



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**

**CENTRO DE TECNOLOGIA**

**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

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

**PAULO SALIM DAHER VASCONCELOS**

**INVERSOR DE 49 NÍVEIS UTILIZANDO CÉLULAS CHB-2CB EM CASCATA  
CONECTADO À REDE ELÉTRICA**

**FORTALEZA**

**2018**

PAULO SALIM DAHER VASCONCELOS

INVERSOR DE 49 NÍVEIS UTILIZANDO CÉLULAS CHB-2CB EM CASCATA  
CONECTADO À REDE ELÉTRICA

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

Orientador: Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes.

Coorientador: Prof. Dr. Samuel Jó de Mesquita

FORTALEZA

2018

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Biblioteca Universitária

Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

---

- V451i Vasconcelos, Paulo Salim Daher.  
INVERSOR DE 49 NÍVEIS UTILIZANDO CÉLULAS CHB-2CB EM CASCATA CONECTADO À REDE ELÉTRICA / Paulo Salim Daher Vasconcelos. – 2018.  
88 f. : il. color.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2018.  
Orientação: Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes.  
Coorientação: Prof. Dr. Samuel Jó de Mesquita.
1. Eletrônica de potência. 2. Inversores multiníveis . 3. Conexão com a rede elétrica. I. Título.  
CDD 621.3
-

PAULO SALIM DAHER VASCONCELOS

INVERSOR DE 49 NÍVEIS UTILIZANDO CÉLULAS CHB-2CB EM CASCATA  
CONECTADO À REDE ELÉTRICA

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

Aprovada em: 27/03/2018.

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes (Orientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Samuel Jó de Mesquita (Coorientador)  
Instituto Federal Tecnológico do Ceará (IFCE)

---

Prof. Dr. Sérgio Daher  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Ricardo Silva Thé Pontes  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

A Deus.

Aos meus pais, familiares e amigos.

Aos meus mestres e mentores

## AGRADECIMENTOS

À CAPES, pelo apoio financeiro com a manutenção da bolsa de auxílio.

Ao Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes pela excelente orientação, pelo conhecimento transmitido e pela constante disposição em ajudar nas horas de maiores dificuldades.

Ao Prof. Samuel Jó de Mesquita pela ajuda em clarificar o pensamento nos momentos de maiores dúvidas.

Ao Prof. Sérgio Daher pela disponibilidade, sugestões e auxílio nos diferentes entraves, principalmente na montagem e no funcionamento do protótipo.

Aos professores participantes da banca examinadora Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima e Prof. Dr. Ricardo Silva Thé Pontes pelo tempo despendido e pelas valiosas colaborações e sugestões.

Aos professores entrevistados, pelo tempo concedido nas entrevistas.

Aos colegas da turma de mestrado, pelas reflexões, críticas e sugestões.

“A ciência é, portanto, uma perversão de si mesma, a menos que tenha como fim último, melhorar a humanidade.”

(Nicola Tesla)

## RESUMO

Esta dissertação propõe a interligação de um inversor multinível, com 49 níveis na tensão de saída, à rede elétrica, adaptando o inversor capaz de gerar um sinal da forma *staircase*, que é fonte de tensão para trabalhar como fonte de corrente. Para a sua realização, foram apresentadas, na proposta, três possibilidades para o controle de fluxo de potência bidirecional: a primeira utiliza um *phase-shift* entre a fundamental da tensão de saída do inversor e a tensão da rede elétrica; a segunda é o emprego de uma malha fechada de controle de corrente utilizando um controlador proporcional e um *feedforward* da rede elétrica; e a terceira é um controle em malha fechada com controlador proporcional, sendo que o *feedforward* é utilizado na referência e na rede. Foram feitas simulações para os três métodos, e para implementação foi escolhido o proporcional com o *feedforward* da tensão da rede, por ser mais facilmente implementável. O controlador desenvolvido foi implementado num protótipo de 1 kW, e apresentou bom desempenho na operação bidirecional do fluxo de energia do inversor.

**Palavras-chave:** Conversor multinível. Controlador *feedforward*. Conexão com a rede.



## **ABSTRACT**

This dissertation aims to develop a controller to a multilevel inverter with 49 level voltage output connect to the electric grid, adapting an inverter capable of generate a staircase signal voltage source to work as current source. For this purpose, three possibilities to the bidirectional power flow control were presented: the first one uses the phase-shift between the inverter output fundamental voltage and the grid voltage; the second one uses a closed-loop proportional control with the grid feedforward; and the third one is a closed-loop proportional control with the grid and the reference feedforward. All the three methods were simulated and the choose one was the closed-loop proportional control with the grid feedforward for being easier to be implemented. The developed controller was implemented at a 1 kW prototype and presented a good performance at bi-directional inverter power flow operation.

**Keywords:** Multi-level inverter. Feedforward control. Connection to the grid

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Gráfico com as matrizes energéticas brasileiras .....	20
Figura 1.2 - Sistema Interligado Nacional.....	21
Figura 1.3 - Ligação entre duas fontes para transferir potência .....	21
Figura 1.4 - Diagrama fasorial.....	22
Figura 1.5 - Diagrama de bloco de topologias de conversores multiníveis.....	24
Figura 1.6 - Estratégias de modulação para conversores multiníveis.....	25
Figura 2.1 - Topologia utilizada com estágio CC-CA.....	28
Figura 2.2 - Forma de onda alinhada com a tabela: confecção da tensão de saída baseada numa tensão primária .....	32
Figura 2.3 - Forma de onda obtido no inversor de 49 níveis como fonte de tensão.....	35
Figura 3.1 - Representação de circuito utilizando fonte de corrente ligada a fonte de tensão	37
Figura 3.2 - Diagrama de um inversor fonte de corrente ligado à rede .....	37
Figura 3.3 - Diagrama fasorial com fator de potência unitário .....	41
Figura 3.4 - Estrutura geral de um diagrama de blocos em malha fechada.....	42
Figura 3.5 - Diagrama de blocos em malha fechada com o controlador e uma compensação	44
Figura 3.6 - Diagrama de blocos com controlador e <i>feedforward</i> na entrada.....	45
Figura 3.7 - Diagrama de blocos com <i>feedforward</i> na entrada com função aproximada .....	46
Figura 3.8 - Diagrama de blocos com <i>feedforward</i> da rede.....	47
Figura 3.9 - Diagrama de blocos com <i>feedforward</i> da rede e da referência .....	47
Figura 3.10 - Diagrama de blocos com compensação da rede com as variáveis substituídas..	48
Figura 3.11 - Diagrama de bloco com compensação da entrada e rede com as funções substituídas .....	48
Figura 4.1 - Ligação fonte CC com ponte H- <i>bridge</i> com primário do transformador .....	51
Figura 4.2 - Ligação dos secundários do transformador com as pontes CHB-2cb .....	52
Figura 4.3 - Representação da indutância e da rede .....	53
Figura 4.4 - Diagrama de blocos do circuito utilizado com alimentação <i>feedforward</i> .....	53
Figura 4.5 - Diagrama de blocos do circuito utilizando uma alimentação <i>feedforward</i> para compensar a entrada e a saída .....	54
Figura 4.6 - Estrutura completa do sistema .....	54

Figura 4.7 - Forma de onda da corrente do lado CC focando na amplitude.....	56
Figura 4.8 - Forma de onda da corrente de saída comparando com a forma da tensão da rede elétrica e no consumo .....	56
Figura 4.9 - Forma de onda do defasamento entre tensão e corrente no consumo.....	57
Figura 4.10 - Forma de onda da corrente do lado CC focando na amplitude.....	58
Figura 4.11 - Forma de onda da corrente de saída comparando com a forma da tensão da rede elétrica na injeção.....	58
Figura 4.12 - Forma de onda do defasamento entre tensão e corrente na injeção.....	59
Figura 4.13 - Forma de onda da corrente do lado CC focando na amplitude.....	60
Figura 4.14 - Forma de onda da corrente do lado CA com o sinal de referência.....	61
Figura 4.15 - Forma de onda da corrente do lado CA em detalhe.....	61
Figura 4.16 - Forma de onda da tensão de saída do inversor com sinal de comando .....	62
Figura 4.17 - Forma de onda de tensão do inversor em detalhe.....	62
Figura 4.18 - Forma de onda da corrente do lado CC focando na amplitude.....	63
Figura 4.19 - Forma de onda de corrente do lado CA com o sinal de referência.....	64
Figura 4.20 - Forma de onda do lado CA em detalhe.....	64
Figura 4.21 - Forma de onda da tensão de saída do inversor com sinal de comando .....	65
Figura 4.22 - Forma de onda de tensão do inversor em detalhe.....	65
Figura 4.23 - Forma de onda da corrente do lado CC focando na amplitude.....	67
Figura 4.24 - Forma de onda da corrente do lado CA com o sinal de referência.....	67
Figura 4.25 - Forma de onda da corrente do lado CA em detalhe.....	68
Figura 4.26 - Forma de onda da tensão de saída do inversor e do sinal de comando.....	68
Figura 4.27 - Forma de onda de tensão do inversor em detalhe.....	69
Figura 4.28 - Forma de onda da corrente do lado CC focando na amplitude.....	70
Figura 4.29 - Forma de onda de corrente do lado CA com o sinal de referência.....	70
Figura 4.30 - Forma de onda do lado CA em detalhe.....	71
Figura 4.31 - Forma de onda da tensão de saída do inversor com sinal de comando .....	71
Figura 4.32 - Forma de onda de tensão do inversor em detalhe.....	72
Figura 5.1 - Célula de 49 níveis.....	73
Figura 5.2 - Célula de 49 níveis com os demais componentes.....	74
Figura 5.3 - Parâmetros medidos no lado da rede na injeção .....	75

Figura 5.4 - Forma de onda da tensão da rede, corrente da rede e tensão de saída do inversor na injeção.....	76
Figura 5.5 - Parâmetros medidos no lado da fonte na injeção.....	77
Figura 5.6 - Formas de onda da tensão da fonte e corrente da fonte na injeção.....	78
Figura 5.7 - Parâmetros medidos no lado da rede ao fornecer energia .....	79
Figura 5.8 - Forma de onda da tensão da rede, corrente da rede e tensão de saída do inversor ao fornecer energia .....	80
Figura 5.9 - Parâmetros medidos no lado da fonte ao fornecer energia .....	81
Figura 5.10 - Formas de onda da tensão da fonte e corrente da fonte ao fornecer energia .....	82

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Aneel	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CHC	Célula <i>H-bridge</i> em Cascata
CHB-2cb	Célula <i>H-bridge</i> associada com duas chaves bidirecionais centrais
CHB-cb	Célula <i>H-bridge</i> associada com uma chave bidirecional central
DHT	Distorção harmônica total
EMI	Interferência eletromagnética
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
NF	Níveis fixos
NM	Níveis modulados
ONS	Operador Nacional de Sistemas
PWM	Modulação de largura de pulso
SIN	Sistema Interligado Nacional
THD	Taxa harmônica de distorção
RC	Resistivo capacitivo

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\xi$	Peso de uma fonte da célula $x$ , na posição $j=1$ ou $j=2$ , dado por $V_{sx,j}/V_{s1,1}$
$\Theta_i$	Ângulo relativo aos níveis de tensão da onda multinível
$\omega t$	Frequência angular
$\omega_0$	Frequência angular da rede
B	Função de genérica de alimentação <i>feedforward</i>
$f_1$	Frequência fundamental
$f$	Frequência de comutação dos interruptores
$trf$	Frequência de operação do transformador
$i_s$	Corrente de saída
$i_{ref}$	Corrente de referência
$H(s)$	Função do processo
$T(s)$	Função do atuador
$G(s)$	Função do sistema dinâmico
$M(s)$	Função da medida
L	Indutância
$N_{pr}$	Número de espiras do enrolamento primário
$N_{sx,j}$	Número de espiras do enrolamento secundário da célula $x$ na posição $j$
NF	Níveis fixos
NM	Níveis modulados
$x P$	Peso da célula $x$ , dado pela tensão do barramento da célula sobre a tensão da primeira fonte tensão, assim $V_x/V_{s1,1}$

$S_{xyz}$	Chave bidirecional, onde: x corresponde ao número de cada módulo em cascata; y é a posição da chave pertencente a cada módulo; e z é o termo relativo à descrição de um dos interruptores pertencente à chave bidirecional empregando dois mosfets anti-serie {a,b}
$Si1$ $Si4$	Chaves da célula H- <i>bridge</i> de entrada
$T_{tr}$	Período da tensão $V_{pr}(t)$
$V_{cc}$	Valor de tensão correspondente a um nível da onda multinível
$V_e$	Tensão de entrada CC do inversor
$V_o$	Máximo valor atingível pela componente fundamental da tensão de saída
$V_{O_{hx}}$	Tensão de saída da célula x
$V_{pr}$	Tensão no enrolamento primário
$V_r$	Tensão da rede
$V_{S_x}$	Tensão do barramento da célula x, $V_{S_x} = V_{S_{x,1}} + V_{S_{x,2}}$
$V_{S_{x,j}}$	Fonte de tensão pertencente ao módulo x na posição j

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO .....	18
1.1	Proposta da dissertação .....	26
2	INVERSOR DE 49 NÍVEIS UTILIZANDO CÉLULAS CHB-2cb EM CASCATA .....	28
1.2	Introdução.....	28
1.3	Acionamento .....	29
1.4	Conclusão.....	36
3	INVERSOR DE 49 NÍVEIS UTILIZANDO CÉLULAS CHB-2cb EM CASCATA OPERANDO COMO FONTE DE CORRENTE.....	37
1.5	Introdução.....	37
1.6	Cálculo da corrente elétrica .....	38
1.7	Metodologia de controle <i>phase-shift</i> para a primeira harmônica.....	41
1.8	Metodologia de controle de corrente em malha fechada.....	42
1.9	Conclusão .....	48
4	SIMULAÇÃO DO INVERSOR LIGADO À REDE ELÉTRICA.....	50
4.1	Introdução.....	50
4.2	Simulação do fluxo de potência entre o inversor e a rede pelo método <i>phase-shift</i>	55
4.3	Simulação do fluxo de potência entre o inversor e a rede pelo método <i>feedforward</i> compensado a rede elétrica .....	59
4.4	Simulação do fluxo de potência entre o inversor e a rede pelo método <i>feedforward</i> na rede elétrica e na referência. ....	66
4.5	Conclusão.....	72
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	73
5.1	Introdução.....	73
5.2	Teste de injeção de energia na rede .....	74



<b>5.3</b>	<b>Teste de consumo de energia da rede .....</b>	<b>78</b>
<b>5.4</b>	<b>Conclusão.....</b>	<b>83</b>
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO .....</b>	<b>84</b>
<b>7</b>	<b>SUGESTÃO PARA TRABALHOS FUTUROS.....</b>	<b>85</b>
	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>86</b>

## 1 INTRODUÇÃO

A eletricidade teve seus primeiros registros na Grécia antiga, mas o início de seu desenvolvimento só se deu no fim da idade moderna. Alguns experimentos foram feitos no final do século XVIII, por Benjamim Franklin, mas o grande salto se deu no início da idade contemporânea, quando o cientista britânico Michael Faraday revolucionou a forma de utilização da energia elétrica com a descoberta da indução eletromagnética, fazendo com que surgissem as máquinas elétricas (KIRBY, 1990).

Em 1862, James Clerk Maxwell, publicou o tratado sobre eletricidade e magnetismo, representando um enorme avanço no estudo do eletromagnetismo (BEKERSON, 1974). Em 1864, foram desenvolvidas as equações de Maxwell, que puderam provar que a onda eletromagnética viaja na velocidade da luz, passando, assim, a luz a ser entendida como uma radiação eletromagnética (FRANCIS, 1982).

Os geradores foram aperfeiçoando-se até se tornarem as principais fontes de suprimento de eletricidade, empregada, principalmente, na iluminação. Na exposição de Paris de 1878, iluminação foi colocada ao longo da Avenue de l'Opéra e do Place de l'Opéra, usando as lâmpadas a arco de Yablochkov, alimentadas pelos dínamos Zénobe Gramme (GUARNIERI, 2013).

Em 1880, Thomas Alva Edson apresentou sua lâmpada incandescente (em corrente contínua), a primeira a ser comercializada (LATSON, 2016). Em 1882, Edson colocou em funcionamento um sistema de corrente contínua, em Nova York, na Pearl Street, que entregava 110 V em corrente contínua a 59 consumidores (FARUQUI, EAKIN, 2000).

Nesse mesmo período, Edson descobriu que quando aquecia um filamento no vácuo parcial, esse provocava a circulação de corrente entre um eletrodo na lâmpada e para outro, se o segundo estivesse positivamente carregado em relação ao primeiro, caso contrário não haveria circulação. Descobriu, assim, o efeito Edison que é a emissão de elétrons através do aquecimento de um filamento. Esse efeito é a base do funcionamento das válvulas termiônicas, utilizadas nos aparelhos eletrônicos antes da descoberta do transistor. Esses dispositivos eram bastante grandes e consumiam muita energia, mas devido ao estudo sobre os elementos químicos e suas propriedades, foi possível a criação dos dispositivos semicondutores, que

substituíram as válvulas que eram utilizadas, dando assim início à era da eletrônica (SCACE, 2016.). A partir desse ano, o acesso à eletricidade foi se expandindo permitindo sua utilização pela maioria das pessoas.

O objetivo de um sistema elétrico de potência é gerar, transmitir e distribuir energia elétrica, atendendo a determinados padrões de confiabilidade, disponibilidade, qualidade, segurança e custos, com um mínimo de impacto ambiental e um máximo de segurança pessoal. Devido ao seu crescimento, o setor elétrico mundial tem passado por amplo processo de reestruturação organizacional.

O Brasil, em dezembro de 2016, possuía 150,4 GW instalados, provenientes de fontes hidroelétricas, que geravam 96,9 GW, de biomassa, que gerava 14,2 GW, de fontes eólicas, que geravam 10,1 GW, de fonte solar que contribuía com 24 MW, de fonte nuclear, que produzia 1,99 GW, e de gás, que produzia 14,7 GW. Além disso, importou 5,9 GW, dispondo de uma oferta total de potência de 156,3 GW, conforme mostrado na tabela 1.1 e na figura 1.1.

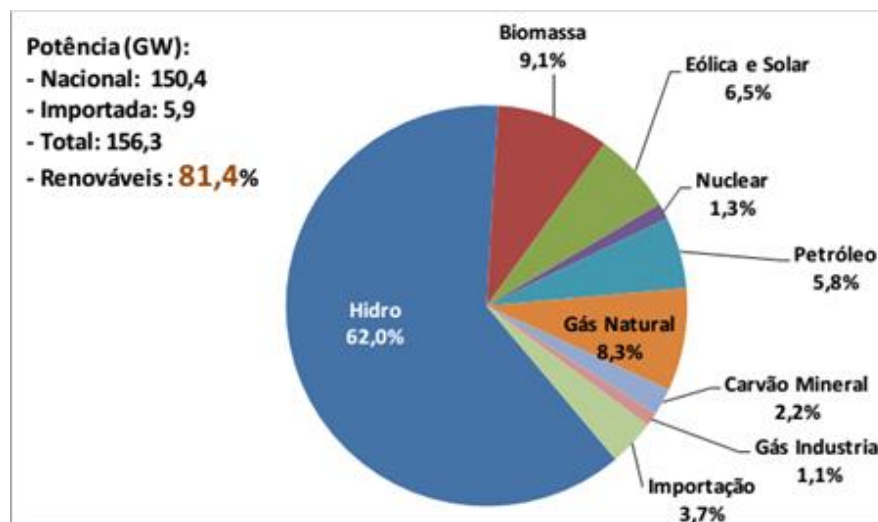
Tabela 1.1 - Distribuição das matrizes energéticas brasileiras.

<b>Fonte</b>	<b>Nº Usinas</b>	<b>Potência Instalada (MW)</b>	<b>Estrutura % da Potência</b>	<b>Expansão n-(n-1) MW</b>
Hidroelétrica	1259	96925	64	5205
<i>UHE</i>	220	91499	60,9	5002
<i>PCH</i>	453	4941	3,3	203
<i>CGH</i>	586	484	0,3	0
Biomassa	534	14187	9	785
<i>Bagaço de Cana</i>	399	10903	7,3	371
<i>Biogás</i>	29	119	0,1	40
<i>Lixívia e outras</i>	106	3166	2,1	375
Eólica	413	10124	7	2564
Solar	44	24	0	4
Urânio	2	1990	1	0
Gás	192	14671	10	773
<i>Gás Natural</i>	156	12965	8,6	537
<i>Gás Industrial</i>	36	1707	1,1	237
Óleo	2220	8877	6	196
<i>Do qual Óleo Combustível</i>	41	4057	2,7	-84
Carvão Mineral	13	3389	2	0

Desconhecidas	30	150	0	-5
<b>Subtotal</b>	<b>4707</b>	<b>150338</b>	<b>100</b>	<b>9523</b>
<b>Geração distribuída</b>	<b>8908</b>	<b>84</b>	<b>100</b>	<b>68</b>
<i>Solar</i>	8691	611	72,9	48
<i>Eólica</i>	47	5	6,2	5
<i>Hidro</i>	24	5	6,5	5
<i>Térmica</i>	146	12	14,4	10
<b>Total Nacional</b>	<b>13615</b>	<b>150422</b>		<b>9519</b>
<i>Dos quais renováveis</i>	11158	121344	80,7	8626
<b>Disponibilidade com importação</b>		<b>156271</b>		

Fonte: Resenha Energética Brasileira, 2017.

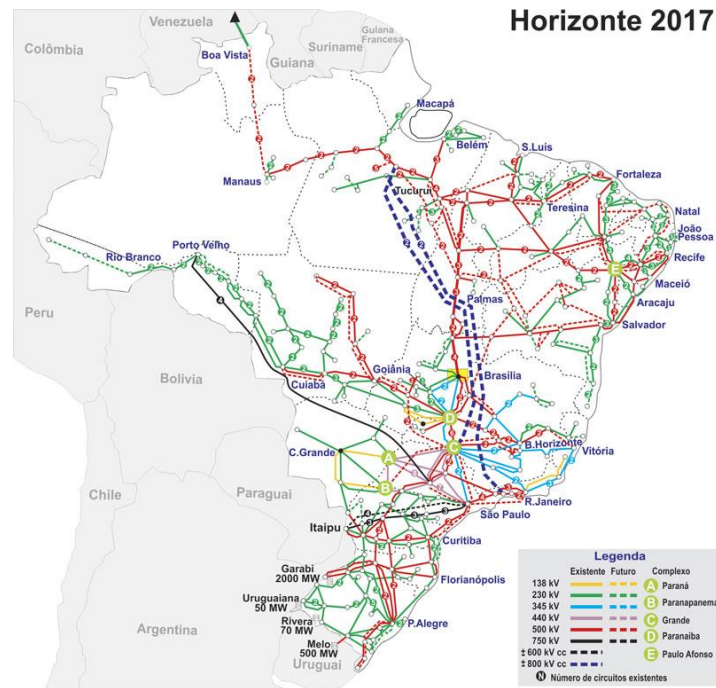
Figura 1.1 - Gráfico com as matrizes energéticas brasileiras.



Fonte: Resenha Energética Brasileira, 2017.

No Brasil, a rede elétrica é coordenada pelo Operador Nacional de Sistemas (ONS), que é o órgão responsável pela coordenação e controle da operação das instalações de geração e transmissão de energia elétrica no Sistema Interligado Nacional (SIN) e pelo planejamento da operação dos sistemas isolados do país, sob a fiscalização e regulação da Agência Nacional de Energia Elétrica (Aneel) (ONS, 2017). A figura 1.2, representa o SIN, que consiste na interligação das fontes geradoras e consumidoras das cinco regiões do Brasil. Apenas 1,7% da capacidade de produção de eletricidade do país encontram-se fora do SIN, em pequenos sistemas isolados localizados principalmente na região amazônica.

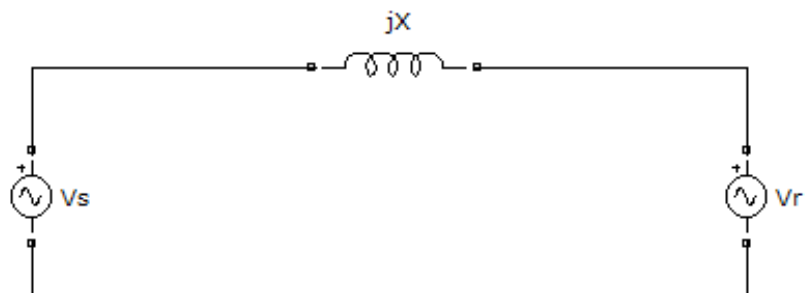
Figura 1.2 - Sistema Interligado Nacional.



Fonte: ONS, 2017.

Quando uma máquina geradora está conectada à rede elétrica, deve-se garantir que a mesma está fornecendo energia a essa rede. Uma fonte senoidal transfere potência para outra, quando existe uma diferença de fase e uma carga reativa entre elas, como é mostrado na figura 1.3, podendo essa, no caso das grandes máquinas, ser a própria indutância de sua bobina.

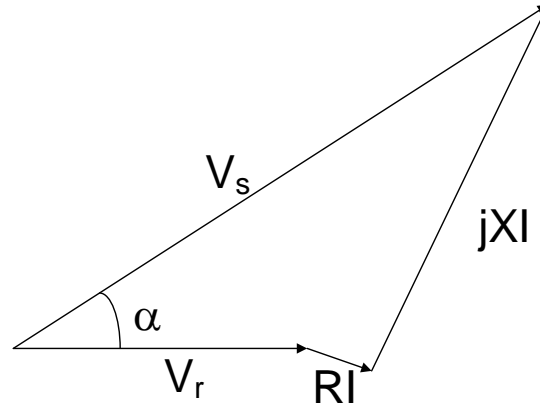
Figura 1.3 - Ligação entre duas fontes para transferir potência.



Fonte: Próprio autor.

Uma forma de representar o sistema mostrado na figura 1.3 é utilizando o diagrama apresentado na figura 1.4, no qual as tensões da rede e da fonte, e a tensão sobre a reatância, são representadas por fasores.

Figura 1.4 - Diagrama fasorial.



Fonte: Próprio autor.

As expressões para as potências ativa e reativa são dadas, respectivamente, pelas equações 1.1 e 1.2:

$$P = V_r \frac{(R(V_s \cos \alpha - V_r) + X V_s \sin \alpha)}{R^2 + X^2} \quad (1.1)$$

$$Q = V_r \frac{(X(V_s \cos \alpha - V_r) - R V_s \sin \alpha)}{R^2 + X^2} \quad (1.2)$$

Como a tensão da rede possui características senoidais, para a transferência de potência é necessário que a forma de onda da corrente injetada seja senoidal e tenha a mesma frequência da rede.

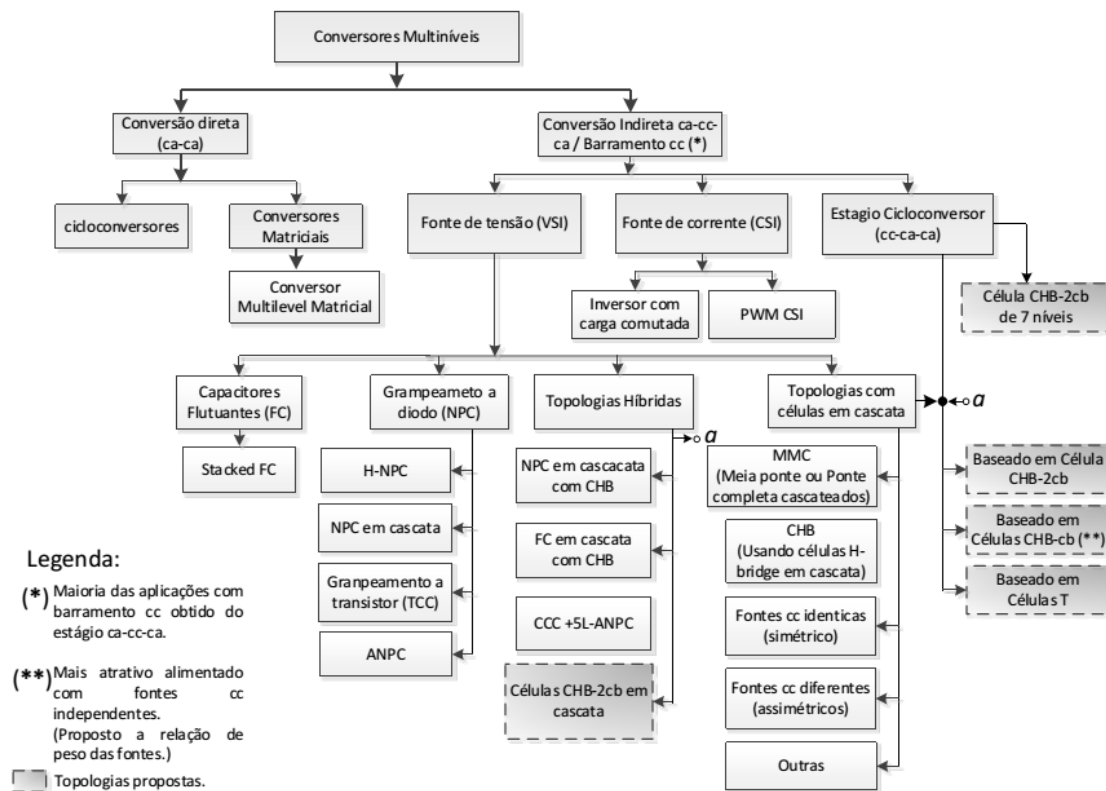
Assim como o sistema elétrico, a eletrônica também se desenvolveu de tal forma que se tornou essencial nos dias de hoje e, devido ao seu grande crescimento, foi dividida em diversas subáreas, entre as quais se encontra a eletrônica de potência, que é relacionada à parte de processamento de energia a qual utiliza dispositivos semicondutores. Hoje, é possível se encontrar a eletrônica de potência em qualquer parte da vida cotidiana.

Os inversores são dispositivos capazes de transformar um sinal de corrente contínua em um sinal de corrente alternada. As estruturas mais comuns utilizadas para aplicações de baixa potência são aquelas baseadas na estrutura de ponte completa, monofásica ou trifásica, que possui como característica a geração de apenas três níveis, um positivo, um negativo e o nível zero. Devido a isso, para se obterem sinais de corrente diferentes da forma quadrada, há necessidade de utilização de filtros ou técnicas de modulação. Com o aumento do número de chaves, observou-se que era possível fazer com que aparecessem mais níveis de tensão, transformando o sinal, que era uma simples onda quadrada, em um sinal semelhante a uma escada, a qual foi denominada de multinível, sendo assim possível a criação de um sinal com uma estrutura próxima do sinal desejado.

A estrutura multinível, além de gerar uma forma de onda mais próxima do sinal desejado, apresenta menores esforços de tensão nos semicondutores e uma tensão de saída controlada em baixa frequência, com reduzido conteúdo harmônico. A redução dos esforços de tensão proporcionada por topologias multiníveis permite a escolha de melhores interruptores, auferindo um maior rendimento (ABU-RUB, Haitham et al., 2010; MALINOWSKI, Mariusz et al., 2010; GONZÁLEZ, Roberto et al., 2008). A característica de operação em baixa frequência reduz problemas com interferência eletromagnética (EMI) (TOLBERT, L. M.; PENG, F. Z.; HABETLER, T. G., 1998) e o formato tensão de saída, onda multinível, também contribui para redução do filtro de saída. A maior parte da complexidade dessas estruturas consolida-se na implementação das técnicas de controle que resultam no acionamento dos interruptores. Esse gerenciamento dos sinais de controle é provido em grande parte por processadores digitais de alto desempenho como DSP's ou FPGA.

Desde a introdução dos conversores multiníveis, diversas topologias têm sido apresentadas pela comunidade científica, como mostra a figura 1.5, cada uma com particular característica, como o emprego de apenas uma fonte CC ou o uso de fontes CC isoladas, CC-CC, conversão direta CA-CA, ou indireta, na grande maioria CA-CC-CA (KOURO et al. 2010; ESSAKIAPPAN, S. et al. 2012; ENJETI, P. N.; CHOI, S. 1993). Quanto à característica de bloqueio de tensão tem-se, grampeamento a diodos ou grampeamento ativo, grampeamento por capacitores flutuantes, grampeamento de tensão por uso de células com fontes independentes ou células divisoras de tensão.

Figura 1.5 - Diagrama de bloco de topologias de conversores multiníveis.



Fonte: Mesquita, 2016.

Dentre as topologias apresentadas, as híbridas têm atraído especial interesse por fornecer mais níveis na saída com menos componentes, quando comparadas com as multiníveis convencionas. Esses inversores são caracterizados por utilizarem, na mesma estrutura topológica, semicondutores de diferentes tecnologias, por exemplo, IGBT e IGCT, ou ainda por congregarem duas topologias distintas. Em SONG-MANGUELLE e RUFER, 2001, foi introduzido também o termo assimétrico (do inglês *asymmetrical*), para os inversores empregando células H-bridge em cascata (CHB) que utilizam fontes de tensão de diferentes magnitudes. A consequência de se utilizar esse arranjo de fontes combinadas por células em série é o surgimento de mais níveis na tensão de saída com menos componentes do que a mesma estrutura empregando fontes de tensão de mesma magnitude. Essa característica implica na imposição de diferentes esforços de tensão sobre os semicondutores do inversor, imposição essa resultante da assimetria das fontes conectadas às células. Dessa forma, esses conversores empregam tecnologias de interruptores diferentes, e é comum se encontrar sua nomenclatura apenas como híbrido. Neste trabalho, será considerado o termo simétrico para inversores

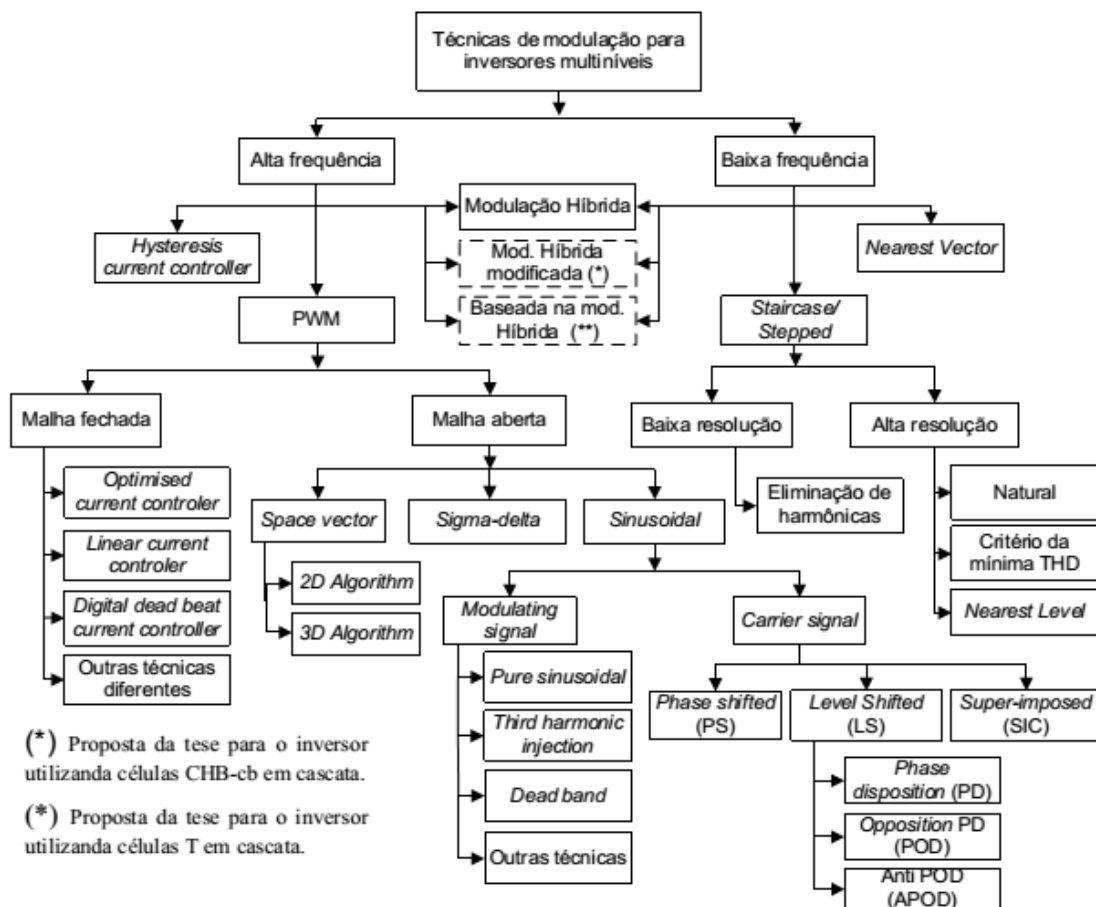


empregando fontes CC de mesmas magnitudes, e assimétrico para o uso de fontes de diferentes magnitudes.

Em se tratando do uso de estratégias de modulação aplicadas em inversores multiníveis, têm-se dois grandes grupos baseados na modulação staircase/degrau e modulação PWM (MASSOUD, FINNEY e WILLIAMS, 2003; OH, JIN, LEE, 2007; MCGRATH e HOLMES, 2002; CHINNAIYAN, V. Kumar et al, 2007). A Figura 1.6 resume as principais estratégias de modulação empregadas em conversores multiníveis.

O objetivo final do uso dessas estratégias de modulação é manter baixa a distorção harmônica na tensão de saída, DHT, convergindo o mais próximo possível da onda senoidal, e operando com filtro reduzido ou sem filtro.

Figura 1.6 - Estratégias de modulação para conversores multiníveis.



Fonte: Mesquita, 2016.

Como resultado da implementação dessas estratégias, características peculiares na tensão de saída são encontradas. Dessa forma, a onda multinível pode conter níveis fixos (NF) oriundos da modulação *staircase* ou níveis modulados (NM) provenientes de modulações PWM.

A modulação *staircase*, baseada na eliminação de harmônicos é grandemente empregada em aplicações de altas potências com baixa frequência de comutação, normalmente, igual ou próxima à da componente fundamental de  $V_o$ . Já a modulação PWM baseada no deslocamento de portadoras é caracterizada por uma atenuação das amplitudes harmônicas, o que reduz o tamanho dos filtros. Essas estratégias caracterizam-se, em particular, por contemplarem maiores amplitudes harmônicas em torno da frequência da portadora,  $f_p$  a  $N \cdot f_p$  (onde  $N$  é o número de níveis em um quarto de ciclo do inversor) (MESQUITA, S., 2016).

Uma alternativa à modulação PWM é o emprego da modulação *staircase*, a qual tem se mostrado competitiva com o surgimento das topologias híbridas/assimétricas de alta resolução na tensão de saída, devido à baixa frequência de operação dos semicondutores e reduzido conteúdo harmônico sem filtro (WU, B., 2006 e DAHER, S., 2006).

Graças a isso, é possível obter uma forma de onda próxima a uma senóide, com uma baixíssima distorção harmônica, e para fazer a conexão com a rede é necessário que a corrente possua também uma baixa distorção harmônica. Desse modo, como a rede, desconsiderados os ruídos, é uma senóide perfeita e o inversor entrega uma corrente na forma de onda próxima de uma senóide, é possível fazer um controle de fluxo de potência.

Em aplicações de alta potência e de alta tensão, os inversores convencionais de dois níveis possuem algumas limitações na operação em alta frequência, devido, principalmente, a perdas por chaveamento e limitações do dispositivo de potência. A principal desvantagem dos inversores multiníveis é a complexidade de realizarem sua tarefa. Os requisitos complexos de projeto estão diretamente relacionados ao custo do inversor, portanto, em geral, esse tipo de inversor, embora melhor, geralmente é mais caro.

## 1.1 Proposta da dissertação

Esta dissertação tem como principal objetivo transformar um conversor com características de fonte de tensão em uma fonte de corrente, para que possa fazer a conexão

com a rede elétrica e gerenciar o fluxo de potência através de um controlador. O capítulo 2 trata da topologia de inversor de 49 níveis que utiliza duas células CHB-2cb em cascata cada uma gerando 7 níveis de tensão. A entrada desse inversor é composta por uma célula H-*bridge*, que chaveia o primário de um transformador de múltiplos secundários que alimentam as células CHB-2cb. O seu princípio de funcionamento e os resultados obtidos em funcionamento como fonte de tensão são mostrados naquele capítulo.

O capítulo 3 trata do funcionamento desse inversor como uma fonte de corrente para que se possa conectá-lo à rede elétrica. Nesse capítulo, são mostradas algumas técnicas para se realizar a injeção, sendo uma delas o *phase-shift* e outras duas através de malha fechada de corrente. Para a malha fechada de corrente, foram feitas duas abordagens, ambas utilizando um controle proporcional juntamente com um *feedforward*, na saída, sendo que apenas em uma delas também se aplica no sinal de referência.

O capítulo 4 trata da simulação do inversor ligado à rede elétrica. Para se realizar a simulação, foi definida a tensão, a corrente, a potência de operação, e a indutância para realizar a ligação. Foram feitas 3 simulações de injeção e consumo de energia. A primeira foi utilizando o *phase-shift*, a segunda utilizando um controle proporcional juntamente com um controle *feedforward* para compensar a saída. Na última simulação, acrescentou-se, à configuração da segunda, o controle *feedforward* também na entrada. Foram comparados os resultados entre todos os métodos.

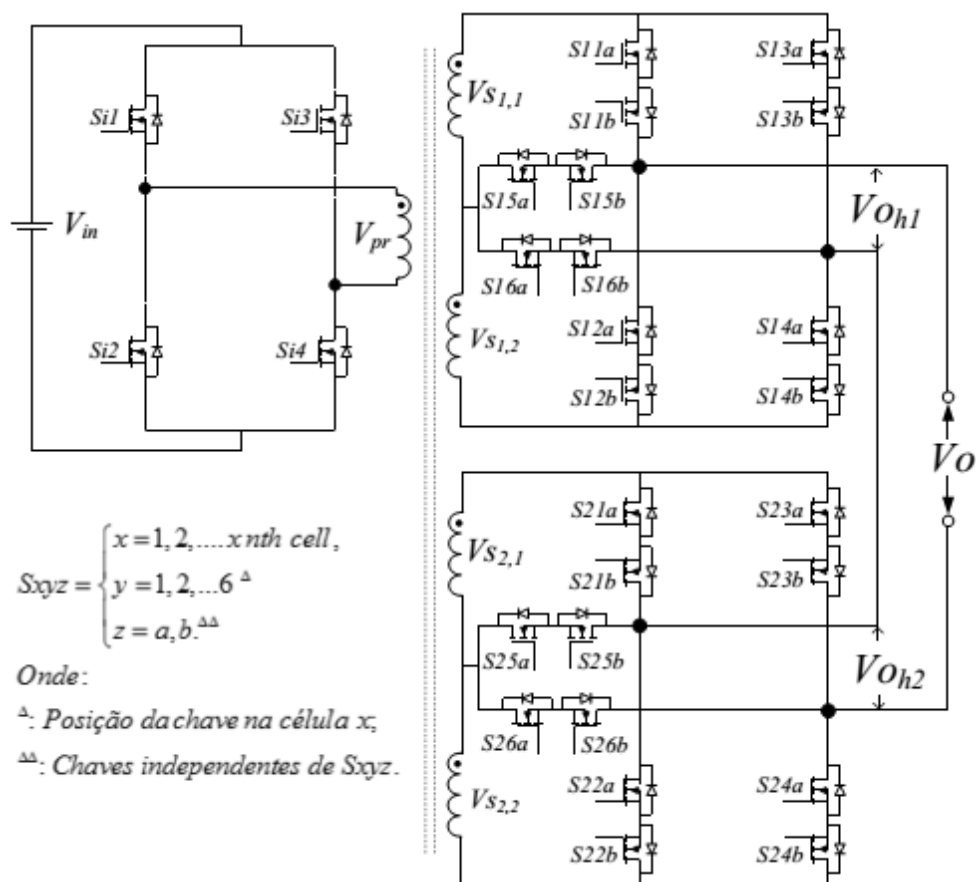
O capítulo 5 trata dos testes experimentais no protótipo de bancada. Adicionou-se ao protótipo original uma indutância e a ele também se incluíram proteções. O método de controle escolhido para implantar no FPGA foi o controle proporcional juntamente com um controle *feedforward* para compensar a saída, e foram observados os resultados tanto do teste de injeção quanto do de consumo.

## 2 INVERSOR DE 49 NÍVEIS UTILIZANDO CÉLULAS CHB-2cb EM CASCATA

### 1.2 Introdução

A topologia utilizada neste trabalho é uma estrutura, proposta por MESQUITA, S. (2016), capaz de gerar 49 níveis de tensão, em que é empregado um inversor multinível assimétrico bidirecional, utilizando apenas uma fonte CC e a associação em série de células *H-bridge* (CHB) com duas chaves bidirecionais (cb), resultando na nova célula referida como CHB-2cb, de acordo com o esquema mostrado na figura 2.1.

Figura 2.1 - Topologia utilizada com estágio CC-CA.



Fonte: Mesquita, 2016.

A configuração adotada para as chaves bidirecionais, representada por  $S_{xyz}$ , emprega dois mosfets de canal n em anti-série (*common source*), que garante o caminho da corrente de saída, segundo a lógica de chaveamento e ainda proporciona menores perdas em relação à tecnologia IGBT em baixas tensões.

### 1.3 Acionamento

O acionamento independente da chave bidirecional,  $S_{xyz}$ , confere modularidade à topologia, além de permitir a dupla condução dreno-*source* de  $S_{xya}$  e  $S_{xyb}$ , ao invés de uma chave e um diodo de  $S_{xyz}$ , durante um estado de nível  $n$ .

A condução de uma chave e um diodo é evitada, pois gera maiores perdas do que a condução simultânea dos mosfets  $S_{xyz}$ , portanto, ela será evitada neste trabalho, sendo utilizada apenas em intervalos de transição de nível, o que reduz, ao máximo, o tempo de condução do diodo.

Para que não haja muitas distorções no sinal de tensão, as fontes de tensão devem ser associadas de tal forma que resultem em níveis igualmente espaçados.

As condições de acionamento das chaves  $S_{xyz}$ , possuem restrições na comutação quando é usado o acionamento simultâneo de mais de uma chave de um mesmo braço, pois, pelas condições de complementaridade, enquanto uma chave de um mesmo braço estiver ativa, as demais devem estar em bloqueio, caso contrário, ocorrerá curto circuito.

Observando a célula CHB-2bc na topologia proposta, obtêm-se sete estados distintos da célula:

$$V_{o_{hx}} = \begin{cases} 0 \rightarrow Sx1 \text{ e } Sx3, Sx2 \text{ e } Sx4 \text{ ou } Sx5 \text{ e } Sx6; \\ Vs_{x,1} \rightarrow Sx1 \text{ e } Sx6; \\ -Vs_{x,1} \rightarrow Sx3 \text{ e } Sx5; \\ 2Vs_{x,1} \rightarrow Sx5 \text{ e } Sx4; \\ -2Vs_{x,1} \rightarrow Sx2 \text{ e } Sx6; \\ 3Vs_{x,1} \rightarrow Sx1 \text{ e } Sx4; \\ -3Vs_{x,1} \rightarrow Sx2 \text{ e } Sx3; \end{cases} \quad (2.1)$$

No instante da comutação entre estados adjacentes, não é permitida a transição imediata em entre eles, sob pena do aparecimento de sobretensão nas chaves de  $S_{xyz}$ , quando alimentando uma carga indutiva, por exemplo.

Uma alternativa para evitar as sobretensões durante a transição de nível foi implementada por DAHER, S., (2006), e se baseia na implementação de um *snubber* passivo

para cada uma das duas chaves de  $S_{xyz}$ . Todavia, essa implementação, apesar de robusta, aumenta o custo e o número de componentes do conversor.

Diferentes combinações das chaves  $S_{xya}$  e  $S_{xyb}$  e seus respectivos diodos com sentido da corrente,  $io(t) > 0$  ou  $io(t) < 0$ , da célula CHB-2cb  $x$  podem ser verificadas, com intuito de se encontrarem caminhos para a manutenção da corrente, durante a transição de estado de nível.

No trabalho de MESQUITA, S. (2016), é usado apenas um estado intermediário durante a transição de nível, para que não haja risco de curto circuito entre as chaves, e a condução simultânea dos dois mosfets da chave bidirecional  $S_{xyz}$ , é mantida durante o estado de nível  $n$ , o que resulta em menores perdas. Outras estratégias para geração dos níveis  $n$ , pode ser seguida pela combinação do acionamento de uma chave e a condução do diodo da chave adjacente de  $S_{xyz}$  ( $S_{xya}$  e  $S_{xyb}$ ), como a implementação em BERISTÁIN, J. (2005), porém essa configuração apresenta maiores perdas devido à inserção da condução dos diodos.

Para a obtenção de mais de 7 níveis, é necessário a associação de outra célula CHB-2cb em série com a primeira, para se obter uma tensão resultante igual à soma de todas as combinações de níveis possíveis entre as duas células, com a possibilidade de se chegar a até 49 níveis. Para que os 49 níveis ocorram é necessário que as duas células sejam mutuamente excludentes, ou seja, não possuam níveis iguais entre si e, para isso, é preciso que a relação 2.3 seja obedecida.

$$V_{S_{2,1}} - 3V_{S_{1,1}} > 3V_{S_{1,1}} \quad (2.2)$$

$$V_{S_{2,1}} > 6V_{S_{1,1}} \quad (2.3)$$

Para que os níveis sejam igualmente espaçados, a diferença entre quaisquer dois níveis de tensão consecutivos deve ser sempre igual, e a condição para que isso ocorra é mostrada pela relação 2.4.

$$V_{S_{2,1}} = 7V_{S_{1,1}} \quad (2.4)$$

Para a segunda célula, os sete estados distintos são

$$V_{o_{h2}} = \begin{cases} 0 \rightarrow S21 \text{ e } S23, S22 \text{ e } S24 \text{ ou } S25 \text{ e } S26; \\ 7V_{s_{1,1}} \rightarrow S21 \text{ e } S26; \\ -7V_{s_{1,1}} \rightarrow S23 \text{ e } S25; \\ 14V_{s_{1,1}} \rightarrow S25 \text{ e } S24; \\ -14V_{s_{1,1}} \rightarrow S22 \text{ e } S26; \\ 21V_{s_{1,1}} \rightarrow S21 \text{ e } S24; \\ -21V_{s_{x11}} \rightarrow S22 \text{ e } S23; \end{cases} \quad (2.5)$$

Com isso, ao se somar qualquer valor da primeira célula com qualquer valor da segunda célula, é possível se obter 49 níveis.

Com base na topologia de estudo exibida na figura 2.1, pode-se perceber que a tensão sobre o enrolamento primário,  $V_{pr}$  pode ser expressa em função de chaveamento dado por  $V_{pr} = V_{in}(Si1 - Si3)$ . Essa tensão aparece nos enrolamentos secundários  $N_{sx,j}$ , com tensão  $V_{sx,j} = (N_{sx,j}/N_{pr}) \cdot [V_{in}(Si1 - Si3)]$ .

A forma de onda da figura 2.2 reproduz o caso real da implementação do inversor multinível proposto. A tensão  $V_{pr}$  pode ser verificada por meio de medição nos terminais do enrolamento primário do transformador de múltiplos secundários.

A tensão de saída do conversor,  $V_o$  é a combinação das tensões sobre os enrolamentos secundários  $V_{sx,j}$ , gerenciada por uma função de chaveamento. Observe-se que quando uma chave de um dos braços da célula CHB-2cb estiver acionada, as demais chaves pertencentes ao mesmo braço devem estar bloqueadas.

Para se definir uma função para a tensão de saída, é necessário o comportamento das chaves em uma linguagem matemática. Para isso, é preciso se converter os estados das chaves em números. Para essa conversão, foi determinado que quando a chave conduzir, o seu valor será 1 e quando ela não conduzir, seu valor será zero.

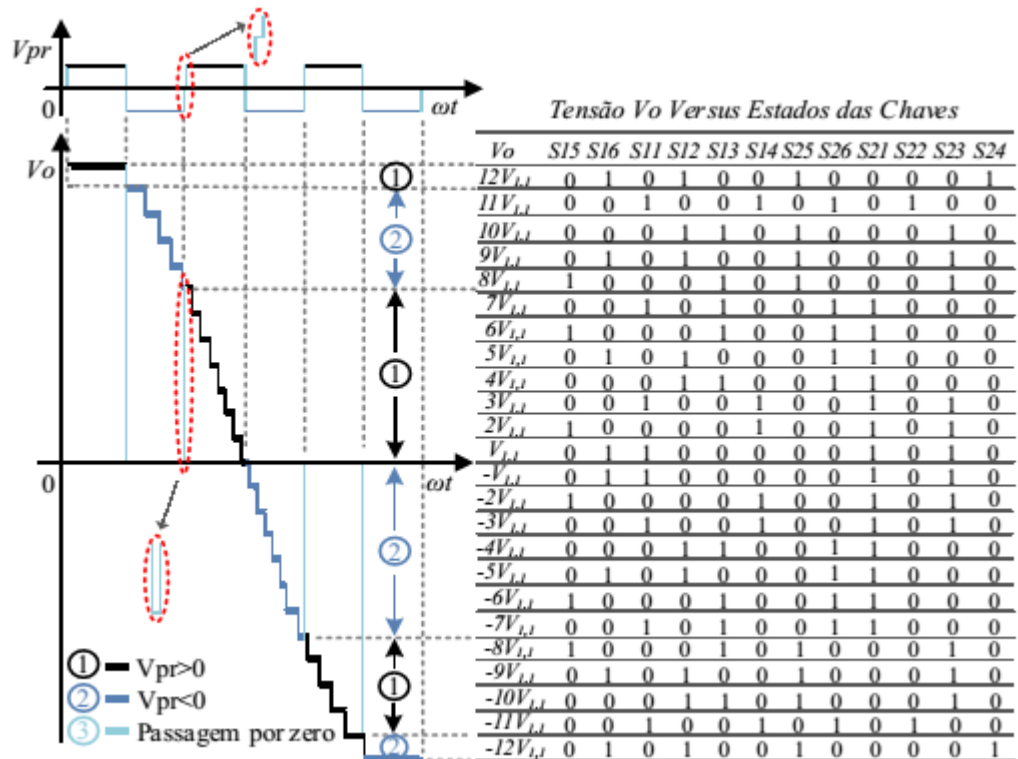
Considerando-se a tensão  $V_{1,1}$  como tensão de referência, então pode-se obter a tensão de saída pela equação

$$V_o = [3(S11 - S13) + 2(S15 - S16) + 21(S21 - S23) + 14(S25 - S26)]V_{s_{1,1}} \quad (2.6)$$

$$V_o = (Si1 - Si3)[3(S11 - S13) + 2(S15 - S16) + 21(S21 - S23) + 14(S25 - S26)]V_{1,1} \quad (2.7)$$

Os estados das chaves  $Si1$  e  $Si3$  são utilizados para definir o sinal de  $Vo$ , pois, quando o estado do primário do transformador, ou seja, quando o primário for positivo  $V_{s_{x,j}}$ , será positivo e quando o primário for negativo,  $V_{s_{x,j}}$  será negativo, logo para manter o sinal como se fosse uma fonte corrente contínua de valo  $V_{x,j}$ , os estados das chaves farão essa compensação.

Figura 2.2 - Forma de onda alinhada com a tabela: confecção da tensão de saída baseada numa tensão primária.



Fonte: Mesquita, 2016.

Como é mostrado na figura 2.2, quando há uma transição de estado do primário, o secundário também muda de estado para o seu nível equivalente negativo, para que se torne positivo. Nesse caso é mostrado apenas o funcionamento de 1/8 de ciclo.

Sabendo que cada uma dessas chaves mostradas na tabela 2.1 é composta por duas chaves, o estado de cada uma delas dependerá também do estado da tensão primária do transformador, e considerando que o primeiro número corresponde ao transformador em seu estado positivo e o segundo ao estado negativo, obtêm-se, para a primeira célula, os dados da tabela 2.1, mostrando os sete possíveis níveis que podem ser gerados.



Tabela 2.1 - Estado de transição da célula CHB-2cb 1.

Chaves vs tensão $V_o$												
$S15a$	$S15b$	$S16a$	$S16b$	$S11a$	$S11b$	$S12a$	$S12b$	$S13a$	$S13b$	$S14a$	$S14b$	$V_o$
1/0	0/1	1/0	0/1	1/1	1/1	0/1	1/0	1/1	1/1	0/1	1/0	0
1/0	0/1	1/0	0/1	1/1	1/0	0/1	1/0	0/1	1/1	0/1	1/0	$V_{1,1}$
1/1	0/0	0/0	1/1	0/1	1/0	0/1	1/0	0/1	1/0	0/1	1/0	$2V_{1,1}$
1/1	0/0	0/0	1/1	0/1	1/0	0/1	1/1	0/1	1/0	1/1	1/0	$3V_{1,1}$
0/0	0/0	0/0	0/0	0/1	1/0	0/1	1/0	0/1	1/0	0/1	1/0	$4V_{1,1}$
0/0	1/1	1/1	0/0	0/1	1/0	1/1	1/0	0/1	1/0	0/1	1/1	$5V_{1,1}$
0/0	1/1	1/1	0/0	0/1	1/0	0/1	1/0	0/1	1/0	0/1	1/0	$6V_{1,1}$

Fonte: Mesquita, 2016.

Os estados das chaves nos níveis 4, 5 e 6, são análogos aos níveis -1, -2 e -3, pois nos níveis 4, 5, 6 a segunda célula já está no seu primeiro estágio que é o nível 7.

Para fazer uma análise mais detalhada do conversor, é necessário descobrir a THD da senóide gerada pelo conversor, assim, é necessário fazer uma análise em série de Fourier,

$$V_s(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k e^{-jk\omega t} \quad (2.8)$$

Onde  $a_0$ ,  $a_k$  e  $b_k$  são os coeficientes de Fourier e  $C_k$  é a magnitude da k-ésima harmônica.

$$\begin{aligned} C_k &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} V_s(\omega t) e^{-jk\omega t} d\omega t \\ &= \frac{1}{2\pi} \sum_{i=1}^N \left[ \int_{-(\pi-\theta_i)}^{-\theta_i} -V_{cc} e^{-jk\omega t} d\omega t + \int_{\theta_i}^{\pi-\theta_i} V_{cc} e^{-jk\omega t} d\omega t \right] \\ &= \frac{V_{cc}}{2\pi k} \sum_{i=1}^N j \left[ -(e^{jk\theta_i} + e^{-jk\theta_i}) + (e^{jk(\pi-\theta_i)} + e^{-jk(\pi-\theta_i)}) \right] \end{aligned} \quad (2.9)$$

$$= \frac{V_{cc}}{\pi k} \sum_{i=1}^N j[\cos k(\pi - \theta_i) - \cos(k\theta_i)]$$

Como o sinal  $V_s(\omega t)$  é um sinal simétrico, a sua componente CC é nula e os harmônicos pares também são nulos, logo, chega-se à expressão 2.10.

$$v_s(t) = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2V_{cc}}{\pi k} [\cos(k\theta_i) - \cos(k(\pi - \theta_i))] \sin(k\omega t) \quad (2.10)$$

A tensão de cada uma das componentes harmônicas de um inversor operando com  $2N+1$  níveis, e utilizando a modulação *staircase*, é dada por:

$$v_{sh(2n-1)} = \frac{4V_{cc}}{(2n-1)\pi} \sum_{i=1}^N \cos((2n-1)\theta_i) \quad (2.11)$$

Para se verificar o aspecto de qualidade da forma de onda, é necessário o cálculo da THD, que é feito usando a fórmula 2.12.

$$\begin{aligned} THD_{v_s} &= \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left[ \frac{4V_{cc}}{(2n-1)\pi} \sum_{i=1}^N \cos((2n-1)\theta_i) \right]^2}}{\frac{4V_{cc}}{\pi} \sum_{i=1}^N \cos(\theta_i)} \\ &= \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left[ \frac{1}{(2n-1)} \sum_{i=1}^N \cos((2n-1)\theta_i) \right]^2}}{\sum_{i=1}^N \cos(\theta_i)} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Em que  $V_{cc}$  é a tensão de cada nível. Por questão de normalização, a THD deve se manter inferior a 5%.

O inversor foi testado, originalmente, como fonte de tensão para as características mostradas na tabela 2.2:

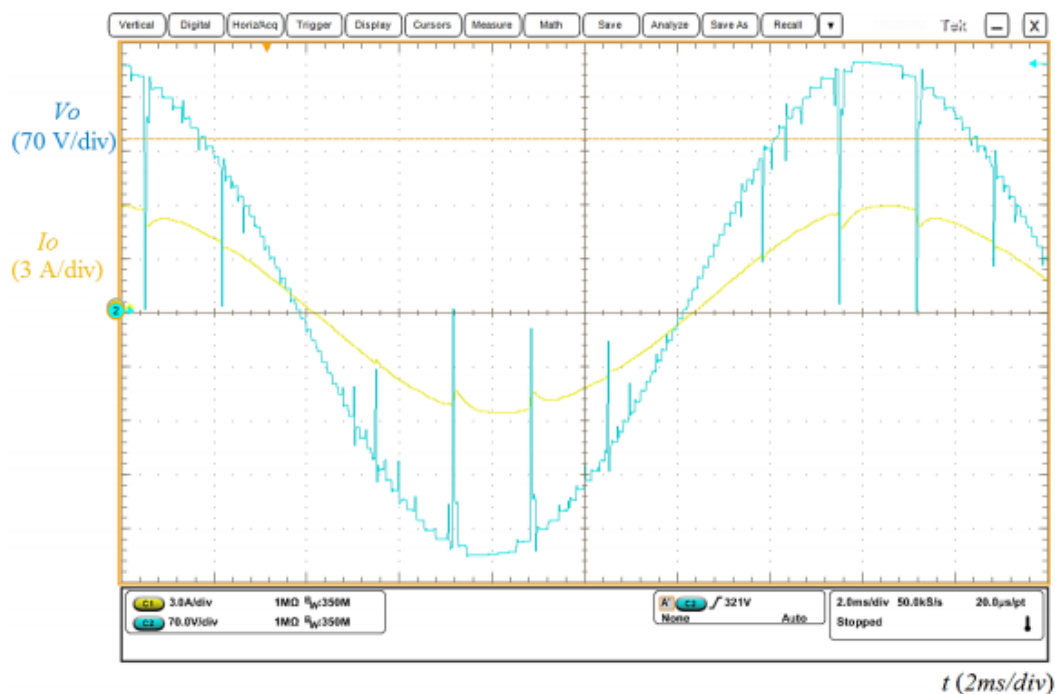
Tabela 2.2 - Parâmetros de teste do conversor

Parâmetros		Valores	Parâmetros		Valores
Configuração		(1:2:7:14)	$P_o$	1 kW	
$V_{in}$		48 V	$V_o$	220 V	
Célula CHB-2cb 1	$V_{S1,1}$	13 V	Fator de potência	0,75 indutivo	
	$V_{S1,2}$	26 V	$f_{tr}$	300 Hz ou 60 Hz	
Célula CHB-2cb 2	$V_{S2,1}$	91 V	$f_l$	60 Hz	
	$V_{S2,2}$	182 V	$n$	49 níveis	

Fonte: Mesquita, 2016

Para esses parâmetros foram obtidos os resultados como mostrados na figura 2.3.

Figura 2.3 - Forma de onda obtida no inversor de 49 níveis como fonte de tensão.



Fonte: Mesquita, 2016

Nos testes feitos por MESQUITA, S. (2016), o rendimento obtido para uma potência um pouco maior do que 200 W foi de 92%, enquanto o rendimento para a potência de 1 kW foi de 89,4%.

## 1.4 Conclusão

Esse capítulo apresentou o conversor de 49 níveis utilizando células CHB-2cb em cascata, sendo mostrado todo o princípio de seu funcionamento.

Primeiramente, falou-se dos possíveis níveis gerados por uma célula CHB-2cb capaz de gerar até sete níveis, sendo três deles positivos, três negativos e o nível zero, que combinada com outra célula CHB-2cb em cascata é capaz de gerar 24 níveis positivos, 24 níveis negativos e o nível zero.

Na estrutura, utilizou-se um transformador com múltiplos secundários e utilizou-se uma ponte *H-bridge*, fazendo-se com que o nível da saída dependesse do estado da ponte *H-bridge*.

Foi mostrada também a implementação do conversor utilizando o método *staircase*, sendo apresentados os resultados obtidos por MESQUITA, S. (2016) mostrando a forma de onda da tensão e corrente e o rendimento do conversor, em torno de 90%.

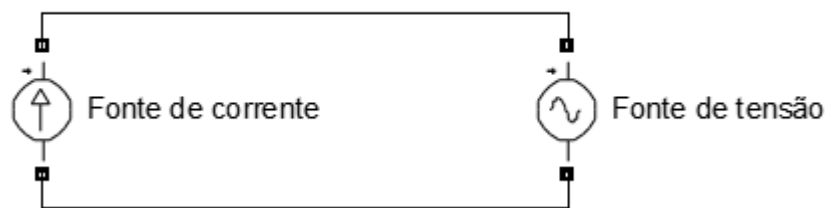
O uso de topologias de alta resolução na tensão de saída com poucos componentes é promissor devido à possibilidade de se eliminar um conversor CC-CC na entrada do inversor e o controle da tensão ser dado apenas pelo ajuste do número de níveis. As estruturas propostas são aptas a operar com grande densidade de potência, o que reduz o custo de implementação de filtros volumosos e, também, introduz topologias que são adequadas para aplicações em baixas potências.

### 3 INVERSOR DE 49 NÍVEIS UTILIZANDO CÉLULAS CHB-2cb EM CASCATA OPERANDO COMO FONTE DE CORRENTE.

#### 1.5 Introdução

O inversor mostrado no capítulo anterior tem característica de fonte de tensão, e será conectado à rede elétrica que também é uma fonte de tensão. A potência elétrica é definida como o produto entre tensão e corrente, logo é necessário converter uma das fontes de tensão em fonte corrente. Para se obter uma fonte de corrente através de uma fonte de tensão, é necessário incluir, ao circuito, elementos que tornem possível o controle da corrente, obtendo-se um circuito equivalente caracterizado pela figura 3.1.

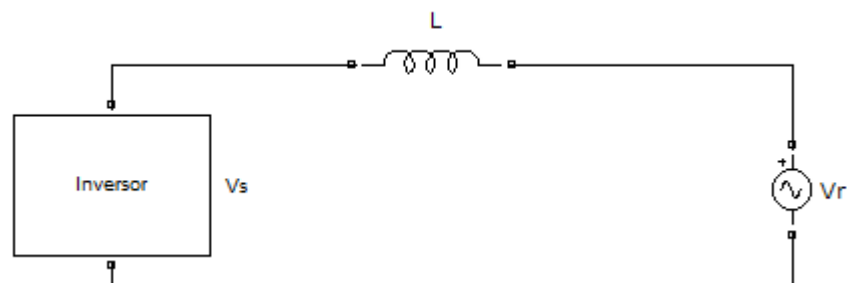
Figura 3.1 – Representação de circuito utilizando fonte de corrente ligada a fonte de tensão.



Fonte: Próprio autor.

Para a conversão em fonte de corrente, o elemento passivo utilizado para efetuar a transformação é a indutância. Como a escolha dos elementos fonte de tensão e fonte de corrente é uma questão de perspectiva, ou seja, depende de em relação a qual elemento se deseja analisar, foi escolhido fazer o controle da potência injetada na rede, assim o inversor, juntamente com a indutância, será fonte de corrente, como mostrado na figura 3.2.

Figura 3.2 – Diagrama de um inversor fonte de corrente ligado à rede.



Fonte: Próprio autor.

Os inversores do tipo fonte de tensão, em geral, não geram uma tensão senoidal de saída, mas utilizam algumas formas de modulação como a PWM, e em sua saída é necessário um filtro “passa baixa” para anular, na corrente, as componentes de teor harmônico elevado, por isso se escolhe, normalmente, a indutância para exercer esse papel. Para calcular a potência injetada na rede, é necessário conhecer a corrente injetada em  $V_r$ . Para isso, basta resolver a equação 3.1.

$$\frac{di_s(t)}{dt} = \frac{v_s(t) - v_r(t)}{L} \quad (3.1)$$

Em seguida, é necessário utilizar técnicas de controle para garantir que a corrente injetada esteja com a mesma forma e frequência da tensão da rede. Além disso, a corrente deve possuir uma taxa de distorção harmônica inferior a 5%, e, para calculá-la, pode-se usar a equação 3.2.

$$THD_{i_s} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{s_n}^2}}{I_{s_1}} \quad (3.2)$$

Para o fator de potência,

$$\begin{aligned} FP &= \frac{\langle v_r(t), i_s(t) \rangle}{(v_r(t))_{eff} (i_s(t))_{eff}} = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v_r(t) i_s(t) d(\omega_0 t)}{V_r \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |i_s(t)|^2 d(\omega_0 t)}} = \frac{V_r I_{s_1} \cos \theta_c}{V_r \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{s_n}^2}} \\ &= \frac{I_{s_1} \cos \theta_c}{\sqrt{I_{s_1}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{s_n}^2}} = \frac{\cos \theta_c}{\sqrt{1 + THD_{i_s}^2}} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Onde  $\theta_c$  é o ângulo entre a corrente e a tensão fundamental, e  $\omega_0$  a frequência angular da tensão e da corrente.

## 1.6 Cálculo da corrente elétrica

Para se calcular todas as harmônicas existentes na corrente, é necessário decompor ambos os sinais. Como  $V_r(t)$  é a tensão da rede, a mesma possui apenas a harmônica fundamental. O sinal  $V_s(t)$  possui um defasamento  $\alpha = \theta_s$ , logo:

$$\begin{aligned}
v_{s_1}(t) - v_r(t) &= \frac{4V_{cc}}{\pi} \sum_{i=1}^N \cos(\theta_i) \sin(\omega_0 t + \theta_s) - \sqrt{2}V_r \sin(\omega_0 t) \\
&= \frac{4V_{cc}}{\pi} \sum_{i=1}^N \cos(\theta_i) [\sin(\omega_0 t) \cos(\theta_s) + \cos(\omega_0 t) \sin(\theta_s)] - \sqrt{2}V_r \sin(\omega_0 t) \\
&= \left[ \frac{4V_{cc}}{\pi} \sum_{i=1}^N \cos(\theta_i) \cos \theta_s - \sqrt{2}V_r \right] \sin(\omega_0 t) + \frac{4V_{cc}}{\pi} \sum_{i=1}^N \cos(\theta_i) \sin \theta_s \cos(\omega_0 t) \\
&= \sqrt{\left[ \frac{4V_{cc}}{\pi} \sum_{i=1}^N \cos(\theta_i) \cos \theta_s - \sqrt{2}V_r \right]^2 + \left[ \frac{4V_{cc}}{\pi} \sum_{i=1}^N \cos(\theta_i) \sin \theta_s \right]^2} \cos(\omega_0 t - \theta_c)
\end{aligned} \tag{3.4}$$

Onde,

$$\theta_c = \operatorname{atg} \left( \frac{\frac{4V_{cc}}{\pi} \sum_{i=1}^N \cos(\theta_i) \cos \theta_s - \sqrt{2}V_r}{\frac{4V_{cc}}{\pi} \sum_{i=1}^N \cos(\theta_i) \sin \theta_s} \right) \tag{3.5}$$

Logo, pela expressão 3.1, obtém-se que

$$\begin{aligned}
i_s(t) &= \\
&= \frac{\sqrt{\left[ \frac{4V_{cc}}{\pi} \sum_{i=1}^N \cos(\theta_i) \cos \theta_s - \sqrt{2}V_r \right]^2 + \left[ \frac{4V_{cc}}{\pi} \sum_{i=1}^N \cos(\theta_i) \sin \theta_s \right]^2}}{\omega_0 L} \sin(\omega_0 t - \theta_c) \\
&- \sum_{i=1}^N \sum_{n=2}^{\infty} \frac{4V_{cc}}{(2n-1)^2 \pi \omega_0 L} \cos((2n-1)\theta_i) \cos((2n-1)(\omega_0 t - \theta_s))
\end{aligned} \tag{3.6}$$

Nota-se, da expressão da corrente, que o primeiro termo representa a fundamental e o restante dos termos as harmônicas, então, a expressão da THD para corrente é obtida pela substituição dos valores dos harmônicos da expressão 3.6 na 3.2, obtendo-se, assim, a expressão 3.7.

$$\begin{aligned}
THD_{i_s} &= \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left[ \frac{4V_{cc}}{(2n-1)^2 \pi \omega_0 L} \sum_{i=1}^N \cos((2n-1)\theta_i) \right]^2}}{\sqrt{\left[ \frac{4V_{cc}}{\pi} \sum_{i=1}^N \cos(\theta_i) \cos \theta_s - \sqrt{2}V_r \right]^2 + \left[ \frac{4V_{cc}}{\pi} \sum_{i=1}^N \cos(\theta_i) \sin \theta_s \right]^2}} \\
&\quad \omega_0 L \\
&= \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left[ \frac{1}{(2n-1)^2} \sum_{i=1}^N \cos((2n-1)\theta_i) \right]^2}}{\sqrt{\left[ \sum_{i=1}^N \cos(\theta_i) \cos \theta_s - \frac{\sqrt{2}\pi V_r}{4V_{cc}} \right]^2 + \left[ \sum_{i=1}^N \cos(\theta_i) \sin \theta_s \right]^2}}
\end{aligned} \tag{3.7}$$

Para as condições ideais de conexão com rede, ou seja, sem potência reativa e fator de potência unitário, o sinal  $i_s(t)$  deve possuir sua fundamental em fase ou em oposição de fase com a tensão da rede, então  $\theta_c = 0$  ou  $\theta_c = \pi$ . Para que esses valores sejam obtidos é necessário que:

$$\frac{4V_{cc}}{\pi} \sum_{i=1}^N \cos(\theta_i) \cos \theta_s - \sqrt{2}V_r = 0 \tag{3.8}$$

Logo, substituindo a expressão 3.10 nas equações 3.6 e 3.7, encontra-se

$$\begin{aligned}
i_s(t) &= \frac{4V_{cc} \sum_{i=1}^N \cos(\theta_i) \sin \theta_s}{\pi \omega_0 L} \sin(\omega_0 t) \\
&\quad - \sum_{i=1}^N \sum_{n=2}^{\infty} \frac{4V_{cc}}{(2n-1)^2 \pi \omega_0 L} \cos((2n-1)\theta_i) \cos((2n-1)(\omega_0 t - \theta_s))
\end{aligned} \tag{3.9}$$

$$THD_{i_s} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left[ \frac{1}{(2n-1)^2} \sum_{i=1}^N \cos((2n-1)\theta_i) \right]^2}}{\sum_{i=1}^N \cos(\theta_i) \sin \theta_s} \tag{3.10}$$

Como o objetivo é fazer uma injeção na rede elétrica, basta se fazer o controle da corrente. Esse controle pode ser feito através de diversos métodos, três dos quais serão listados a seguir.

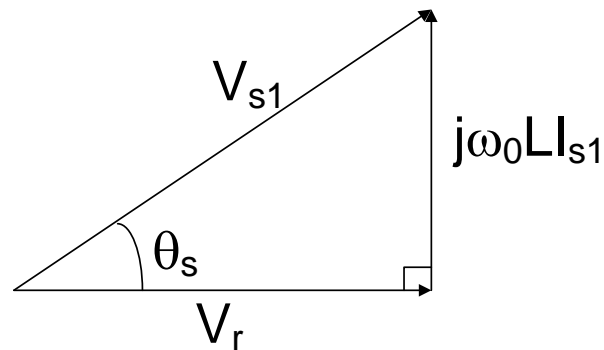


## 1.7 Metodologia de controle *phase-shift* para a primeira harmônica

O método *phase-shift* consiste em fazer o controle do fluxo de potência entre duas fontes de tensão alternada, através do defasamento angular entre elas, utilizando-se o diagrama fasorial exemplificado na figura 1.4, no qual é possível se obter uma relação entre tensão e corrente, e se obter as potências ativa e reativa através da relação geométrica entre as tensões, como obtido nas relações 1.1 e 1.2.

Para o cálculo da indutância foi utilizado o diagrama fasorial, através do defasamento entre a primeira harmônica da tensão gerada pelo inversor e a tensão da rede. Como é desejado o fator de potência unitário e considerou-se que  $R \ll jX$ , então o diagrama fasorial é obtido na figura 3.3.

Figura 3.3 - Diagrama fasorial com fator de potência unitário.



Fonte: O próprio autor.

Aplicando o teorema de Pitágoras, obtém-se a relação mostrada na equação 3.11:

$$V_{s1}^2 = V_r^2 + (\omega_0 L I_{s1})^2 \quad (3.11)$$

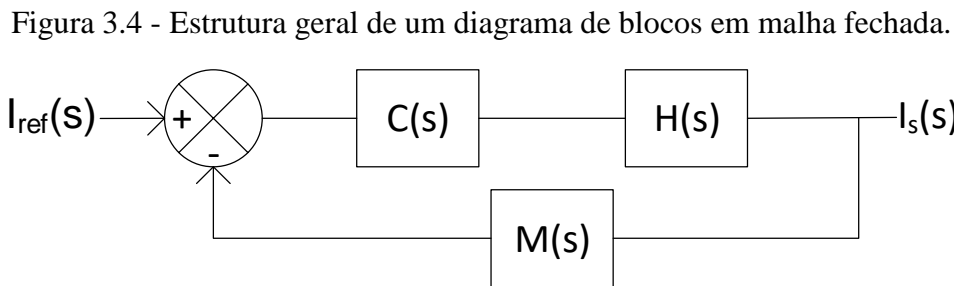
$$L = \frac{\sqrt{V_{s1}^2 - V_r^2}}{\sqrt{(\omega_0 I_{s1})^2}} \quad (3.12)$$

O primeiro método abordado foi o mesmo método utilizado para calcular a indutância, ou seja, o *phase-shift*, que utiliza o defasamento entre as formas de onda para fazer transferência de uma fonte a outra. Utilizando as expressões 1.1 e 1.2, aplicadas na figura 3.3, então, é obtida a expressão 3.13 para a potência ativa, com a potência reativa nula.

$$P = \frac{V_s V_r}{\omega_0 L} \sin \theta_s \quad (3.13)$$

## 1.8 Metodologia de controle de corrente em malha fechada

O segundo método para fazer o controle da corrente na rede é fazer esse controle em malha fechada do circuito. Para isso, é necessário transformar o circuito em diagrama de blocos. A figura 3.4 mostra a estrutura de um sistema em malha fechada, tendo como entrada  $I_{ref}$  e saída  $I_s$ . As funções de transferência  $H(s)$ ,  $C(s)$  e  $M(s)$  representam, respectivamente, a função de transferência do sistema, atuador e processo, a função de transferência do controlador, e a medida da saída.



Fonte: Próprio autor.

Pelo diagrama de bloco, obtêm-se as funções de transferência mostradas na equação 3.14:

$$\frac{I_s(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{C(s)H(s)}{1 + C(s)H(s)M(s)} \quad (3.14)$$

Como a função de transferência  $H(s)$  indica o processo, representado pelo atuador, e o sistema dinâmico, representado pela indutância, a função pode ser dividida em:

$$H(s) = T(s)G(s) \quad (3.15)$$

Onde  $T(s)$  é a função de transferência do atuador e  $G(s)$  a função de transferência do sistema dinâmico, resultando, assim, na função de transferência mostrada em 3.16:

$$\frac{I_s(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{C(s)T(s)G(s)}{1 + C(s)T(s)G(s)M(s)} \quad (3.16)$$

Como o sistema opera em uma frequência  $\omega_0$ , então:

$$\frac{I_s(j\omega_0)}{I_{ref}(j\omega_0)} = \frac{G(j\omega_0)C(j\omega_0)T(j\omega_0)}{1 + G(j\omega_0)C(j\omega_0)T(j\omega_0)M(j\omega_0)} \quad (3.17)$$

Para que se tenha na saída o resultado desejado, de que a corrente de saída seja igual ao sinal de referência em regime permanente do sistema, logo,

$$M(j\omega_0)I_s(j\omega_0) = I_{ref}(j\omega_0) \quad (3.18)$$

$$\frac{M(j\omega_0)I_s(j\omega_0)}{I_{ref}(j\omega_0)} = \frac{G(j\omega_0)C(j\omega_0)T(j\omega_0)M(j\omega_0)}{1 + G(j\omega_0)C(j\omega_0)T(j\omega_0)M(j\omega_0)} = 1 \quad (3.19)$$

O processo  $G(s)$ , no sistema, representa a indutância de ligação do conversor com a rede elétrica, então,

$$G(s) = \frac{1}{sL} \quad (3.20)$$

Logo,

$$\frac{M(j\omega_0)I_s(j\omega_0)}{I_{ref}(j\omega_0)} = \frac{C(j\omega_0)T(j\omega_0)M(j\omega_0)}{j\omega_0L + C(j\omega_0)T(j\omega_0)M(j\omega_0)} = 1 \quad (3.21)$$

Para que isso seja verdade nesse caso, é necessário que a desigualdade abaixo seja satisfeita:

$$Re\left(\frac{C(j\omega_0)T(j\omega_0)M(j\omega_0)}{j\omega_0L + C(j\omega_0)T(j\omega_0)M(j\omega_0)}\right) \gg Im\left(\frac{C(j\omega_0)T(j\omega_0)M(j\omega_0)}{j\omega_0L + C(j\omega_0)T(j\omega_0)M(j\omega_0)}\right) \quad (3.22)$$

Para isso, uma das alternativas é supor que  $C(j\omega_0)$ ,  $T(j\omega_0)$  e  $M(j\omega_0)$  sejam reais e também constantes, o que resulta em:

$$C(j\omega_0) = k_p \quad (3.23)$$

$$T(j\omega_0) = k_T \quad (3.24)$$

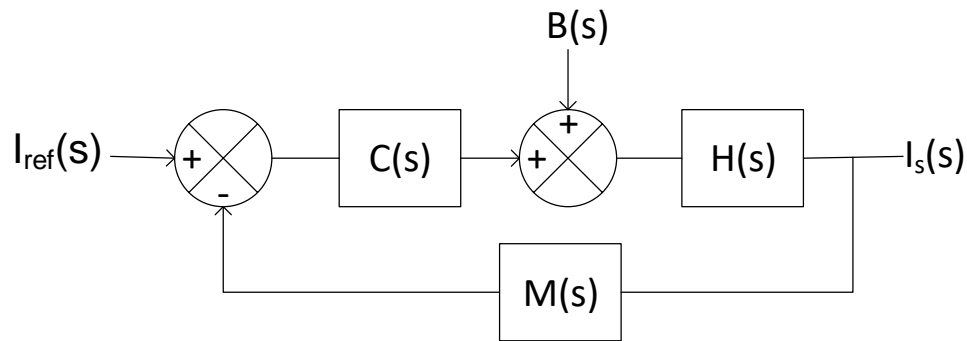
$$M(j\omega_0) = k_M \quad (3.25)$$

Logo,

$$k_p k_T k_M \gg \omega_0 L \quad (3.26)$$

Para se poder fazer o sistema convergir com menores esforços de controle, colocou-se mais um sinal transformando em um sistema *feedforward*, como é mostrado na figura 3.5:

Figura 3.5 - Diagrama de blocos em malha fechada com o controlador e uma compensação.



Fonte: Próprio autor.

Com isso, se obtém mais uma função de transferência, dessa vez entre  $I_s(s)$  e  $B(s)$ , como é mostrado na equação 3.27.

$$\frac{I_s(s)}{B(s)} = \frac{H(s)}{1 + C(s)H(s)M(s)} \quad (3.27)$$

Substituindo  $H(s)$ , obtêm-se,

$$\frac{I_s(s)}{B(s)} = \frac{T(s)G(s)}{1 + C(s)T(s)G(s)M(s)} \quad (3.28)$$

Então, a saída do sistema,  $I_s(s)$ , é expressa por:

$$I_s(s) = \frac{T(s)G(s)}{1 + C(s)T(s)G(s)M(s)} (B(s) + C(s)I_{ref}(s)) \quad (3.29)$$

Fazendo  $s = j\omega_0$ , obtém-se:

$$I_s(j\omega_0) = \frac{T(j\omega_0)G(j\omega_0)}{1 + C(j\omega_0)T(j\omega_0)G(j\omega_0)M(j\omega_0)} (B(j\omega_0) + C(j\omega_0)I_{ref}(j\omega_0)) \quad (3.30)$$

Sabe-se que, em regime permanente,  $M(j\omega_0)I_s(j\omega_0) = I_{ref}(j\omega_0)$ , logo,

$$\frac{T(j\omega_0)G(j\omega_0)M(j\omega_0)}{1 + C(j\omega_0)T(j\omega_0)G(j\omega_0)M(j\omega_0)} \left( B(j\omega_0) + C(j\omega_0)I_{ref}(j\omega_0) \right) = I_{ref}(j\omega_0) \quad (3.31)$$

Resolvendo-se a equação 3.30, para se encontrar o valor de  $B(j\omega_0)$  em função de  $C(j\omega_0)$ ,  $T(j\omega_0)$ ,  $G(j\omega_0)$ ,  $M(j\omega_0)$  e  $I_{ref}(j\omega_0)$ , encontra-se a relação 3.32.

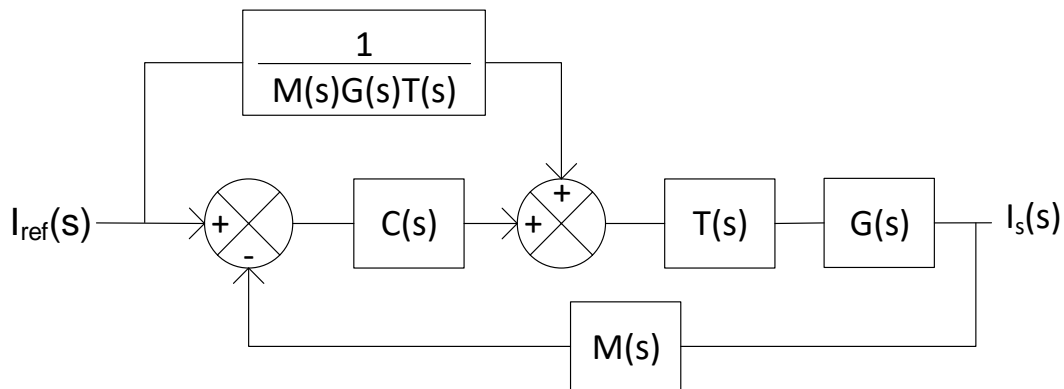
$$B(j\omega_0) = \frac{1}{T(j\omega_0)G(j\omega_0)M(j\omega_0)} I_{ref}(j\omega_0) \quad (3.32)$$

Assim, uma das formas que pode ser escrita para  $B(s)$  é:

$$B(s) = \frac{1}{T(s)G(s)M(s)} I_{ref}(s) \quad (3.33)$$

Podendo-se obter, assim, o diagrama de blocos mostrado na figura 3.6:

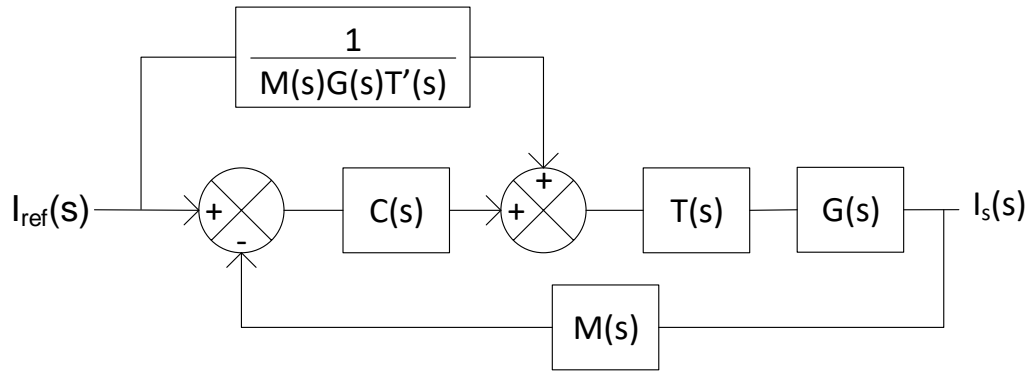
Figura 3.6 - Diagrama de blocos com controlador e *feedforward* na entrada.



Fonte: Próprio autor.

Como o inversor gera tensão quantizada, a sua função de transferência é não-linear, então, para efeito de compensação, denota-se  $T'(s)$ , como a função de transferência linearizada de  $T(s)$ , obtendo-se, assim, o diagrama de blocos mostrado na figura 3.7.

Figura 3.7 - Diagrama de blocos com *feedforward* na entrada com função aproximada.



Fonte: Próprio autor.

Aplicando-se a transformada de Laplace na equação 3.1:

$$sI_s(s) = \frac{V_s(s) - V_r(s)}{L} \quad (3.34)$$

Logo,

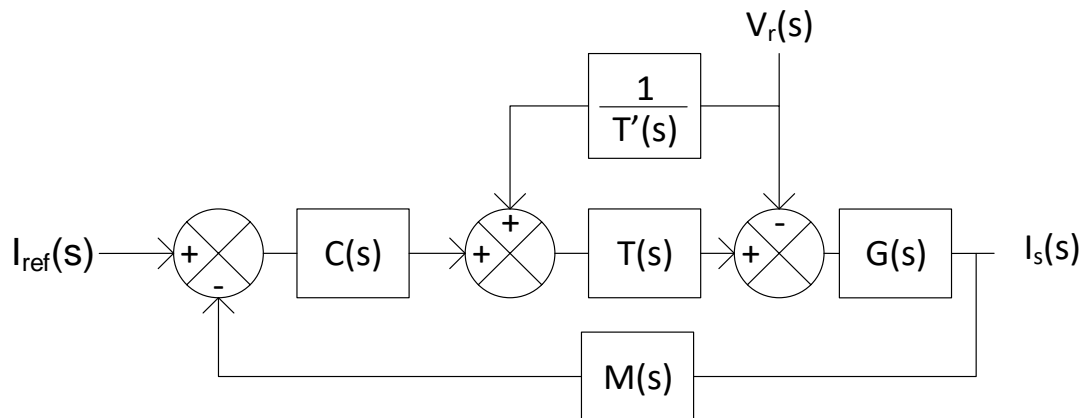
$$I_s(s) = \frac{V_s(s) - V_r(s)}{sL} \quad (3.35)$$

Pela equação 3.14, pode-se escrever, de forma geral,  $I_s(s)$  como:

$$I_s(s) = (V_s(s) - V_r(s))G(s) \quad (3.36)$$

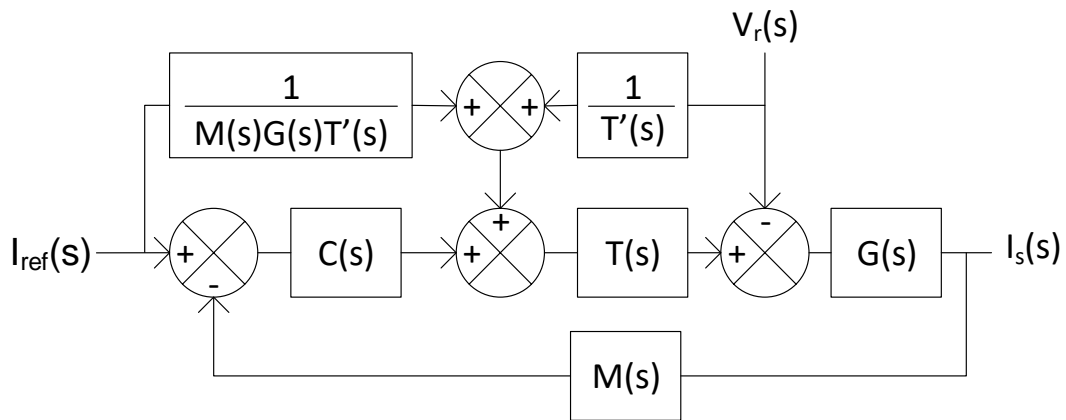
Como o sinal de saída do inversor,  $T(s)$ , é  $V_s(s)$ , pela equação 3.35, o mesmo depende da corrente de saída do sistema  $I_s(s)$ , e depende também da tensão da rede  $V_r(s)$ , que pode ser considerado uma perturbação ao sistema, sendo assim, para se diminuir os esforços de controle é necessário uma compensação tanto na saída do inversor quanto na referência. Para minimizar os esforços de controle, faz-se também a antecipação da entrada, em conjunto com a da saída. Os diagramas de blocos para os casos sem e com a realimentação *feedforward* da entrada serão mostrados nas figuras 3.8 e 3.9, respectivamente.

Figura 3.8 - Diagrama de blocos com *feedforward* da rede.



Fonte: Próprio autor.

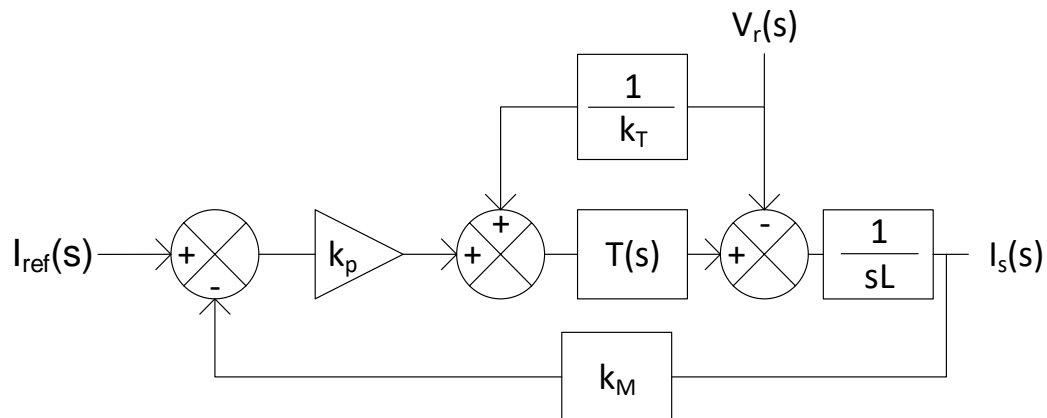
Figura 3.9 - Diagrama de blocos com *feedforward* da rede e da referência.



Fonte: Próprio autor.

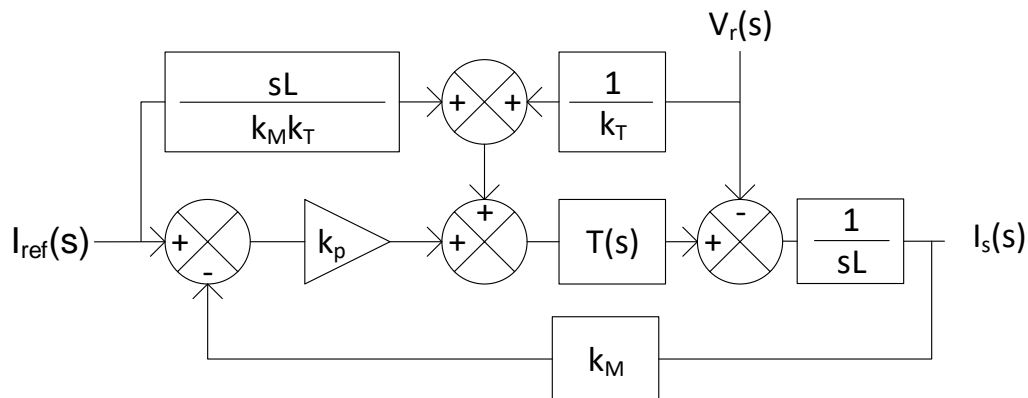
Como o sistema opera a uma frequência  $\omega_0$  em regime permanente, as funções de transferência  $T'(s)$ ,  $M(s)$ ,  $G(s)$  e  $C(s)$  podem ser substituídas pelas constantes mostradas nas equações 3.20, 3.23, 3.24 e 3.25, obtendo-se assim os diagramas de blocos das figuras 3.10 e 3.11.

Figura 3.10 - Diagrama de blocos com compensação da rede com as variáveis substituídas.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.11 - Diagrama de bloco com compensação da entrada e rede com as funções substituídas.



Fonte: Próprio autor.

## 1.9 Conclusão

Esse capítulo mostrou a modelização do sistema no qual o inversor está conectado à rede elétrica sendo feita de forma literal. Para se fazer a conexão, transformou-se o conversor com características de fonte de tensão em fonte de corrente para o controle de fluxo de potência.

Foram apresentadas três técnicas para controlar o fluxo de potência, com uma delas possuindo três estruturas diferentes, em que a primeira utilizava *phase-shift*, a segunda uma malha fechada com controle proporcional e a terceira um controle em malha fechada com ação proporcional e *feedforward* com três possíveis tipos de realimentação (a primeira antecipando



o sinal de referência de corrente, a segunda antecipando o sinal da tensão da rede e a terceira antecipando ambos os sinais). As técnicas de controles foram apresentadas por grau de complexidade sendo a do *phase-shift* a mais simples e a do proporcional com *feedforward* antecipando o sinal de referência de corrente e o sinal da tensão da rede como o sistema mais complexo e robusto. Espera-se, portanto, que o último método mencionado possua desempenho melhor que o primeiro.

As constantes para a implementação do controlador serão obtidas no capítulo seguinte.

## 4 SIMULAÇÃO DO INVERSOR LIGADO À REDE ELÉTRICA

### 4.1 Introdução

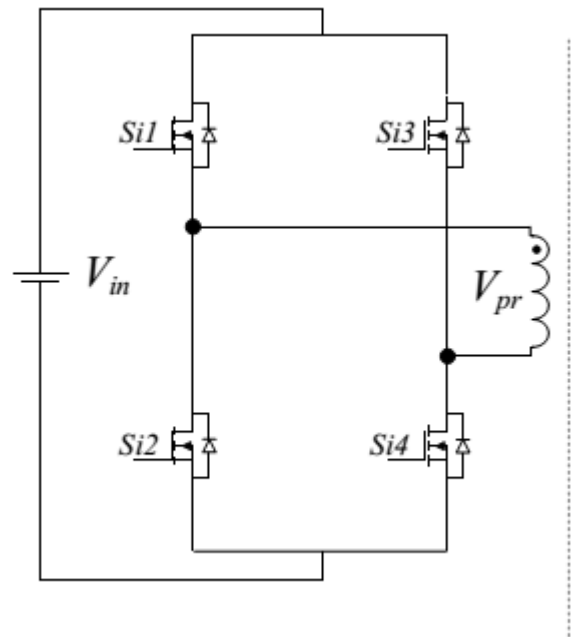
Para que seja feita a ligação com a rede, primeiro é necessário calcular a indutância que se localizará entre a rede e o conversor. Para determinar esse valor, utiliza-se o diagrama fasorial da figura 3.3. O fasor tensão da rede  $V_r$  possui valor de 220 V rms ou 311 V de pico, o fasor de tensão da primeira harmônica da tensão de saída do inversor  $V_{s1}$  deverá ser um pouco maior que a tensão da rede, fazendo-se  $Q = 0$  na equação 1.2. Com  $V_{s1} = V_r$ , a única solução possível para a equação 1.1 seria  $P = 0$ , assim, foi adotado um valor de tensão de pico de 320 V ou 226 V rms. Para se determinar a indutância, é necessário conhecer a potência em que o conversor irá operar. Considerando a potência mostrada na tabela 2.2 de 1 kW, a corrente efetiva obtida foi de 4,54 V rms e substituindo-se esse valor na equação 3.12, chegou-se a um valor para a indutância de 31 mH, obtendo-se uma impedância de 11,7  $\Omega$ , para uma frequência de 60 Hz.

Para a montagem no *Simulink*, a estrutura do conversor foi transformada em diagrama de blocos e, para melhor exemplificação, foi dividido nas 7 partes listadas a seguir:

1. A entrada, que consiste em uma fonte CC;
2. A ponte *H-bridge*;
3. O transformador central com múltiplos secundários, que transforma os sinais gerados pela *H-bridge* em várias saídas nas proporções 1:2:7:14;
4. As pontes CHB-2cb, que possuem como entrada os sinais gerados pelo transformador e os combina para formar os 49 níveis possíveis;
5. O indutor, que permite a ligação entre o conversor e a rede elétrica;
6. A rede elétrica, que é **de** onde o conversor tirará energia ou **a** receberá;
7. A malha de controle, que fará o controle de fluxo de potência e de fator de potência.

A figura 4.1, mostra a entrada do conversor, que consiste em uma fonte CC ligada a uma ponte *H-bridge*, cujos terminais estão ligados a um transformador de múltiplos estágios.

Figura 4.1 - Ligação fonte CC com ponte H-bridge com primário do transformador.

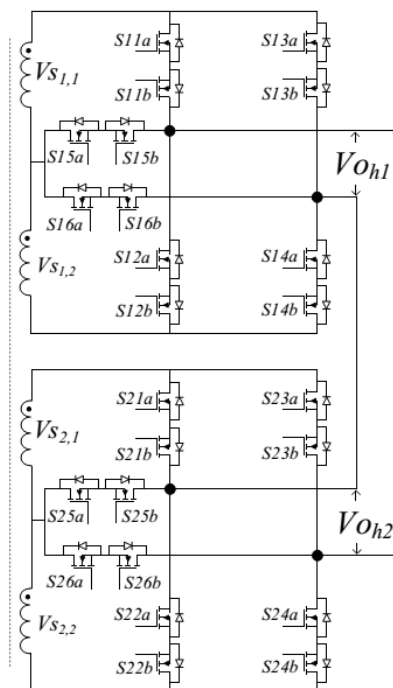


Fonte: Mesquita, 2016.

A ponte *H-bridge* existente no sistema irá inverter o sinal contínuo, gerado pela fonte CC, em um sinal alternado quadrado, na frequência de 300 Hz, para que o transformador possa gerar os múltiplos níveis de tensão.

A figura 4.2 mostra a interligação das partes 3 e 4.

Figura 4.2 - Ligação dos secundários do transformador com as pontes CHB-2cb.



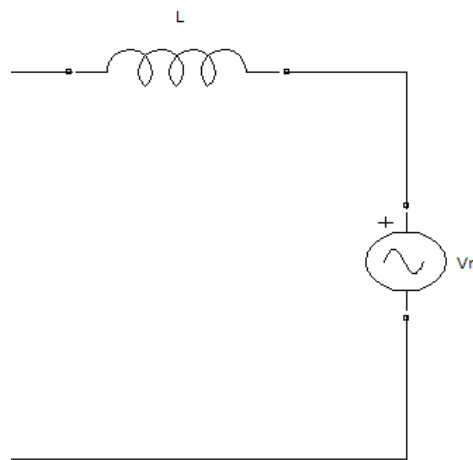
Fonte: Mesquita, 2016.

O transformador de múltiplos secundários, existente para gerar os múltiplos níveis de saída, possui como característica:

- Potência: 3 kW
- Frequência de operação: 300 Hz
- Primário: 2 enrolamentos de 24 V nominal, cada
- Secundário: 4 enrolamentos com tensões nominal de 13 V; 26 V; 91V e 182 V

E a figura 4.3, abaixo, mostra as partes 5 e 6 ligadas ao conversor da parte 4.

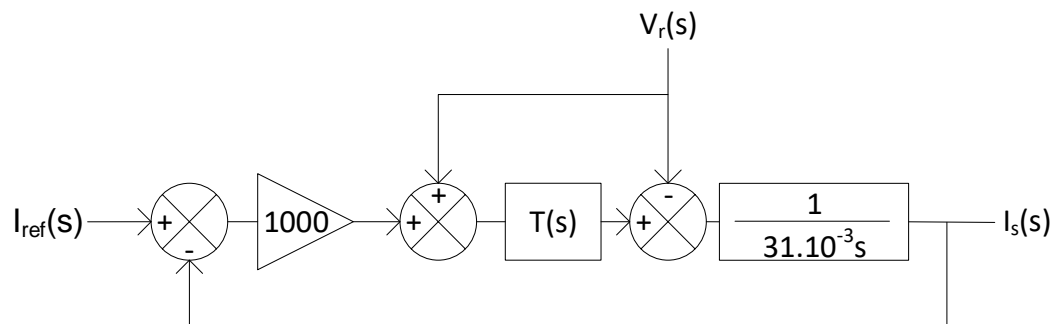
Figura 4.3 – Representação da indutância e da rede.



Fonte: Próprio autor.

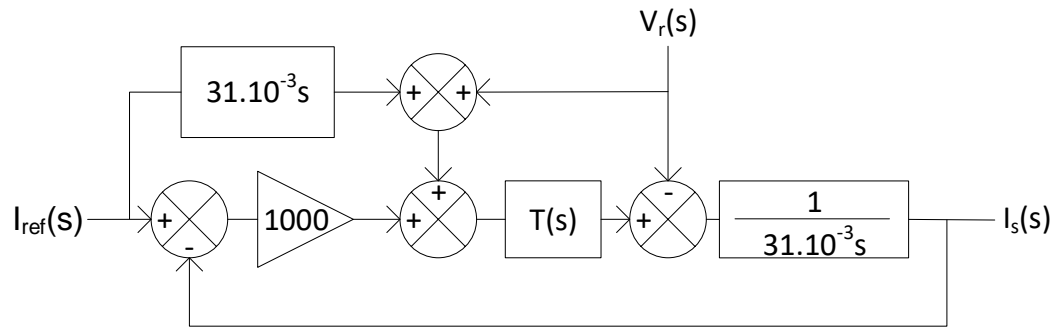
Esse lado mostra a ligação com a rede onde, se tem uma indutância representada por  $L$ , a rede em si por  $V_r$ .

A última parte consiste em uma malha de controle de corrente, cujos parâmetros  $k_p$ ,  $k_T$  e  $k_M$ , das figuras 3.10 e 3.11 serão de tal forma que deverão obedecer à relação 3.25, tendo  $k_p k_T k_M \gg 11,7$ . Como na simulação foi considerado que o inversor apenas quantiza a tensão de comando e, também, que a corrente de saída medida será idêntica à corrente de saída real, então foi definido  $k_T = 1$  e  $k_M = 1$ , o que implica que  $k_p \gg 11,7$ . Como também é desejada uma resposta dinâmica rápida, considerou-se um tempo de resposta menor, 0,2 % de ciclo, sendo  $k_p > 930$ , então foi escolhido  $k_p = 1000$ . Substituindo  $L$ ,  $k_p$ ,  $k_T$  e  $k_M$  nas figura 3.10 e 3.11, foram obtidos os diagramas das figuras 4.4 e 4.5.

Figura 4.4 - Diagrama de blocos do circuito utilizado com alimentação *feedforward*.

Fonte: Próprio autor.

Figura 4.5 - Diagrama de blocos do circuito utilizando uma alimentação feedforward para compensar a entrada e a saída.

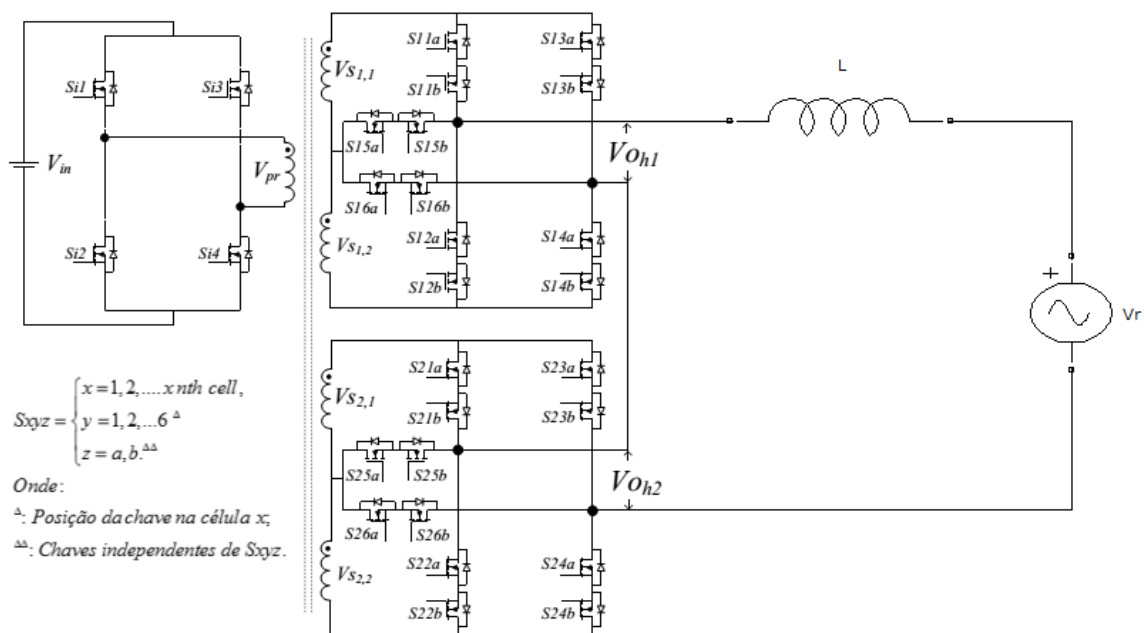


Fonte: Próprio autor.

As figuras 4.4 e 4.5 representam a última parte do sistema, que é o controle de corrente, cuja saída deve estar em fase com a rede ou em oposição de fase com a mesma, logo utilizou-se como referência a própria forma de onda da rede com uma amplitude desejada de corrente.

A figura 4.6 apresenta o circuito completo do sistema interligando o inversor com toda a sua estrutura na rede elétrica, mostrando a entrada do inversor no lado CC e a saída no lado CA.

Figura 4.6 - Estrutura completa do sistema.



Fonte: Adaptada de Mesquita, 2016.

Para mostrar o funcionamento do sistema, foram medidas as grandezas, tensão e corrente no lado CC e no lado CA do conversor juntamente com suas formas de onda, THD da corrente injetada na rede, potência ativa, reativa e fator de potência.

Para mostrar o funcionamento do conversor ligado à rede, foi necessário simulá-lo, tanto injetando como retirando energia, e para todas as simulações foram adotados os parâmetros de tensão da rede de 220 V, fator de potência unitário, indutância de 31 mH, tensão da fonte de corrente contínua de 48 V e potência de operação de 1 kW.

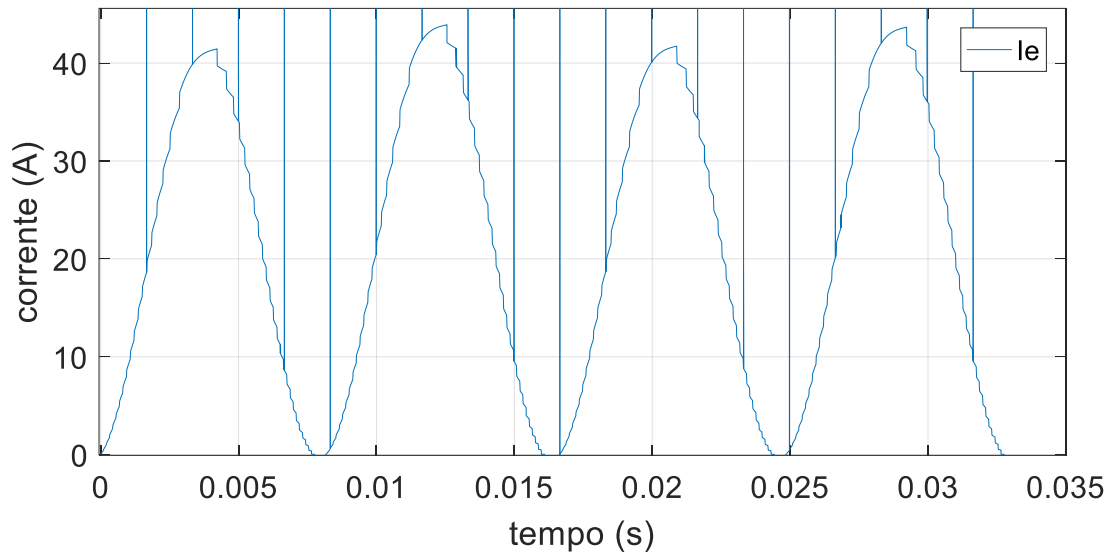
#### **4.2 Simulação do fluxo de potência entre o inversor e a rede pelo método *phase-shift***

A primeira simulação foi realizada utilizando-se o método *phase-shift*, para o qual foi feito o defasamento entre a primeira harmônica do inversor de 49 níveis em relação à tensão da rede. O primeiro teste foi feito com um defasamento da fundamental da tensão de  $13,62^\circ$  obtendo-se:

- Potência da entrada: 1045 W
- Tensão na saída 224,6 V
- Corrente de saída: 4,55 A
- THD da tensão: 1,99 %
- THD da corrente de saída: 0,226%
- Potência ativa na saída: 1000 W
- Potência reativa na saída: -33,11 Var
- Fator de potência: 0,999

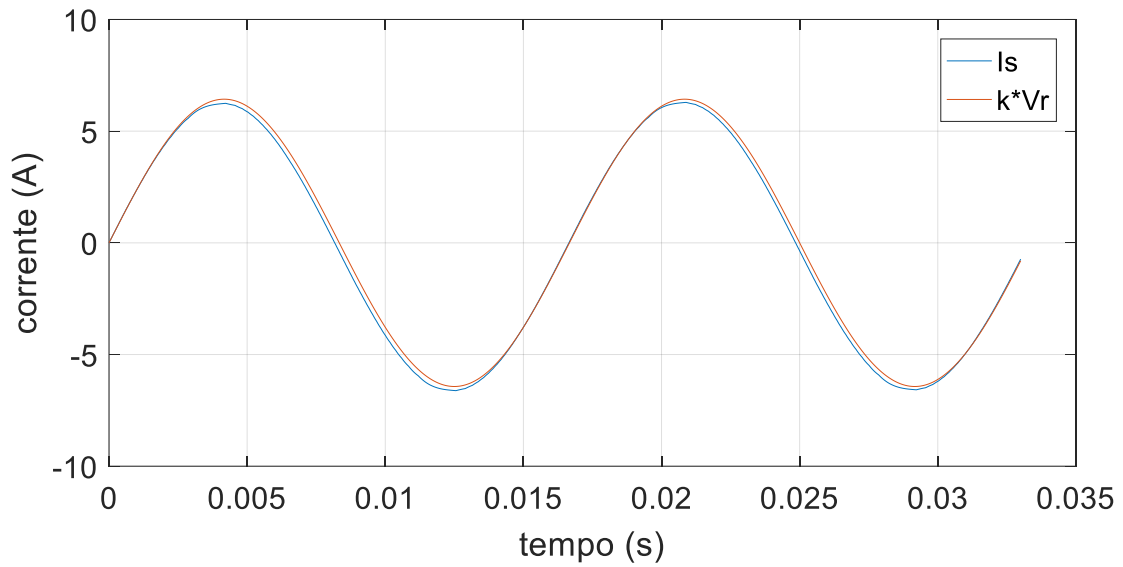
O gráfico da forma de onda da corrente de entrada do inversor é mostrado pela figura 4.7, o da forma de onda da corrente de saída em relação à rede é mostrado pela figura 4.8, e o defasamento entre a tensão de saída do inversor e da rede é mostrado pela figura 4.9.

Figura 4.7 - Forma de onda da corrente do lado CC.



Fonte: Próprio autor.

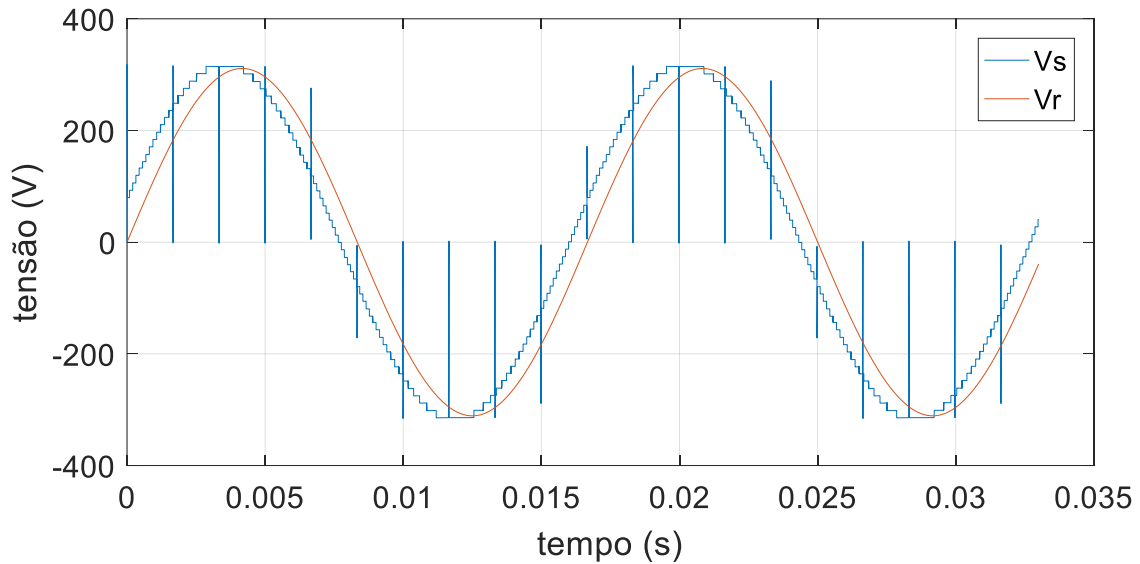
Figura 4.8 - Forma de onda da corrente de saída comparando com a forma da tensão da rede elétrica e no consumo.



Fonte: Próprio autor.



Figura 4.9 - Forma de onda do defasamento entre tensão e corrente no consumo.



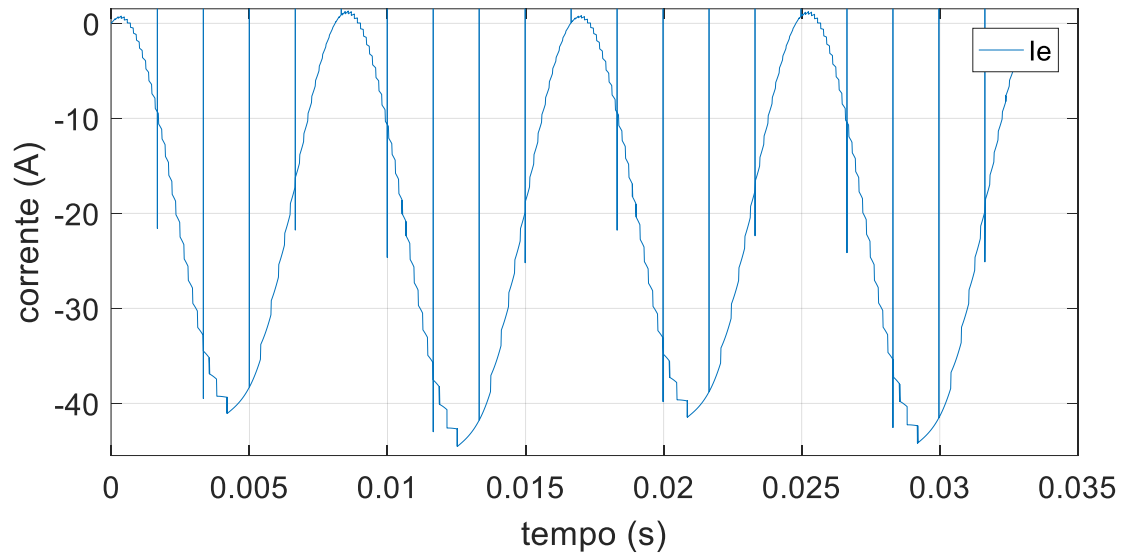
Fonte: Próprio autor.

Prosseguindo-se, foi feita a simulação para o sentido oposto do fluxo de potência, para o que foi necessário se modificar o ângulo de defasagem da fundamental da tensão de  $13,62^\circ$ , para  $-13,62^\circ$ , obtendo-se o seguinte resultado:

- Potência da entrada: -955,6 W
- Tensão na saída 228,7 V
- Corrente de saída: 4,561 A
- THD da tensão: 1,96 %
- THD da corrente de saída: 0,29 %
- Potência ativa na saída: -1001 W
- Potência reativa na saída: 45,91 Var
- Fator de potência: 0,999

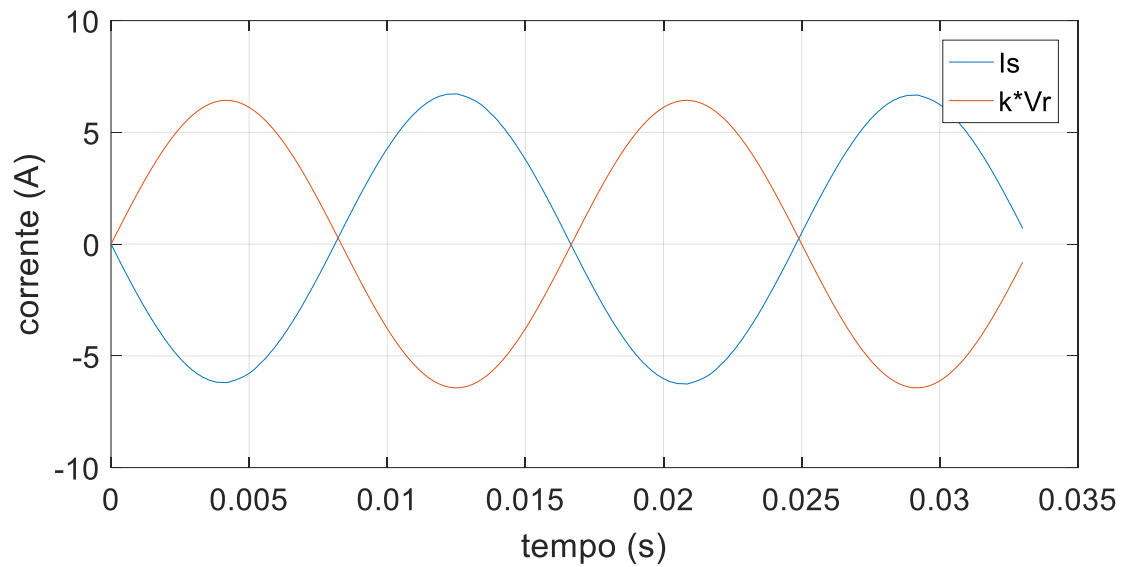
O gráfico da forma de onda da corrente de entrada do inversor é mostrado pela figura 4.10, o da forma de onda da corrente de saída em relação à rede é mostrado pela figura 4.11, e o defasamento entre a tensão de saída do inversor e da rede é mostrado pela figura 4.12.

Figura 4.10 - Forma de onda da corrente do lado CC.



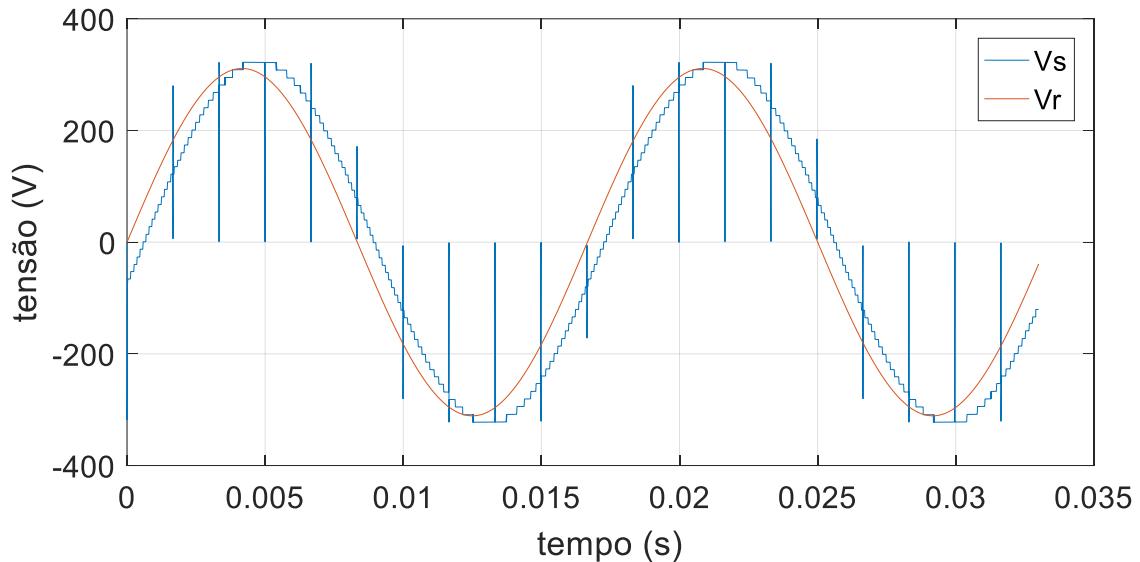
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.11 - Forma de onda da corrente de saída comparando com a forma da tensão da rede elétrica na injeção.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.12 - Forma de onda do defasamento entre tensão e corrente na injeção



Fonte: Próprio autor.

Pelos valores obtidos nas duas simulações, foram observadas distorções harmônicas extremamente baixas, tanto na tensão, inferiores a 2%, quanto na corrente, inferiores a 1%. O ângulo de defasamento de  $13,62^\circ$  entre a tensão da rede e a fundamental da tensão de saída permitiu um fator de potência simulado de 0,999, próximo do unitário, sendo essa pequena diferença devida à distorção harmônica, que pode ser mostrada pela equação 3.3.

### 4.3 Simulação do fluxo de potência entre o inversor e a rede pelo método *feedforward* compensado a rede elétrica

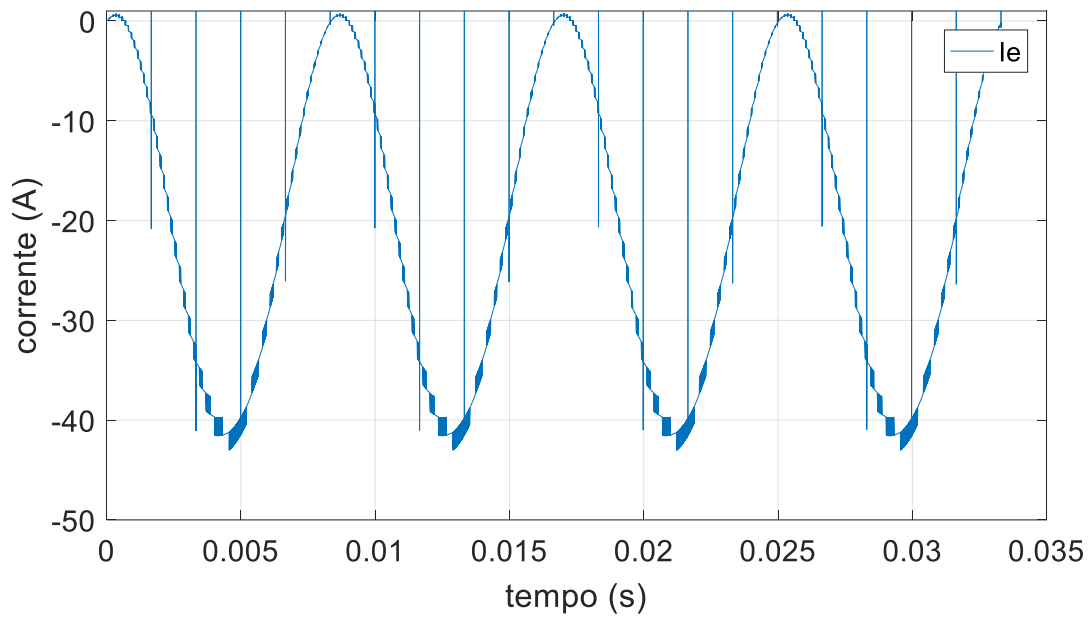
O primeiro teste em malha fechada foi feito sem a alimentação *feedforward* na entrada. Foi feito transferindo-se potência da rede para a fonte CC, e, para essa situação, foram obtidos os valores:

- Potência da entrada: -953,3 W
- Tensão na saída 225,6 V
- Corrente de saída: 4,54 A
- THD da tensão: 2,2 %
- THD da corrente de saída: 0,056%
- Potência ativa na saída: -999,3 W
- Potência reativa na saída: -13,17 Var

- Fator de potência: 0,999
- Erro da corrente de saída em relação à entrada: 1,32%

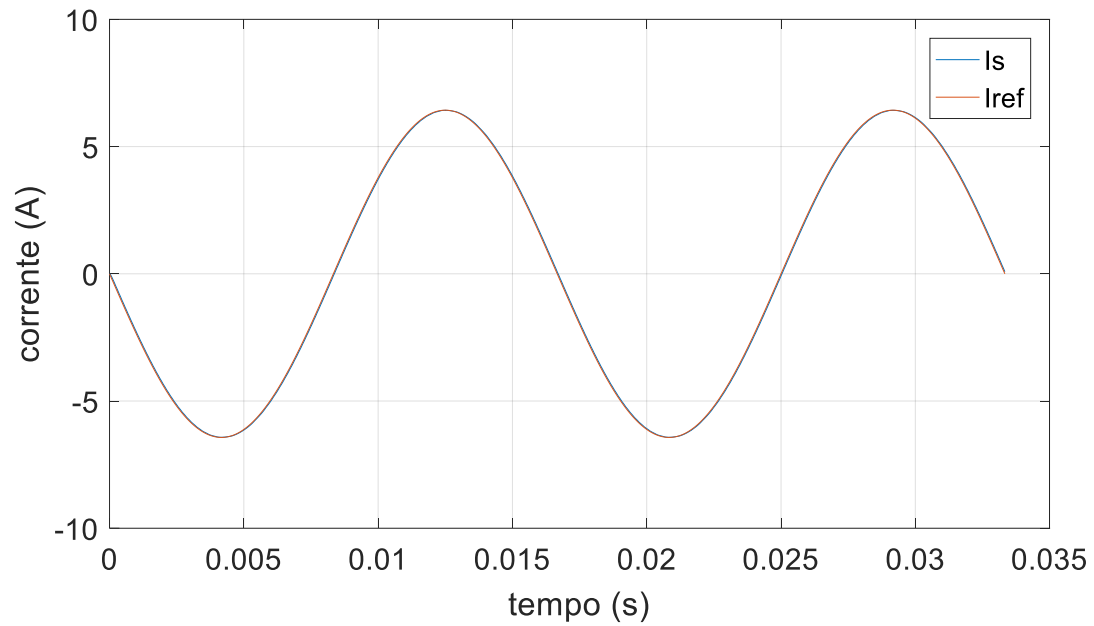
A forma de onda da corrente de entrada do inversor é mostrada pela figura 4.13, da corrente de saída em relação à referência é mostrada pelas figuras 4.14 e 4.15, e o sinal de controle em comparação com a tensão de saída do inversor é mostrado pelas figuras 4.16 e 4.17.

Figura 4.13 - Forma de onda da corrente do lado CC.



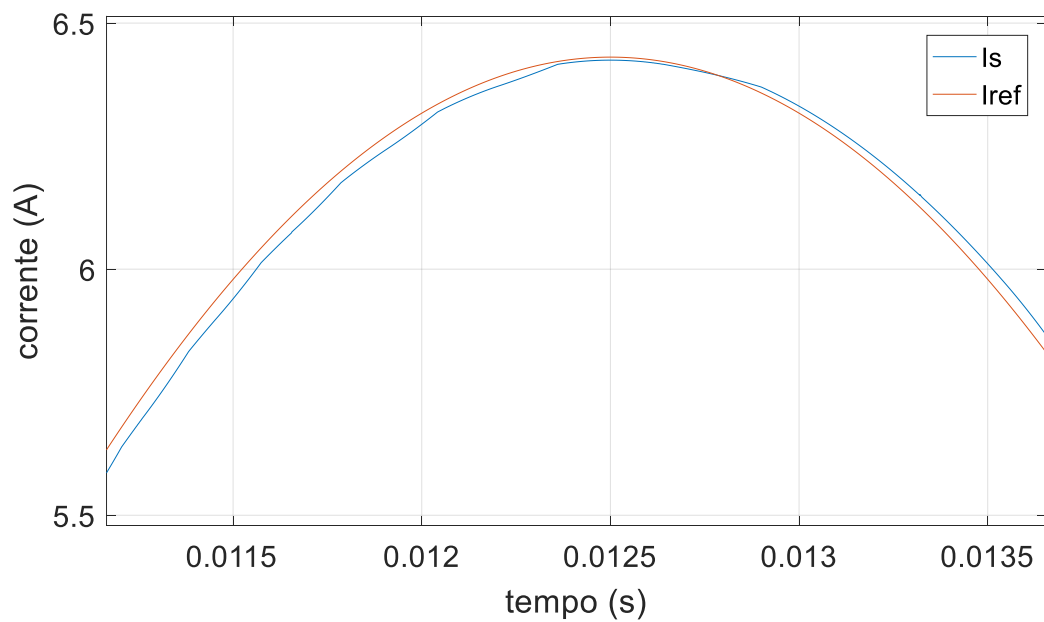
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.14 - Forma de onda da corrente do lado CA com o sinal de referência.



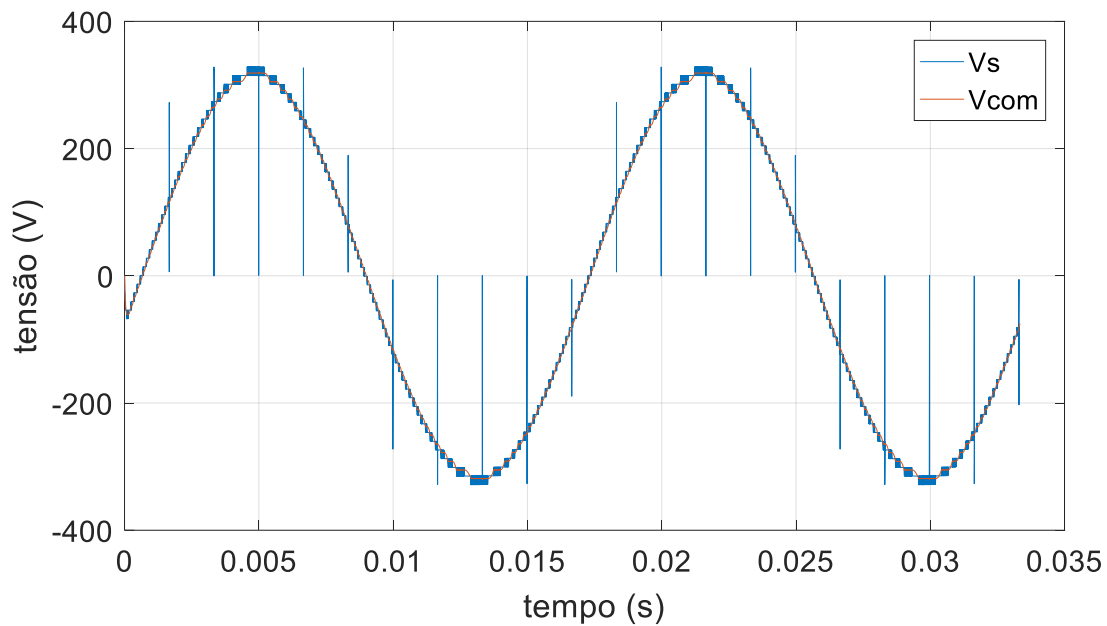
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.15 - Forma de onda da corrente do lado CA em detalhe.



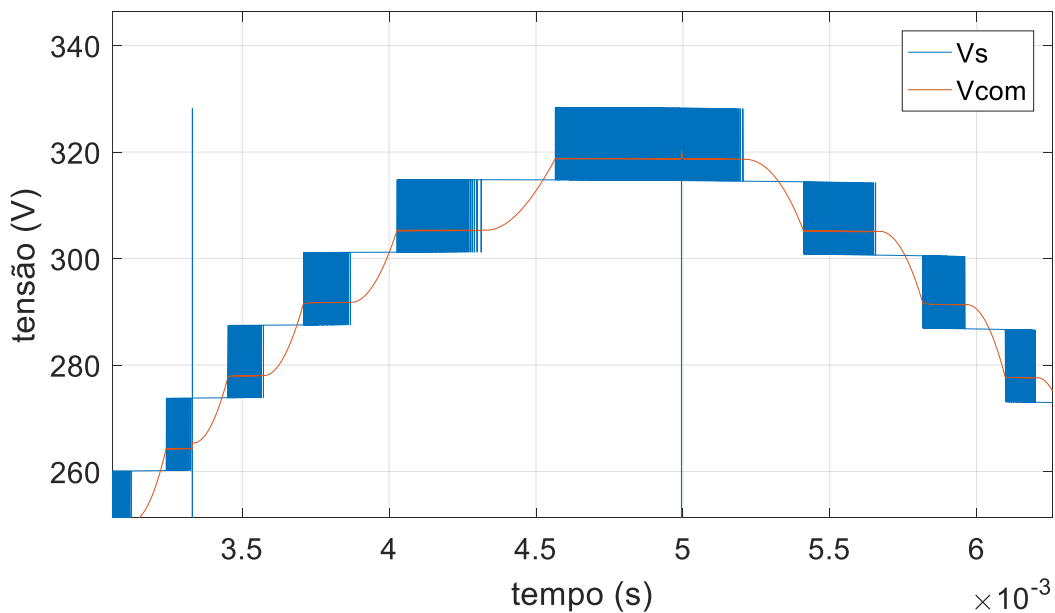
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.16 - Forma de onda da tensão de saída do inversor com sinal de comando.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.17 - Forma de onda de tensão do inversor em detalhe.



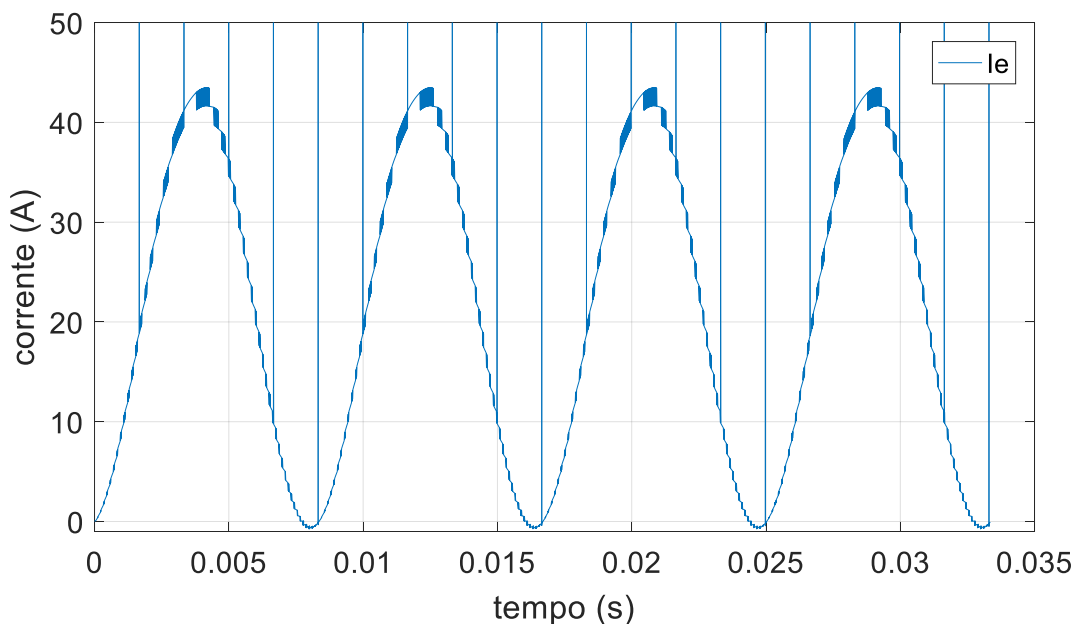
Fonte: Próprio autor.

Em seguida, foi feito o teste de injeção na rede obtendo-se assim o resultado:

- Potência da entrada: 1045 W
- Tensão na saída 226,9 V
- Corrente de saída: 4,537 A
- THD da tensão: 2,15 %
- THD da corrente de saída: 0,057 %
- Potência ativa na saída: 999,4 W
- Potência reativa na saída: 11,93 Var
- Fator de potência: 0,999
- Erro da corrente de saída em relação a entrada: 1,2%

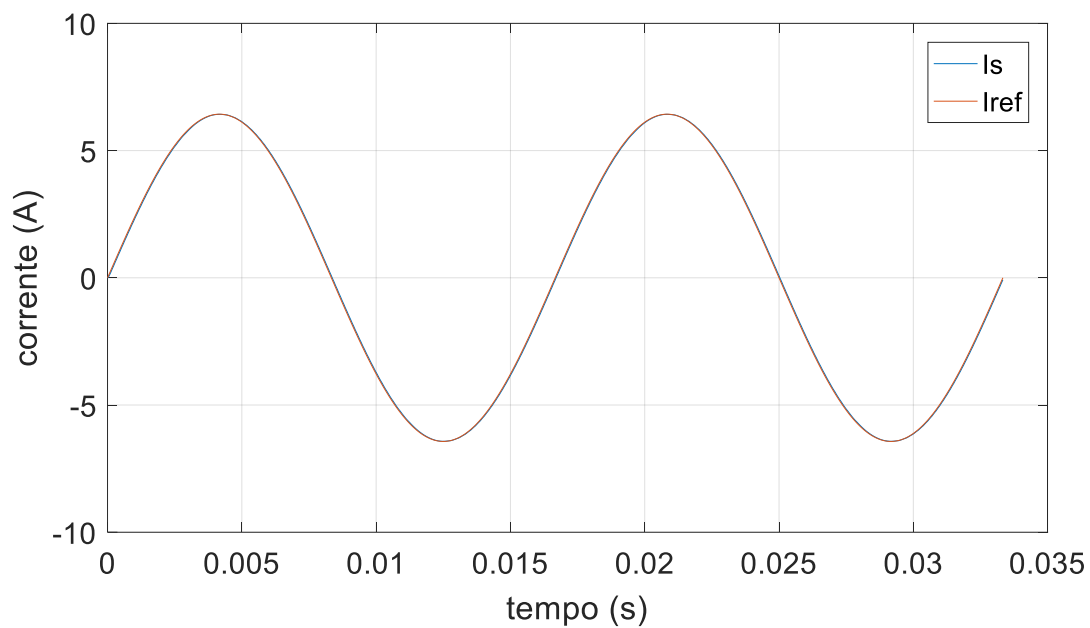
Além dos valores acima, foram obtidas também formas de onda como a da corrente de entrada do inversor, que é mostrada pela figura 4.18, a forma de onda da corrente de saída em relação à referência que é mostrada pelas figuras 4.19 e 4.20, e o sinal de controle em comparação com a tensão de saída do inversor, que é mostrado pelas figuras 4.21 e 4.22.

Figura 4.18 - Forma de onda da corrente do lado CC, focando na amplitude.



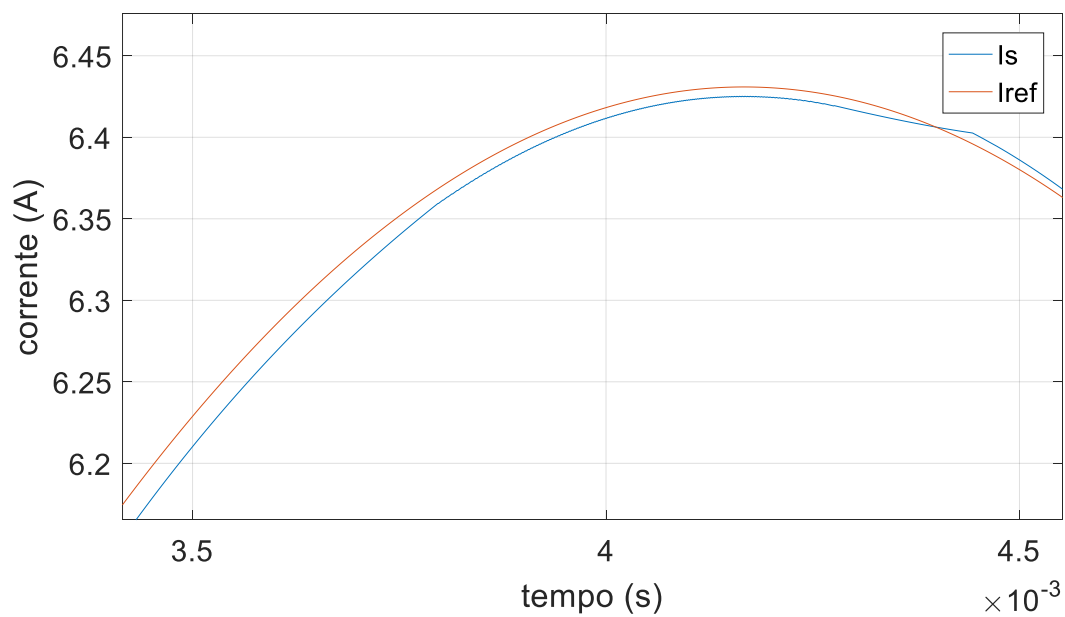
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.19 - Forma de onda de corrente do lado CA com o sinal de referência.



Fonte: Próprio autor.

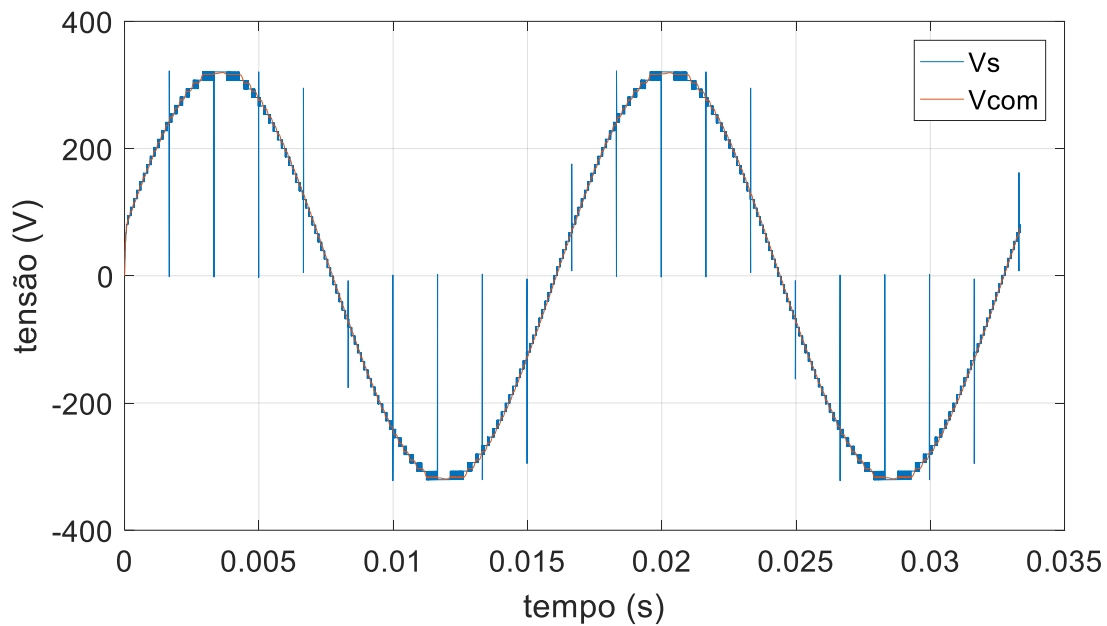
Figura 4.20 - Forma de onda do lado CA em detalhe.



Fonte: Próprio autor.

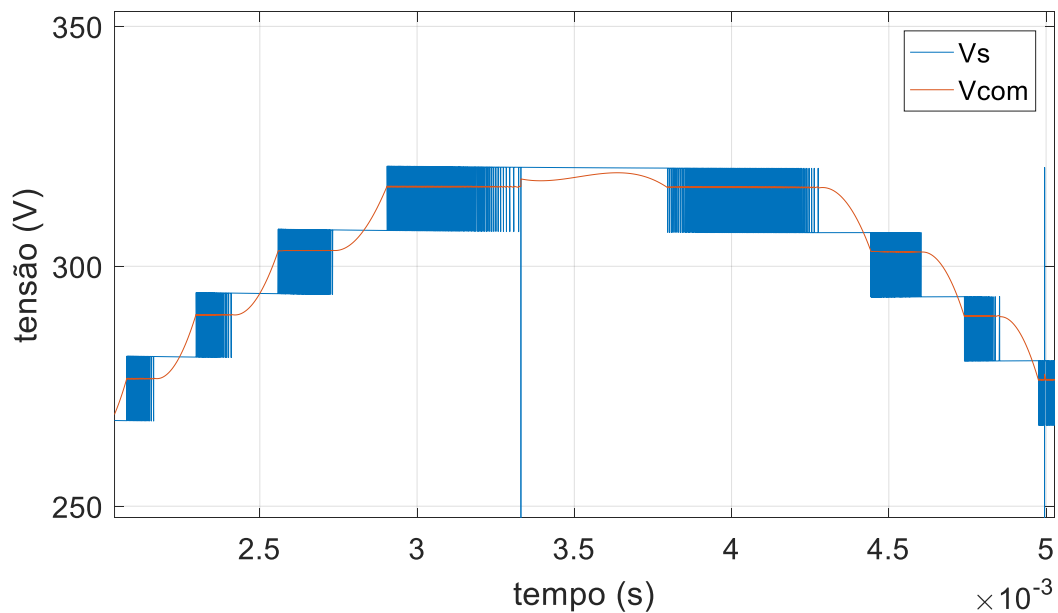


Figura 4.21 - Forma de onda da tensão de saída do inversor com sinal de comando



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.22 - Forma de onda de tensão do inversor em detalhe.



Fonte: Próprio autor.

Como pode ser observado o controle em malha fechada funciona melhor em termos de qualidade da corrente, mas a tensão possui uma taxa de harmônicos um pouco mais elevada, devido ao aumento da quantidade de chaveamento por ciclo.

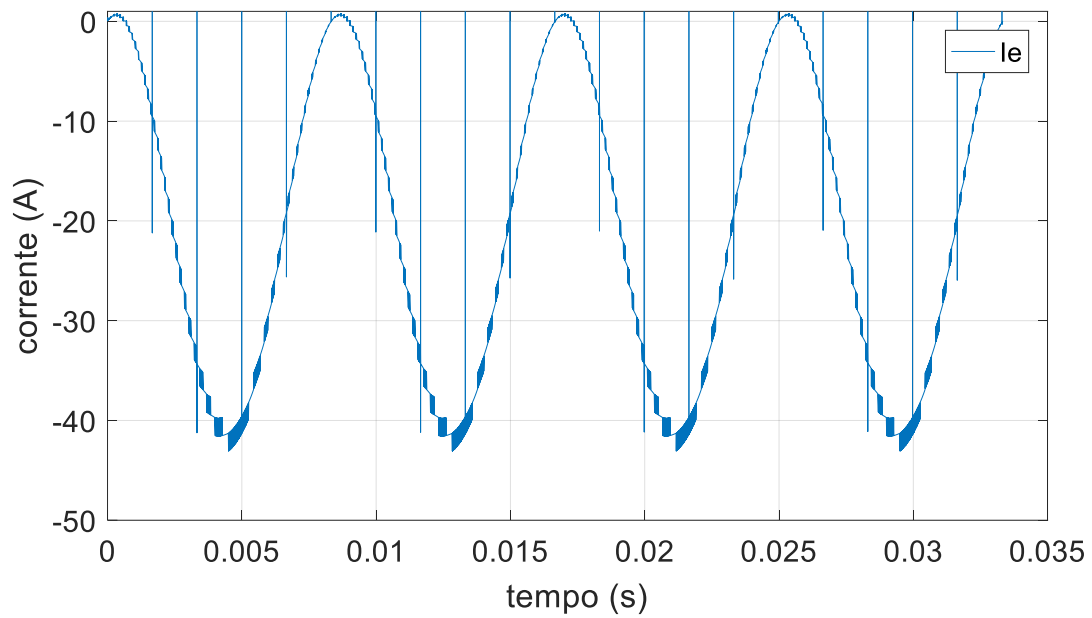
#### **4.4 Simulação do fluxo de potência entre o inversor e a rede pelo método *feedforward* na rede elétrica e na referência.**

Nesta simulação, foi feita uma pequena modificação no diagrama de blocos do controle do circuito, colocando-se uma alimentação *feedforward* para compensar a entrada do conversor. A primeira simulação foi feita transferindo-se potência da rede para a fonte CC, e para essa situação, foram obtidos os valores:

- Potência da entrada: -953,5 W
- Tensão na saída 226,3V
- Corrente de saída: 4,54 A
- THD da tensão: 2,22 %
- THD da corrente de saída: 0,054%
- Potência ativa na saída: -999,4 W
- Potência reativa na saída: -0,61Var
- Fator de potência: 1
- Erro da corrente de saída em relação à entrada: 0,1%

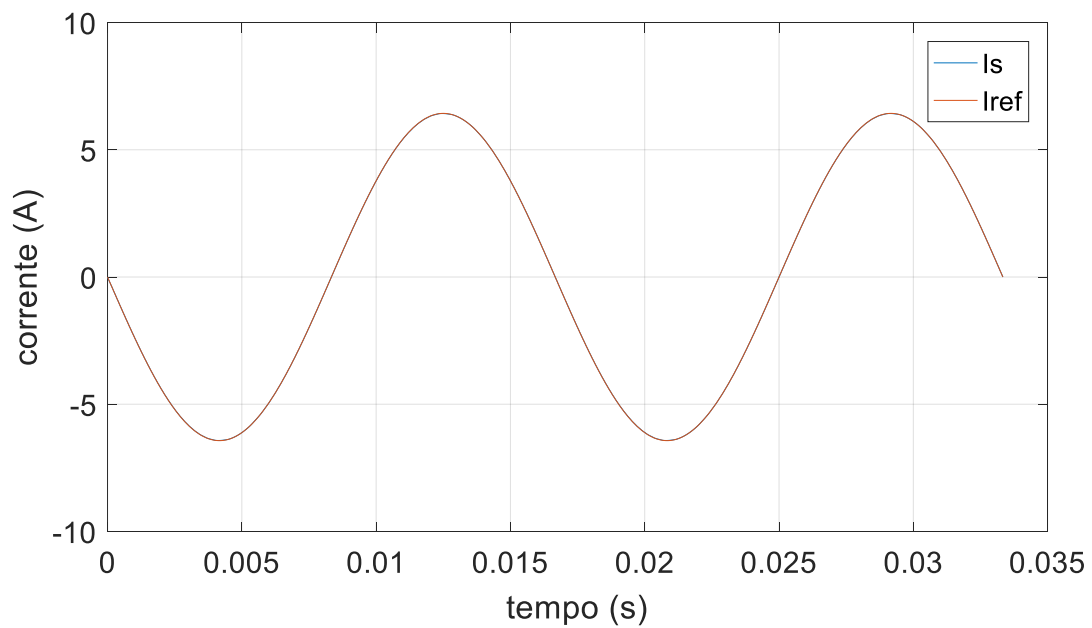
Além dos valores obtidos, foram obtidas também formas de onda como a da corrente de entrada do inversor, que é mostrada pela figura 4.23, a da corrente de saída em relação à referência **que** é mostrada pelas figuras 4.24 e 4.25, e o sinal de controle em comparação com a tensão de saída do inversor pelas figuras 4.26 e 4.27.

Figura 4.23 - Forma de onda da corrente do lado CC.



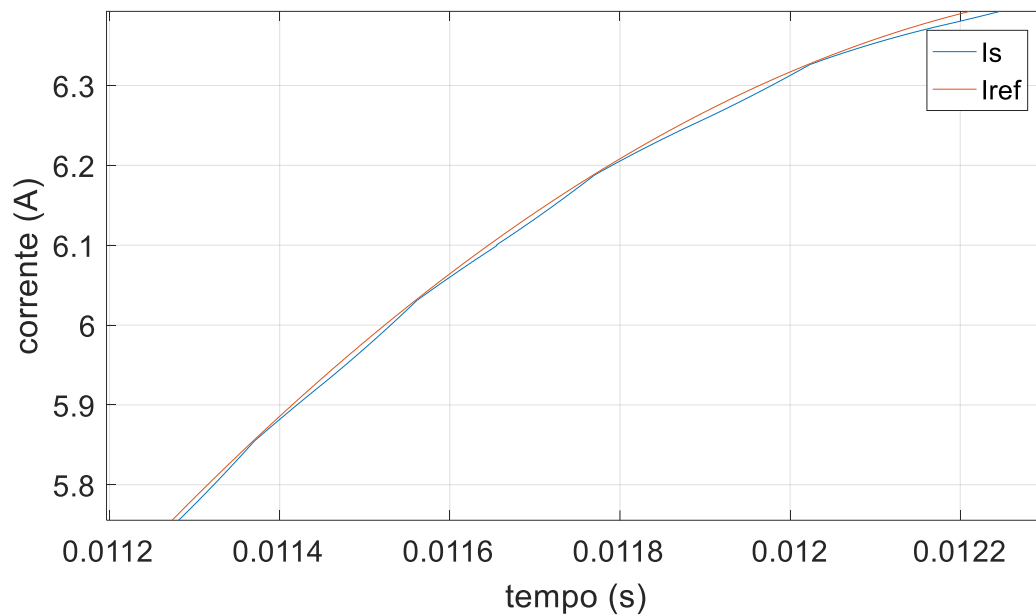
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.24 - Forma de onda da corrente do lado CA com o sinal de referência.



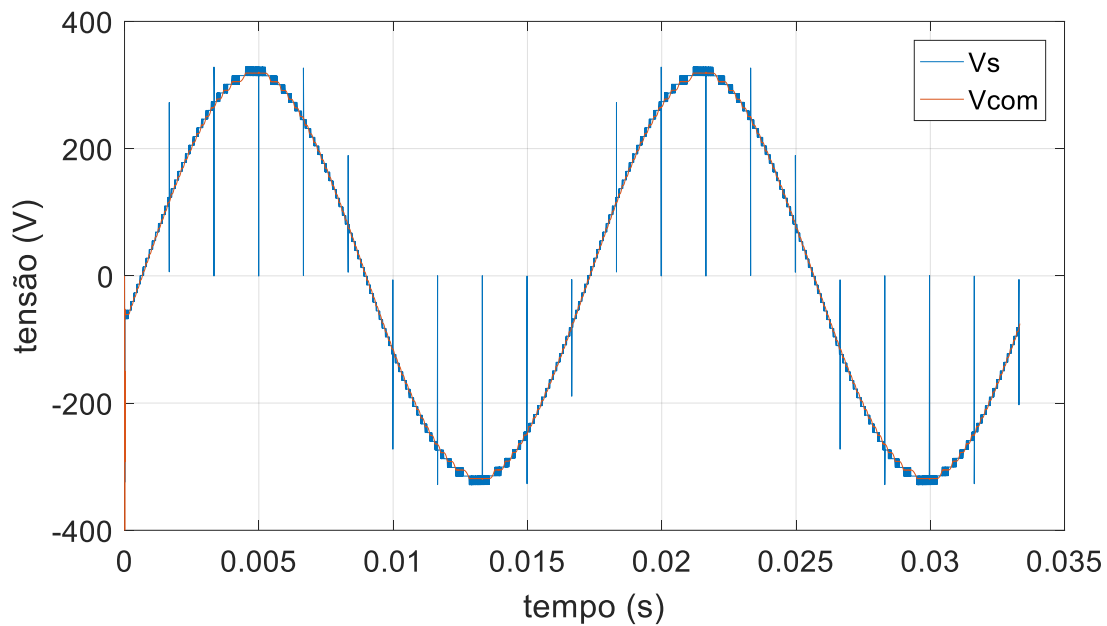
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.25 - Forma de onda da corrente do lado CA em detalhe.



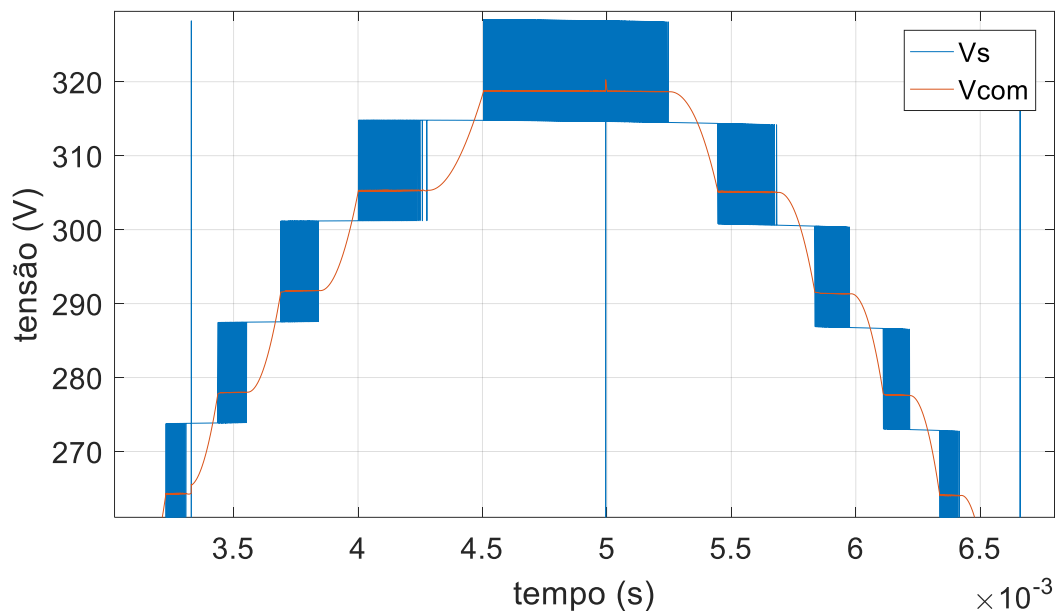
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.26 - Forma de onda da tensão de saída do inversor e do sinal de comando.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.27 - Forma de onda de tensão do inversor em detalhe.



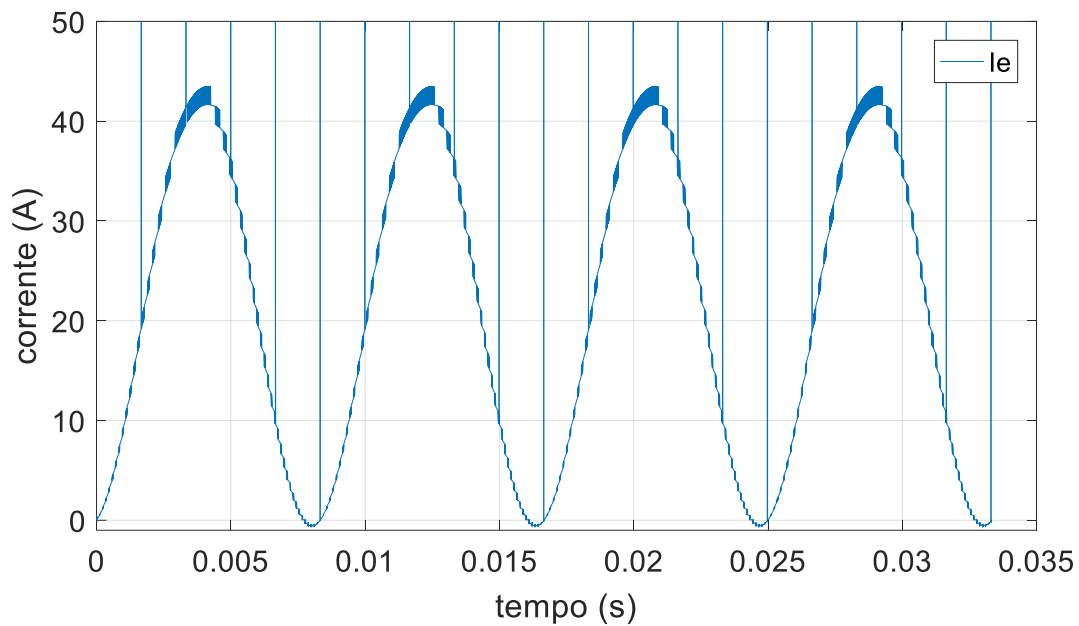
Fonte: Próprio autor.

Posteriormente, foi feito o teste de injeção na rede, obtendo-se, assim, o resultado:

- Potência da entrada: 1046 W
- Tensão na saída: 226,3 V
- Corrente de saída: 4,545 A
- THD da tensão: 2,19 %
- THD da corrente de saída: 0,057 %
- Potência ativa na saída: 999,5 W
- Potência reativa na saída: -0,63Var
- Fator de potência: 1
- Erro da corrente de saída em relação a entrada: 0,09%

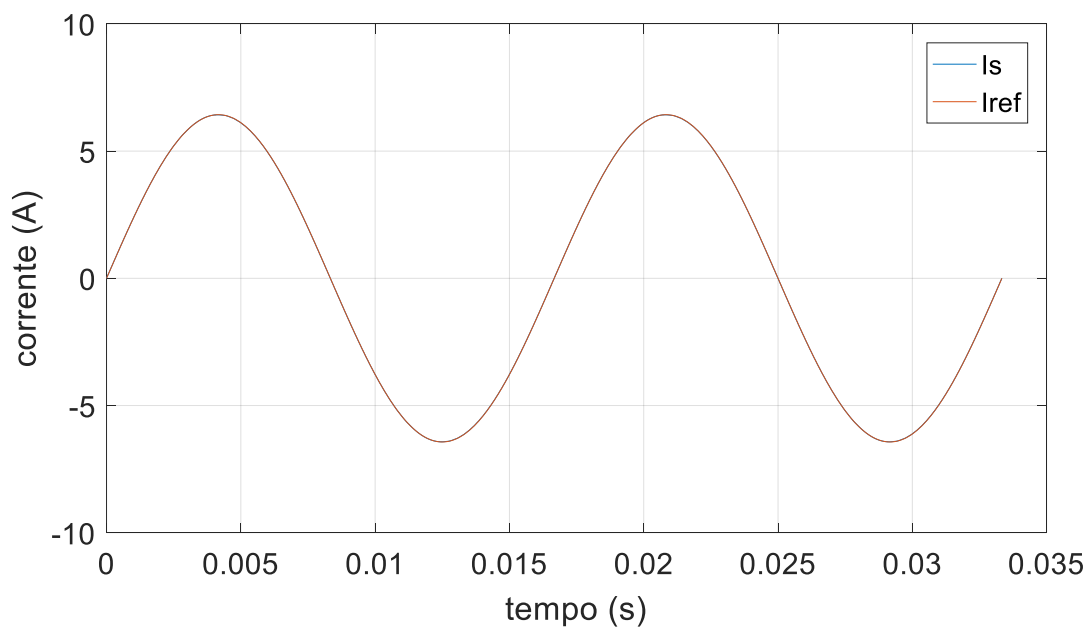
Além dos valores obtidos, foram obtidas também formas de onda como a da corrente de entrada do inversor, que é mostrada pela figura 4.28, a da corrente de saída em relação à referência, que é mostrada pelas figuras 4.29 e 4.30 e o sinal de controle em comparação com a tensão de saída do inversor pelas figuras 4.31 e 4.32.

Figura 4.28 - Forma de onda da corrente do lado CC.



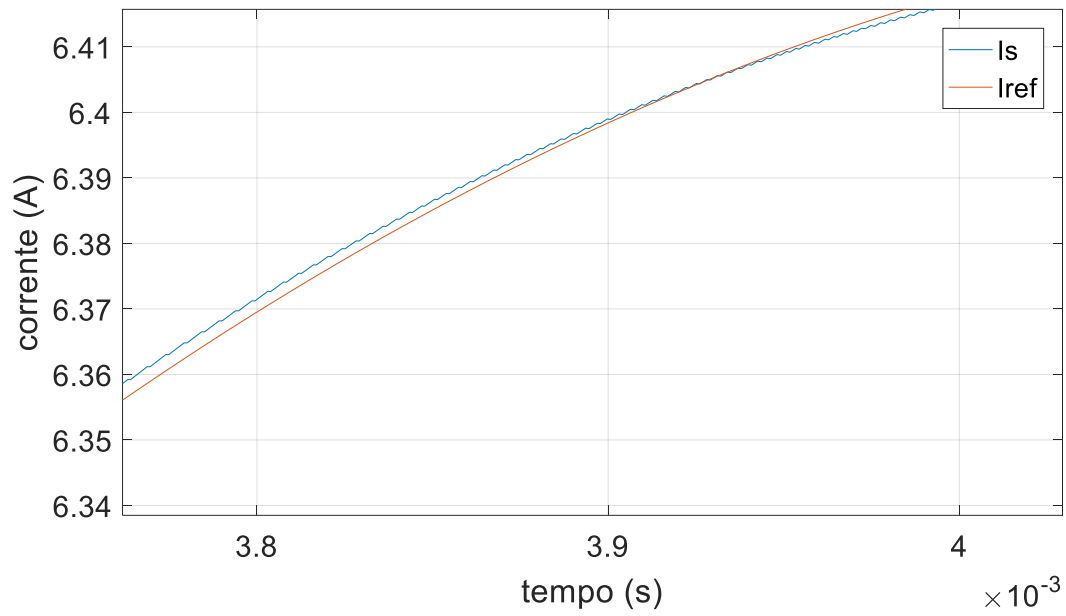
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.29 - Forma de onda de corrente do lado CA com o sinal de referência.



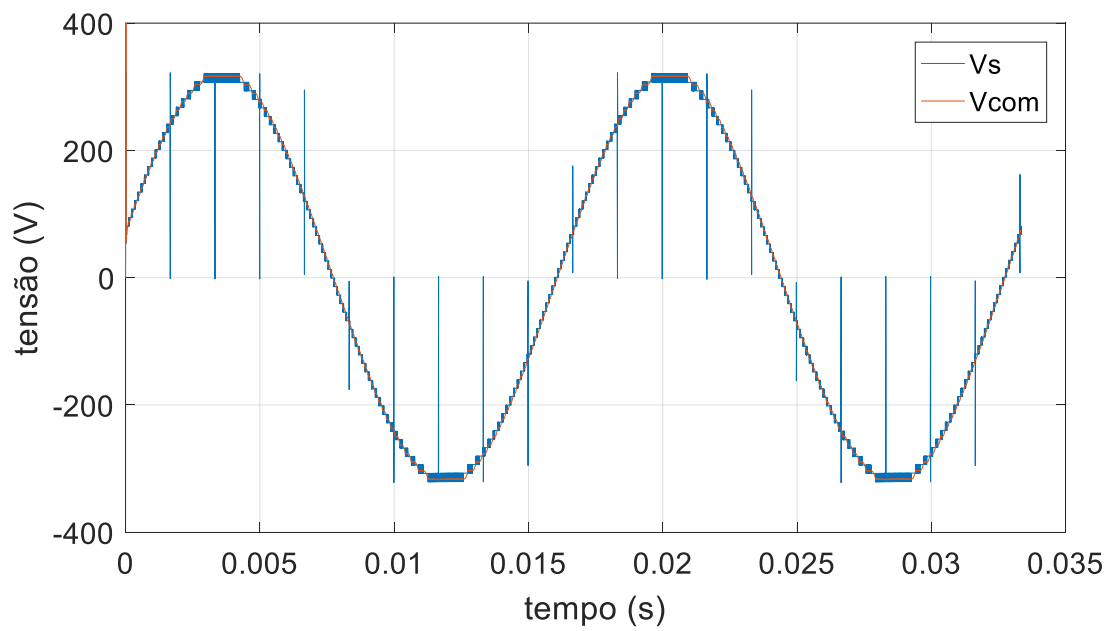
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.30 - Forma de onda do lado CA em detalhe.



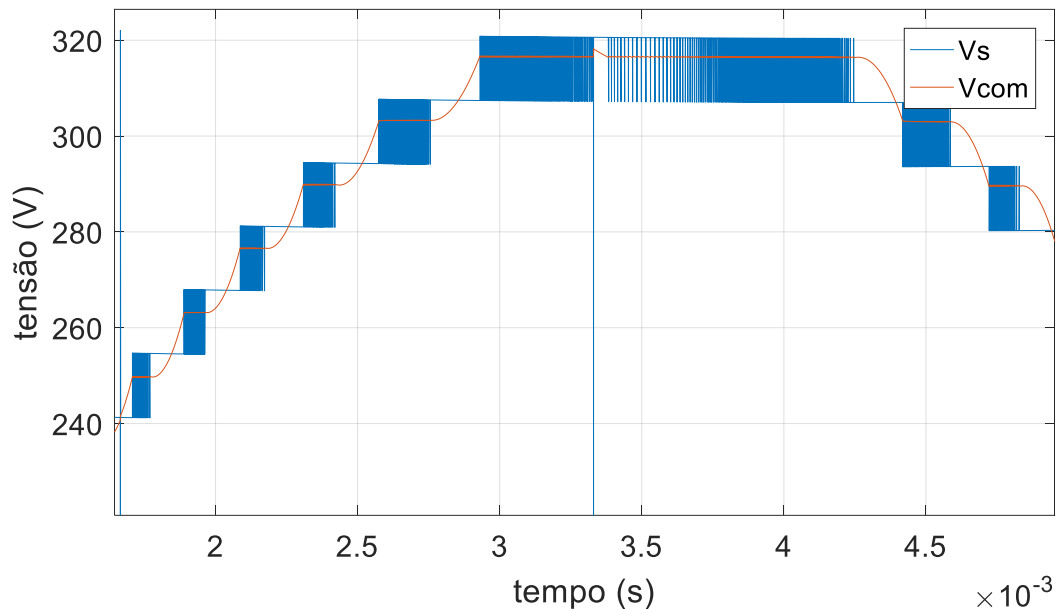
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.31 - Forma de onda da tensão de saída do inversor com sinal de comando.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.32 - Forma de onda de tensão do inversor em detalhe.



Fonte: Próprio autor.

#### 4.5 Conclusão

Como pode ser observado nos gráficos que representam as correntes no lado CC e a tensão na saída dos inversores, existem alguns *spikes* em suas formas de onda, que são devido à comutação das chaves que ocorre no momento em que a amplitude das tensões dos secundários do transformador alterna para o seu estado negativo, causando perdas no sistema.

Fazendo-se a comparação entre os três métodos de transferência de potência, observa-se que o método do *phase-shift*, se mostrou pior tanto em taxa de harmônicos na corrente, quanto em quantidade de potência reativa transmitida, e o melhor em termos de distorção de tensão, em comparação com os dois métodos em malha fechada. Comparando-se os dois métodos de malha fechada, foram observadas taxas de distorções praticamente idênticas, tanto em tensão quanto em corrente, e o erro entre a corrente de referência e a corrente de saída foi extremamente pequena. Entretanto, o método que faz a compensação na entrada mostrou-se mais eficiente, tanto na potência reativa, em que foi obtido um valor em torno de zero, como no erro percentual em relação à entrada, que também foi nulo, enquanto o método sem a compensação na entrada apresentou um erro de 1%.



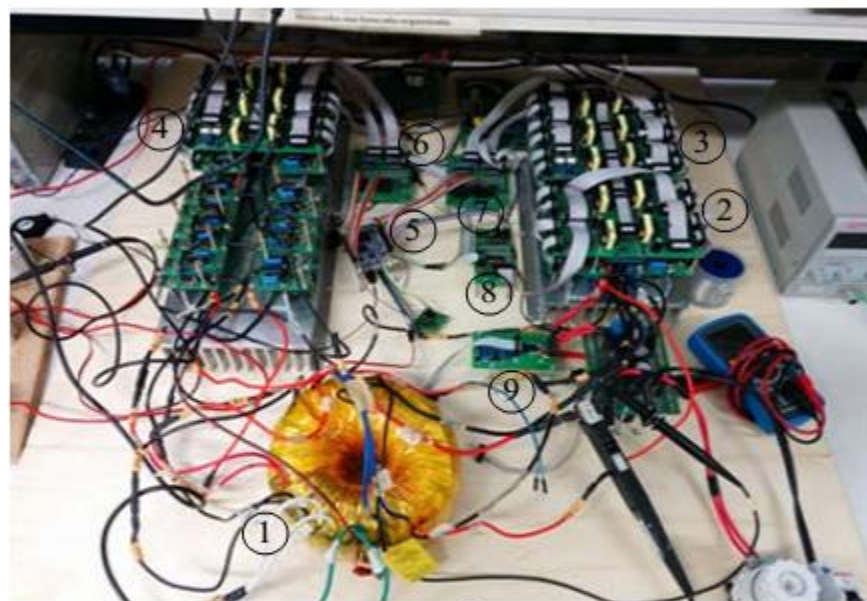
## 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

No capítulo anterior falou-se sobre a simulação das possíveis formas de controle de corrente. Este capítulo mostrará a implementação do controle proporcional com o *feedforward* da tensão da rede utilizando-se o protótipo.

### 5.1 Introdução

O circuito utilizado por Mesquita era organizado com os componentes mostrados na figura 5.1.

Figura 5.1 - Célula de 49 níveis.

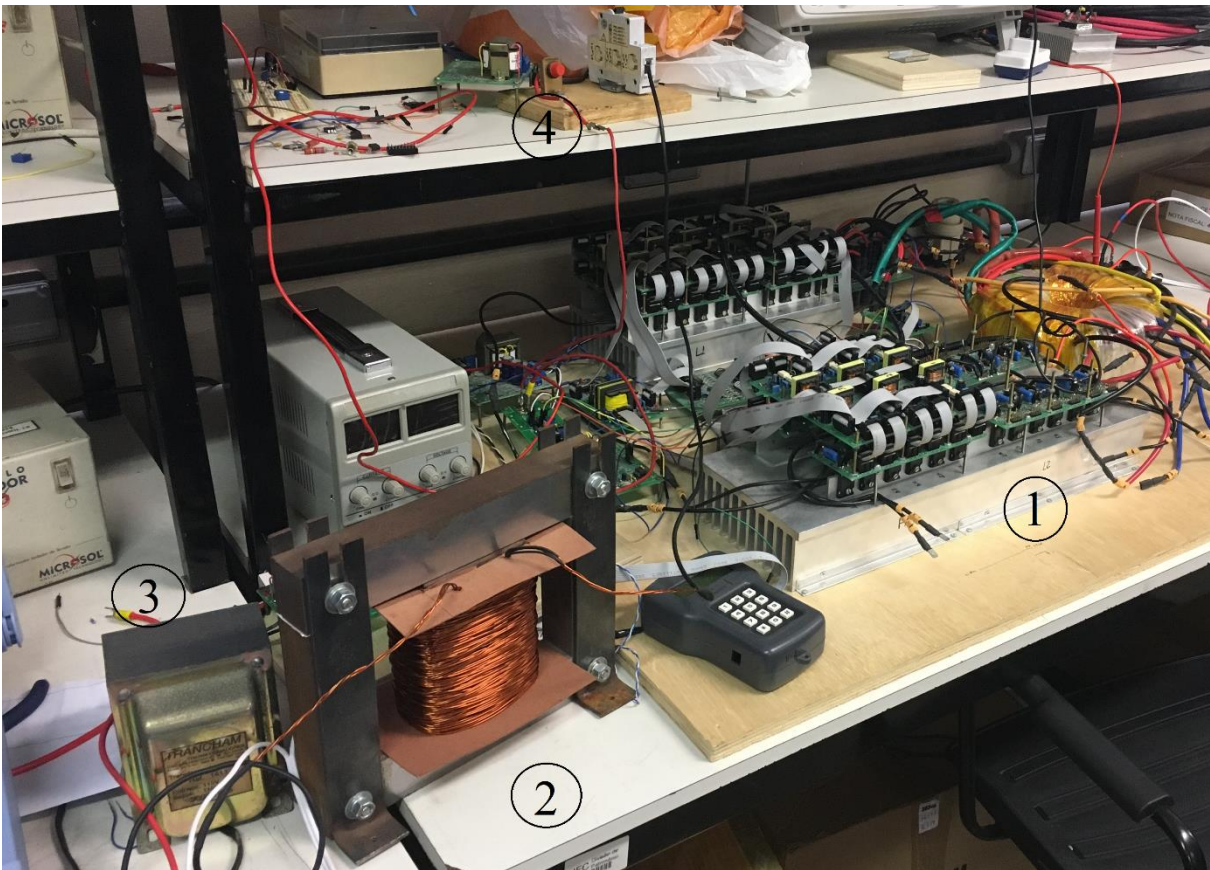


- |                                    |                                       |
|------------------------------------|---------------------------------------|
| ① Transformador toroidal           | ⑤ FPGA modelo Cyclone 4 EP4CE22F17C6N |
| ② Ponte <i>H-bridge</i> de entrada | ⑥ ⑦ ⑧ Buffer ULN2003                  |
| ③ Célula CHB-2cb 1                 | ⑨ Sensor de corrente ACS756           |
| ④ Célula CHB-2cb 2                 |                                       |

Fonte: Mesquita, 2016.

No protótipo foi incluída a reatância para a ligação com a rede e também elementos para fazer a proteção do circuito, como transformador isolador, fusível e disjuntor, resultando um novo protótipo conforme mostrado na figura 5.2.

Figura 5.2 - Célula de 49 níveis com os demais componentes.



Fonte: Próprio autor.

Na figura 5.2, os números representam:

- 1- O inversor de 49 níveis
- 2- Indutor de 31 mH para ligar a rede elétrica
- 3- Transformador isolador
- 4- Disjuntor e Fusível

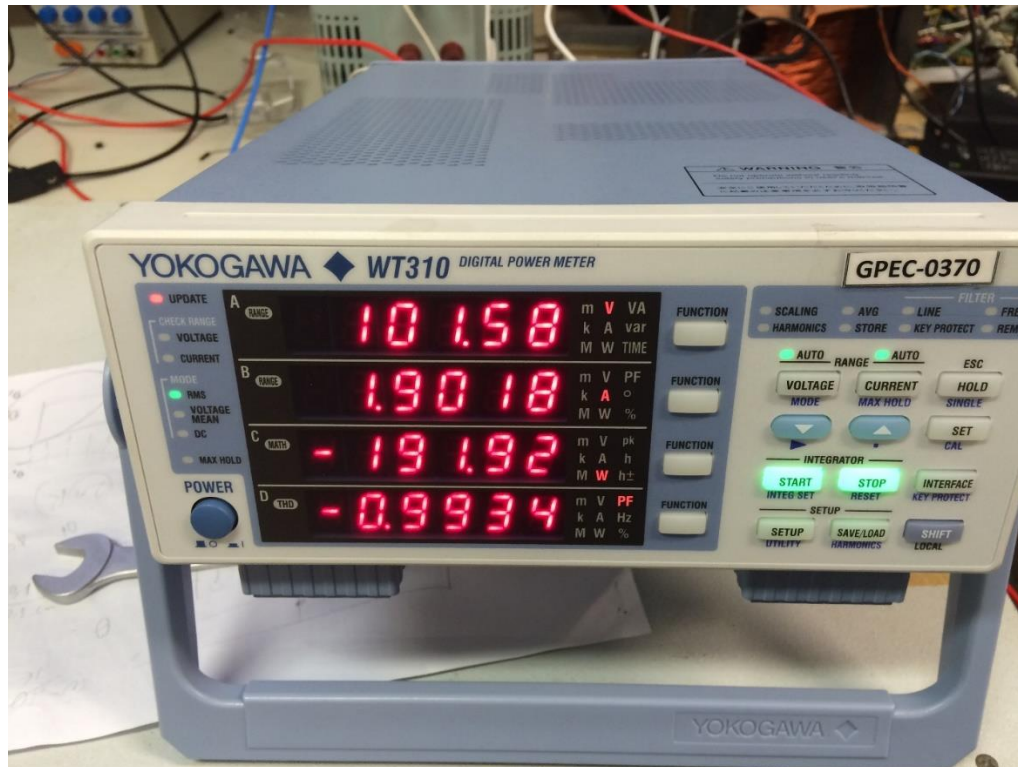
## 5.2 Teste de injeção de energia na rede

O método de controle implementado no FPGA, depois de concluída a montagem, foi o controle de corrente com controlador proporcional e com uma alimentação *feedforward* para a compensação da rede elétrica. Para a aquisição da corrente, utilizou-se um sensor de capacidade máxima de 20 A, tendo sua medida com a divisão de 100 mV/A e seu zero representado pela tensão de 2,5 A, e usando-se um retificador com sinal de semiciclo, para se

obter uma forma de onda sincronizada com a rede para se obter a referência de corrente e a tensão de realimentação do *feedforward*. Em seguida foi feito o primeiro teste, que consistia em injeção na rede, de uma potência de 200 W, pois a fonte CC entregava, no máximo, 300 W.

Para as medidas do lado da rede foram obtidos conforme as figuras 5.3 e 5.4.

Figura 5.3 - Parâmetros medidos no lado da rede na injeção.



Fonte: Próprio autor.

Como mostrado na figura 5.3, foi obtidos no lado rede:

- $V_r = 101,58 \text{ V}$
- $I_r = 1,90 \text{ A}$
- $P = 191,92 \text{ W}$
- Fator de potência = 0,9934

O gráfico mostrado pela figura 5.4 mostra as formas de onda da tensão da rede em amarelo, com o ganho de 1/500, o sinal de corrente em roxo, na escala de 100 mV/A, e a forma de onda verde representa a tensão de saída do conversor.

Figura 5.4 - Forma de onda da tensão da rede, corrente da rede e tensão de saída do inversor na injeção.



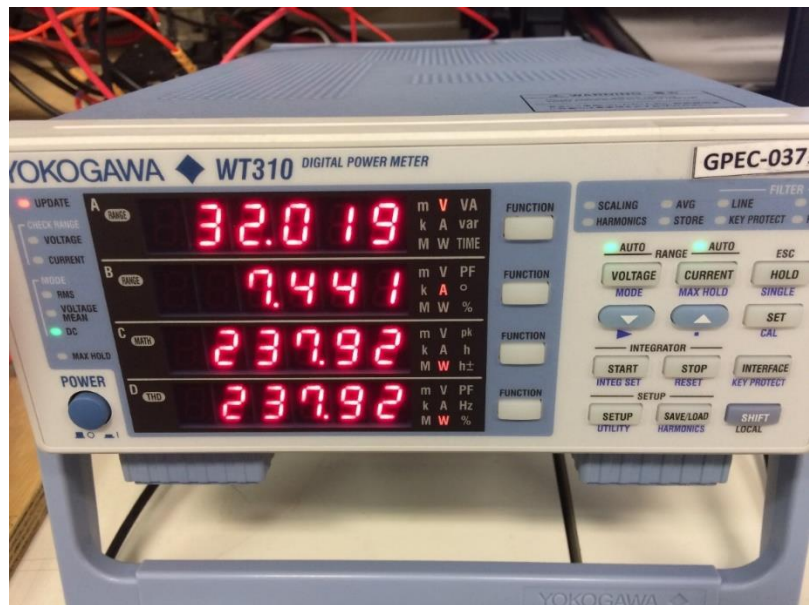
Fonte: Próprio autor.

Foi observado que, pelas formas de onda, a tensão de saída do inversor possui uma forma que lembra uma senóide e a transferência de potência se assemelha bastante a um *phase-shift*, isso devido à capacidade do inversor de gerar vários níveis, sendo a forma de onda da corrente, praticamente, uma senóide perfeita.

Para as medidas do lado da fonte foram obtidos, conforme as figuras 5.5 e 5.6, os valores a seguir.



Figura 5.5 - Parâmetros medidos no lado da fonte na injeção.



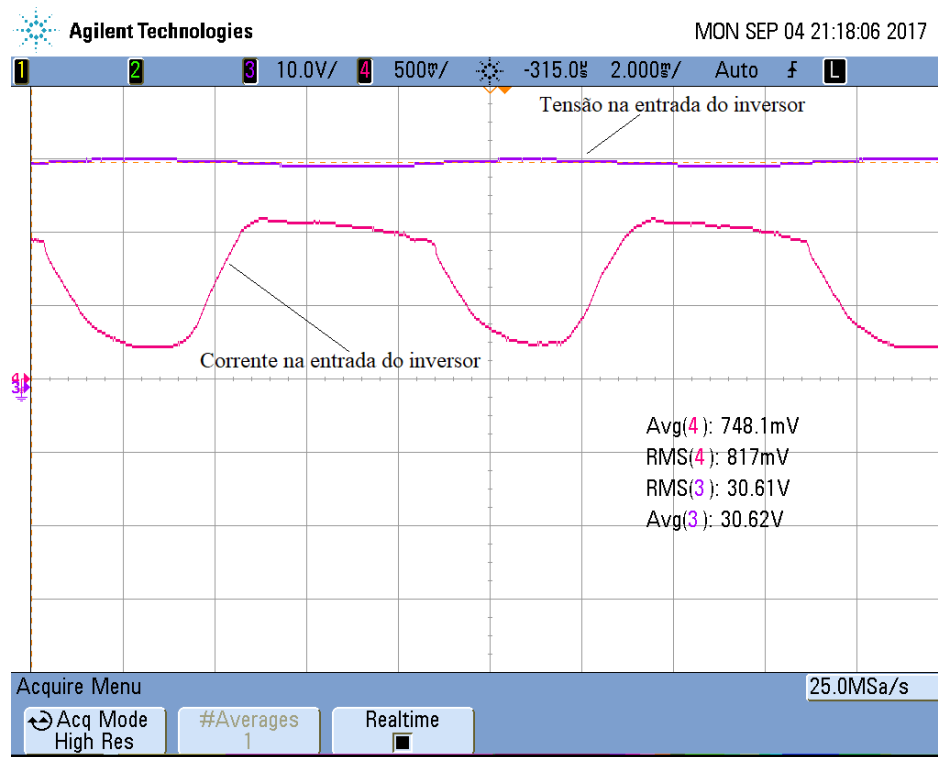
Fonte: Próprio autor.

Pela figura 5.5, foi obtido no lado fonte:

- $V_{in} = 32,02 \text{ V}$
- $I_{in} = 7,44 \text{ A}$
- $P_{in} = 237,92 \text{ W}$

A figura 5.6 mostra a forma de onda da tensão da fonte CC em azul, e da corrente de entrada da fonte em roxo, com a escala de 100 mv/A.

Figura 5.6 - Formas de onda da tensão da fonte e corrente da fonte na injeção.



Fonte: Próprio autor.

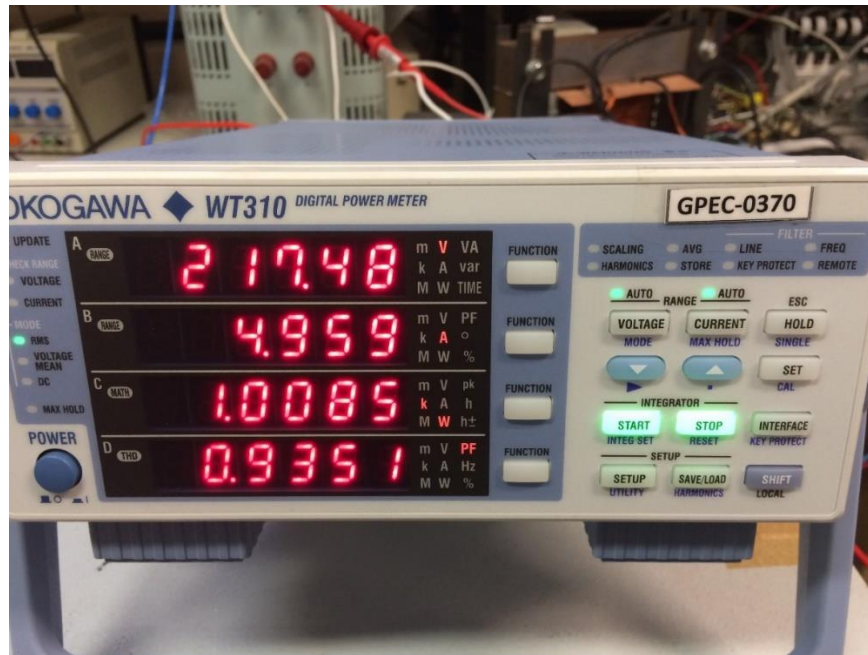
A corrente medida na entrada do conversor está diferente das mostradas nas simulações pelas figuras 4.7, 4.18 e 4.28, pois no modelo utilizado para os testes existe um banco de capacitor, de 150 mF do lado CC, sendo responsável por esse comportamento na corrente de entrada, entretanto é possível observar que a frequência da ondulação da corrente é dobrada.

### 5.3 Teste de consumo de energia da rede

Para o teste de consumo de energia, realizou-se um procedimento um pouco diferente, pois a fonte CC utilizada era apenas unidirecional, ou seja, ela só podia fornecer potência, não havendo como injetar-lhe potência. Foi, portanto, necessário colocar uma carga resistiva de alta potência e baixa resistência para se poder absorver a potência de 1 kW. A fonte de tensão, nesse caso, foi utilizada apenas para se manterem os 32 V em cima da carga resistiva e do banco de capacitor ao se fazer a ligação.

Para as medidas do lado da rede, foram obtidos os seguintes valores, conforme as figuras 5.7 e 5.8.

Figura 5.7 - Parâmetros medidos no lado da rede ao fornecer energia.



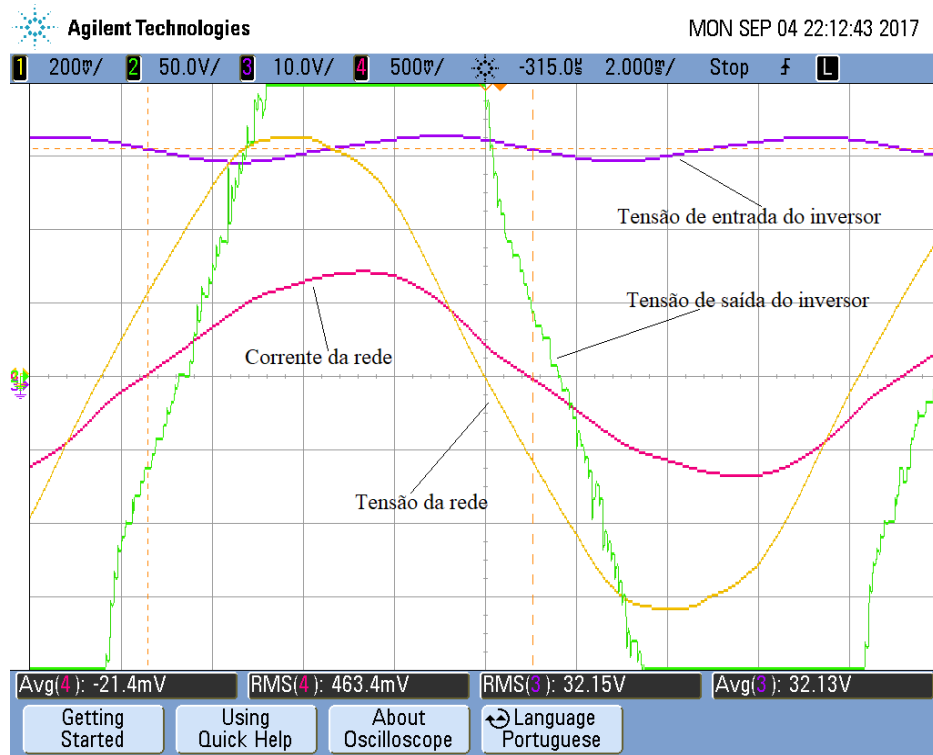
Fonte: Próprio autor.

Pela figura 5.7, foram obtidos pelo lado rede:

- $V_r = 207,48 \text{ V}$
- $I_r = 4,959 \text{ A}$
- $P = 1,01 \text{ kW}$
- Fator de potência = 0,9351

O gráfico apresentado na figura 5.8 mostra as formas de onda da tensão da rede em amarelo, com o ganho de 1/500, o sinal de corrente em roxo, na escala de 100 mV/A, e a forma de onda verde representa a tensão de saída do conversor.

Figura 5.8 - Forma de onda da tensão da rede, corrente da rede e tensão de saída do inversor ao fornecer energia.



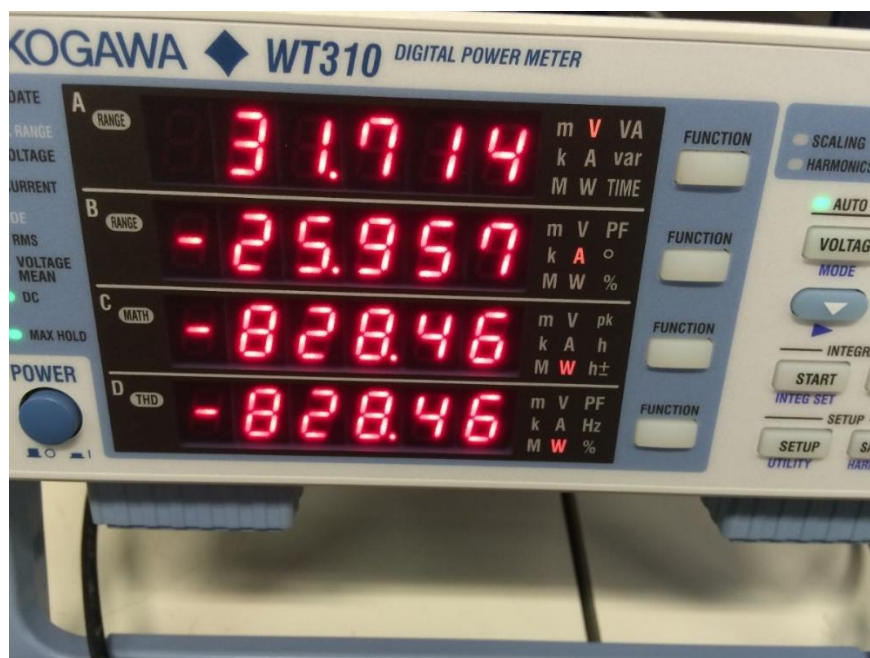
Fonte: Próprio autor.

Na figura 5.8, a forma de onda da tensão de saída do inversor está sendo cortada no topo devido ao fundo de escala que foi necessário para que se pudesse observar em mais detalhe a forma *staircase* da onda.

Para as medidas do lado da fonte CC foram obtidos, conforme as figuras 5.9 e 5.10, os valores abaixo.



Figura 5.9 - Parâmetros medidos no lado da fonte ao fornecer energia.



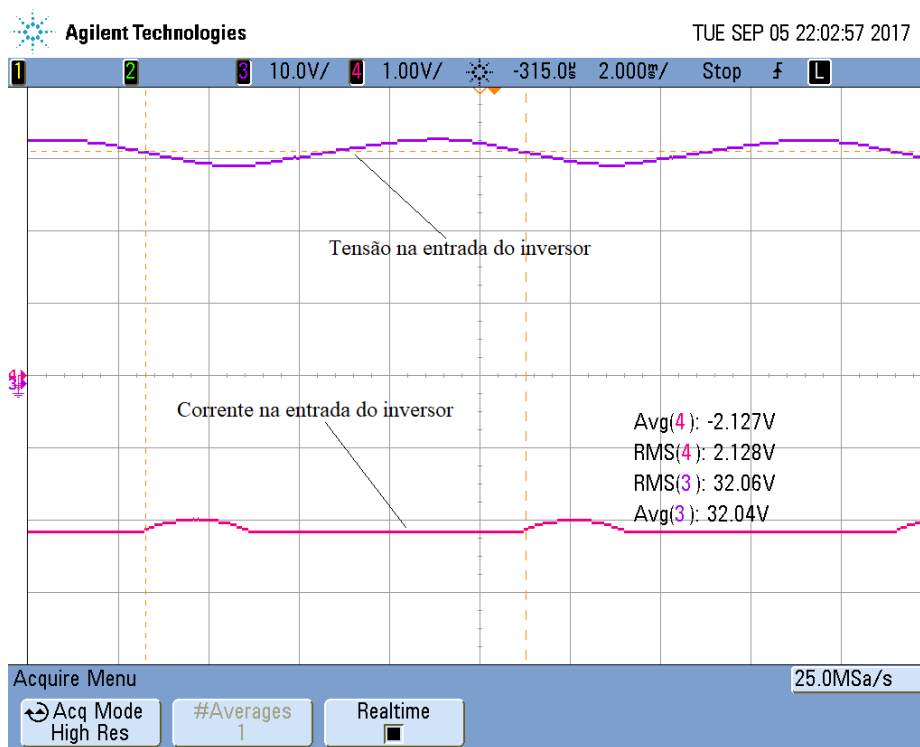
Fonte: Próprio autor.

De acordo a figura 5.9, obteve-se:

- $V_{in} = 31,71V$
- $I_{in} = 25,96 A$
- $P_{in} = 828,46 W$

A figura 5.10 mostra a forma de onda da tensão da fonte CC em azul e da corrente de entrada da fonte em roxo, com a escala de 100 mV/A.

Figura 5.10 - Formas de onda da tensão da fonte e corrente da fonte ao fornecer energia.



Fonte: Próprio autor.

No caso do consumo, foi observado que a forma de onda da tensão assemelha uma senóide, apesar de ser cortada por extrapolar os limites do osciloscópio utilizado. Ainda do lado CA, nota-se um desfasamento entre a tensão e a corrente que causou um fator de potência de 0,93. No lado da fonte CC, nota-se uma pequena oscilação na tensão, isso devido ao efeito do inversor em cima da fonte CC. A corrente é bem mais estável, pois como o banco de capacitor está trabalhando junto com uma resistência em paralelo, o circuito se comporta como uma carga RC. Ao regular a potência do conversor até chegar 1 kW, notou-se um comportamento semelhante ao teste de injeção de energia da rede elétrica, obtendo formas de ondas semelhantes aos obtidos alterando apenas o sentido da corrente. Foi observado também que a oscilação da corrente de entrada diminuía quando aumentava a potência, isso se deve a quantidade de energia pelo capacitor no ciclo de carga e descarga.

#### 5.4 Conclusão

Pelos testes feitos, foi observado o funcionamento bidirecional do conversor, tendo-se visto, na injeção na rede, um fator de potência unitário, mas no consumo um fator de potência de 93%. Foi observado também o efeito do banco de capacitor nas duas situações. Em baixa potência, é observado que o capacitor não consegue armazenar energia suficiente para anular a oscilação da corrente, enquanto que, no teste em alta potência, foi observada uma oscilação da corrente bem menor. Na injeção, foi obtido um rendimento de 80,7% e, no consumo, um rendimento de 82,8%.

## 6 CONCLUSÃO

Este trabalho fez a transformação de uma topologia de inversor capaz de gerar um sinal na forma de *staircase*, que foi testado isolado da rede elétrica, com característica de fonte de tensão em fonte de corrente, para realizar a ligação na rede elétrica.

O conversor possui o potencial para aplicações em microrredes, sistemas fotovoltaicos *stand-alone*, conexão de barramento CC com sistemas CA, e em aplicações em que é exigido fluxo de corrente bidirecional.

A simulação foi feita da forma mais ideal possível, considerando bidirecionais todas as fontes utilizadas e, ao se simular, foi constatado esse efeito. Ao fazer a análise dos resultados adquiridos, conseguiu-se obter uma operação com um fator de potência próximo de 1, além de uma THD de corrente com valores inferiores a 1% nas três formas de controle simuladas, o que demonstrou a eficácia do conversor e das técnicas de controle propostas.

Na parte experimental, a única fonte bidirecional disponível era a própria rede, por isso foi necessário fazer uma adaptação do lado CC para testar a bidirecionalidade. A adaptação consistiu em colocar uma carga em paralelo com a fonte CC e medir a corrente entregue pelo conversor à carga.

Ao se fazer a aquisição dos dados, observou-se que, ao injetar na rede, foi possível se obter um fator de potência bem próximo de 1, mostrando isso o perfeito funcionamento na injeção, mas no modo retificador, foi obtido um fator de apenas 0,93. O conversor obteve produziu um rendimento próximo de 80%, tanto na injeção quanto no consumo, que foi considerado relativamente baixo, pois, ao se comparar com o funcionamento do inversor isolado, teve um rendimento próximo de 90%.

Por fim, conclui-se que o controlador proposto pode ser utilizado para que o conversor opere tanto para a injeção quanto para o consumo, o que indica o seu comportamento bidirecional.

## 7 SUGESTÃO PARA TRABALHOS FUTUROS

Proposta 1: Melhorar o rendimento da implementação atual.

Proposta 2: Fazer a implementação do controle de fluxo de potência utilizando o *phase-shift*.

Proposta 3: Fazer a implementação do controle de fluxo de potência utilizando o controle proporcional juntamente com o *feedforward* da referência e da tensão da rede.

Proposta 4: Comparar as Proposta (2) e (3) com as implementadas neste trabalho.

Proposta 5: Implementar um inversor de 49 níveis trifásico e fazer a análise tanto na ligação em delta quanto em estrela.

Proposta 6: Utilizar o inversor de 49 níveis como compensador síncrono para correção de fator de potência.

## REFERÊNCIAS

- ABU-RUB, Haitham et al., Medium-voltage multilevel converters - State of the art, challenges, and requirements in industrial applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 8, p. 2581-2596, 2010.
- BERISTÁIN, J. et al. A New Single-Phase HF-Link Multilevel Inverter. In: **Power Electronics Specialists Conference**, 2005. PESC'05. IEEE 36th. IEEE, 2005. p. 237-243.
- FARUQUI, Ahmad; EAKIN, Kelly. **Pricing in Competitive Electricity Markets**. [s.l.] Springer Science & Business Media, 2000.
- BERKSON, William, **Fields of force: the development of a world view from Faraday to Einstein**, p.148, Routledge, 1974.
- CHINNAIYAN, V. K.; JEROME, J.; KARPAGAM, J.; SURESH, T, Control Techniques for Multilevel Voltage Source Inverters, **The 8<sup>th</sup> International Power Engineering Conference (IPEC)**, p. 1023-1028, 2007.
- DAHER, Sérgio. **Analysis, design and implementation of a high efficiency multilevel converter for renewable energy systems**. 2006. Tese de doutorado. Institut für Elektrische Energietechnik Rationelle Energiewandlung, Universität Kassel, 2006.
- SCACE, Robert I., **Encyclopædia Britannica**, September 2016.
- ENJETI, Prasad N.; CHOI, Sewan, An approach to realize higher power PWM AC controller. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC'93. Conference Proceedings 1993, Eighth Annual**, IEEE, p. 323-327, 1993.
- ESSAKIAPPAN, S. et al, A new control strategy for megawatt scale multilevel photovoltaic inverters under partial shading. In: **2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)**. IEEE, p. 336-343, 2012.
- GONZÁLEZ, Roberto et al, Transformerless single-phase multilevel-based photovoltaic inverter, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 7, p. 2694-2702, 2008.
- GUARNIERI, M., The Beginning of Electric Energy Transmission: Part One, **IEEE Industrial Electronics Magazine**. 7(1): 57–60, [doi:10.1109/MIE.2012.223648](https://doi.org/10.1109/MIE.2012.223648), 2013.

KOURO, S. et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. **Industrial Electronics ...**, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, 2010.

KIRBY, Richard S, Engineering in History, **Courier Dover Publications**, pp. 331–333, 1990.

LATSON, Jennifer, *Thomas Edison Invents Light Bulb and Myths About Himself*. **TIME.com**, 23 de novembro, 2016.

MASSOUD, A. M.; FINNEY, S. J.; WILLIAMS, B. W., Control techniques for multilevel voltage source inverters. In: **Power Electronics Specialist Conference, 2003, PESC'03, IEEE 34th Annual**, IEEE, p. 171-176, 2003.

MALINOWSKI, Mariusz et al, A survey on cascaded multilevel inverters, **IEEE transactions on industrial electronics**, v. 57, n. 7, p. 2197-2206, 2010.

MCGRATH, Brendan Peter; HOLMES, Donald Grahame, Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters, **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 49, n. 4, p. 858-867, 2002.

MESQUITA, Samuel, **Nova Família de Inversores Multiníveis Assimétricos com Estágio CA-CA e Poucos Componentes em Condução**, Tese de Doutorado, Universidade Federal do Ceará, 2016.

Ministério de Minas e Energia, **Resenha Energética Brasileira**, 2017.

OH, Jin-Seok; JIN, Sun-Ho; LEE, Jong-Ho, Fast space vector modulation without ntv identification for multilevel inverters. In: **Industrial Electronics and Applications, 2007, ICIEA 2007. 2nd IEEE Conference on**. IEEE, p. 2415-2420, 2007.

ONS, Sistema de Transmissão – Horizonte **ONS**, Disponível em: <<http://ons.org.br/pt/paginas/sobre-o-sin/mapas>>. Acesso em: 15 dez 2017.

SEARS, Francis, et al, University Physics, Sixth Edition, **Addison Wesley** ISBN 0-201-07199-1, 1982.

SONG-MANGUELLE, J.; RUFER, A., Asymmetrical multilevel inverter for large induction machine drives. In: **EDPE 2001: The 14th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics**, 2001.

TOLBERT, L. M.; PENG, F. Z.; HABELTLER, T. G., Multilevel inverters for electric vehicle applications. In: **Power Electronics in Transportation**, 1998. IEEE, p. 79-84, 1998.

WU, Bin., **High-power converters and AC drives**, John Wiley & Sons, 2006.