_{q1}(o) \\ \Delta\omega_2(o) \\ \Delta E_{d2}(o) \\ \Delta E_{q2}(o) \end{bmatrix} \quad (2.85)$$

As condições iniciais para um sistema linearizado obtidas dos valores nos pontos de equilíbrio dos inversores, são facilmente determinados como frequência de *droop* (ω_d) mas não da frequência angular (ω) de cada inversor. A tabela I mostra as condições iniciais de cada grandeza do inversor, as quais permitem a determinação do comportamento dos estados do sistema no retorno ao ponto de equilíbrio, considerando a partida com potência nula.

É importante ter em mente que quando ks não é nulo ($ks \neq 0$), a frequência ω do inversor é distinta da frequência ω_d de seu *droop* e isso reflete também na sua condição inicial como

inversor em paralelismo, dependendo não só das frequências como das potências iniciais $[Ms]*[\Delta\omega]_o + [Ca]*[\Delta P]_o$, e agora também das derivadas de suas potências ativas, como demonstrado em (2.63e.64). Assim, na lista das condições iniciais da tabela I acrescentam os resultados da matriz $[Cb]*[\Delta P']_o$, onde estão relacionados com a inclinação freqüencial $\Delta\delta i$ porque o cálculo de $\Delta P'$ derivado em simulações apresenta um alto nível de variação devido à ondulação $120Hz$ da potência ativa, o que não é levado em conta no modelamento. Assim

$$\begin{cases} \Delta\omega_{1o} \cong \Delta\omega_{1do} + k_{s1}\omega_{f1}(\Delta P_{eo} - \Delta P_e)_1 \\ \Delta\omega_{2o} \cong \Delta\omega_{2do} + k_{s2}\omega_{f2}(\Delta P_{eo} - \Delta P_e)_2 \end{cases} \quad (2.86)$$

Tabela I
CONDIÇÕES INICIAIS USADAS PARA ANÁLISE DE PEQUENO SINAL

GRANDEZA	MODELO	EQUAÇÃO
$P_{m0} = 0.$	$\Delta P(o) = -P_e$	2.74
$Q_{m0} = 0.$	$\Delta Q(o) = -Q_e$	2.74
$\omega_0 = \omega_d + k_p.P_e$	$\Delta\omega(o) = k_p.P_e$	2.76
$E_0 = E_e + k_v.Q_e$	$\Delta E(o) = k_v.Q_e$	2.81
$\delta_0 = \delta_{d0} + \delta_{s0}$	$\Delta\delta(o) = \Delta\delta_d(o) + \Delta\delta_s(o)$	2.20
$\delta_{d0} = 0.$	$\Delta\delta_d(o) = -\delta_e$	2.82
$\delta_{s0} = k_s.P_e$	$\Delta\delta_s(o) = k_s.\Delta P_e$	2.82
$\omega_0 = \omega_{do} + d\delta_{so} / dt_o$	$\omega(o) = \omega_d(o) + \omega_f k_s \Delta(P_{step1} - P_{step0})$	2.86

2.6 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado um modelo para pequenos sinais de dois inversores conectados em paralelo sem comunicação no controle, sendo cada unidade inversora controlada independentemente através das curvas características **Pxω** e **QxV**, incluindo ainda uma malha de realimentação dos desvios da potência ativa de seu valor nominal na fase da tensão de saída de cada inversor.

É apresentada a equação de estado para cada unidade inversora do sistema, sendo o modelo resultante da composição das equações de cada inversor e a equação de corrente dos nós da rede, composta pelas admitâncias da linha de transmissão e das cargas locais. Tal desenvolvimento matemático resulta numa equação de estado homogênea, a qual descreve o

movimento livre do sistema a partir de uma condição inicial vizinha ao ponto de equilíbrio previamente calculado.

Em prol da simplificação, as equações apresentadas implicam um sistema com dois nós, mas o princípio utilizado no desenvolvimento do modelo pode ser estendido a um sistema com maior número de nós. Assim, o modelo matemático por equações de estado proposto como contribuição da presente tese, permitirá a análise de sistemas de inversores paralelos em microrrede isolada, bastando conhecer sua topologia e parâmetros dos nós envolvidos.

3 SIMULAÇÃO DO PARALELISMO DE DOIS INVERSORES EM REDE ISOLADA

Neste capítulo são apresentadas comparações para o comportamento dinâmico dos estados do sistema de paralelismo de dois inversores em rede isolada, determinados pelo modelo para pequenos sinais e por simulação digital, as quais visam à validação do modelo proposto.

Com o objetivo de realizar simulações digitais as quais permitam avaliar a eficácia do modelo para pequenos sinais, foi proposto um sistema de inversores conectados em paralelo com apenas 2 nós, conforme pode ser visto na figura 3.1. Cada inversor possui uma carga local e seus respectivos nós são interligados por uma linha de transmissão. As cargas locais foram adotadas de tal forma a forçar a circulação de energia através da linha de transmissão. Os parâmetros para a linha de transmissão e respectivas cargas são apresentados na tabela II.

Para o cálculo das matrizes do modelo para pequenos sinais é necessário o cálculo do fluxo de carga visando determinar as tensões e correntes em cada nó do sistema, configurando-se assim o ponto de equilíbrio. Tais valores são também apresentados na tabela II, a qual especifica 4 exemplos correspondentes à mesma situação de regime permanente, alterando-se apenas o ganho k_s da malha adicional de deslocamento de fase, o qual produzirá reflexos somente no regime transitório, como será visto nas seções subsequentes.

É importante frisar que tal qual acontece para o modelo, a dinâmica interna dos inversores é negligenciada, de modo que estes se comportam como uma fonte de tensão ideal com controles de frequência, fase e amplitude.

O transitório apresentado nas simulações a seguir corresponde à partida dos sistema com os inversores fornecendo potência nula. Tal situação configura-se um desvio em relação ao ponto de equilíbrio, sendo que tanto o modelo, quanto a simulação determinarão o comportamento das variáveis de estado no retorno ao ponto de equilíbrio.

3.1 Esquema do Sistema Simulado

O sistema apresentado na figura 3.1 foi simulado com os parâmetros conforme a tabela II.

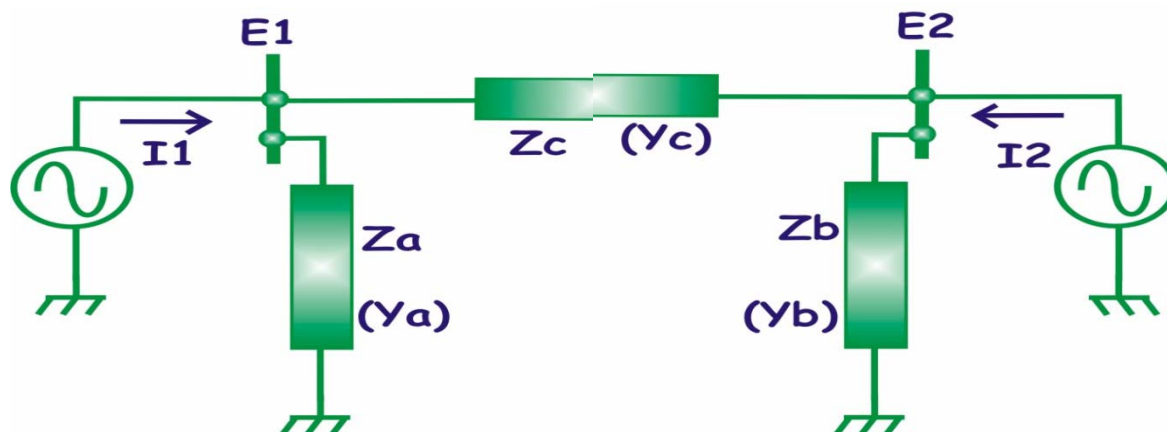


Figura 3.1- Esquema do sistema de inversores simulado, para cargas de potências ativa e reativa.

Tabela II
VALORES E PARÂMETROS USADOS NAS SIMULAÇÕES DOS EXEMPLOS

Símbolos	Descrições	Unidades	Exemplo 1	Exemplo 2	Exemplo 3	Exemplo 4
ω_0	Frequência do barramento CA	rd/s	377	377	377	377
ω_f	Frequência de corte dos filtros/simulação	rd/s	3.77	3.77	3.77	3.77
Z_a	Impedância de carga 1	Ω	$14.+j6.032$	$14.+j6.032$	$14.+j6.032$	$14.+j6.032$
Z_b	Impedância de carga 2	Ω	$7.0+j3.016$	$7.0+j3.016$	$7.0+j3.016$	$7.0+j3.016$
Z_c	Impedância de linha 12	Ω	$0.10+j1.131$	$0.10+j1.131$	$0.10+j1.131$	$0.10+j1.131$
$P1+jQ1$	Potências ativa+reativa do Inversor1	W+VAr	$1385+j505$	$1385+j505$	$1385+j505$	$1385+j505$
$P2+jQ2$	Potências ativa+reativa do inversor 2	W+VAr	$1500+j750$	$1500+j750$	$1500+j750$	$1500+j750$
E1	Tensão de saída do Inversor1	V_{rms}	$127.0/_0.0^\circ$	$127.0/_0.0^\circ$	$127.0/_0.0^\circ$	$127.0/_0.0^\circ$
E2	Tensão de saída do inversor 2	V_{rms}	$126./_{-75}^\circ$	$126./_{-75}^\circ$	$126./_{-75}^\circ$	$126./_{-75}^\circ$
δ_{12}	Ângulo de carga entre inversores 1e2	rd	-0.02865	-0.02865	-0.02865	-0.02865
k_{p12}	Ganhos dos <i>droops</i> de frequências Inv 1e2	rd/s/W	0.005	0.005	0.005	0.005
k_{v12}	Ganhos dos <i>droops</i> de tensões Inv 1e2	V/VAr	0.005	0.005	0.005	0.005
k_{s1}	Ganho de deslocamento de fase no Inversor1	rd/W	0.00000	0.00005	0.0001	0.0003
k_{s1}	Ganho de deslocamento de fase no Inversor 2	rd/W	0.00000	0.00005	0.0002	0.0003

3.2 Resultados de Simulação

Nesta seção serão apresentados os resultados de simulação e modelo para as principais variáveis do sistema de inversores vistos nos apêndices, com o objetivo de mostrar a influência positiva da malha de deslocamento de fase no amortecimento do sistema, e também demonstrar a capacidade do modelo em reproduzir o comportamento do sistema, para diferentes ganhos k_s .

O sistema do apêndice B (Simulação dos Fluxos de Carga em Paralelismo) foi simulado para os 4 exemplos discriminados na tabela II, considerando a partida dos inversores com tensão em fase e com potência nula. Os resultados são apresentados nas subseções a seguir.

3.2.1 Exemplo 1, com ganhos $ks1=ks2=Nulos$:

As figuras 3.2a/b apresentam as frequências angulares ($\omega 1$ e $\omega 2$) dos inversores durante o transitório de partida do sistema ($Ni=2$), considerando os parâmetros e o ponto de equilíbrio definidos na coluna Exemplo 1 da tabela II. A partir desses dados e da equação (2.71) é possível determinar a matriz $[A_s]$ e seus respectivos autovalores, os quais são mostrados na tabela III abaixo.

Tabela III
MATRIZ $[A_s]$ E AUTOVALORES $[S]$ DO EXEMPLO 1

MATRIZ $[A_s]$ do sistema:	AUTOVALORES da matriz $[A_s]$:
$\begin{bmatrix} -3.7699 & -0.5354 & -2.0875 & 0.0000 & 0.1857 & 2.1002 \\ 0.0000 & -6.0072 & 0.1244 & 0.0000 & 2.1002 & -0.1857 \\ 127.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.2438 & 2.0769 & -3.7699 & -0.7544 & -2.0733 \\ 0.0000 & 2.0761 & -0.2437 & 3.6082 & -6.0764 & 0.4199 \\ 0.0000 & -0.0595 & 0.0070 & 125.9081 & 0.1741 & -0.0120 \end{bmatrix}$	$\begin{aligned} \text{lambda1} &= 0.000000 \\ \text{lambda2} &= -1.851594 + j22.929078 \\ \text{lambda3} &= -1.851594 - j22.929078 \\ \text{lambda4} &= -3.769911 \\ \text{lambda5} &= -3.956951 \\ \text{lambda6} &= -8.205433 \end{aligned}$

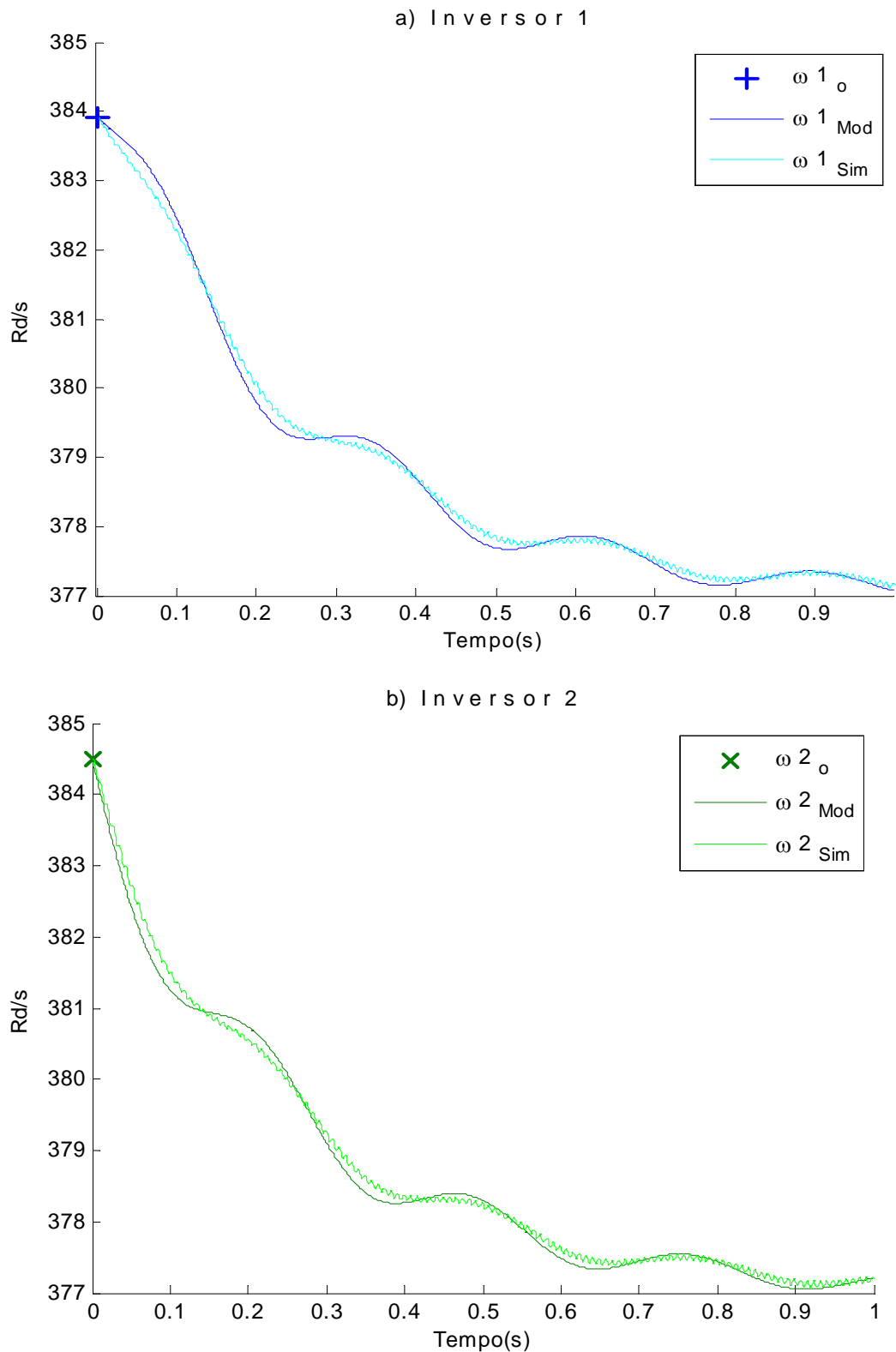


Figura 3.2a/b- Resposta para frequência angular (ω_1 , ω_2), do Modelo x Simulação com $ks1=ks2=0$.

Como pode ser observado nas figuras 3.2a/b, respostas para a frequência angular dos inversores, existe uma excelente correspondência entre os resultados ditados pelo modelo e pela simulação digital. A ondulação observada nos sinais resultantes da simulação

corresponde ao *ripple* de 120Hz da medição da potência ativa, o qual se propaga para a frequência angular através da característica $P \propto \omega$.

As figuras 3.3a/b mostram as respostas para as potências ativa P e reativa Q , segundo o modelo e a simulação. Observando os resultados sem a atuação da malha de deslocamento de fase (com ganhos $ks1=ks2=0$), nota-se novamente uma excelente correspondência entre modelo e simulação. Observa-se através das curvas de frequência e potência ativa o comportamento subamortecido do sistema, pois este oscila em baixa frequência devido à troca de energia entre inversores.

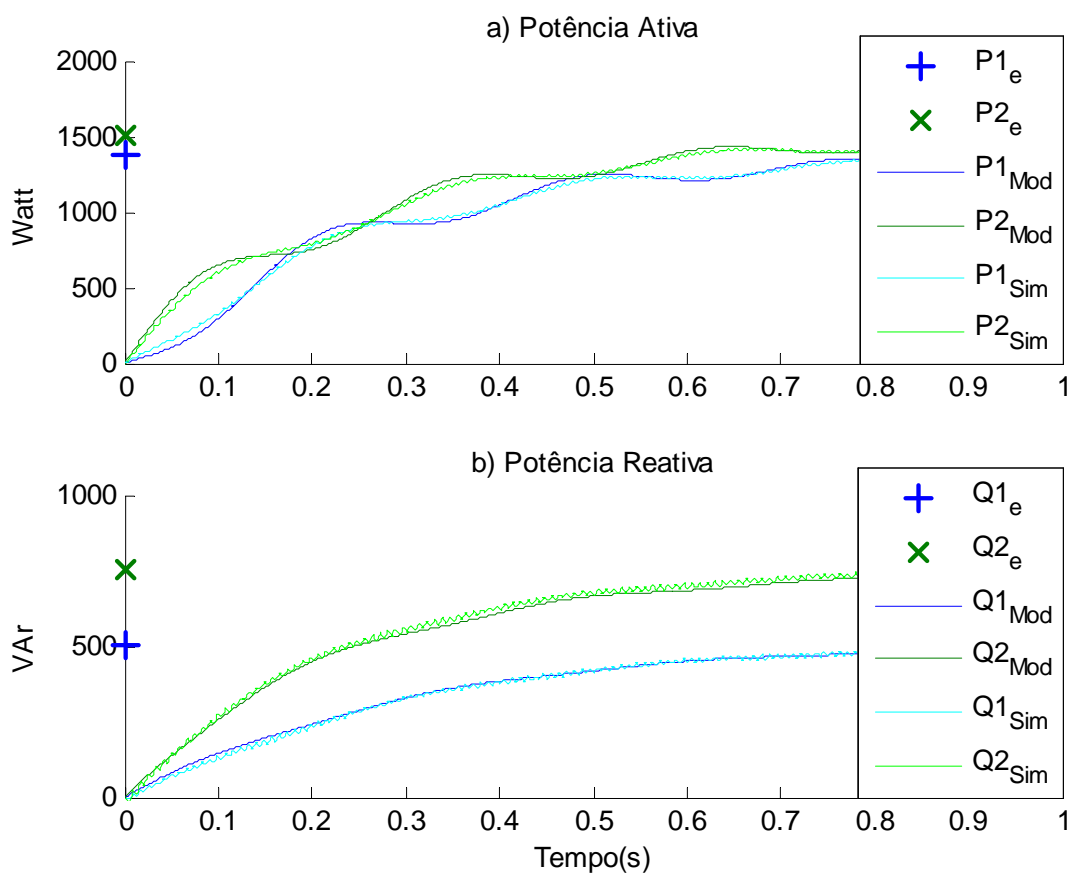


Figura 3.3a/b - Respostas de potências ativa e reativa (P , Q), para modelos simulados com $ks1=ks2=0$.

3.2.2 Exemplo 2, com ganhos $ks1=ks2=Mínimos$:

As figuras 3.4a/b apresentam as frequências angulares ($\omega1$ e $\omega2$) dos inversores durante o transitório de partida do sistema ($Ni=2$), considerando os parâmetros e o ponto de equilíbrio definidos na coluna Exemplo 2 da tabela II. A partir desses dados e da equação (2.71) é

possível determinar a matriz $[A_s]$ e seus respectivos autovalores, os quais são mostrados na tabela IV abaixo.

Tabela IV
MATRIZ $[A_s]$ E AUTOVALORES $[S]$ DO EXEMPLO 2

MATRIZ $[A_s]$ do sistema:	AUTOVALORES da matriz $[A_s]$:
$\begin{bmatrix} -6.4210 & -0.5006 & -2.0884 & 2.6511 & 0.1668 & 2.1018 \\ 0.0000 & -6.0072 & 0.1244 & 0.0000 & 2.1002 & -0.1857 \\ 127.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 2.6377 & 0.2147 & 2.0789 & -6.4076 & -0.7071 & -2.0767 \\ 0.0000 & 2.0761 & -0.2437 & 3.6082 & -6.0764 & 0.4199 \\ 0.0000 & -0.0595 & 0.0070 & 125.9081 & 0.1741 & -0.0120 \end{bmatrix}$	$\begin{aligned} \lambda_1 &= 0.000000 \\ \lambda_2 &= -3.769911 \\ \lambda_3 &= -3.956951 \\ \lambda_4 &= -4.496165 + j22.560585 \\ \lambda_5 &= -4.496165 - j22.560585 \\ \lambda_6 &= -8.205053 \end{aligned}$

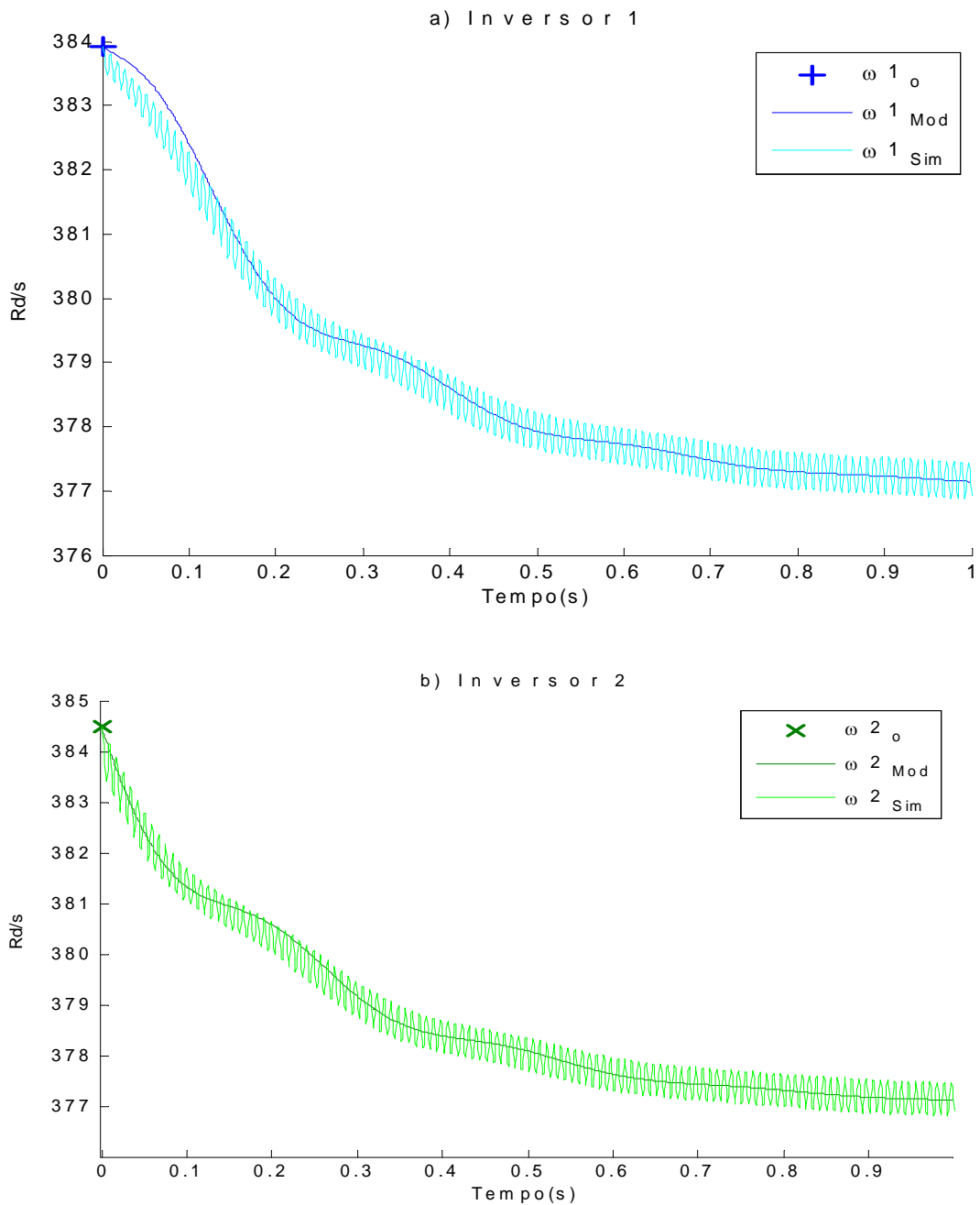


Figura 3.4a/b- Resposta para frequência angular (ω_1 , ω_2), do Modelo x Simulação com $k_{s1}=k_{s2}=0.00005$.

Como pode ser observado nas figuras 3.4a/b, respostas para a frequência angular dos inversores, existe uma ótima correspondência entre os resultados ditados pelo modelo e pela simulação digital. A ondulação observada nos sinais resultantes da simulação corresponde ao *ripple* de 120Hz da medição da potência ativa, o qual se propaga para a frequência angular através da característica $P \times \omega$.

As figuras 3.5a/b mostram as respostas para as potências ativa P e reativa Q , segundo o modelo e a simulação. Observando os resultados com a atuação da malha de deslocamento de fase (com ganhos $ks1=ks2=.00005$), nota-se novamente uma ótima correspondência entre modelo e simulação. Observa-se através das curvas de frequência e potência ativa o aumento do amortecimento do sistema em relação ao exemplo 1. O sistema ainda oscila em baixa frequência implicando na troca de energia entre os inversores, mas com menor intensidade e logo se estabilizando na circulação de corrente c.a. entre nós.

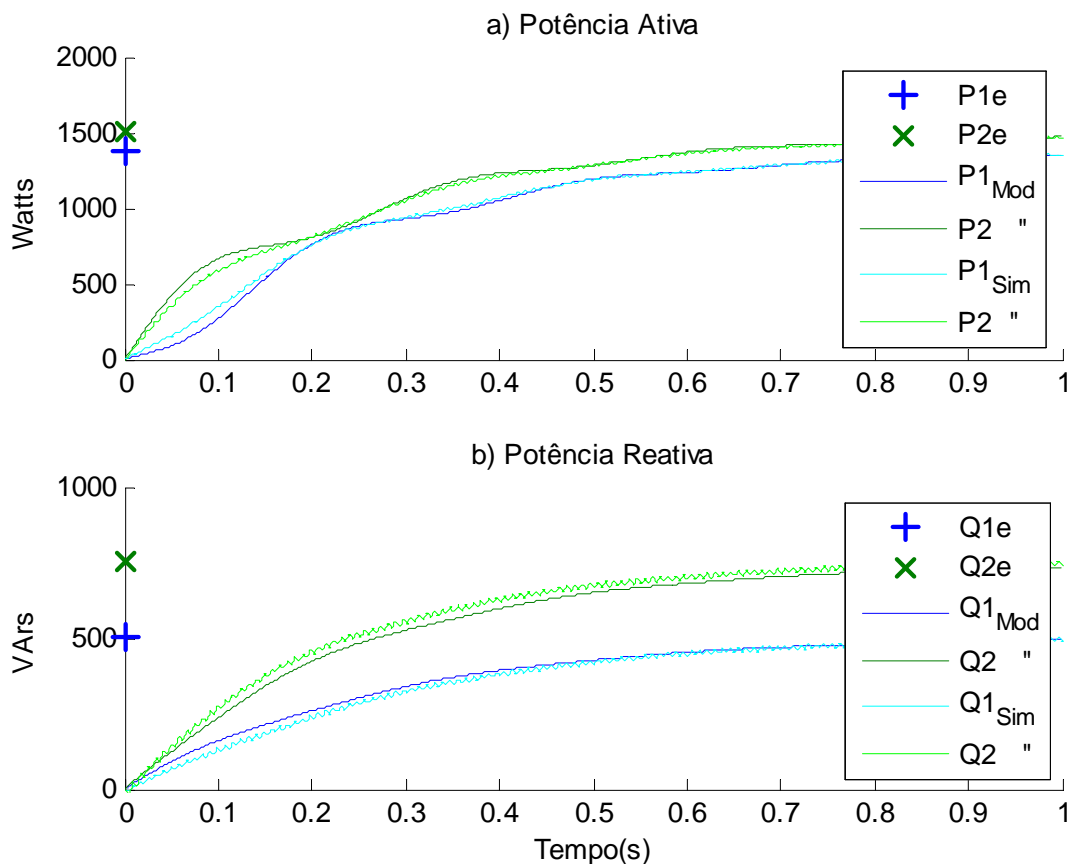


Figura 3.5a/b- Respostas de potências ativa e reativa (P , Q), para modelos simulados com $ks1=ks2=.00005$.

3.2.3 Exemplo 3, com ganhos $ks1 \neq ks2 = \text{Médios}$:

As figuras 3.6a/b apresentam as frequências angulares (ω_1 e ω_2) dos inversores durante o transitório de partida do sistema ($Ni=2$), considerando os parâmetros e o ponto de equilíbrio definidos na coluna Exemplo 3 da tabela II. A partir desses dados e da equação (2.71) é possível determinar a matriz $[A_s]$ e seus respectivos autovalores, os quais são mostrados na tabela V.

Tabela V
MATRIZ $[A_s]$ E AUTOVALORES $[s]$ DO EXEMPLO 3

MATRIZ $[A_s]$ do sistema :	AUTOVALORES da matriz $[A_s]$:
$\begin{bmatrix} -9.0721 & -0.4659 & -2.0894 & 5.3022 & 0.1480 & 2.1033 \\ 0.0000 & -6.0072 & 0.1244 & 0.0000 & 2.1002 & -0.1857 \\ 127.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 10.5507 & 0.1275 & 2.0849 & -14.3206 & -0.5650 & -2.0868 \\ 0.0000 & 2.0761 & -0.2437 & 3.6082 & -6.0764 & 0.4199 \\ 0.0000 & -0.0595 & 0.0070 & 125.9081 & 0.1741 & -0.0120 \end{bmatrix}$	$\begin{aligned} \lambda_1 &= 0.000000 \\ \lambda_2 &= -3.769911 \\ \lambda_3 &= -3.956420 \\ \lambda_4 &= -8.202783 \\ \lambda_5 &= -9.779628 + j20.827191 \\ \lambda_6 &= -9.779628 - j20.827191 \end{aligned}$

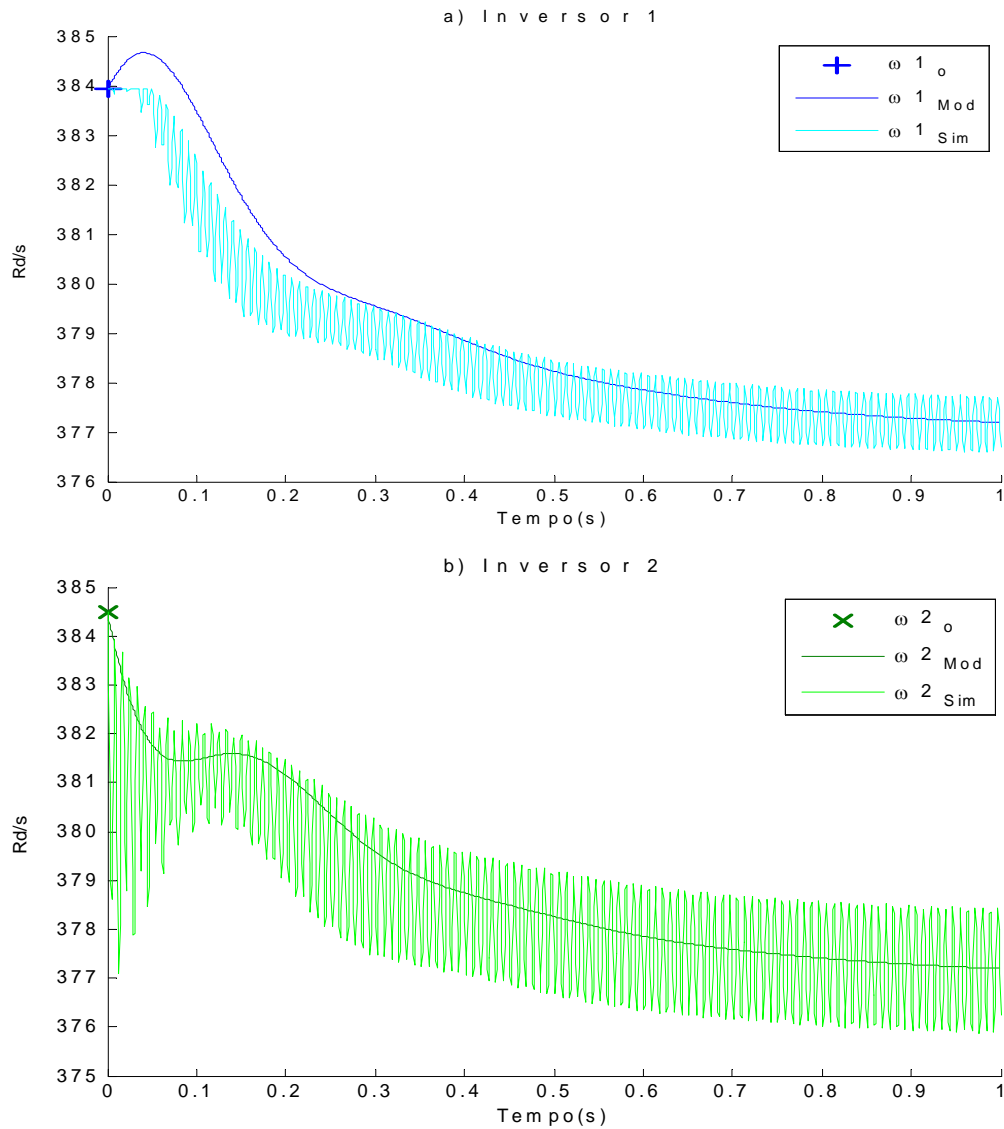


Figura 3.6a/b- Resposta para frequência angular (ω_1 , ω_2), do Modelo x Simulação com $ks1=.0001$, $ks2=.0002$.

Como pode ser observado nas figuras 3.6a/b, respostas para a frequência angular dos inversores, existe uma razoável correspondência (devido aos ganhos $ks1$ e $ks2$ diferentes!) entre os resultados ditados pelo modelo e pela simulação digital. A ondulação observada nos sinais resultantes da simulação corresponde ao *ripple* de 120Hz da medição da potência ativa, o qual se propaga para a frequência angular através da característica $P \propto \omega$. Observam-se os cortes superiores iniciais nas curvas ω_{sim} devido à limitação imposta na simulação às suas derivadas $d\delta/dt = \omega_{sim}$.

As figuras 3.7a/b mostram as respostas para as potências ativa P e reativa Q , segundo o modelo e a simulação. Observando os resultados com a atuação da malha de deslocamento de fase, nota-se novamente uma razoável correspondência dinâmica entre modelo e simulação (com ganhos $ks1=.0001$, $ks2=.0002$), mas ambos estabilizantes. Em comparação com os exemplos 1e2, nota-se que neste a troca de energia entre inversores possui um menor tempo de acomodação, como resultado do aumento desigual do ganho das malhas de fase. O uso de ganhos distintos para a malha de fase de cada inversor, resulta num comportamento bem próximo para as frequências, como pode ser observado na figura 3.6 anterior.

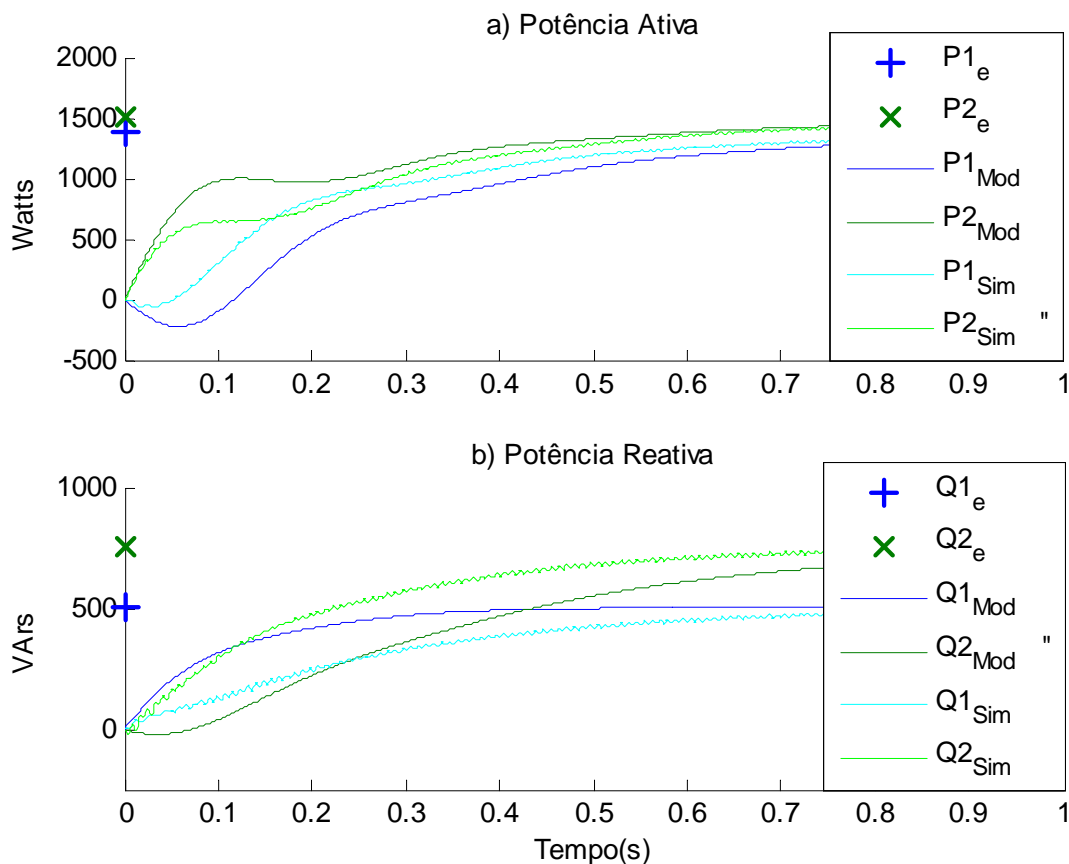


Figura 3.7a/b - Respostas de potências ativa e reativa (P , Q), para modelos simulados com $ks1=.0001$, $ks2=.0002$.

3.2.4 Exemplo 4, com ganhos $ks1=ks2=Máximos$:

As figuras 3.8a/b apresentam as frequências angulares ($\omega 1$ e $\omega 2$) dos inversores 1e2 durante o transitório de partida do sistema ($Ni=2$), considerando os parâmetros e o ponto de equilíbrio definidos na coluna Exemplo 4 da tabela II. A partir desses dados e da equação (2.71) é possível determinar a matriz $[As]$ e seus respectivos autovalores, os quais são mostrados na tabela VI.

Tabela VI
MATRIZ $[As]$ E AUTOVALORES $[s]$ EXEMPLO 4

MATRIZ $[As]$ do sistema :	AUTOVALORES da matriz $[As]$:
$\begin{bmatrix} -19.6764 & -0.3268 & -2.0933 & 15.9065 & 0.0725 & 2.1094 \\ 0.0000 & -6.0072 & 0.1244 & 0.0000 & 2.1002 & -0.1857 \\ 127.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 15.8261 & 0.0693 & 2.0889 & -19.5960 & -0.4703 & -2.0935 \\ 0.0000 & 2.0761 & -0.2437 & 3.6082 & -6.0764 & 0.4199 \\ 0.0000 & -0.0595 & 0.0070 & 125.9081 & 0.1741 & -0.0120 \end{bmatrix}$	$\begin{aligned} \text{lambda1} &= 0.000000 \\ \text{lambda2} &= -3.769911 \\ \text{lambda3} &= -3.956951 \\ \text{lambda4} &= -8.201541 \\ \text{lambda5} &= -17.719827 + j14.677529 \\ \text{lambda6} &= -17.719827 - j14.677529 \end{aligned}$

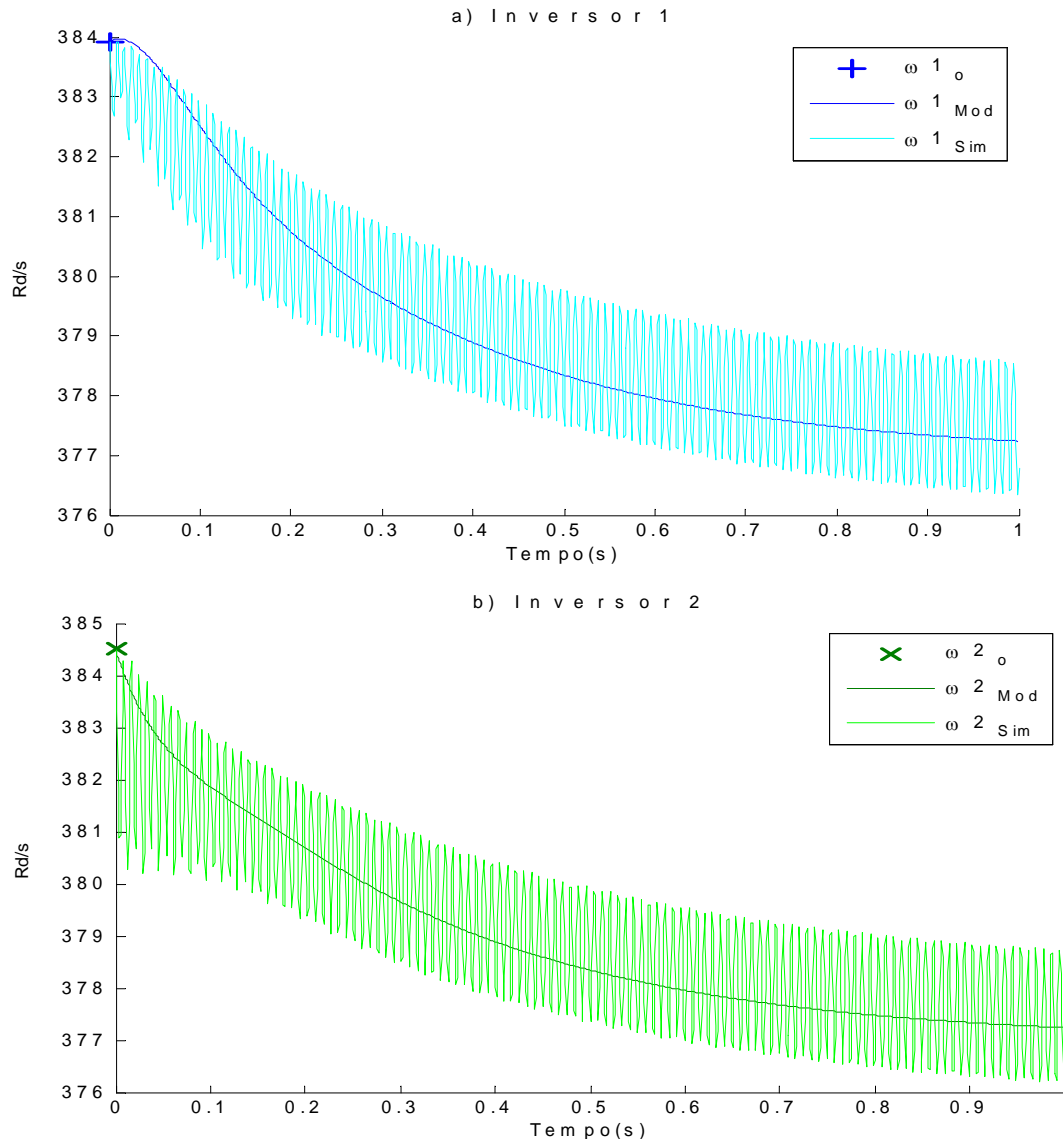


Figura 3.8a/b- Resposta para frequência angular ($\omega 1$, $\omega 2$), do Modelo x Simulação com $ks1=ks2=0.0003$.

Como pode ser observado nas figuras 3.8a/b, respostas para a frequência angular dos inversores, existe uma boa correspondência entre os resultados ditados pelo modelo e pela simulação digital. A ondulação observada nos sinais resultantes da simulação corresponde ao *ripple* de 120Hz da medição da potência ativa, o qual se propaga para a frequência angular através da característica P_{xo} .

As figuras 3.9a/b mostram as respostas para as potências ativa P e reativa Q , segundo o modelo e a simulação. Observando os resultados com a atuação da malha de deslocamento de fase (com ganhos $ks1=ks2=.0003$), nota-se novamente uma melhor correspondência entre modelo e simulação. Neste exemplo 4 tem-se uma acomodação mais rápida da troca de energia entre os inversores em função da atuação da malha de fase. É importante observar que saltos de fase elevados implicam em maiores deslocamentos na frequência do inversor, os quais aumentam a imprecisão do modelo, já que as reatâncias da rede são consideradas constantes para a frequência fundamental. Assim, à medida que ks aumenta os resultados apresentados pelo modelo se afastam dos resultados de simulação.

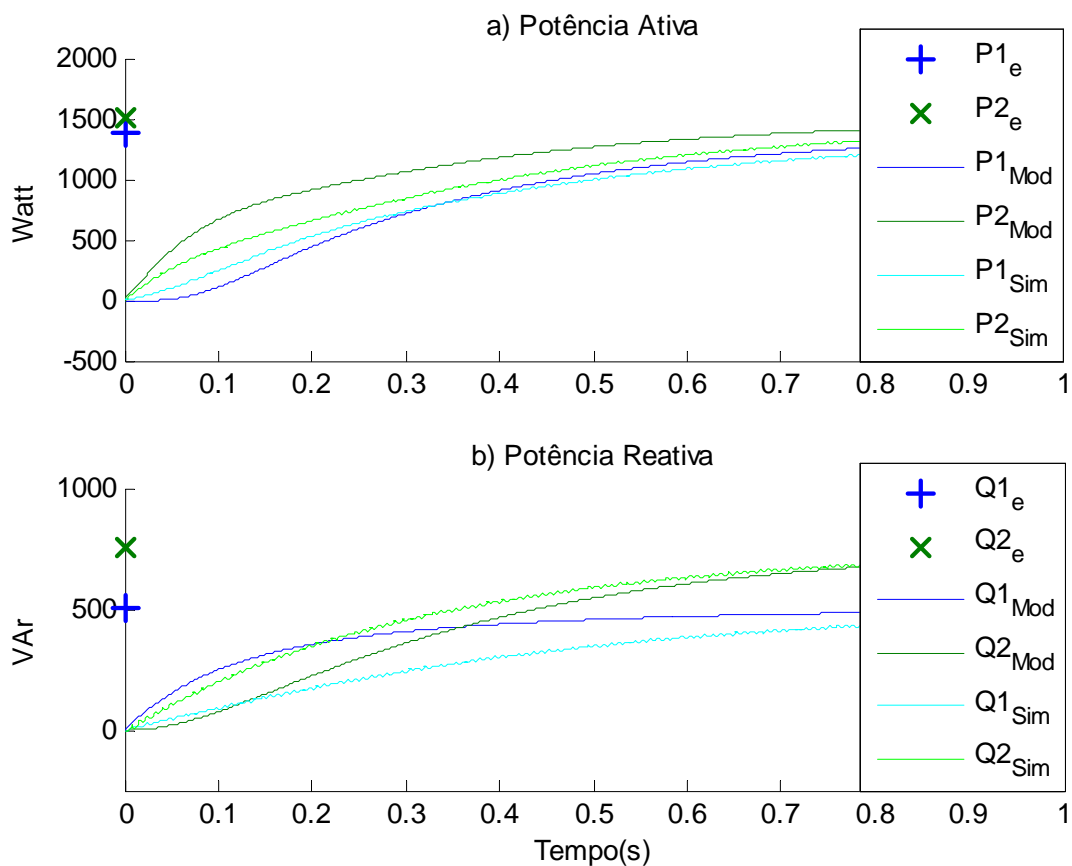


Figura 3.9a/b- Respostas de potências ativa e reativa (P , Q), para modelos simulados com $ks1=ks2=.0003$.

3.3 Análise do Lugar Geométrico dos Pólos

A figura 3.10 apresenta uma gama de curvas de frequência angular do sistema ($Ni=2$) de inversores em paralelismo, considerando os parâmetros da tabela II e a variação paramétrica dos ganhos $ks1$ e $ks2$ das malhas adicionais de fase para os Exemplos 1a4. Observa-se que o aumento dos ganhos desde $ks1$ e $ks2=.0$ ate $.0003[rd/W]$, resulta nas elevações dos amortecimentos do sistema dos inversores isto é, nas reduções das diferenças de suas frequências angulares conforme proposto e mostrado neste trabalho.

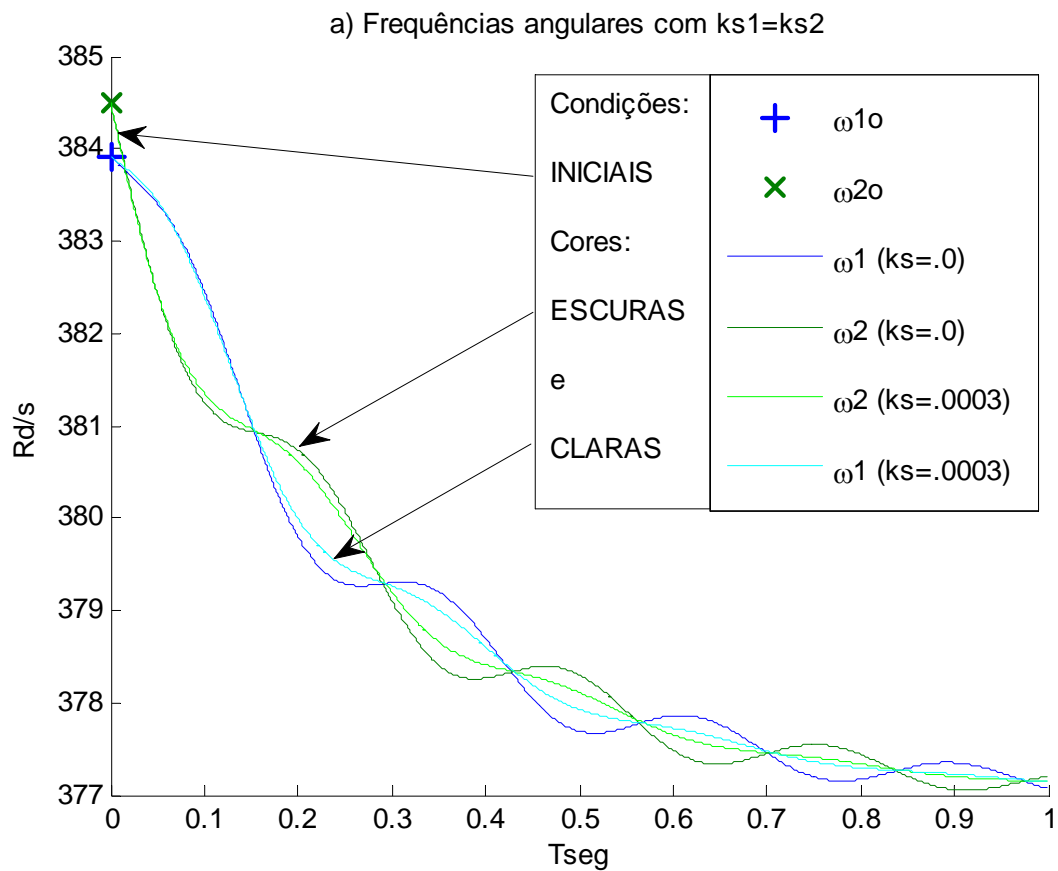


Figura 3.10 a/b- Curvas de frequências angulares para variações de $ks1$ e $ks2$ dos Exemplos 1a4.

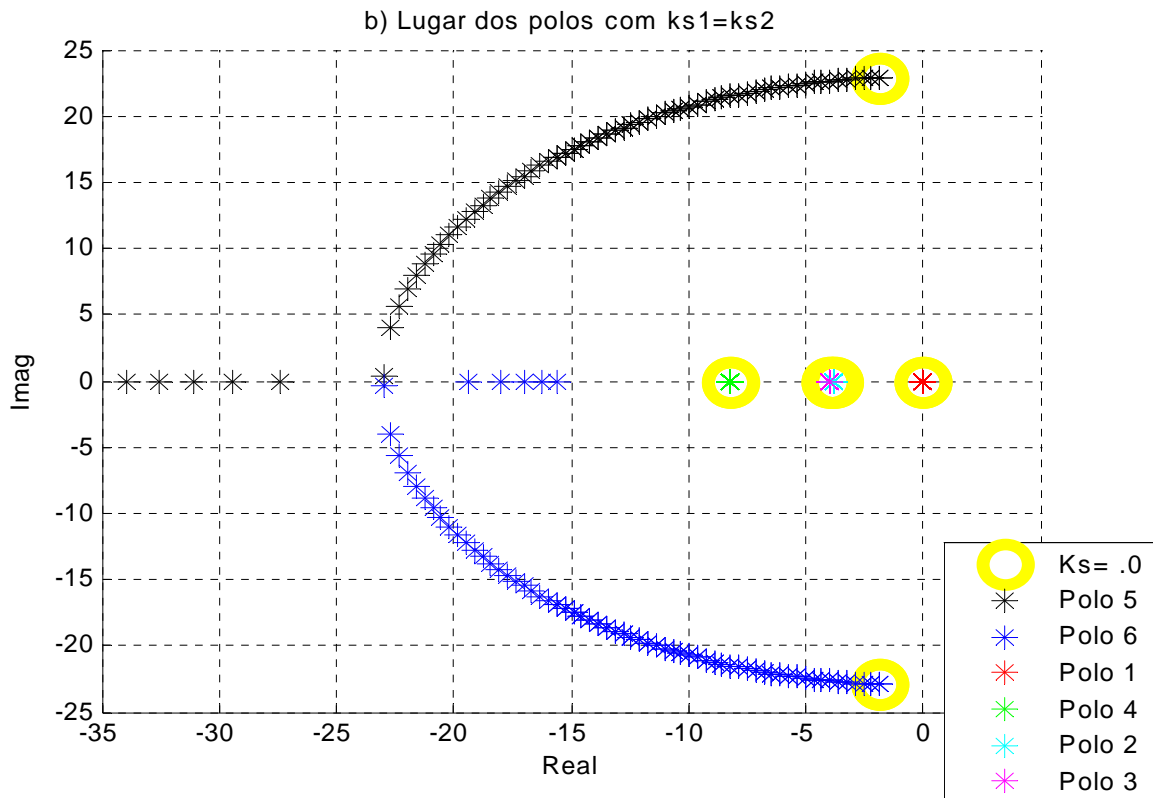


Figura 3.11- Curvas de lugar dos pólos para variações de $ks1$ e $ks2$ dos Exemplos 1a4.

A figura 3.11 apresenta os lugares geométricos das raízes do sistema ($Ni=2$), considerando os parâmetros da tabela II e a variação paramétrica dos ganhos $ks1$ e $ks2$ das malhas adicionais de fase iniciados do exemplo 1 e concluídos do exemplo 4 (ordem dos pólos).

O gráfico da figura 3.12, mostra um comparativo com os *droops* de $kp=kv=.005$ original, considerando novos *droops* de frequência e tensão em $kp=kv=.001$ e $.010[rd/s/W, v/VAr]$ com amortecimentos $ks=0.[rd/W]$ modelados nos dois inversores do exemplo 1, evidenciando então melhorias necessárias nos seus amortecimentos através da proposta de incrementos de salto de fase com ganhos $ks1=ks2>0$.

Na figura 3.13 de lugares geométricos, também tomou-se como base de origem dos *droops* de frequência e tensão o valor de $kp=kv=.005[rd/s/W, v/VAr]$ para uma comparação com *droops* de maiores e menores inclinações, modelando com um ganho de amortecimento nulo isto é, $ks1=ks2=.000[rd/W]$ de salto de fase nos paralelismos com a microrrede isolada. Foram então modelados outros *droops* como $.001<(kp=kv)<.010$, para justificar um *droop* intermediário $kp=kv=.005$ (básico) na gama de soluções dos amortecimentos modelados.

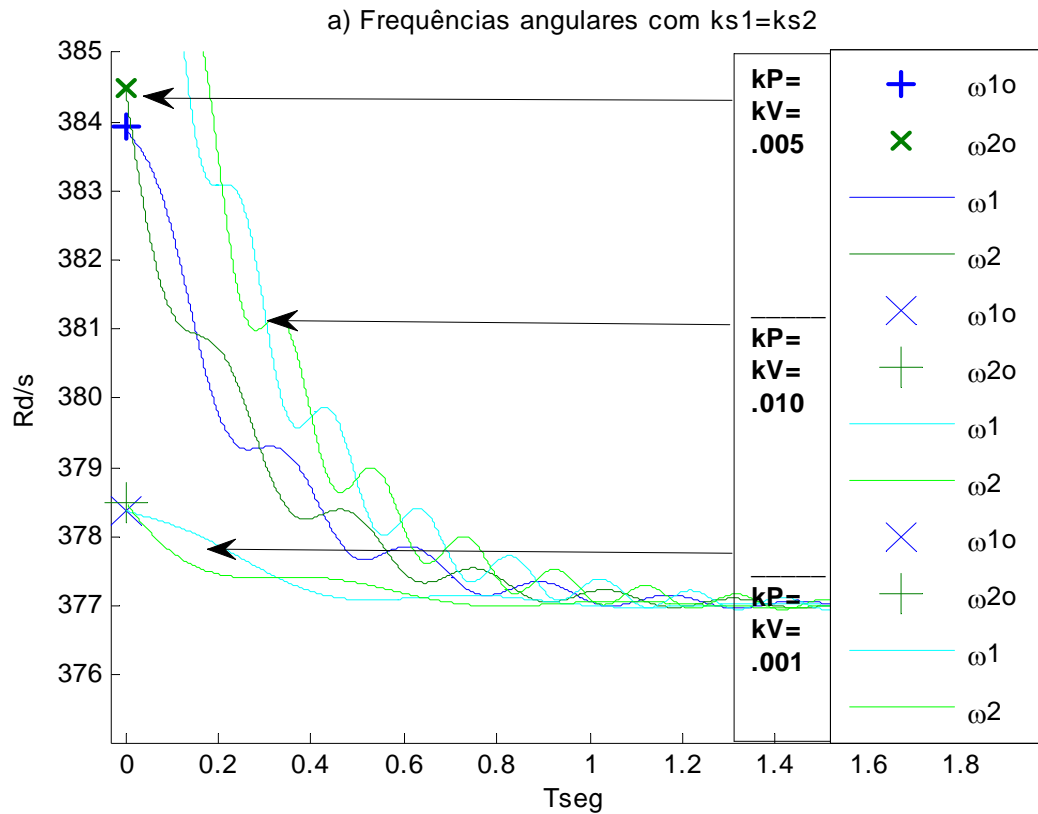


Figura 3.12- Curvas de frequências angulares para variações de droops $k_p=k_v$:

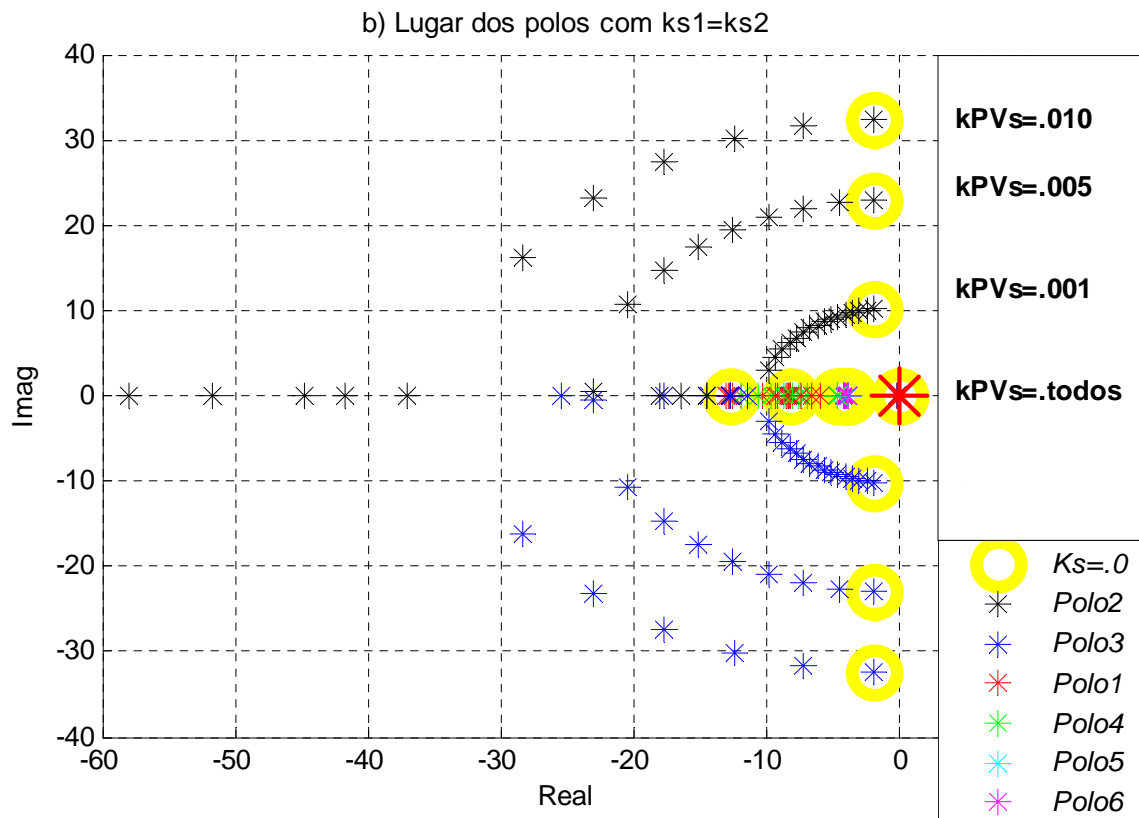


Figura 3.13- Curvas de lugares geométricos dos pólos para variações de droops $k_p=k_v$:

Os gráficos da figura 3.14, apresentam uma gama de curvas do modelo para pequenos sinais dos estudos realizados para observação da influencia das frequências de corte/filtro ω_f , onde se vê que o modelo é seu dependente, tornando mais lento para $\omega_f < \omega_o/100$ e mais rápido para $\omega_f > \omega_o/100$, mas em momento algum desvalidando a simulação em $\omega_f = \omega_o/100$, como observado nos Exemplos 1a4.

A figura 3.15 apresenta os lugares geométricos dos pólos do sistema ($N_i=2$), considerando os parâmetros da tabela II e a variação paramétrica dos ganhos $ks1$ e $ks2$ das malhas adicionais de fase para o Exemplo 1. Observa-se a aceleração das respostas das frequências angulares para maiores cortes dos filtros de medições das potencias P , consequentemente desaceleração para menores frequências de corte ω_f , mas em pouco interferindo na elevação do amortecimento do sistema, porem em muito na dinâmica transitória e praticamente nada interferindo na estática final.

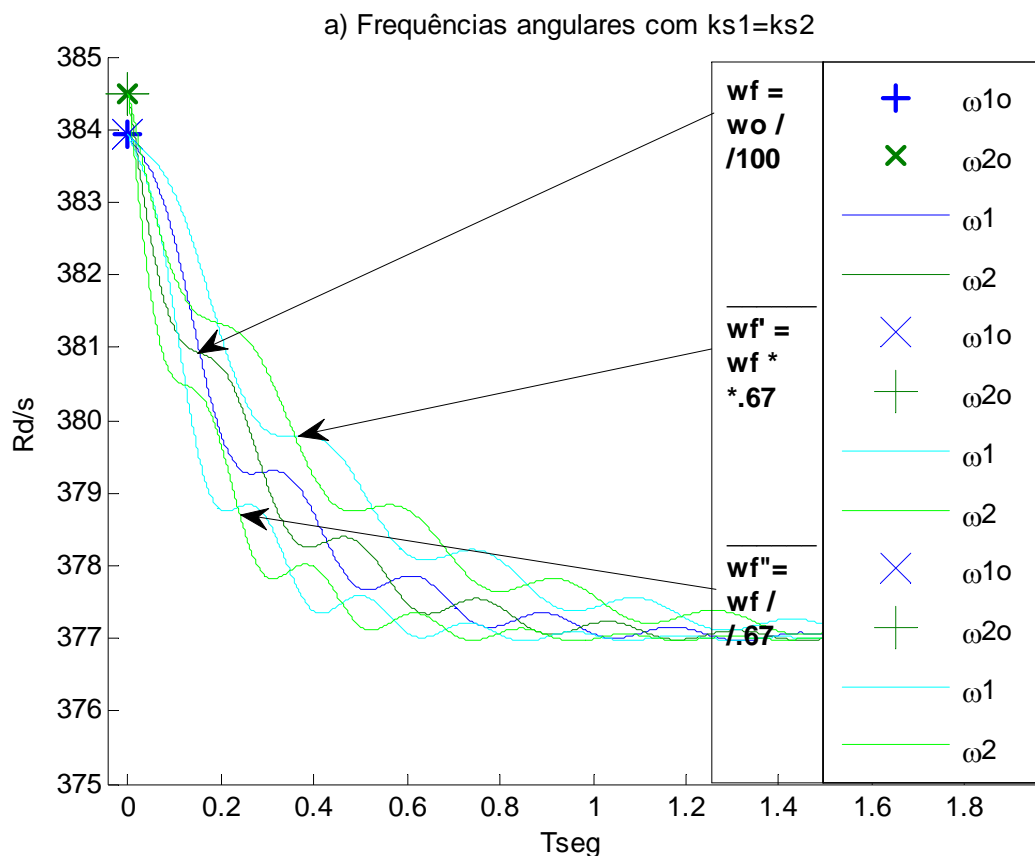


Figura 3.14- Curvas de frequências angulares para variações ω_f do Exemplo1:

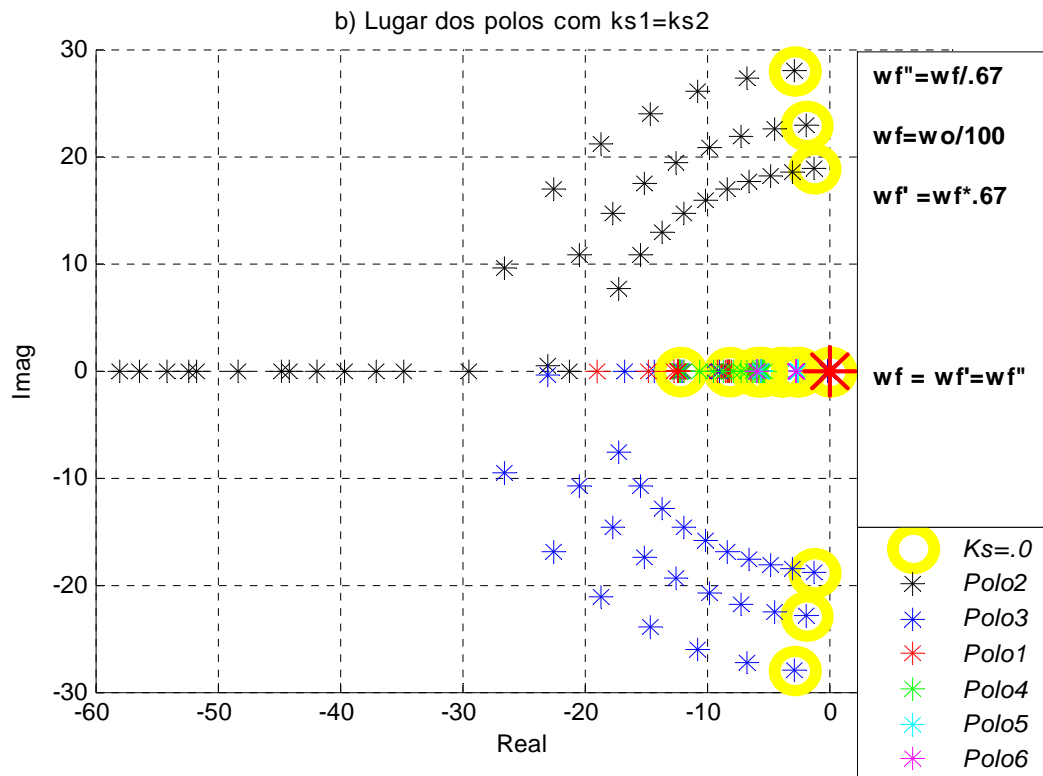


Figura 3.15- Curvas de lugares geométricos dos pólos para variações ω_f do Exemplo1:

As figuras 3.16a/b, apresentam duas gamas de curvas do modelo para pequenos sinais dos estudos realizados para observação da influencia das impedâncias de interligação Z_c , onde se vê que o modelo dependente dessa linha de interconexão elétrica, tornando mais oscilante para menores impedâncias $Z_c/2$ e mais amortecido para maiores impedâncias Z_c*2 , mas em momento algum desvalidando o modelamento em Z_c como observado nos Exemplos 1a4.

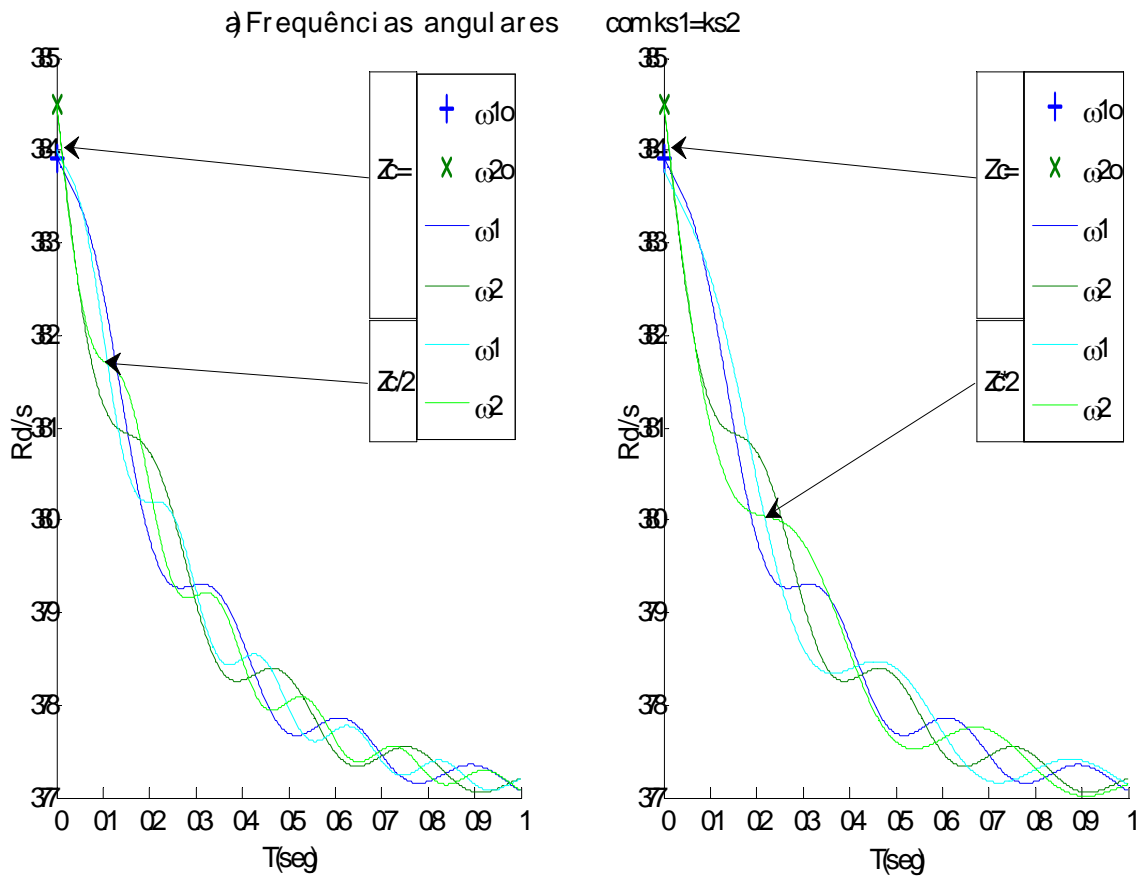


Figura 3.16 a/b- Curvas de frequências angulares para variações de impedâncias Z_c de interconexão de linha dos inversores do Exemplo 4.

A figura 3.17 apresenta os lugares geométricos dos pólos do sistema ($Ni=2$), considerando os parâmetros da tabela II e a variação paramétrica dos ganhos $ks1$ e $ks2$ das malhas adicionais de fase para o Exemplo 4. Observam-se as respostas às possíveis variações da impedância de linha Z_c de interconexão dos inversores, considerando os mesmos *droops* de frequência e tensão em $kp=kv=.005[rd/s/W, v/VAr]$ e ganhos de $ks1=ks2=.003[rd/W]$ nos dois inversores. Para as variações em torno de $Z_c=.10+j1.13[ohms]$ da tabela II inicial, implicando em menores oscilações para $Z_c/2$ e conseqüente maiores para Z_c*2 , isto é também influenciando em amortecimentos mais rápidos e mais lentos respectivamente, conforme as variações da impedância da linha de interconexão do sistema de inversores.

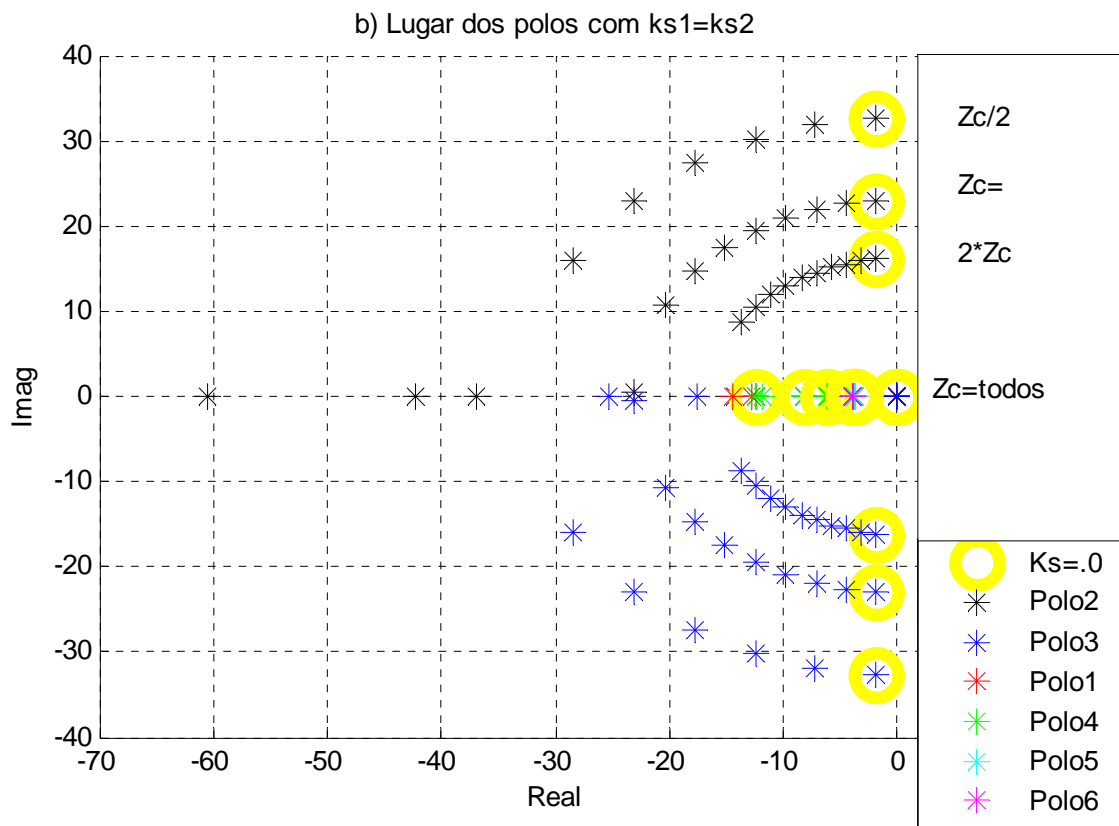


Figura 3.17- Curvas de lugares geométricos dos pólos para variações de impedâncias Z_c de interconexão de linha dos inversores do Exemplo 4 :

A figura 3.18 apresenta um *zoom* da figura 3.8 anterior do Exemplo 4, enfatizando as mesmas condições iniciais tanto para o modelo quanto para a simulação, incluindo os saltos de fases dos inversores com suas frequências inversoras ω diferenciadas dos respectivos *droops* ω_d .

A figura 3.19 apresenta o lugar dos 6 pólos para $ks1=ks2=.0003$ do sistema ($Ni=2$), tanto em modelamento polinomial quanto em espaço de estados considerando os parâmetros do Exemplo 4 da tabela II.

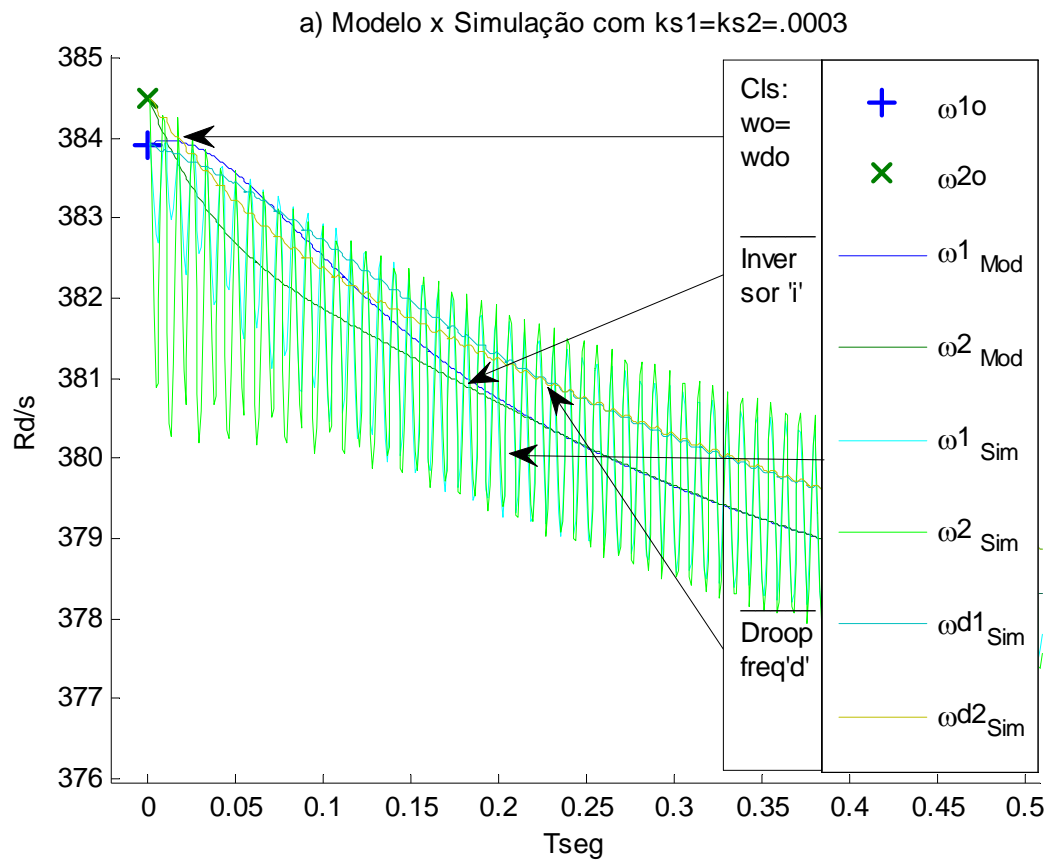


Figura 3.18- Curvas de frequências angulares (ω_1, ω_2) nas condições iniciais ($\omega_o = \omega_{do}$) e dinâmicas de ($\omega_i \neq \omega_d$)

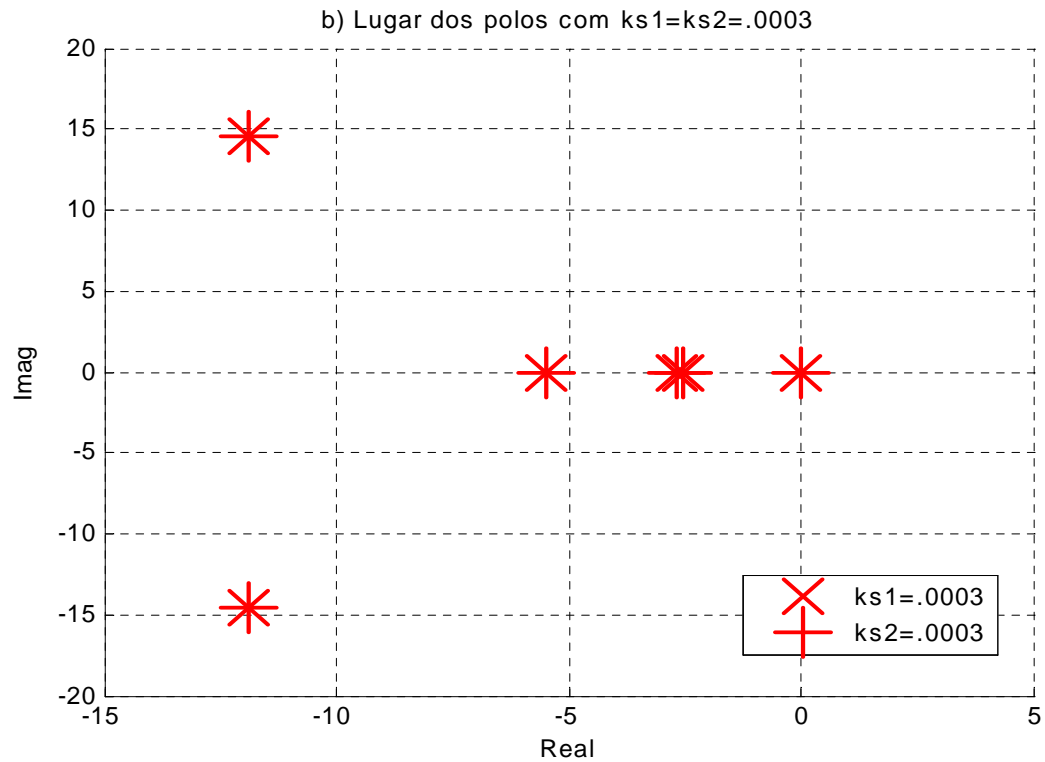


Figura 3.19- Curvas de lugares dos polos ($ks1=ks2$) nas condições iniciais ($\omega_o = \omega_{do}$) e dinâmicas de ($\omega_i \neq \omega_d$).

A figura 3.20 apresenta as diferenças $\Delta(\omega_1 - \omega_2)$, enfatizando as mesmas condições iniciais tanto para o modelo quanto para a simulação, e mostrando os efeitos dos saltos de fases dos inversores nos seus amortecimentos devido aos ganhos para cada $ks1=ks2$ de .0 a .0003[rd/W], e assim quanto maior o ks mais amortecido.

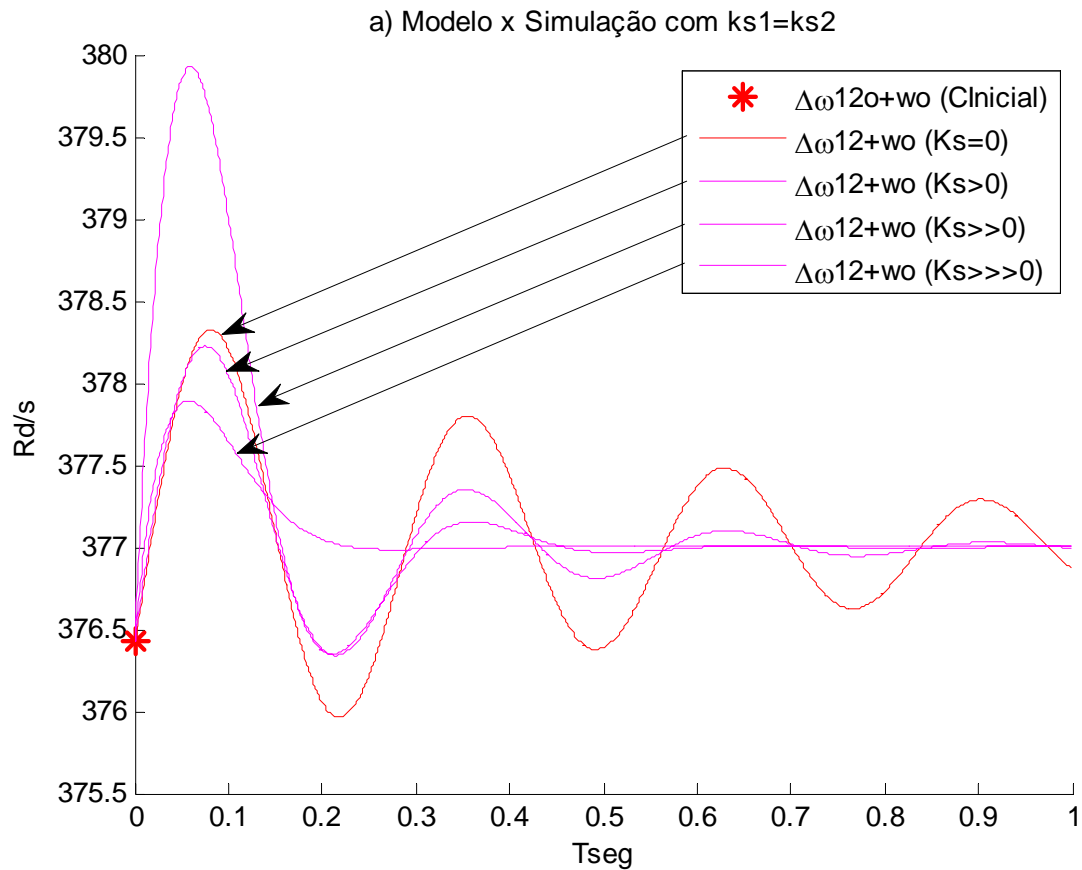


Figura 3.20- Curvas das diferenças de frequências angulares ($\omega_1 - \omega_2$) nas condições dinâmicas de ($\omega_i \neq \omega_d$):

A figuras 3.21 apresenta o lugar dos pólos do sistema ($Ni=2$), considerando os parâmetros dos Exemplos 1a4 da tabela II, mostrando os efeitos dos saltos de fases dos inversores com seus amortecimentos devido ao deslocamento do lugar dos pólos para cada $ks1=ks2$ de .0 a .0003[rd/W].

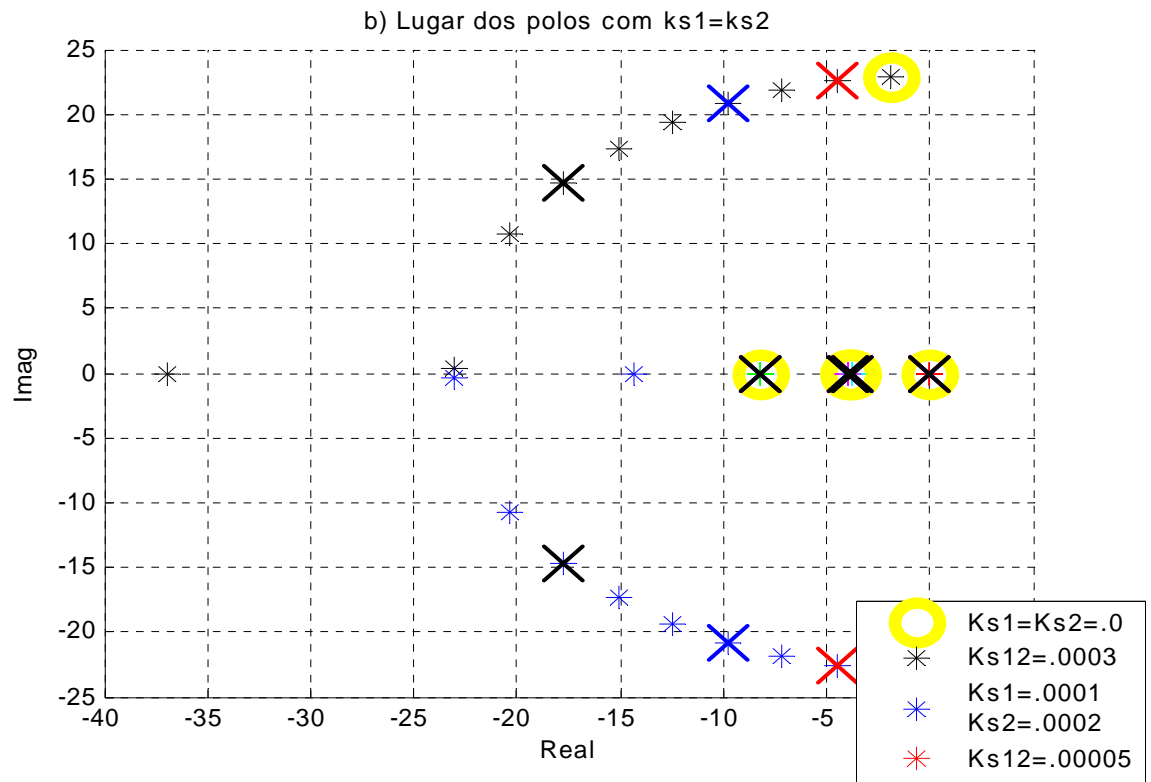


Figura 3.21- Curvas de lugares dos polos ($ks1=ks2$) nas condições dinâmicas de ($\omega i \neq \omega d$):

3.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados alguns resultados de simulação, os quais confirmam a eficácia do modelo proposto no capítulo 2 para a representação de um sistema com 2 inversores conectados em paralelo na vizinhança de um ponto de equilíbrio.

Diversas análises paramétricas através de gráficos de lugar geométrico dos pólos foram também apresentadas, as quais confirmam o aumento do amortecimento do sistema com o uso da malha de deslocamento de fase.

É possível acelerar a distribuição dos fluxos de potência através do aumento das inclinações das curvas $P \times \omega$ e $Q \times V$, mas no entanto isto leva o sistema a um comportamento oscilatório. Como pode ser observado no presente capítulo, a introdução da malha adicional de fase pode compensar o efeito do aumento das inclinações negativas das curvas características de frequência e tensão, mantendo o amortecimento do sistema.

Considerando um dado amortecimento, o qual atenda as especificações de projeto, o amortecimento adicional obtido com a malha de fase pode ainda ser usado para compensar o decréscimo ocasionado a este pela redução da impedância de conexão, permitindo o uso de indutores menores e reduzindo o custo de implementação.

Apesar da eficácia da malha adicional no aumento do amortecimento do sistema, ganhos k_s elevados podem implicar saltos de fase consideráveis, resultando em distorções significativas nas formas de ondas. Além disso, saltos de fase elevados implicam grandes variações de frequência do inversor, e consequentemente das reatâncias envolvidas no sistema, as quais são consideradas constantes pelo modelo. Tal fato resulta no aumento das divergências entre modelo e simulação, não sendo possível a garantia de estabilidade a partir de informações do modelo.

A frequência de corte dos filtros de medição deve atender ao compromisso entre a limitação do *ripple* de medição da potência monofásica e velocidade de resposta. Frequências de corte muito baixas levam o sistema a apresentar oscilações de baixa frequência na distribuição dos fluxos de potência.

4 ENSAIOS E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO PARALELISMO DE DOIS INVERSORES EM REDE ISOLADA

Este capítulo apresenta a descrição do protótipo de laboratório e os respectivos resultados experimentais obtidos, visando sua comparação com os resultados teóricos e de simulação.

Para evitar a necessidade do uso de um dispositivo semicondutor extra para a conexão entre as duas unidades inversoras, o procedimento de partida foi modificado, de modo que o primeiro inversor entra em operação assumindo toda a carga, com o segundo inversor desligado. Após o estabelecimento da tensão nominal no elo CC, o segundo inversor é manualmente conectado ao seu respectivo barramento, mas com os IGBT's desativados. Desta forma, o capacitor de filtro do segundo inversor passa a configurar como carga do sistema. A tensão de referência do segundo inversor é então sincronizada com a tensão presente no capacitor através de um PLL, e após tal sincronismo os IGBT's do inversor 2 são ativados em conjunto com o controle dos fluxos de potência.

As figuras 4.1, 4.2 e 4.3, mostram o protótipo do sistema de inversores utilizados nos ensaios experimentais da conexão de paralelismo em rede isolada.

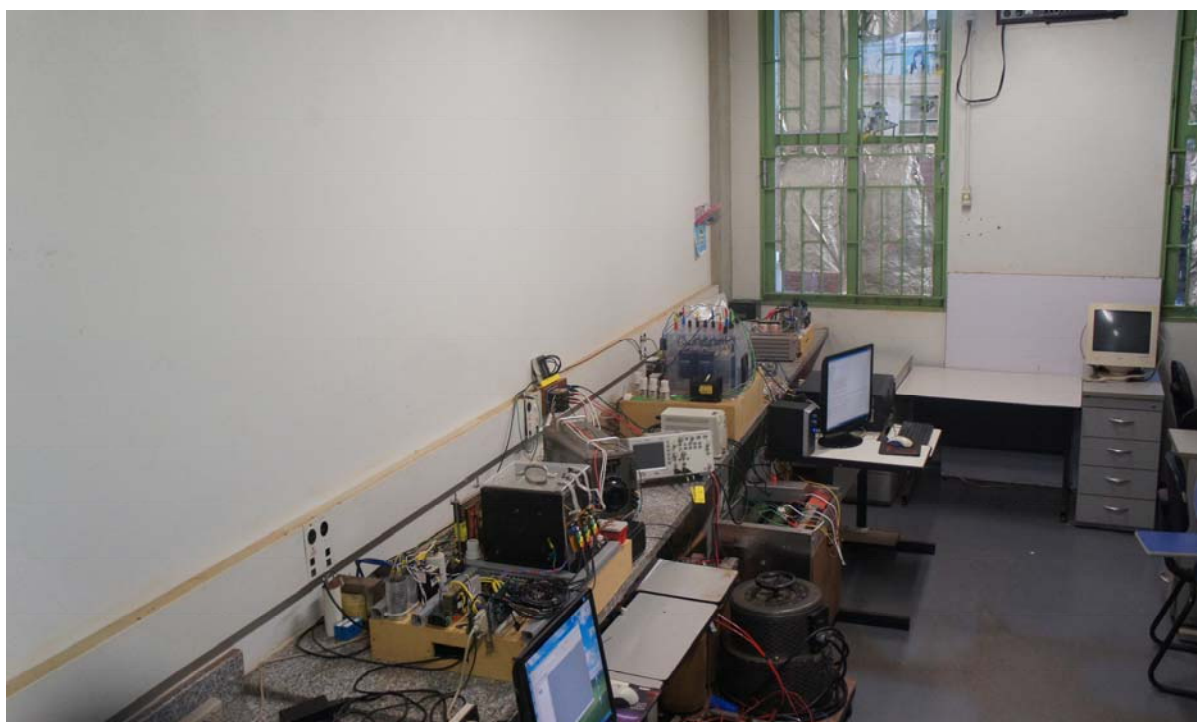


Figura 4.1 – Vista lateral dos inversores #1e2,

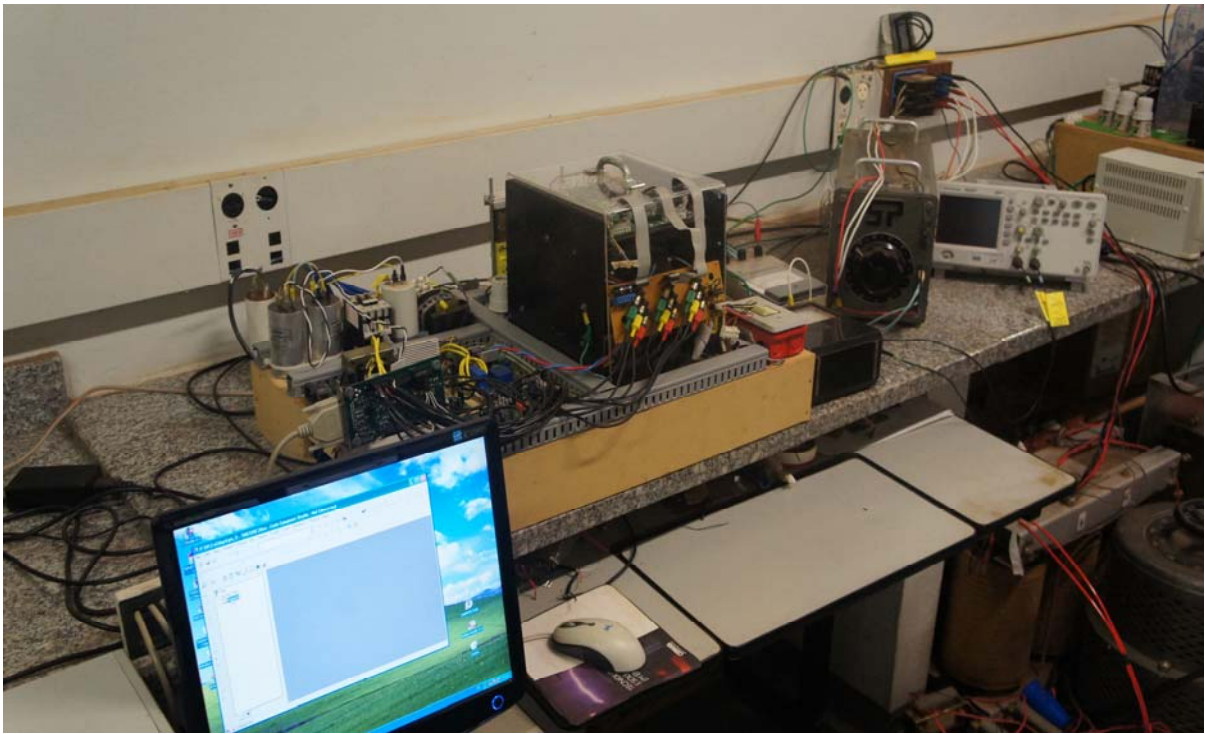


Figura 4.2 – Vista frontal do inversor #1



Figura 4.3 – Vista frontal do inversor #2

4.1 Descrição da Montagem dos Inversores

A figura 4.4 mostra as montagens dos inversores **1e2** de tensão lado a lado antes de suas interligações elétricas nos seus respectivos barramentos e no paralelismo da microrrede.

As figuras 4.5a/b identificam no protótipo do inversor 2 utilizado nos testes para conexão de paralelismo de inversores em rede isolada de energia elétrica, consistindo de dois inversores **PWM** monofásicos semelhantes. Na figura 4.3a, usando como fontes de energia primária um barramento **CC** gerado a partir da retificação trifásica da rede concessionária de energia. Os inversores são constituídos de módulos **IGBT** da Semikron® e filtro **LC**, contadores auxiliares para retirada do resistor de *inrush* e para conexão em rede, módulos sensores de tensão e corrente do tipo *hall-effect*, adaptadores de tensão de controle para módulo **DSP** da Spectrum Digital Inc®, conforme pode ser visto em detalhes na figura 4.3b. O conversor **CA-CC** (*link DC*) é composto de uma ponte retificadora completa (*full-rectifier*), com banco de capacitores eletrolíticos (série e paralelo), alimentado por transformador de isolamento com primário e secundário em **YnY** (neutro isolado).

Inv1e2:

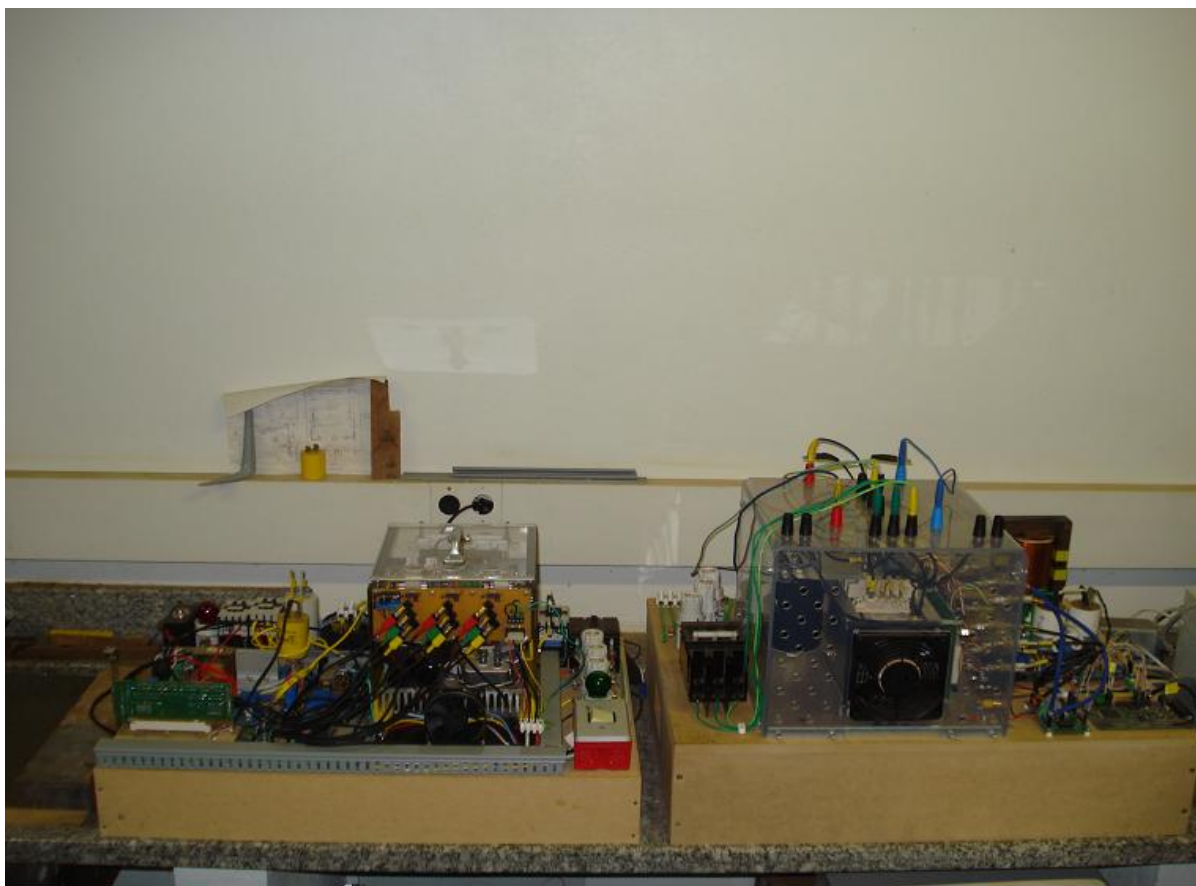
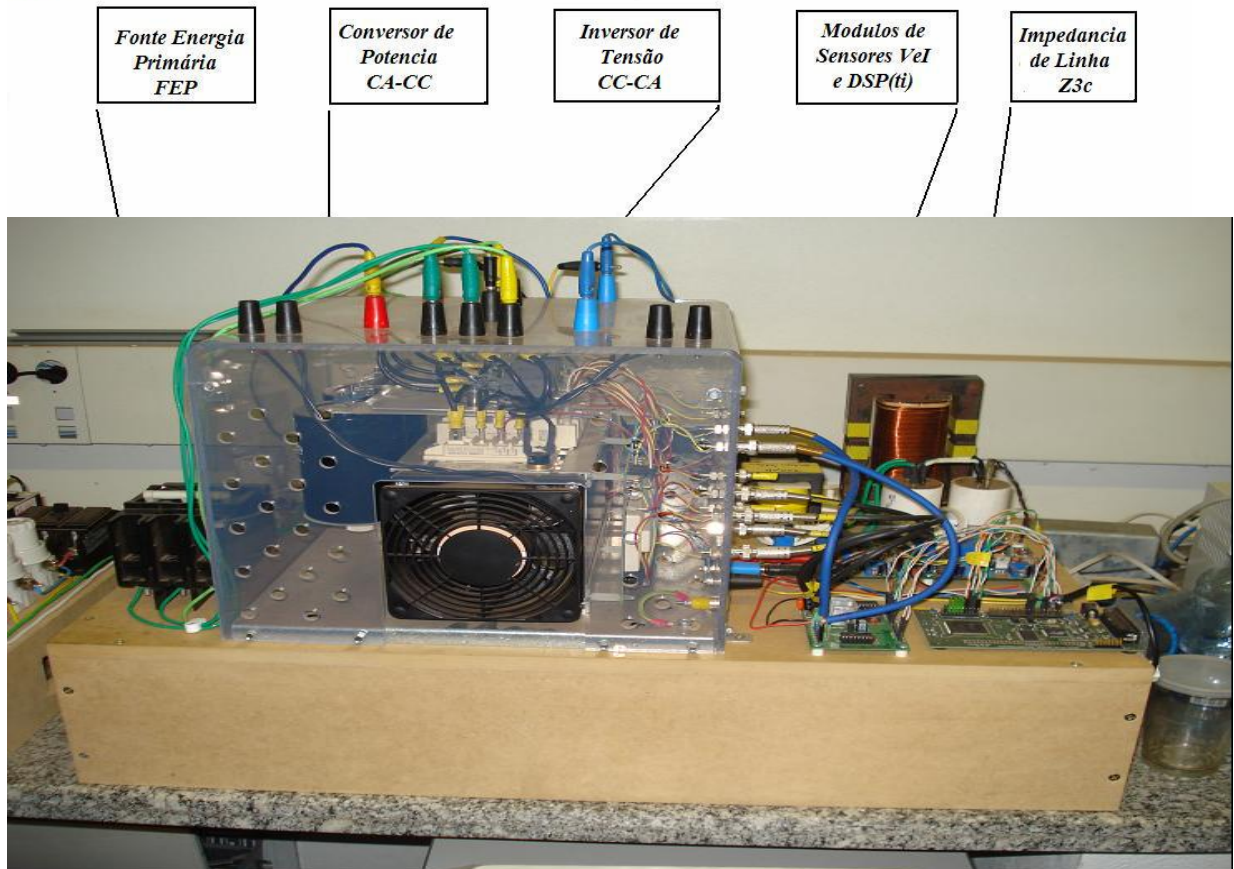


Figura 4.4 – Protótipos dos inversores **1e2** lado a lado antes das conexões em cargas e rede isolada.

a)– Constituição dos inversores PWM,

Inv2



b)– Montagem interna dos inversores PWM,

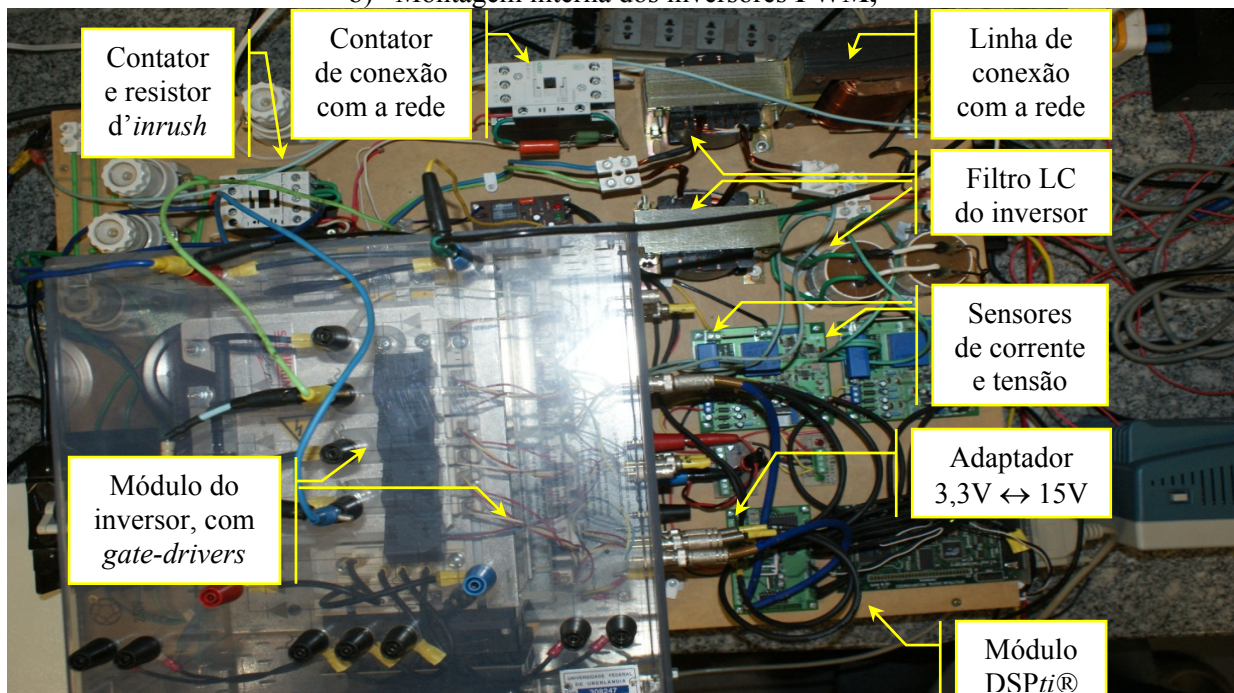


Figura 4.5a/b – Inversor PWM senoidal utilizado nos testes de paralelismo em rede isolada, [Avelar, 2012b].

Os **GD's** (*gate-drivers*) utilizados no módulo inversor **IGBT** (*Semikron® Power Electronics Teaching System*) apresentam um tempo morto fixo de $3,3\mu\text{s}$, assim, visando à redução da influência deste tempo no período de chaveamento, foi escolhida uma frequência de chaveamento de 15 kHz [Avelar, 2012a].

4.3 Circuito Completo de Cada Inversor para Conexão Paralela

O esquema representativo de circuito e controle para conexão paralela de inversores em rede isolada é apresentado na figura 4.7. A comunicação entre micro computador **MCD** e **DSP** é feita através de porta serial, por onde são enviados os comandos e recebidos os dados que indicam o estado de funcionamento do inversor. Os contadores **K1**, **K2** e **K3** são comandados pelo **DSP** através de relés e circuitos adaptadores de níveis de sinais digitais ($3,3\text{V}$ para 15Vc e 15V para $3,3\text{Vc}$). As correntes e tensões são medidas através de circuitos com sensores E_o , I_f , V_o e I_o , filtros *anti-aliasing* e circuitos condicionadores de sinal antes de serem aplicadas aos conversores **A/D** internos do **DSP**.

Na fase inicial dos testes de conexão com a rede, a tensão do barramento **CC** foi obtida da própria rede, através de um varivolt trifásico conectado a um módulo retificador trifásico SKD51 sendo estabelecida em $311\text{Vp}(=\sqrt{2}*220\text{Vac})$, e posteriormente direto da concessionária só com transformador trifásico em **YnY**(isolado).

No início de cada teste, os braços **IGBT's** dos dois inversores estão desabilitados, os contadores de *inrush* **K1** estão abertos, assim como os contadores de conexão em rede **K2**. Desta forma, as tensões dos elos **CC** podem ser estabelecidas, sendo em seguida enviado um comando *k1* para retirar os resistores de *inrush* dos circuitos. Também são definidos os valores das potências ativa e reativa de equilíbrio de cada inversor a ser utilizado no teste.

No passo seguinte, é enviado o comando *k2* para conexão do Inversor1 com a rede isolada, que como consequência este passa a alimentar as cargas locais Z_{ab} dos dois inversores. Em seguida acionando o comando *k2* do **Inversor2**, seu capacitor de saída C_f passa neste momento a atuar como carga reativa para a rede do **Inversor1**.

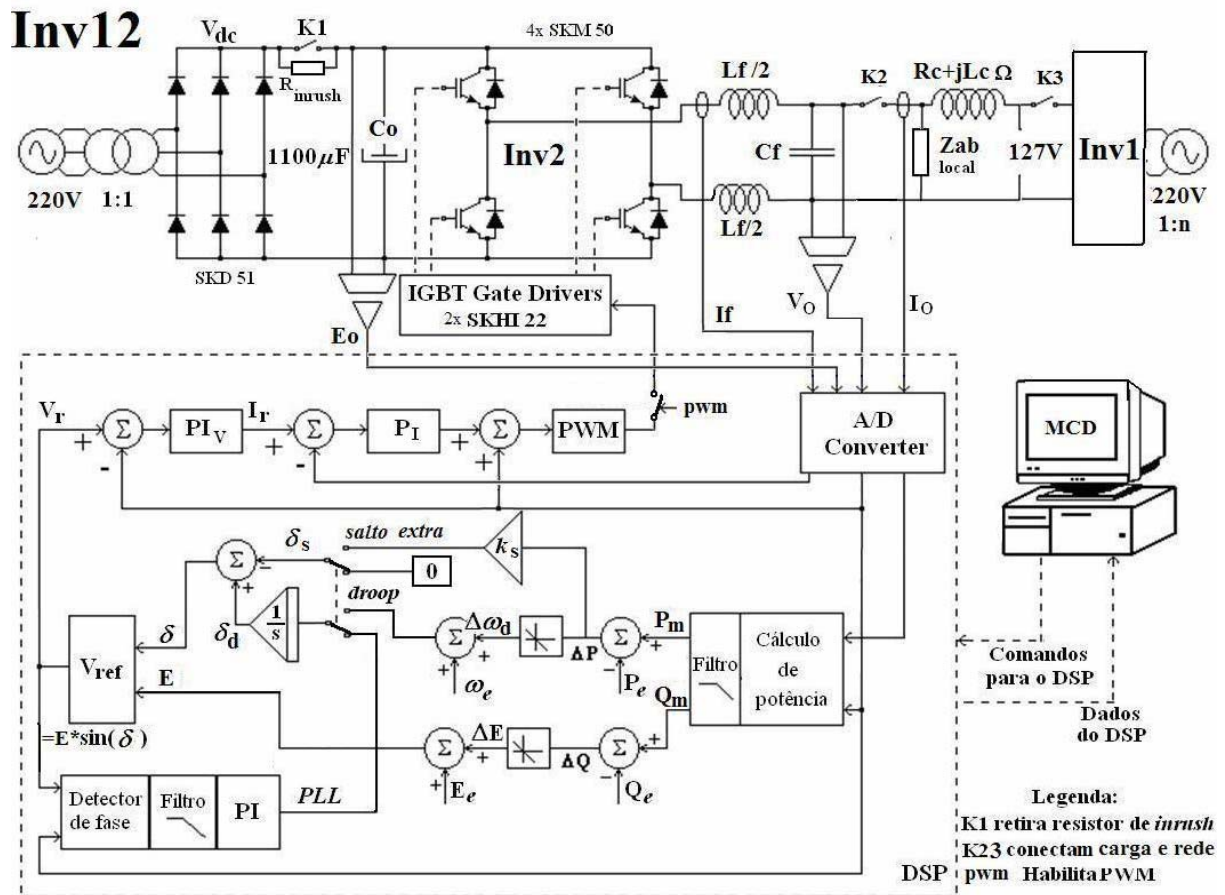


Figura 4.7 – Circuito e esquema de controle para conexão de inversores em rede isolada.

A tensão aplicada inicialmente pela rede do **Inversor1** ao capacitor de saída do **Inversor2** é medida pelo **DSP** e utilizada pelo algoritmo **PLL**, estabelecendo uma referência interna de tensão em sincronismo com a tensão da rede isolada. Somente após o sincronismo (uma janela móvel) é permitida a ativação dos módulos **IGBT's** do **Inversor2**, alterando a geração da tensão de referência do **PLL** para o controle baseado nas características *droops* P_{xo} e Q_{xV} .

Cada teste tem seu tempo de duração pré-definido, bem como as variações entre os patamares de potência, com o objetivo de gravar as variáveis de interesse. Para fins de documentação nos testes de injeção de potência, a superposição das curvas é obtida com auxílio de um sinal isolado por acoplador óptico (*optocoupler*#6n137), apenas para sincronismo auxiliar das curvas geradas pelos **DSP's** dos **Inversor1** e **Inversor2**.

Ao término de cada teste, os **DSP's** enviam seus dados para armazenamento em arquivos (2x3200x16bits) individuais, que pela taxa de amostragem de 30kHz (dobra amostragem por período de chaveamento em 15kHz) as 3.200 amostras sendo gravadas de 15em15 passos da amostragem, implicaram em curvas com intervalos amostrados de 1,6seg

($=3200*[1:15]/F_{pwm}$) geradas pelo *software* CCStudio® de programação e supervisão do **DSP** para análise gráfica posterior em MatLab®.

Completando as inovações de modelamento e simulação deste trabalho (capítulos 2e3) foram também introduzidas e utilizadas nos ensaios experimentais deste capítulo, as seguintes técnicas:

- realimentação dos desvios de potência ativa em relação ao equilíbrio diretamente no cálculo da tensão de referência $V_r(\text{pwm})$ dos inversores;
- controle do inversor com malha de realimentação interna da corrente do indutor do filtro LC , com limitação mínima para tensão V_c do Elo CC;
- desacoplamento da tensão de saída dos inversores pela igualdade positiva da V_{emf} gerada nos inversores **PWM**;
- algoritmo **PLL** para sincronismo do defasamento delta(δ) da tensão do **Inversor2** em relação à microrrede isolada (do inversor1);
- solução matemática do modelo por equações de estado, incluindo suas condições iniciais e cargas elétricas Z dos barramentos.

4.4 Comparação do Modelo com Resultados Experimentais

Os resultados experimentais são apresentados a seguir, e comparados com o modelo por espaço de estados proposto para diferentes ganhos extras da malha adicional, $k_s = 0$ (sem atuação) e $k_s = 0.0005 \text{ rd/W}$ (com amortecimento). Assim observam-se os efeitos com e sem o ganho ($-k_s$) da malha adicional de realimentação extra das oscilações de potência na fase angular, proposta por [Paiva, 2005, 2006 e 2009] e confirmada por [Parreira *et al*, 2012a] e em tese de [Avelar, 2012b]. Assim como nos trabalhos referenciados, os resultados práticos não acompanham ponto a ponto o modelo por espaço de estados desenvolvidos neste trabalho (capítulo 3), devido às diferenças entre os parâmetros teóricos utilizados no modelo e na simulação com os parâmetros reais do sistema, entretanto os resultados apresentam suas dinâmicas e estabilizações semelhantes às do modelo desenvolvido, como esperadas.

Os resultados experimentais apresentados nesta seção visam à comparação com o modelamento proposto, não sendo os níveis de potências o foco principal, mas sim a verificação dos desempenhos dinâmico e estável para diferentes ajustes da malha adicional. Diferentemente dos resultados de simulação apresentados no capítulo 3, onde os inversores partem com potência nula e tensões em fase, os resultados experimentais foram obtidos numa

sequência operacional distinta. Inicialmente, a primeira unidade inversora é colocada em operação e alimenta toda a carga, ou seja, esta supre a carga local e também a carga do segundo inversor através da linha de transmissão. Neste momento o segundo inversor está fora de operação. Em seguida a tensão de referência do segundo inversor é sincronizada com a tensão relativa à sua carga local e este é colocado em operação.

Nos inversores montados para ensaios experimentais deste trabalho, foram utilizados os mesmos parâmetros e condições iniciais apresentados nas tabelas VII e VIII e figura 4.8, com variações do parâmetro k_s de 0 para -0,0005 (rd/W).

Tabela VII
PARÂMETROS E VALORES DE EQUILÍBRIO DOS ENSAIOS EXPERIMENTAIS DOS INVERSORES 1e2

Símbolos	Unidades	Descrição	Inv 1	Inv 2
F_{pwm}	kHz	Frequência de amostragem	30	30
F_{chav}	kHz	Frequência de chaveamento	15	15
ω_o	rd/s	Frequência elétrica básica	377	377
ω_f	rd/s	Frequência de corte dos filtros	7,54	7,54
C_o	mF	Capacitor do <i>link</i> de entrada	$3//2 \cdot 47=0,7$	$2//2,2=1,1$
C_f	μF	Capacitor do filtro de saída	$2//20+10=50$	$2//30=60$
L_f	μH	Indutor do filtro de saída	$1 \cdot 730$	$367+384=751$
L_c	mH	Indutor do filtro de linha	0,4	9,6
Z_c	Ω	Impedância de linha/2inv	$0,25+j1,885$	$0,25+j1,885$
Z_{ab}	Ω	Impedância de cargas 1e2	$25+j0$	$50+j0$
P_e+jQ_e	W+VAr	Potências dos inversores	$491+j5,8$	$480+j0,0$
$P_{ab}+jQ_{ab}$	W+VAr	Potências das cargas locais	$645+j0,0$	$323+j0,0$
P_c+jQ_c	W+VAr	Potências da linha transmissão	$0,74+j5,8$	$0,74+j5,8$
V	V_{rms}	Tensão dos barramentos CA	127,0	127,0
E	V_{rms}	Tensão de saída dos inversores	127,0	127,52
δ	rd	Ângulo de carga entre inversor e barramento	0,0	2,158
k_p	rd/s /W	Ganho do <i>droop</i> de frequência	0,005	0,005
k_v	V /VAr	Ganho do <i>droop</i> de tensão	0,005	0,005
k_s	rd/W	Ganho de salto extra de fase	0 e 0,0005	0 e 0,0005

O sistema da tabela VII foi parametrizado para os quatro ensaios, abaixo caracterizados:

-ensaio1, ausência da malha adicional extra com k_s zero ($k_s=0$),

-ensaio2, atuação no amortecimento com k_s não zero ($k_s \neq 0$), ambos em carga constante,

-ensaio3, com ks zero ($ks=0$) e nãozero ($ks\neq 0$) em transitório de elevação da carga,
 -ensaio4, com ks zero ($ks=0$) e nãozero ($ks\neq 0$) em transitório de redução da carga,
 discriminados nas subseções seguintes, considerando a partida natural dos inversores em quaisquer fases e com potências nulas, semelhantemente ao modelamento e simulação até seus equilíbrios (capítulo 3). E em seguida, com o inversor1 alimentando as cargas do barramento, isto é já estabilizado com todas as cargas na condição de inversores não paralelos, foi disparado o paralelismo do inversor2 (capítulo 4).

É evidente que as condições iniciais de cada inversor são definidas para melhor representar essas novas características de partidas sob cargas nos seus barramentos elétricos, cada qual assumindo sequencialmente as condições finais de seus equilíbrios potências S , conforme cálculos desdobrados em potências ativa P e reativa Q . A tabela VIII apresenta os resultados previstos para as condições iniciais de cada inversor, tudo baseado nas próprias equações das variáveis que compõem a matriz $[As]$ do modelo das equações de estado do sistema a dois ($Ni=2$) inversores em paralelo.

Tabela VIII
 CONDIÇÕES INICIAIS DOS ENSAIOS EXPERIMENTAIS DOS INVERSORES 1E2

Símbolos	Unidades	Descrição	Inversor1	Inversor 2
Z_{12c}	Ω	Impedância de linha 12	$0,5+j3,77$	$0,5+j3,77$
$P_{1e}+jQ_{1e}$	W+Var	Potências de equilíbrio 1	$971+j 5,8$	$491+j 5,8$
$P_{2e}+jQ_{2e}$	W+Var	Potências de equilíbrio 2	$0,0+j 0,0$	$480+j 0,0$
$P_{1o}+jQ_{1o}$	W+Var	Potências iniciais do Inv 1	$0+j-343$	$971+j 739$
$P_{2o}+jQ_{2o}$	W+Var	Potências iniciais do Inv 2	$0+j 396$	$0+j 5,8$
$P_{1a}+jQ_{1b}$	W+Var	Potências das cargas locais 1	$75+j 0,0$	$25+j 0,0$
$P_{2a}+jQ_{2b}$	W+Var	Potências das cargas locais 2	$0+j 0,0$	$50+j 0,0$
$P_{3c}+jQ_{3c}$	W+Var	Potência linha transmissão 12	$0,74+j 5,8$	$0,74+j 5,8$
$Ed+jEq$	V_{rms}	Tensões de saída dos Invs1e2	$127,0/_{0}$	$127,5/_{0.036}$
δ_{12}	Rd	Ângulo d'carga entre Invs1e2	$0,0$	$2,158$

Observamos em cada inversor, que:

-As indutâncias dos filtros de saída dos inversores estão montadas logo após a ponte de IGBT's, e houve por bem de menor EMI dividir os indutores L_f para eliminar um nó pulsante na saída, o que melhora nas questões de interferência;

-As capacitâncias dos filtros de saída dos inversores foram montadas logo após os indutores, e constituídos de vários capacitores C_f em paralelo

-As linhas de interligação do sistema de inversores por serem de curtíssima distância (bancadas internas ao laboratório) foram adaptadas para atender as impedâncias Z_c mínimas da microrrede, enquanto as impedâncias das cargas Z_a e Z_b foram preparadas dentro dos limites práticos existentes (banco resistivo 'ELETRON= associação de 50Rx1kW');

-As frequências adotadas para inversores foram base em 60Hz, e as frequências de corte dos filtros das medições de tensão e corrente foram adotados em 2,0%;

-As potências de equilíbrio foram calculadas por conta da topologia da microrrede em dois nós apenas, baseada na proposta dos capítulos 2e3.

Os circuitos da montagem para testes de paralelismo dos inversores em rede isolada estão representados na figura 4.8: onde **K1** retira o resistor de *inrush* quando a tensão no barramento **CC** atingir a tensão necessária para funcionamento do inversor; onde **K2** põe Z_a e Z_b ($=R+jX$)_{ab} representando as cargas locais dos inversores; e onde **K3** é responsável pela conexão do inversor à rede elétrica isolada onde $Z_c=R_c+jX_c$ é a impedância da linha de transmissão entre os inversores.

Em todos os ensaios, somente no inversor2 e após **PLL** [Coelho *et al*, 2006] confirmando seu sincronismo, o sistema de aquisição inicia o registro dos dados em $t=0$ e em $t=50ms$ ($=100/3200*1,6s$) é comandado **pwm2** a operar em paralelismo.

Como na estratégia de entrada em operação, um dos inversores parte alimentando toda a carga, o uso do **PLL** para sincronismo somente é necessário na unidade de controle do segundo inversor a entrar em operação. A entrada em operação do segundo inversor ocorre através de um comando manual via computador PC para o respectivo DSP, o qual determina o início da operação se o erro da malha **PLL** estiver dentro de faixa aceitável. Assim, a subrotina de controle do segundo inversor inicia o registro dos dados em $t=0$. Um sinal digital é enviado para o **DSP** que controla o primeiro inversor, de forma a também iniciar o registro dos dados e sincronizar no tempo a base de dados das grandezas armazenadas em memória de ambos os **DSP**'s. A partir do início de registro dos dados, em $t=50ms$, os **IGBT**'s da segunda unidade inversora são habilitados a operar, iniciando a conexão paralela e a distribuição dos fluxos de potência conforme os parâmetros de controle.

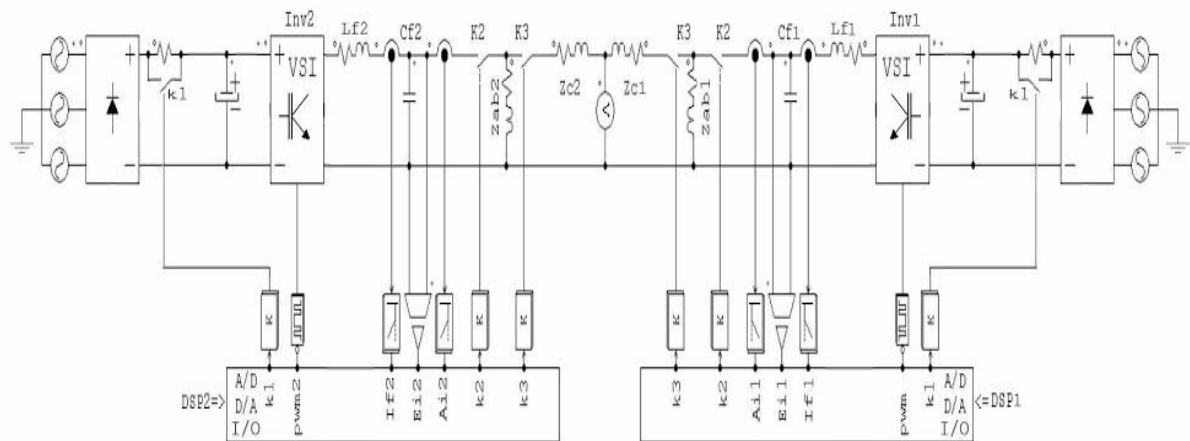


Figura 4.8– Circuitos para testes de paralelismo do sistema em conexões à rede elétrica isolada.

Neste sentido, tomando por base o desenvolvimento matemático da solução por equações de estado (capítulo 2), é aplicada a equação (2.72) com os novos parâmetros e valores de equilíbrio da tabela VII e novas condições iniciais da tabela VIII, para reproduzir as curvas modeladas de paralelismo dos inversores. Os tempos destes modelamentos foram estendidos até 1,5seg, quando já se percebe a estabilização do sistema de inversores.

Basicamente os ensaios experimentais foram realizados no sistema da figura 4.6 para valores distintos do parâmetro de controle ($ks=0,0$ e $ks=0,0005$), dois ensaios com cargas constantes nos inversores 1e2 e mais dois ensaios com aplicação de transitórios de cargas elétricas no inversor 2 apenas. Os resultados dos modelados e experimentais são apresentados a seguir, observando nas legendas sempre que:

- índices '1e2' são referidos aos **Inversor1** e **Inversor2**, respectivamente;
- índice 'o' refere-se às condições iniciais das simulações;
- índice 'e' refere-se aos valores dos pontos de equilíbrios;
- índice 'Mod' se refere ao modelamento dos testes em ks (=ensaios);
- índice 'Exp' se refere ao experimental dos testes em ks (=ensaios);
- cores 'Azul' ao **Inv 1** e 'Verde' ao **Inv 2**, respectivamente;
- cores 'Verm' referem-se às diferenças entre inversores **1e2**;
- cores 'Escuras' ao modelo e 'Claras' aos ensaios equivalentes;
- cores 'Outras' referem-se conforme indicações locais.

4.4.1 - Ensaio 1, Sem Amortecimentos Extra

As figuras 4.9a/b comparam as potências ativa e reativa, e as figuras 4.8a/b comparam as frequências e tensões dos *droops* do sistema de inversores 1e2, para o funcionamento sem amortecimento ($k_s = 0$).

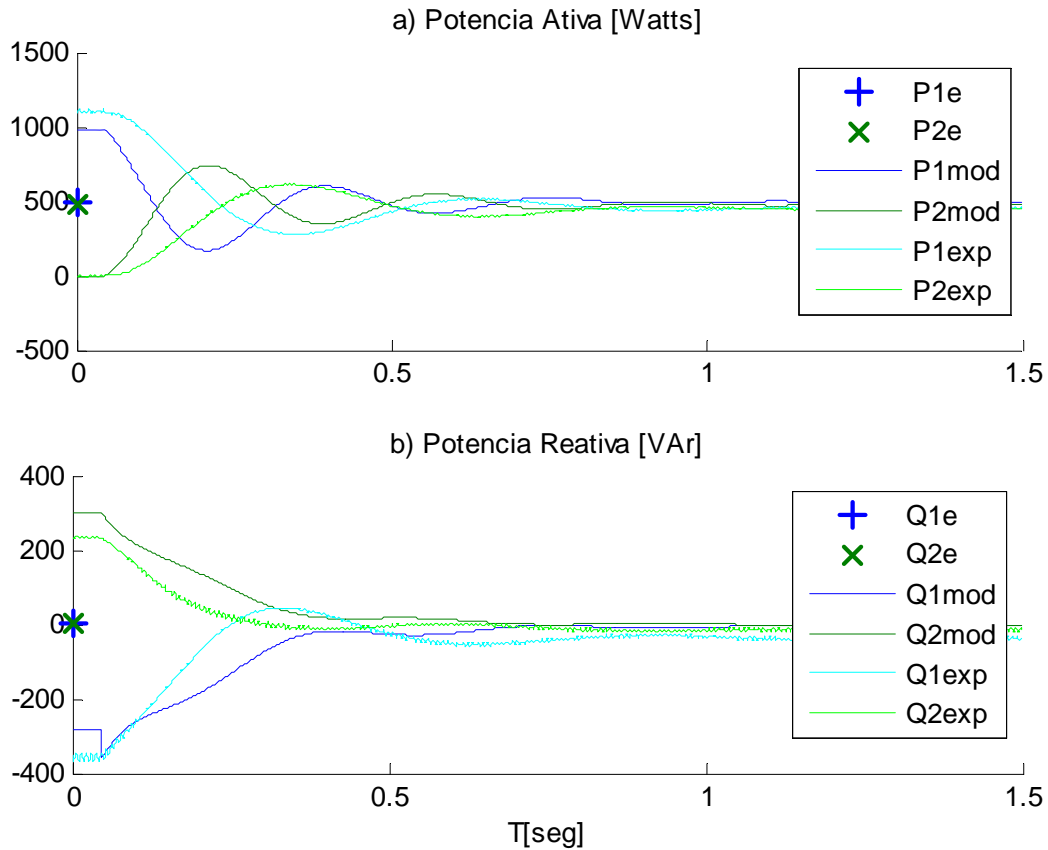


Figura 4.9a/b- Resultados do modelo e experimentais das potências ativa (P) e reativa (Q), para modelos e ensaios com $k_s=0$.

Com os parâmetros da tabela VII, estes representam uma potência teórica aproximada, observando-se nas figuras 4.9a/b que:

- Antes da entrada em operação do **Inversor2** em $t=50ms$, o **Inversor1** fornece toda a potência ativa. O capacitor de filtro C_{f2} do **Inversor2** representa uma carga capacitiva externa $|Q_2|=V_{o1} \cdot I_{cf2}$ para o **Inversor1** por estar acoplado à microrrede porém sem os efeitos da tensão do **Inversor2**(desligado). Neste caso o **Inversor1** está absorvendo a potência reativa apresentada pelo **Inversor2** via seu capacitor de filtro, pois neste momento o **Inversor2** ainda não entrou em operação.

$$\begin{cases} Q_1 = E_1^2 / X_{c_{f1}} = 127^2 * 377 * 50e^{-6} = 304VAr \\ Q_2 \simeq E_1^2 / X_{c_{f2}} = 127^2 * 377 * 60e^{-6} = 365VAr \end{cases} \quad (4.3)$$

- Ao entrar em operação de paralelismo existe uma inversão de pontos de equilíbrio devido à redistribuição de cargas, e tanto a potência ativa quanto a reativa dos inversores iniciam a busca desses novos equilíbrios em sentidos contrários (**Inv1** reduzindo e **Inversor2** elevando suas distribuições de potências). Assim na partida do **Inversor2** ($t=50ms$) esse capacitor Cf_2 assume carga da tensão $E2(>127v)$, desacoplando-se do capacitor Cf_1 que assume carga apenas da tensão $E1(<127v)$ então

$$\begin{cases} Q_1 = E_1^2 / Xc_{f1} \leq 127^2 * 377 * 50e^{-6} \leq 304VAr \\ Q_2 = E_2^2 / Xc_{f2} \geq 127^2 * 377 * 60e^{-6} \geq 365VAr \end{cases} \quad (4.4)$$

Já em operação de paralelismo, o **Inversor2** impõe sua tensão no capacitor de saída Cf_2 , e assim este deixará de representar uma carga indutiva para o **Inversor1**. No entanto, o filtro de medição de reativo possui uma medida acumulada, informando que o **Inversor1** está com uma carga reativa indutiva, assim resultando num degrau negativo na amplitude da tensão de referência.

As diferenças no estado estacionário das potências reativas ocorrem devido à precisão na medição da tensão por **QxV**, pois a variação na tensão medida causa um erro de $1V/k_v=200[VAr]$ no cálculo da potência reativa. Erros na medição da potência ativa também provocam desvios entre o valor calculado e experimental para a frequência de regime, considerando a curva característica **Pxo**.

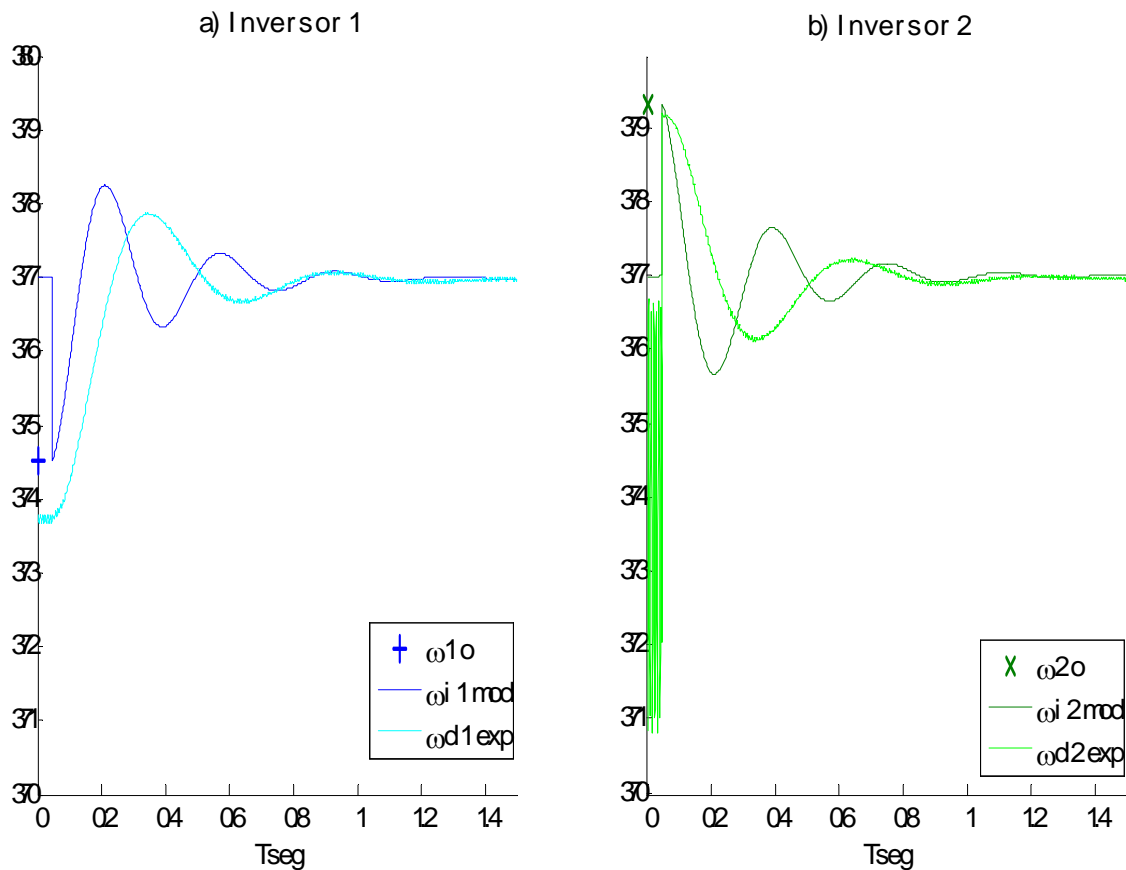


Figura 4.10a/b - Resultados das frequências angular (ω e ω_d) do sistema, modelos e ensaios com $k_s=0$.

Observa-se nas figuras 4.10a/b que o modelo tem dinâmica semelhante à dos experimentos, como também suas oscilações acontecem ao mesmo tempo (no modelo e ensaio), o que é justificado por trabalharem sem o deslocamento de fase extra do inversor e somente do *droop* (como $k_s=0$ então $\omega_s=0$, $\omega_i=\omega_d$). Como pode ser visto na comparação das frequências angulares dos inversores, aqui também se vê as diferenças entre os resultados modelados e experimentais de ω_i (do inversor) e ω_d (do *droop*) estabilizando-se igualmente.

Nas diferenças de frequência angular ($\Delta\omega$) entre os inversores, observa-se que as componentes da malha extra (δ_s) são nulas (já que $k_s=0$), onde as fases experimentais dos *droops* (δ_d) só podem ser obtidas a partir da integração das frequências dos *droops* (ω_d) variáveis por características dos *droops* das potências ativas.

Observa-se ainda nas figuras 4.9 e 4.10 (se comparadas com figuras 3.4 e 3.3) uma diferença nas frequências iniciais do sistema entre os resultados do modelo e experimentais. Várias são as razões que podem justificar tal diferença, como:

- os erros de precisão na obtenção dos parâmetros do sistema,
- as variações paramétricas em função de temperatura e saturação,

- negligência de elementos parasitas,
- existência de dinâmicas não modeladas na planta (lembrando que no modelo para pequenos sinais, o inversor apresenta ganho unitário puro, ou seja, a tensão de saída é igual à tensão de referência, enquanto as suas potências iniciam sem considerar as pré-cargas individuais locais), e ainda
- tal simplificação a princípio torna-se plausível considerando-se que a dinâmica da tensão de saída apresenta uma velocidade muito superior à dinâmica dos fluxos de potência, mais a redução da frequência de operação devido às condições da planta (tempo morto elevado) como dito anteriormente, pode ter levado a diferenças maiores que o esperado.

A figura 4.11 mostra as tensões experimentais no *Elo* (V_{c1} e V_{c2}), enquanto a figura 4.12 mostra as tensões V_{out} ($V1$ e $V2$) e as correntes I_{out} ($I1$ e $I2$) das saídas de ambos os inversores durante o transitório de entrada em operação para $k_s=0$, apresentado em detalhes ($T=400ms$).

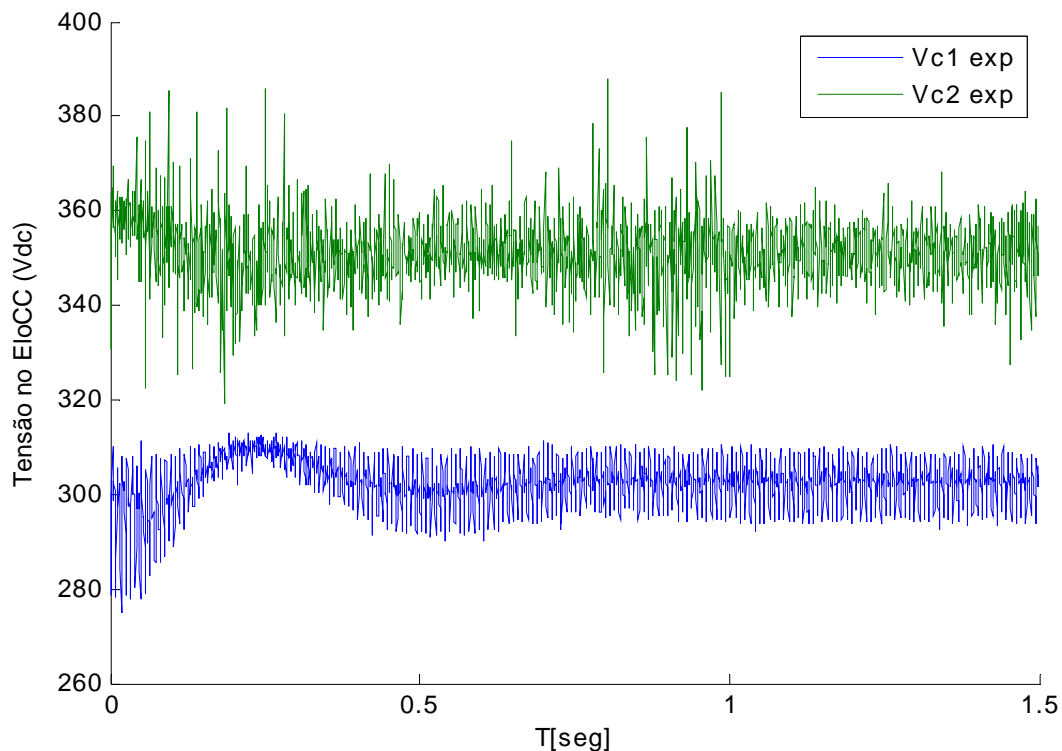


Figura 4.11- Tensões do Elo (V_c) do sistema, para ensaios com $k_s=0$.

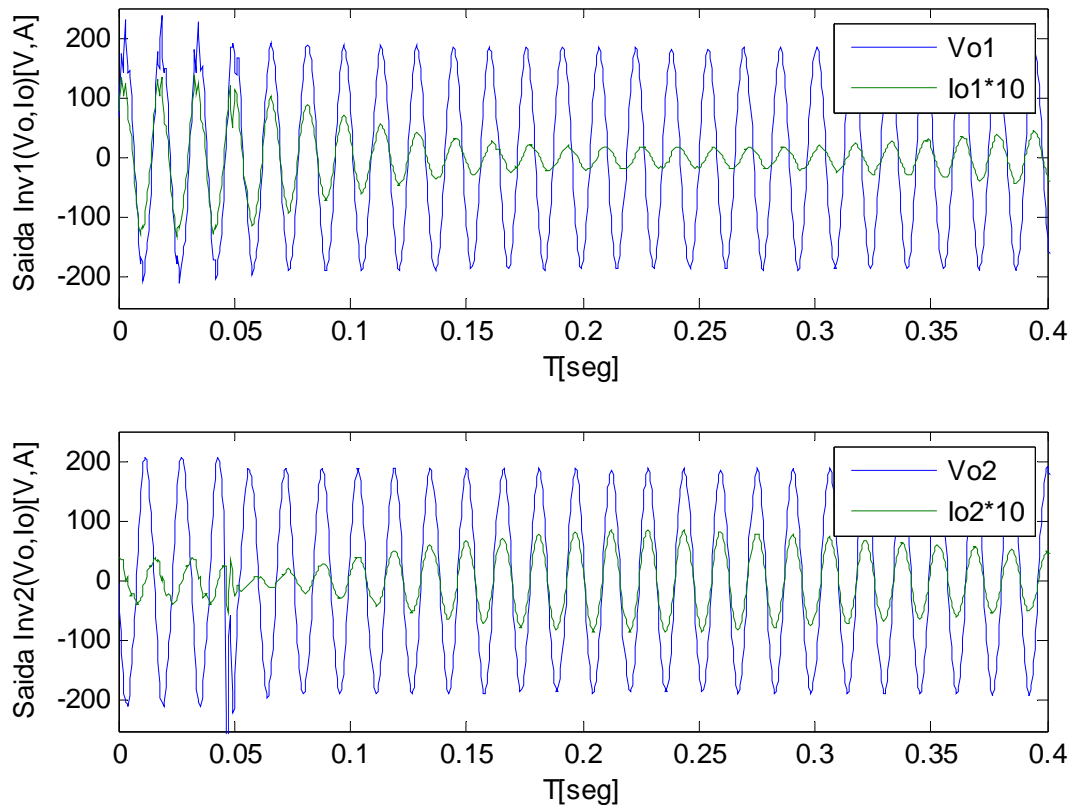


Figura 4.12 - Tensões e correntes de saídas (V , I) do sistema, para ensaios com $k_s=0$.

4.4.2 - Ensaio 2, Com Amortecimentos Extra

As figuras 4.13a/b mostram a comparação das potências ativa e reativa, e as figuras 4.12a/b comparam as frequências dos *droops* e as tensões de referência do sistema de inversores, agora com $k_s=0,0005rd/W$.

Como nas figuras 4.9 e 4.10, existem diferenças nas potências reativas em regime permanente, sendo que a dinâmica dos resultados práticos é semelhante à do modelo e simulação no exemplo 4 (figuras 3.9 e 3.8), considerando que o **Inversor1** já está sob carga total $Z1+Z2$ enquanto o **Inversor2** parte sem carga, então dividindo suas cargas conforme o ajuste dos *droops*..

Na figura 4.13b nota-se que permanece a inversão de carga capacitiva para indutiva na potência reativa do **Inversor1**, pelo mesmo efeito representado pelo capacitor Cf_2 quando o **Inversor2** ainda não está operando na rede isolada, semelhante à comparação sem amortecimento extra (seção 4.4.1). O pequeno desequilíbrio na potência reativa era esperado, já que não há ação integral nesta malha além da forte dependência de I/k_v na precisão da medição desta potência para cálculo do equilíbrio.

Como resultado na figura 4.13b, observa-se que o **Inversor2** assume a potência reativa da linha de transmissão, consequentemente sua tensão fica superior à tensão do **Inversor1**. Podem ser observadas as diferenças nas frequências ($\Delta\omega$) dos inversores onde as componentes da malha extra (δ_s) estão presentes, já que $k_s=0,0005$. O termo de fases dos *droops* (δ_d) no experimento só podem ser obtidas a partir da integração das frequências dos *droops* (ω_d) variáveis por variações das potências ativas.

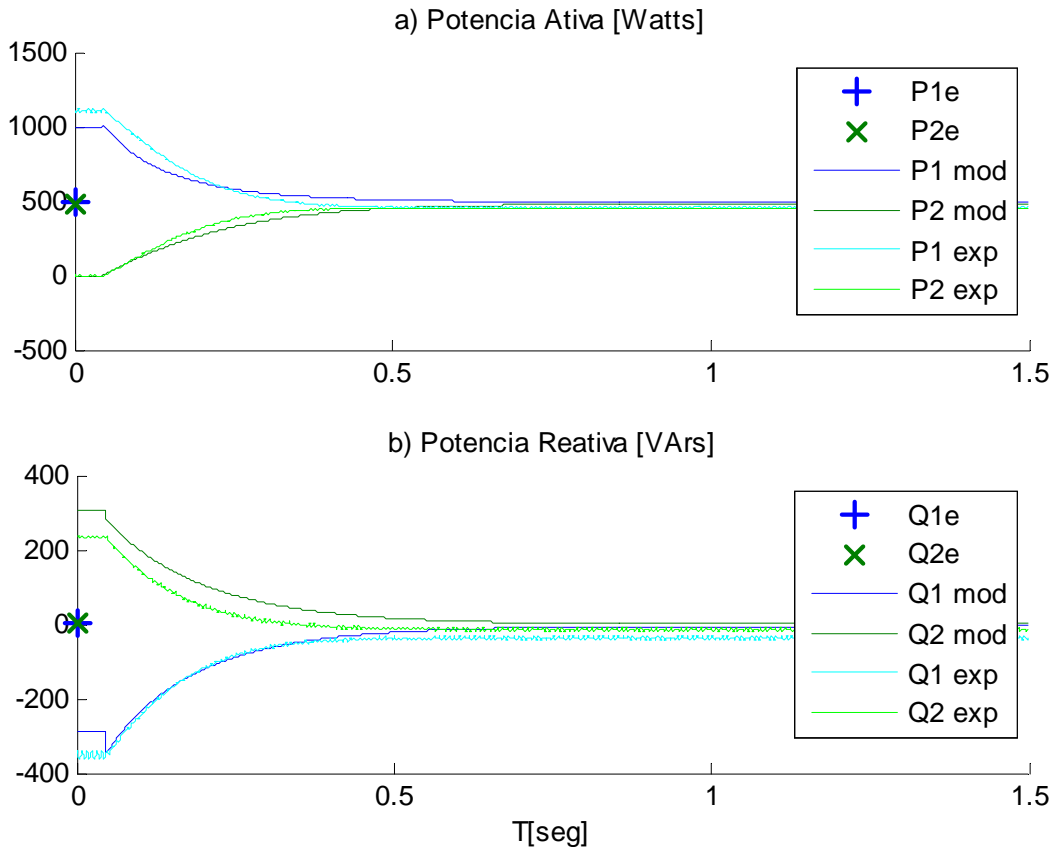


Figura 4.13 a/b- Resultados modelados e experimentais das potências ativa (P) e reativa (Q), do sistema, para modelos e ensaios com $k_s=0,0005$.

Como pode ser visto na comparação das frequências angulares dos inversores, nas figuras 4.14a/b também se vê as diferenças entre os resultados modelados e experimentais de ω_i (do inversor) e ω_d (do *droop*) amortecendo e estabilizando-se a partir de t_0 . O uso da malha adicional aumenta o amortecimento do sistema, conforme visto nas respostas obtidas via modelo e experimento. Observa-se ainda alguma divergência entre modelo e experimento, fato que pode ser justificado pelos motivos anteriormente apresentados. Ou seja, a presença de dinâmicas na planta não previstas no modelo, como a dos controladores internos e filtro de saída, a negligência dos efeitos de variação das reatâncias de rede com a variação da frequência de operação dos inversores, e ainda possíveis variações paramétricas da planta.

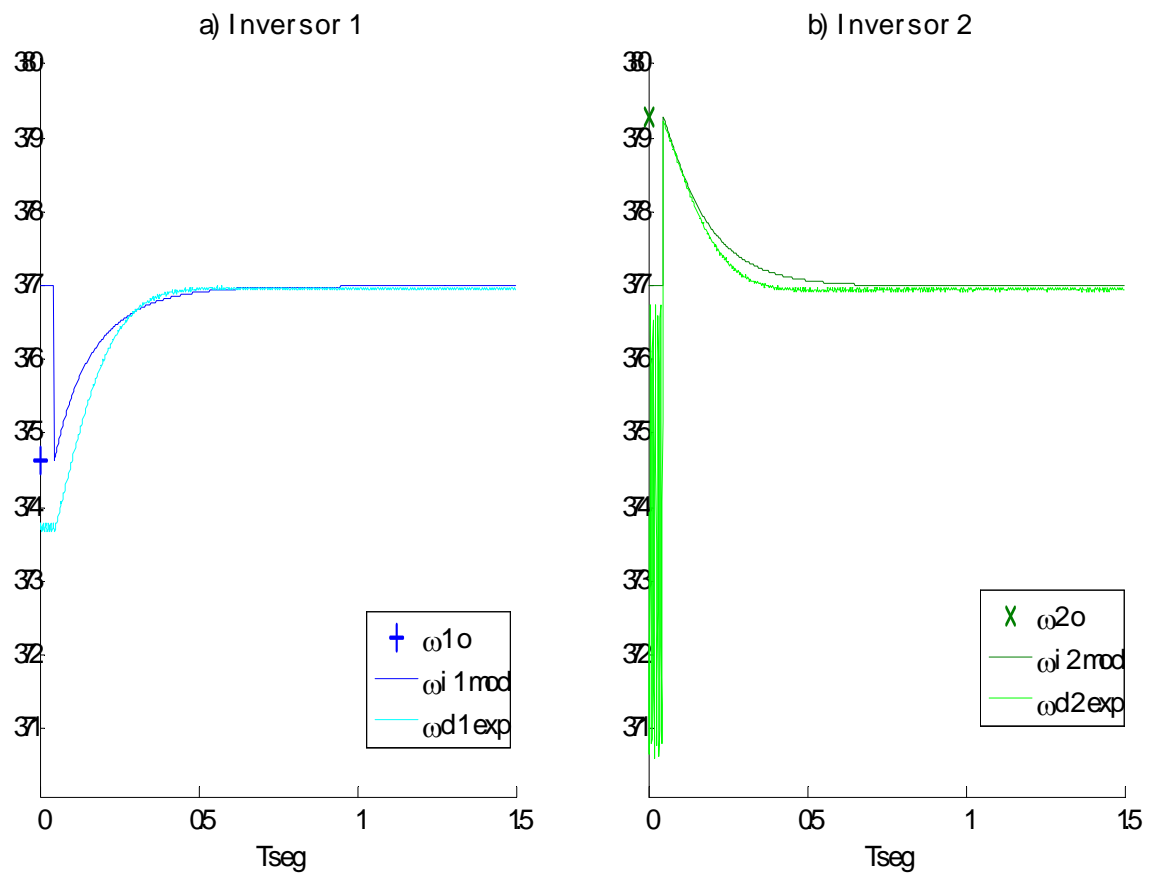


Figura 4.14 a/b- Resultados das frequências angular (ω e ωd) do sistema, modelos e ensaios com $k_s=0,0005$.

A figura 4.15 mostra as tensões experimentais do *Elo* (V_{c1} e V_{c2}), enquanto a figura 4.16 mostra as tensões V_{out} ($V1$ e $V2$) e as correntes I_{out} ($I1$ e $I2$) das saídas dos inversores, todas obtidas experimentalmente para $k_s=0,0005$, e apresentando em detalhes ($T=0,4s$) seus defasamentos das cargas antes e depois do paralelismo ($t_o=0,05s$).

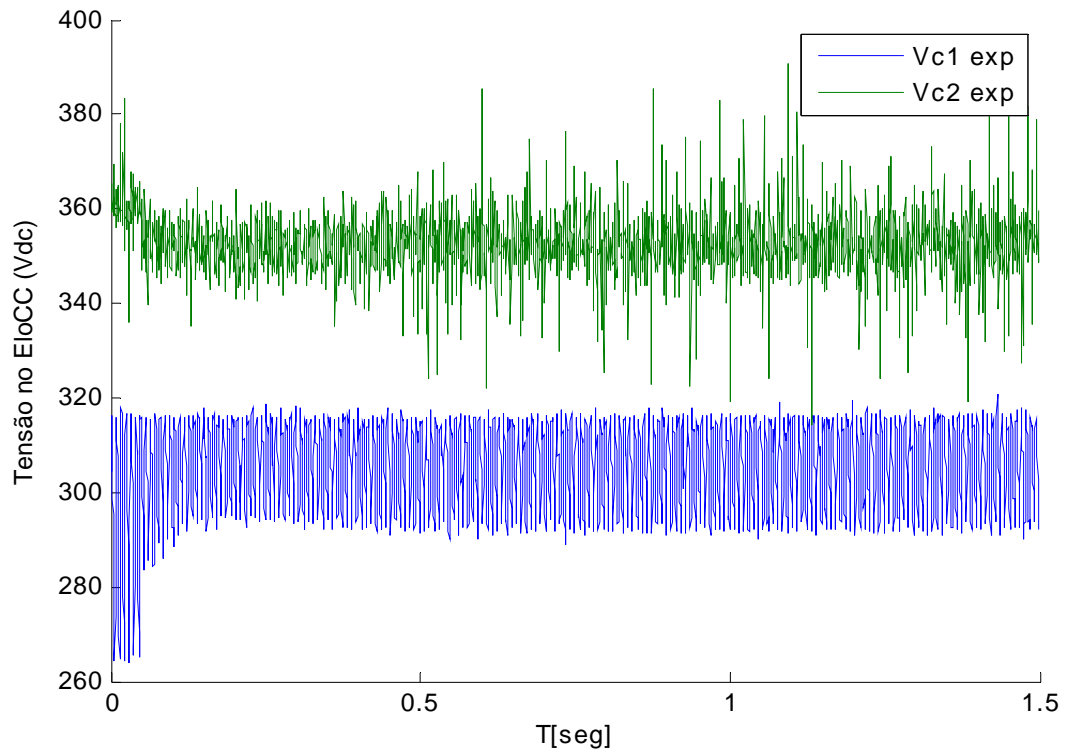


Figura 4.15- Tensões de Elo (V_c) do sistema, para ensaios $ks \neq 0$ com $k_s = 0,0005$.

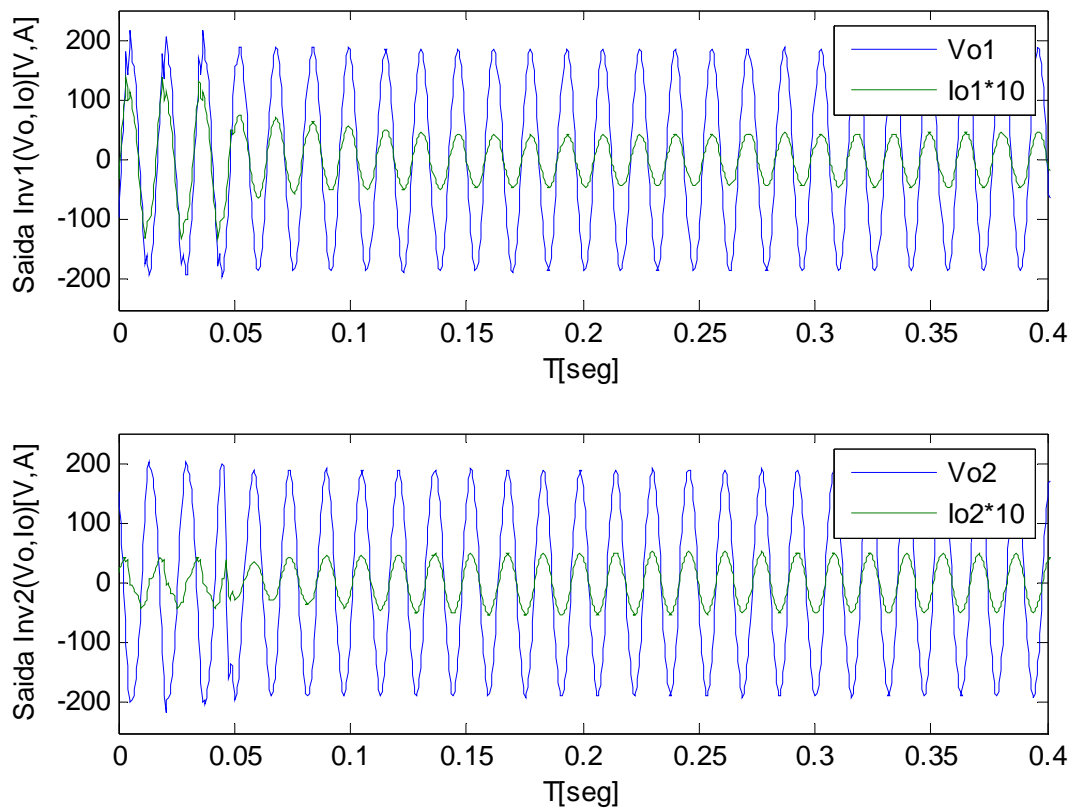


Figura 4.16 - Tensões e correntes de saídas (V , I) do sistema, para ensaios $ks \neq 0$ com $k_s = 0,0005$.

4.4.3 - Ensaios 3e4, Com Transitórios de Carga

O sistema da figura 4.8 (seção 4.4) foi novamente ensaiado experimentalmente para dois transitórios de variação de carga, considerando a ausência ($ks=0$, em cores escuras nos gráficos) e presença ($ks=0.0005rd/W$, em cores claras nos gráficos) da malha adicional de amortecimento. Considerando apos a partida sequencial dos inversores, e já em funcionamento na microrrede, aqui apresentados em duplos gráficos de dois tempos cada :

a) Transitório da elevação de carga :

-de 0-0,1seg = paralelismo de dois inversores: **Inversor1(On)** e **Inversor2(On)** estabilizados;

-de 0,1-1,5seg = acréscimo de carga elétrica no **Inversor2** até re-estabilização de ambos;

b) Transitório da redução de carga :

-de 0-0,1seg = paralelismo dos dois inversores: **Inversor1(On)** e **Inversor2(On)** já estabilizados;

-de 0,1-1,5seg = decréscimo de carga elétrica no **Inversor2** até re-estabilização de ambos.

Os resultados experimentais aqui representam os inversores já conectados em rede isolada, agora seguidos das alterações das cargas elétricas: ‘acréscimo’ no barramento $Z2a=+500W$ e depois ‘decréscimo’ em $Z2a=-500W$. Não são apresentados os modelamentos desses experimentos pois já o foram nos ensaios experimentais 1e2 nas seções 4.4.1 e 4.4.2, repetindo aqui as mesmas observações nas legendas experimentais de cada figura.

As figuras 4.17a/b e 4.18a/b apresentam as mesmas variáveis experimentais de potências ativa e reativa (P e Q) respectivamente, agora entre os ensaios independentes sem ($ks=0,0$) e com ($ks=0,0005$) amortecimentos extra de fase, mostrando comparativamente os dois experimentos, que dinamicamente se comportam como esperados e apresentados anteriormente (seções 4.4.1 e 4.4.2), agora sobrepostos para $ks=0$ e $ks\neq 0$. Novamente apresentam erros estacionários somente para reativos (pelos erros $1/k_v$ de cálculos já apresentados) em regime permanente mas fundamentalmente aumentando a velocidade da resposta e o amortecimento do sistema de inversores.

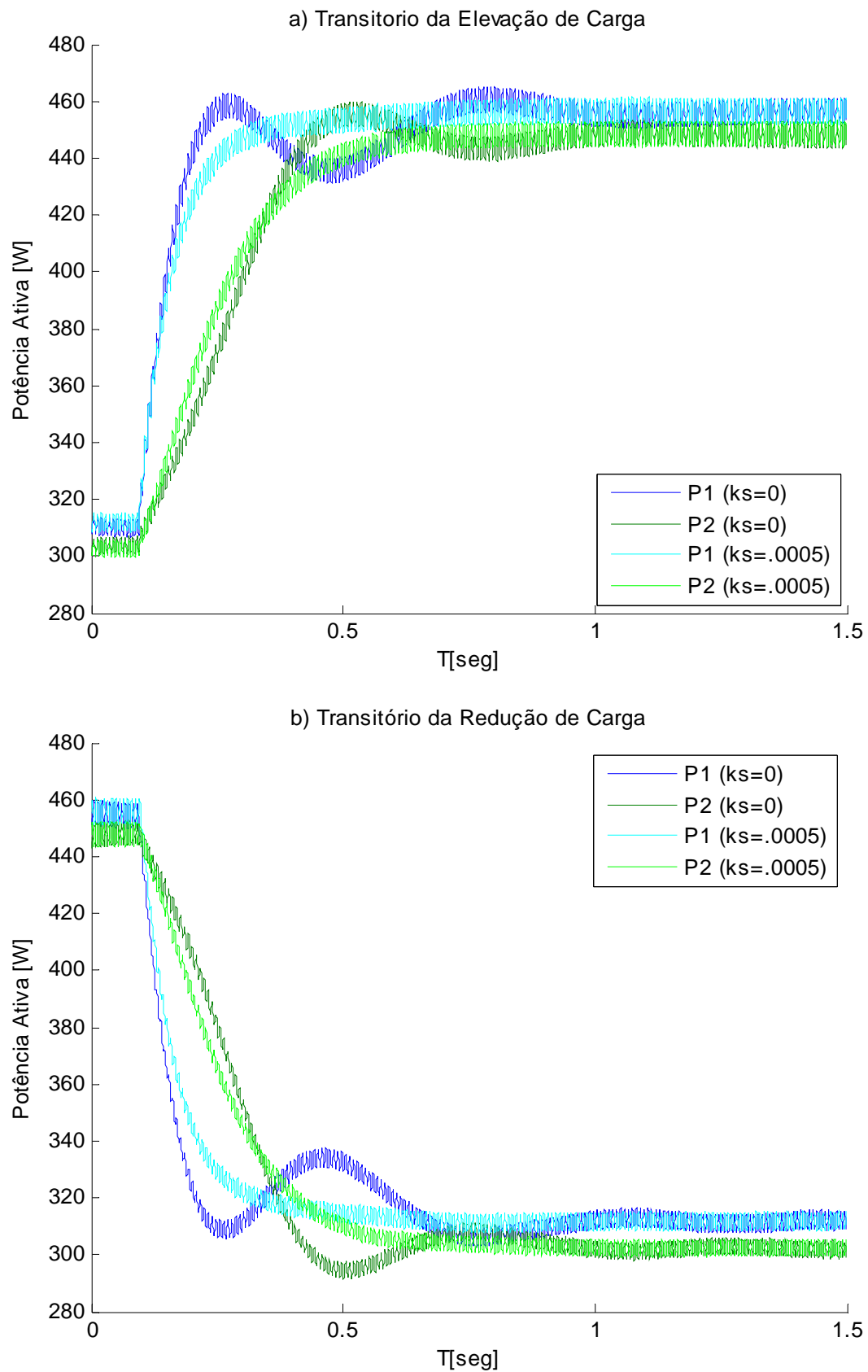


Figura 4.17 a/b- Resultados comparativos experimentais das potências ativa (P) em transitórios dos inversores **1e2**, para ensaios com $ks=0$ e $ks\neq 0$.

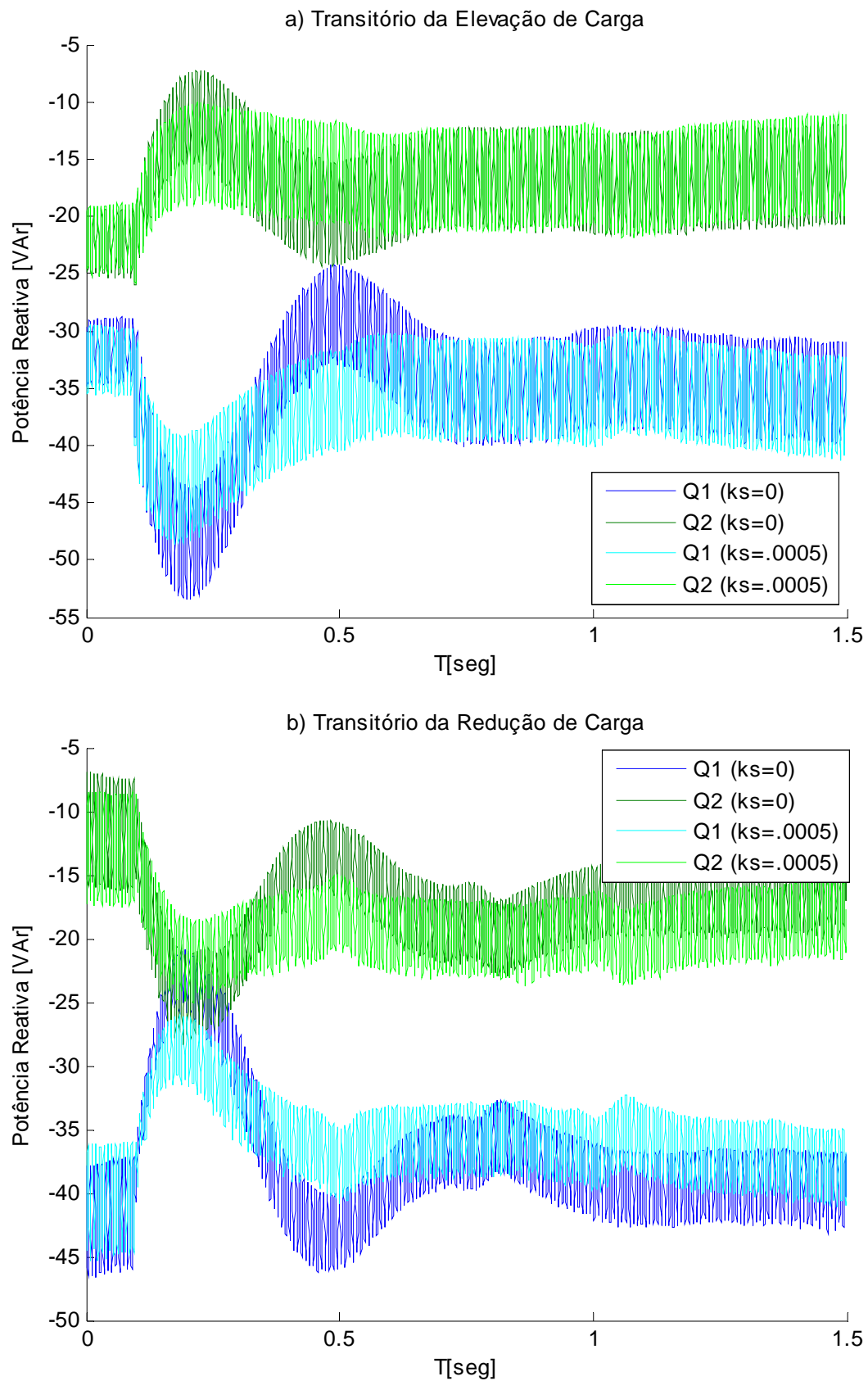


Figura 4.18 a/b- Resultados comparativos experimentais das potências reativa (Q) em transitórios dos inversores **1e2**, para ensaios $k_s=0$ e $k_s\neq 0$.

Observa-se que os experimentos têm dinâmica semelhante à do modelo já apresentados, assim como o tempo de estabilização após o transitório de carga, praticamente a partir das alterações de cargas elétricas no **Inversor2** ($t3$ e $t4 \geq 0,1 \text{ seg}$). As diferenças entre curvas de amortecimentos oscilantes e não oscilantes, se referem à malha adicional extra ks , justificado pelos ensaios transitórios trabalharem com o deslocamento angular dos inversores e não somente dos *droops*. Assim, nos testes de variação de carga com inversores conectados em rede isolada, o amortecimento extra de fase reduziu as oscilações com eficiência, mostrando-se vantajoso também neste tipo de aplicação.

As figuras 4.19a/b e 4.20a/b apresentam também as mesmas variáveis experimentais de *droops* de frequência e tensão (ωd e E), também entre os ensaios independentes sem ($ks=0,0$) e com ($ks=0,0005$) amortecimentos extra de fase, mostrando comparativamente os dois experimentos, que dinamicamente se comportam como esperados e apresentados anteriormente (seções 4.4.1 e 4.4.2), agora sobrepostos para $ks=0$ e $ks \neq 0$. Como pode ser visto na comparação das frequências angulares dos inversores, aqui também se vê as diferenças experimentais apenas de ωd (dos *droops*) amortecendo e estabilizando-se a partir de $t3$ e $t4$, pois a frequência ωi (dos *inversores*) não pode ser medida nem fixada experimentalmente.

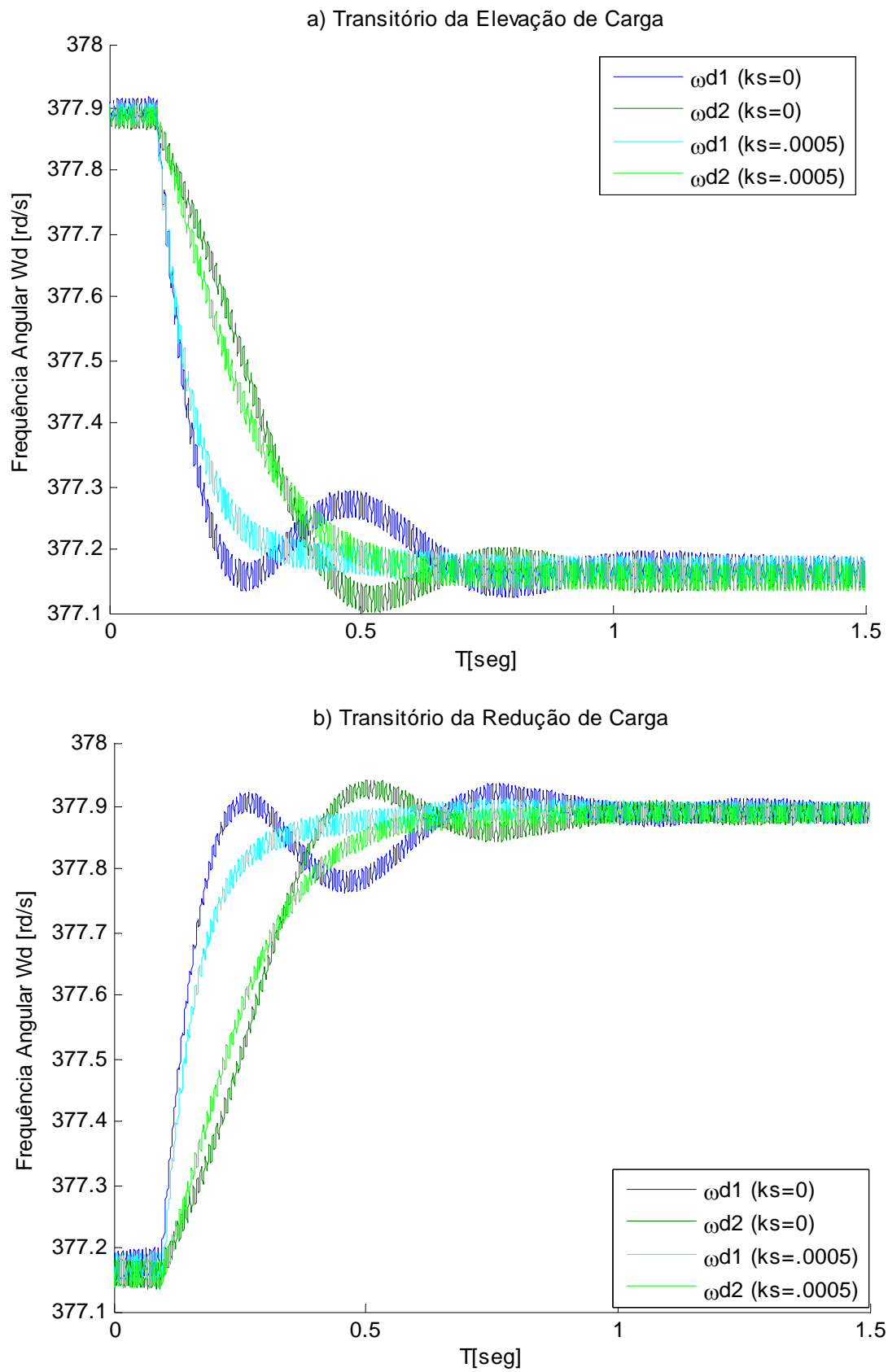


Figura 4.19 a/b- Resultados comparativos experimentais dos *droop*'s de frequência (ωd) em transitórios dos inversores **1e2**, para ensaios $ks=0$ e $ks \neq 0$.

Nas tensões em amplitudes (E) dos inversores das figuras 4.20a/b, estas têm dinâmicas e estabelecimentos comparáveis exatos a partir dos transitórios de carga, devidos aos saltos de fases para $ks=0$ e $ks\neq 0$ e condições iniciais diferentes.

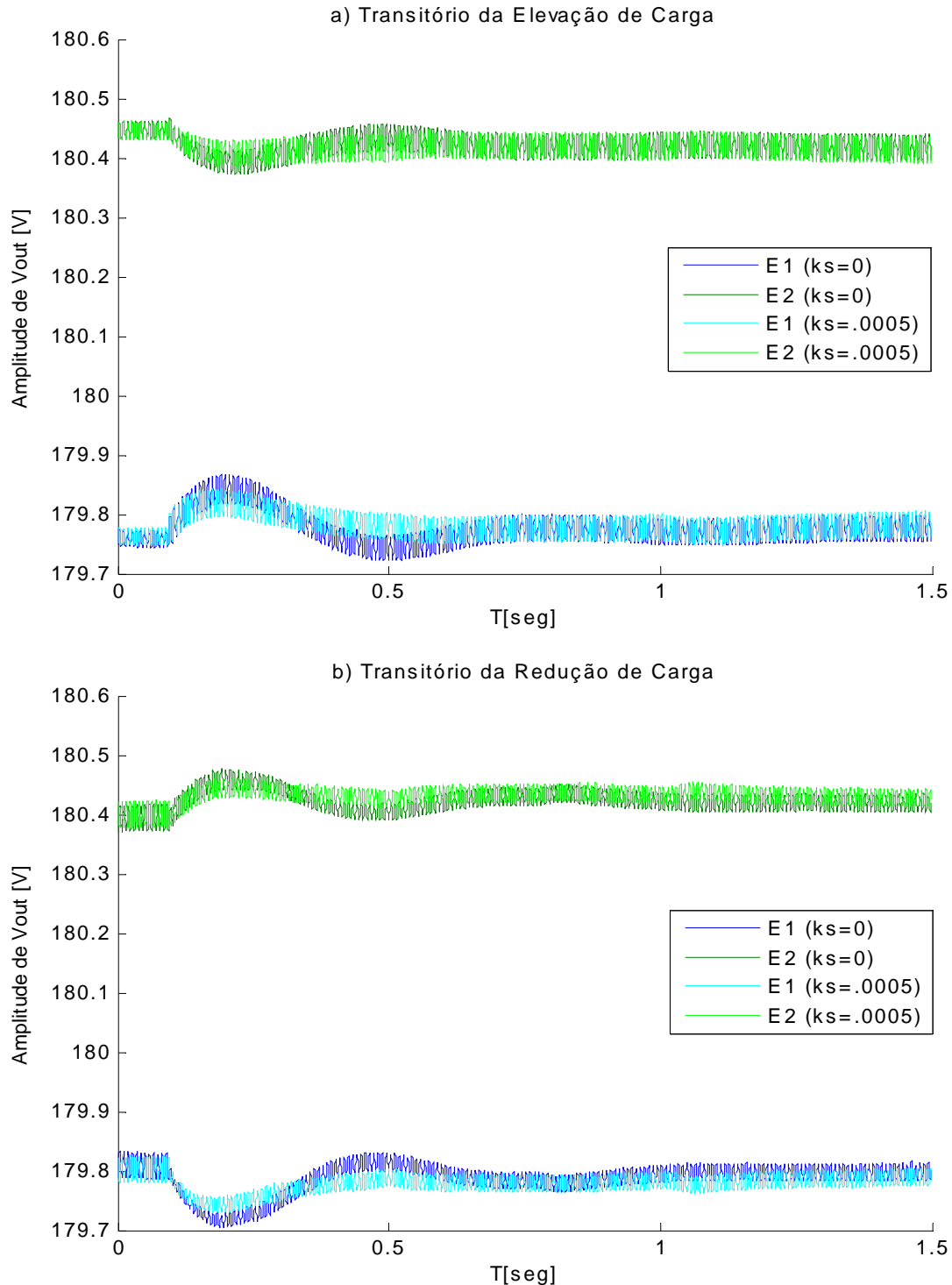


Figura 4.20 a/b- Resultados comparativos experimentais das tensões geradas (E) em transitórios dos inversores **1e2**, para ensaios $ks=0$ e $ks\neq 0$.

As figuras 4.21a/b comparam ainda as mesmas variáveis experimentais das tensões de Elo (V_c), mostrando as consequências nas tensões V_{dc} dos inversores para transitórios de cargas elétricas, entre os ensaios independentes $ks=0$ e $ks\neq 0$.

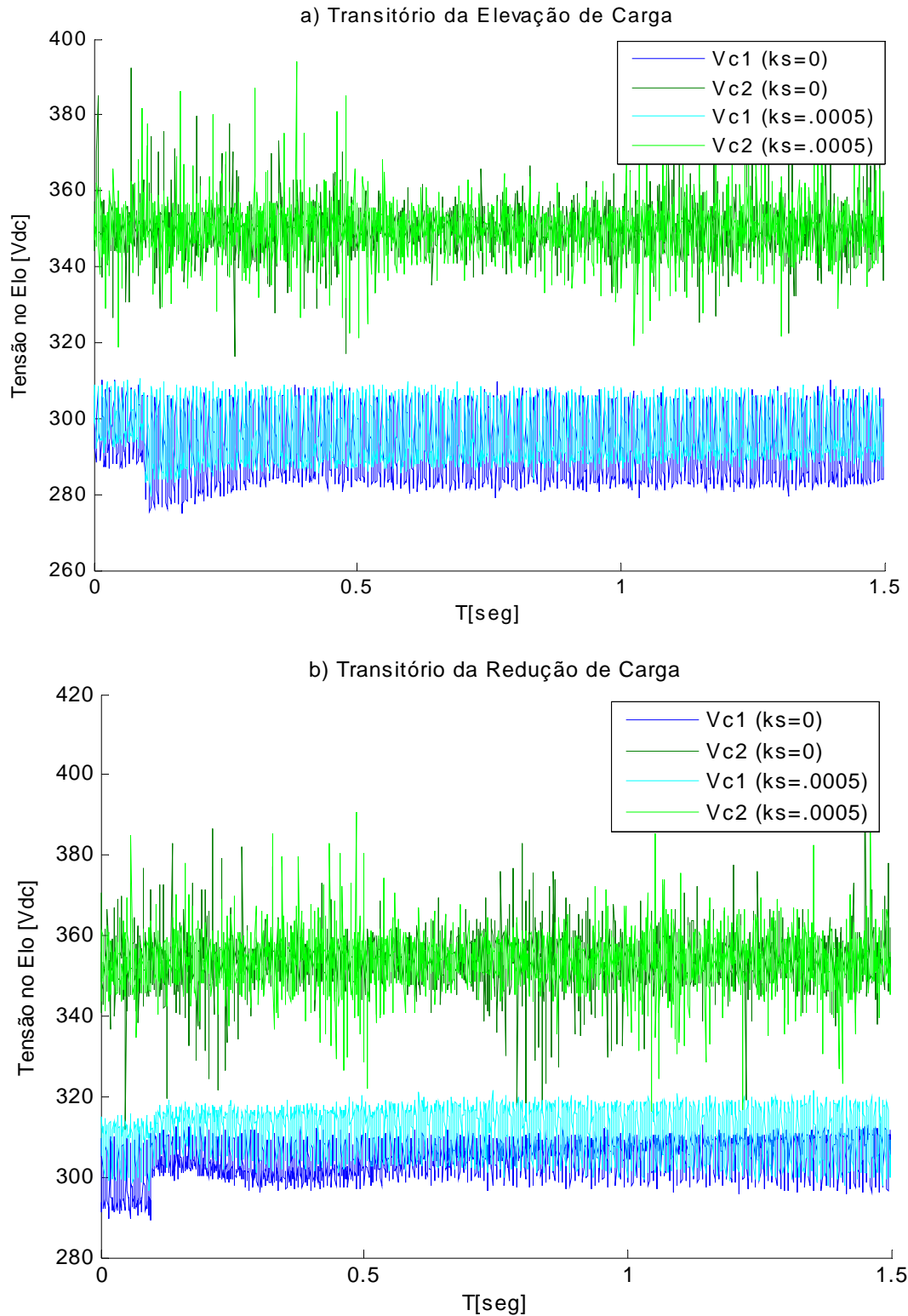


Figura 4.21 a/b- Resultados comparativos das tensões de Elo (V_{c1} e V_{c2}) em transitórios dos inversores **1e2**, para ensaios $ks=0$ e $ks\neq 0$.

Nas figuras 4.22a/b (em detalhes de $T=400mseg$) são comparados os testes de elevação e de redução de carga elétrica no barramento do Inversor2, em transitórios nas tensões de saída ($Vo1$ e $Vo2$) e nas saídas de corrente ($Io1$ e $Io2$) instantâneas (em wt), entre os ensaios independentes $ks=0$ (cores escuras), em -a) elevação e em -b) redução de cargas elétricas.

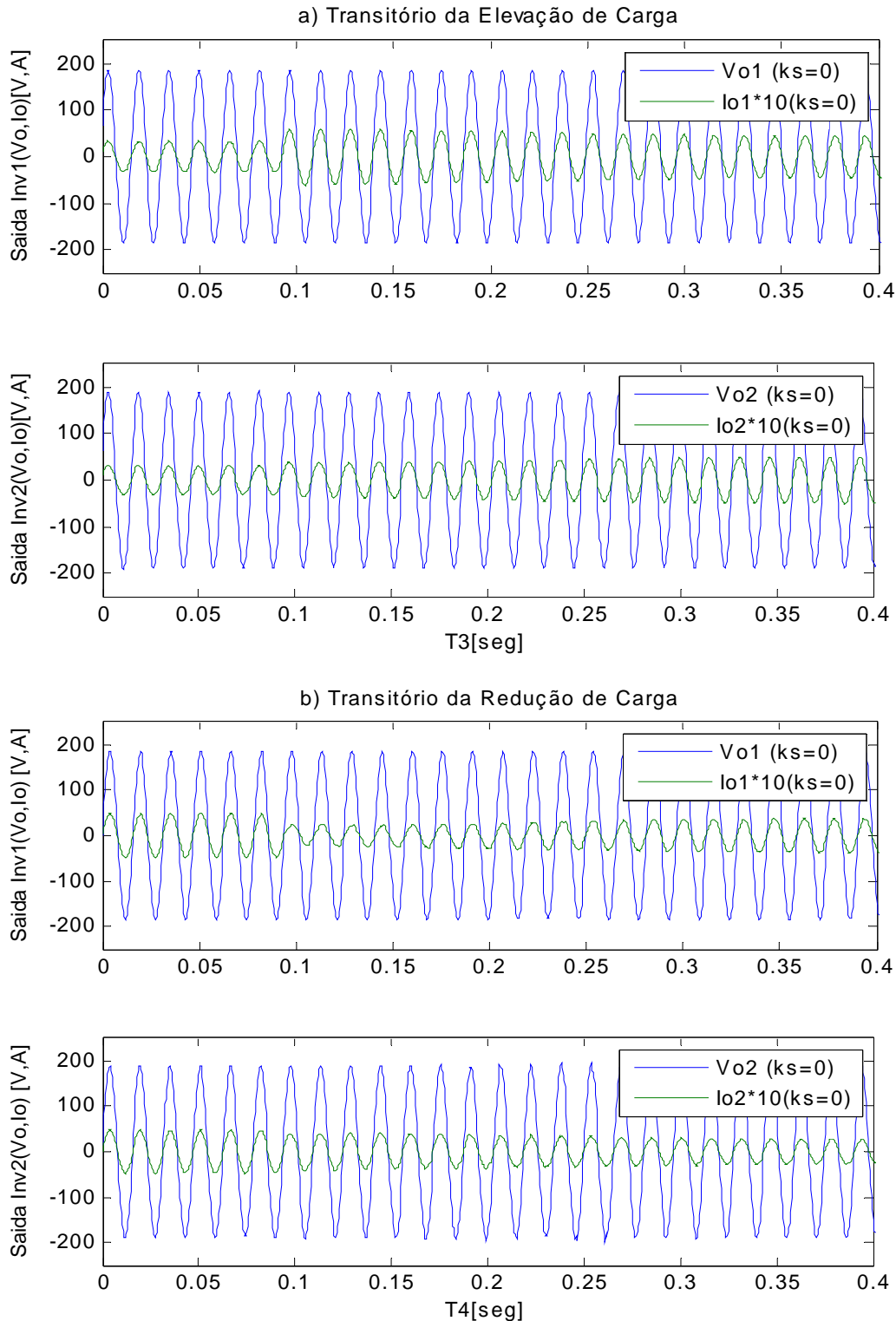


Figura 4.22 a/b- Resultados comparativos das tensões e correntes de saídas (V e I) em transitórios dos inversores **1e2**, para ensaios $ks=0$.

Também nas figuras 4.23a/b (em detalhes de $T=400mseg$) estão comparados para os mesmos inversores em transitórios nas tensões de saída ($Vo1$ e $Vo2$) e nas saídas de corrente ($Io1$ e $Io2$) instantâneas (em wt), entre os ensaios independentes agora para $ks \neq 0$ (cores claras), em -a) elevação e -b) redução de cargas elétricas no barramento do Inversor2.

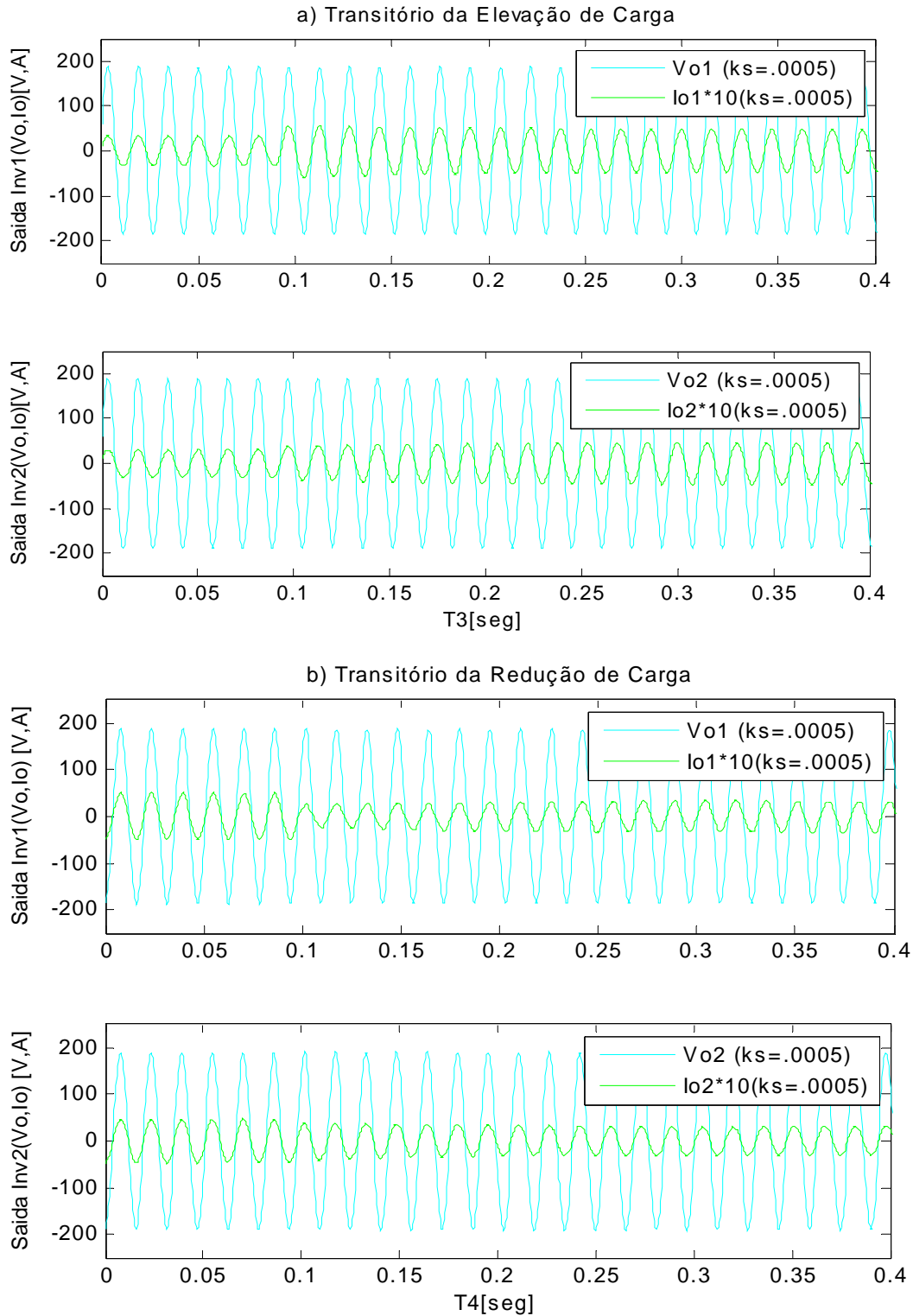


Figura 4.23 a/b- Resultados comparativos das tensões e correntes de saídas (V e I) em transitórios dos inversores **1e2**, para ensaios $ks \neq 0$.

4.5 Conclusões

Os resultados experimentais aqui apresentados comprovaram novamente que o **Modelo por Espaço de Estados** desenvolvido no capítulo 2 representa o sistema de paralelismo de dois inversores PWM em microrrede isolada, ainda que alguma divergência seja observada, as quais podem ser justificadas em função de variação paramétrica e negligência de algumas dinâmicas internas da planta. O projeto dos controladores internos do inversor não foi o foco de estudo deste trabalho, assim acredita-se que o desempenho possa ter comprometido os resultados. Uma ótima concordância entre teoria e experimento pode ser vista em [Coelho, 2002], mas vale salientar que nesse trabalho foram utilizados controladores internos analógicos. Além disso, na atualidade tem-se observado uma tendência à substituição do controlador PI pelo controlador proporcional-ressonante em referencial estacionário para este tipo de aplicação, o qual tem se mostrado superior.

Através da análise dos resultados experimentais obtidos, foi possível constatar que a **inclusão da malha adicional de ganho k_s** resulta no aumento do amortecimento do sistema, fato este que permite a operação com ganhos dos *droops* k_p e k_v mais elevados e ainda manter a característica de amortecimento do sistema. Isto significa que é possível aumentar a velocidade de retorno do sistema ao ponto de equilíbrio, a partir de algum distúrbio que provoque o desvio para a vizinhança, sem que isto implique num comportamento subamortecido.

5 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentada uma análise de estabilidade para pequenos sinais de um sistema de inversores de tensão conectados em microrrede isolada, ou seja, sem a presença de uma barra infinita. Os inversores de tensão apresentam modulação por largura de pulso, com uma malha interna de corrente e uma externa de tensão, ambas com compensadores **PI**. A técnica de desacoplamento da tensão de saída visando neutralizar a realimentação intrínseca da planta foi utilizada. O controle do fluxo de potência entre os inversores foi implementado pelo método dos *droops*, sendo constituído das curvas características **$P \times \omega$** e **$Q \times V$** , e ainda uma malha adicional de realimentação dos desvios da potência ativa em relação ao valor nominal na fase da tensão de referência dos inversores.

Um modelo de pequenos sinais para análise do comportamento do sistema foi proposto, o qual foi validado por simulação e resultados experimentais. Apesar do modelo ser passível de aplicação a um sistema com um número arbitrário de inversores, por razões de simplificação e de limitação dos recursos de laboratório, foi considerado um sistema com apenas 2 nós na apresentação dos resultados. Os resultados de simulação comprovaram a eficácia do modelo na representação do sistema simplificado (sem a dinâmica interna dos inversores), e também confirmaram a eficácia da malha de realimentação de fase em aumentar o amortecimento do sistema. Os resultados experimentais apresentaram alguma divergência em relação ao modelo, mas ainda é possível observar uma proximidade na variação do amortecimento ditado pelo modelo, quando a malha de realimentação de fase é considerada. As divergências observadas se devem às variações paramétricas e às dinâmicas não modeladas, como os controladores internos do inversor, a modulação **PWM** e o filtro de saída. Espera-se que a melhoria do desempenho dos controladores internos do inversor possa reduzir a divergência entre modelo e experimento, sendo este um dos focos de estudos futuros.

Foram apresentadas análises do lugar das raízes, onde é possível observar que a malha adicional introduzida no controle dos fluxos de potência realmente aumenta o amortecimento do sistema. É importante enfatizar que na elaboração do modelo as impedâncias das linhas de transmissão e cargas são consideradas constantes, ou seja não existe dependência com a

freqüência. Tal simplificação é razoável na medida em que as variações de freqüências impostas pelo respectivo *droop* são de pequena ordem. No entanto, a malha adicional de fase implica uma componente extra de freqüência, sendo que o aumento do ganho desta implica maior variação de freqüência durante transitórios e consequentemente menor eficácia do modelo. Além disso, o aumento do amortecimento do sistema indefinidamente via aumento do ganho da malha adicional pode implicar distorções significativas na forma de onda durante transitórios. Assim, o projetista deve estabelecer condições de contorno para a aplicação do modelo nas análises de estabilidade.

5.1 Produtos da Pesquisa

Os seguintes produtos foram gerados no desenvolvimento deste trabalho:

- Artigo publicado: Wanderley A. Parreira, Henrique J. Avelar, João B. Vieira Jr., Luiz C. Freitas, Luiz C. G. de Freitas, Ernane A. A. Coelho; Small-Signal Analysis of Parallel Connected Voltage Source Inverters Using a Frequency and Voltage Droop Control Including an Additional Phase Shift; Journal of Control, Automation and Electrical Systems, Julho, 2014, DOI:10.1007/s40313-014-0143-
- Protótipo de laboratório integrando 2 inversores PWM senoidais conectados em rede.
- A presente tese.

5.2 -Sugestões para Trabalhos Futuros

Como continuação dos estudos desenvolvidos nesta tese, pode-se citar os seguintes temas:

- Estudo e implementação do sistema de controle para inversores trifásicos com controladores PI em referencial síncrono ou Proporcional-Ressonante em referencial alfa-beta.
- Implementação de um sistema supervisor para parametrização, controle e comando das conexões inversor-inversor e/ou inversor-rede. Um sistema de supervisão permitiria

um funcionamento mais seguro do conjunto, permitindo a desconexão automática devido à falha, bem como a reconexão do inversor à rede isolada.

- Avaliação do modelo para um sistema de maior ordem. Em sistemas de ordem elevada outros aspectos podem ser estudados, como oscilações inter-área e uso de coeficientes amortecimentos distintos.
- Estudo e implementação de um controlador externo com comunicação para implementação de restauração de frequência nominal e regulação de tensão.
- Estudo de formas de se obter uma melhor distribuição dos fluxos de potência reativa, cuja curva característica \mathbf{QxV} se traduz numa ação de controle proporcional implicando em erro de regime, além da precisão da medição de tensão afetar significativamente a distribuição do fluxo de potência reativa.

5.3 -Contribuições da Presente Tese

Esta tese apresenta contribuições nos seguintes aspectos:

- Obtenção de um modelo matemático em espaço de estados para o estudo e projeto de sistemas inversores conectados em paralelo integrando uma microrrede isolada, facilitando inclusive a análise para a expansão dos nós do sistema ($N_i \geq 3$).
- Validação do modelo proposto através de simulação e de resultados experimentais.

6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AHMED, Ashfaq; **Eletrônica de Potência**; Prentice Inc 1999, trad Prentice Hall, SPaulo/SP, 2000 (ISBN#85-87918-03-6, CDD#621.38.A286p).

AVELAR, Henrique J.; **Estudo e Desenvolvimento de Um Sistema de Energia Baseado em Célula a Combustível para Injeção de Potência à Rede Elétrica**; Dissertação (Tese em Engenharia Elétrica) – U.F.Uberlândia, jul/2012b.

AVELAR, H.J.; PARREIRA, W.A.; COELHO, E.A.A.; VIEIRA Jr,J.B. and FREITAS, L.C.; **A State Equation Model of a Single-Phase Grid-Connected Inverter Using a Droop Control Scheme with Extra Phase Shift Control Action**; IEEE-Transactions on Industrial Electronics Paper n#10-1645-TIE, Auburn University, Al/ Usa at 20out2010, vol.59 n 3 pg.1527-1537, DOI#10.1109/TIE.2011.2163372, mar/2012a.

AVELAR, H. J.; COELHO, E. A. A.; CAMACHO, J. R.; VIEIRA JUNIOR, J. B.; FREITAS, L. C.; WU, M.; **PEM fuel cell dynamic model for electronic circuit simulator**; In: Proc. IEEE Electrical Power & Energy Conf. (EPEC). Proceedings...2009.

BARBI, Ivo; MARTINS, D.C.; **Eletrônica de Potência: Introdução ao Estudo dos Conversores CC/CA**; 2ª Ed. própria, Florianópolis/SC, 2005 (ISBN#859052031-5, CDD#621.38.M386e).

BARROS, Evandro V.; **A Matriz Energética Mundial e a Competitividade das Nações: Bases de Uma Nova Geopolítica**; Engevista pgs 47-56, jun/2007.

BRAGA, Filipe N.; **Controle Digital de Inversores Monofásicos com Realimentação de Estados Internos**; Dissertação (Mestrado Engenharia Elétrica) – U.F.Uberlândia, 2009.

BRASIL, MME/ANEEL; **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional, Prodist, Modulo3- Acesso ao Sistema de Distribuição, Rev4 de 19/4/2012**; Site, disponível em <[http:// www.ANEEL.gov.br/area.cfm?idArea=82](http://www.ANEEL.gov.br/area.cfm?idArea=82)>, acesso em 21set2012.

BRITO, Marcelo R.S; **Módulos de Aquisição e Condicionamento de Sinais de Tensão e Corrente**, Trabalho Final de Curso NUPEP (Iniciação Científica Engenharia Elétrica), U.F.Uberlândia, 2011.

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.

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, 1999, IEEE Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Proceedings...v.4, p.2180-2187, Oct/1999.

COELHO, Ernane A.A.; **Técnicas de Controle Aplicadas ao Paralelismo de Inversores**; Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) –U.F.M.Gerais, 2000a.

COELHO, E.; CORTIZO, P.; GARCIA, P.; **Small signal stability for parallel connected inverters in stand-alone AC supply systems**; In: Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Proceedings...v.4, p.2345-2352, 2000b.

COELHO, E.A.A.; CORTIZO, P.C.; GARCIA, P.F.D.; **Small signal stability for parallel-connected inverters in standalone AC supply systems**; IEEE Transactions on Industry Applications, v.38, n.2, p.533-542, Mar-Apr/ 2002.

COELHO, E.A.A.; DAMASCENO, E.R.M.; AVELAR, H.J.; VIEIRA JR, J.B.; CAMACHO, J.R.; FREITAS, L.C.; **Conversor CC-CC elevador para fonte de energia baseada em uma célula a combustível**; In: XVII Congresso Brasileiro de Automática, Anais... Juiz de Fora: Editora da UFJF, v.1, 2008.

D'AZZO, J.J; HOUPIS, C.H.; **Análise e Projeto de Sistemas Lineares**; orig McGrawHill 1975, trad Guanabara Dois, RJaneiro/RJ, cap 15, pgs 491-524, 1978. (CDD#681.5.012.D277a).

DORF, R.C.; BISHOP, R.H.; **Sistemas de Controle Modernos**; Peterson Ed 1998, trad LTC Ed, RJaneiro/RJ, 8ªEd, cap 3 pgs 93-138, ap C pgs 621-627, 1995. (ISBN#0-201-30864-9, CDD#681.516.3D695m).

FARIA, J.H.S.de; AVELAR, H.J.; VIEIRA Jr., J.B.; FREITAS, L.C.G.de; COELHO, E.A.A.; **Conversor boost atuando como Carga Eletrônica a Corrente Controlada para fins de teste de uma Célula a Combustível**; In: IX International Conference on Industry Applications (INDUSCON, 2010), Anais...São Paulo: Seção Sul-Brasil do IEEE, 2010.

FITZGERALD, A.E.; KINGSLEY JR, C.; KUSKO, A.; **Maquinas Elétricas: Conversão Eletromecânica da Energia**; McGraw Hill Inc Ed 1961/71; trad McGraw Hill Brasil, ed.1975, cap 6 pgs 284-331,. (ISBN#0-201-30864-9, CDD#681.516.3D695m).

GODOY, Ruben B.; **Paralelismo de Inversores Monofásicos Isolados ou em Conexão com a Rede, com Otimização da Resposta Dinâmica**; Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade Engenharia UNESP- Ilha Solteira/SP, mar/2010.

GOLESTAN, S.; JOORABIAN, M.; RASTEGAR, H.; ROSHAN, A.; GUERRERO, J. M.; **Droop Based Control of Parallel-Connected Single-Phase Inverters in D-Q Rotating Frame**; In: IEEE International Conference on Industrial Technology – ICIT2009. Proceedings...p.1-6, 2009.

GUERRERO, J.M.; VÁSQUEZ, J.C.; MATAS, J.; CASTILLA, M.; VICUÑA, L.G.de; **Control Strategy for Flexible Microgrid Based on Parallel Line-Interactive UPS Systems**; IEEE Transactions on Industrial Electronics, v.56, n.3, p.726-736, Mar/2009.

GUERRERO, J.M.; MATAS, J.; VICUÑA, L.G.; CASTILLA, M.; MIRET, J.; **Decentralized Control for Parallel Operation of Distributed Generation Inverters Using Resistive Output Impedance**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, v.54, n.2, p.994-1004, Apr/ 2007a.

GUERRERO, J.M.; BERBEL, N.; MATAS, J.; SOSA, J.L. e de VICUNA, L.G.; **Droop Control Method with Virtual Output Impedance for Parallel Operation of**

Uninterruptible Power Supply Systems in a Microgrid; in Proc. APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 1126—1132, 2007b.

GUERRERO, J.; MATAS, J.; de VICUNA, L.; CASTILLA, M. e Miret, J.; **Wireless-Control Strategy for Parallel Operation of Distributed-Generation Inverters**; IEEE_J_IE 53(5), 1461—1470, 2006.

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.

KIM, J; GUERRERO, J.M; RODRIGUEZ, P; TEODORESCU, R; NAM, K; **Mode adaptive droop control with virtual output impedances for an inverter-based flexible ac microgrid**, IEEE Transactions On Power Electronics, vol 26, no 3, pp 689–701, Mar 2011.

LASSETER, R.H.; **Microgrids**. IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, pp 305–308, 2002.

LEE, C.Q; SIRI, K; WU, T.F; **Dynamic current distribution controls of a parallel connected converter system**. Power Electronics Specialists Conference PESC'91, pp 875–881, 1991.

MARTINS, Maruedson P.; **Estudo e implementação de uma técnica de controle aplicada ao paralelismo de um inversor PWM senoidal com a rede elétrica**; Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica)– Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, 2004.

MOHAMED, Y.A.R.I; EL-SAADANY, E.F; **Adaptive decentralized droop controller to preserve power sharing stability of paralleled inverters in distributed generation microgrids**; IEEE Transactions On Power Electronics, vol 23, no 6, pp 2806–2815, Nov2008.

OGATA, Katsuhiko; **Engenharia de Controle Moderno**; Prentice Hall Inc 1970, trad Prentice Hall Br, RJaneiro/RJ, cap 16, pgs 848-913, 1982. (ISBN#85-7054-019-1, CDD#681.51.034m).

PAIVA, Elcio P.de; VIEIRA, J.B.; FREITAS, L.C.de; FARIAS, V.J.; COELHO, E.A.A.; **Small signal analysis applied to a single phase inverter connected to stiff AC system using a novel improved power controller**; In: Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 2005. Proceedings...v.2, p.1099-1104, Jun/2005.

PAIVA, Elcio P.de; **Uma Proposta de Controle de Paralelismo de Inversores com a Rede Elétrica Utilizando-se a Técnica de Realimentação de Fase**; Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica)– Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, 2006.

PAIVA, Elcio P.de; VIEIRA, J.B.; FREITAS, L.C.de; FARIAS, V.J.; COELHO, E.A.A.; **An Improved Power Controller for a Single Phase Grid Connected Inverter with Root Locus Analysis**; SOBRAEP, v.14, p.17-23, 2009.

PARREIRA, W.A.; AVELAR, H.J.; COELHO, E.A.A.; VIEIRA Jr, J.B. and FREITAS, L.C.; **A State Equation Model of a Single-Phase Grid-Connected Inverter Using a Droop Control Scheme with Extra Phase Shift Control Action**; IEEE-Transactions on Industrial Electronics Paper n#10-1645-TIE, Auburn University, Al/ Usa at 20out2010, vol.59 n 3 pg.1527-1537, DOI#10.1109/TIE.2011.2163372, mar/2012a.

POGAKU, N. , PRODANOVIC, M. , GREEN, T.C.; **Modeling, Analysis and Testing of Autonomous Operation of an Inverter-Based Microgrid**, IEEE Transactions on Power Electronics, v22, n2, p613-625, 2007.

RASHID, Muhammad H; **Power Electronics Handbook**; Ed.by M.H.Raschid Academic, URL<http://loc.gov/catdir/enhancements/fy0742/2007279688-d.html>, Burlington/MA, 2007. (CDD#621.38.P887e/2ed).

REZENDE, Fabian B.; **Controlador Digital de Alto Desempenho para Um Inversor Senoidal com Realimentação pela Corrente do Capacitor de Saída Usando Um Processador Digital de Sinais de 16bits e Ponto Fixo**; Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)–U.F.Uberlândia, 2008.

RYAN, Michael J. *et al.* **Control Topology Options for Single-Phase UPS Inverters**; IEEE Transactions on Industry Applications, v.33, n.2, p.493-501, Mar-Apr/1997.

ROCHA, C.X.; CAMACHO, J.R.; **Controle de Corrente para Compensação Seletiva de Harmônicos Utilizando o MSOGI-FLL**, Doutorado na UFUberlândia/mg, 2014.

SANTOS Fo, R.M.; SEIXAS P.F., CORTIZO P.C., TORRES L.A.B. e SOUZA A.F.; **Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications**, IEEE Proceedings...n8, 2008.

SANTOS Fo, Rubens M.dos; **Contribuição ao Controle Digital do Paralelismo sem Comunicação de Sistemas de Energia Ininterrupta**; Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica)– Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2009.

SARGOS, Frederic. **IGBT Power Electronics Teaching System Principle for Sizing Power Converters**, Application Notes AN-8005, SEMIKRON, 2008.

SILVA, S.M.; LOPES, B.M.; CARDOSO Fo, B.J.; CAMPANA R.P.; BOAVENTURA, W.C.; **Performance Evaluation of PLL Algorithms for Single-phase Grid-connected Systems**; Universidade Federal de Minas Gerais, Depto. de Engenharia Elétrica, IEEE Proceedings...n3, 2004.

SILVA, S.A.O.; TOMIZAKI, E.; NOVOCHADLO, R.; COELHO, E.A.A.; **PLL Structures for Utility Connected Systems under Distorted Utility Conditions**; In: IEEE Transactions on Industry Applications, v.4, n.6, p.2636-2641, 2006.

SPATUZZA, Alexandre; **Revista Sustentabilidade, Inovação para uma economia verde**; Site, disponível em <<http://revistasustentabilidade.com.br/category/analise-e-opiniao/page/n/>>, acesso em 3jul2012.

SIRI, K; LEE, C.Q; **Current distribution control of converters connected in parallel**; Proceedings of IEEE IAS, pp 1274–1280, 1990.

TANNUS, Henrique M.C; **Módulos de Sincronismo e Acionamento de Cargas Up/Down-Loads pelo DSP**, Trabalho de Iniciação Científica da FAPEMIG/NUPEP na U.F.Uberlândia, 2013.

TI, Spectrum; **Texas Instruments: TMS320C1x/C2x/C2xx/C5x Assembly Language Tools User's Guide**; disponível em file <http://ti/docs/pdf/manuals_ccs_full_c2000.html CCS Manuals> spru0018.pdf, p.2_1 –2_23, 1995.

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.

VASQUEZ, J.C.; GUERRERO, J.M.; LUNA, A.; RODRÍGUEZ, P.; TEODORESCU, R.; **Adaptive Droop Control Applied to Voltage-Source Inverters Operating in Grid-Connected and Islanded Modes**; IEEE Transactions on Industrial Electronics, v.56, n.10, Oct.2009a.

VASQUEZ, J.C.; MASTROMAURO, R.A.; GUERRERO, J.M.; LISERRE, M.; **Voltage Support Provided by a Droop-Controlled Multifunctional Inverter**; IEEE Transactions on Industrial Electronics, v.56, n.11, Nov.2009b.

ZHANG, X.; ZHANG, H.; GUERRERO, J. e MA, X.; **Reactive power compensation for parallel inverters without control interconnections in microgrid**; in Proc. 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics IECON2008, pp. 922—925, 2008.

7 APÊNDICES

A.– Características de Equilíbrios e Condições Iniciais

Para utilização das ferramentas do MATLAB® e PSIM®, determina-se suas características principais, propostas para $k_s = \text{Zero}$ e/ou $>\text{Zero}$ e $0 < k_s < (k_p = k_v)$.

A.1- Arquivo de parâmetros dos esquemático de simulação dos pontos de equilíbrio sem&com amortecimento k_s .

```

wo = 377
wt = wo/100
R1i = 1.e-6
L1i = 0.
R2i = 1.e-6
L2i = 0.
R1a = 14.
X1b = 6.032
L1b = X1b/wo
R2a = 7.0
X2b = 3.016
L2b = X2b/wo
R1c = 0.1/2
X1c = 1.131/2
L1c = X1c/wo
R2c = 0.1/2
X2c = 1.131/2
L2c = X2c/wo
kp = 0.005
kp1 = 0.005
kv1 = 0.005
kp2 = 0.005
kv2 = 0.005
kd0 = 0.000
kd1 = 0.0000?
kd2 = 0.0000?
wf = wt%*.67%(3.14*1)%.67)%/6.28%/(kd0*1e4)
P1t = 1385. %1495. %1494.83
Q1t = 505. %671. %670.902
P2t = 1500. %1500.57
Q2t = 750. %749.502
Ed1 = 127.0
Eq1 = 0.0
Ed2 = 125.96
Eq2 = -3.61
E1t = sqrt(Ed1^2+Eq1^2) %127.000
D1t = atan(Eq1/Ed1) %+0.00000
E2t = sqrt(Ed2^2+Eq2^2) %125.194
D2t = atan(Eq2/Ed2) %-.02933

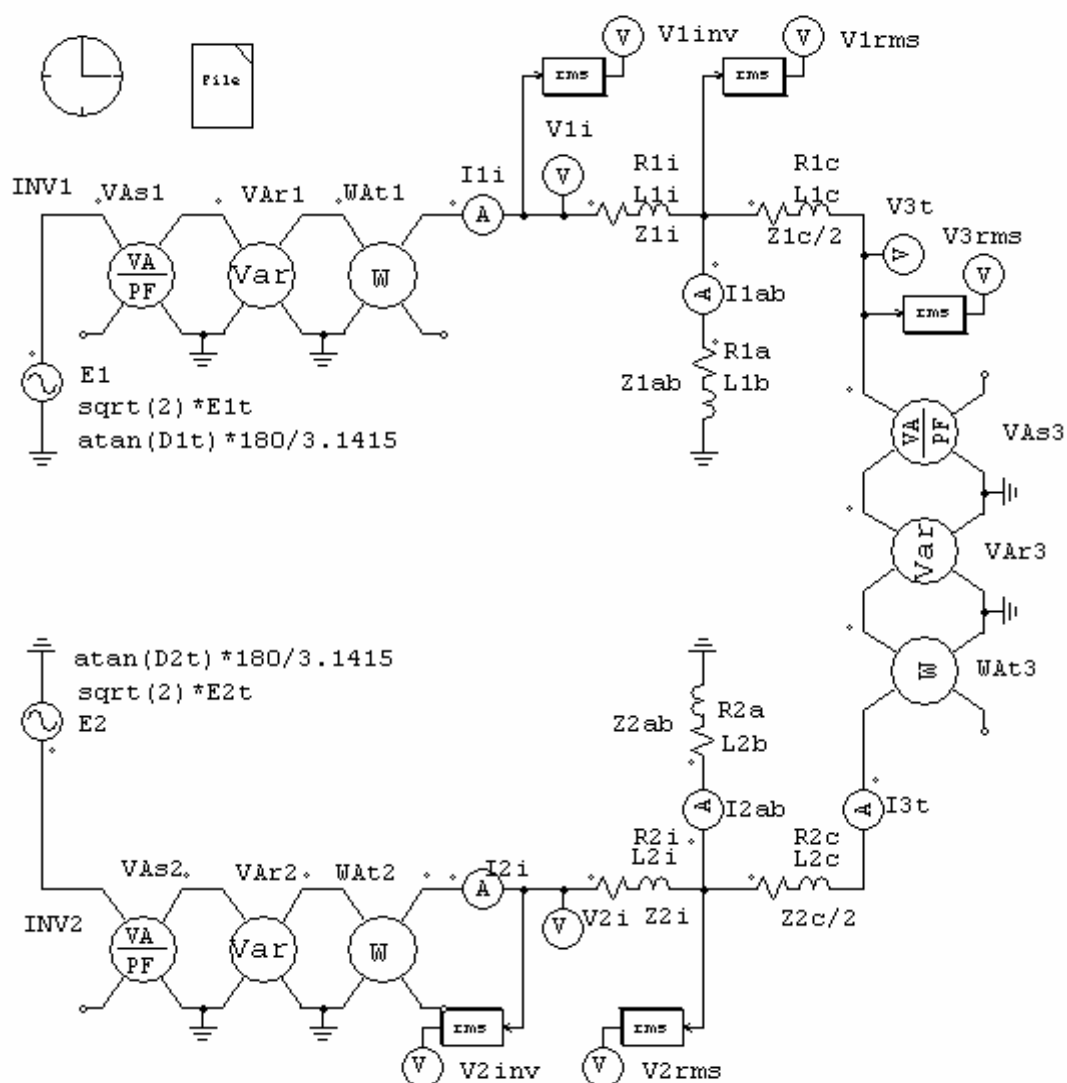
```

```

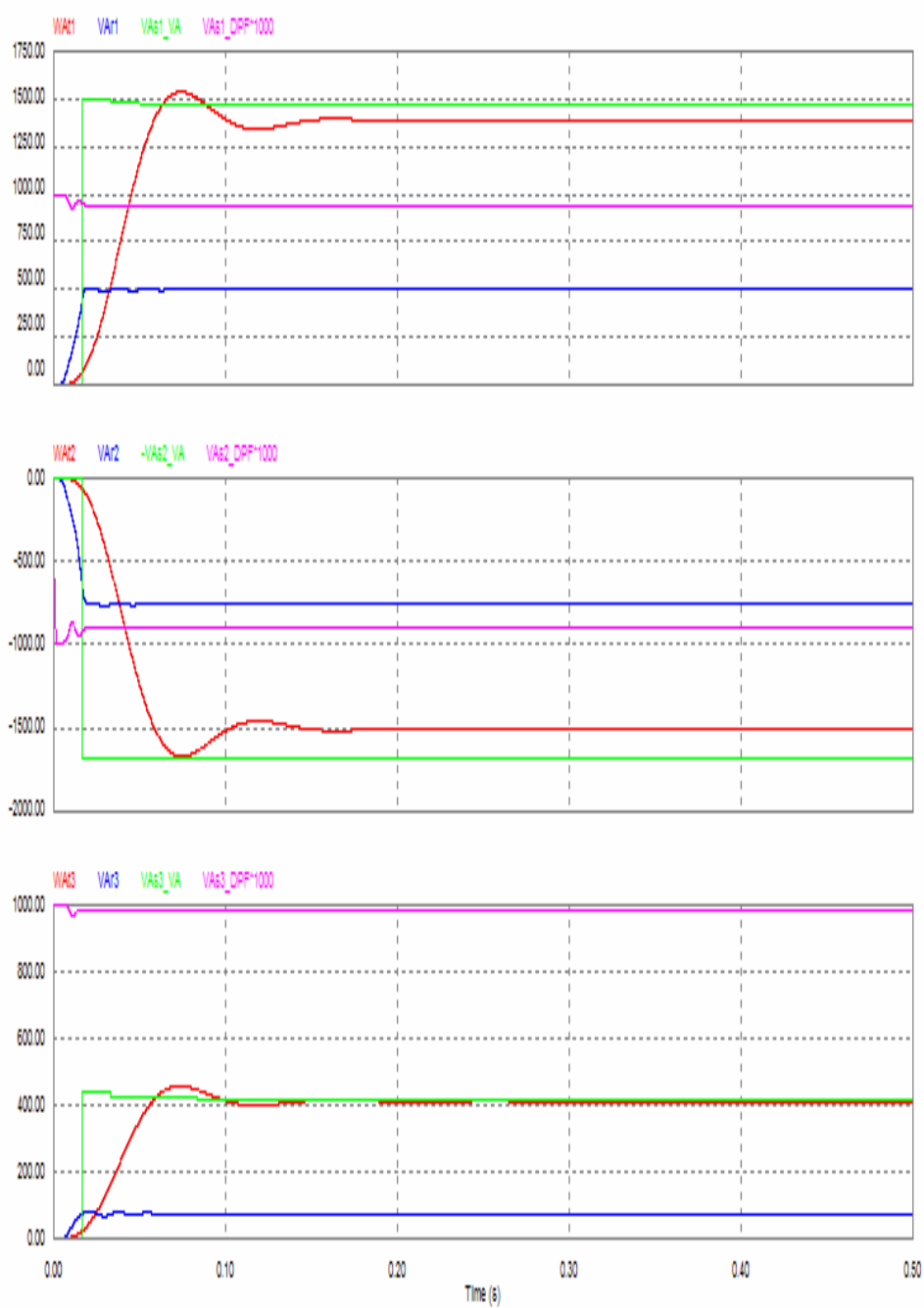
% Ponto de equilibrio:
Rc = R1c+R2c
Xc = X1c+X2c
E1 = E1t
D1 = D1t
E2 = E2t
D2 = D2t
P1 = P1t
P2 = P2t
Q1 = Q1t
Q2 = Q2t
kpe1 = 1/(Rc^2+Xc^2)*(2*Rc*E1-Rc*E2*cos(D1-D2)+Xc*E2*sin(D1-D2))
kpd1 = 1/(Rc^2+Xc^2)*(Rc*E1*E2*sin(D1-D2)+Xc*E1*E2*cos(D1-D2))
kpe2 = 1/(Rc^2+Xc^2)*(2*Rc*E2-Rc*E1*cos(D2-D1)+Xc*E1*sin(D2-D1))
kpd2 = 1/(Rc^2+Xc^2)*(Rc*E2*E1*sin(D2-D1)+Xc*E2*E1*cos(D2-D1))
% Condições iniciais:
%Wo - wo = droop +      M11          + C11          + SaltoFaseInvW:
W1o = (wt+kpv*P1) -(0+2*kpd1*kd1)*wf/(1+kpd1*kd1) -kd1*wf*P1 -kd1*kpd1*wf*(D1-kd1*P1)
W2o = (wt+kpv*P2) -(0+2*kpd2*kd2)*wf/(1+kpd2*kd2) -kd2*wf*P2 -kd2*kpd2*wf*(D2-kd2*P2)
%W1o = wt+kpv*P1  -kd1*kpe1*wf*kpv*Q1          -kd1*kpd1*wf*(kd1*P1-D1) -kd1*wf*P1
%W2o = wt+kpv*P2  -kd2*kpe2*wf*kpv*Q2          -kd2*kpd2*wf*(kd2*P2-D2) -kd2*wf*P2
D1o = kd1*P1
D2o = kd2*P2
%Fim.

```

A.2- Esquemático de simulação dos pontos de equilíbrio sem amortecimento extra $ks=0$.



A.3- Resultados de simulação para curvas de potências inversoras (P_i , Q_i , S_i , F_i)
 $psim123$, a) Inv 1, b) Inv 2, c) Nos 1e2.



B.– Simulação dos Fluxos de Carga em Paralelismo

Utilizando a ferramenta PSIM[®], determina-se a simulação dos fluxos de cargas, propostas para $0 < k_s < (k_p = k_v)/10s$, conforme esquema elétrico dos fluxos de potências para as cargas dos inversores **1e2** e sistema.

Descrevendo então os esquemas de controle Psim[®], conforme suas variáveis na figura B1 (com variáveis e nomenclaturas apropriadas ao esquemático de dois inversores em paralelo):

-Uma vez calculada a potência ativa P_i e devidamente filtrada em ωf , sua comparação ao teste de equilíbrio P_t esperado leva ao erro P_{it} . Pela teoria dos *droops* de frequência $-k_{pi}$ comparada à frequência de equilíbrio ωt desejada, leva à sua integral de fase $Fiwt$, que adicionada à realimentação antecipativa do salto de fase $-k_{di}$, produz o real defasamento do inversor $Fit(\delta)$ em teste de equilíbrio instantâneo.

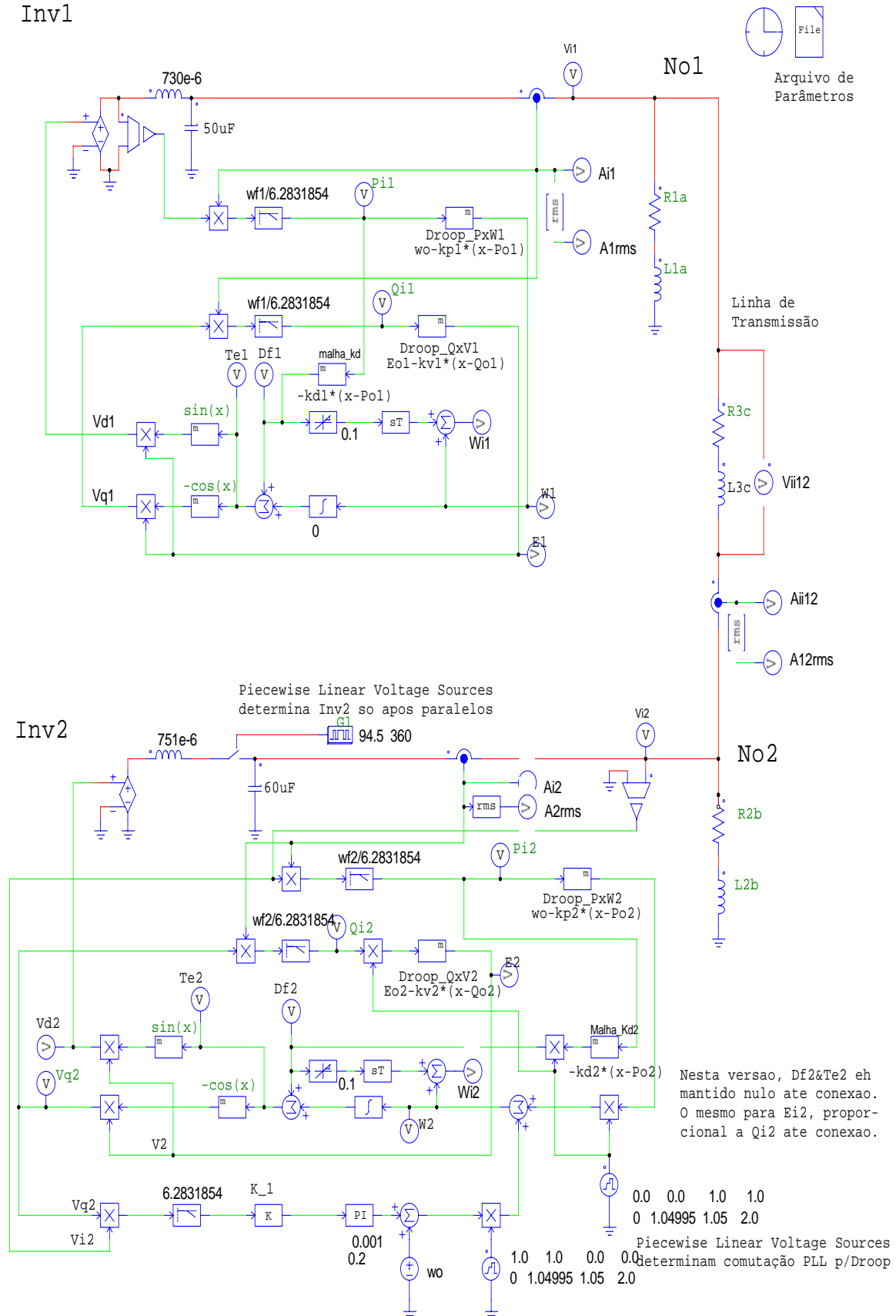
-Também calculada a potência reativa Q_i e devidamente filtrada em ωf , sua comparação ao teste de equilíbrio Q_t esperado leva ao erro Q_{it} . Pela teoria dos *droops* de tensão $-k_{vi}$ comparada à tensão de equilíbrio E_{it} desejada, leva à sua resultante de picos instantâneos E_i que passa a fazer parte de novos cálculos potenciais.

-A partir então dos valores instantâneos de fase δ aplicados matematicamente às funções $\sin(\delta)$ e $\cos(\delta)$, que multiplicados aos picos de tensão E_i originados, teremos novas tensões referencias $V_{ref} = V_p * \sin(\delta)$ e $= V_p * \cos(\delta)$ para participarem de novos cálculos das potências ativa e reativa, P_i e Q_i respectivamente.

-Observemos que a frequência do inversor ω_i só é obtida pela derivação instantânea da fase $Fit(\delta)$, evidente com limitações para as condições iniciais ω_o . Como também, só aqui poderão ser comparados digitalmente as variáveis das diferenças em defasamentos D_{ii} e frequências W_{ii} entre inversores **PWM** ideais.

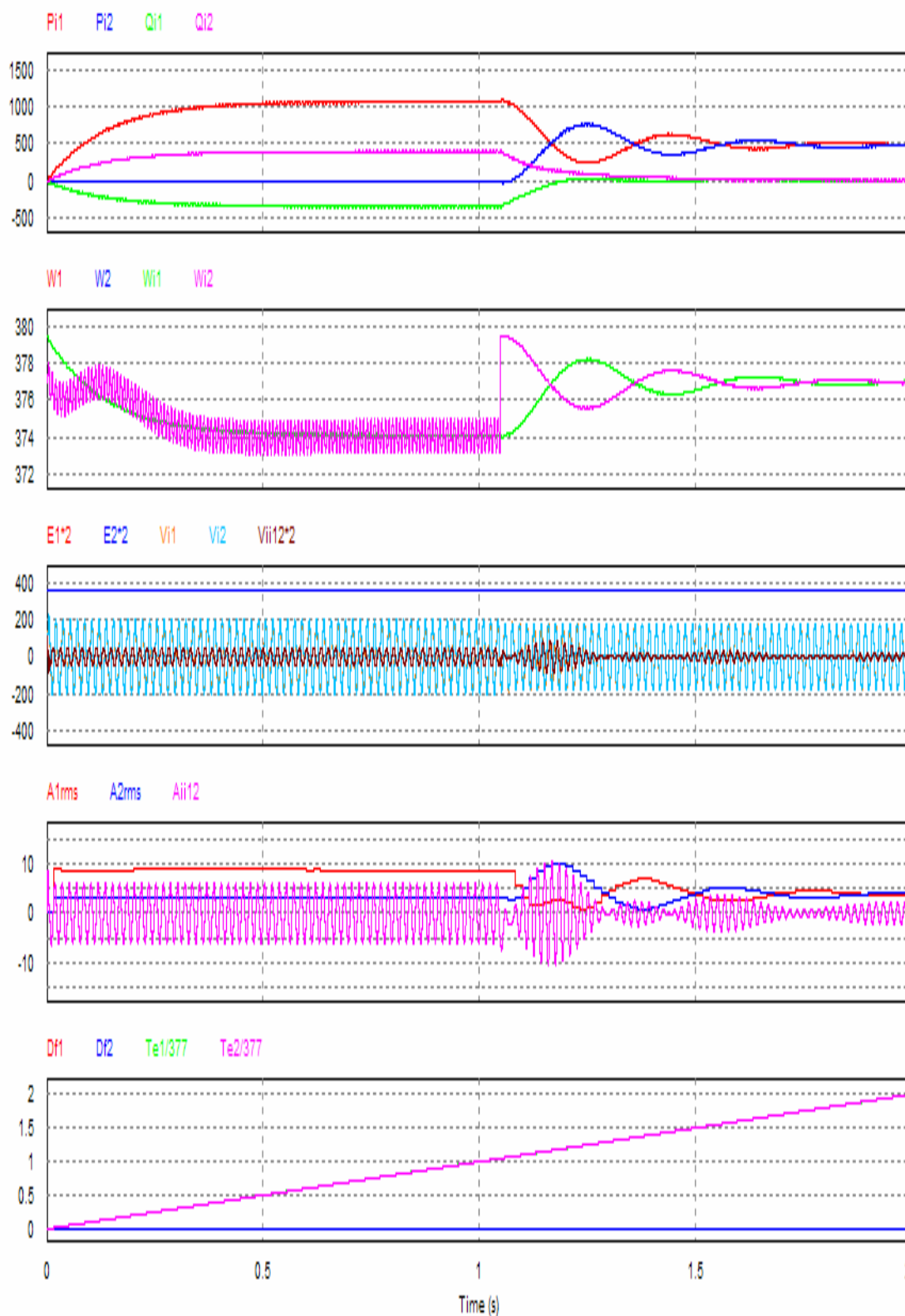
B.1- Esquemático de simulação dos ensaios experimentais de paralelismo, para amortecimentos k_s e cargas do sistema inversores 1e2.

Inv1

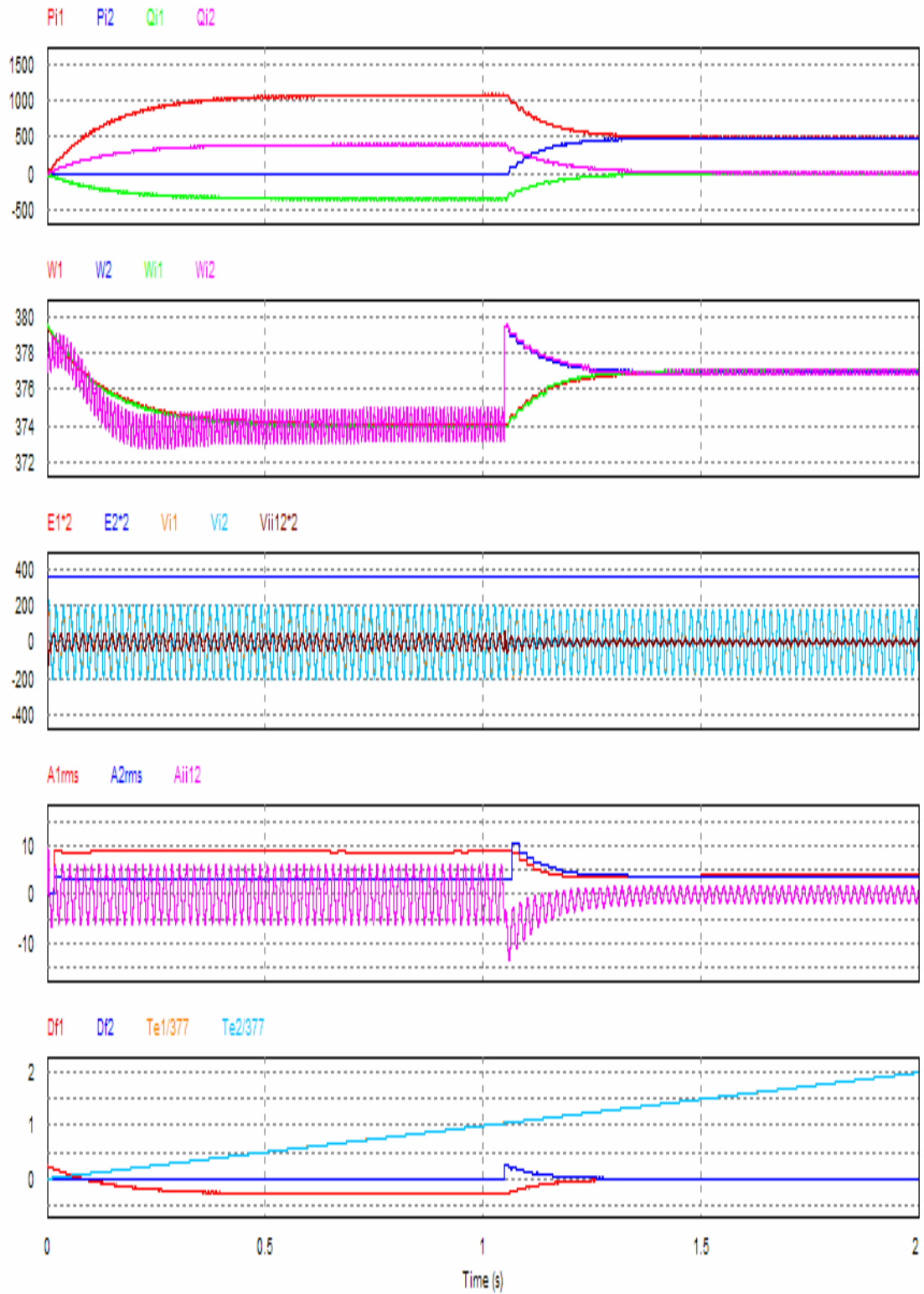


B.2- Resultados de simulação de paralelismo de 2 inversores sem&com amortecimentos extras k_s :

a12345) Curvas com $k_s=0$,



b12345) Curvas com $ks \neq 0$.



C.– Fluxograma para Controle dos Inversores 1e2 pelo DSP

[Avelar *et al*, 2012a].

O inversor poderá trabalhar em três modos:

- apenas acionando uma carga elétrica;
- conectado à rede elétrica em *Stiff Connection*;
- conectado a outros inversores em microrrede *Stand Connection*;

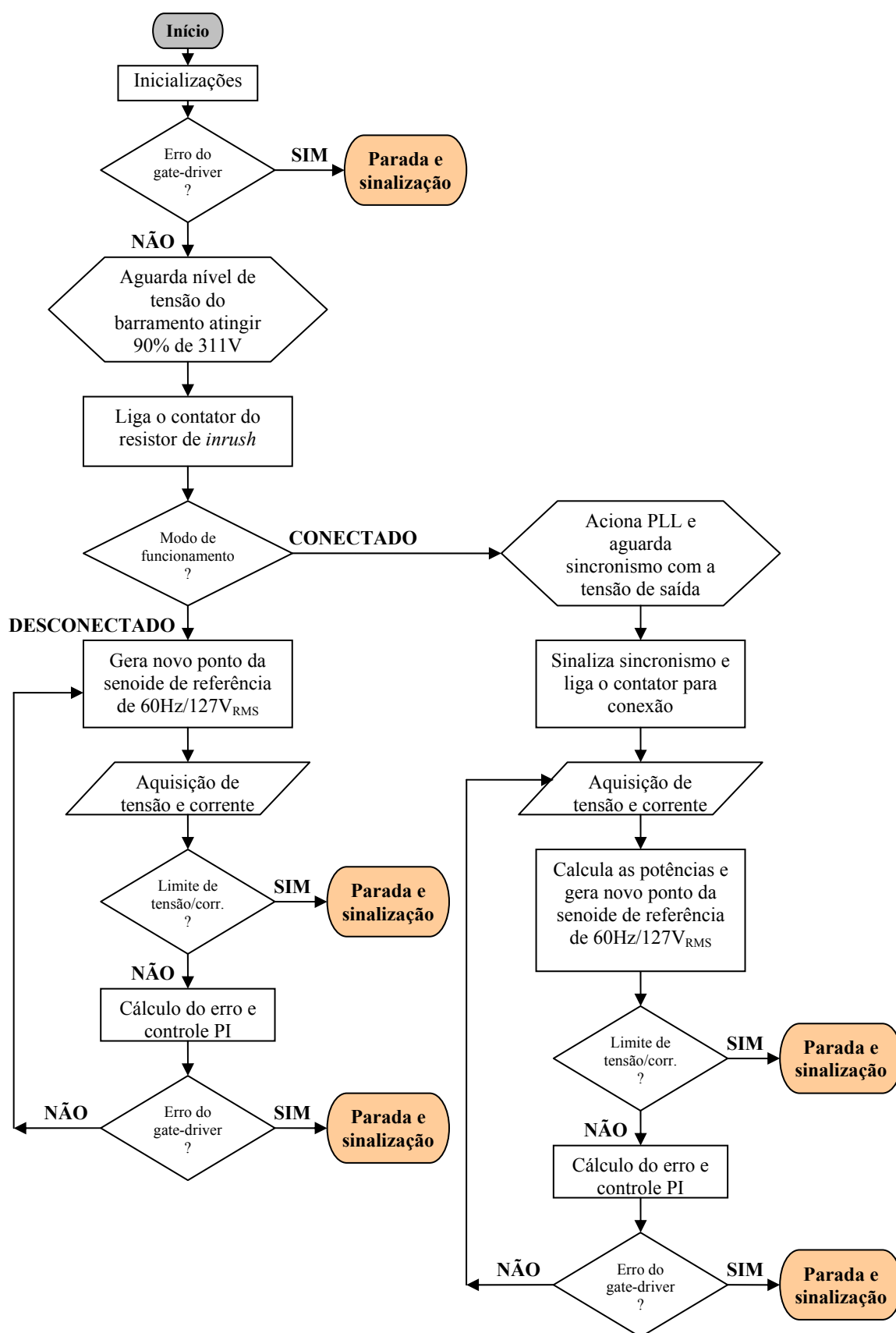
No primeiro modo, ele irá gerar uma tensão senoidal com base em uma referência interna de 60Hz e 127Vrms, com limite de potência para evitar sobrecargas ou curto circuito, monitorando a corrente de saída e os sinais de erro dos GD's dos IGBT's. Além disso, a tensão do Elo CC também deve ser monitorada, desligando o sistema caso esta tensão atinja 700V, a fim de evitar a danificação dos capacitores do elo CC.

No segundo modo, um PLL irá gerar inicialmente a tensão de referência do inversor, até o momento do sincronismo com uma rede em 60Hz fixos. Após o sincronismo, a tensão senoidal do inversor passa a ser controlada pelo *droop*, associado à realimentação de fase. Neste modo também são verificadas as condições de sobrecarga, curto circuito e sobretensão no Elo CC.

No terceiro modo, semelhante ao segundo acima, até o momento do sincronismo com uma microrrede em 60Hz variável. Após o sincronismo, a tensão senoidal do inversor passa a ser controlada pelo *droop* associado à realimentação de fase, enquanto a frequência angular é controlada pelo droop de potencia ativa incluindo ou não a realimentação de saltos de fase *ks*'s. Neste modo também são verificadas todas as condições de segurança anteriores.

A verificação dos erros gerados pelo *gate-driver* será feita por meio de interrupção, para maior rapidez na resposta.

As condições de erro geradas por sobretensão e por sobrecarga serão verificadas na rotina de interrupção do conversor A/D, bem como o algoritmo de controle.

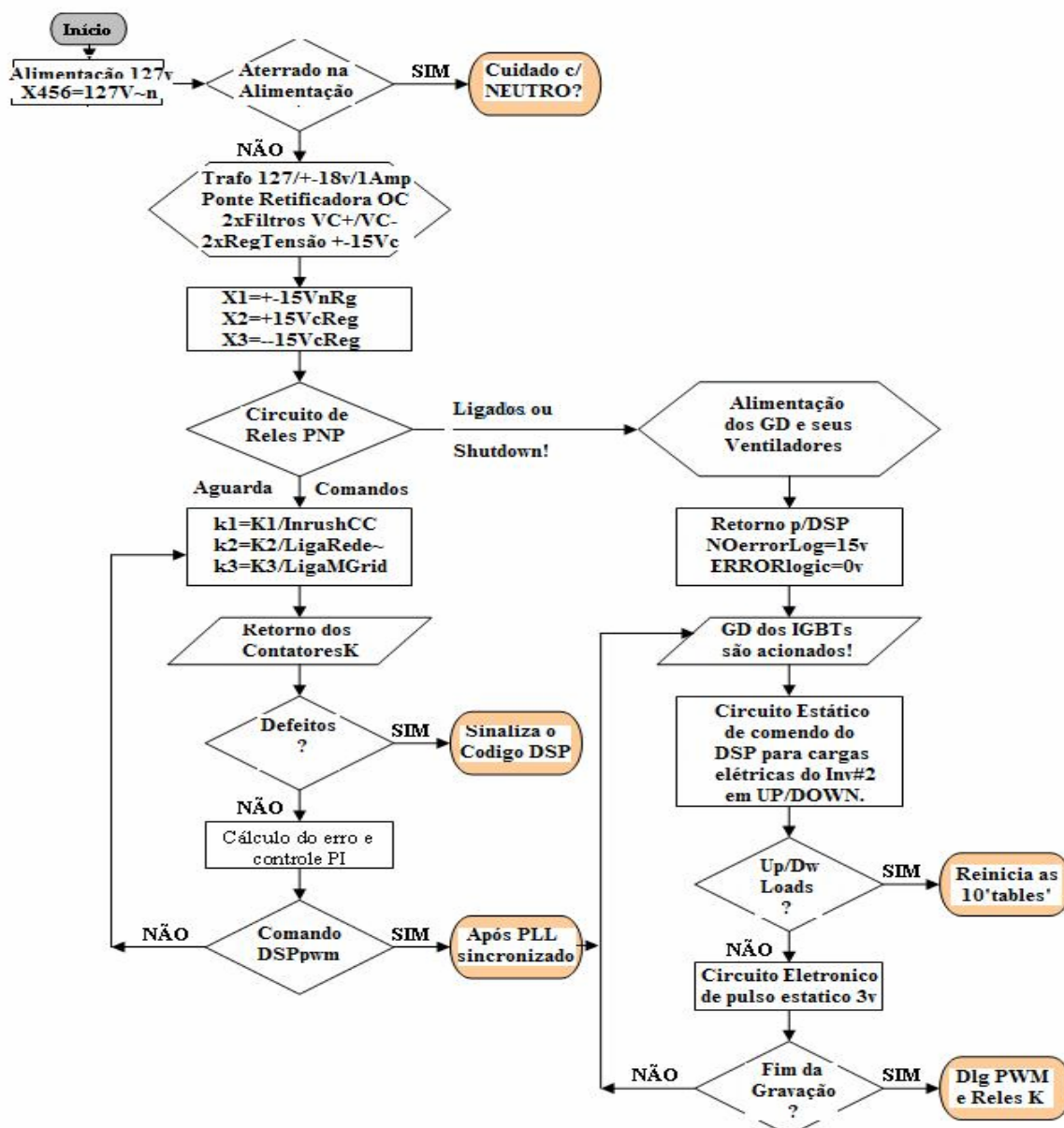


8 ANEXOS

D.– Circuitos Eletrônicos Auxiliares [Parreira, Brito, Tannus]

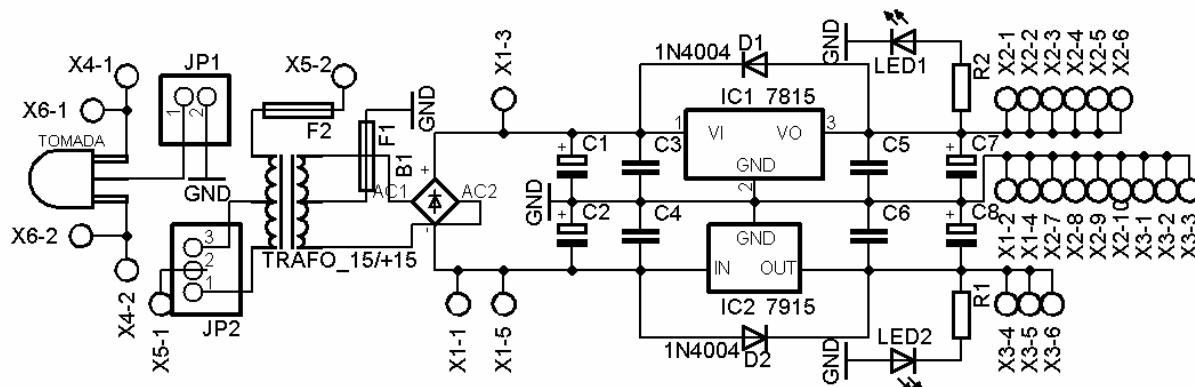
O fluxograma D1 mostra a sequência elétrica e operacional dos circuitos auxiliares eletrônicos para auxílio aos comandos do DSP, em qualquer dos três modos operacionais (1=Inversor/Gerador, 2=Inversor/Rede, 3=Inversor/Inversor) seguido pelos circuitos individualmente.

D.1- Fluxograma de Alimentação dos Auxiliares ao DSP

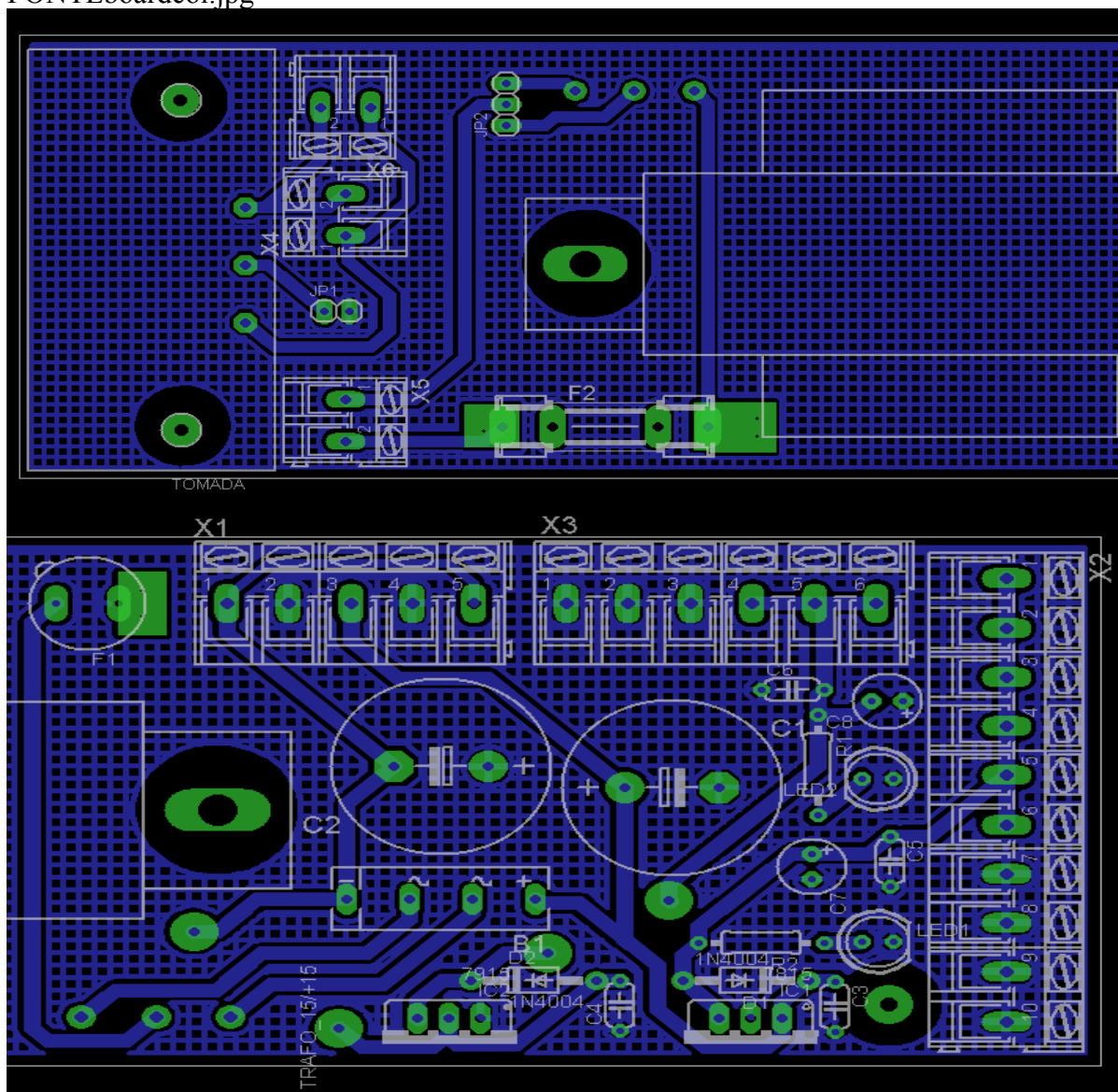


D.2- Fonte de Alimentação dos Auxiliares ao DSP

FONTecircp&b/color.jpg

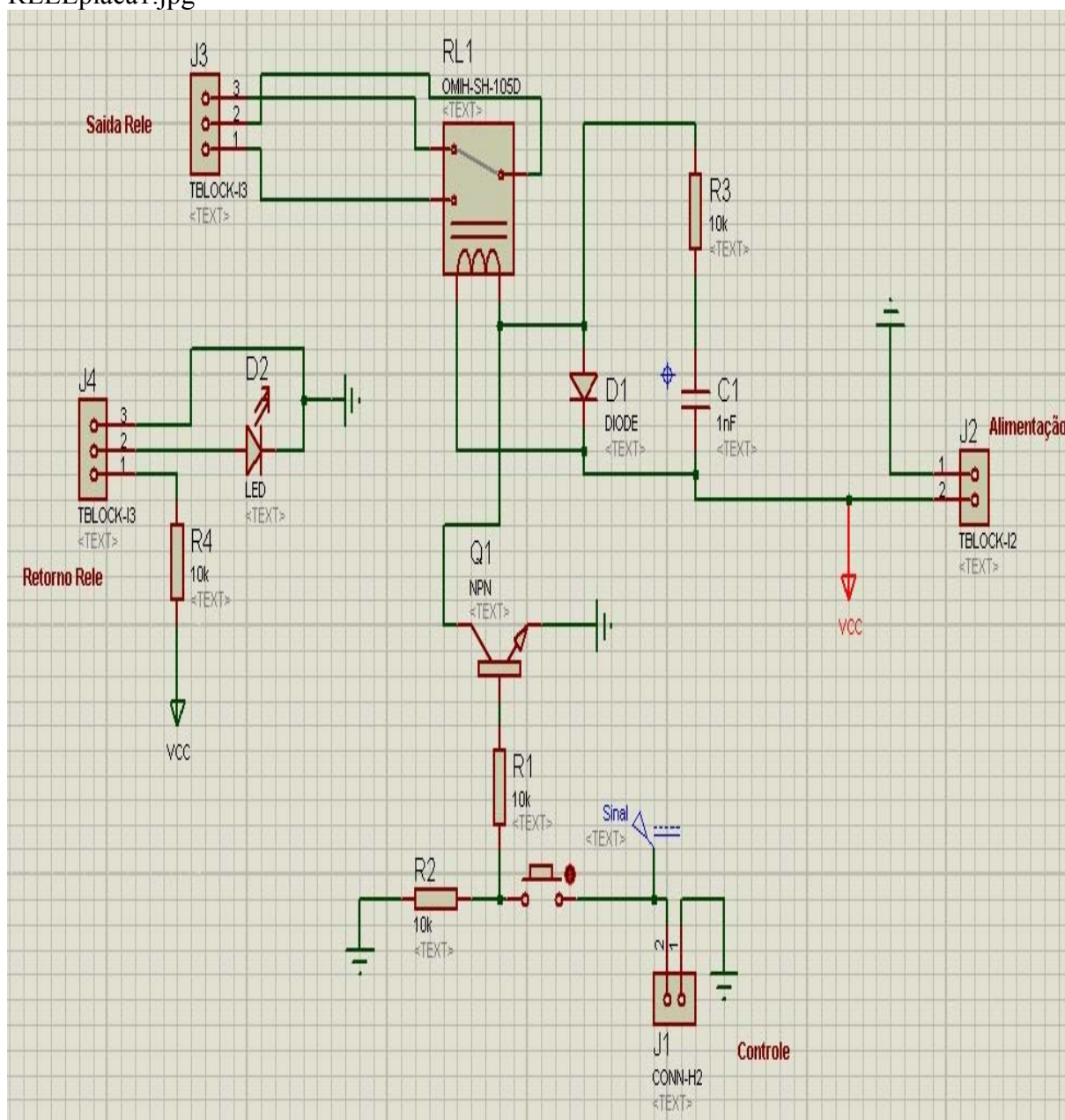


FONTEmboardcol.jpg

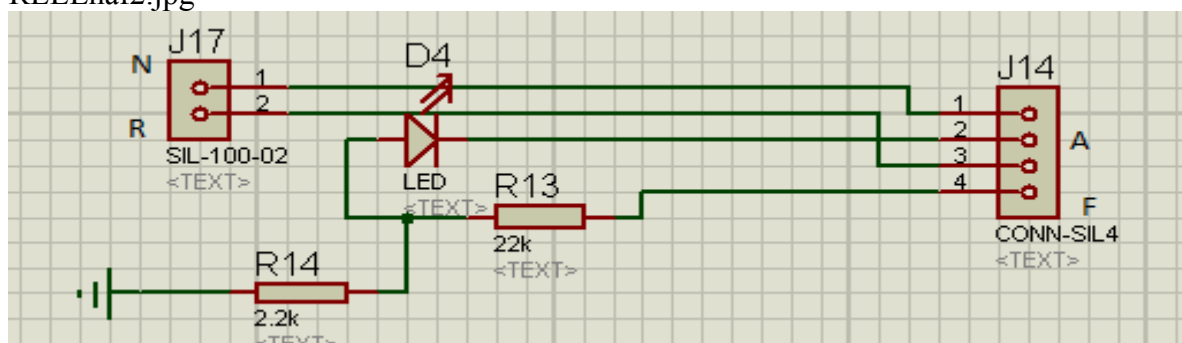


D.3- Relés de Comando *k123* dos Contatores K123 pelo DSP

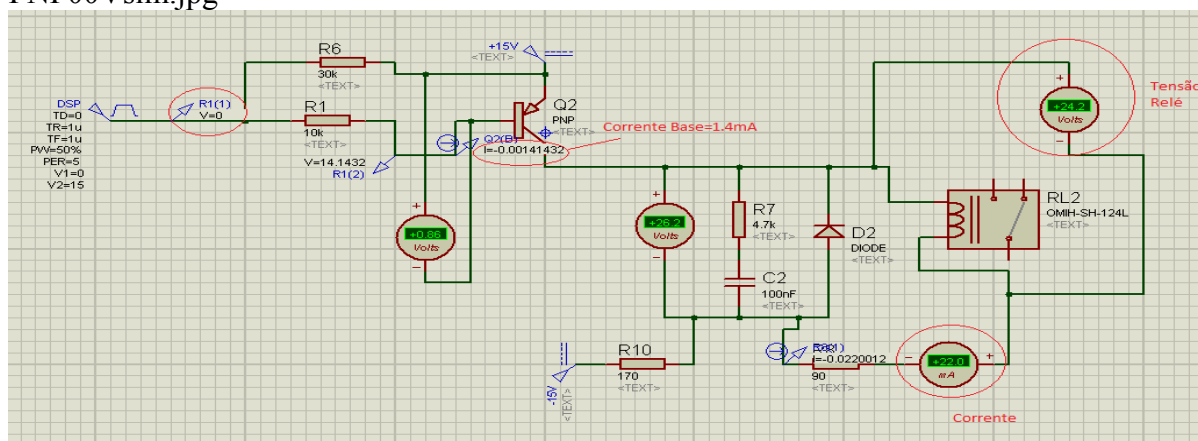
RELEplaca1.jpg



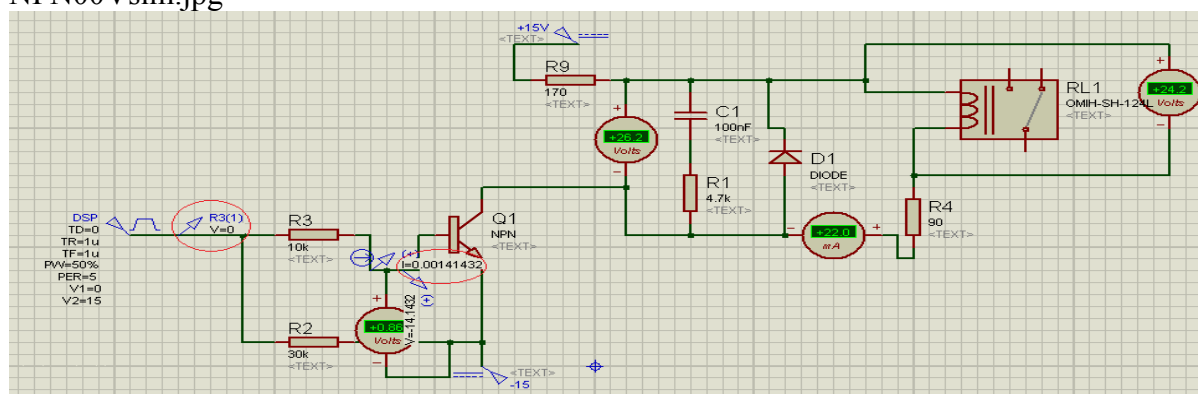
RELEnaf2.jpg



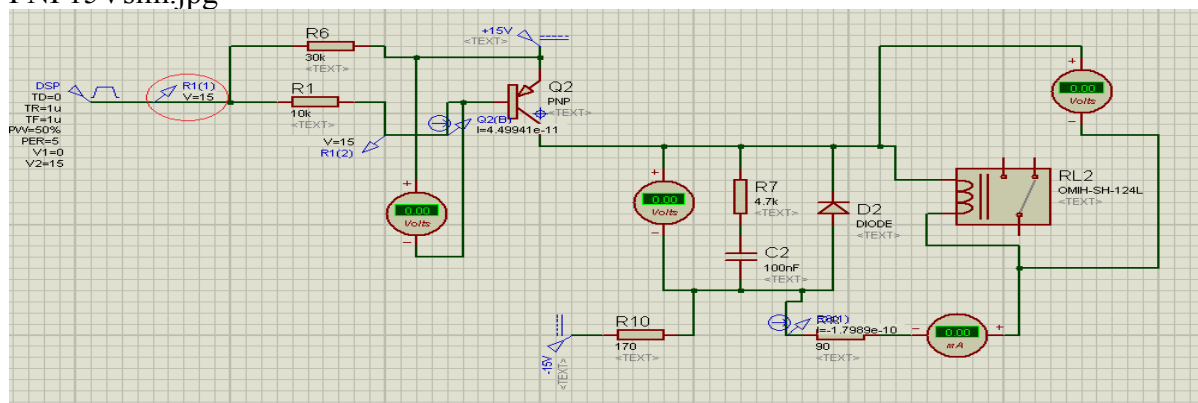
PNP00Vsim.jpg



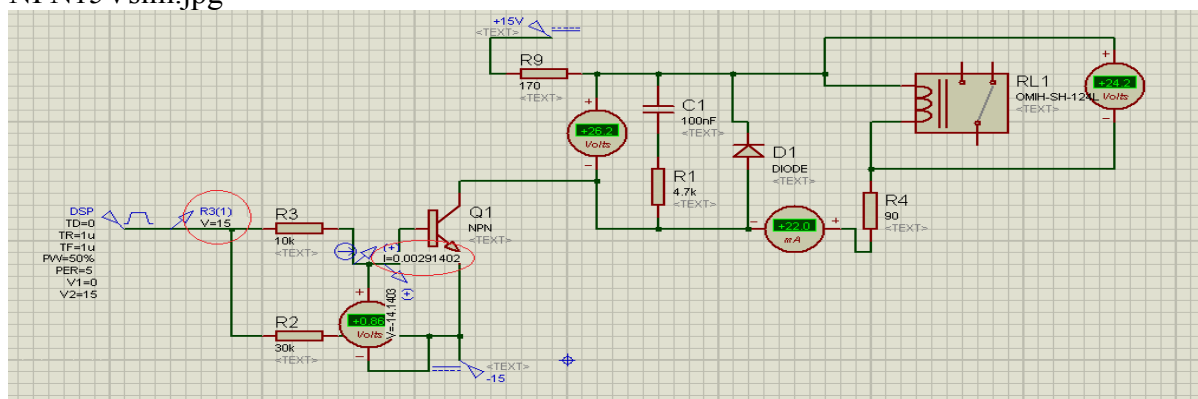
NPN00Vsim.jpg



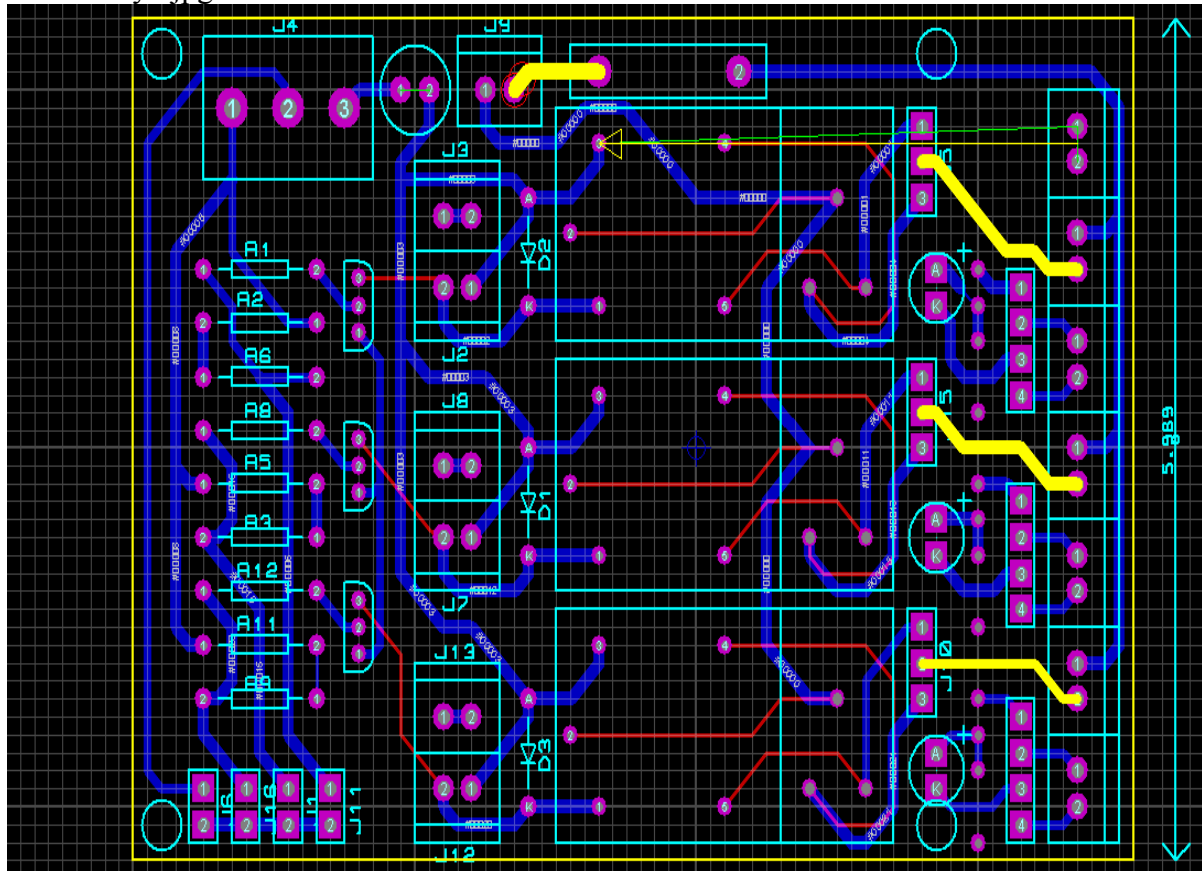
PNP15Vsim.jpg



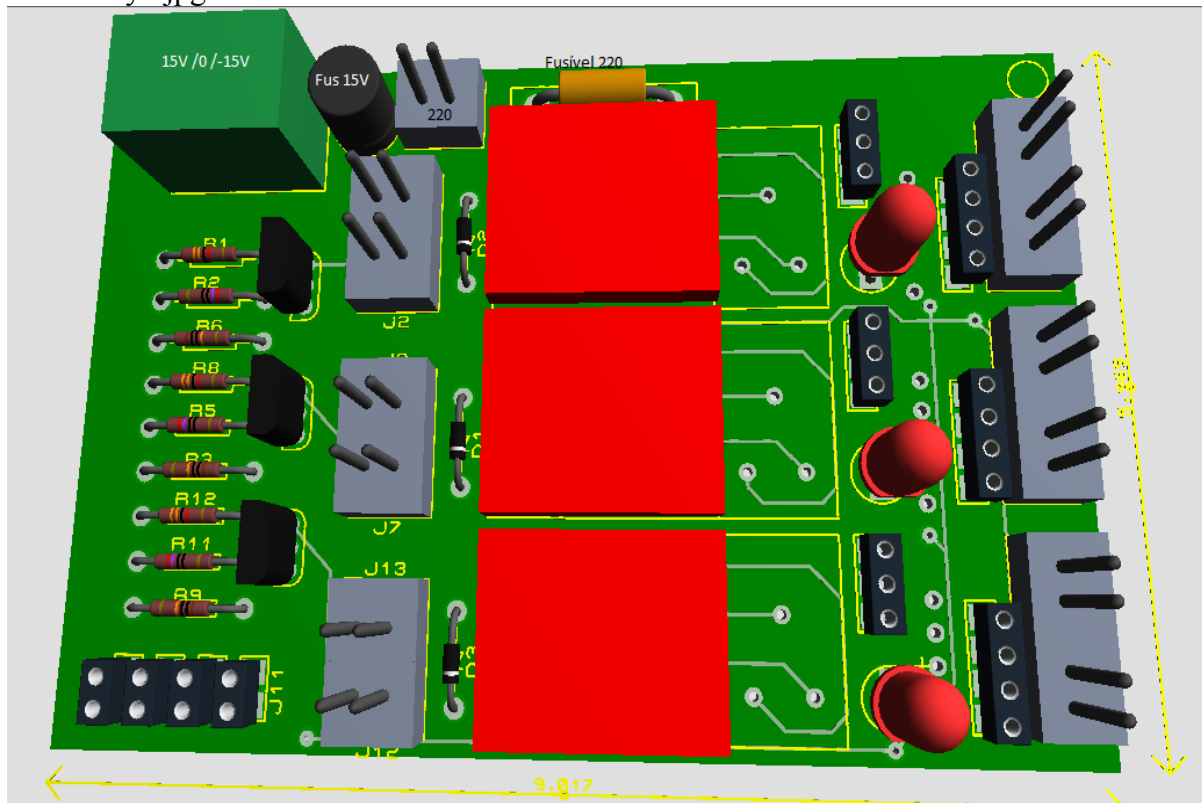
NPN15Vsim.jpg



PNPdeslay3.jpg

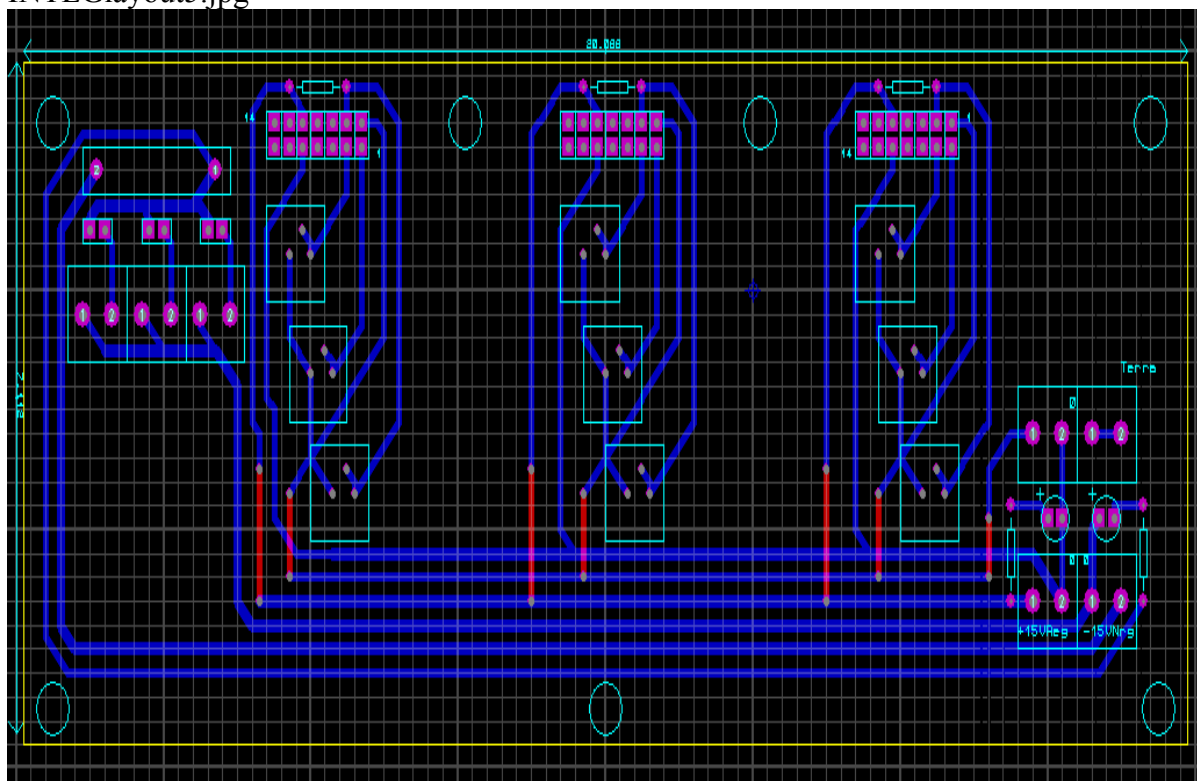


PNPfolay4.jpg

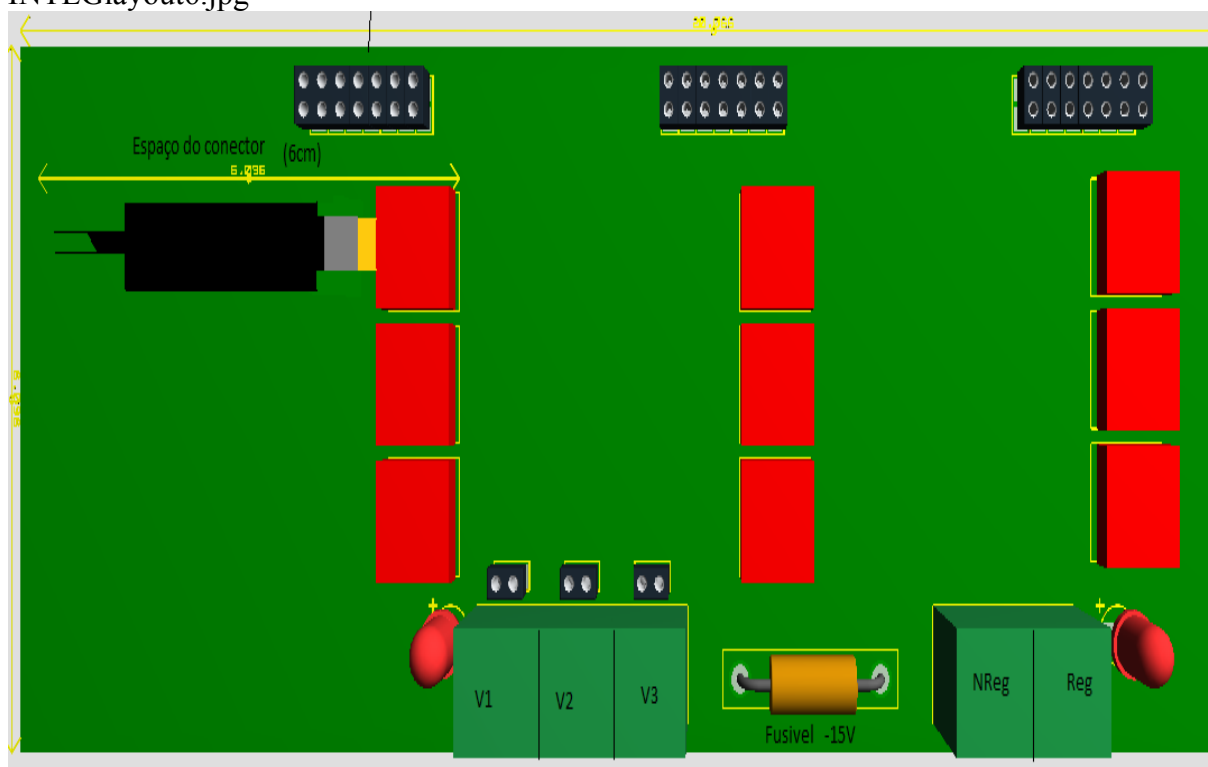


D.4- Alimentação e Interligação dos GD pelo DSP

INTLGlayscale5.jpg

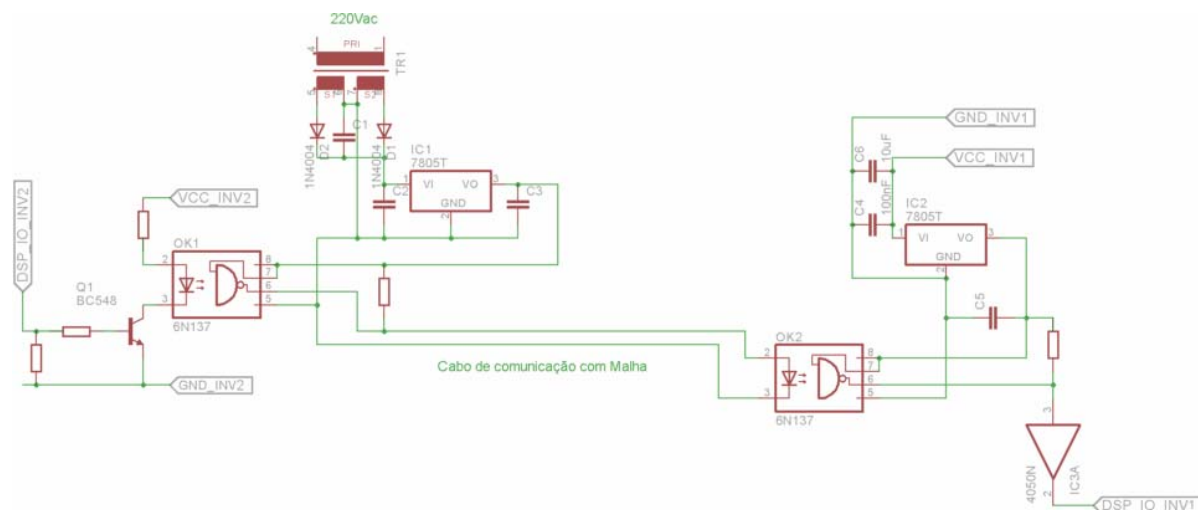


INTLGlayscale6.jpg

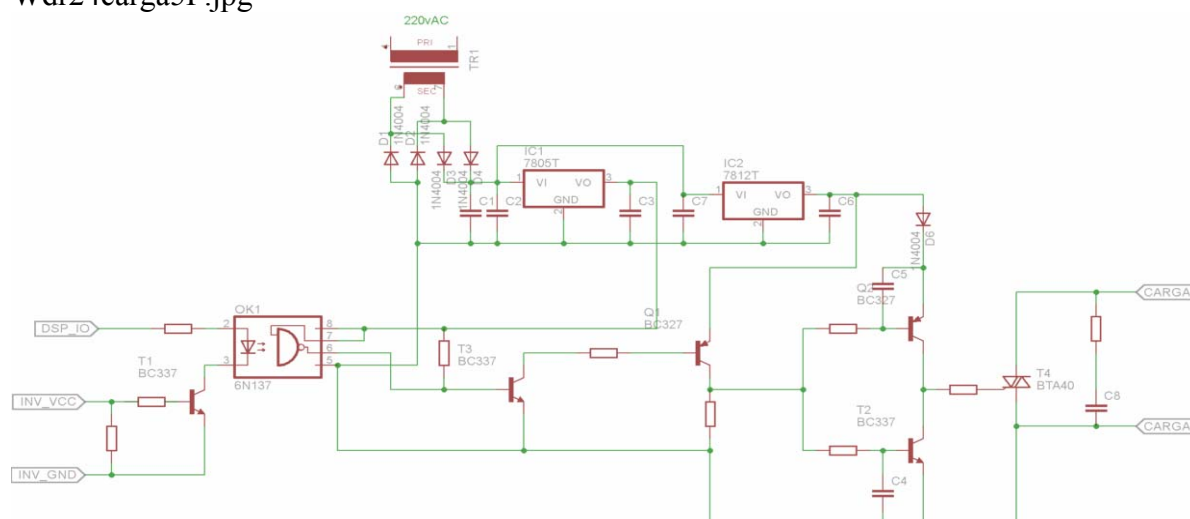


D.5- Sincronismo e Acionamento de Transitórios de Cargas pelo DSP

Wdr24fotoacsim5F.jpg

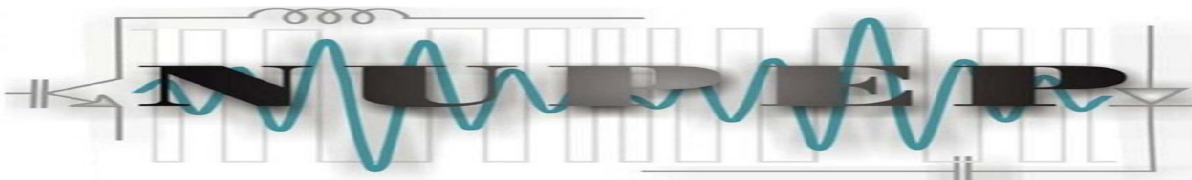


Wdr24carga5F.jpg



E – Sensores e Conversores de Tensão e Corrente

E.1- Publicação: NUPEP-UFU Março 2011 [Brito, 2011]



Fonte: Elaborado pelo aluno de Iniciação Científica do curso de Engenharia Elétrica,

Módulos de Aquisição e Condicionamento de Sinais de Tensão e Corrente

Descrição geral: O Módulo tem por função a leitura e tratamento de sinais de tensão e corrente para que estes possam ser interpretados por um DSP (“Digital Signal Processor”). Estes módulos tem em seu corpo basicamente 2 sensores Hall, um de tensão e outro de corrente, 5 AO's (Amplificadores Operacionais), 1 regulador de tensão e outros componentes simples (conectores, beads, resistores, trimpots e capacitores).

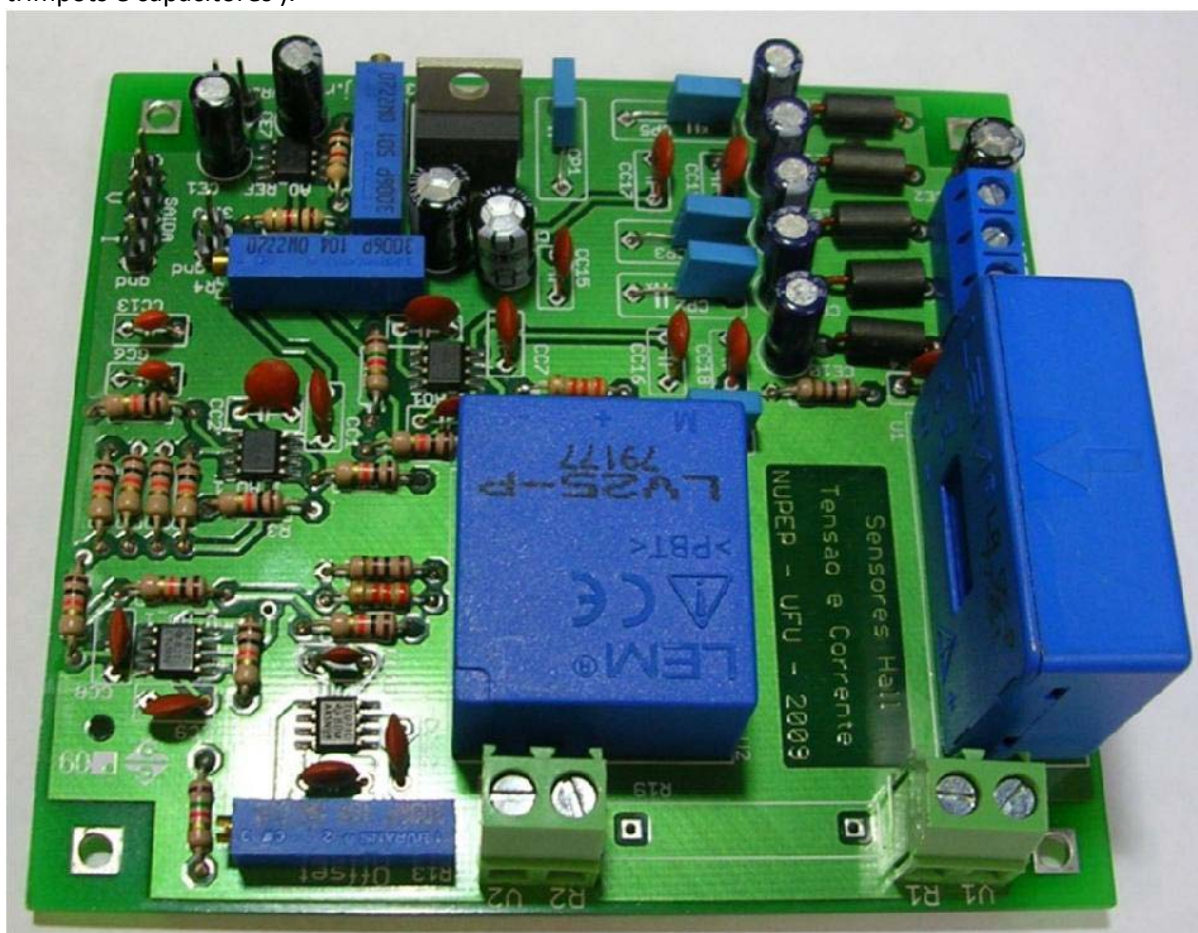


Figura E.1- Visual das placas de sensores de tensão e corrente, [Brito,2011].

Valores Máximos Absolutos:

Parâmetro= Min./ Típico / Max. / Unidade

Alimentação +15(relação ao gnd)= 14.8 / 15 / 15.2 / V

Alimentação -15(relação ao gnd)= -14.8 / -15 / -15.2 / V

Corrente Nominal r.m.s medição= - / - / 50 / A

Faixa Medição de Corrente= -70 / -/+70 / A

Tensão Nominal r.m.s medição*= - / - / 500 / V

Faixa Medição de Tensão*= -500 / - / +500 / V

*Para resistor de 50KΩ, valores diferentes consultar item: Resistor de Medição.

Funcionamento:

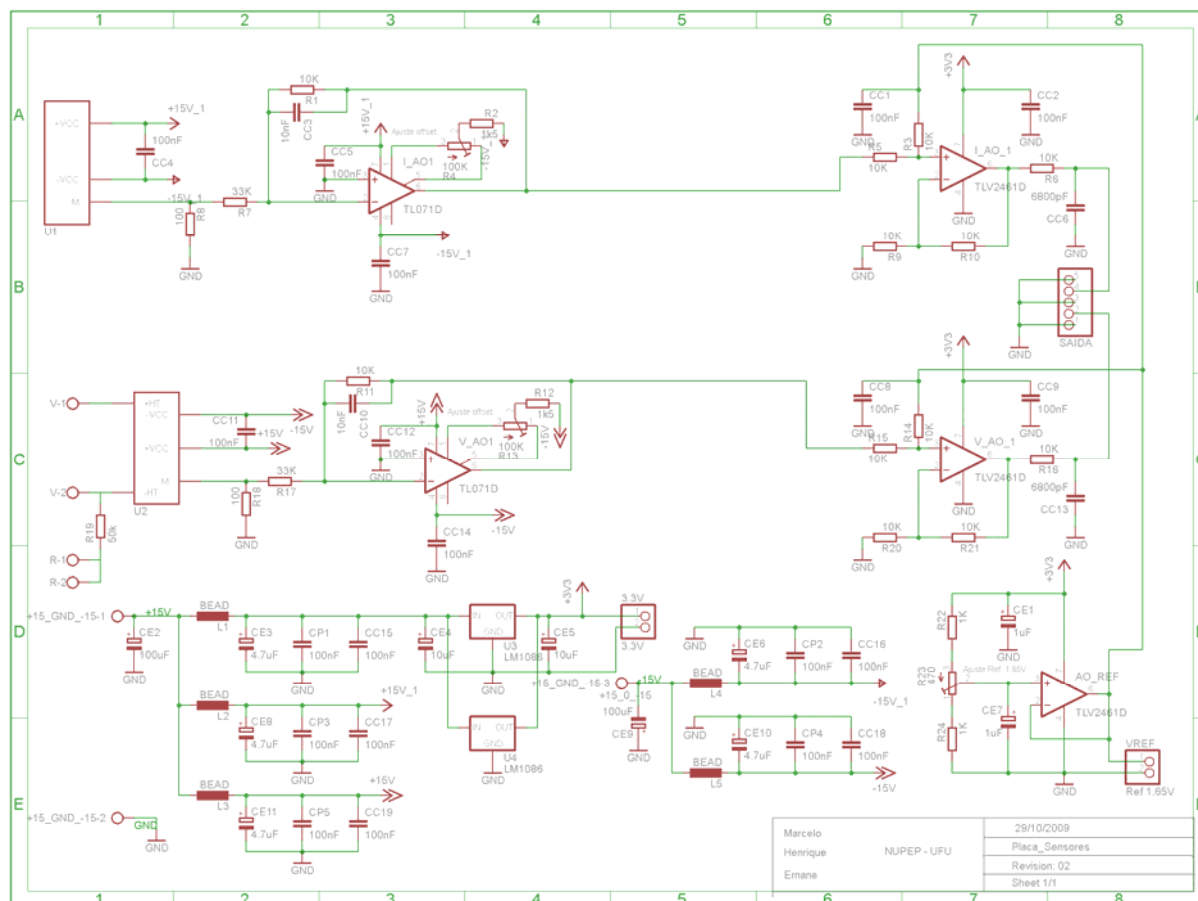


Figura E.2- Circuito das placas de sensores de tensão e corrente, [Brito,2011].

Os ganhos do circuito de tensão e de corrente são:

$$G_{\text{corrente}} = 0,029$$

$$G_{\text{tensão}} = 0,0014$$

A frequência de corte do filtro passa baixa (*anti aliasing*), de ambos os sensores são:

$$\omega_{\text{corte}} = \frac{1}{R_{11}C_{10}} = \frac{1}{10k \times 10n} = 10k \text{ rad / s}$$

$$f_{\text{corte}} = \frac{\omega_{\text{corte}}}{2\pi} = \frac{10k}{2\pi} = 1591,5 \text{ Hz}$$

Funcionamento:

O módulo pode ter seu circuito dividido em 3 partes:

A primeira é um estágio de filtro e regulação da alimentação, sendo este composto por capacitores, beads, um regulador de tensão e um AO usado como buffer para dar o nível DC considerado como zero pelo DSP. Já neste estágio há uma separação entre as alimentações dos AO's do estágio de filtro de tensão com o de corrente, assim havendo um desacoplamento para evitar interferência entre sinais.

Ainda como uma parte anexa a este estágio, há um divisor de tensão, responsável por dar um nível de tensão que posteriormente será somado ao sinal para criar um offset e elevar o sinal ao “zero” do DSP.

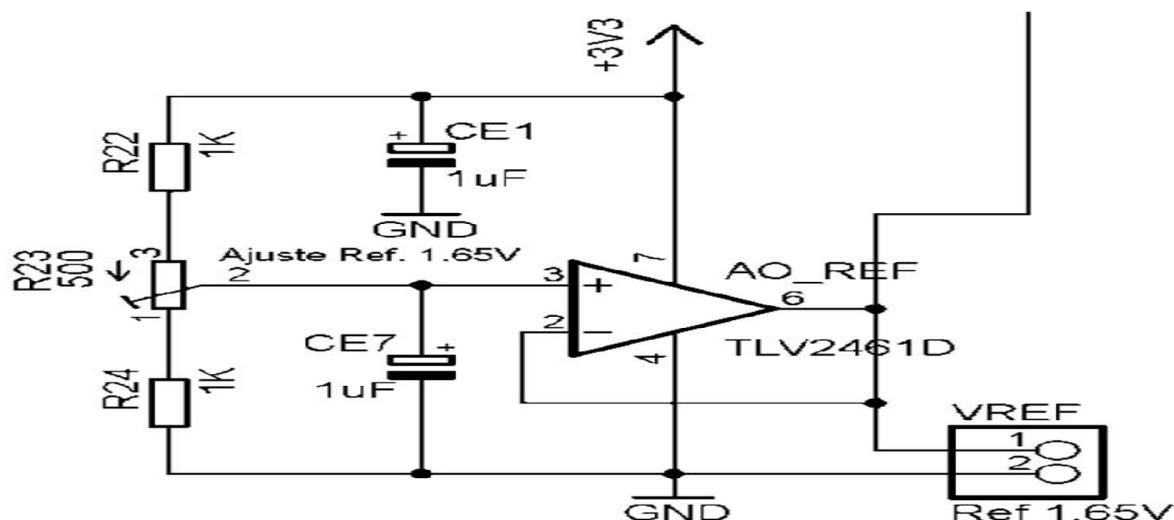


Figura E.3- Circuito eletrônico do divisor de tensão, [Brito, 2011].

O segundo estágio é efetivamente responsável pelo tratamento inicial do sinal, sendo que existem dois estágios idênticos, um para o sinal de tensão outro para o de corrente, sendo este circuito um filtro anti-aliasing responsável por limitar a frequência de sinal amostrado, devendo este ter seus valores redimensionados de acordo com a frequência do sinal de interesse.

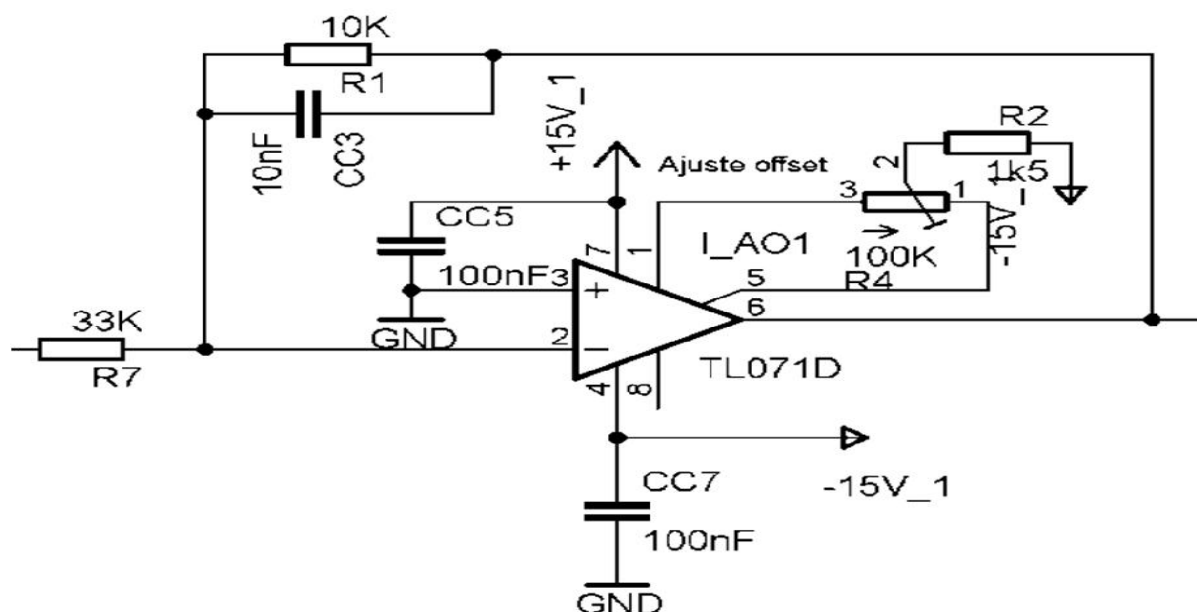


Figura E.5- Circuito eletrônico do estágio de filtro anti-aliasing, [Brito, 2011].

A terceira parte do circuito é por final um circuito somador que soma o sinal vindo do estágio anterior a um nível DC de aproximadamente 1,5V (sendo 1,5V para o TMS320F2812, nos demais modelos consulte o datasheet) de forma que o sinal agora possui o nível zero neste valor, forma usada pelo DSP para aquisição do sinal.

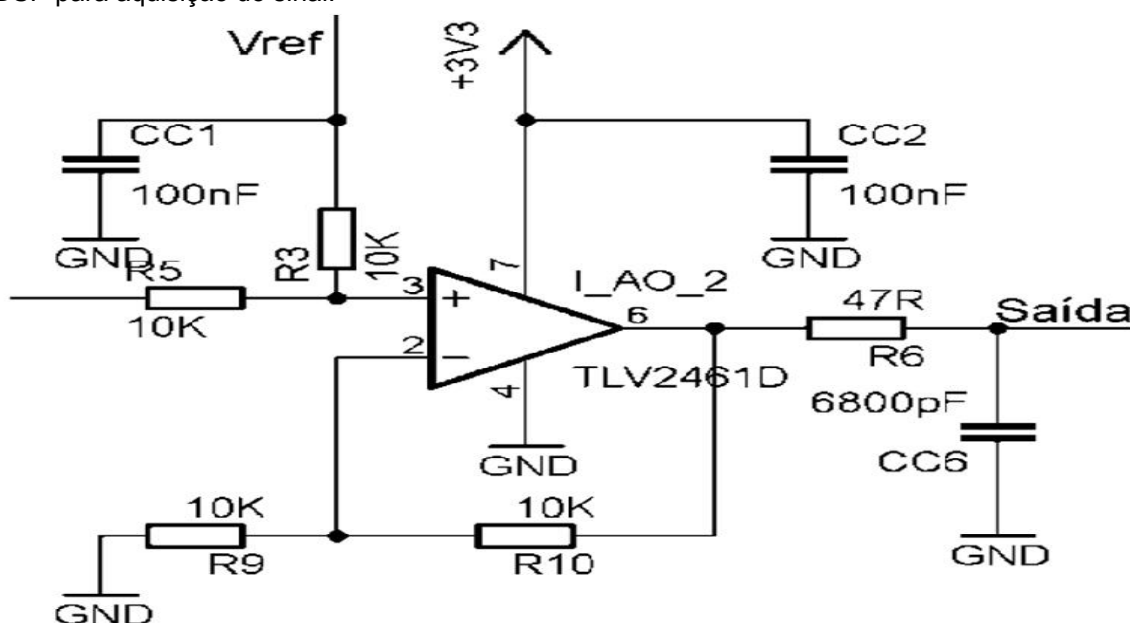


Figura E.6- Circuito eletrônico do estágio somador nível lógico, [Brito, 2011].

Instruções de montagem:

A montagem dos módulos deve ser feita por uma pessoa com experiência em soldagem de PCI(Placas de Circuito Impresso), devido à presença de componentes SMD(Surface Mount Device), para a montagem dos módulos são necessários os seguintes equipamentos:

-Soldador de ponta fina; -Solda; -Pinça; -Escova; -Álcool Isopropílico; -Alicate de corte

Os passos seguintes devem ser realizados preferivelmente na seqüência descrita para facilitar a soldagem e garantir o bom funcionamento do módulo montado. Os valores e posições dos componentes podem ser vistos nos arquivos anexos:

1°-Soldar os componentes SMD com o auxílio de uma pinça para segurar o componente, sendo o lado do pino 1 aquele para o qual está o nome do CI(Circuito Integrado) na placa.

2°-Limpar o fluxo resultante da solda dos componentes SMD com álcool isopropílico.

3°- Soldar todos os resistores.

4°-Soldar os capacitores cerâmicos.

5°-Soldar os beads.

6°-Soldar os trimpots.

7°-Soldar as barras de pinos.

8°-Soldar os capacitores de poliéster.

9°-Soldar os capacitores eletrolíticos (Lado positivo simbolizado pelo "+").

10°-Soldar o regulador de tensão.

11°-Soldar os conectores molex.

12°-Soldar os sensores de tensão e corrente.

13°-Fazer um teste com testador de continuidade em busca de curto em pontos prováveis.

14°-Limpar lado inferior da placa, para remover o fluxo resultante da soldagem dos componentes.

15°-Ligar a alimentação como descrito em “Alimentação”

16°-Realizar a calibração como descrito em “Calibração”

17°-A placa está pronta para o uso.

Alimentação:

A alimentação da placa deve ser feita através de uma fonte externa que possua saídas estabilizadas de +15V e -15V, saídas essa que são facilmente encontradas em fontes lineares que possuem algum CI regulador como os convencionais 7815 e 7915. A conexão dos três fios é feita em um conector do tipo molex que possui escrito +15 GND -15:

Calibração e Teste:

Cada módulo possui 3 trimpots, para que se possa fazer uma calibração do módulo, sendo dois para regular o offset dos sinais de saída e um para regular a “Vref”, este “Vref” é o meio lógico que o DSP interpreta(sendo 1,5V para o TMS320F2812, nos demais modelos consulte o datasheet). Os passos para realizar a calibração das placas são:

- Alimentar devidamente a placa, com fonte simétrica de +15/-15, como descrito no item Alimentação.
- Medir se nos pinos “Vref” e “Gnd” apresentados há uma tensão estabilizada em 3.3V(passível de uma variação de $\pm 0.1V$) em relação ao GND.
- Para a calibração do zero do sinal que será somado em ambos os canais, deve-se fazer a leitura da tensão no pino “Vref” em relação ao “Gnd” e ajustar a saída para o valor desejado, sendo que girando no *sentido horário aumenta* a tensão e no *sentido anti-horário, diminui*. Sendo então 1,5V o valor convencional.
- Para a calibração do offset em ambos os canais (tensão e corrente), primeiramente “Vref” já deve ter sido previamente calibrada e seu valor anotado, então sem nenhuma entrada de tensão ou corrente a saída dos sinais devem ser calibradas para o mesmo valor colocado no “Vref”.
- Para ajustar os valores, gira-se o trimpot correspondente a sua saída no sentido anti-horário para aumentar a tensão e no sentido horário para diminuir.

Resistor de Medição:

O resistor de medição de tensão, na verdade converte a tensão aplicada em seus terminais em corrente, pois o sensor de efeito hall de tensão, também é um sensor de corrente. Após a queda de tensão sobre o resistor, o valor máximo RMS de corrente que deve chegar ao sensor é de 10mA, com range de medição de 0 à $\pm 14mA$. Logo:

$$-Se V / R = I(a), \text{ exemplificando em } 500V: 500v / 50k\Omega = 10ma.$$

Consequentemente,

para até 200V usar resistor de 20K, tal que para 100v usar 10K e assim por diante.

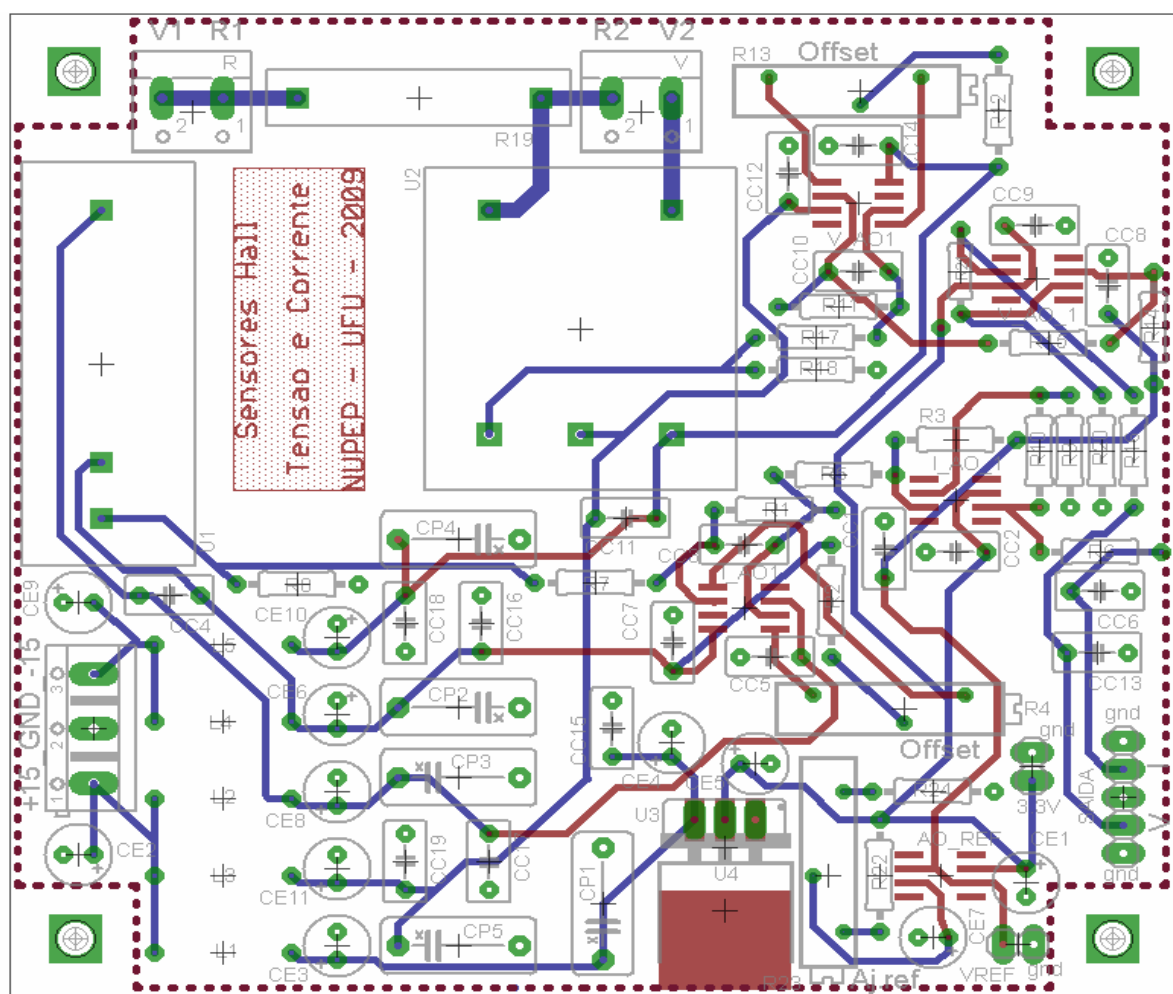


Figura E.7- Placa de circuito impresso dos sensores de tensão e corrente, [Brito, 2011].

Como ambos os sensores tem sinais de saída em 15v, foram utilizadas placas conversoras desses sinais para 3,0v compatíveis com as portas A/D e D/A do DSP:

