

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROJETO DE GRADUAÇÃO**

ANDRÉ AMORIM SIMÕES

**ACIONAMENTO DE UM INVERSOR DE FREQUÊNCIA MONOFÁSICO EM
PONTE COMPLETA, MICROCONTROLADO PARA APLICAÇÃO EM
MICRORREDES**

Vitória
2021

ANDRÉ AMORIM SIMÕES

**ACIONAMENTO DE UM INVERSOR DE FREQUÊNCIA
MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA, MICROCONTROLADO
PARA APLICAÇÃO EM MICRORREDES**

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno **André Amorim Simões**, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti

Vitória
2021

ANDRÉ AMORIM SIMÕES

**ACIONAMENTO DE UM INVERSOR DE FREQUÊNCIA
MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA, MICROCONTROLADO
PARA APLICAÇÃO EM MICRORREDES**

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno **André Amorim Simões**, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Aprovada em 8 de outubro de 2021.

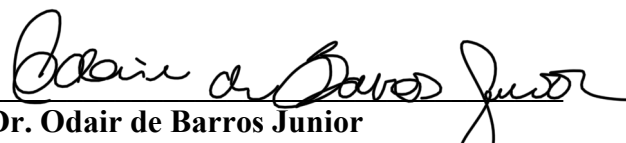
COMISSÃO EXAMINADORA:



Prof. Dr. Domingos Lyrio Simonetti
Universidade Federal do Espírito Santo
Orientador



Prof. Dr.ª Tiara Rodrigues Smarssaro de Freitas
Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador



Dr. Odair de Barros Junior
Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador

"A educação tem raízes amargas, mas seus frutos são doces"
Aristóteles.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, pela sua misericórdia, que me sustentou desde que eu nasci, mesmo antes de o conhecer.

Agradeço à minha família, minha mãe Eni, pelo carinho e amor, e por sempre ter o coração aberto para me receber, minha esposa Fernanda, por todo suporte, amor e companheirismo que são anteriores a essa formação acadêmica e aos meus irmãos Paola e Tallis, por terem sido meus exemplos e por terem aberto as trilhas na matas do conhecimento para eu poder passar mais facilmente.

Agradeço aos meus colegas de faculdade, que me ajudaram a concluir esse curso. Aos alunos do LEPAC, que sem eles esse trabalho não seria possível. Também aos professores da Ufes por compartilharem seu conhecimento e em particular ao Prof. Dr. Domingos pela paciência que não é possível medir com instrumentos já inventados.

Por último agradeço ao meu pai, Paulo Silas (in memoriam), sábio, forte, engraçado e atrapalhado, que viu o início dessa história comigo na terra, e agora me observa dos céus.

RESUMO

Este trabalho apresenta o acionamento de um inversor de frequência monofásico em ponte completa microcontrolado para conectar em uma rede elétrica existente utilizando um Arduino para implementar as rotinas de sincronismo e geração de comandos de acionamento do inversor de frequência.

Também são abordadas as configurações de arranjo de inversores monofásicos, métodos de acionamento do inversor, de sincronismo com a rede, bem como sobre fluxo de potência.

São realizados testes tanto simulados na plataforma Simulink como na montagem de uma bancada para teste de sincronismo, conexão e transferência de potência para a rede elétrica tanto de potência ativa quanto de potência reativa, utilizando um inversor disponível no laboratório LEPAC alimentado por uma fonte de tensão controlada. A fonte de tensão representa uma fonte elétrica genérica cuja a saída pode ser uma tensão tanto contínua quanto alternada, desde que retificada.

Palavras-chave: Fluxo de potência; inversor de frequência; eletrônica de potência; microrredes.

ABSTRACT

This work presents the drive of a microcontrolled full bridge single-phase frequency inverter to connect to an existing electrical grid using an Arduino to implement the frequency inverter's synchronization and drive command generation routines.

It is also discussed the configurations of single-phase inverters arrangement, inverter drive methods, synchronism with the grid as well as power flow. Simulated tests were also carried out on the Simulink platform and the assembly of a bench to test synchronism, connection and power transfer to the electrical network, both active power and reactive power, using an inverter available at LEPAC laboratory powered by a source of continuous voltage. Voltage source represents a generic electrical source whose output can be both direct voltage or alternating voltage, since rectified.

Keywords: Power flow, frequency inverter, power electronics, microgrid.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1– Circuito de inversor de frequência monofásico em meia ponte	21
Figura 2– Circuito inversor monofásico em ponte completa.....	22
Figura 3- SOGI-QSG e FLL com ganho de normalização do FLL.....	29
Figura 4 – Inversor conectado à rede.....	30
Figura 5 – Fluxograma das etapas do projeto	33
Figura 6 – Simulação na plataforma Simulink	34
Figura 7 – Arranjo de montagem do protótipo	35
Figura 8-Inversor de frequência INV.B6I SEMITOP 2	36
Figura 9- Sensor de tensão Voltage Transfucer LV 25P	37
Figura 10 – Arduino Atmega 2560.....	37
Figura 11 – Placa de condicionamento de sinais	38
Figura 12 – Placa de acionamento PWM	38
Figura 13 – Fonte de corrente contínua	39
Figura 14 – Fonte de tensão 360-AMX	39
Figura 15 – Filtro LC trifásico.....	40
Figura 16 – Distorção harmônica filtro trifásico	40
Figura 17 - Indutor.....	41
Figura 18- osciloscópio TPS 2024B Tektronix	42
Figura 19- Ponteira de corrente A621 Tektronix.....	42
Figura 20– Autotransformador monofásico de tensão variável.....	43
Figura 21 – Tensão gerada pelo inversor (verde, ii) e tensão da rede (amarelo, iii) antes da conexão entre ambos.....	44
Figura 22 – FFT das tensões de bancada: a) gerada no inversor; b) rede elétrica.....	44
Figura 23 - Correção no circuito para simulação incluindo harmônicos.....	45
Figura 24– Teste em bancada, módulo igual: a) desconectado; b) conectado.....	46
Figura 25– Módulo igual: a) simulação; b) teste em bancada	46
Figura 26– Teste em bancada, sincronizado, tensão gerada maior: a) desconectado; b) conectado	47
Figura 27 – Tensão gerada maior: a) simulação; b) teste em bancada	48
Figura 28 – Teste em bancada, tensão gerada menor: a) desconectado; b) conectado.....	49
Figura 29– Tensão gerada menor: a) simulação; b) teste em bancada	49

Figura 30– Teste em bancada, defasamento de 4,8° adiantado e tensão maior: a) desconectado	
b) conectado.....	50
Figura 31– Defasamento de 4,8° adiantado: a) simulação; b) teste em bancada.....	51
Figura 32 – Teste em bancada, defasamento de 4,8° adiantado: a) desconectado; b) conectado	
.....	52
Figura 33– Defasamento de 4,8° atrasado: a) simulação; b) teste em bancada	52

LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1 – Onda de saída de Inversor de frequência monofásico em meia ponte	22
Gráfico 2 – Onda de saída Inversor de frequência monofásico em ponte completa	23
Gráfico 3– Modulação por largura de pulso único	24
Gráfico 4 – Modulação por largura de pulsos múltiplos	25
Gráfico 5 – Modulação por largura de pulso senoidal.....	27

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Valores de resistência média e indutância média obtidos.....	41
---	----

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Sequência de chaveamento para saída em degrau	23
--	----

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BJT	<i>Bipolar Junction Transistor</i>
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
COPPE	Instituto Alberto Luiz Coimbra de Pós-Graduação e Pesquisa de Engenharia
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
FLL	<i>Frequency-Looked Loop</i>
GTO	<i>Gate Turn-off Thyristor</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LEPAC	Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico
MCT	<i>MOS- Controlled Thyristor</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semi-conductor Field Effect</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
QSG	<i>Quadrature Signal Generator</i>
SIT	<i>Static Inductor Transistor</i>
SOGI	Integradore Generalizado de Segunda Ordem
UFES	Universidade Federal do Espírito Santo
UFRJ	Universidade Federal do Rio de Janeiro
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

f	Frequência (hz)
T	Período (s)
v_0	Tensão da fonte (V)
σ	Intervalo com saída nula do inversor (V)
A_r	Amplitude da onda de referência
A_c	Amplitude da onda portadora
f_0	Frequência do sinal de saída (Hz)
f_c	Frequência da portadora (Hz)
p	Pulsos por semiciclo
m_f	Razão da frequência de modulação
m_a	Índice de modulação
f_{sw}	Frequência de chaveamento (hz)
t_{mos}	Tempo mínimo para condução (s)
ε_v	Erro entre sinal de entrada e saída
v	Tensão de entrada (V)
v'	Sinal de tensão de saída (V)
qv'	Sinal de tensão de saída em quadratura (V)
ω'	Frequência de ressonância (hz)
ω	Frequência do sinal de entrada (hz)
ω_{ff}	Frequência hipotética inicial (hz)
Y	Ganho do FLL
δ	Defasamento entre tensão gerada e tensão da rede (°)

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	17
2. OBJETIVOS E JUSTIFICATIVA	18
2.1 Objetivos.....	18
2.1.1 Objetivo geral	18
2.1.2 Objetivos específicos	18
2.2 Justificativa.....	19
3. EMBASAMENTO TEÓRICO.....	20
3.1 Inversores de Frequência	20
3.1.1 Inversores de Frequência Monofásicos	20
3.1.1.1 Inversor de frequência em meia ponte.....	20
3.1.1.2 Inversor de frequência em ponte completa.....	22
3.2 Modulação por Largura de Pulso (PWM)	24
3.2.1 Modulação por largura de pulso único	24
3.2.2 - Modulação por largura de pulsos múltiplos	25
3.2.3 Modulação por largura de pulso senoidal.....	26
3.3 Modulação Digital	27
3.4 Sincronismo	28
3.4.1 Integradores Generalizados de Segunda Ordem (SOGI).....	28
3.5 Fluxo de Potência Com Conexão À Rede	29
4. DESCRIÇÃO DO SISTEMA E SIMULAÇÃO	33
4.1 Descrição do Sistema.....	33
4.2. Sistema Simulado	34
5. DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO.....	35
5.1 O Inversor Monofásico	36
5.2 O Sistema Periférico	36
5.3 Medição de Grandezas.....	42
6. RESULTADOS E DISCUSSÃO	44
6.1 Conexão com o Inversor Flutuando.....	45
6.2 Conexão como Elemento Reativo	47
6.2.1 Tensão gerada maior que a tensão da rede.	47

6.2.2 Tensão gerada menor que a tensão da rede	48
6.3 Conexão com Geração de Tensão Gerada Maior e Defasada.....	50
6.3.1 Conexão com defasamento de 4,8° adiantado	50
7. CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS.....	53
7.1 Conclusões.....	53
7.2 Trabalhos futuros	53
8. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	54
9. APÊNDICE A – CÓDIGO IMPLEMENTADO NO MICROCONTROLADOR	56
10. ANEXO A – INV. B6I SEMITOP 2 DA SEMIKRON.....	61

1. INTRODUÇÃO

Com o passar dos anos, a tecnologia associada à eletrônica de potência desenvolveu-se de forma significativa, possibilitando a sua aplicação em outros ambientes além dos industriais. Dentre dos equipamentos desenvolvidos com o auxílio da eletrônica de potência, podem ser citados os inversores de frequência, equipamentos estes, que antigamente eram aplicados majoritariamente em processos industriais e que hoje são encontrados nos mais diversos aparelhos como refrigeradores e aparelhos de ar condicionado (SALERNO; CAMACHO; FILHO, 2003).

Devido ao fato de os inversores de frequência possibilitarem um controle fino da alimentação elétrica dos equipamentos a que estão conectados e, conseqüentemente, uma maior eficiência, sua utilização tem crescido consideravelmente (SOUSA; DA SILVA; PIRES, 2012). Além disso, o mesmo pode atuar de modo a adequar as diferentes formas de geração de energia, como as advindas de geradores eólicos e solares, à rede elétrica disponível (DIAZ-SEPULVEDA; ORNELAS-TELLEZ; SANCHEZ, 2016). Outra possibilidade é a criação de uma rede alimentada por diversas unidades geradoras menores, como painéis fotovoltaicos, pequenas turbinas e geradores eólicos, criando assim uma microrrede, que se mostra como boas soluções para fornecimento de energia em áreas remotas (GAYITHRI, 2016).

Portanto, é interessante o desenvolvimento de um protótipo de conversor de energia CC-CA (corrente contínua - corrente alternada) monofásico, conhecido como inversor de frequência que possibilite a conexão de um sistema de alimentação em corrente contínua (CC) à uma rede de corrente alternada (CA) já preexistente de maneira a transferir potência para a mesma.

2. OBJETIVOS E JUSTIFICATIVA

Os inversores de frequência são dispositivos versáteis e têm se revelados como uma boa opção na aplicação para melhoria do funcionamento de sistemas, como por exemplo, no aumento da eficiência de máquinas elétricas. Essa vantagem tem encorajado o estudo e a implementação de diversos inversores de frequência (TORRI,1986; TIGGEMANN, 2008; TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ,2011). Nesse contexto, é possível citar o trabalho realizado por Sobrinho (2012) no qual foi desenvolvido um inversor de frequência monofásico em ponte completa utilizando um microcontrolador para gerar os sinais de controle do acionamento das chaves estáticas (SOBRINHO, 2012).

Observa-se também o grande uso de inversores em sistemas de geração de energia distribuída, de forma a obter desempenhos superiores que as usinas de energias convencionais que eles substituem (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ,2011).

2.1 Objetivos

Este trabalho visa obter um inversor de frequência microcontrolado que possua um código aberto com possibilidade de modificação sempre o usuário quiser alterar algum comando ou inserir alguma rotina de interesse.

2.1.1 Objetivo geral

Acionar um sistema de conexão à rede de um inversor de frequência monofásico em ponte completa, evidenciando os circuitos e componentes utilizados no mesmo além de apontar formas de utilização deste equipamento para os fins propostos. Este trabalho aproveitou ao máximo os ativos já existentes no laboratório.

2.1.2 Objetivos específicos

- Desenvolver uma metodologia de projeto do inversor de frequência monofásico proposto.
- Simular as condições do projeto no Simulink.

- Projetar e montar a bancada para teste do inversor de frequência empregando o módulo trifásico disponível.
- Conectar o inversor com a rede e transferir potência para a mesma.
- Comparar os resultados obtidos com os simulados

2.2 Justificativa

Unidades geradoras de energias como, geradores eólicos ou fotovoltaicos adquiridos comercialmente são fornecidos com sistemas de inversores de frequência dedicados que impossibilitam intervenções externas, como por exemplo a troca da fonte de geração de energia, o que mostra a necessidade de inversores com código aberto que possa ser modificado de forma acessível. Acessibilidade, que remete à microcontroladores de fácil acesso e de utilização simplificada como os Arduínos, que possuem baixa complexidade de programação, alta compatibilidade e facilidade de comunicação com computadores e sistemas operacionais, dentre outras facilidades disponibilizadas pela grande comunidade de usuários e fóruns encontrados na internet (Fizzarin, 2016).

3. EMBASAMENTO TEÓRICO

3.1 Inversores de Frequência

Inversor de frequência é outra denominação utilizada para os conversores CC-CA, equipamentos estes que possibilitam a conversão de alimentação em CC para CA, em geral simétrica, de acordo com a frequência e amplitude da tensão desejada (RASHID, 1999). Tais inversores podem ser classificados de acordo com sua alimentação CC e são divididos em dois tipos: os inversores tipo fonte de tensão (VSI- *Voltage Source Inverters*) e os inversores tipo fonte de corrente (CSI- *Current Source Inverters*). Os VSI e CSI podem ser diferenciados pelo fato do VSI possuir uma alimentação de tensão constante, enquanto o CSI possui uma alimentação de corrente constante, sendo que, ambos independem da carga (AHMED, 2000; SOBRINHO, 2012).

O funcionamento dos inversores de frequência é realizado através de chaves estáticas, tais como os BJT (*Bipolar Junction Transistor*), MOSFET (*Metal Oxide Semi-conductor Field Effect*), IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), GTO (*Gate Turn-off Thyristor*), SIT (*Static Inductor Transistor*) e MCT (*MOS-Controlled Thyristor*), todos eles dispositivos semicondutores que permitem ser controlados tanto na sua entrada em condução quanto no bloqueio. Além disso, tiristores com comutação forçada também podem ser utilizados (SOBRINHO, 2012). Atualmente, os inversores empregando IGBTs são os preferidos.

Para produzir uma tensão CA na saída do inversor, utiliza-se majoritariamente o controle por PWM (*Pulse Width Modulation*) que se mostra o método mais eficiente para controle de tensão de saída. A definição da estratégia de PWM influencia no conteúdo harmônico da tensão de saída do inversor (RASHID, 1999).

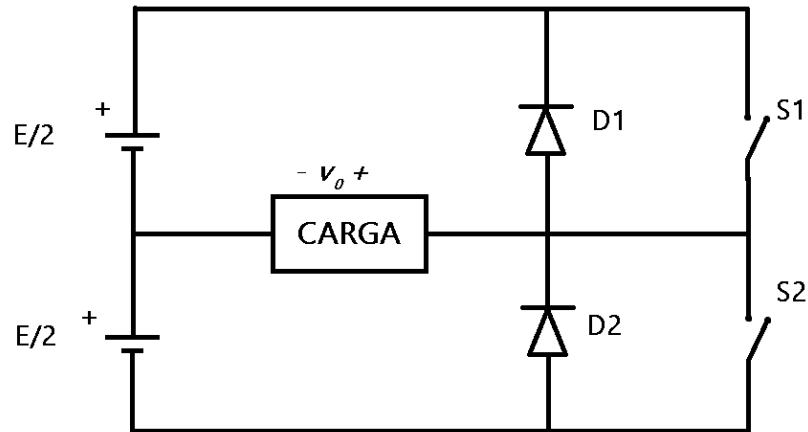
3.1.1 Inversores de Frequência Monofásicos

3.1.1.1 Inversor de frequência em meia ponte

Inversores de frequência monofásicos em meia ponte são compostos por duas chaves e duas fontes de alimentação CC como pode ser visto na Figura 1, onde S1 e S2 representam duas chaves ideais ligadas em série. A forma de onda de saída, resultante do chaveamento de S1 e S2, é visto no Gráfico 1, que é uma onda de formato retangular alternada de frequência $f=1/T$, onde no período de 0 à $T/2$ tem-se a tensão de saída $v_o = +E/2$ e no período de $T/2$ à T a tensão

$v_o = -E/2$. Ao controlar o período T controla-se então a frequência da onda de saída. Entretanto, não há controle sobre o valor eficaz da tensão gerada, sendo ele constante em qualquer frequência.

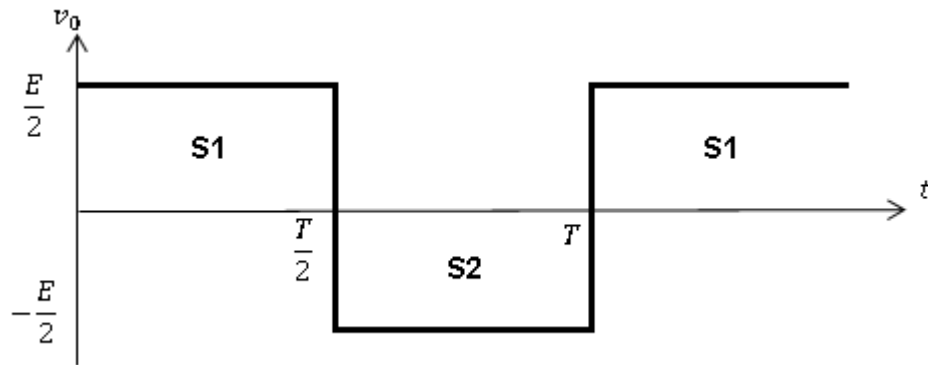
Figura 1– Circuito de inversor de frequência monofásico em meia ponte



Fonte: Produção do próprio autor

Deve-se assegurar que durante a operação do inversor não ocorra de ambas as chaves S1 e S2 estejam ao mesmo tempo no estado ligado, pois isso resultaria em um curto circuito na fonte de alimentação CC. Como a chave não responde instantaneamente ao sinal de ligar ou bloquear, durante a transição devemos ter um tempo morto que é um retardo entre o desligamento de uma chave e o ligamento da outra (AHMED 2000; RASHID,2014). Em antiparalelo com as chaves temos os diodos D1 e D2, dispostos desta forma para que durante comutação das chaves com uma carga indutiva haja a garantia que a corrente continue circulando, a fim de proteger as chaves de possíveis sobretensões, considerando que as chaves conduzem em apenas um sentido (MOSFETs intrinsecamente possuem os diodos antiparalelo)(RASHID, 2014).

Gráfico 1 – Onda de saída de Inversor de frequência monofásico em meia ponte

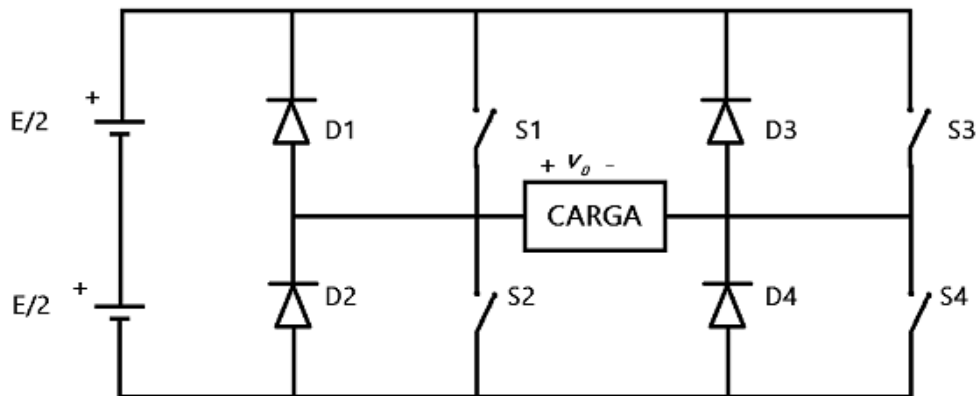


Fonte: Produção do próprio autor.

3.1.1.2 Inversor de frequência em ponte completa

O inversor de frequência em ponte completa é composto por dois inversores em meia ponte, sendo necessários quatro chaves e quatro diodos, como pode ser visto na Figura 2, onde se têm S1 em série S2 em paralelo com S3 e S4 que também estão em série. Devido a essa configuração, para uma mesma fonte DC de entrada a tensão entregue à carga é o dobro em relação à configuração em meia ponte. As chaves então passam do estado ligado para o desligado em diagonal e aos pares, ou seja, S1 e S4 permanecem ligadas enquanto S2 e S3 ficam desligadas e vice versa, de forma que a carga sempre esteja com a tensão completa da fonte sobre ela, mas com o funcionamento em diagonais opostas. A carga é submetida à uma mudança de sentido de corrente quando mudamos as chaves em condução. (AHMED,2000)

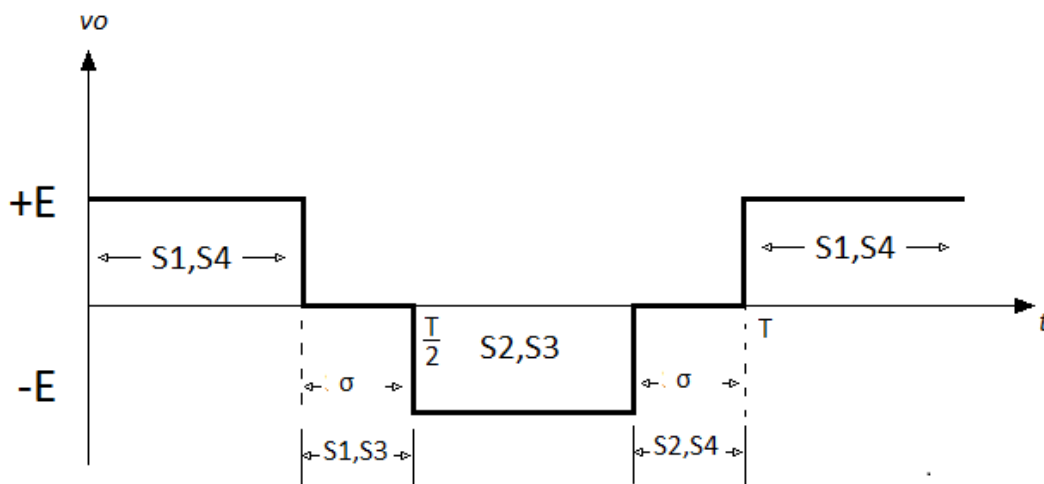
Figura 2– Circuito inversor monofásico em ponte completa



Fonte: Produção do próprio autor

A saída de tensão CA do circuito em ponte completa também pode ser controlado por um terceiro estado de chaveamento, onde obtemos uma tensão de saída nula. Esse estado ocorre quando chaveamos simultaneamente as chaves S1 e S3 ou S2 e S4 por um tempo σ , no qual $v_o = 0$, resultando em uma forma de onda em degrau, mostrada no Gráfico 2, onde a amplitude da onda assume valores de $+E$ durante operação das chaves S1 e S4, tensão nula durante operação das chaves S1 e S3 ou S2 e S4, e tensão $-E$ quando S2 e S3 estão em operação. A sequência de chaveamento, para os três estados de saída pode ser visto no Quadro 1 que indica as condições de tensão de saída baseado nos estados de operação de cada uma das chaves.

Gráfico 2 – Onda de saída Inversor de frequência monofásico em ponte completa



Fonte: Produção do próprio autor

Quadro 1 – Sequência de chaveamento para saída em degrau

Estado	S1	S2	S3	S4	Tensão de Saída
1	ligada	desligada	desligada	ligada	+E
2	ligada	desligada	ligada	desligada	0
3	desligada	ligada	ligada	desligada	-E
4	desligada	ligada	desligada	ligada	0

Fonte: Produção do próprio autor

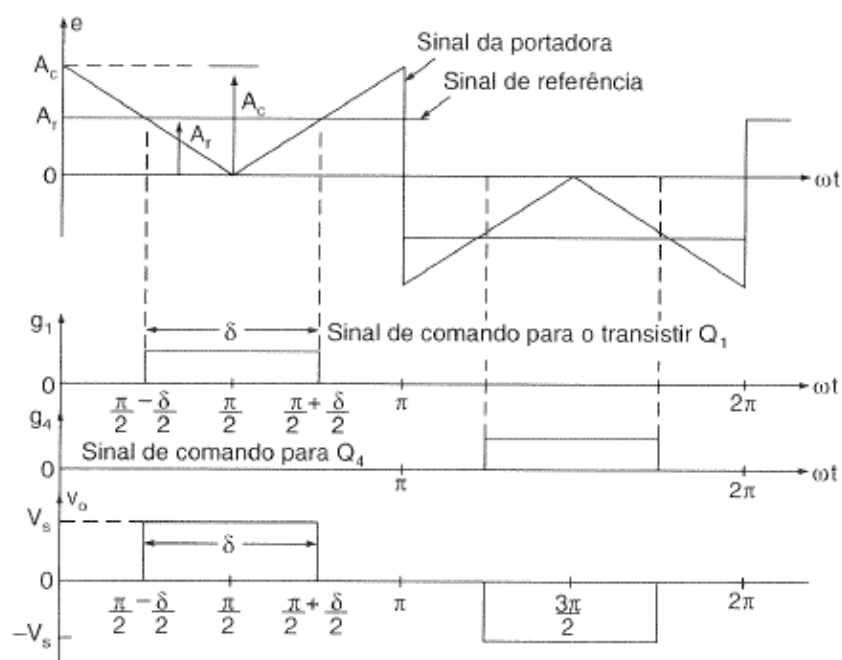
As mesmas precauções tomadas na configuração em meia ponte devem ser seguidas no circuito em ponte completa. As chaves de um mesmo “braço” (chaves que estão em série, como S1 e S2) não devem ser ligadas simultaneamente, de forma que, evitamos um curto circuito na fonte de alimentação e, então, devemos garantir um tempo morto nas transições de chaveamento. Da mesma forma que a configuração em meia ponte, os diodos D1, D2, D3 e D4 previnem problemas de sobretensões de origem indutiva (AHMED 2000; RASHID 2014).

3.2 Modulação por Largura de Pulso (PWM)

3.2.1 Modulação por largura de pulso único

Na modulação por largura de pulso único, o controle da tensão de saída do inversor é realizado pela variação da largura de um único pulso por semiciclo. Os sinais de comando são gerados por meio de comparação de um sinal de referência retangular de amplitude A_r com uma portadora triangular A_c (Gráfico 3). A frequência fundamental do sinal de saída é determinada pela frequência do sinal de referência, onde a variação da largura do pulso (0-180°) é realizada por meio da variação da amplitude A_r de 0 até A_c (RASHID, 1999; SOBRINHO, 2012). A implementação desse tipo de modulação é simples. Entretanto, a tensão de saída apresenta elevado conteúdo harmônico de baixa ordem (RABELLO, 2000; SOBRINHO, 2012).

Gráfico 3– Modulação por largura de pulso único

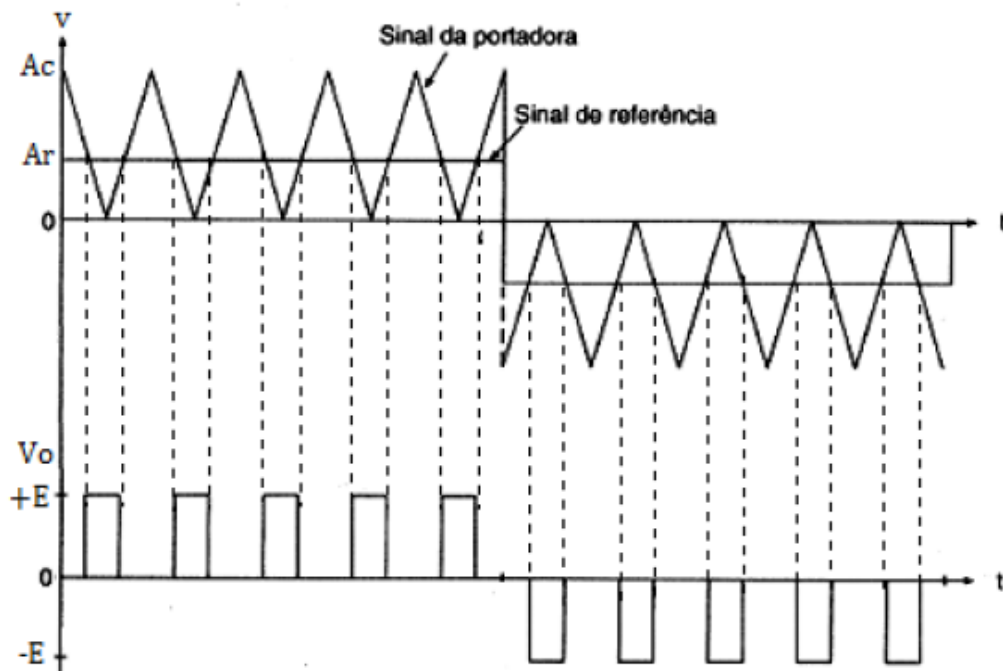


Fonte: (RASHID, 1999.)

3.2.2 - Modulação por largura de pulsos múltiplos

Ao invés de reduzir a largura de pulso, como realizado no método de modulação por largura de pulso único, a modulação por largura de pulsos múltiplos permite que a saída do inversor seja chaveada diversas vezes, dentro de cada semiciclo. Consequentemente, esse método fornece vários pulsos de amplitude constante (AHMED, 2000). Logo, permite a redução dos harmônicos de baixa ordem (RABELLO, 2000; SOBRINHO, 2012). Entretanto, o aumento do número de comutações resulta na ampliação das perdas por comutação das chaves estáticas (RASHID, 1999). Os sinais de comando das chaves estáticas são gerados através da comparação de um sinal de referência com uma portadora triangular (Gráfico 4).

Gráfico 4 – Modulação por largura de pulsos múltiplos



Fonte: (RASHID, 1999).

A frequência da portadora de saída é definida pela frequência do sinal de referência, já o número de pulsos é definido pela frequência da onda portadora (Equação 1).

$$p = \frac{f_c}{2f_o} = \frac{m_f}{2} \quad (1)$$

Sendo que, f_o representa a frequência de saída, f_c a frequência da portadora e p o número de pulsos por semiciclo. Além disso, $m_f = \frac{f_c}{f_o}$ é denominado índice de modulação da frequência.

O valor do índice de modulação da amplitude m_a controla o valor da tensão de saída e é dado pela razão entre A_r , definida como amplitude do sinal de referência e A_c , que representa a amplitude da portadora (Equação 2).

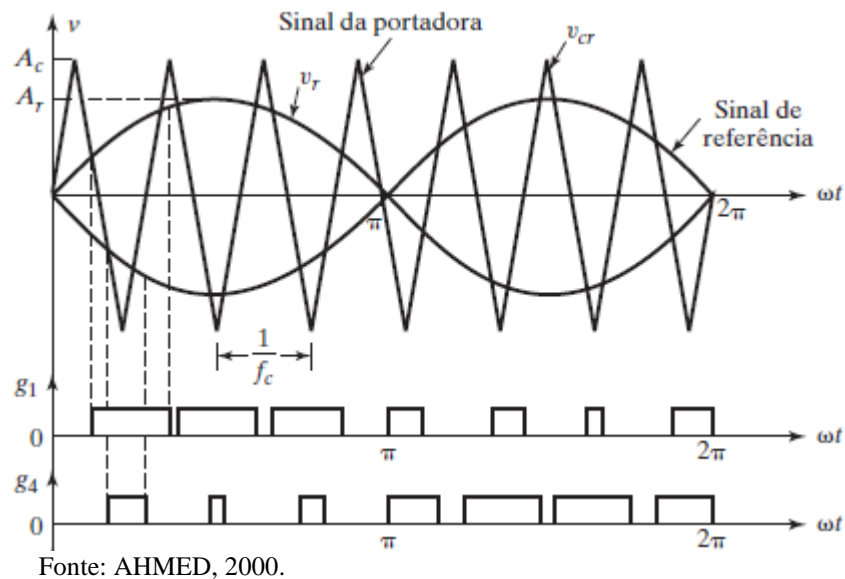
$$m_a = \frac{A_r}{A_c} \quad (2)$$

O aumento do número de pulsos por semiciclo resulta em harmônicos de baixa ordem com amplitudes menores e a amplitude de harmônicos de ordem mais alta tende a elevar. Porém, harmônicos de mais alta ordem são eliminados mais facilmente através de filtros (RASHID, 1999).

3.2.3 Modulação por largura de pulso senoidal

Na modulação por largura de pulso senoidal os sinais de comando são gerados através da comparação de um sinal senoidal de referência com uma portadora triangular de frequência f_c . A frequência do sinal de saída é obtida pela frequência f_o da senoide de referência (Gráfico 5). Assim como na modulação por largura de pulsos múltiplos, o número de pulsos da tensão de saída no inversor é estabelecido pela frequência da portadora triangular. Além disso, o aumento do número de pulso permite que os harmônicos de ordem baixa sejam atenuados e os de alta ordem sejam aumentados. Outro fator a ser considerado é que a largura dos pulsos nesse tipo de modulação varia de acordo com a variação temporal do valor do sinal de referência como pode ser visto no Gráfico 5.

Gráfico 5 – Modulação por largura de pulso senoidal



O fator de modulação deste método é dado pela razão entre A_r , denominada amplitude do sinal de referência e A_c que representa a amplitude da portadora (Equação 3).

$$m_a = \frac{A_r}{A_c} = 1 - 2 \cdot f_{sw} \cdot t_{mos} \quad (3)$$

Onde, f_{sw} é denominada frequência de chaveamento e t_{mos} representa o tempo mínimo para a chave entrar e sair de condução.

3.3 Modulação Digital

A montagem de um sistema analógico para comandar as chaves estáticas é considerada mais complexa visto que diversos problemas referentes ao método de modulação analógica estão relacionados ao elevado número de circuitos integrados que esse sistema exige. Porém, a aplicação de microcontroladores na geração de sinais de comando de inversores de frequência é possível atualmente visto o aumento significativo na sua velocidade de processamento (BOWES; MIDOUN, 1988; SOBRINHO, 2012).

Além disso, uma variedade de microcontroladores possui sua programação simplificada devido à presença de módulos integrados de PWM à sua disposição. Isso se deve ao fato do processo de geração da saída de PWM ser realizada pelos próprios módulos. Dessa maneira, é necessário

apenas a definição da relação entre o tempo de condução da chave com o ciclo de trabalho (*duty cycle*) e a frequência desejada (SOBRINHO, 2012).

3.4 Sincronismo

Nas aplicações em que inversor será conectado à rede elétrica, é fundamental para operar adequadamente não só que o inversor tenha a mesma frequência fundamental da rede como também esteja sincronizado com o ângulo da tensão da rede. Entre diversas alternativas existentes, o Integrador Generalizado de Segunda Ordem tem se pronunciado como dos mais eficientes (KHERBACHI, 2017) além de que uma opção por não se fazer uso de funções trigonométricas, e sim de integradores, como o próprio nome sugere, para obtenção do sinal final, o que reduz o custo computacional de processamento de forma significativa.

3.4.1 Integradores Generalizados de Segunda Ordem (SOGI)

SOGI é um algoritmo utilizado para detecção de sinais senoidais de uma onda de referência, sendo o resultado da detecção a onda fundamental do sinal de referência independente da qualidade do sinal desta. Mais especificamente o algoritmo que será utilizado é o *SOGI Quadrature Signal Generator* (SOGI-QSG) com *Frequency-Locked Loop* (FLL), que pode ser visto na Figura 3, onde ε_v representa o erro entre o sinal de entrada v e o sinal de saída v' , qv' é o sinal em quadratura, ou seja defasado 90° com a onda detectada. O valor ω' é a frequência de ressonância do algoritmo e tem esse nome para ser diferenciada da frequência do sinal de entrada ω , e ω_{ff} é uma hipótese inicial da frequência a ser detectada. Aas equações que descrevem as funções de transferência do SOGI, do sinal detectado em fase e em quadratura são as equações (4), (5), (6) e é possível notar que a função de transferência $D(s)$ depende exclusivamente do ganho k , e que o valor de qv' de fato é defasado de 90° em relação à v' independente do sinal de entrada e da frequência de ressonância do SOGI.(RODRIGUEZ et al, 2008).

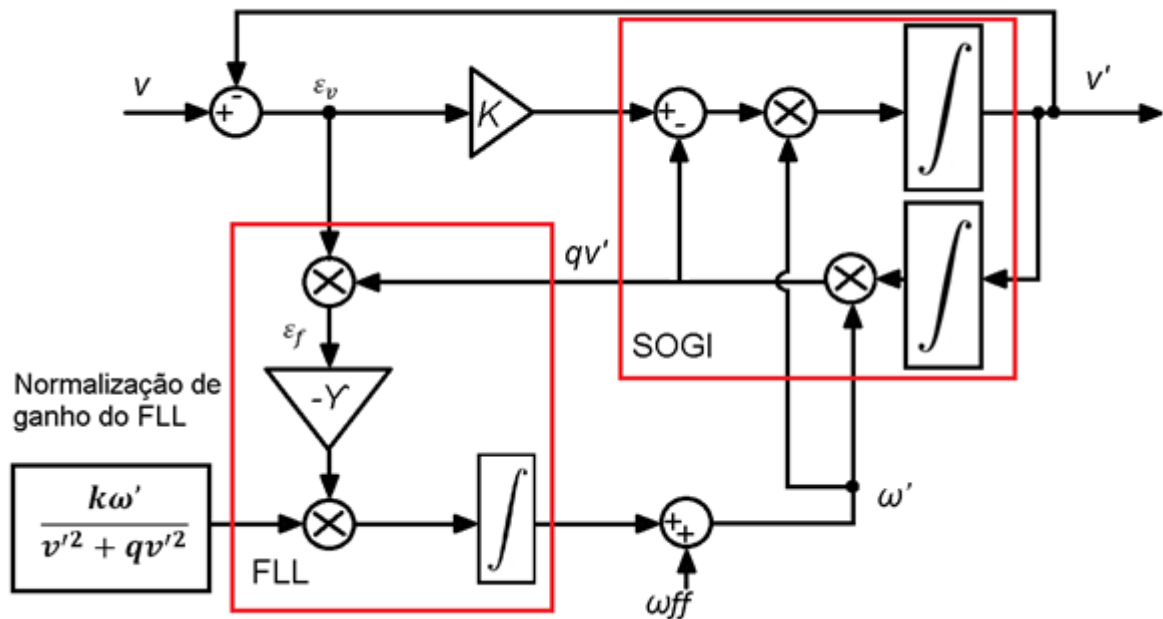
$$SOGI(s) = \frac{v'}{k\varepsilon_v} = \frac{\omega's}{s^2 + \omega'^2} \quad (4)$$

$$D(s) = \frac{v'}{v} = \frac{k\omega's}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (5)$$

$$Q(s) = \frac{qv'}{v} = \frac{k\omega's^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (6)$$

O bloco FLL serve para rastrear a frequência do sinal de entrada, portanto, quando a frequência do sinal de entrada é menor que a frequência ressonante ($\omega < \omega'$) o sinal qv' está em fase com o erro ε_f ; já quando temos a frequência ressonante menor que a frequência do sinal de entrada ($\omega < \omega'$) os sinais ficam defasados de 180°. Quando temos o valor do sinal de entrada igual à frequência de ressonância ($\omega = \omega'$) o produto ε_f é nulo. O valor da frequência de ressonância é incrementado ou decrementado pelo ganho $-Y$ para que o valor desejado seja atingido. É realizada uma normalização do ganho FLL para torná-lo independente das variáveis elétricas da rede (RODRIGUEZ et al, 2008). Este formato é o mais usual para sistemas monofásicos quando se aplica o *SOGI-QSG-FLL* (BARROS,2015).

Figura 3- SOGI-QSG e FLL com ganho de normalização do FLL



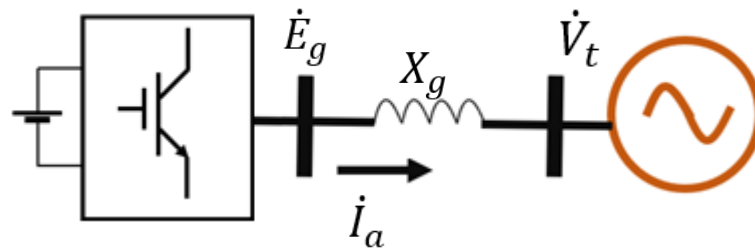
Fonte: Produção do próprio autor

3.5 Fluxo de Potência Com Conexão À Rede

O controle de fluxo de potência se faz necessário para que possamos garantir que o inversor está de fato fornecendo energia para a rede, portanto é necessário entender quais parâmetros influenciam na transferência de energia do inversor para a rede.

O esquema simplificado da conexão a ser obtida está apresentado na figura 4. O fasor tensão gerada pelo inversor é obtido após a onda quadrada ter seus harmônicos atenuados por um filtro LC. Entre a Saída do inversor e a rede existe um indutor de acoplamento.

Figura 4 – Inversor conectado à rede



Fonte: Produção do próprio autor.

A dependência da potência fornecida por um inversor em relação ao ângulo de defasamento δ entre as tensões nos dois extremos da reatância X_g , pode ser expressa por uma equação $P + jQ$, onde P é a potência ativa e Q é a potência reativa fornecida.

Se definirmos a tensão da rede como:

$$\dot{V}_t = |V_t| \angle 0^\circ$$

E a tensão do inversor como:

$$E_g = |E_g| \angle \delta$$

Onde V_t e E_g são tensões em volts em relação ao neutro. Então, a corrente que flui entre o inversor e o sistema, considerando que temos uma impedância jX_g entre eles, pode ser obtida na equação (7).

$$I_a = \frac{|E_g| \angle \delta - |V_t|}{jX_g} \quad (7)$$

A Potência complexa pode ser expressa como (8) e (9).

$$S = V_t \cdot I_a^* \quad (8)$$

$$S = P + jQ \quad (9)$$

Portanto se substituirmos (8) em (9) tem-se.

$$P + jQ = V_t \cdot I_a^* \quad (10)$$

Substituindo (7) em (10) obtém-se.

$$P + jQ = \frac{|V_t|(|E_g| \angle \delta - |V_t|)}{jX_g}$$

$$P + jQ = \frac{|V_t| \cdot |E_g| \angle \delta - |V_t|^2}{jX_g}$$

$$P + jQ = \frac{|V_t|(|E_g| \angle (90 - \delta) - |V_t|^2 \angle 90^\circ)}{X_g} \quad (11)$$

A parte real da equação (11) pode ser escrita como (12).

$$P = \frac{|V_t| \cdot |E_g| \cos(90 - \delta)}{X_g}$$

$$P = \frac{|V_t| \cdot |E_g| \sen \delta}{X_g} \quad (12)$$

E a parte imaginária da equação (11) pode ser escrita como (13).

$$Q = \frac{|V_t| \cdot |E_g| \sen(90 - \delta) - |V_t|^2}{X_g}$$

$$Q = \frac{|V_t|}{X_g} (|E_g| \cos(\delta) - |V_t|) \quad (13)$$

Como os valores de V_t e E_g utilizados são tensões entre fase e neutro os valores obtidos de P e Q são valores por fase, caso utilize-se dos valores de V_t e E_g de linha os resultados de P e Q serão trifásicos.

Observando as equações (12) e (13) percebe-se que um aumento de δ resulta em uma variação maior de P do que em Q , quando consideramos valores pequenos como 10 ou 15°, devido à

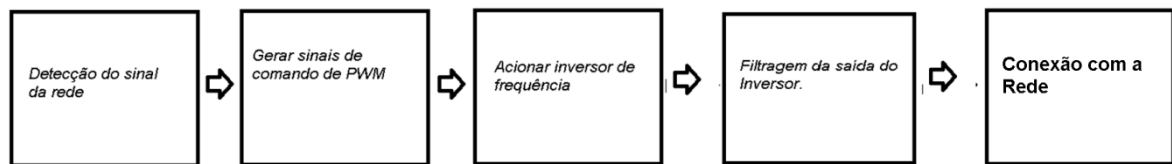
maior variação de valor de $\sin \delta$ do que $\cos \delta$ para esses pequenos valores de ângulo. Se δ for nulo tem-se o valor de P nulo, uma variação de módulo de E_g e V_t resultaria apenas em uma variação do valor de Q .

4. DESCRIÇÃO DO SISTEMA E SIMULAÇÃO

4.1 Descrição do Sistema

O projeto executado é composto de cinco partes, como mostrado no fluxograma que pode ser visto na Figura 5.

Figura 5 – Fluxograma das etapas do projeto



Fonte: Produção do próprio autor.

Em que:

- Detecção da tensão da rede:

Como explicado na seção 3.4, é fundamental que em uma conexão de uma nova fonte à rede elétrica os parâmetros estejam adequados com os parâmetros da rede, de forma que é necessário detectar esses parâmetros antes da conexão.

- Geração de sinal de comando PWM:

Depois de detectado o sinal da rede e condicionado aos valores desejados é necessário gerar os comandos PWM que serão utilizados para acionar o inversor de frequência.

- Acionamento do inversor de Frequência:

Como os comandos gerados não são compatíveis com os valores de tensão e corrente do inversor de frequência é necessário adequá-los e então acionar o inversor de frequência propriamente dito.

- Filtragem do sinal gerado pelo inversor e conexão com a rede:

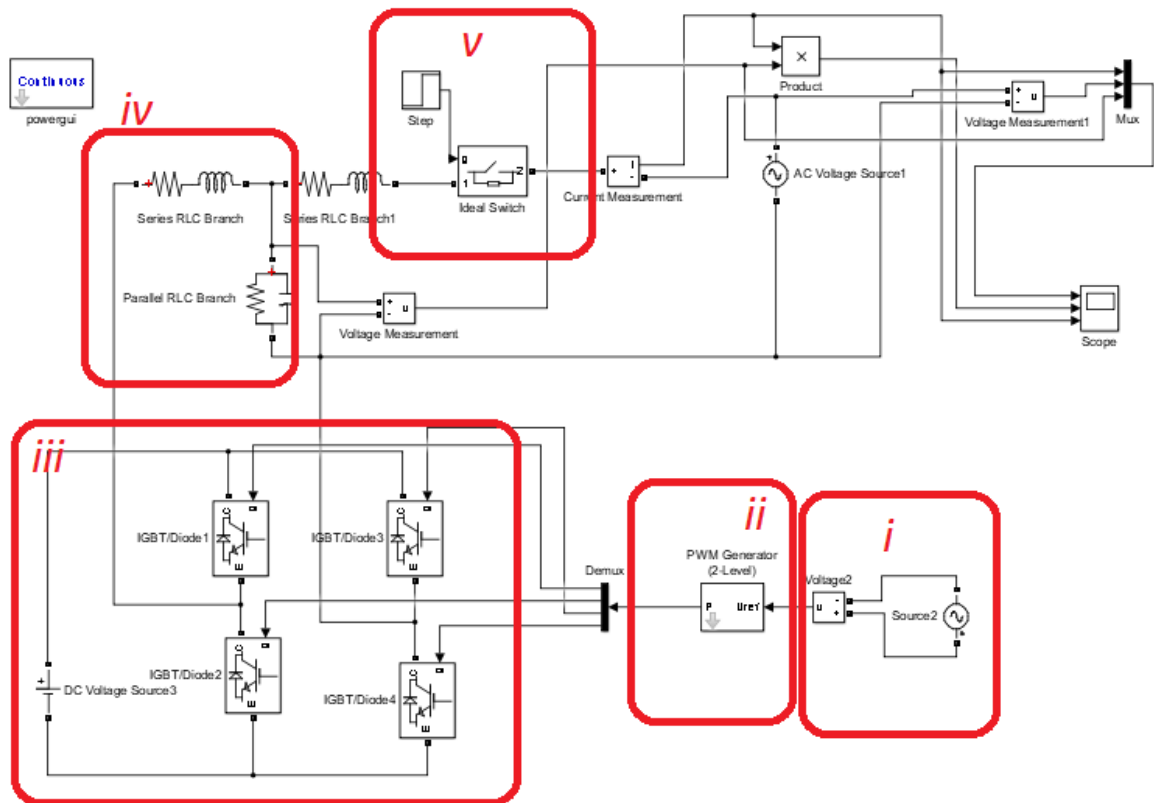
Como a saída do inversor tem característica de onda quadrada e a rede elétrica senoidal, se faz necessário filtrar a onda do inversor antes de conecta-lo à rede. Uma vez filtrado pode ser realizado a conexão com a rede.

4.2. Sistema Simulado

Para execução do projeto foram realizadas algumas simulações na plataforma Simulink (Figura 6), para avaliar comparativamente alguns comportamentos do sistema. Na seção 6 resultados e conclusões poderão ser vistas tais situações.

Figura 6 – Simulação na plataforma Simulink

i) detecção da onda 100; ii) geração de sinais de comando PWM; iii) acionamento do inversor de frequência; iv) filtragem da saída do inversor; v) conexão com a rede

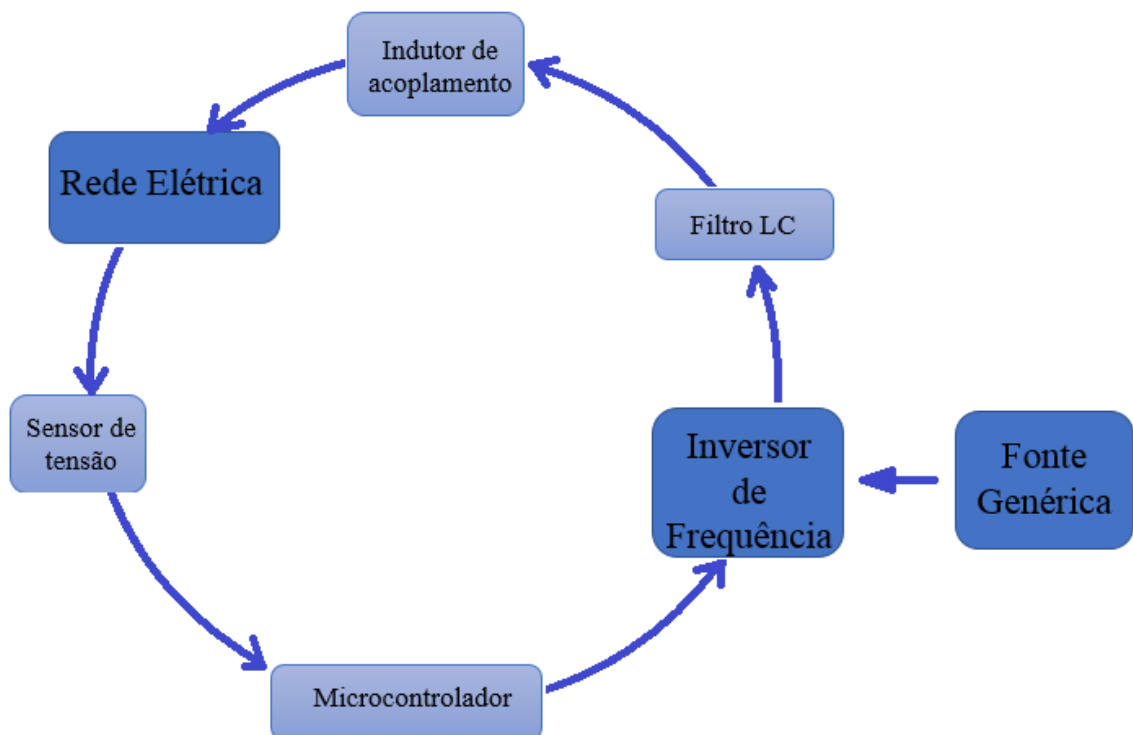


Fonte: Produção do próprio autor.

5. DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO

Com base no fluxograma apresentado na Figura 5, elaborou-se um arranjo de montagem da bancada que se deseja obter, incluindo neste arranjo os equipamentos que serão utilizados, como pode ser visto na Figura 7. A etapa de detecção de sinal da rede é realizada por um sensor de tensão que mede o sinal diretamente da rede elétrica, os sinais comandos de PWM são gerados internamente no microcontrolador, e estes acionam o inversor de frequência alimentado por uma fonte genérica de alimentação. A saída do inversor de frequência passa pela etapa de filtragem, realizada por um filtro LC, a saída do filtro é conectada ao indutor de acoplamento, que de então se conecta com a rede elétrica.

Figura 7 – Arranjo de montagem do protótipo



Fonte: Produção do próprio autor

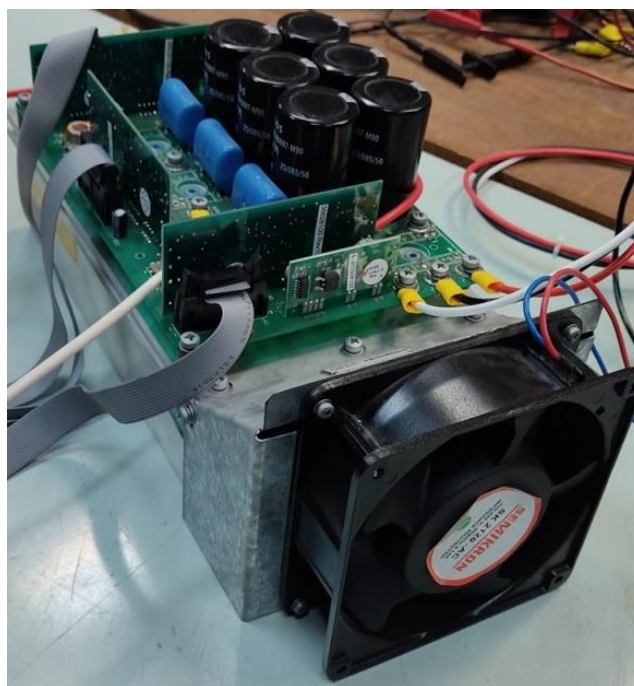
A descrição de cada equipamento de forma específica será abordada nas seções a seguir.

5.1 O Inversor Monofásico

Para montagem da bancada foi utilizado o inversor de frequência INV.B6I SEMITOP 2 da Semikron que pode ser visto na Figura 8, e cujo esquemático está no Anexo A. a versão disponível não incorpora o circuito *chopper* (Out 4).

O inversor pode ser alimentado tanto em corrente contínua quanto em corrente alternada, devido ao seu circuito retificador integrado. Ele também dispõe de 6 chaves IGBTs que permitem o chaveamento de 3 fases independentes (3 braços). No caso desse trabalho foram utilizadas apenas 4 chaves (dois braços), obtendo a configuração de inversor monofásico em ponte completa.

Figura 8-Inversor de frequência INV.B6I SEMITOP 2



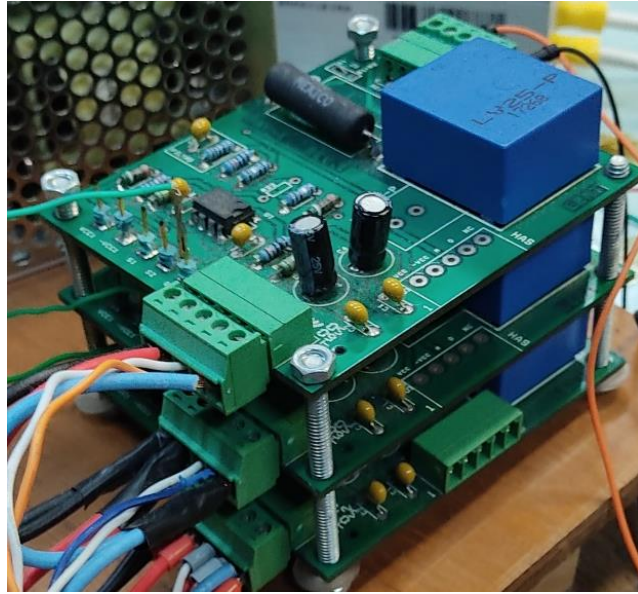
Fonte: Produção do próprio autor

5.2 O Sistema Periférico

Esta seção descreve as partes componentes do sistema de integração da fonte CC à rede.

Para a medição da tensão da rede de forma isolada foi utilizado um sensor LV 25P, da empresa LEM (Figura 9), que é um medidor efeito hall, e apresenta uma isolamento galvânica entre a entrada e a saída do sensor, o que garante o desacoplamento elétrico entre a onda medida e a entrada do microcontrolador.

Figura 9- Sensor de tensão Voltage Transfucer LV 25P



Fonte: Produção do próprio autor

O processamento da informação e definição dos sinais de comando é realizado de forma digital. O microcontrolador utilizado foi um Arduino Atmega 2560 cuja imagem pode ser vista na Figura 10.

Figura 10 – Arduino Atmega 2560



Fonte: Produção do próprio autor`

O microcontrolador será responsável por adquirir o sinal do sensor de tensão, tratar este sinal com o algoritmo SOGI-QSG-FLL, ajustar o ângulo de fase (através de botoeiras) e gerar os sinais de comando PWM.

Como a porta de entrada analógica do microcontrolador aceita apenas valores positivos de zero à cinco volts, e a saída do sensor LV-25P oscila em valores positivos e negativos entre -2,4 V e +2,4 V para uma entrada de 220 V, foi necessário a utilização de uma placa de condicionamento de sinais que transforma os valores da saída do sensor ara valores apenas

positivos. Foi utilizada a placa de condicionamento de sinais mostrada na Figura 11, cedida ao laboratório LEPAC pela COPPE/UFRJ, e que entrega na saída um valor entre zero e 3,3 V. Além de condicionar os valores, a placa contém circuitos de proteção para o microcontrolador

Figura 11 – Placa de condicionamento de sinais



Fonte: Produção do próprio autor

Além da utilização do sensor LV 25-P, foi necessário a implementação do algoritmo de detecção de frequência, SOGI-QSG-FLL, no microcontrolador, para eliminar ruídos da rede e possíveis distorções geradas pelo próprio inversor.

Os sinais de comando PWM são gerados internamente no próprio microcontrolador. Esses sinais são os sinais que foram utilizados para controlar o chaveamento do inversor de frequência. Como as saídas PWM geradas pelo microcontrolador não possuem valores de tensão e potência necessários para acionar o inversor de frequência foi necessário a utilização de um circuito intermediário para acionar as chaves do inversor, e além de condicionar a tensão e potência necessárias ela também insere o tempo morto para que não haja curto circuito e um braço do inversor. Esse circuito de acionamento PWM foi desenvolvida por aluno do laboratório LEPAC da UFES (Figura 12).

Figura 12 – Placa de acionamento PWM



Fonte: Produção do próprio autor

Para alimentação da placa de acionamento PWM foram utilizadas duas fontes de corrente contínua DC Power Supply 1635^a da BK Precision, cuja imagem pode ser vista na Figura 13.

Figura 13 – Fonte de corrente contínua



Fonte: Produção do próprio autor

Para alimentação do barramento CC do inversor de frequência utilizou-se a fonte de tensão 360-AMX da PACIFIC (Figura 14), que é uma fonte CA regulável e em seus diversos modos de operação permite controlar o conteúdo harmônico da onda gerada além da fundamental. No caso deste projeto, optou-se por não inserir harmônicos na tensão gerada que alimenta o barramento CC.

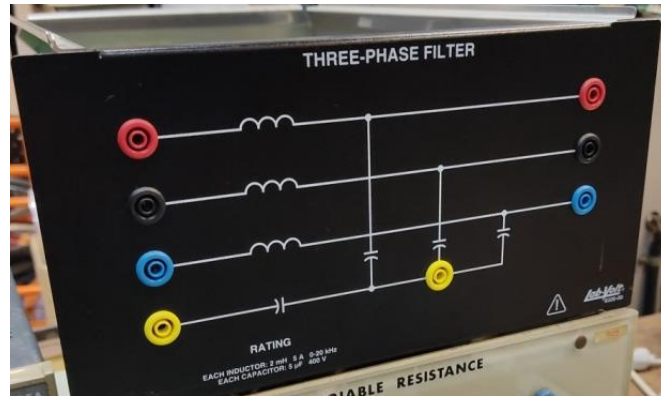
Figura 14 – Fonte de tensão 360-AMX



Fonte: Produção do próprio autor

Como a tensão gerada pelo inversor tem característica de onda quadrada, e a rede é senoidal, faz-se necessário interfacear as duas fontes por um filtro. O filtro LC utilizado na saída do inversor de frequência foi o 8326 da Lab-Volt que pode ser visto na Figura 15.

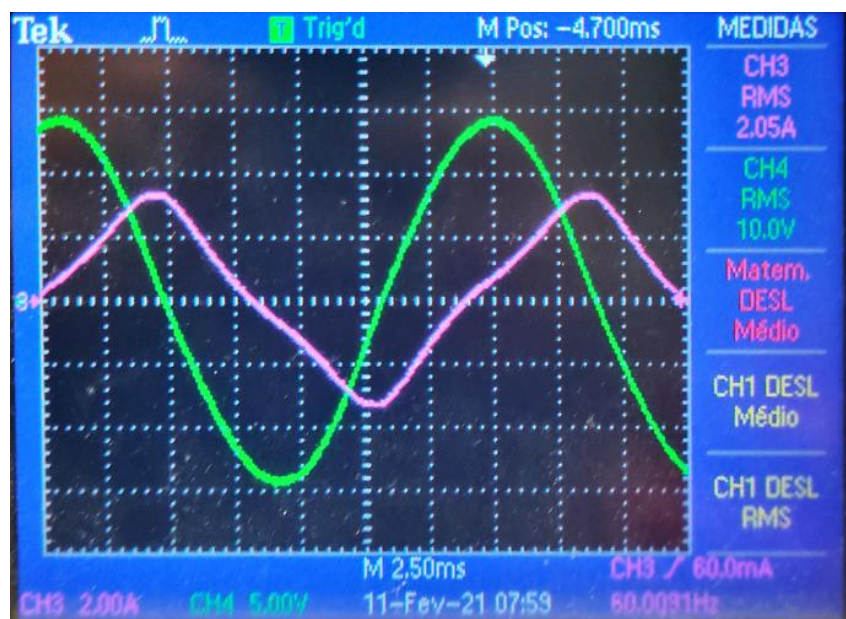
Figura 15 – Filtro LC trifásico



Fonte: Produção do próprio autor.

Durante os testes realizados, notou-se um valor significativo de distorções harmônicas nas formas de onda de tensão e corrente medidas. Realizando medições em separado foi constatado que o filtro trifásico da Lab-Volt introduzia uma distorção harmônica significativa, como pode ser visto na Figura 16. A onda verde é a tensão alimentando o indutor, e a forma de onda rosa é a corrente que circula. A distorção foi maior ou menor conforme o nível de tensão aplicado.

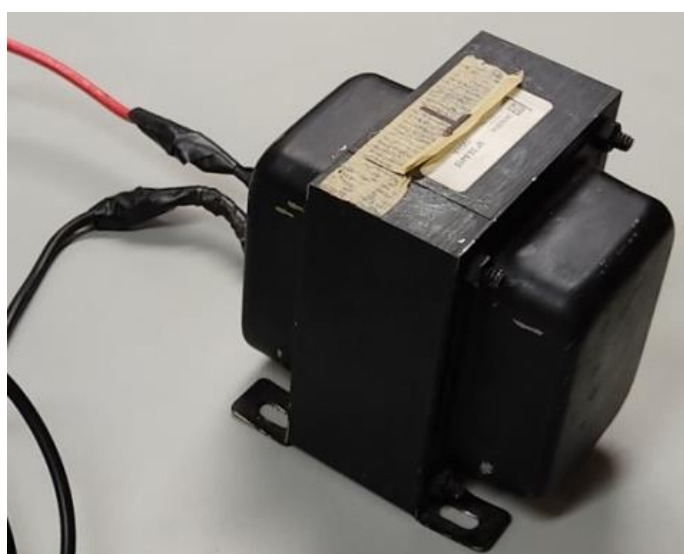
Figura 16 – Distorção harmônica filtro trifásico



Fonte: Produção do próprio autor.

Para indutor de acoplamento (X_g na Figura 4) utilizou-se um indutor disponível no laboratório e os parâmetros dele foram medidos. A resistência interna do indutor foi obtida através do método Volt-Amperímetro, onde se aplica uma tensão definida sobre o componente e mede-se a corrente resultante. Utilizou-se uma fonte de corrente contínua e os valores de corrente e tensão foram medidos com multímetro. Já o valor da indutância foi medido com a opção de medição de indutância de três multímetros diferentes. O indutor pode ser visto na Figura 17 e os resultados obtidos na Tabela 1.

Figura 17 - Indutor



Fonte: Produção do próprio autor

Tabela 1 – Valores de resistência média e indutância média obtidos

Resistência média	Indutância média
0,100961 Ω	12,74 mH

Fonte: Produção do próprio autor.

Inicialmente o sistema é ajustado e conectado flutuando em relação à rede (tensão gerada instantaneamente idêntica à da rede).

Para controlar o fluxo de potência entre o inversor de frequência e a rede elétrica é necessário o ajuste de módulo e ângulo da onda gerada, e esses ajustes foram feitos de forma manual (por meio de botões auxiliares programados para ajustar o valor internamente no microcontrolador) com o auxílio de um osciloscópio. A conexão propriamente dita foi realizada por meio de um disjuntor.

5.3 Medição de Grandezas

Na execução do projeto, para visualização das grandezas foi utilizado o osciloscópio TPS 2024B Tektronix, sendo que o mesmo possui uma disponibilidade de quatro canais simultâneos (Figura 18). Para medição de corrente foi utilizada a ponteira de corrente A621 Tektronix (Figura 19)

Figura 18- osciloscópio TPS 2024B Tektronix



Fonte: Produção do próprio autor

Figura 19- Ponteira de corrente A621 Tektronix



Fonte: Produção do próprio autor

Todos os experimentos foram realizados utilizando como tensão da rede a saída de um autotransformador de tensão variável, que pode ser visto na Figura 20. O intuito de usar o autotransformador foi ajustar uma imagem da tensão da rede sem ultrapassar os valores nominais de corrente dos módulos Lab-Volt.

Figura 20– Autotransformador monofásico de tensão variável.



Fonte: Produção do próprio autor

6. RESULTADOS E DISCUSSÃO

O primeiro teste prático procurou avaliar o conteúdo harmônico da tensão da rede bem como da tensão gerada pelo inversor, esta medida após o filtro LC. Foi constatado visualmente que a tensão gerada pelo inversor de frequência, e também a tensão da rede, continham conteúdo harmônico. Isso pode ser visualizado na Figura 21 a seguir.

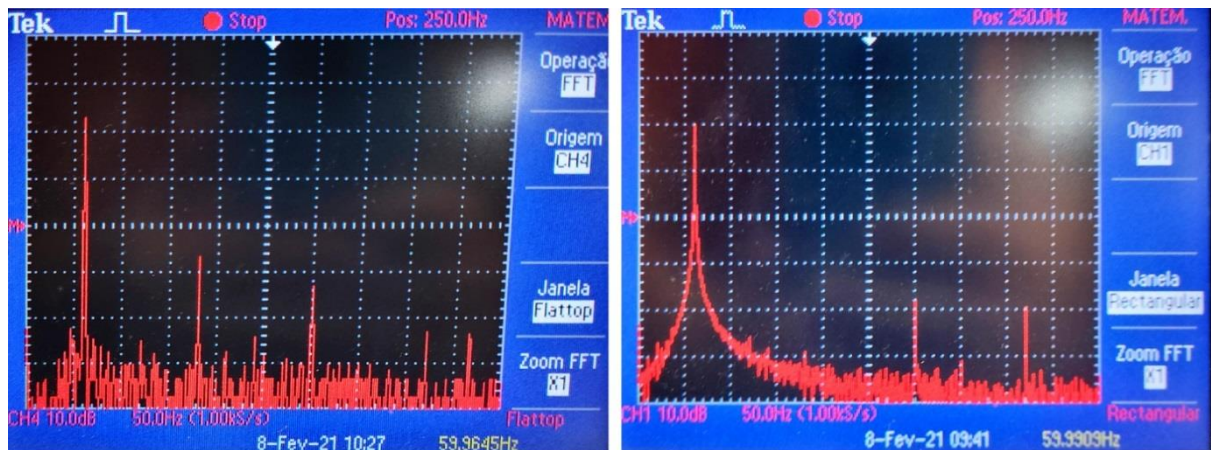
Figura 21 – Tensão gerada pelo inversor (verde, ii) e tensão da rede (amarelo, iii) antes da conexão entre ambos.



Fonte: Produção do próprio autor

Por meio da função FFT (Fast Fourier Transform) do osciloscópio notou-se a presença de componentes harmônicos de 3ª e 5ª ordem na onda gerada pelo inversor, e harmônicos de 5ª e 7ª ordem na rede elétrica (Figura 22). No intuito de melhor representar em simulação o que foi executado na prática, foram feitos ajustes no circuito de simulação (Figura 23), onde nota-se o acréscimo de fontes em série com a onda de referência do PWM e também com a rede elétrica, de forma a incluir estes harmônicos detectados.

Figura 22 – FFT das tensões de bancada: a) gerada no inversor; b) rede elétrica

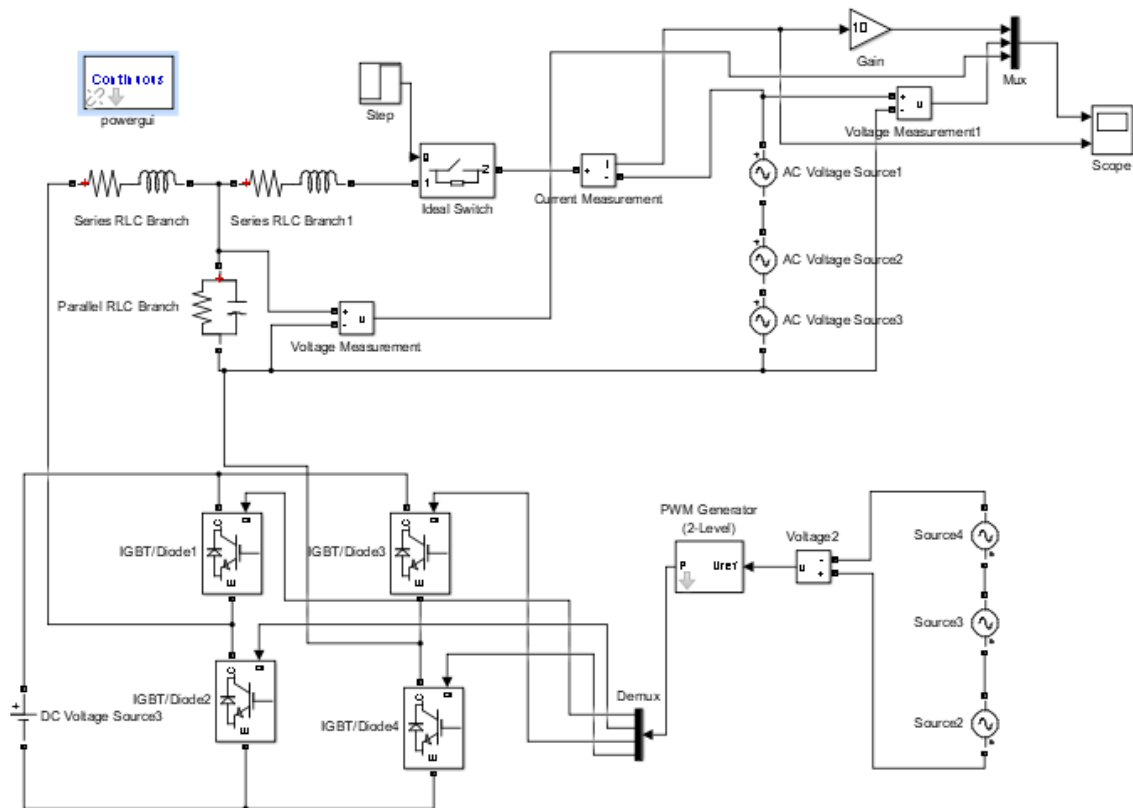


(a)

(b)

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 23 - Correção no circuito para simulação incluindo harmônicos.



Fonte: Produção do próprio autor

O objetivo do circuito de simulação é verificar se o resultado prático é replicado por simulação. Passou-se então a obtenção dos resultados experimentais.

6.1 Conexão com o Inversor Flutuando

O primeiro resultado prático foi reproduzir pelo inversor a mesma tensão fundamental da rede. O valor da tensão sintetizada foi ajustado pela tensão do barramento CC, o sincronismo e ajuste de ângulo é obtido através do algoritmo que pode ser visto no Apêndice A, onde o sincronismo e obtenção da onda fundamental da rede é obtida na rotina SOGI-QSG-FLL, apresentada em 3.4.1 e a alteração do ângulo da onda gerada é obtido a partir da rotina “ROTINA DE DEFASAMENTO MANUAL”, também encontrada no apêndice A.

Igualados os módulos, e o defasamento entre as ondas colocado em 0° , obteve-se o resultado que pode ser visto na Figura 24: (a) antes da conexão, e (b) após a conexão. O resultado esperado dessa condição seria de corrente nula, entretanto foi detectado um valor de corrente, mas relativamente baixo, com pico de aproximadamente 200 mA.

Figura 24– Teste em bancada, módulo igual: a) desconectado; b) conectado

i) corrente; ii) tensão gerada; iii) tensão da rede



(a)

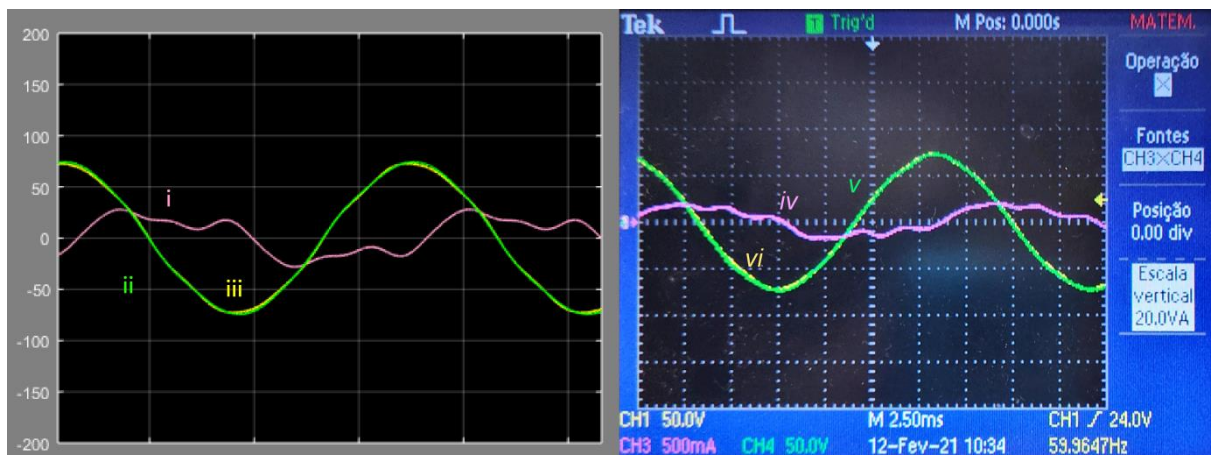
(b)

Fonte: Produção do próprio autor

Na simulação realizada o valor obtido também foi muito próximo de zero como podemos ver na Figura 25. Esse pequeno valor de corrente pode ser proveniente da presença de harmônicos tanto na rede quanto na onda gerada, e estas não serem idênticas. Também é possível notar uma semelhança nas formas de onda da corrente simulada com a bancada.

Figura 25– Módulo igual: a) simulação; b) teste em bancada

i) corrente multiplicada por 100; ii) tensão gerada; iii) tensão da rede; iv) corrente bancada; v) tensão gerada bancada ; vi) tensão rede bancada



(a)

(b)

Fonte: Produção do próprio autor.

6.2 Conexão como Elemento Reativo

Na condição de conexão com defasamento nulo, em condições ideais não há fluxo de ativos ($\text{sen } \delta=0$). O ajuste da tensão gerada pelo inversor permite operar como compensador estático de reativos (conhecido pela sigla STATCOM, originada do termo em inglês) (Melo, 2009).

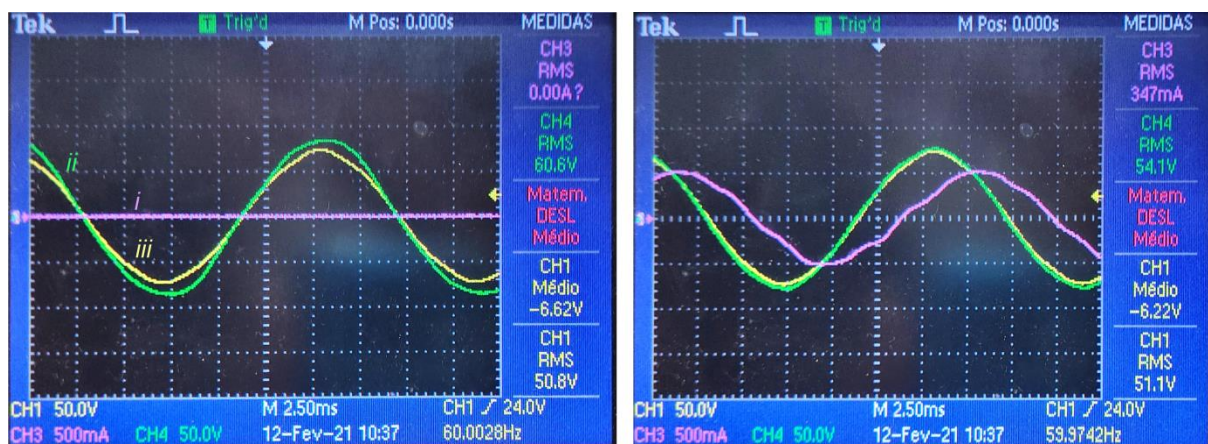
6.2.1 Tensão gerada maior que a tensão da rede.

Nesta condição o resultado esperado é que o inversor se apresente para a rede como capacitor. Partindo do ponto onde temos a onda com módulo e ângulo praticamente iguais, foi então aumentado o valor do módulo da tensão gerada como pode ser visto na figura 26, sendo em (a) desconectados e em (b) após a conexão. O esperado é de que a corrente fique atrasada da tensão, visto que a medição dela considera a energia indo do gerador para a rede, o que nos mostraria a rede absorvendo reativos.

No momento que é realizada a conexão o valor da tensão gerada assume um valor praticamente igual ao da rede, pois a rede, podendo ser considerada um barramento infinito, se impõe sobre a onda que está sendo chaveada. A pequena diferença de valores se dá pelo fato das medições não serem realizadas no mesmo ponto, onde a tensão da rede é medida de um lado do indutor e o valor da fonte chaveada é medido do outro lado do indutor.

Figura 26– Teste em bancada, sincronizado, tensão gerada maior: a) desconectado; b) conectado

i) corrente; ii) tensão gerada; iii) tensão da rede



(a)

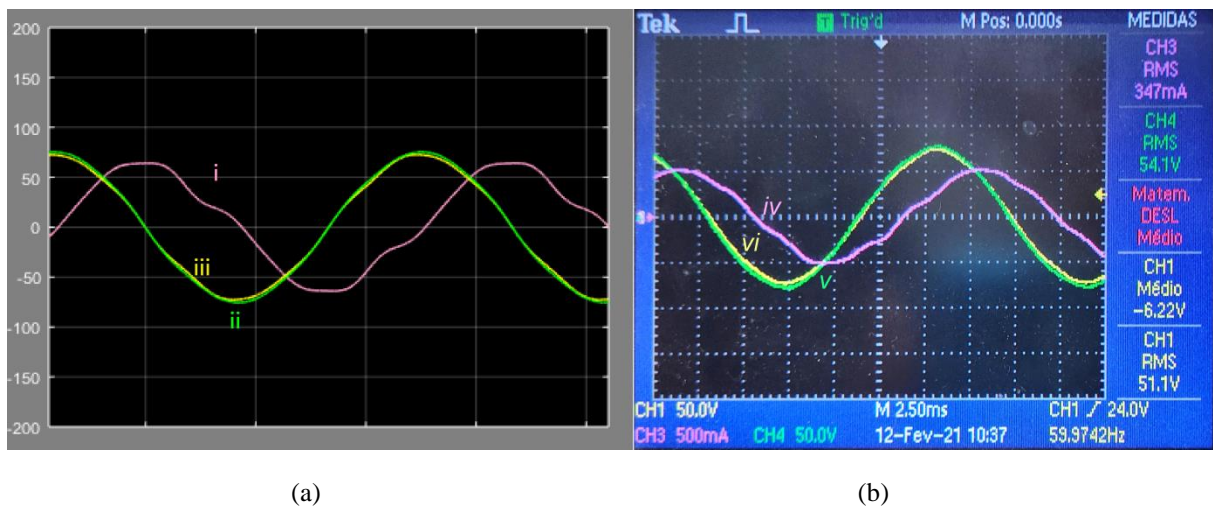
(b)

Fonte: Produção do próprio autor.

A comparação com a simulação pode ser vista na Figura 27, e analisando-as pode ser visto que há uma pequena divergência de magnitude das correntes, onde o valor obtido em bancada apresentou o pico da corrente em aproximadamente 500 mA e o valor simulado em aproximadamente 600 mA. Entretanto, a forma de onda é muito similar. Fica evidente o surgimento de uma corrente atrasada entrando na rede, como esperado.

Figura 27 – Tensão gerada maior: a) simulação; b) teste em bancada

i) corrente multiplicada por 100; ii) tensão gerada; iii) tensão da rede; iv) corrente bancada; v) tensão gerada inversor; vi) tensão rede bancada

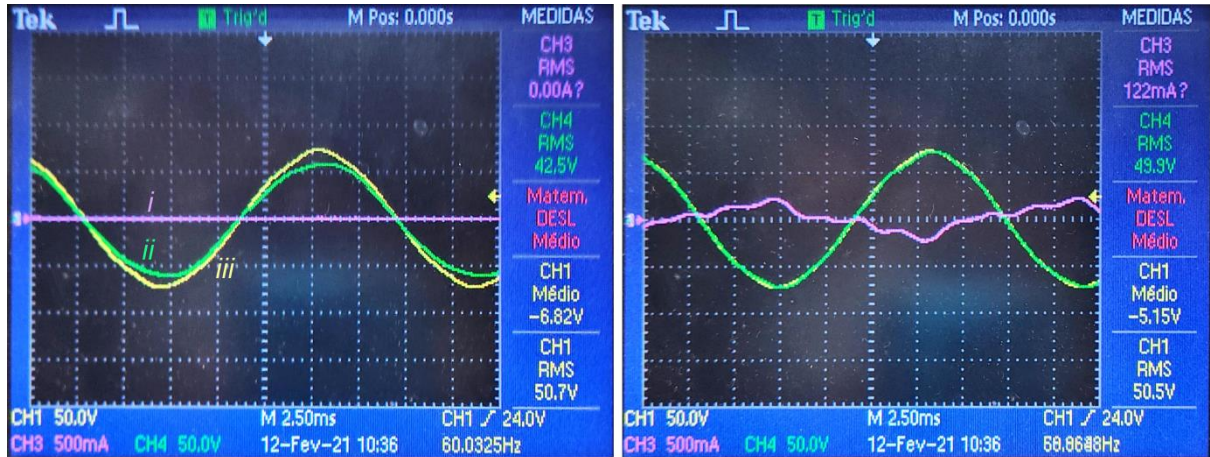


Fonte: Produção do próprio autor.

6.2.2 Tensão gerada menor que a tensão da rede

Foi ajustado o módulo da tensão gerada pelo inversor para um valor menor que o valor da rede, desconectados. O esperado é de que a corrente estivesse adiantada da tensão gerada, indicando que o gerador estaria absorvendo reativos da rede, entretanto este resultado não foi obtido como pode ser visto na Figura 28. O valor obtido em simulação (Figura 29) nos mostra o resultado como esperado. A causa provável da discordância de resultados é o comportamento não linear do indutor do filtro LC, que foi apresentado na seção 5.2. A onda obtida na bancada é visualmente altamente distorcida, com forte conteúdo harmônico

Figura 28 – Teste em bancada, tensão gerada menor: a) desconectado; b) conectado
 i) corrente; ii) tensão gerada; iii) tensão da rede



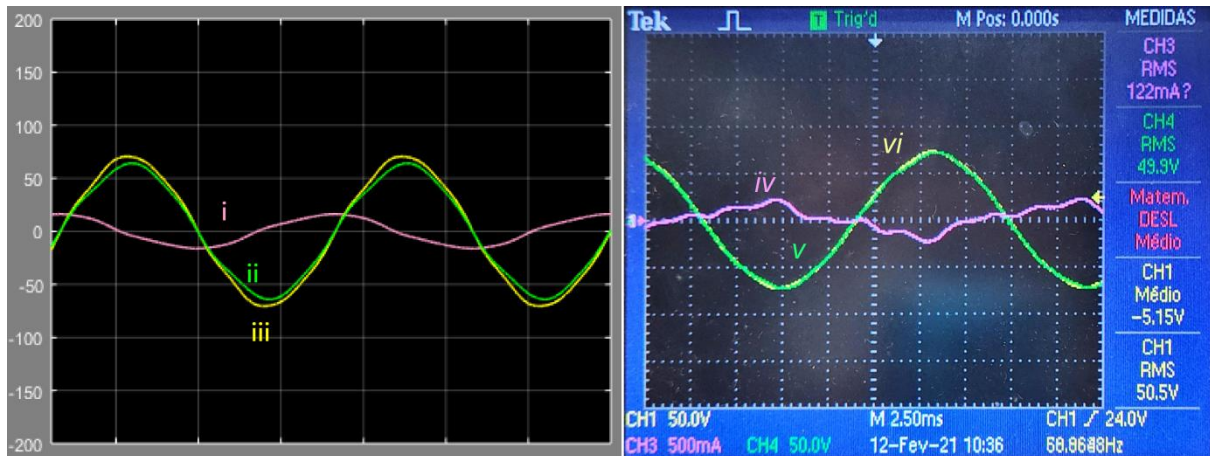
(a)

(b)

Fonte: Produção do próprio autor

Figura 29– Tensão gerada menor: a) simulação; b) teste em bancada

i) corrente multiplicada por 100; ii) tensão gerada; iii) tensão da rede; iv) corrente bancada; v) tensão gerada bancada; vi) tensão rede bancada



(a)

(b)

Fonte: Produção do próprio autor.

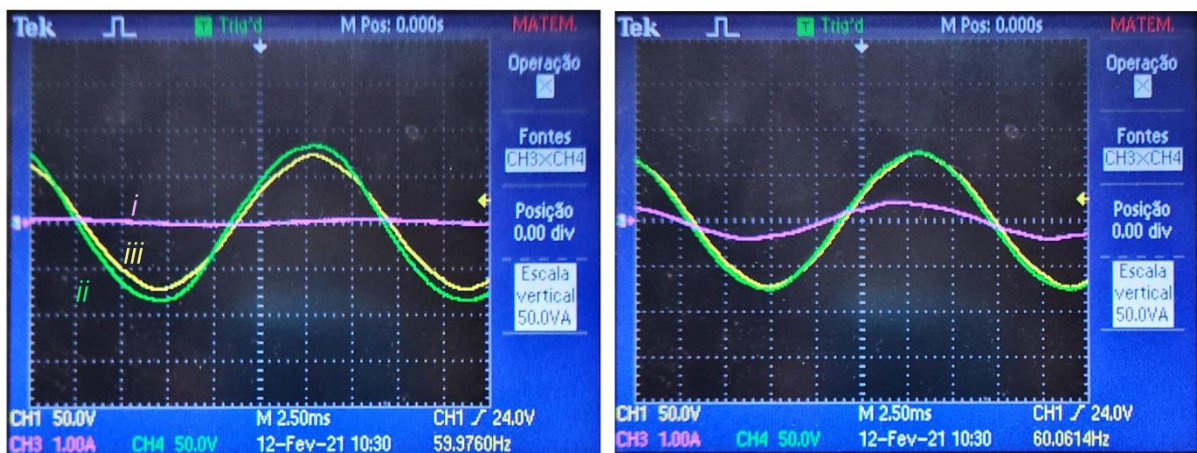
6.3 Conexão com Geração de Tensão Gerada Maior e Defasada

Para análise de fluxo de potência ativa se vê necessário o defasamento entre a onda gerada pelo inversor e a rede elétrica. Para isso foi inserido uma defasagem de $4,8^\circ$ adiantado e atrasado para esta análise, sendo o valor de $4,8^\circ$ apenas um dos múltiplos de ângulos possíveis de se obter pelo código implementado no microcontrolador.

6.3.1 Conexão com defasamento de $4,8^\circ$ adiantado

Foi realizado, então, um adiantamento de $4,8^\circ$ na fase da onda gerada, e em seguida a conexão com a rede, sendo a tensão gerada maior que a da rede (Figura 30). O comportamento esperado, com o defasamento realizado, é o surgimento de uma componente de corrente casada com a tensão, que indicaria o fluxo de potência ativa saindo da fonte chaveada e indo para a rede. Como pode ser visto na imagem (b) da Figura 30, a corrente ficou em uma condição de defasamento maior que a condição de tensões em fase ($\delta = 0^\circ$), o que constata o fato de fluxo de potência ativa sendo fornecida pela fonte controlada. A componente reativa ainda é capacitiva.

Figura 30– Teste em bancada, defasamento de $4,8^\circ$ adiantado e tensão maior: a) desconectado b) conectado
i) corrente; ii) tensão gerada; iii) tensão da rede



(a)

(b)

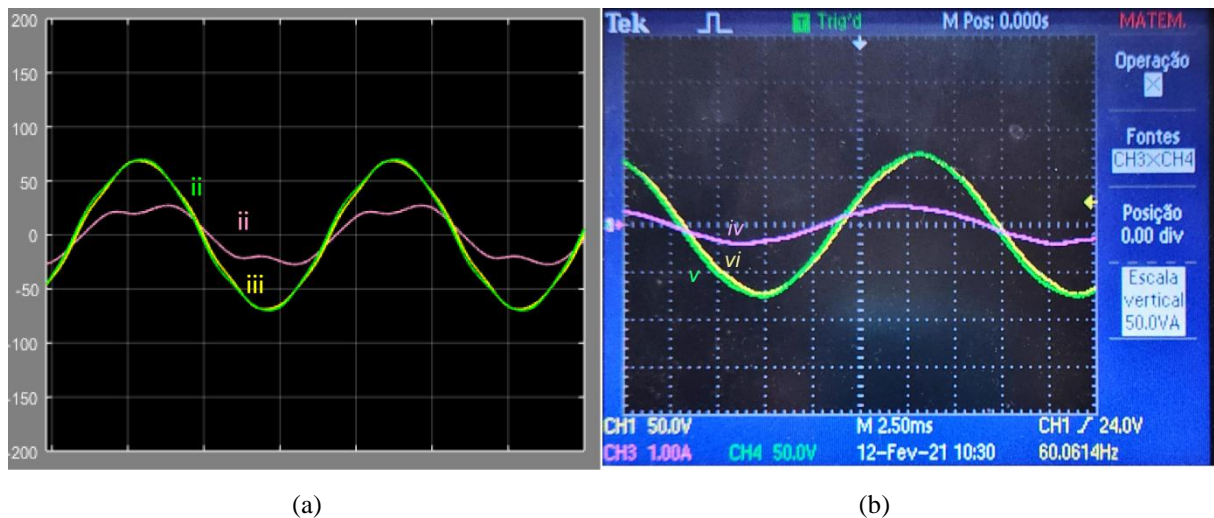
Fonte: Produção do próprio autor.

Comparando o teste em bancada com a simulação realizada, percebemos uma variação no ângulo da corrente como pode ser visto na Figura 31. Esse fator pode estar associado à variação

do conteúdo harmônico gerado pelo filtro LC utilizado, como foi citado no capítulo 5, onde a variação da corrente sobre o indutor varia a distorção causada por ele. Os valores de pico de corrente obtidos foram de aproximadamente 400 mA em bancada e aproximadamente 500 mA em simulação.

Figura 31– Defasamento de $4,8^\circ$ adiantado: a) simulação; b) teste em bancada

i) corrente multiplicada por 50; ii) tensão gerada; iii) tensão da rede; iv) corrente bancada; v) tensão gerada bancada; vi) tensão rede bancada



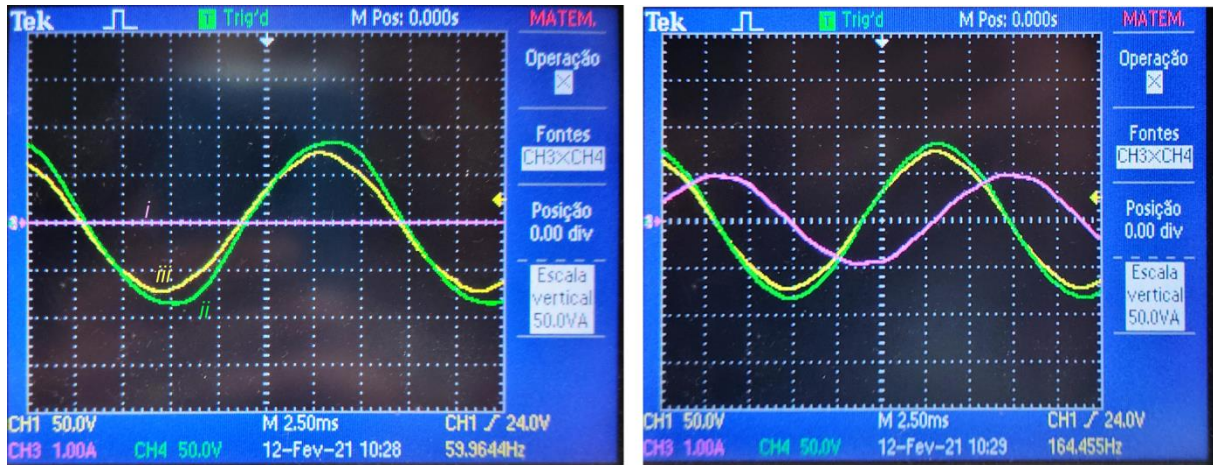
Fonte: Produção do próprio autor

6.3.2 Conexão com defasamento de $4,8^\circ$ atrasado

Nesta etapa foi realizado um defasamento de $4,8^\circ$ atrasado na tensão gerada, e então conectado com a rede, como pode ser visto na Figura 32. Para tal condição, teríamos fonte absorvendo potência ativa, e isso seria indicado por uma corrente defasada de 180° da tensão gerada. Como a onda gerada tem o módulo ligeiramente maior, e devido ao conteúdo harmônico, a corrente não se mostra defasada de 180° , mas ao comparar com as duas outras condições de defasamento (0° e $4,8^\circ$ adiantado), nota-se que esta condição é a que tem o maior defasamento entre a corrente e a tensão da rede, o que nos mostra que está sendo absorvido potência ativa da rede.

Figura 32 – Teste em bancada, defasamento de $4,8^\circ$ adiantado: a) desconectado; b) conectado

i) corrente; ii) tensão gerada; iii) tensão da rede



(a)

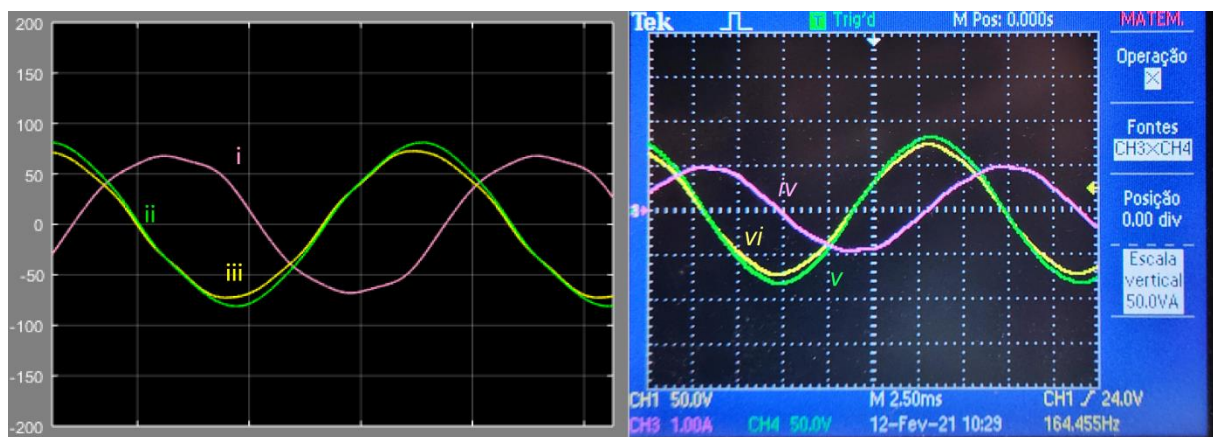
(b)

Fonte: Produção do próprio autor.

Na figura 33 pode ser vista a comparação com a simulação. Os resultados foram próximos, observa-se uma pequena mudança do ângulo da corrente entre eles, mas isso se deve, provavelmente, à distorção gerada pelo filtro. A corrente de pico obtida foi de aproximadamente 1 A para o teste em bancada e 1,3 A para em simulação. Porém, as formas de onda são similares.

Figura 33– Defasamento de $4,8^\circ$ atrasado: a) simulação; b) teste em bancada

i) corrente multiplicada por 50; ii) tensão gerada; iii) tensão da rede; iv) corrente bancada; v) tensão gerada bancada; vi) tensão rede bancada



(a)

(b)

Fonte: Produção do próprio autor

7. CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

7.1 Conclusões

Neste trabalho foi realizado o acionamento de um inversor de frequência monofásico em ponte completa microcontrolado, com o intuito de detectar, sincronizar e conectar com a rede elétrica a fim de realizar testes de transferência de potência.

Foi abordado as configurações de inversores monofásico, em meia ponte e ponte completa, tipos de modulação PWM como largura de pulso único, largura de pulsos múltiplos e largura de pulso senoidal, o método de sincronismo SOGI-QSG-FLL e fluxo de potência com conexão com a rede elétrica.

Se utilizando de sensores e equipamentos fornecidos pelo LEPAC, foi possível, montar uma bancada para realizar os testes de detecção, sincronismo, geração de comando PWM, acionamento do inversor de frequência, conexão à rede e testes de fluxo de potência. Durante os testes em bancada, foi constatado presença de conteúdo harmônico na rede elétrica e no filtro LC utilizado, com o filtro impondo distorções significativas nos testes. Mas, apesar das interferências por conteúdo harmônico, os resultados obtidos através das medições de bancada foram satisfatórios e reforçados com comparações com as simulações realizadas na plataforma Simulink.

7.2 Trabalhos futuros

Como sugestão para trabalhos futuros pode se ressaltar algumas alterações como, acionar um inversor trifásico em vez do monofásico e implementar um laço de controle de forma a não necessitar de ajuste manual de pontos de operação.

8. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AHMED, A. **Eletrônica de Potência**. Tradução Bazán Tecnologia e Linguística; revisão técnica João Antonio Martino – São Paulo: Prentice Hall, 2000.

DIAZ-SEPULVEDA, R; ORNELAS-TELLEZ, F; SANCHEZ, E. N. **Real-time Optimal Tracking Control for a Three-phase Inverter**. World Automation Congress (WAC).2016.

BARROS JUNIOR, O. **Estudo de um combinador linear de fourier aplicado à redes elétricas monofásicas**. 2015. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) –Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória,2015.

FRIZZARIN, F. B. **Arduino: Guia para colocar suas ideias em prática**. São Paulo: CASA DO CÓDIGO, 2016.

GAYITHRI, C.; DHANALAKSHMI, R. **Analysis of power quality on a renewable energy micro grid conversion system with current and power controller**, 2016 International Conference on Advanced Communication Control and Computing Technologies (ICACCCT), 2016, pp. 449-453,

KHERBACHI, A; BENDIB, A; KARA, K; CHOUDER, A, **ARM based implementation of sogi-fl method for power calculation in single-phase power system** 2017 5th International Conference on Electrical Engineering - Boumerdes (ICEE-B), 2017, pp. 1-6,.

MOHAN, N; UNDELAND, T. M. **Power electronics: converters, applications, and design**. John Wiley & Sons, 2007

PEREZ, M; ORTEGA, R; ESPINOZA, R. **Passivity-based PI control of switched power converters, Control Systems Technology**, IEEE Transactions on, vol. 12, no. 6, pp. 881-890, 2004.

RASHID, M. H; RASHID, M. H; RASHID, M. H. **Power electronics: circuits, devices, and applications**. Prentice hall NJ, 1988, vol. 2.

RASHID, M. H; **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. Tradução Carlos Alberto Favato; revisão técnica Antonio Pertence Júnior. – São Paulo: Makron Books, 1999.

RASHID, M. H; **Eletrônica de potência: dispositivos, circuitos e aplicações**. Tradução Leonardo Abramowicz; revisão técnica Carlos Marcelo de Oliveira Stein. – São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2014.

RODRIGUEZ, P; LUNA, A; CANDELA, I; TEODORESCU, R; BLAABJERG, F. *Grid Synchronization for Power Converters using Multiple Second Order Generalized Integrators*. IECON 2008, 34th Annual Conference of IEEE, pp. 755-760, 2008

SALERNO, C. H; CAMACHO, J. R; FILHO, A .S O. **Controle de Velocidade do Motor de Indução Trifásico utilizando Microcontroladores para Aplicações em Baixa Potência**. II seminário nacional de controle e automação. 2003, Página 105 de 313.

SOBRINHO, I. B. **Análise e implementação de um inversor monofásico em ponte completa microcontrolado.** 2012. Projeto de graduação (Graduação em Engenharia Elétrica) – Programa de Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 2012.

SOUSA, A. L. O; DA SILVA, M. M; PIRES, I. A. **Estudo de interferências na alimentação elétrica de motores de indução por inversores de frequência.** e-xacta, Belo Horizonte, v. 5, n.1, p. 159-173. (2012). E-ditora UniBH

STEVENSON, WILLIAM D. **Elementos de análise de sistemas de potência.** 2.ed. São Paulo: McGraw-Hill, 1986

TEODORESCU, R.; LISERRE M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems,** John Wiley & Sons, Ltd.,2011

TIGGEMANN, H. **Análise e desenvolvimento de um inversor monofásico de baixa potência aplicado a sistemas de transporte.** Projeto de graduação(Graduação em Engenharia de Controle e Automação)-Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas, Unidade Integrada Vale do Taquari de Ensino Superior,Lajeado,2008

TORRI, P. J. **Inversor de corrente a transistores com modulação pwm e sua aplicação em fontes ininterruptas de energia.** Dissertação(Mestrado em Engenharia Elétrica), – Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis,1986.


```

pinMode(7,OUTPUT); // OCR4B

pinMode(22,OUTPUT); // reset high no driver do PWM

//-----
pinMode(24,OUTPUT); //portas reservadas para manter o linal lógico do gate da perna 3 do
// inversor em 0

pinMode(26,OUTPUT);
//-----
pinMode(30,INPUT); // DEBOUNCE
pinMode(32,INPUT); // DEBOUNCE2
pinMode(34,OUTPUT); // LED TESTE
//-----
noInterrupts(); // disable all interrupts
// -----seta registradores do pwm no timer 3
TIMSK3 = 0b00000001; // habilita somente interrupção por overflow

TCCR3A = 0b10111000; // portas 5,3 e ativam quando maior; ocr3b = porta 2 seta quando
//menor;
// são as 3 saídas do timer 3

TCCR3B = 0b00010001; // Definido como phase and frequency correct update OCRnx
//on boton, overflow on botton
// pwm. Prescaler = 1
// para os contadores

//----- seta registradores do pwm do timer 4
//TIMSK4 = 0b00000001; // habilita somente interrupção por overflow

TCCR4A = 0b11101000; // OCR4A = pin 6 compara quando MENOR ; OCR4B = pin 7
//compara quando MAIOR; OCR4C = pin 8 compara quando
//maior;
// são as 3 saídas do timer 3

TCCR4B = 0b00010001; // Definido como phase and frequency correct update OCRnx
//on boton, overflow on botton
// pwm. Prescaler = 1

```

```

// para os contadores

ICR3 = 1776;           // com o contador de PWM em 1776 frequência da interrupção
                       //fica em 4507 hz

ICR4 = 1776;
ICR5 = 1776;
interrupts();         // enable all interrupts

//-----setando ADC.
// set prescale to 16
sbi(ADCSRA,ADPS2) ;   // reduzindo resolução do ADC para aumentar a velocidade de
cbi(ADCSRA,ADPS1) ;   // leitura
cbi(ADCSRA,ADPS0) ;
}

// -----programa principal
void loop() {
  digitalWrite(22,HIGH); // comando para alimentar o pino 15 (reset) do inversor. sempre
                        //em nível alto
}
// ----- chamada da interrupção
ISR(TIMER3_OVF_vect) // chama interrupção quando ocorre overflow no timer 3
{
  digitalWrite(22,HIGH); // comando para alimentar o pino 15 (reset) do inversor. sempre
                        //em nível alto

  digitalWrite(24,LOW); // comandos para manter o gate da 3ª perna sempre em low

  Van=analogRead(A3)-300; // offset de 1,55 V ~ 300 na entrada de 0-1024

```

```

//----- ROTINA SOGI-QSG-FLL -----

erro = Van - vAnterior; // computa o erro entre as tensões
normal = (k*omega)/(vAnterior*vAnterior+qvAnterior*qvAnterior); // calcula o valor que
// será utilizado para
// normalizar o ganho
// do FLL

auxiliar3 = (-qvAnterior)*erro*gama*normal; // inicio calculo saida FLL
auxiliar4 += auxiliar3*dT;
if(auxiliar4>380)
    { auxiliar4=380;}
if(auxiliar4<(-380) )
    { auxiliar4 = -380; } // saída do FLL

omega = (auxiliar4+frequenciaBase);
auxiliar = ((erro*k)-qvAnterior)*(omega); // SOGI
vAnterior +=(auxiliar*dT); // vAnterior é o valor desejado de saída
auxiliar2 += vAnterior*dT; //
qvAnterior = (auxiliar2*omega); // calculo do valor em quadratura
// -----FIM ROTIVA SOGI-QSG-FLL
//-----"ring buffer"
saida_buffer[head] = vAnterior; // rotina para armazenar a onda em um
head++; // vetor "circular" e permitir alterar o
tail++; // ângulo
if(head>=max_vetor)
    { head = head - max_vetor;}
if(tail >=max_vetor)
    { tail=tail - max_vetor;}

//----- fim "ring buffer"
botao_1 = digitalRead(30); //botão para deslocar no ringbuffer e defasar a onda
botao_2 = digitalRead(32); // muda o sentido da defasagem (adianta ou atrasa)

```

```

//----- ROTINA DE DEFASAMENTO MANUAL-----
//-----inicio botao o botão de defasagem
if (botao_1 == HIGH && contador_debounce_1 <= 10) { // debouncer para correta
    contador_debounce_1 ++; } // leitura dos botões de
if (botao_1 == LOW && contador_debounce_1 >= 10 ) // entrada
    { contador_debounce_1 =0; // desloca a posição da onda
    if(sentido ==0) // dentro do ring buffer
        { head --; }
    if(sentido ==1)
        { head ++; }
    }
//----- fim botao de defasagem

// ----- início botao de sentido de defasagem
if (botao_2 == HIGH && contador_debounce_2 <= 10) // debouncer
    { contador_debounce_2 ++; }
if (botao_2 == LOW && contador_debounce_2 >=10 ) { // muda o sentido que
    contador_debounce_2 =0; // a onda irá ser deslocada
    if (sentido==1)
        { sentido = 0; }
    else{sentido = 1;}
    }
// ----- fim botao de sentido de defasagem
//----- fim rotina de DEFASAMENTO
// ----- saída dos comandos de PWM
comandoA = saida_buffer[tail]*AMPL+888; // somando 888 pois é 1/2 do valor do
//contador do pwm
OCR3A = comandoA; // pin 5 saída de comando PWM braço1
OCR3B = comandoA; // pin 2 saída de comando PWM braço 2

//----- comando de ocr4a e ocr4b são invertidos em relação a ocr3a e ocr3b
OCR4A = comandoA; // pin 6 PWM braço3// ocr4a e ocr4b são invertidos em
OCR4B = comandoA; // pin 7 PWM braço 4 // relação a ocr3a e ocr3b
} // fim do código

```

