



Instituto Politécnico de Tomar

Escola Superior de Tecnologia de Tomar

Vitor Manuel de Brito Alexandre

Módulo Inversor on-line para aplicações de energia renovável

Projeto

Orientado por: Professor Jorge Guilherme
Doutor Hugo Ribeiro

Projeto
Apresentado ao Instituto Politécnico de Tomar
para cumprimento dos requisitos necessários
à obtenção do grau de Mestrado
em Controlo e Electrónica Industrial;

Resumo

Este projeto surge como continuação de um projeto realizado na Licenciatura em Engenharia Electrotécnica e de computadores, no Instituto Politécnico de Tomar, onde foi iniciado o estudo de um módulo inversor on-line para aplicações de energia renovável.

Este inversor on-line é constituído por uma cascata de dois conversores, que são: conversor Flyback e o conversor Full-Bridge. O conversor Flyback tem um controlo MPPT e tem como função poder entregar o máximo de potência disponível do painel solar ou gerador eólico, na sua saída. Na saída deste, está a entrada do conversor Full-Bridge que possui um controlo em modo de corrente. O conversor Full-Bridge tem como função entregar a energia à rede de forma sinusoidal. Para poder gerar uma saída com uma onda sinusoidal, o controlo deste bloco tem modulação a 3 níveis.

De forma a verificar o correto funcionamento deste sistema, foi inicialmente utilizado um conversor Boost ao invés do Flyback. Após a sua substituição pelo Flyback, o controlo MPPT teve de sofrer algumas alterações a fim de que o sistema funcionasse de forma correta.

Palavras-chave: MPPT, controlo, inversor, fotovoltaico

Abstract

This project is the continuity of a project started at the Bachelor Degree in Electronics Engineering and Computers, at the Polytechnic Institute of Tomar, where the study of an online inverter for renewal energy was started.

This online inverter is composed by a cascade of two converters, which are: a Flyback converter and a Full-Bridge converter. The Flyback converter has an MPPT control and it is used to deliver the maximum amount of power available at the output of a solar panel or wind turbine. The output of this converter, is connected to a Full-Bridge converter which has a current mode control. The Full-Bridge converter is used to deliver the energy to the network as a sinusoidal waveform. In order to generate the sinusoidal waveform, the control for this block has a three level modulation.

To be able to verify the proper behavior of this system, initially was used a Boost converter instead of the Flyback. After the replacement with the Flyback, the MPPT control needde some changes so that the system could work properly.

Keywords: MPPT, PWM, works, inverter, LTSipce

Agradecimentos

Quero agradecer aos meus Orientadores Professor Doutor Jorge Guilherme e ao Doutor Hugo Ribeiro pelas vossas valiosas indicações, sugestões, críticas e correções que contribuíram para o desenvolvimento e conclusão deste trabalho.

Agradeço ao Engenheiro Mauro Santos pelos seus conselhos técnicos na obtenção dos resultados experimentais e que muito contribuíram para o desenvolvimento deste projeto.

Agradeço ao Professor Doutor Paulo Coelho pelas dicas de controlo, ao Zé Carlos e ao Paulo Coutinho pela preciosa ajuda com a escrita deste documento, e a todos os colegas e amigos que alguma forma também contribuíram para a conclusão deste projeto.

Ao Instituto Politécnico de Tomar manifesto apreço pela possibilidade de realização do presente trabalho e por todos os meios colocados à disposição. Agradeço igualmente a excelência da formação prestada e conhecimentos transmitidos, que foram úteis para esta dissertação.

Índice Geral

Resumo	v
Abstract	vii
Agradecimentos	ix
Índice Geral	xi
Índice de Figuras	xiii
Índice de Quadros	xvii
Lista de abreviaturas e siglas	xix
Lista de símbolos	xxi
1-Introdução	1
1.1 - Contexto e Motivação	3
1.2-Objetivos do projeto	3
1.3 -Organização da dissertação	3
1.4-Estado da Arte	4
1.4.1- Caraterísticas dos equipamentos	5
2 – Topologia do inversor.....	9
2.1 – Enquadramento.....	10
3- Desenvolvimento do módulo de potência inversor on-line de 200W	19
3.1- Gerador eólico	19
3.4 – Conversor boost.....	20
3.1- Conversor Flyback	24
3.1.1 – Dimensionamento do Transformador	27
3.1.2 – Dimensionamento do <i>Snubber</i>	31
3.1.3- Controlo MPPT do Conversor Flyback.....	33
3.2– Conversor Full-Bridge.....	44
3.2.1 - Controlo do Full-Bridge	50
3.3– Alimentação do Circuito de controlo	73

4- Recolha de dados	75
4.1– Introdução	75
4.2 - Dados do Conversor Fyback.....	79
4.3 – Dados Conversor Full-Bridge	85
5- Conclusão	91
6 - Referencias	93

Índice de Figuras

Figura 1 – Painéis Fotovoltaicos [10].	1
Figura 2 - Gráfico da repartição por tecnologias de Portugal em 2013 [2].	2
Figura 3 - Locais onde se situam os aerogeradores eólicos [3].	2
Figura 4 - O (a) diagrama de blocos e (b) esquemática de proposta fotovoltaica conversor módulo integrado[4].	4
Figura 5 - Micro-inversor monofásico conectado a rede com topologia em ponte completa com transformador de alta frequência [5].	5
Figura 6 - Painel Fotovoltaico [11].	6
Figura 7 -Caraterísticasdo painel Fotovoltaico [11].	6
Figura 8 - Gerador eólico de 200W [10].	7
Figura 9 - Características do Gerador eólico [10].	7
Figura 10 – Diagrama do inversor a proposto.	9
Figura 11 -Circuito de potencia e de controlo do inversor.	10
Figura 12 - PWM a três níveis.	11
Figura 13 - Conversor Full-Bridge.	11
Figura 14 – Configuração da ponte completa quando T1 e T2 estão ligados.	12
Figura 15 - Ponto onde são ligados os ransistores T1 e T2 e são desligados os transistores T4 e T3.	13
Figura 16 - ConFiguração da ponte completa quando T4 e T2 estão ligados.	13
Figura 17 -Ponto onde são ligados os transistores T4 e T2 e são desligados os transistores T1 e T3.	14
Figura 18 - Configuração da ponte completa quando T4 e T3 estão ligados.	14
Figura 19 -Ponto onde são ligados os transistores T3 e T4 e são desligados os transistores T1 e T2.	15
Figura 20 - Configuração da ponte completa quando T4 e T2 ou T1 e T3 estão ligados.	16
Figura 21 - Ponto onde são ligados os transistores T4 e T2 e são desligados os transistores T1 e T3.	16
Figura 22–Ponto do máximo de potência do MPPT [6].	17
Figura 23 - Circuito de comparação do sinal MPPT.	21
Figura 24 - Circuito Simplificado do controlo MPPT.	21
Figura 25 – a) Conversor Buck-Boost b) conversor Flyback	25
Figura 26 - Snubber	32
Figura 27 - Sensor de corrente.	34
Figura 28 - Condensador de entrada.	35
Figura 29 - Oscilador LM555.	36
Figura 30 - Detetor de Flaco com uma montagem Push-Pull.	37
Figura 31 - Esquema no simulador LTSpice.	38
Figura 32 - Resultado da simulação do circuito.	38
Figura 33 - Circuito Deboo Integrater.	40
Figura 34 - Circuito de simulação do beboo Integrater.	41

Figura 35 - Resultado da simulação.....	41
Figura 36 - Circuito do MPPT.	42
Figura 37 - Comparador no qual pretende-se comparar a corrente com o sinal MPPT.	43
Figura 38 - Circuito retificador de onda positiva.....	44
Figura 39 - Montagem Push-Pull.....	44
Figura 40 - Bobine ligado à rede elétrica.	45
Figura 41 - Ripple da corrente.....	45
Figura 42 - Sensor de corrente.....	51
Figura 43 - Características do sensor de corrente.....	51
Figura 44 - amplificador não inversor.....	52
Figura 45 - Comparador Histerese.....	53
Figura 46 - Onda positiva.....	54
Figura 47 - Sinal B.	55
Figura 48 - Esquemático do circuito que implementa os estados (Tabela 3).	56
Figura 48 - Esquemático do circuito que implementa os estados (Tabela 3).	56
Figura 49 - Esquema de simulação do controlo.....	57
Figura 50 - Resultado da simulação do circuito da Figura 24.....	57
Figura 51 - Correntes no condensador.....	58
Figura 52 - Diagrama de bloco do condensador.....	61
Figura 53 - Esquema de blocos do controlo.	62
Figura 54 - Esquema de blocos em Relação à corrente.....	62
Figura 55 - Esquema de blocos em relação à referencia.....	63
Figura 56 - Fator de amortecimento em função da frequência para diferentes atenuações a.....	67
Figura 57 - Diagrama de Bode.....	69
Figura 58 - Controlador proporcional integral.....	70
Figura 59 - Ligação dos drivers no conversor Full-Bridge.....	71
Figura 60 – O driver isolado.....	72
Figura 61 - Ponte entre os dois sinais e cada driver.....	72
Figura 62 - Circuito de alimentação de todo o controlo e Vreferencia.....	73
Figura 63 - Aspecto da placa do controlador.....	75
Figura 64 – Esquemático do circuito do MPPT.....	77
Figura 65 - Formas de onda de tensão e corrente com o conversor a operar em modo descontinuo.....	79
Figura 66 - Conversor Flyback a funcionar em modo contínuo.....	80
Figura 67 – Sinais de entrada do deboo Integrater.....	81
Figura 68 - Sinais de saída do deboo Integrater.....	81
Figura 69 -Sinal de saída do AD633.....	82
Figura 70 -Sinais dos interruptores electronicos.....	82
Figura 71 - Sinais clock1 e clock2.....	83
Figura 72 – Zoom dos sinais clock1 e clock2.....	84

Figura 73 - Sinal de saída do MPPT.	84
Figura 74 - Sinal que sai do Lm311 e vai para a gate do mos.	85
Figura 75 - Sinais de entrada do PI.	85
Figura 76 - Sinais de entrada do multiplicador.	86
Figura 77 - Sinais que vem do AD633 e do sensor de corrente.	87
Figura 78 - Os dois sinais A e B.	87
Figura 79 - Os dois sinais que vão para os drivers.	88
Figura 80 - Sinal de saída do conversor Full-Bridge.	88
Figura 81 - Aspecto da placa com o controlo.	95
Figura 82 - Esquemático do controlo do Full-Bridge e conversor Flyback.	96
Figura 83 - Esquemático dos Drivers.	97

Índice de Quadros

Tabela 1 - Quadro da relação entre os dois sinais de controlo e a corrente com a tensão na rede.....	17
Tabela 2 - Relação entre o sinal MPPT e a tensão no condensador na saída do Flyback	18
Tabela 3 - Tabela de estados.....	55
Tabela 4 -Tabela de estado do T1.....	55
Tabela 5 - Tabela de estado do T3.....	56

Lista de abreviaturas e siglas

PWM - Modulação por largura de impulso

PI - Proporcional Integral

MPPT - Procura do Ponto de Potência Máxima "*Maximum Power Point Tracker*"

D - Fator de ciclo

Lista de símbolos

N - Número de espiras

r - razão de transformação

K_u - Fator de utilização da janela de cobre

J - Densidade de corrente no fio

S'_{cu} - Seção do fio

Ω – Ohm

1-Introdução

Nos dias de hoje a necessidade de obter energia de uma forma limpa sem prejudicar o meio ambiente tem vindo a aumentar, muito por causa da poluição mas também devido ao aumento da população mundial e das suas necessidades. As energias renováveis tem vindo a dar uma ajuda ao desenvolvimento energético às populações em geral colocando energia elétrica em locais onde seria muito dispendioso usando a forma tradicional.

De modo a reduzir o consumo das famílias portuguesas sem que este necessite de gastos desnecessários com as licenças, foi criado um decreto-lei sobre o autoconsumo [1], no qual vai permitir, que cada família possa instalar para produção energia com um autoconsumo inferior a 1.5KW. Cada família poderá instalar até seis painéis fotovoltaicos para autoconsumo (Figura 1), desta forma os gastos com a energia, podem ser reduzidos [1].

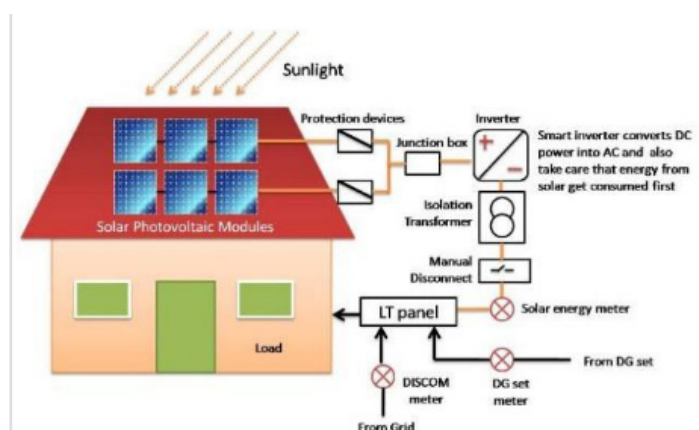


Figura 1 – Painéis Fotovoltaicos [10].

Em alternativa à energia fotovoltaica existe a energia eólica (Figura 3), no entanto, esta apresenta alguns aspetos menos favoráveis: zumbido (poluição sonora e ambiental) restrições no local de instalação, etc. Além de precisarem de mais espaço devido às hélices, não é possível colocar em todo o lado. O vento é mais constante à beira-mar e nos montes,

como mostra a Figura 3. A energia eólica tem vindo a espalhar-se ao longo do país (Figura 3) no qual já detém cerca de 49.6% da energia produzida em Portugal (Figura 2).

Repartição por tecnologia da energia comercializada pela EDP Serviço Universal em 2013

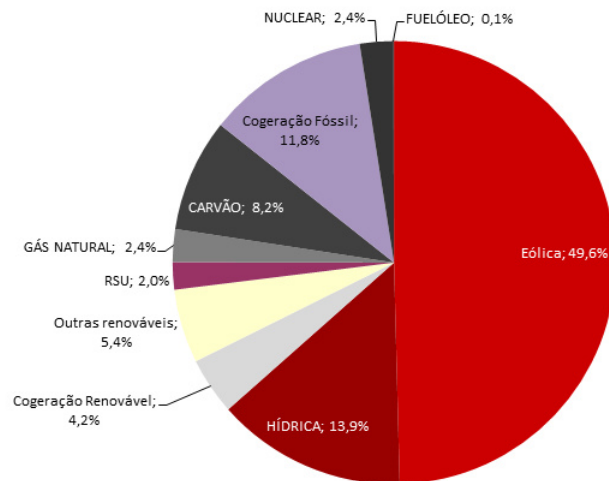


Figura 2 - Gráfico da repartição por tecnologias de Portugal em 2013 [2].



Figura 3 - Locais onde se situam os aerogeradores eólicos [3].

1.1 - Contexto e Motivação

O aumento da poluição e diminuição das reservas de petróleo (fonte de energia mais utilizada ao nível mundial), tem levado muitas empresas a procurarem outras formas de energia mais duradouras. As energias renováveis tem a particularidade de serem inesgotáveis e ao mesmo tempo terem um impacto reduzido no ambiente.

No entanto o rendimento dos painéis fotovoltaicos ainda é relativamente mais baixo do que o da energia eólica. Para que se tenham bons rendimentos em ambos os sistemas é necessário a procura do ponto de potência máximo (MPPT). O MPPT possibilita que tanto o painel fotovoltaico como o gerador eólico consiga funcionar sempre no ponto de potência máximo, permitindo assim a sua otimização.

1.2-Objetivos do projeto

Neste projeto pretende-se construir um módulo inversor online modular de 200W para ligar a painéis fotovoltaicos ou um gerador eólico, com ligação à rede elétrica de modo a otimizar os consumos de uma habitação. Os objetivos pretendidos são:

- Estudo de topologias de inversores online, seleção da mais adequada e seu projeto e desenvolvimento.
- Desenvolvimento de um módulo de potência inversor online de 200W.
- Projeto e construção de um módulo experimental.

1.3 -Organização da dissertação

A presente tese é composta por seis capítulos, sendo o primeiro capítulo a introdução. No segundo capítulo, é feito o enquadramento do trabalho, referindo as características dos painéis/geradores com que este projeto pode trabalhar.

No terceiro capítulo, é efetuado o desenvolvimento do conversor, no quarto capítulo, são apresentados os resultados.

No quinto capítulo são feitas as conclusões de todo o trabalho desenvolvido, e no sexto capítulo estão as referências.

1.4-Estado da Arte

Nos dias atuais e com a evolução das tecnologias, nomeadamente PIC (Controlador de Interface Programável) e FPGA (Field Programmable Gate Array), os inversores tem cada vez mais funções, tais como estarem ligados à internet para que o utilizador possa ver comodamente em casa a quantidade de energia que está a produzir. Entre as atuais topologias utilizadas neste tipo de inversores, há inversores que tentam ter menos perdas durante as comutações (Figura 4), ou seja, de que as perdas de comutações sejam menores. Estas perdas são normais em todos os inversores. Para podermos reduzir estas perdas convém ter o menor número de dispositivos de comutação possível.

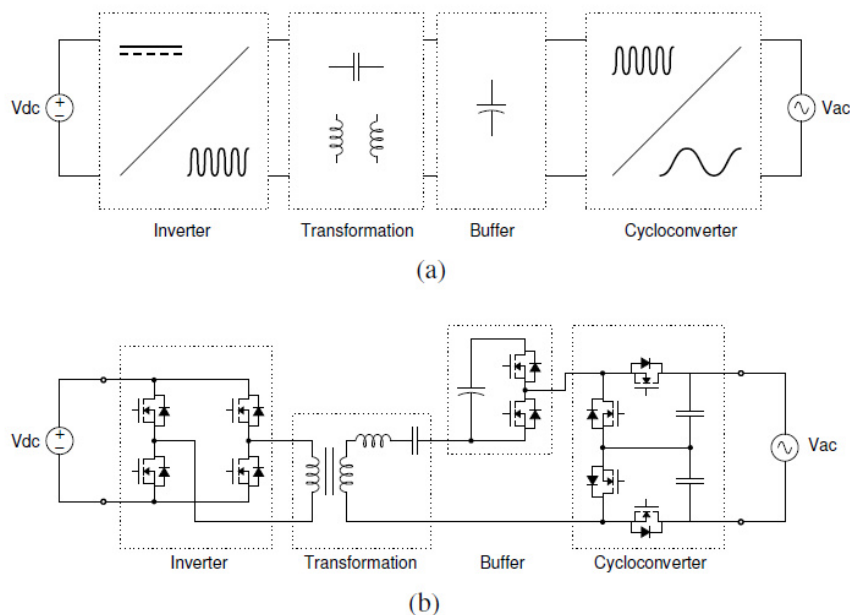


Figura 4 - O (a) diagrama de blocos e (b) esquemática de proposta fotovoltaica conversor módulo integrado[4].

Existem também inversores que na sua saída, utilizam um filtro, o qual é dimensionado com uma frequência de corte 10% abaixo da frequência de comutação, mas isso não tem influência no seu rendimento. Utiliza um conversor em ponte na entrada com quatro

mosfet o que faz com que as quedas de tensão totais nos dispositivos sejam mais elevadas e assim o rendimento mais baixo (Figura 5).

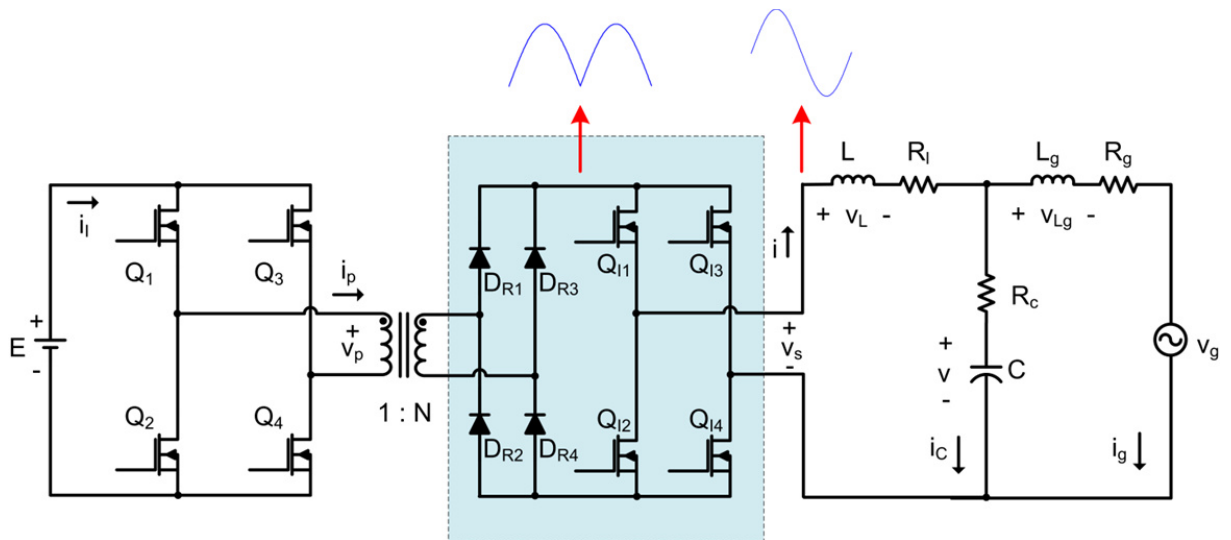


Figura 5 - Micro-inversor monofásico conectado a rede com topologia em ponte completa com transformador de alta frequência [5].

1.4.1- Características dos equipamentos

Este inversor, vai poder funcionar com dois tipos de equipamentos, painel fotovoltaico e gerador eólico ambos de 200W cada.



Figura 6 - Painel Fotovoltaico [11].

Na Figura 6, está representado um painel fotovoltaico. Este painel fotovoltaico consegue gerar energia elétrica a partir dos raios solares até uma potência máxima gerada de 200W e conforme se pode observar na Figura 7, corresponde a uma tensão contínua de 23.9V e corrente de 8.37A

mono painel solar folha de dados								
mono painel solar modelo	Power(wp)	célula solar array	Tamanho: mm (l x w x h)	vmp (v)	imp (a)	voc (v)	isc (a)	certificados
Hspv200wp-125-72m	200 w	72pcs(6x12)	1580x808x40	36.7	5.45	44.8	5.71	Ce, tuv, cec
Hspv200wp-156-48m	200 w	48pcs(6x8)	1320x992x35	23.9	8.37	29.0	9.08	Ce, tuv, cec
Hspv230wp-156-60m	230 w	60pcs(6x10)	1640x992x40	29.6	7.77	36.4	8.29	Ce, tuv, cec
Hspv235wp-156-60m	235 w	60pcs(6x10)	1640x992x40	29.7	7.91	36.5	8.47	Ce, tuv, cec
Hspv240wp-156-60m	240 w	60pcs(6x10)	1640x992x40	29.8	8.05	37.0	8.61	Ce, tuv, cec
Hspv245wp-156-60m	245 w	60pcs(6x10)	1640x992x40	29.9	8.19	37.2	8.77	Ce, tuv, cec
Hspv250wp-156-60m	250 w	60pcs(6x10)	1640x992x40	30.0	8.33	37.4	8.83	Ce, tuv, cec

Figura 7 -Carateristicasdo painel Fotovoltaico [11].

O gerador eólico (Figura 8) funciona com o deslocamento do vento. Este gerador consegue gerar uma tensão alternada que varia entre 12 a 24V. Ao contrário do painel fotovoltaico

que tem uma saída em corrente contínua, este por sua vez tem uma corrente alternada, a frequência depende da rotação, sendo necessário um retificador na saída.



Figura 8 - Gerador eólico de 200W [10].

modelo	Agnel- 200
poder avaliado	24/12v
diâmetro do rotor	1.44m
Start- up a velocidade do vento	2m/s
corte na velocidade do vento	3m/s
velocidade nominal do vento	8m/s
furing tipo	mecanismo
avaliado taxa de giro	450r/m
gerador de forma de trabalho	magnética de saturação
lâminas de material	plástico de engenharia
cabre guy tower altura	8m
sugeriu a capacidade da bateria	12v150ah 2 peças
combinado inversor tipo	onda senoidal

Figura 9 - Características do Gerador eólico [10].

2 – Topologia do inversor

O inversor que se pretende implementar (Figura10), tem como objetivo a redução de componentes de potência bem como nomeadamente a nível de comutação.

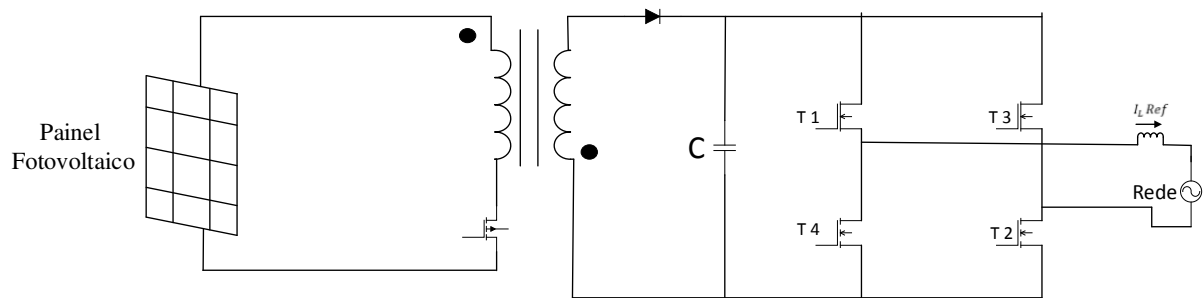


Figura 10 – Diagrama do inversor a proposto.

Este inversor, é composto pela cascata de dois conversores: um conversor Flyback e um conversor em ponte. O conversor Flyback irá utilizar a potência disponível no painel e gerar uma tensão de 400V que irá alimentar o conversor em ponte. O conversor em ponte tem como função injectar corrente na rede usando uma modulação a três níveis de modo a ter na saída uma corrente o mais sinusoide possível (Figura 11).

O conversor Flyback tem 3 tipos de controlo, sendo um deles o controlo MPPT. Este controlo irá necessitar de duas informações importantes que são: a amostragem da tensão e da corrente no painel. Com base nestas duas amostragens é determinada a referência de tensão do painel, V_{Pref} , ou seja, a tensão para a qual a potência é máxima. Esta referência por sua vez é utilizada no controlo não linear do Flyback de modo a que este controle a tensão de entrada.

O circuito de controlo é composto por três controladores: dois não lineares (histeréticos) que controlam a tensão de entrada e a corrente na bobina de saída, e um controlador linear que controla a tensão no barramento DC de 400V.

Os controladores de histerese (não lineares) são estáveis desde que existam condições para gerar estados em torno da referência (ou seja "oscilar em torno da referência") o que se garante estudando a dinâmica das variáveis. Para o controlador linear é necessário

recorrer à teoria de sistemas para estudar a estabilidade (diagramas de Bode, margem de fase, pólos e zeros...)[6]

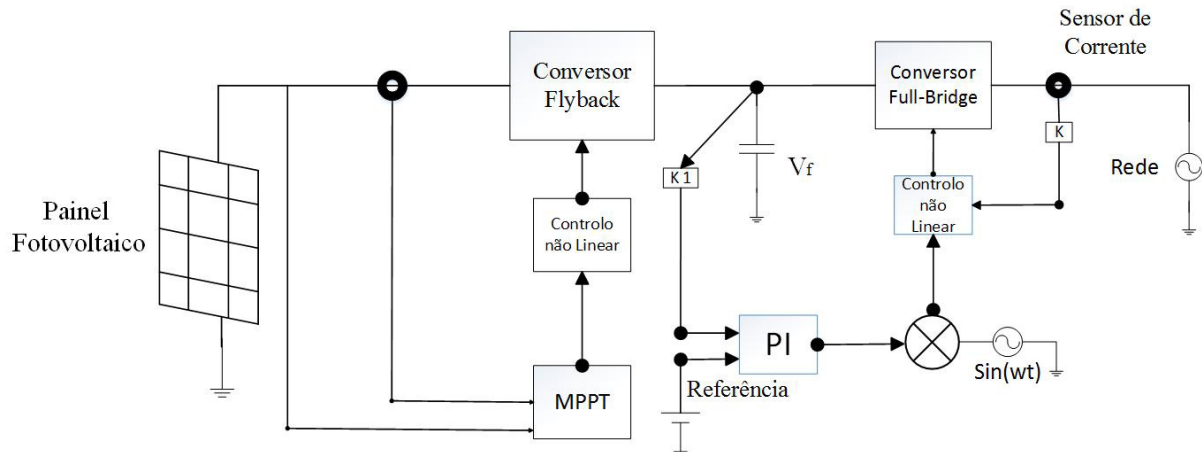


Figura 11 -Circuito de potência e de controlo do inversor.

2.1 – Enquadramento

Este inversor usa uma modulação a três níveis (Figura 12). As vantagens de usar este tipo de modulação a três níveis são:

- Forma da onda de tensão de saída com baixa distorção harmónica.
- Baixa derivada dv/dt em cada comutação, reduzindo problemas de compatibilidade eletromagnética (EMC).
- Corrente de alimentação apresenta baixa distorção.
- Operação com baixas frequências de comutação nos semicondutores, o que resulta num aumento da eficiência do conversor devido às baixas perdas de comutação.

De modo a obter uma corrente de saída sinusoidal em fase com a rede e com uma modulação a três níveis utilizou-se um conversor em ponte completa (Figura 13).

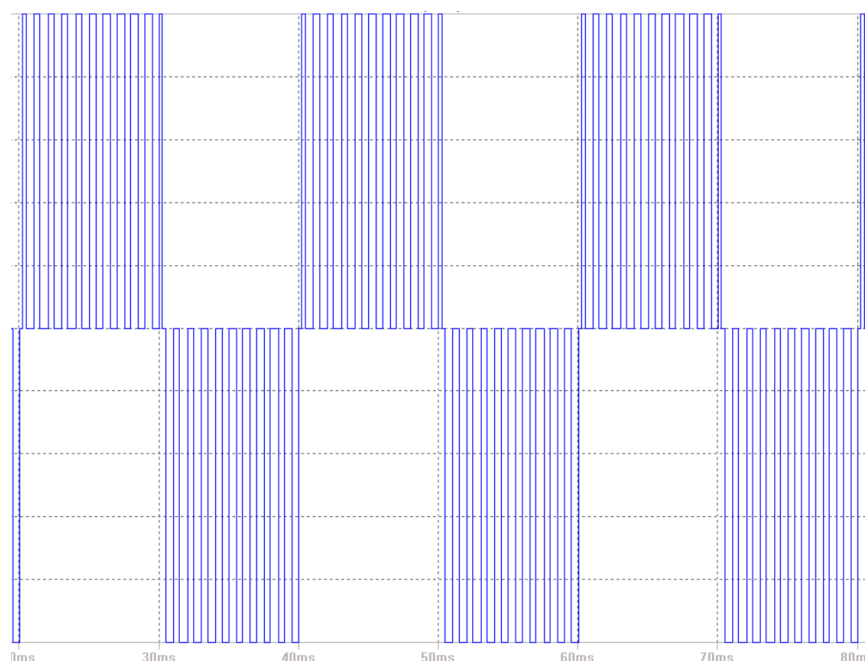


Figura 12 - PWM a três níveis.

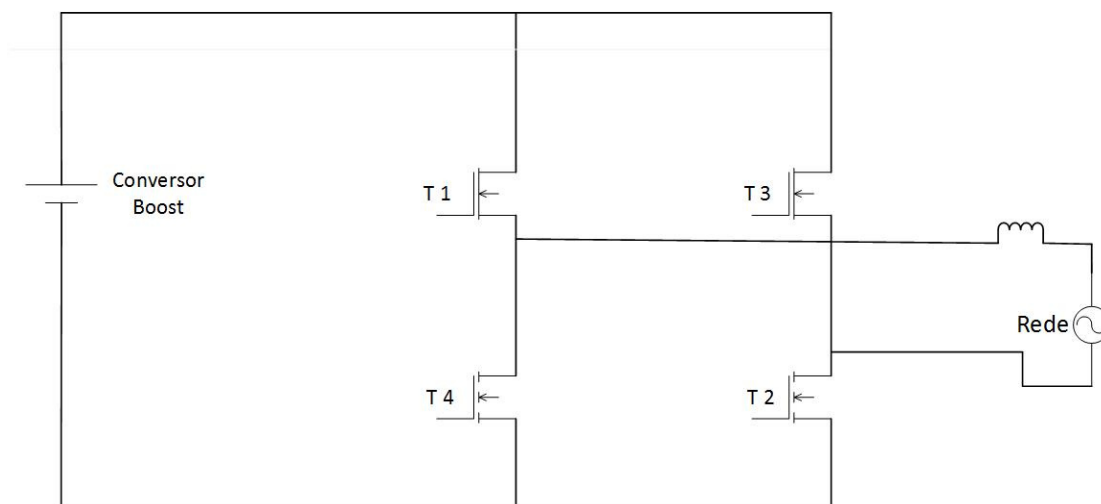


Figura 13 - Conversor Full-Bridge.

Para que a corrente de saída do inversor acompanhe a tensão da rede é preciso que o conversor full-bridge esteja em fase com a rede. Pretende-se ter dois sinais de controlo (A e B) que tanto podem estar a 1 ou a 0, consoante o valor da corrente injetada, (está a “1” quando T1 e T2 estão ligados se está a “0” quando T4 e T2), as linhas vermelhas sinalizam os mosfet que estão ligados nas Figuras seguintes.

A Figura 14 mostra, que quando a corrente que pretendemos introduzir na rede sobe até ao limite superior da banda de histerese, quando a onda é positiva, são ligados os dois interruptores T1 e T2 e são desligados T3 e T4, para que essa mesma corrente comece a baixar (Figura 14 e Figura 15).

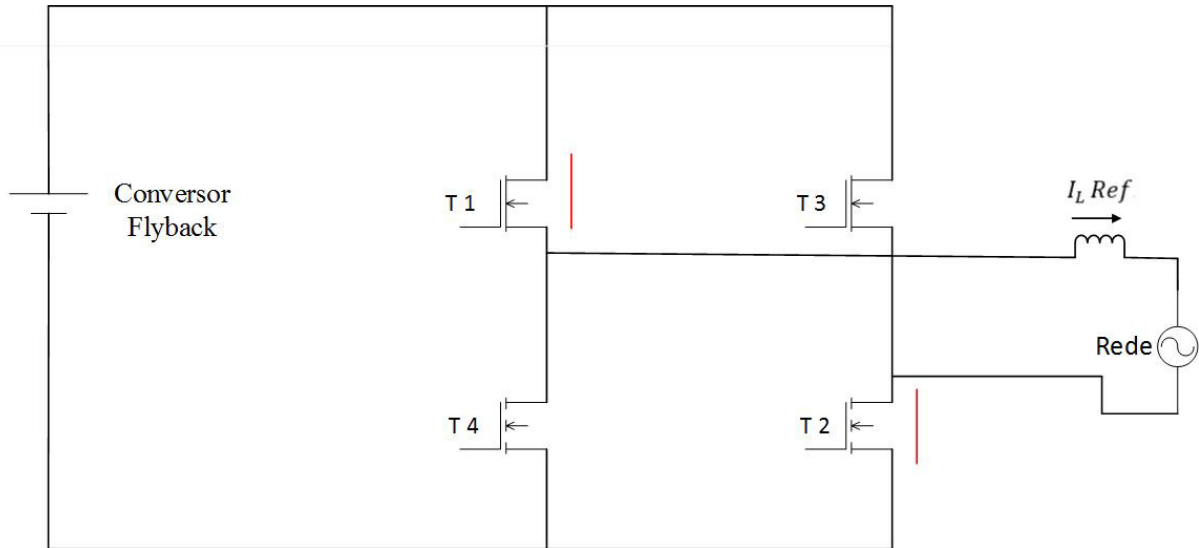


Figura 14 – Configuração da ponte completa quando T1 e T2 estão ligados.

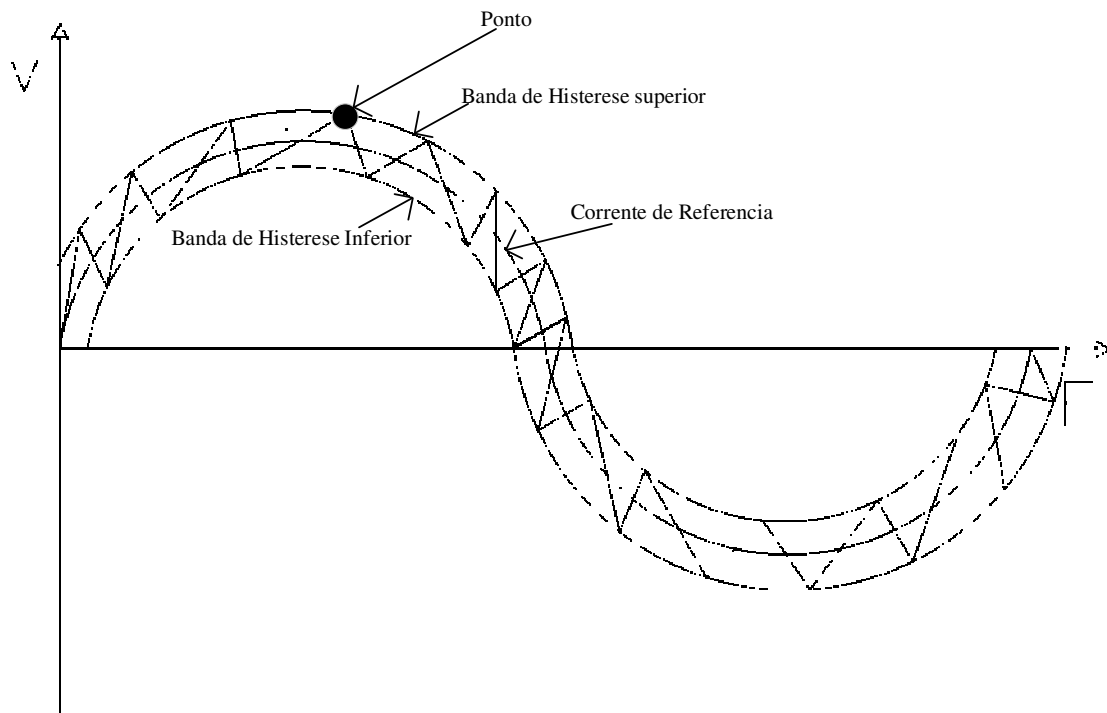


Figura 15 - Ponto onde são ligados os transistores T1 e T2 e são desligados os transistores T4 e T3.

Quando a corrente que pretendemos introduzir na rede sobe até ao limite inferior da banda de histerese, e quando a onda é positiva, são ligados os dois interruptores T4 e T2 e são desligados T1 e T3, para que essa mesma corrente comece a subir (Figura 16 e Figura 17).

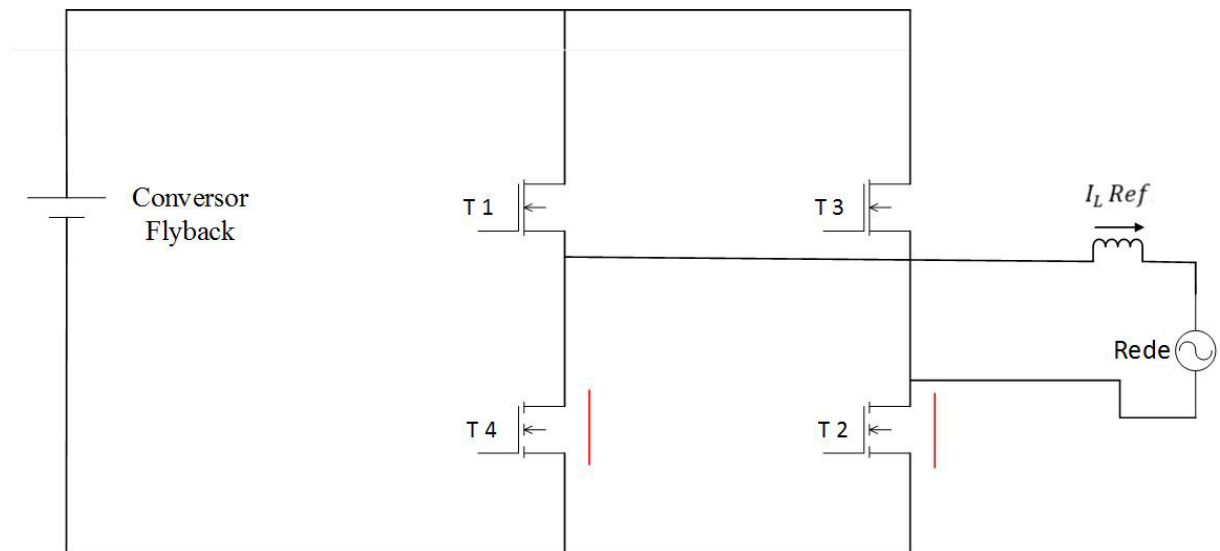


Figura 16 - ConFiguração da ponte completa quando T4 e T2 estão ligados.

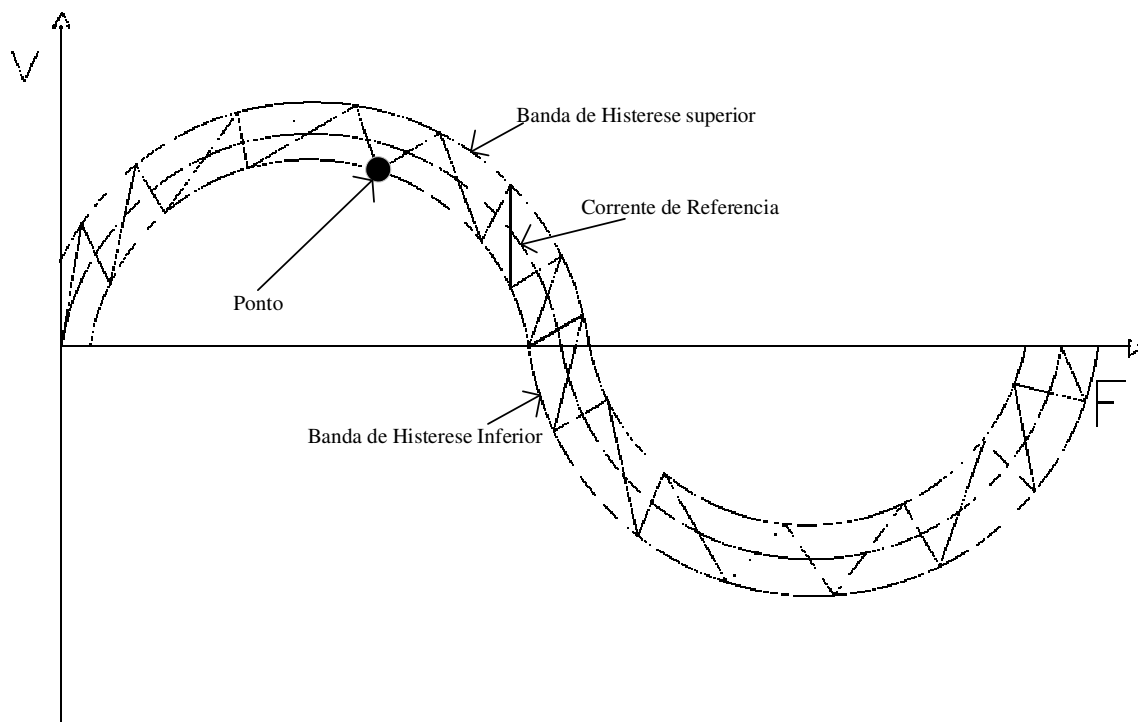


Figura 17 -Ponto onde são ligados os transistores T4 e T2 e são desligados os transistores T1 e T3.

Quando a corrente que pretendemos introduzir na rede sobe até ao limite superior da banda de histerese, e quando a onda é negativa, são ligados os dois interruptores T3 e T4 e são desligados T1 e T2, para que essa mesma corrente comece a descer (Figura 18 e Figura 19).

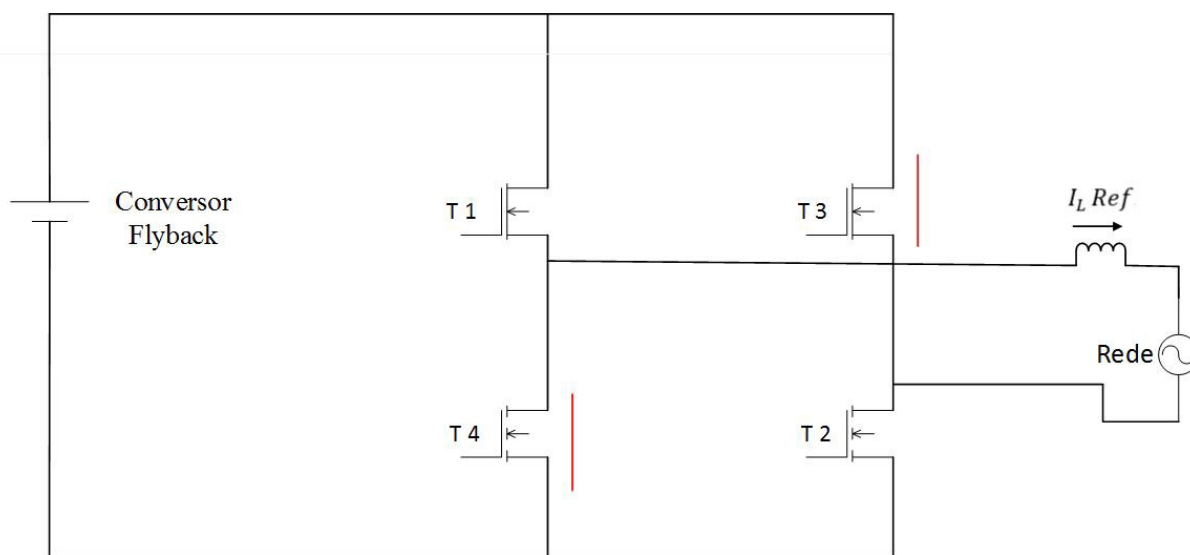


Figura 18 - Configuração da ponte completa quando T4 e T3 estão ligados.

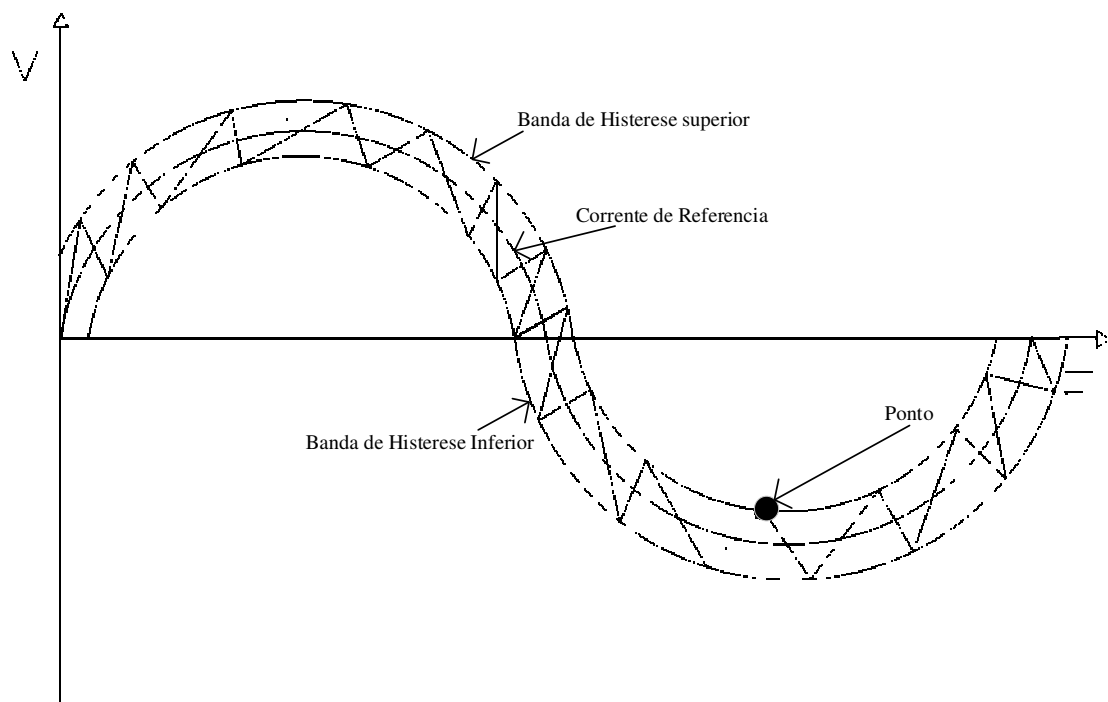


Figura 19 -Ponto onde são ligados os transistores T3 e T4 e são desligados os transistores T1 e T2.

Quando a corrente que pretendemos introduzir na rede sobe até ao limite inferior da banda de histerese, e quando a onda é negativa, são ligados os dois interruptores T4 e T2 e são desligados T1 e T3, para que essa mesma corrente comece a subir (Figura 20 e Figura 21).

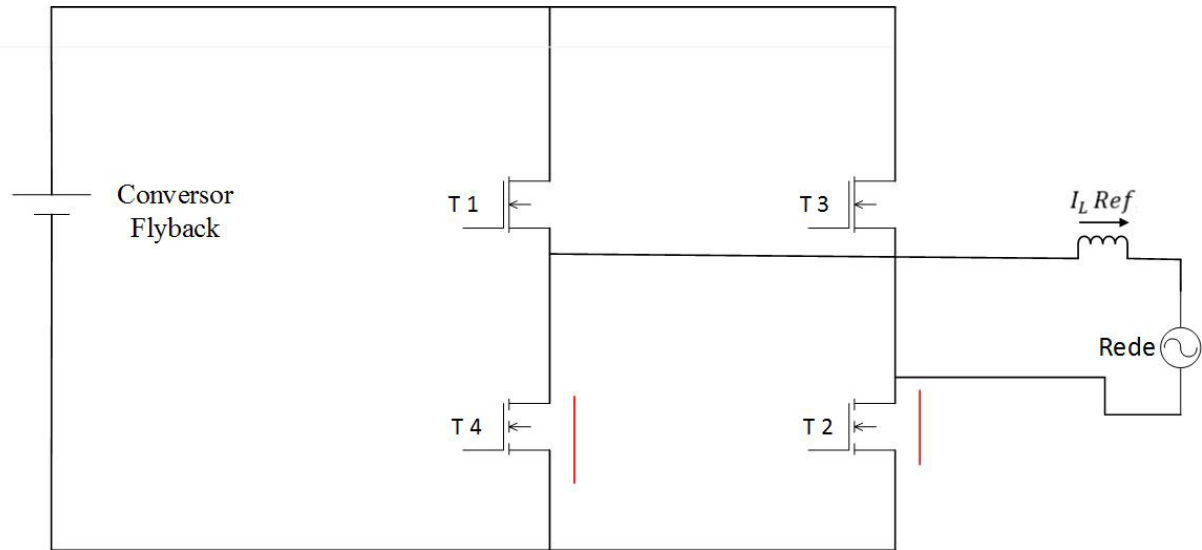


Figura 20 - Configuração da ponte completa quando T4 e T2 ou T1 e T3 estão ligados.

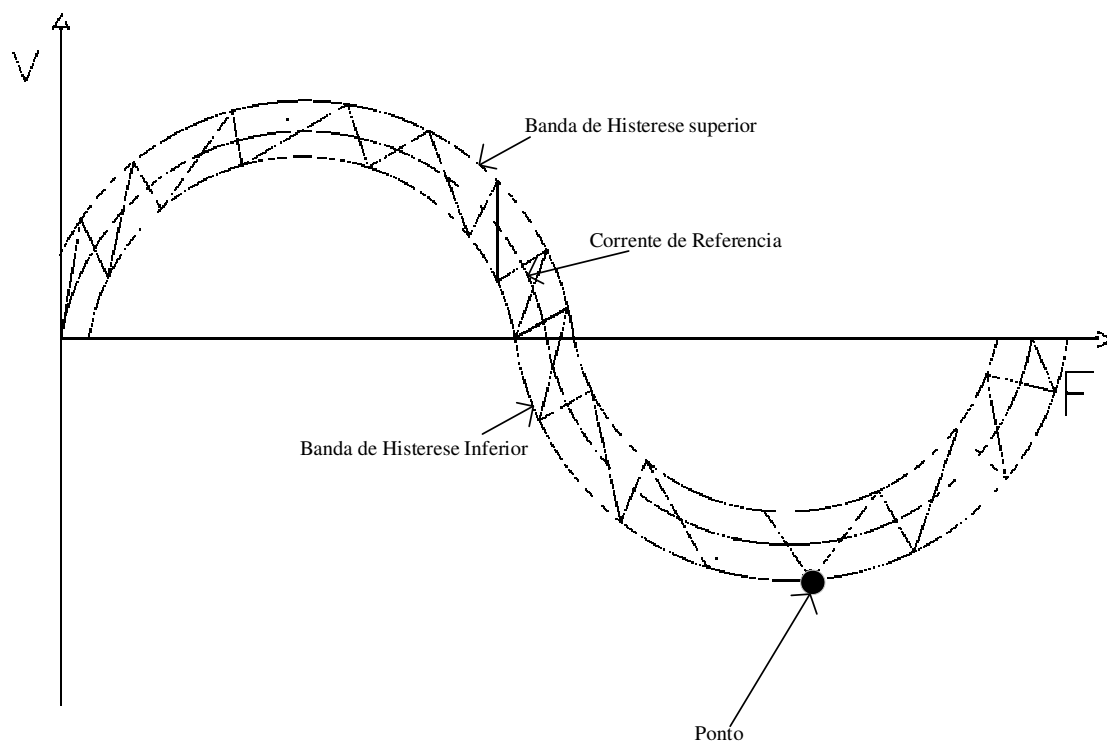


Figura 21 - Ponto onde são ligados os transistores T4 e T2 e são desligados os transistores T1 e T3.

A Tabela 1 mostra a relação entre os dois sinais A e B com a corrente $I_L Ref$, com a tensão da rede V_{out} e com a onda de referência (linha sinusoidal entre as outras duas).

Estes sinais A e B, são sinais de controlo pelo qual a ponte se vai reger. Consoante estes sinais estarem (0 ou 1), na saída terá o efeito identico ao da Figura 3.

T_1 / T_4	T_3 / T_2	V_{out}	$I_L Ref$	V_{Rede}	A	B
on/off	on/off	+VDC	↓	>0	1	1
on/off	off/on	0	↓	>0	0	1
off/on	off/on	-VDC	↓	<0	0	0
off/on	on/off	0	↑	<0	1	0

Tabela 1 - Quadro da relação entre os dois sinais de controlo e a corrente com a tensão na rede.

No conversor Flyback utilizou-se um controlo MPPT, porque é necessário ter um controlo para ter na saída o máximo de potência extraído do painel.

O MPPT permite encontrar o ponto de potência máxima que estiver disponível na entrada.

Na Figura 22 está represento o modo de funcionamento do MPPT. Este por sua vez vai comparar a potência atual (P0) com a potência anterior (P1). O controlo procura ajustar-se de modo a ter sempre na sua saída a potência máxima.

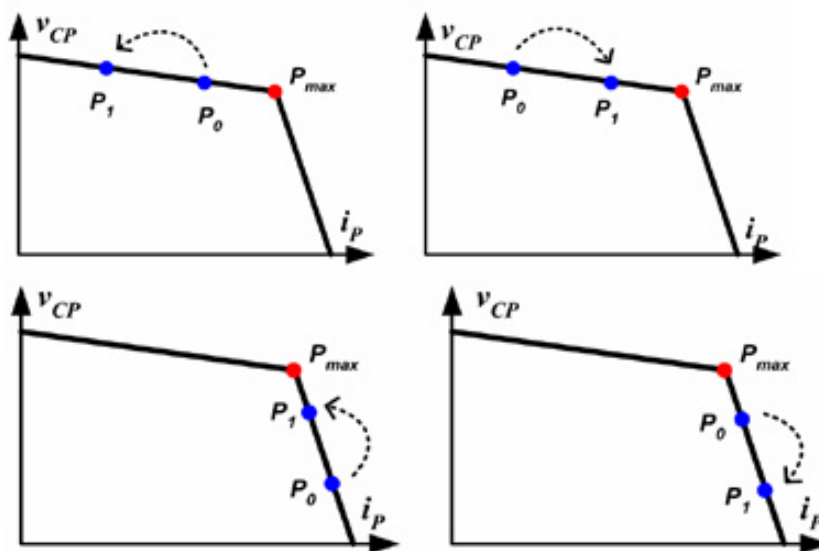


Figura 22–Ponto do máximo de potência do MPPT [6].

Este controlo MPPT, terá o seguinte modo de funcionamento: quando a tensão V_i baixar e a potência subir, o mosfet fica a “1” e a tensão no condensador de saída do Flyback sobe. Quando a tensão V_i subir e a potencia também subir, o transístor fica a “0”

e a tensão no condensador baixa. Este ciclo irá continuar regularmente enquanto houver energia na entrada como mostra o quadro 2.

Tensão de entrada V_i	Potência	Transistor	V_{Cp}
↑	↑	0	↓
↑	↓	1	↑
↓	↑	1	↑
↓	↓	0	↓

Tabela 2 - Relação entre o sinal MPPT e a tensão no condensador na saída do Flyback.

3- Desenvolvimento do módulo de potência inversor on-line de 200W

3.1- Gerador eólico

Como o gerador eólico não gera uma corrente contínua na sua saída, é necessário retificá-la. Este inversor só trabalha corretamente com uma corrente contínua na entrada daí a necessidade de a retificar.

- A frequência da tensão de saída, f , é obtida a partir de (1). V_{rpm} que representa a velocidade das hélices em rotações por minuto e P representa o número de par de pólos do gerador:

$$V_{rpm} = \frac{120 * f}{P} \quad (1)$$

- Com as características do painel da Figura 9, e desenvolvendo em ordem à frequência obtém-se:

$$f = \frac{450 * 2}{120} = 7.5Hz \quad (2)$$

- Sabendo a sua frequência pode-se determinar o valor do condensador C (5) de modo a poder filtrar a onda, ΔV_c Corresponde ao ripple da tensão, V_i é a tensão de entrada (este *ripple* é de “0” a “12 ou 24V”), f é a frequência(2), o R é a resistência de carga, ficando:

$$R = \frac{P}{I^2} = \frac{200}{8.4^2} \approx 3\Omega \quad (3)$$

$$\frac{\Delta V_c}{V_i} = \frac{1}{2fRC} \quad (4)$$

$$C = \frac{1}{2fR\Delta V_c} = \frac{1}{2 * 7.5 * 3 * 24} \approx 926\mu F \quad (5)$$

3.4 – Conversor boost

Para o teste do módulo inversor on-line, recorreu-se a um conversor *Boost* de modo a testar todo o circuito com 10W de potência.

Existem umas diferenças entre os dois conversores, que são:

- Com conversor *boost*, o sinal MPPT vai passar por um buffer e depois irá ligar ao positivo do comparador histerético de modo a criar um *ripple* em torno de sinal MPPT. A referência irá ligar ao negativo do comparador, para que o sinal resultante siga a referência (Figura 61).
- Com conversor Flyback, o sinal MPPT vai ao negativo do comparador. A referência vai ao positivo do comparador histerético de modo a criar um *ripple* em torno do sinal e assim o sinal resultante terá que seguir a referência que neste caso é o sinal MPPT, Figura 35).

Este circuito está a funcionar como mostra o vídeo (“Inversor on-line com boost”) que acompanha a tese. No conversor *boost*, o controlo MPPT utilizou-se um **xor** enquanto no controlo MPPT no Flyback é com o **Xnor**, e isso verifica-se comparando as imagens (34 com a 62). Esta troca de portas lógicas tem como principal razão o sinal de saída, verificou-se que utilizando os xor no Flyback o sinal de saída estava mais tempo desligado do que ligado, daí ter que substituir o xor pelo xnor.

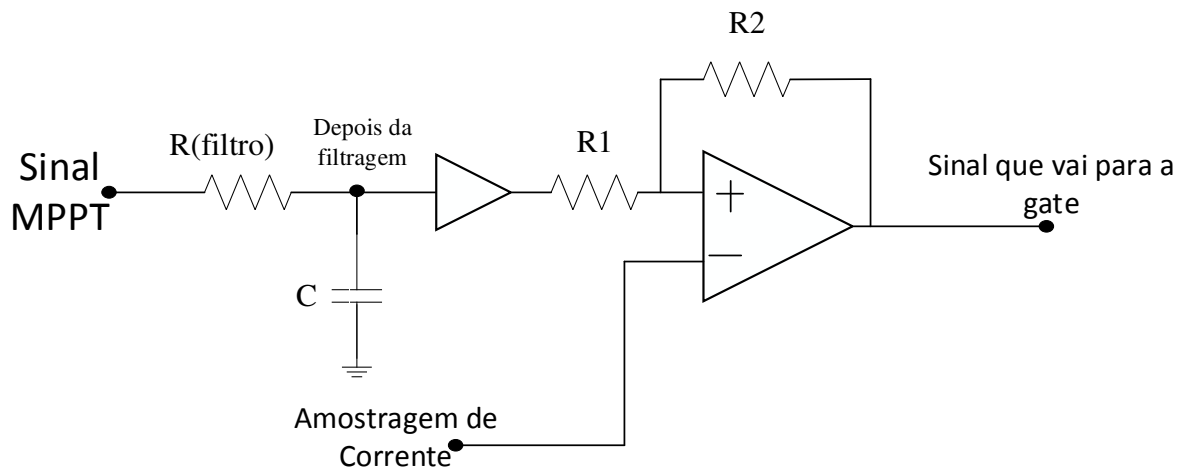


Figura 23 - Circuito de comparação do sinal MPPT.

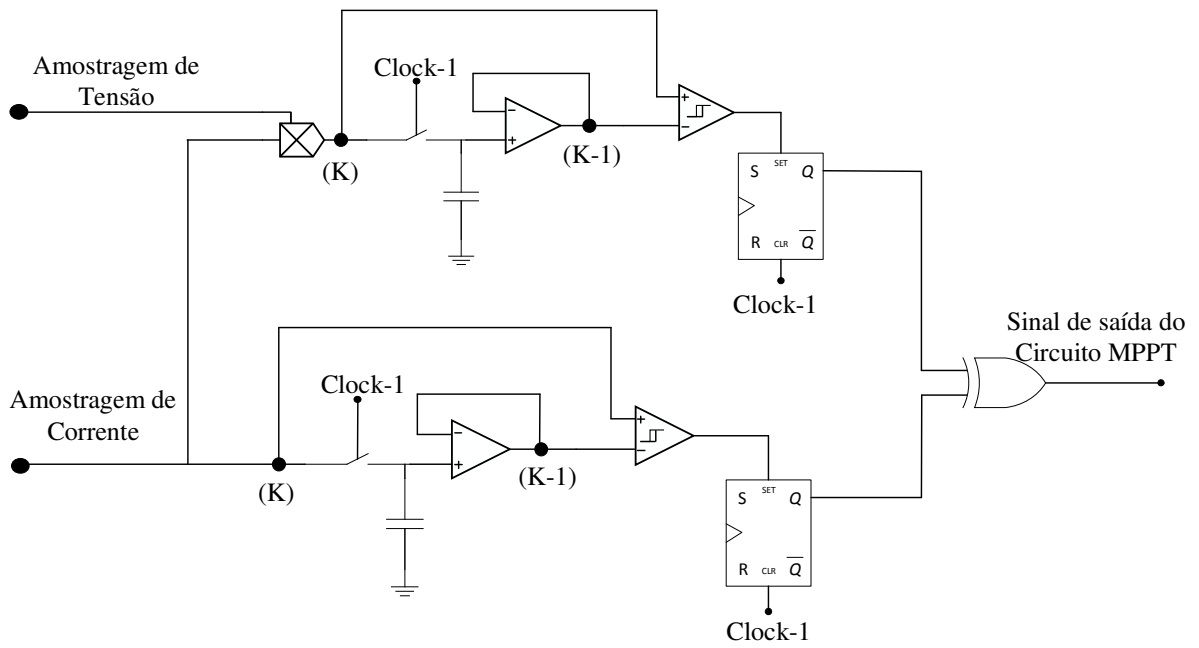


Figura 24 - Circuito Simplificado do controlo MPPT.

Para dimensionar o conversor *boost* consideraram-se os seguintes parâmetros de entrada:

- Tensão de entrada 10V,
- Corrente de entrada de 1A,
- Potência de 10W,
- Frequência de 13KHz

Na saída pretende-se ter uma tensão de 20V. Esta tensão corresponde ao que era previsto ter e no qual este conversor foi projetado.

- Determinando-se o fator de ciclo é obtido a partir da expressão (7):

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (6)$$

$$D_{20} = \frac{\frac{V_0}{V_i} - 1}{\frac{V_0}{V_i}} = \frac{\frac{20}{10} - 1}{\frac{20}{10}} = 0.5 \quad (7)$$

- Calculando a bobine de entrada a partir da expressão (9):

$$L_{20} = \frac{V_i * D * T_s}{I_{40\%}} \quad (8)$$

$$L_{20} = \frac{10 * 0.5 * 77 * 10^{-6}}{0.4 * 1} = 926.5 \mu H \quad (9)$$

- Calculando a corrente de saída do conversor a partir da expressão (11).

$$P_o = U * I_o \quad (10)$$

$$I_o = \frac{P_o}{U_o} = \frac{10}{20} = 0.5 A \quad (11)$$

- Calculando a resistência de carga a partir da expressão (13).

$$P_i = P_o \quad (12)$$

$$R_o = \frac{P_i}{I_o^2} = \frac{10}{0.5^2} = 40 \Omega \quad (13)$$

- Calculando o condensador de saída a partir da expressão (15):

$$C_{20} = \frac{V_o * D * T_s}{R * \Delta V_{1\%}} \quad (14)$$

$$C_{20} = \frac{20 * 0.5 * 77 * 10^2}{40 * (0.01 * 20)} = 96.25\mu F \quad (15)$$

3.1- Conversor Flyback

As especificações que este conversor deve ter são:

- Tensão do painel fotovoltaico $U_i(\text{máximo}) = 23.9V$ com um $I_i(\text{máximo}) \approx 8.4A$
- Tensão do painel fotovoltaico $U_i(\text{mínimo}) = 12V$
- Tensão do gerador eólico $U_i(\text{máximo}) = 24V$ com um $I_i(\text{máximo}) \approx 8.4A$
- Tensão do gerador eólico $U_i(\text{máximo}) = 12V$

Utilizando estes dados vai-se calcular a corrente mínima na bobina pela expressão (17). Com 12V vai-se ter menos corrente, ou seja menos potência. E fica:

$$I(12) = \frac{V_{in} * I_{out}}{V_{out}} \quad (16)$$

$$I(12) = \frac{12 * 8.4}{24} = 4.2A \quad (17)$$

Vai ser utilizado um Mosfet com referencia IRF4020, com um $R_{on} = 80m\Omega$, que tem uma queda de tensão, Calculando em ambas as tensões de entrada pela expressões (20), fica:

$$U_{queda} = R * I \quad (18)$$

$$U_{queda(24)} = 0.08 * 8.4 \text{ e } U_{queda(12)} = 0.08 * 4.2 \quad (19)$$

$$U_{queda(24)} = 0.67V \text{ e } U_{queda(12)} = 0.34V \quad (20)$$

O conversor é derivado do conversor Buck-Boost (Figura 23). O conversor flyback é ligeiramente diferente do conversor Buck-Boost. Além do mosfet estar ligado á massa, tem um transformador no meio em vez da bobine, e o díodo estar ao contrário.

Este transformador, é para garantir o isolamento da tensão da rede da tensão do painel ou do gerador eólico quando este necessitar de manutenção, a fim de garantir a segurança do utilizador.

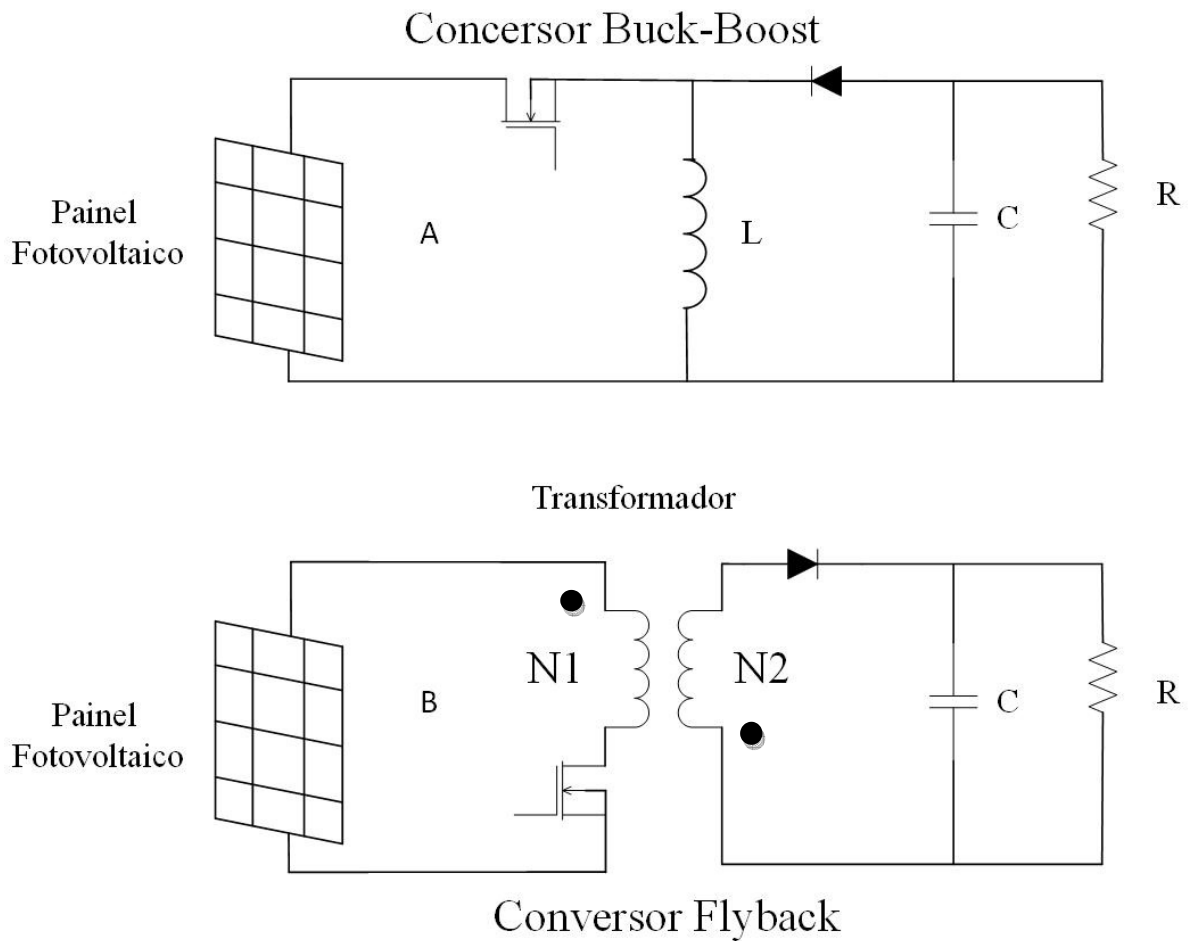


Figura 25 – a) Conversor Buck-Boost b) conversor Flyback .

Vai-se proceder ao cálculo do fator de ciclo (D) máximo e mínimo e ao mesmo tempo da relação de transformação de modo que o fator máximo seja $D < 0.75$. O transformador torna-se mais pequeno devido ao fator de ciclo, e a relação de transformação também vai ser mais pequeno, por este facto vai-se dando valores à relação de transformação de modo a ter o fator de ciclo próximo de 0.75.

- Em que V_{out} corresponde à tensão de saída do conversor de (400V), $\frac{n_2}{n_1} = r$ corresponde à relação de transformação do transformador e V_i é a tensão de entrada de 12V menos a queda de tensão provocado pelo mosfet. Adotou-se uma relação de transformação de modo a obter uma relação de ciclo como mostra as equações (22 e 23).

$$V_{out} = \frac{n_2}{n_1} * \frac{D}{(1-D)} * V_i \quad (21)$$

$$D_{max} = \frac{\frac{V_{out}}{r}}{V_i + \frac{V_{out}}{r}} \Rightarrow \frac{\frac{400}{12}}{(12 - 0.3) + \frac{400}{12}} = 0.74 \quad (22)$$

$$D_{min} = \frac{\frac{V_{out}}{r}}{V_i + \frac{V_{out}}{r}} \Rightarrow \frac{\frac{400}{24}}{(24 - 0.7) + \frac{400}{24}} = 0.59 \quad (23)$$

- Como se pretende testar o conversor Flyback de forma isolada, isto é, é necessário determinara a resistência a colocar na saída. Calculando a corrente de saída pela expressão (24). Considerando um rendimento de 100% e uma potência de 200W a resistência de saída vem dada pela expressão (26): Em que P corresponde à potencia do inversor e I_{out} Corresponde à corrente de saída.

$$I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} = \frac{200}{400} = 0.5A \quad (24)$$

$$R = \frac{P_{out}}{I_{out}^2} \quad (25)$$

$$R_{out} = \frac{200}{0.5^2} = 800\Omega \quad (26)$$

3.1.1 – Dimensionamento do Transformador

O projeto do transformador é feito para uma frequência de 20KHz. Esta frequência foi escolhida ao acaso como podia ser mais ou menos.

- $I_{P(24)}$ e $I_{P(12)}$ São as correntes de entrada da bobine do primário do transformador. Estas por sua vez são correntes de pico, depois do condensador, ou seja, depois do condensador a forma de onda deixa de ser DC e passa a ser um sinal onda quadrada e que o pico da corrente depende do fator de ciclo conforme as equações (28 e 30).

$$I_{P(24)} = \frac{I_{in}}{D} \quad (27)$$

$$I_{P(24)} = \frac{8.4}{0.59} = 14A \quad (28)$$

$$I_{P(12)} = \frac{I_{in}}{D} \quad (29)$$

$$I_{P(12)} = \frac{4.2}{0.74} = 5.7A \quad (30)$$

- Calculando a respetiva bobine no primário, em que T_s o período de comutação, $\Delta I_{20\%}$ é o *ripple* da corrente de entrada (16.5% do valor máximo), V_{in} é a tensão de entrada e D_{12} é o fator de ciclo. Utilizando os somatórios das correntes para determinar o ripple da corrente, adotou-se este *ripple* de modo a otimizar a área da bobine conforme as equações (31 e 32), fica:

$$L_{12} = \frac{V_{in} * D_{12} * T_s}{\Delta I_{20\%}} \Rightarrow \frac{11.7 * 0.74 * 50 * 10^{-6}}{(0.165 * 5.7)} = 460\mu H \quad (31)$$

$$L_{24} = \frac{V_{in} * D_{24} * T_s}{\Delta I_{20\%}} \Rightarrow \frac{23.3 * 0.59 * 50 * 10^{-6}}{(0.15 * 14)} = 298\mu H \quad (32)$$

- Opera em modo de condução continuo caso se verifique a condição, que o conversor irá funcionar em modo contínuo pela equação (33), L é o valor da indutância da bobine, R é a resistência de carga na saída do conversor (15), T_s é o período e r é a relação de transformação.

$$\frac{2 \times L}{\frac{R}{r} \times t_s} > (1 - D)^2 \Leftrightarrow \frac{2 \times 460\mu H}{\frac{800}{12} \times 50\mu s} > (1 - 0,74)^2 \Leftrightarrow 0,276 > 0,0676 \quad (33)$$

- Como se pode verificar este conversor vai operar em modo contínuo.

Para este tipo de transformador foi utilizado o material 3C90 da Ferroxcube [9], no qual considerou-se o $B_{max} = 300mT$, $J_{max} = 4 A/mm^2$ (densidade máxima de corrente no (condutor de) cobre (A/m² ou A/mm²)) e um $K_u = 0.5$ (fator de utilização da janela (da forma)), fica:

- Calculando a área do produto A_p pela expressão (35) que é a área. Utilizando a maior indutância no qual foi calculado na expressão (31) que é o pior caso, ou seja quando a tensão for mínima 12V, este transformador terá que ter na sua saída 400V.

$$A_p = A_e * A_w \Rightarrow \frac{L * I_p * I_{ref}}{B_{max} * J_{max} * K_u} \quad (34)$$

$$A_p = A_e * A_w \Rightarrow \frac{460 * 10^{-6} * 4.2 * 5.7}{0.3 * 4 * 10^6 * 0.5} = 18\ 354\ \text{mm}^4 \quad (35)$$

- Seguidamente determina-se o número de espiras no primário pela expressão (37), em que A_e é a área efetiva de ferrite do EDT59, I_p é a corrente de pico.

$$N_1 = \frac{L * I_p}{B_{max} * A_e} \quad (36)$$

$$N_1 = \frac{460 * 10^{-6} * 5.7}{0.3 * 360 * 10^{-6}} = 24\ \text{espiras} \quad (37)$$

- Utilizando o número de espiras do primário, pode-se calcular o número de espiras no secundário pela relação de transformação pela expressão (39), ficando:

$$r = \frac{N_2}{N_1} \quad (38)$$

$$N_2 = N_1 * r \Rightarrow 24 * 12 = 288 \text{ espiras} \quad (39)$$

- Para se poder determinar as secções dos respetivos fio tanto no primário como no secundário pelas expressões (41 e 42).

$$S_{cu} = \frac{I_i}{J_{max}} \quad (40)$$

$$S_{cu1} = \frac{14\sqrt{0.59}}{4} = 2.7 \text{ mm}^2 \quad (41)$$

$$S_{cu2} = \frac{5.7\sqrt{0.74}}{4} = 1 \text{ mm}^2 \quad (42)$$

- Para verificar se o total do fio cabe no ETD59, sendo A_w a área de enrolamento. Utilizou-se a seguinte expressão (45).

$$K_u * A_w > S_{cu} * N \quad (43)$$

$$0.7 * 366 > (2.7 * 24) + (1 * 288) \quad (44)$$

$$220 > 218 \quad (45)$$

- Como podemos constatar, cabe no ETD 59.

- O entreferro do transformador pode-se calcular, sendo μ_0 o fluxo de dispersão. Utilizando a seguinte expressão (47), sendo que este conversor só trabalhe com um transformador que armazena energia.

$$l_g = \frac{N^2 * \mu_0 * A_e}{L} \quad (46)$$

$$l_g = \frac{24^2 * 4\pi * 10^{-7} * 368 * 10^{-6}}{460 * 10^{-6}} = 0.58 \text{ mm}^2 \quad (47)$$

3.1.2 – Dimensionamento do *Snubber*

Este conversor ao comutar provoca picos elevados de tensão, devido à dispersão do transformador. Essa dispersão existe devido ao campo magnético que se fecha pelo ar, ou seja, é o equivalente a termos uma bobina de núcleo de ar em série com o primário. Quando o transístor abre a corrente nesta bobine vai se manter. Deste modo é necessário utilizar um *snubber* para absorver esses picos de tensão.

Foi medido o tempo que duração do pico de tensão, por observação direto no osciloscópio $T_s = 200ns$, Com uma tensão de saída pico de 170V e uma tensão de entrada de 24V.

Por observação do circuito a corrente de pico na bobine I_L do transformador depende do fator de ciclo, como mostra a Figura 24, fica:

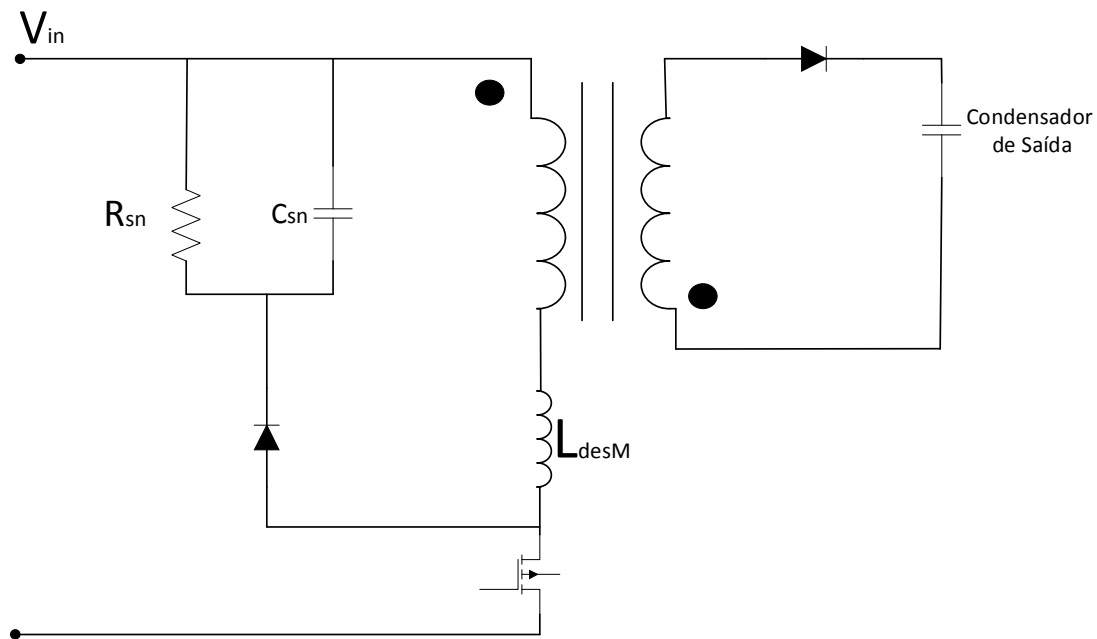


Figura 26 - Snubber

- Utilizando a equação (49) a fim de podermos determinar o valor desta bobine de dispersão do transformador.

$$T_s = \frac{L_{desM}}{V_{amostra} - r * V_0} * i_{pic} \quad (48)$$

$$L_{desM} = \frac{T_s * \left(V_{sn} - \frac{V_0}{r} \right)}{i_{pic}} = \frac{200 * 10^{-9} * \left(17.5 - \frac{180}{12} \right)}{1.5} = 333 \text{ nH} \quad (49)$$

- De seguida calcula-se a potência dissipada na resistência do *snubber* pela equação (52).

$$P = \frac{1}{2} * L_{desM} * i_{pic}^2 * \frac{V_{sn}}{V_{sn} - r * V_0} \quad (50)$$

$$P = \frac{1}{2} * 333 * 10^{-9} * 14^2 * \frac{50}{50 - \frac{400}{12}} * 20000 \quad (51)$$

$$P = 0.42W \quad (52)$$

- A resistência R_{sn} do *snubber* pode ser calculada pela equação (53) por.

$$R_{sn} = \frac{V_{sn}^2}{P} = \frac{50^2}{0.42} = 6K \quad (53)$$

- O condensador C_{sn} que observe a corrente de dispersão pela equação (55), vem calculado por.

$$\Delta V_{sn} = \frac{V_{sn}}{C_{sn} * R_{sn} * f} \quad (54)$$

$$C_{sn} = \frac{V_{sn}}{\Delta V_{sn} * R_{sn} * f} = \frac{50}{5 * 6000 * 4000} = 417nF \quad (55)$$

3.1.3- Controlo MPPT do Conversor Flyback

Neste subcapítulo será desenvolvido o controlo para o conversor Flyback. Este controlo chamado MPPT, é baseado num algoritmo no qual necessita do estado atual e o estado anterior.

3.1.3.1 – Amostragem de corrente e de Tensão

Para que o controlo saiba o que se passa na entrada é necessário haver duas amostragens que são:

- Amostragem de corrente
- Amostragem de tensão

Na amostragem de tensão usou-se um divisor de tensão em que a tensão de saída é de 5V. Para a amostragem de corrente usou-se um amplificador diferencial (Figura 3) com um sensor de corrente formado por $R=0.1\Omega$. Esta corrente vem do transformador e que passa pelo MOSFET, deste modo consegue se saber a corrente de entrada, porque a corrente que vai passar por esta resistencia é a mesma que vai entrar no transformador.

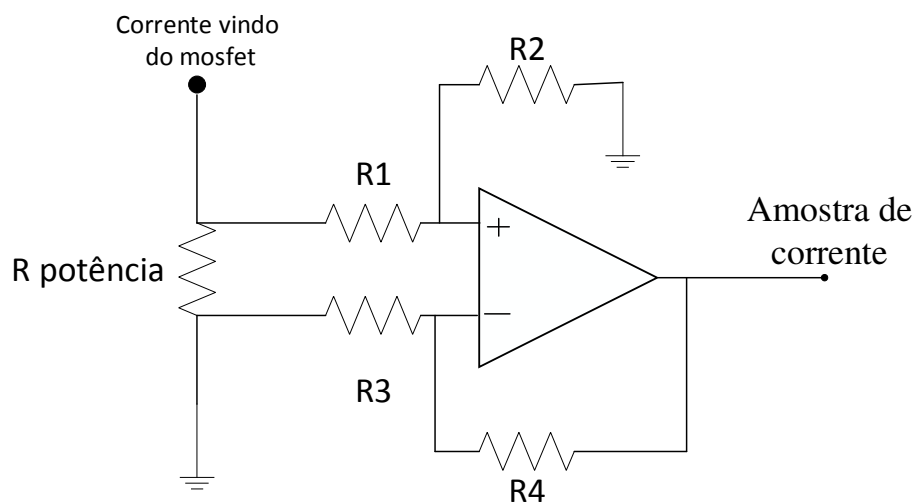


Figura 27 - Sensor de corrente.

- Esta montagem tem um Ganho de 10 e isso verifica-se pela equação (56), e como R2 e R4 são iguais e R1 e R3 também são iguais, fica:

$$G = \frac{R2}{R1} = \frac{10K}{1K} = 10 \quad (56)$$

O conversor Flyback vai ter um condensador de entrada para permitir retirar o valor médio da corrente.

- Na Figura 26 mostra o condensador de entrada, em que I_p é o pico da corrente, ΔV_{Cp} é o ripple da tensão, V_p é a tensão de pico e V_{CF} é a tensão que o condensador vai suportar, calcula-se o valor do condensador pela equação (58), fica:

$$C_p = \frac{1}{\Delta V_{Cp} * f} * \frac{I_{in}}{I_{in} + I_p} \quad (57)$$

$$C_p = \frac{1}{2.4 * 20000} * \frac{8.4}{8.4 + 14} \quad (58)$$

$$C_p = 1.5\mu F \quad (59)$$

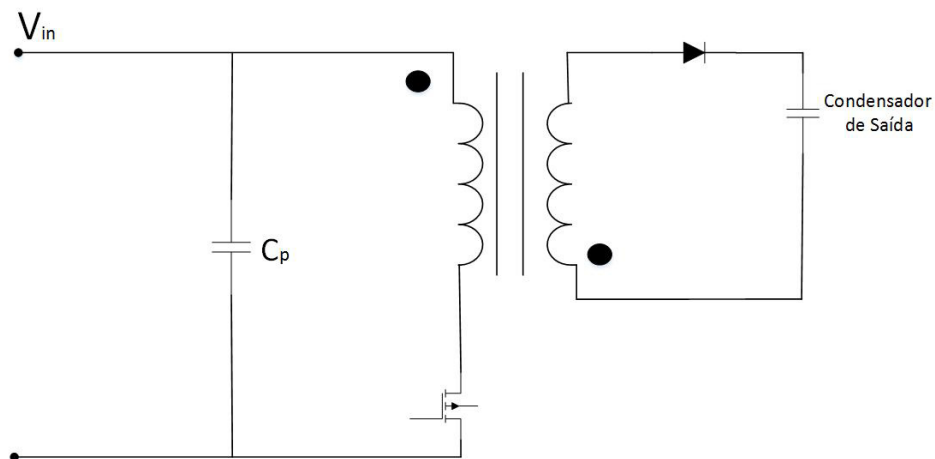


Figura 28 - Condensador de entrada.

Este condensador juntamente com a bobine irá determinar a frecuencia de comutação no MOSFET, para o qual o trnsaformador foi dimensionado.

3.1.3.2 – Oscilador

O MPPT necessita de saber em cada instante de tempo a amostrar de tensão e corrente. Para isso utilizou-se dois circuitos de *sampling* de modo a ter um clock para o estado atual e outro para o estado anterior. Em ambos os clocks o fator de ciclo é de 1% do Período.

Para gerar esta frequência utilizou-se o LM555 (Figura 27) que é um oscilador no qual vai gerar um sinal onda quadrada.

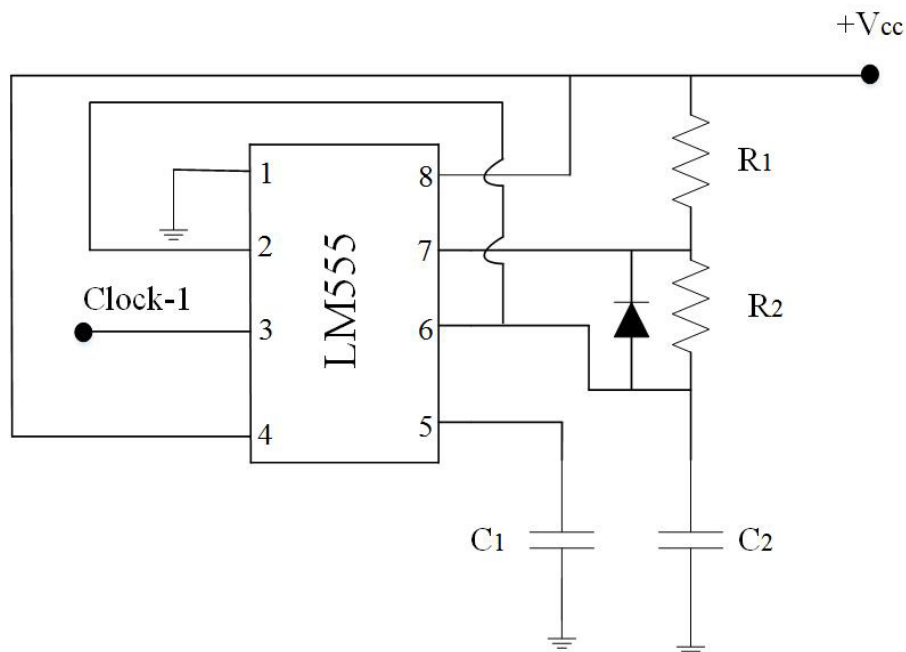


Figura 29 - Oscilador LM555.

Para que o LM555 possa gerar um sinal onda quadrada de 2KHz, procede-se ao seu dimensionamento.

- Considerando o fator de ciclo ($D=1\%$) e $R_1 = 6.8K\Omega$, vai-se determinar o R_2 pela seguinte equação (31).

$$D = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (60)$$

$$R_2 = \frac{R_1 - R_1 * D}{D} \Rightarrow \frac{6.8K - 6.8K * 0.01}{0.01} = 673K\Omega \quad (61)$$

- Mas como os valores mais próximos é de 680KΩ, f é a frequência, calcula-se o condensador pela equação (63) com base na frequência que se pretende ter, fica:

$$f = \frac{1.44}{(R_1 + R_2) * C_{1,2}} \quad (62)$$

$$C = \frac{1.44}{(6800 + 680000) * 2000} = 1nF \quad (63)$$

Para gerar o clock2 , no qual terá um atraso em relação ao clock1. Para isso utilizou-se uma montagem de detecção (Figura 28) de flanco de modo a que o clock2 tenha o atraso desejado. Colocou-se a seguir uma montagem Push-Pull de modo a fornecer o sinal à gate do mosfet nas melhores condições.

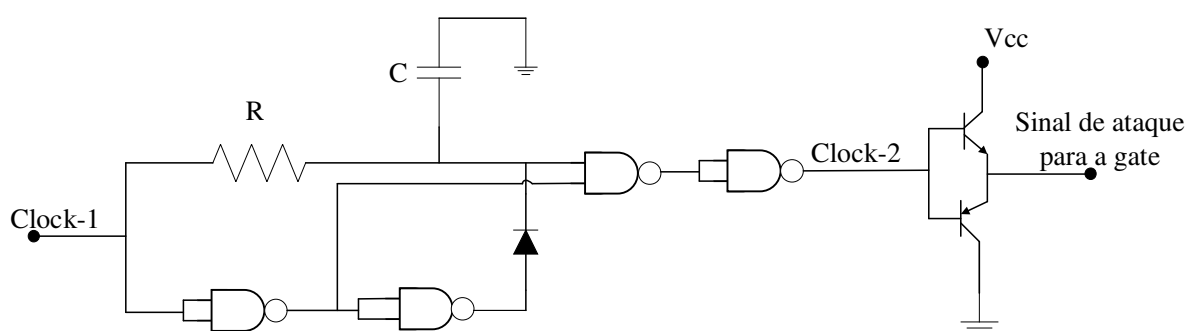


Figura 30 - Detetor de Flanco com uma montagem Push-Pull.

Utilizando o LTSpice procedeu-se à simulação deste circuito, de modo a verificar o seu funcionamento (Figura 29).

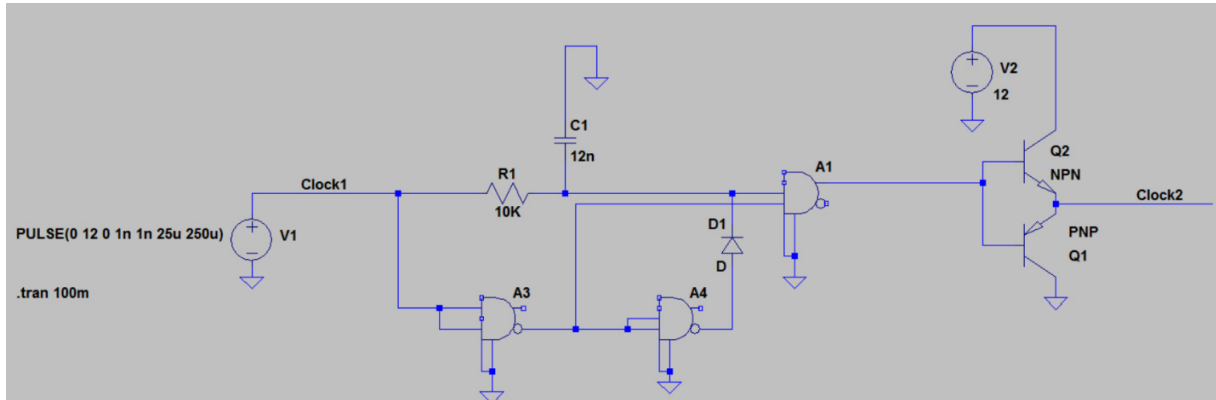


Figura 31 - Esquema no simulador LTSpice.

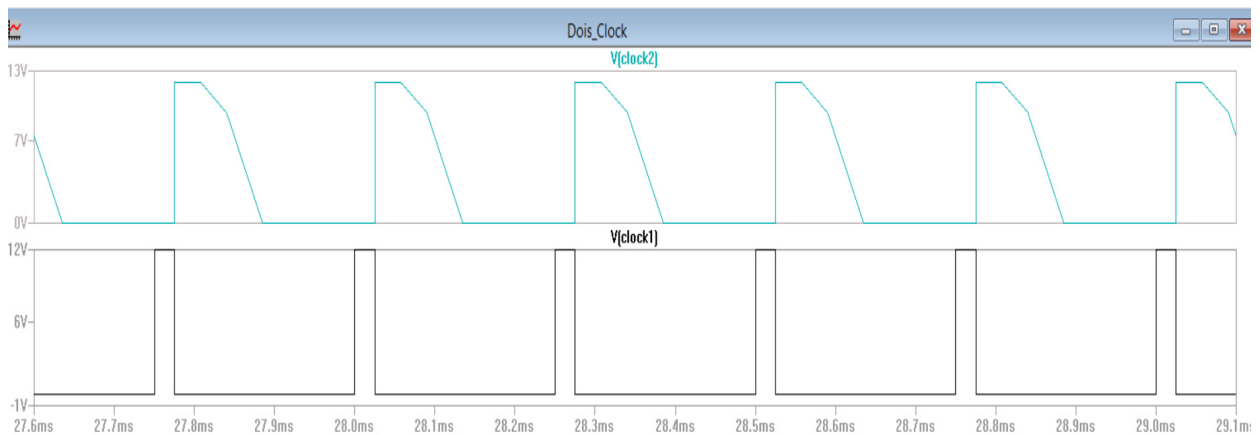


Figura 32 - Resultado da simulação do circuito.

Através da Figura 30, podemos observar que os sinais de saída correspondem ao que é pretendido.

3.1.3.3 – Circuito eletrônico MPPT

Este controle utiliza um algoritmo que se baseia no estado anterior e compara com o estado atual, para isso necessita da amostragem de corrente e da tensão do painel, para que o controle permita ao conversor colocar na saída o máximo de potência que tiver disponível na entrada, e para isso precisa de quatro informações importantes, que são:

- Potência anterior
- Potência atual
- Tensão anterior
- Tensão atual

O MPPT vai comparar o estado anterior com o estado atual e coloca na saída (“0” quando a tensão subir e a potência subir ou um “1” quando a tensão descer e a potência subir), como mostra o quadro 3. A tensão no condensador V_{Cp} de saída do conversor Flyback vai variar consoante o transistor (onde o clock-2 vai ligar na Figura 8) tiver (“0” ou a “1”).

Para se efetuar duas amostragens de tensão e de corrente e ao mesmo tempo, é necessário fazer *reset* ao ciclo de modo a guardar um novo valor, usando uma montagem de um Integrator (Figura 31) [8] Esta montagem tem um ganho $k=1$ logo as resistências são todas iguais.

- O valor do condensador é determinado a partir das tensões de entrada e de saída de uma resistência como mostra a seguinte equação (64),

$$V_{out} = (1 + K) \frac{1}{(C * R_1)} \int V_{in} dt \quad (64)$$

- Como as resistências são todas iguais, considerou-se que $R=10K\Omega$, calcula-se o valor do condensador pela seguinte equação (66), fica:

$$V_{out} = \frac{2}{(C * R_1)} \int V_{in} dt \quad (65)$$

$$C = \frac{2 * 10 * 500 * 10^{-6}}{(2 * 10000)} = 500nF \quad (66)$$

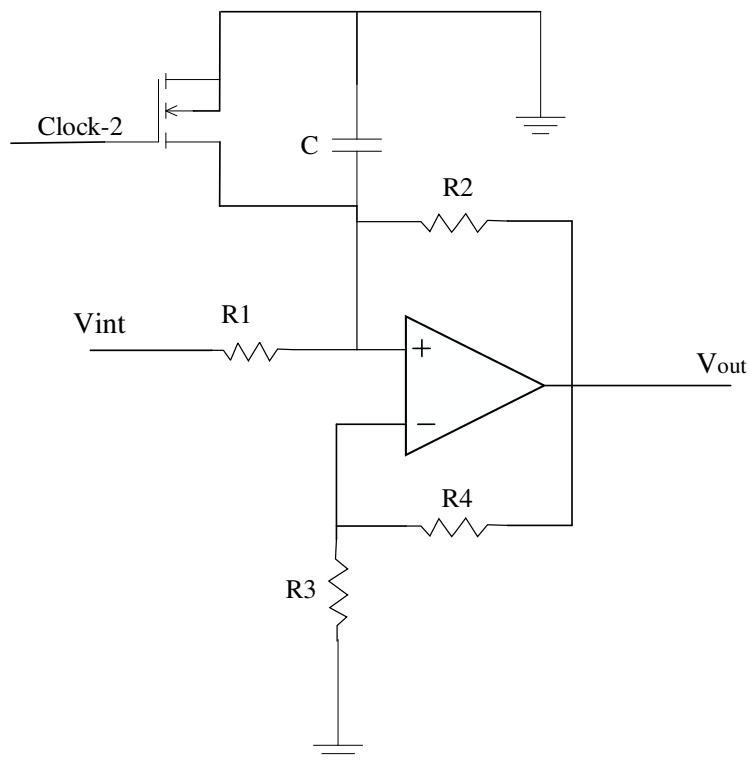


Figura 33 - Circuito Deboo Integrater.

Utilizando o LTSpice (Figura 32) simulou-se o seguinte circuito.

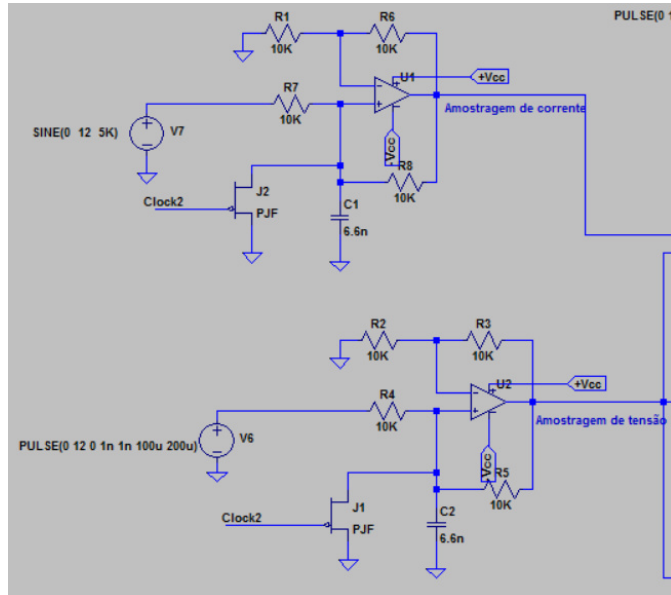


Figura 34 - Circuito de simulação do beboo Integrater.

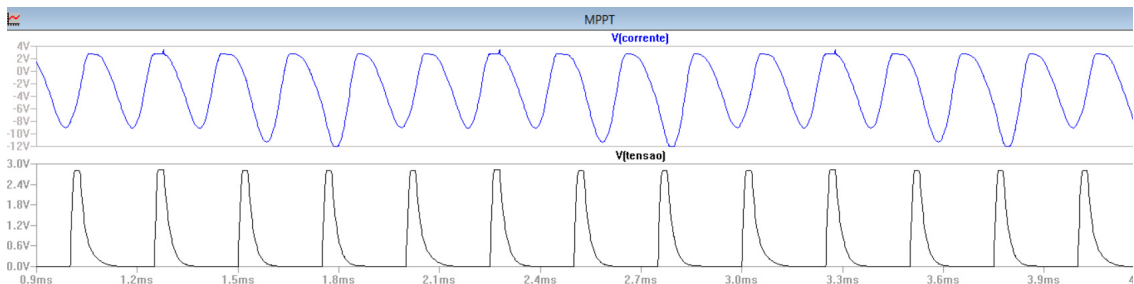


Figura 35 - Resultado da simulação.

Como se pode observar pela Figura 33, em que temos dois sinais, o V(tensão) corresponde à amostragem de tensão enquanto que o V(corrente) corresponde à amostragem de corrente. Estes níveis de tensão dos sinais contém a informação que é preciso para se ter a potencia atual mais a corrente atual.

A Figura 34 mostra o circuito do controlo MPPT. O multiplicador (ADC633) irá multiplicar a corrente pela tensão a fim de obter a potência atual, mas é necessário guardar o valor da potência e da tensão do estado anterior. Para isso utiliza-se uma montagem

“sample and hold”, o qual é constituída por um condensador e a própria resistência do interruptores para guardar o valor anterior por intermédio do clock1.

O comparador (LM311) vai comparar o valor anterior (K-1) com o valor atual (K), posteriormente este sinal vai para Flip-Flop tipo D. No Flip-Flop vai ser comparado com o clock do sinal de modo a ver se o sinal é ascendente ou descendente. Esta verificação acontece tanto para a potência como na corrente, que depois vai para um XOR a fim de ter o sinal resultante da potência e da corrente.

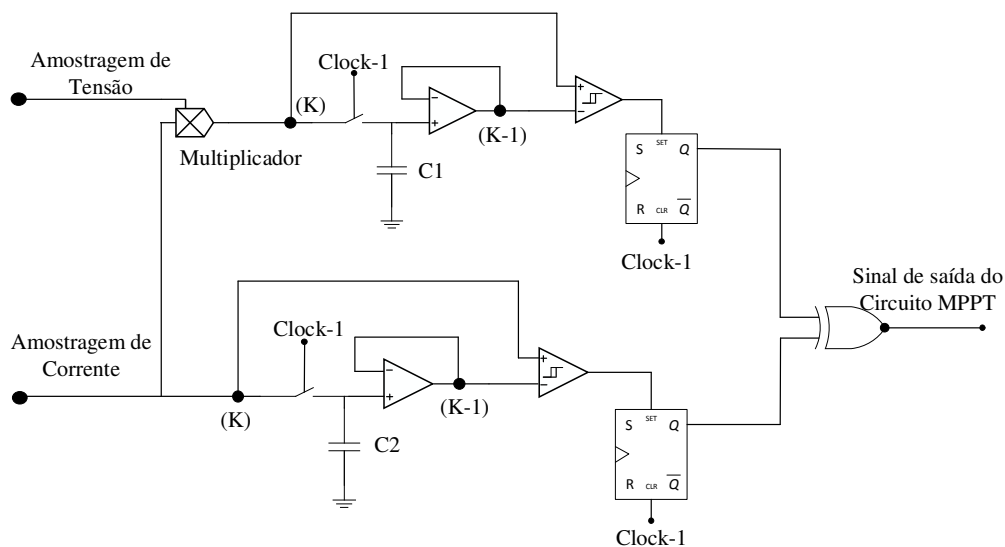


Figura 36 - Circuito do MPPT.

- Utilizando a frequência de comutação e considerando-se 6τ para calcular o condensador C1 e C2 pela seguinte equação (69), e utilizou-se a resistencia interna dos interruptores onde o Clock-1 vai ligar, fica:

$$6\tau = T_s \quad (67)$$

$$6RC = 500 * 10^{-6} \quad (68)$$

- A resistencia interna é $R=680\Omega$, então C ver dado por:

$$C = \frac{500 * 10^{-6}}{6 * 680} = 123nF \quad (69)$$

Para que este controlo atue corretamente é necessário seguir uma referência, em que neste caso a referência é a corrente de entrada. O sinal vindo do MPPT passa por um filtro que por a vez irá efetuar a média do sinal, depois disso este sinal vai ligar a um comparador histerético a fim de comparar com a referência que é a corrente de entrada.

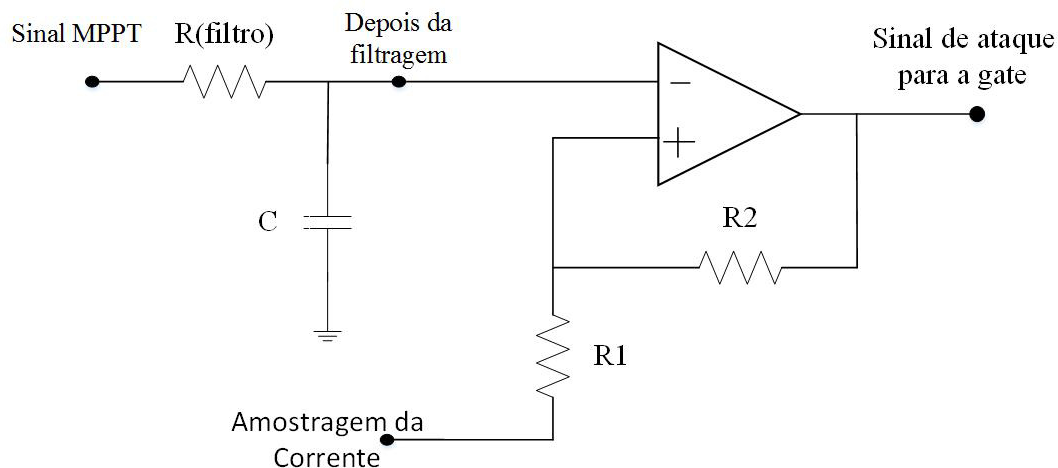


Figura 37 - Comparador no qual pretende-se comparar a corrente com o sinal MPPT.

O sinal de saída do comparador vai estar compreendido entre $\pm 12V$. O sinal que se pretende ter para atacar a gate do mosfet deve estar compreendido entre 0 e +12V. para termos os níveis corretos para o mosfet utilizou-se um retificador para aproveitar a onda positiva (Figura 36).

O condensador é para garantir um flanco negativo com elevado *slew rate* que permite desligar rapidamente o MOS. O díodo não permite descarregar as capacidades parasitas do nó e a resistência é para a descarga do díodo.

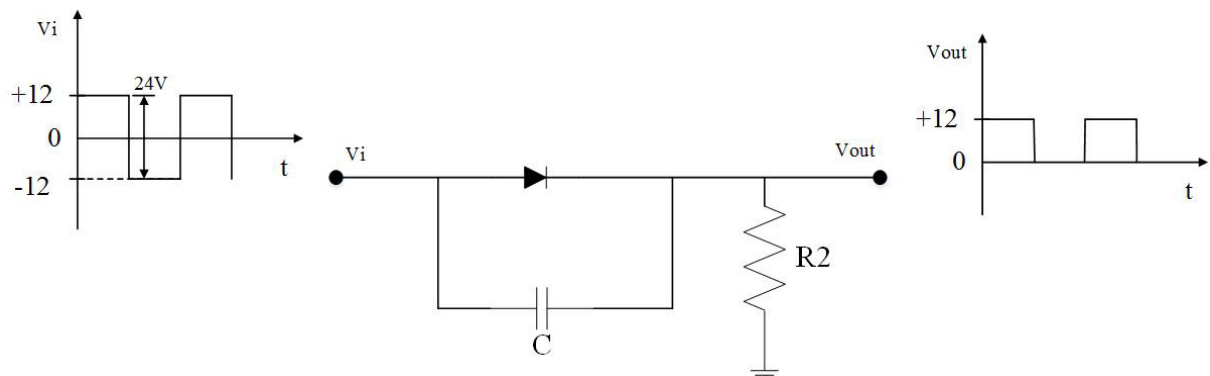


Figura 38 - Circuito retificador de onda positiva.

Depois do sinal estar compreendido entre 0 e +12V, utiliza-se uma montagem Push-Pull para que o sinal chegue em condições à gate do mosfet (Figura 37).

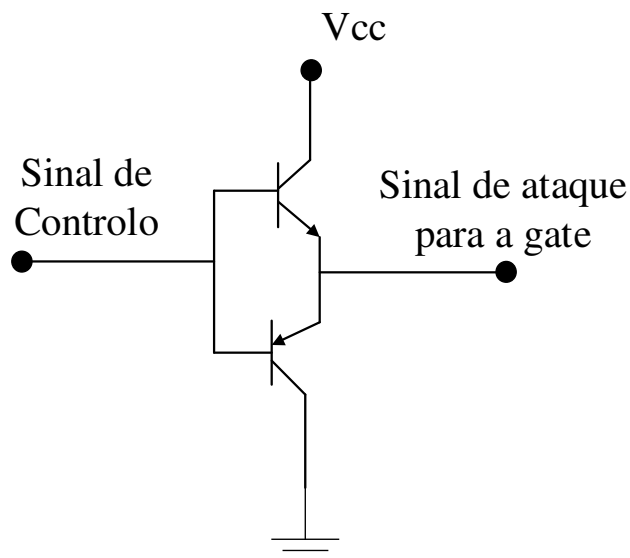


Figura 39 - Montagem Push-Pull.

3.2- Conversor Full-Bridge

Este inversor vai estar ligado á rede por meio de uma bobine (Figura 38). Esta bobine irá receber um sinal com modulação a três níveis vindo do inversor e introduzir na rede uma senoide com o *ripple* em torno da referência.

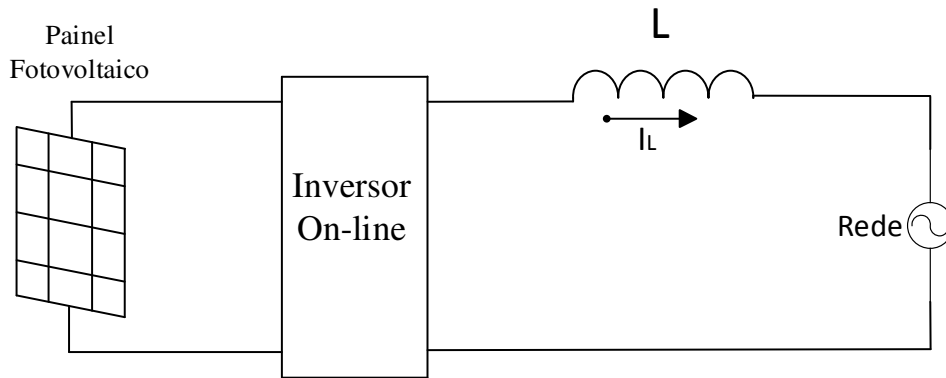


Figura 40 - Bobine ligado à rede elétrica.

A corrente na bobine I_L (Figura 39) vai variar consoante a potência que o painel fotovoltaico consegue fornecer á rede ($I = 0.63$). Para facilitar nas contas considerou-se $I = 1A$ com um $\Delta I_L = 25\%$, e considerou-se também que a frequência de comutação máxima seria de 50KHz deste modo é possível chegar ao valor da bobine que se pretende.

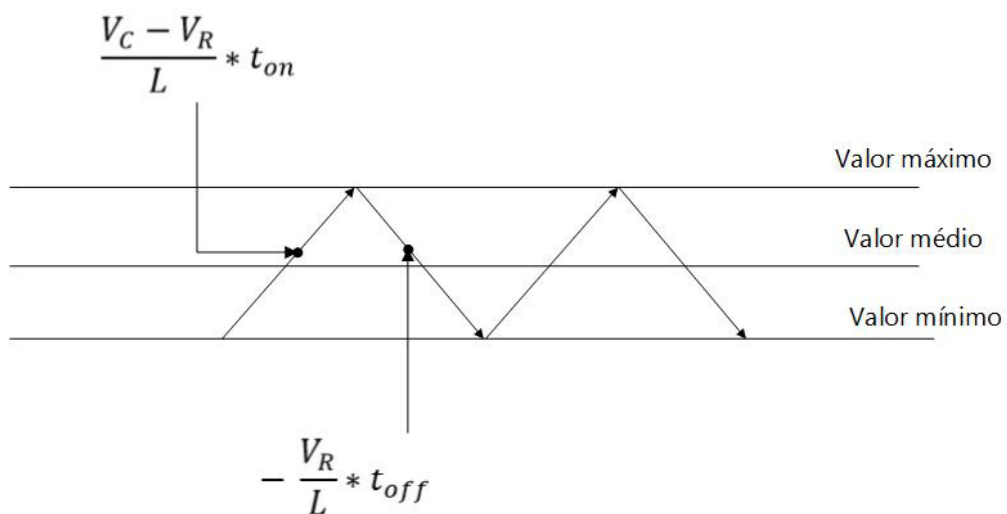


Figura 41 - Ripple da corrente.

- As expressões acima, reduz-se em função de t_{on} e t_{off} , Em que V_C é a tensão vinda do inversor e V_R é a tensão da rede, as equações (70) traduzem o efeito que a corrente sobe e desce em torno da referencia.

$$\begin{cases} \Delta I_L^+ = \frac{V_C - V_R}{L} * t_{on} \\ \Delta I_L^- = \frac{-V_R}{L} * t_{off} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} t_{on} = \frac{\Delta I_L * L}{(V_C - V_R)} \\ t_{off} = \frac{\Delta I_L * L}{-V_R} \end{cases} \quad (70)$$

- Como $T_s = t_{on} + t_{off}$, calcula-se a indutância pela equação (72).

$$T_s = \Delta I_L * L \left(\frac{1}{(V_C - V_R)} - \frac{1}{V_R} \right) \quad (71)$$

$$L = \frac{T_s}{\Delta I_L * \left(\frac{1}{(V_C - V_R)} - \frac{1}{V_R} \right)} \quad (72)$$

- Considerou-se como valor de pico $V_R = 325$, ficando:

$$L = \frac{20 * 10^{-6}}{0.25 * \left(\frac{1}{(400 - 325)} - \frac{1}{325} \right)} \approx 8mH \quad (73)$$

O dimensionamento da bobine é semelhante ao utilizado anteriormente para o transformador, usando os seguintes parâmetros, $B_{\max} = 300mT$, $J_{\max} = 4 A/mm^2$ e um $K_u = 0.5$, fica:

- Calculando a área do produto A_p pela equação (75).

$$A_p = A_e * A_w \Rightarrow \frac{L * I_p * I_{ref}}{B_{\max} * J_{\max} * K_u} \quad (74)$$

$$A_p = A_e * A_w \Rightarrow \frac{20 * 10^{-3} * 1.125 * 1}{0.3 * 4 * 10^6 * 0.5} = 37500 \text{ mm}^4 \quad (75)$$

- Calculando o numero de espiras pela seguinte equação (77).

$$N = \frac{L * I_p}{B_{\max} * A_e} \quad (76)$$

$$N = \frac{20 * 10^{-3} * 1.125}{0.3 * 211 * 10^{-6}} = 39 \text{ espiras} \quad (77)$$

- Calculando a secção do fio pela seguinte equação (79), fica.

$$S_{cu} = \frac{I_{ref}}{J_{\max}} \quad (78)$$

$$S_{cu} = \frac{1}{4 * 10^6} = 0.25 \text{ mm}^2 \quad (79)$$

- Comprovar se cabe no ETD39, pela equação (82).

$$K_u * A_w > S_{cu} * N \quad (80)$$

$$0.5 * 273 > 0.25 * 339 \quad (81)$$

$$136.5 > 84.75 \quad (82)$$

- Calculando o entreferro pela seguinte equação (84), fica.

$$l_g = \frac{N^2 * \mu_0 * A_e}{L} \quad (83)$$

$$l_g = \frac{339^2 * 4\pi * 10^{-7} * 211 * 10^{-6}}{20 * 10^{-3}} = 1.5 \text{ mm}^2 \quad (84)$$

- O raio do condutor pela seguinte equação (85), fica.

$$r = \sqrt{\frac{S_{cu}}{\pi}} = \sqrt{\frac{0.25 * 10^{-6}}{\pi}} = 0.28 \text{ mm} \quad (85)$$

- Calculando a profundidade de penetração pela seguinte equação (87) em que $\rho_{cu_{20^\circ c}} = 1.724 * 10^{-8}$, que é uma constante.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_{Cu_{20^{\circ}C}}}{\pi * 4\pi * 10^{-6} * f}} \quad (86)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{1.724 * 10^{-8}}{\pi * 4\pi * 10^{-6} * 20000}} = 0.147mm \quad (87)$$

- Calculando o efeito Pelicular pela seguinte equação (89).

$$S_{cu} = \pi r^2 - \pi(r - \delta)^2 \quad (88)$$

$$S_{cu} = \pi 0.28^2 - \pi(0.28 - 0.000147)^2 = 0.258mm \quad (89)$$

- Calculando o comprimento do condutor pela equação (91), utilizando os números de espiras calculado (77), $l_{espiras}$ é retirado das características da bobine.

$$L_{cond} = N' * l_{espiras} \quad (90)$$

$$L_{cond} = 339 * 85 * 10^{-3} = 28.8m \quad (91)$$

- Calculando a resistência do cobre pela equação (93).

$$R_{cu} = \rho_{cu_{20^{\circ}c}} * \frac{L_{cond}}{S_{cu}} \quad (92)$$

$$R_{cu} = 1.724 * 10^{-8} * \frac{28.8m}{0.000258} = 2.0m\Omega \quad (93)$$

- Calculando as perdas no cobre pela equação (95).

$$P_{cu} = R_{cu} * I^2 \quad (94)$$

$$P_{cu} = 0.002 * 1^2 = 2mW \quad (95)$$

3.2.1 - Controlo do Full-Bridge

Neste subcapítulo será desenvolvido o controlo em relação ao conversor Full-Bridge, de modo a que este por sua vez consiga gerar uma modulação a três níveis na saída.

3.2.1.1 - controlo em modo de corrente

Este conversor Full-Bridge vai ter um controlo em modo de corrente, para isso vai necessitar de um sensor de corrente à entrada do inversor (Figura 40). Este sensor pelas suas características (Figura 41) mostra que na ausência de corrente o sinal de saída tem 2.5V.



Figura 42 - Sensor de corrente.

Number of primary turns	Primary nominal r.m.s. current I_{PN} [A]	Nominal output voltage V_{OUT} [V]	Primary resistance R_P [m Ω]	Primary insertion inductance L_P [μ H]	Recommended connections
1	± 15	2.5 ± 0.625	0.18	0.013	
2	± 7.5	2.5 ± 0.625	0.81	0.05	
3	± 5	2.5 ± 0.625	1.62	0.12	

Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary
6 pins 0.7 x 0.8 mm
Recommended PCB hole 1.3 mm
- Fastening & connection of secondary
3 pins 0.5 x 0.35 mm
Recommended PCB hole 0.8 mm
- Additional primary through-hole $\varnothing 3.2$ mm

Remark

- V_{OUT} is positive when I_p flows from terminals 1, 2, 3 to terminals 6, 5, 4.

Output Voltage - Primary Current

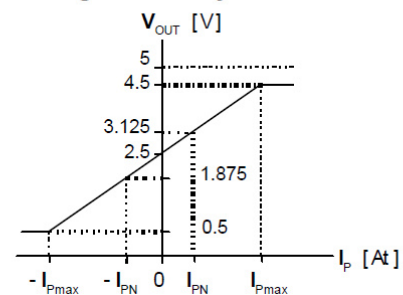


Figura 43 - Características do sensor de corrente.

Perante isto, utilizou-se amplificador não inversor (Figura 42) de modo a corrigir. Assim no V2 coloca-se uma tensão de 5V enquanto no V1 é a tensão vindo do sensor.

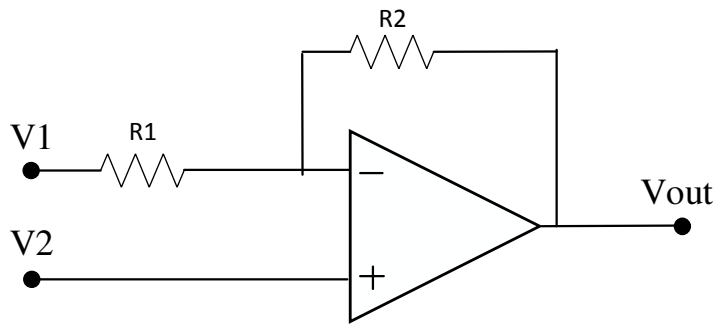


Figura 44 - amplificador não inversor.

- Deste modo fazendo uma análise ao circuito, chega-se à seguinte equação (96):

$$V_{out} = V_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - V_1 \frac{R_1}{R_2} \quad (96)$$

- Sendo que $\frac{R_1}{R_2} = 1$ e $\frac{R_2}{R_1} = 1$, Ou seja as resistências são iguais, $(2.5 - \frac{0.625I}{5})$ estes valores são retirado das características do sensor de corrente, Calculando a tensão de saída conforme a corrente que tiver a passar pelo sensor, conforme a equação (100), ficando:

$$V_{out} = 2V_2 - V_1 \quad (97)$$

$$V_{out} = 2 \left(2.5 - \frac{0.625I}{5} \right) - 5 \quad (98)$$

$$V_{out} = 5 - \frac{1.25I}{5} - 5 \quad (99)$$

$$V_{out} = -0.25I \quad (100)$$

Assim fica com uma diferença muito próxima de zero. Este sinal por sua vez liga a um comparador histerético (43). O segundo sinal este comparador vem do multiplicador. A saída deste comparador vai dar origem ao primeiro sinal (A) de controlo antes falado no capítulo anterior.

Ao multiplicador vai estar ligado a amostragem de tensão vinda do controlo e o sinal vindo do PI (Controlador Proporcional Integral).

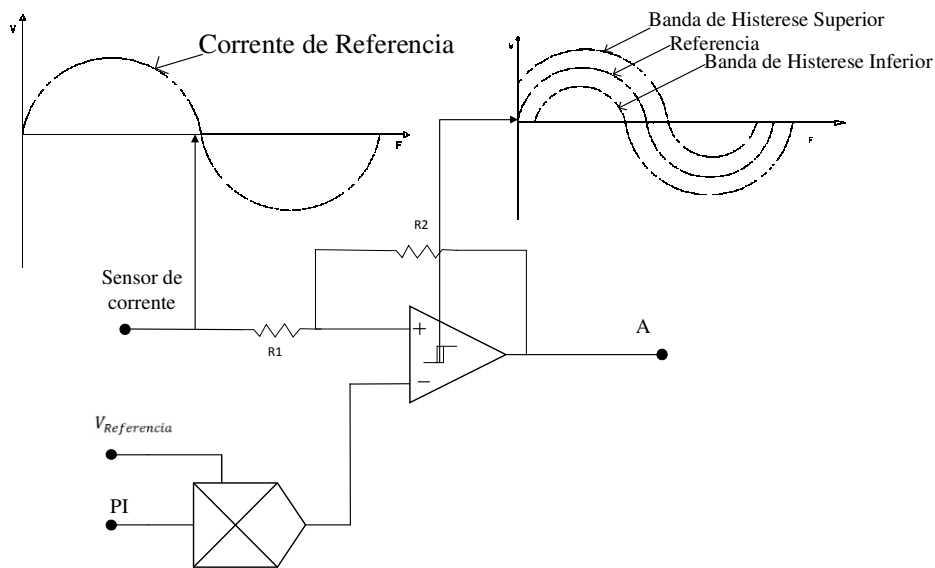


Figura 45 - Comparador Histerese.

- Vai-se calcular a tensão de histerese que é dado pela seguinte equação (102):

$$V_i = \frac{R_1}{R_2} * 2 * V_{cc} \quad (101)$$

$$V_i = \frac{330}{100000} * 24 \quad (102)$$

$$V_i = 79.2mV \quad (103)$$

A sensibilidade deste sensor é de 41.6mV/A [7] e considerou-se que a histerese seria o dobro da sensibilidade do sensor.

Na saída deste comparador, o sinal vai estar compreendido entre ± 12 V, no qual e à semelhança do que aconteceu anteriormente, é necessário aproveitar a onda positiva e para isso utilizou-se novamente o circuito retificador (Figura 44) de modo a só ter um sinal compreendido entre 0 e +12V.

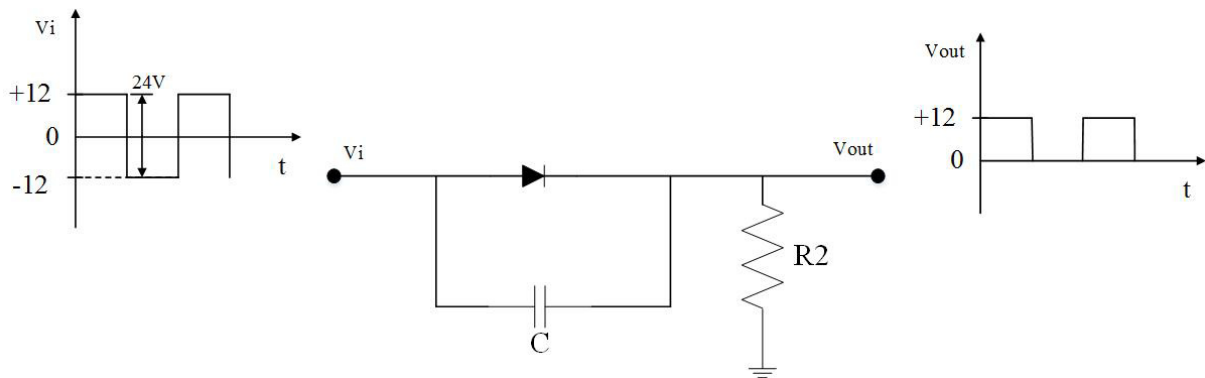


Figura 46 - Onda positiva.

O segundo sinal de controlo (Figura 45) é retirado a partir do sinal de referência vindo da amostragem de tensão. Este comparador vai comparar a onda de entrada com a massa e a sua saída vai ser “ 1 ” quando a onda de entrada for positiva e “ 0 ” quando a onda for negativa.

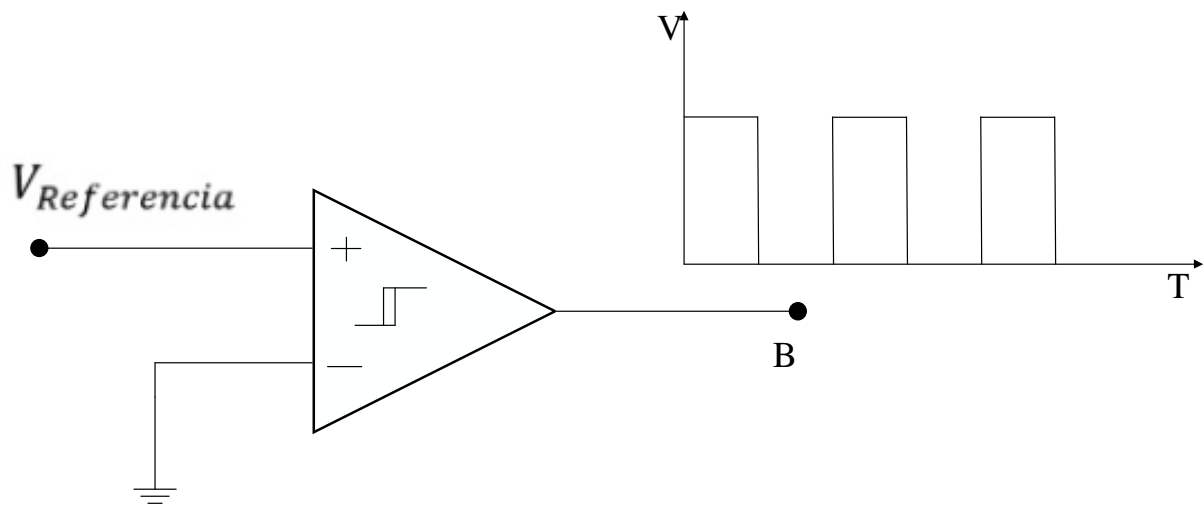


Figura 47 - Sinal B.

Utilizando estes dois sinais (A e B), que são suficientes para se ter uma modulação a três níveis, recorreu-se ao mapa de *Karnaugh* (Tabela 3). O T1 e T3 são os dois transístores no qual estão ligados aos 400V e ao mesmo tempo vão estar “on” ou “off” consoante o sinal.

B	A	T1	T3
0	0	1	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	1	1

Tabela 3 - Tabela de estados.

- Depois de preencher a tabela de estados procede-se á retirada das equações (104 e 105) de cada:

B\A	0	1
0	1	1
1	0	1

Tabela 4 -Tabela de estado do T1.

$$T_1 = \bar{B} + A \quad (104)$$

B \ A	0	1
0	1	0
1	1	1

Tabela 5 - Tabela de estado do T3.

$$T_3 = \bar{A} + B \quad (105)$$

Depois de retirar as expressões, procede-se ao esquemático de ligação onde podemos observar que contem duas portas **not** e duas portas **and**, como mostra a Figura 46.

Figura 48 - Esquemático do circuito que implementa os estados (Tabela 3).

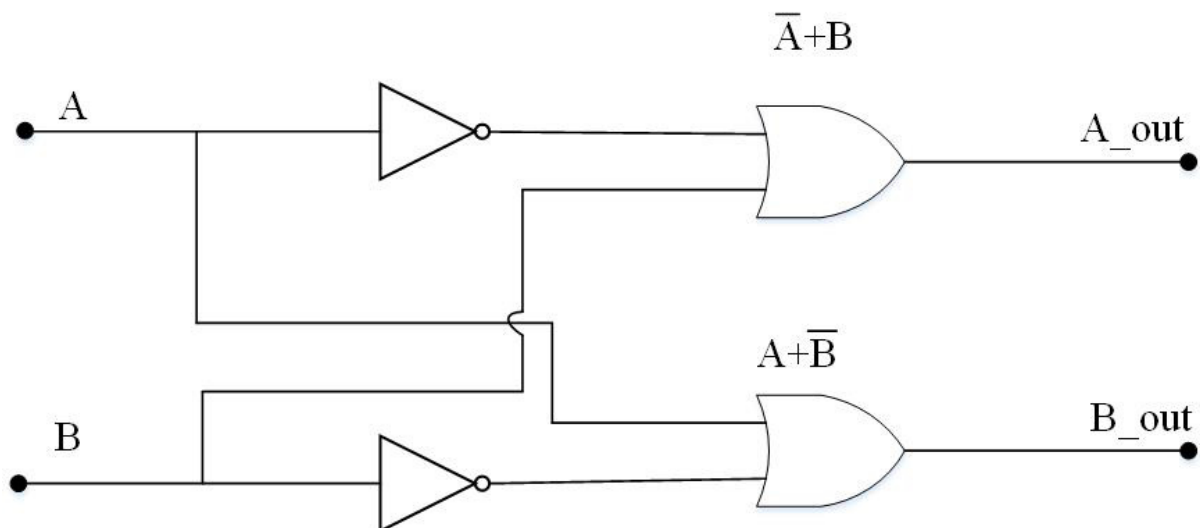


Figura 49 - Esquemático do circuito que implementa os estados (Tabela 3).

Fazendo uma simulação deste tipo de controlo (Figura 47), podemos observar (Figura 48), que este terá o comportamento desejado na saída.

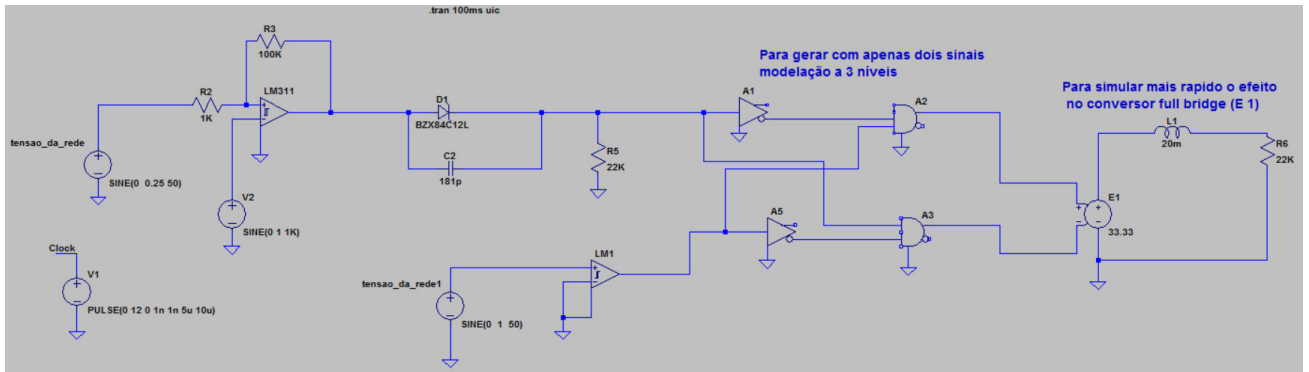


Figura 50 - Esquema de simulaçãodo controlo.

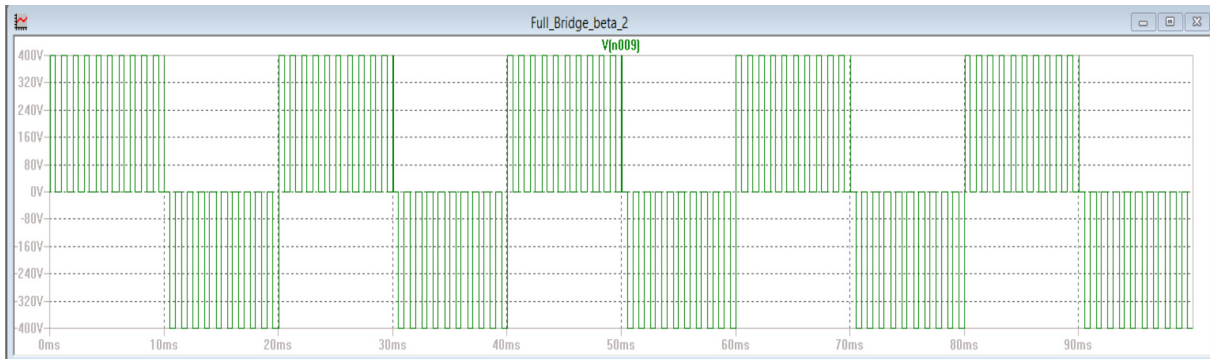


Figura 51 - Resultado da simulação do circuito da Figura 24.

3.2.1.2 – Calculo do condensador

A tensão no condensador Cf (Figura 49) será dimensionado de modo a que a corrente de saída do inversor seja estável, o MPPT não irá controlar a tensão no condensador isso ficará a cargo do controlo do conversor Full-Bridge. Para este condensador considerou-se um *ripple* de .

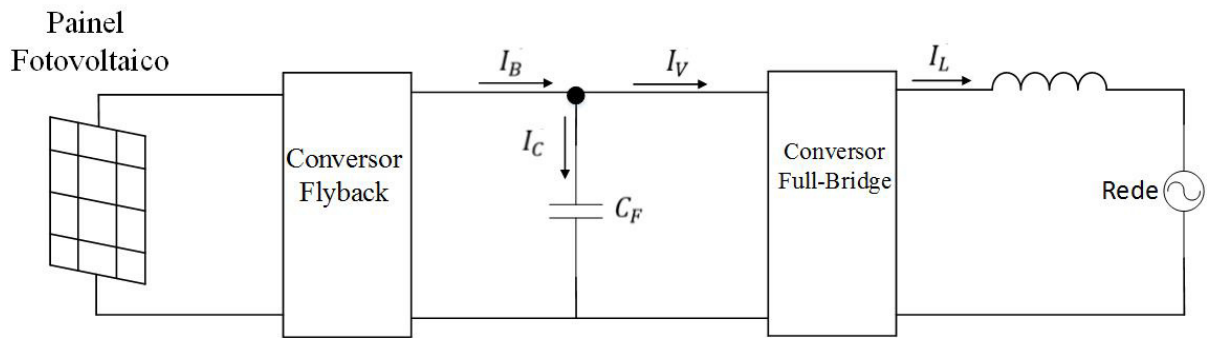


Figura 52 - Correntes no condensador.

- O valor de I_V é obtido da igualdade da potência de entrada com a potência da rede pela equação (106). A equação (110) define a corrente em função da potência e a tensão no condensador e a própria senoide da rede.

$$P_{in} = P_{out} \quad (106)$$

$$V_{C_F} * I_V = V_I * I_L * \sin^2(\omega t) \quad (107)$$

$$I_V = \frac{V_I * I_L}{V_{C_F}} \sin^2(\omega t) \quad (108)$$

$$I_V = \frac{V_I * I_L}{\Delta V_{C_F}} (1 - \cos(2\omega t)) \quad (109)$$

$$I_V = \frac{P_{out}}{V_{C_F}} (1 - \cos(2\omega t)) \quad (110)$$

- Para que o sistema esteja equilibrado em regime permanente o valor médio da corrente no condensador é zero, logo I_B , é igual ao valor médio da corrente de entrada do inversor no qual está representado pela equação (111).

$$I_B = \frac{P_{out}}{V_{C_F}}, \text{ Valor médio da corrente} \quad (111)$$

- Assim sendo a corrente no condensador é dado pela seguinte equação (112).

$$I_B - I_V = \frac{-P_{out}}{V_{C_F}} \cos(2\omega t) \quad (112)$$

- Como a corrente no condensador C_F , é uma grandeza sinusoidal, o *ripple* da tensão aos terminais do condensador vem dado pela seguinte equação (114).

$$V_{C_F}(t) = \frac{-P_{out}}{2V_{C_F}\omega * C_F} \sin(2\omega t) \quad (113)$$

$$\Delta V_{C_F} = 2 * V_{C_F} = \frac{P_{out}}{2V_{C_F}\omega * C_F} \quad (114)$$

- Substituindo os valores tem-se a equação (116) que determina o valor do condensador.

$$C_F = \frac{P}{V_C * \omega * \Delta V_C} \quad (115)$$

$$C_F = \frac{200}{400 * 2 * \pi * 50 * 10} = 159\mu F \quad (116)$$

- A corrente no condensador é dada pela seguinte equação (117).

$$I_B = \frac{P}{U} = \frac{200}{400} = 0.5A \quad (117)$$

3.2.1.3 - Controlador Proporcional Integral

Para o dimensionamento do controlador PI, a corrente I_B é vista como uma perturbação, uma vez que é imposta pelo conversor Flyback, sendo a grandeza I_V , a grandeza que regula a tensão no condensador. De acordo com a Figura 54, escreve-se a equação (119) que define o sistema:

Em que :

- i_{CF} – valor instantâneo
- I_{CF} – valor médio
- i_{cf} – componente alternada
- I_{cf} - amplitude da componente alternada.

$$V_{C_F}(t) = \frac{1}{C_F} \int i_{C_F} dt \quad (118)$$

$$V_{C_F}(t) = \frac{1}{C_F} \int I_B - I_V dt \quad (119)$$

- Usando as transformadas de Laplace , afim de passar para o dominio da frequencia na seguinte equação (120).

$$V_{C_F}(s) = \frac{1}{C_F * s} [I_B(s) - I_V(s)] \quad (120)$$

- Fazendo um diagrama de bloco do respetivo condensador (Figura 50).

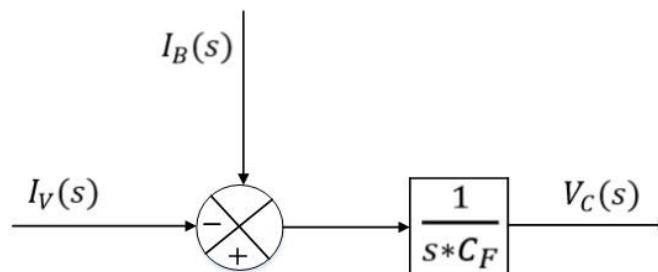


Figura 53 - Diagrama de bloco do condensador.

$$I_V = V_{CT} * K_i \quad (121)$$

$$I_V = \frac{V_I * K_i}{2 * V_{C_F}} * V_{CT} \quad (122)$$

- Segundo o artigo do Doutor Hugo Ribeiro [6], o diagrama de blocos do controlo é (Figura 53). Este diagrama é composto por K_p é um ganho que se pretende calcular, o $\frac{s+z}{s}$ é um zero que se pretende colocar de modo a anular um dos polos. O $\frac{V_i * K_i}{2 * V_{CF}}$ é a relação entre a tensão de entrada e a tensão no condensador. O $\frac{1}{s * C_F}$ é a tensão no condensador que mostra na Figura 52. O β é a relação entre a tensão no condensador e a tensão de amostragem no qual é feita através de um divisor de tensão.

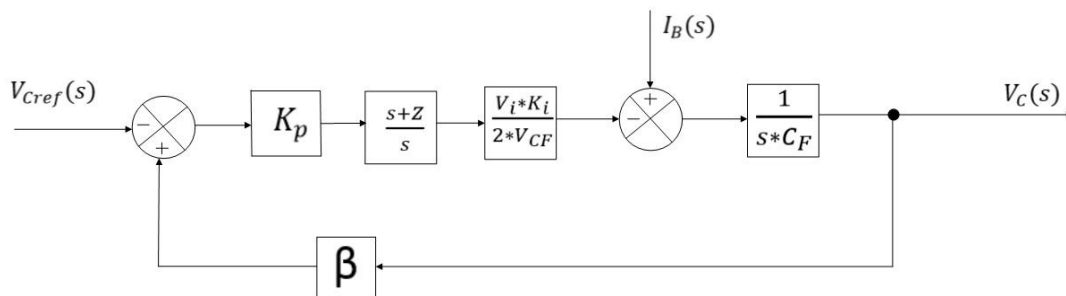


Figura 54 - Esquema de blocos do controlo.

- Como $V_{Cref}(s) = 0$ e $K = K_p * \frac{V_i * K_i}{2 * V_{CF}}$ (Figura 52), e utilizando o teorema da sobreposição em que o resultado é expressa pela equação (125)

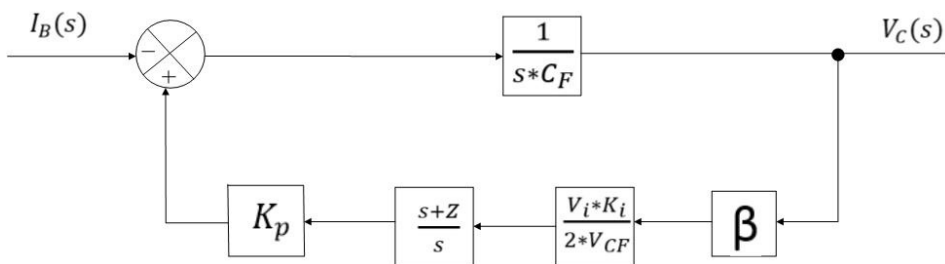


Figura 55 - Esquema de blocos em Relação à corrente.

$$\frac{V_C(s)}{I_B(s)} = \frac{\frac{1}{C_F * s}}{1 + \left(\frac{s+z}{s}\right) K * \beta * \left(\frac{1}{C_F * s}\right)} \quad (123)$$

$$\frac{V_C(s)}{I_B(s)} = \frac{\frac{1}{C_F * s}}{\frac{s^2 C_F + K\beta s + zK\beta}{s^2 C_F}} \quad (124)$$

$$\frac{V_C(s)}{I_B(s)} = \frac{1}{C_F} \frac{\frac{1}{C_F * s}}{s^2 + \frac{K\beta s}{C_F} + \frac{zK\beta}{C_F}} \quad (125)$$

- Como $I_B(s) = 0$ e $K = K_p * \frac{V_I * K_i}{2 * V_{CF}}$ (Figura 53), em que o resultado é expressa pela equação (129).

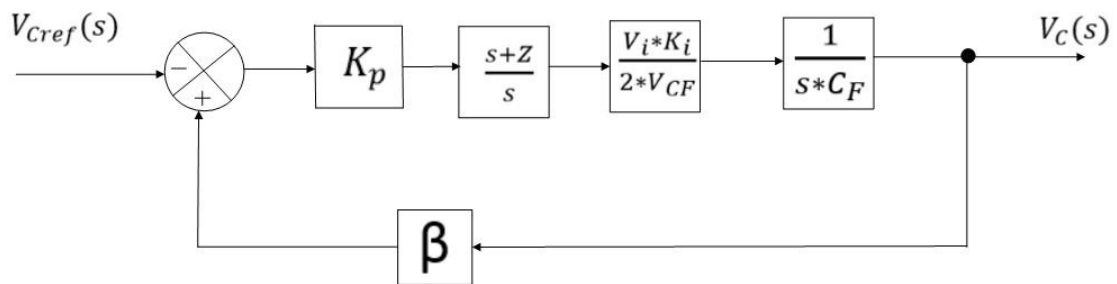


Figura 56 - Esquema de blocos em relação à referencia.

$$\frac{V_C(s)}{V_{Cref}(s)} = \frac{K \left(\frac{s+z}{s}\right) \left(\frac{1}{C_F * s}\right)}{1 + \beta K \left(\frac{s+z}{s}\right) \left(\frac{1}{C_F * s}\right)} \quad (126)$$

$$\frac{V_C(s)}{V_{Cref}(s)} = \frac{K \frac{s+z}{C_F s^2}}{\frac{C_F s^2 + (s+z)K\beta}{C_F s^2}} \quad (127)$$

$$\frac{V_C(s)}{V_{Cref}(s)} = \frac{(s+z)K}{C_F s^2 + (s+z)K\beta} \quad (128)$$

$$\frac{V_C(s)}{V_{Cref}(s)} = \frac{K}{C_F} \frac{s+z}{s^2 + \frac{s\beta K}{C_F} + \frac{zK\beta}{C_F}} \quad (129)$$

- Da análise do sistema podemos observar pelas equações (129 e 125) que os denominadores são iguais, assim sendo iguala-se à equação de 2º Grau que vem expressa pela seguinte equação (131).

$$s^2 + \frac{\beta K}{C_F} s + \frac{zK\beta}{C_F} = s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2 \quad (130)$$

$$\begin{cases} 2\zeta w_n s = \frac{\beta K}{C_F} s \\ w_n = \sqrt{\frac{zK\beta}{C_F}} \end{cases} \quad (131)$$

- Substituindo $w_n = \sqrt{\frac{zK\beta}{C_F}}$ em w_n , Fica:

$$2\zeta \left(\sqrt{\frac{zK\beta}{C_F}} \right) s = \frac{\beta K}{C_F} s \quad (132)$$

$$\zeta = \frac{\frac{\beta K}{C_F} s}{\sqrt{\frac{zK\beta}{C_F}}} \Rightarrow \frac{\beta K}{C_F} * \frac{\sqrt{\frac{zK\beta^4}{C_F}}}{\frac{zK\beta^4}{C_F}} \Rightarrow \frac{\sqrt{\frac{zK\beta}{C_F}}}{4Z} \quad (133)$$

$$\zeta = \sqrt{\frac{K\beta}{4C_F Z}} \quad (134)$$

A escolha do ganho K_p bem como a colocação do zero é feita com base no ganho em frequência, do diagrama de bode do sistema em malha aberta, o que permite verificar a margem de fase. A função de transferência em malha aberta tem-se $H(s)$ pela equação (135).

$$H(s) = \frac{K * \beta}{C_F} * \frac{s + z}{s} \quad (135)$$

- Passando a função de transferência para domínio da frequência que vem dada pela equação (139).

$$|H(jw)| = \left| \frac{K * \beta}{C_F} * \frac{\sqrt{w^2 + z^2}}{w^2} \right| \quad (136)$$

$$G_0 = \frac{K * \beta}{C_F w^2} * \sqrt{w^2 + z^2} \quad (137)$$

$$G_0 = \frac{4 * z * \zeta^2}{w^2} * \sqrt{w^2 + z^2} \quad (138)$$

$$G_0 = \sqrt[4]{\frac{w^4 * z^2}{16 * (w^2 + z^2) * z^2}} \quad (139)$$

A Figura 54, mostra a variação do fator de amortecimento em função da frequência, de modo a que o ganho do sistema em malha aberta garanta uma atenuação de 100X à frequência de 100Hz, utilizando o matlab com base na equação (139).

```

clc
z=0.1:0.01:100;
x=1/100;
w=2*pi*100;
y=((w.^4).*(x.^2))./(((16*(w.^2 + z.^2)).*z.^2));
raizn=y.^(1/4);
semilogx(z,raizn, 'green'), grid;
hold on
x=1/33;
w=2*pi*100;
y=((w.^4).*(x.^2))./(((16*(w.^2 + z.^2)).*z.^2));
raizn=y.^(1/4);
semilogx(z,raizn, 'red'), grid;
x=1/10;

```

```

w=2*pi*100;
y=((w.^4).*(x.^2))./(((16*(w.^2 + z.^2)).*z.^2));
raizn=y.^(1/4);
semilogx(z,raizn, 'blue'), grid;
ylim([0 2])
hold off
xlabel('Frequência')
ylabel('Fator de amortecimento')

```

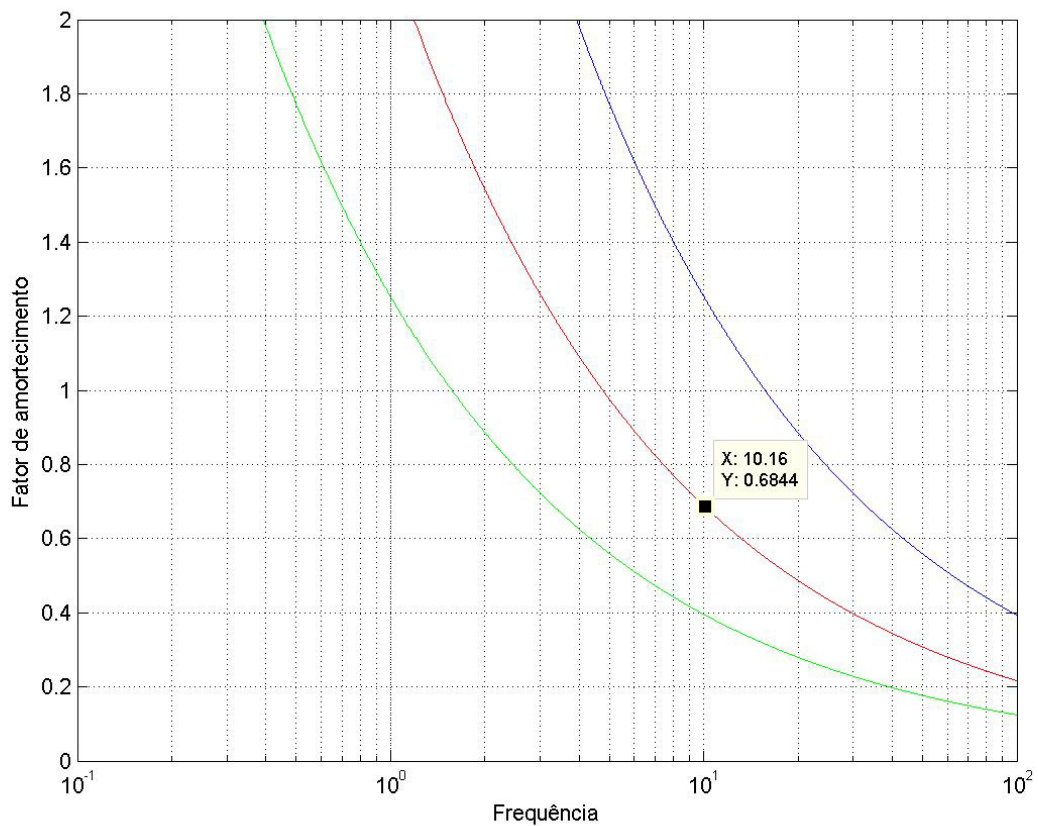


Figura 57 - Fator de amortecimento em função da frequência para diferentes atenuações a 100Hz.

A partir da Figura 31 retirou-se dois valores, o $W=10.16$ e o $\zeta = 0.68$ e vai-se determinar o resto da equação (141).

$$K = K_p * \frac{12 * 0.3}{2 * 400} \quad (140)$$

$$K = K_p * 0.045 \quad (141)$$

```
clc
A= 4*1.6*0.68^2;
B=4*1.6^2*0.68^2;
num=[A B];
den=[1 0 0];
G = tf(num, den)
bode(G),grid
```

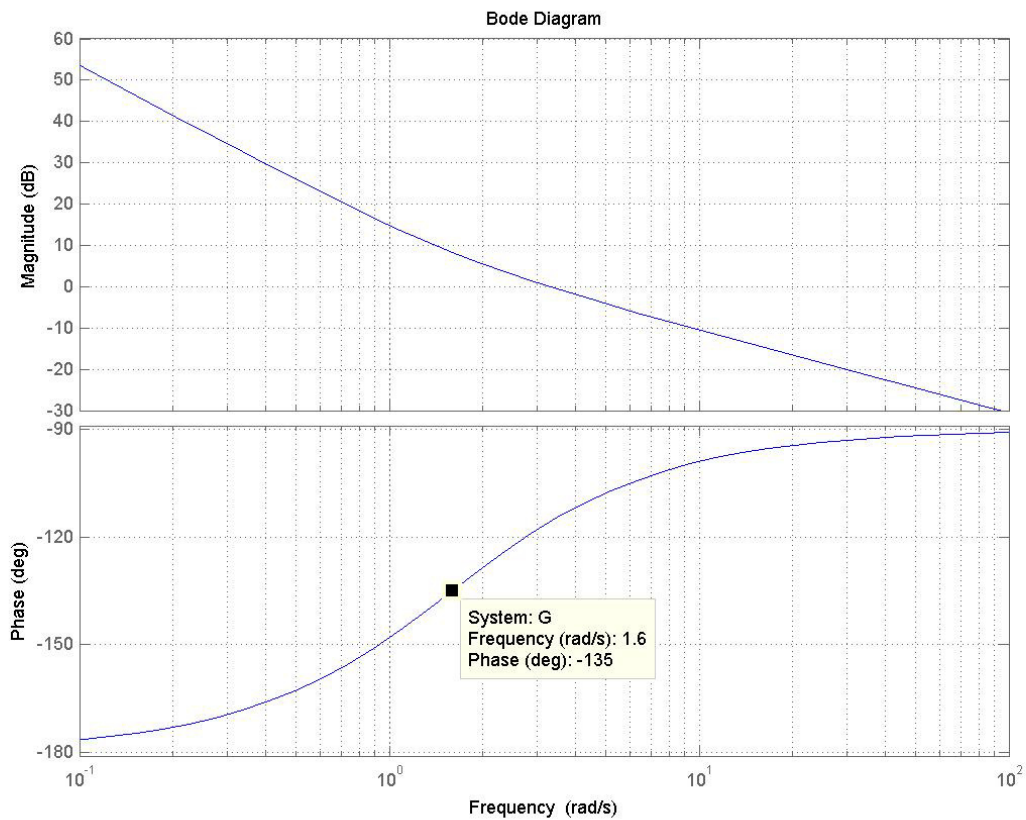


Figura 58 - Diagrama de Bode.

- Utilizando a equação (132), afim de determinar o K_p pela seguinte equação (144).

$$\frac{K\beta}{C_{FZ}} = \zeta^2 * 4 * w * \beta \quad (142)$$

$$K_p = \frac{\zeta^2 * 8\pi * f * C_F}{0.045 * \beta} \quad (143)$$

$$K_p = \frac{\zeta^2 * 8\pi * 1.6 * 150 * 10^{-6}}{0.045 * 0.01} = 6.2 \quad (144)$$

- Sabendo que $K_p = \frac{R_2}{R_1}$ e $z = \frac{1}{R_2 C}$ e considerando que $R_1 = 100K\Omega$, procede-se ao dimensionamento de R_2 e do condensador pela equação (148), de modo a que o PI eletrónico funcione (Figura 56) fica:

$$R_2 = K_p * R_1 \quad (145)$$

$$R_2 = 6.2 * 100000 \quad (146)$$

$$R_2 = 620K\Omega \quad (147)$$

$$C = \frac{1}{R_2 z} = \frac{1}{620000 * 1.6} = 1\mu F \quad (148)$$

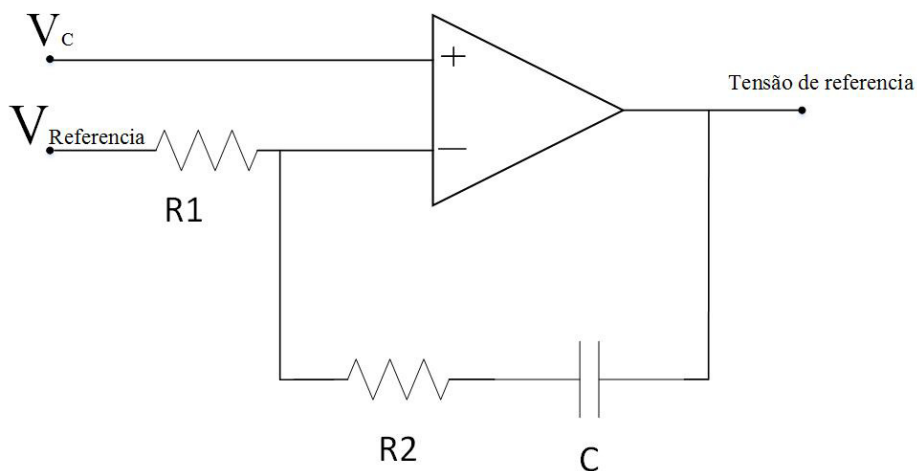


Figura 59 - Controlador proporcional integral.

3.2.1.4 – Drivers

O conversor Full-Bridge vai ter quatro drivers isolados (Figura 57) para cada IGBT, no qual foi utilizado o IRGP4062. Estes drivers isolados são uma forma de proteger o circuito de controlo do circuito de potência. Desta forma é garantido o normal funcionamento de ambas as partes. O esquemático completo encontra-se no Anexo B.

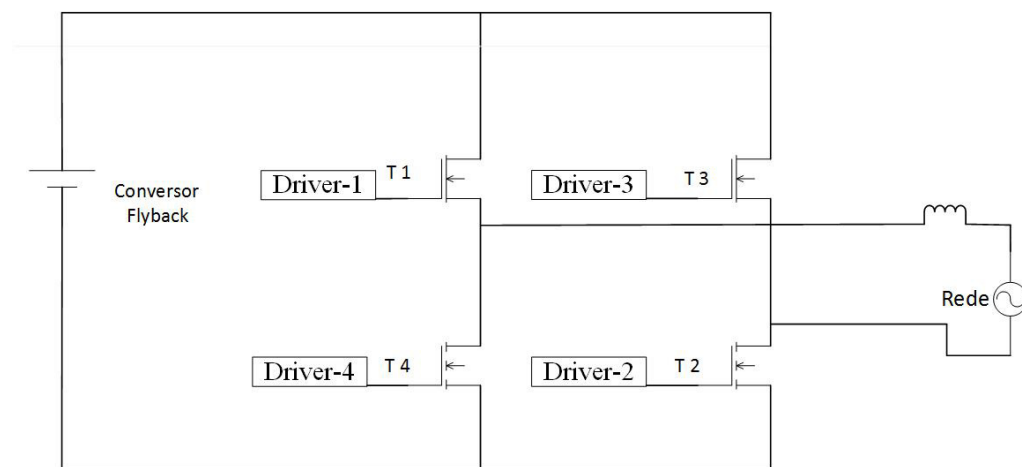


Figura 60 - Ligação dos drivers no conversor Full-Bridge.

O isolamento ótico consiste num díodo emissor de luz e num foto-transísttor, formando um acoplador ótico, que vai permitir a transmissão de um sinal de pequena tensão e o isolamento de sinais de elevada tensão. Foi implementado o circuito integrado HCPL2211 para garantir a separação do circuito de potência do circuito de controlo (Figura 57).

A alimentação de todo o circuito de ataque provém de um pequeno conversor que utiliza uma tensão contínua na sua entrada e coloca na sua saída uma tensão mais elevada comportando se como um pequeno transformador.

Para que o transísttor MOSFET comute rapidamente é necessário dispor de um pico de corrente elevado na carga da sua gate. Para garantir isso utilizou-se um andar push-pull composto por dois transísttores bipolares, BC327 (PNP) e BC337 (NPN), que permitem uma corrente máxima de coletor de 1A.

Na saída do andar push-pull é utilizado um diodo de zener de 16V que têm como função limitar a tensão de gate a +16V juntamente com a resistência.

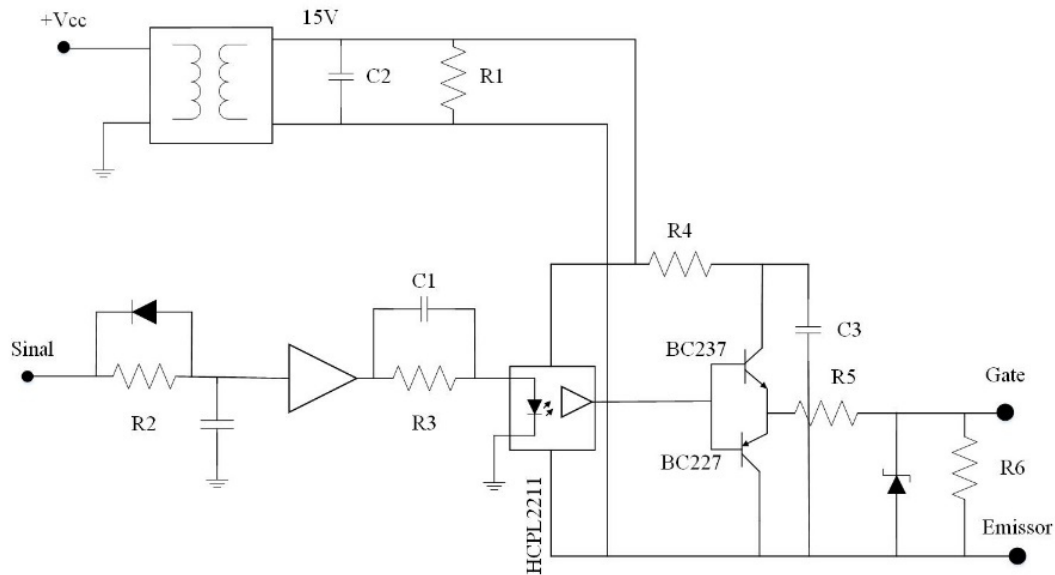


Figura 61 – O driver isolado.

Na Figura 59 vemos os dois sinais (A e B) a ligar a cada um dos drivers que por sua vez estão conectados aos MOSFET.

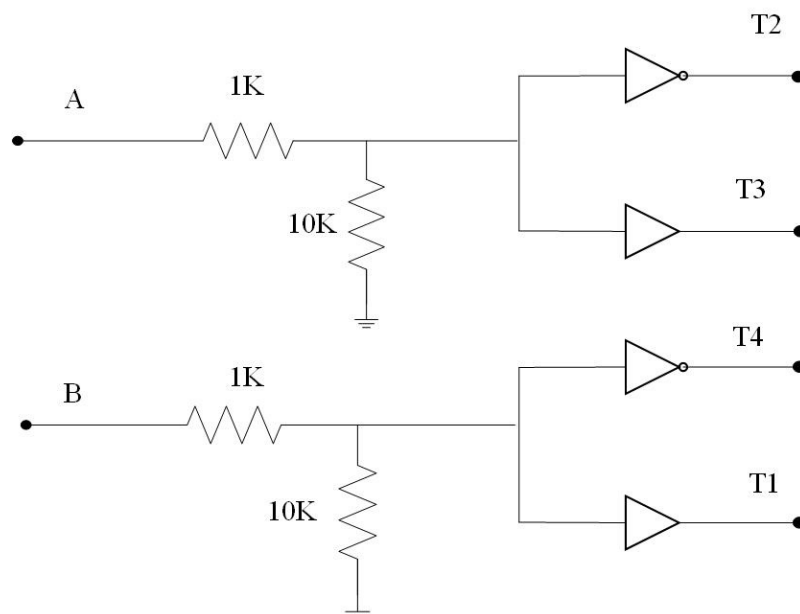


Figura 62 - Ponte entre os dois sinais e cada driver.

3.3– Alimentação do Circuito de controlo

O controlo deste inversor vai estar alimentado por meio da rede elétrica usando um transformador redutor com ponto médio (230/+15,0,-15) de 4.5W. A vantagem do controlo estar alimentado através da rede e não do painel, tem a ver para o caso da rede não ter corrente e ao mesmo tempo o painel continuar a injetada na rede, o que constitui um perigo para o utilizador. Deste modo se garante que o conversor só trabalha se houver energia na rede. Assim é proporcionada uma segurança por parte do técnico.

Este circuito de alimentação do controlo é constituído por uma ponte retificadora que irá retificar a onda da rede, que por sua vez irá limitar a tensão de $\pm 12V$, usando reguladores 7812 para a tensão positiva e 7912 para a tensão negativa sendo que é necessário utilizar condensadores de modo a termos uma tensão contínua.

Desta montagem vai-se retirar a amostragem de tensão através de um divisor de tensão que na sua saída terá 1V, que posteriormente será usado como referencia tanto no multiplicador como no LM311 (Figuras 43 e 45).

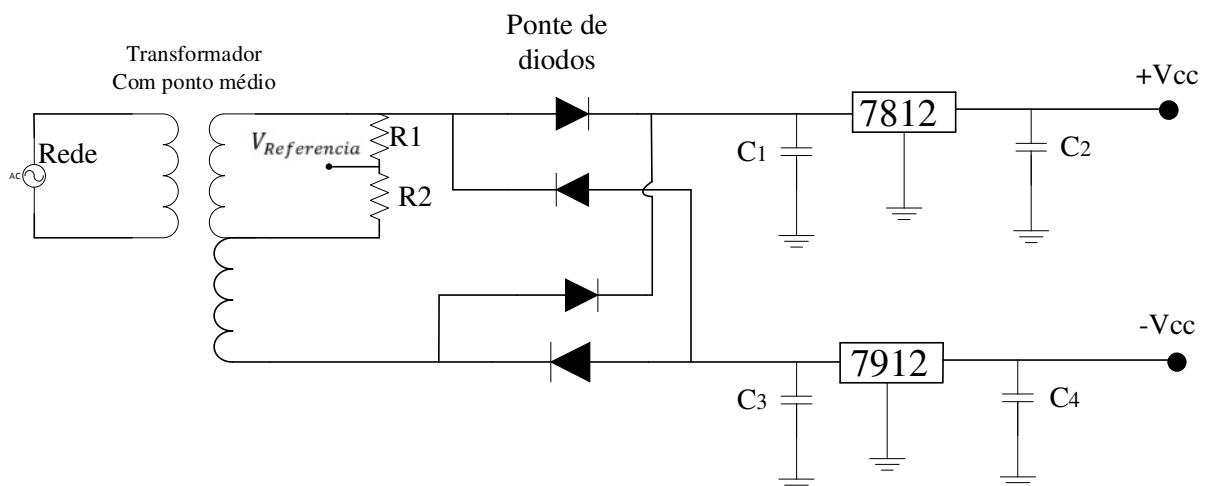


Figura 63 - Circuito de alimentação de todo o controlo e Vreferencia.

- Calculando a resistência de carga pela equação (149) sabendo que $I=300mA$ e $U=15V$.

$$R = \frac{U}{I} = \frac{15}{0.3} = 50\Omega \quad (149)$$

- Calculando o valor do condensador pela seguinte equação (152)

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{1}{2fR_c C} \quad (150)$$

$$C = \frac{V}{2fR\Delta V} \quad (151)$$

$$C = \frac{15}{2 * 50 * 50 * 12} = 250\mu F \quad (152)$$

4- Recolha de dados

4.1- Introdução

Neste capítulo são apresentados um conjunto de sinais provenientes do inversor dimensionado. Relativamente à placa do inversor, partiu-se de um protótipo já existente. No entanto, foi necessário fazer um levantamento de todo o circuito de modo a verificar se as características de operação (tensões e correntes de operação) se adequavam ao resto do circuito.

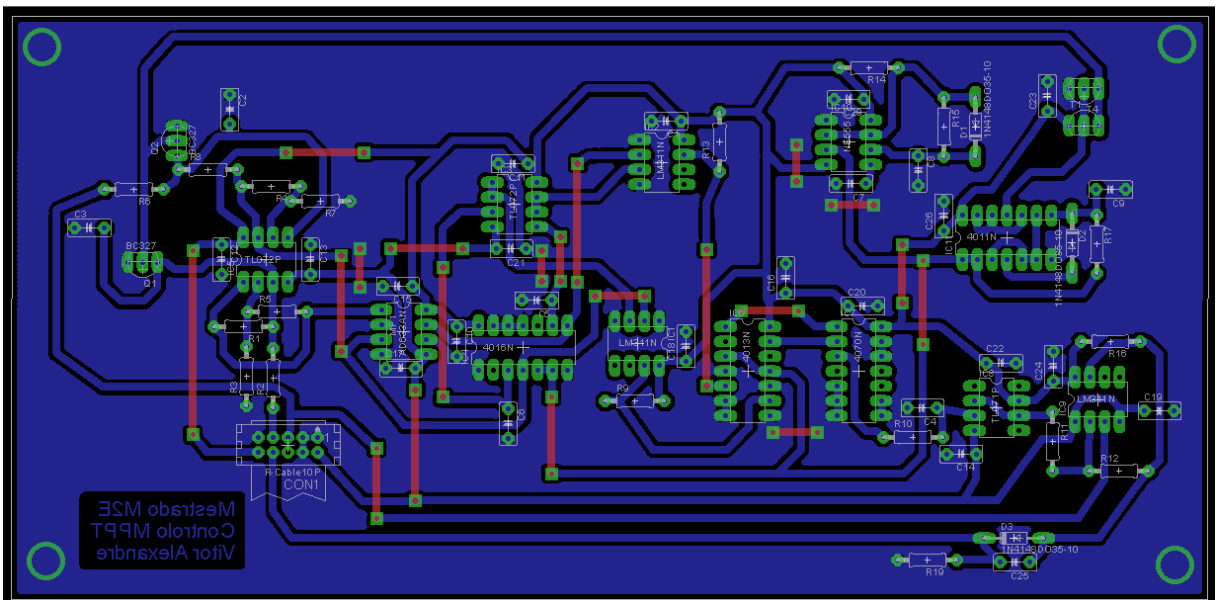


Figura 64 - Aspecto da placa do controlador.

Nas Figuras 63 e 64 estão representados os circuitos do MPPT, o qual irá ligar ao conversor Flyback utilizando o programa Eagle. Os restantes circuitos encontram-se no Anexo A.

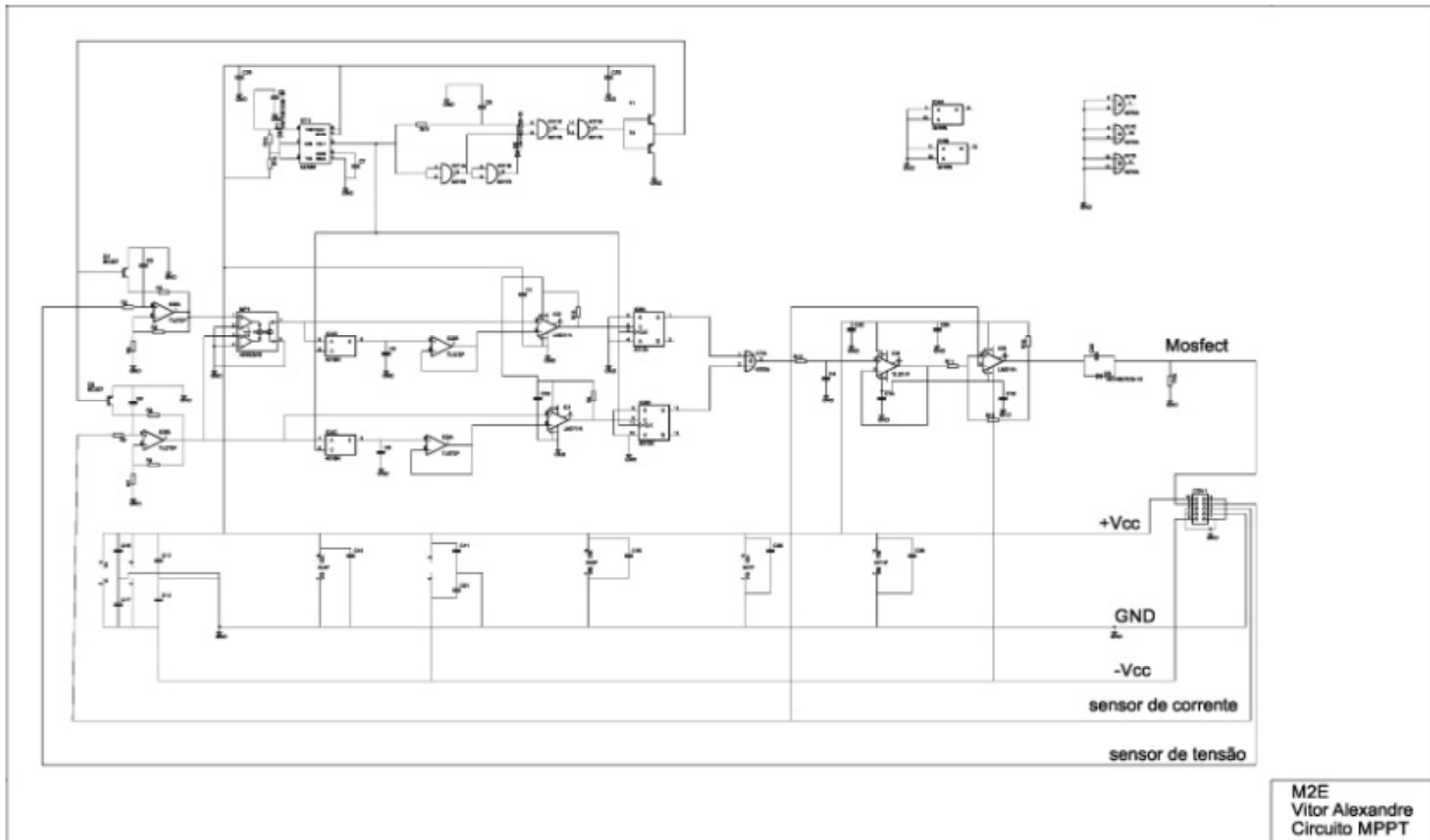


Figura 65 – Esquemático do circuito do MPPT

4.2 - Dados do Conversor Flyback

Na Figura 65, podemos ver quatro sinais distintos, relativos à operação do conversor em modo descontinuo, nomeadamente: a roxo é a tensão no condensador de entrada e a amarelo é a corrente de entrada no conversor Flyback.

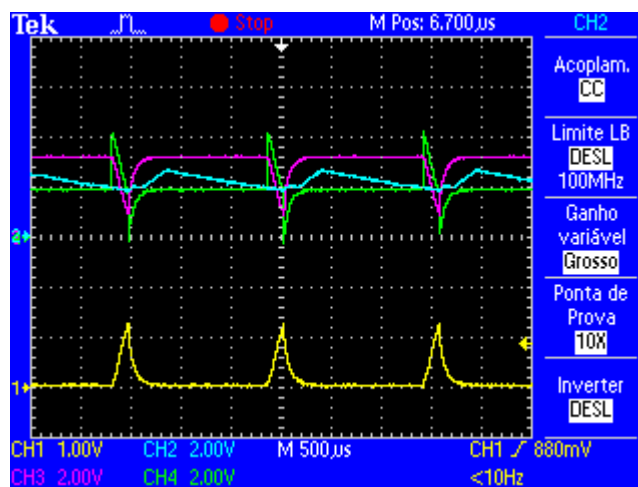


Figura 66 - Formas de onda de tensão e corrente com o conversor a operar em modo descontinuo.

- Legenda da Figura 65
- Roxo é a tensão no condensador de entrada
- Amarela é a corrente de entrada
- Verde é a tensão de comparação na histerese do comparador da Figura 43
- Azul é o sinal do MPPT depois do filtro

Estes sinais da Figura 65 correspondem ao funcionamento em modo descontinuo. Este tipo de funcionamento não era o pretendido, ou seja, a tensão de saída era de 80V e este conversor deveria ter na sua saída 400V.

A Figura 66, apresenta os mesmos sinais mas o inversor está a trabalhar em modo contínuo, ou seja, a tensão de saída está com 400V que é o que se espera obter deste circuito.

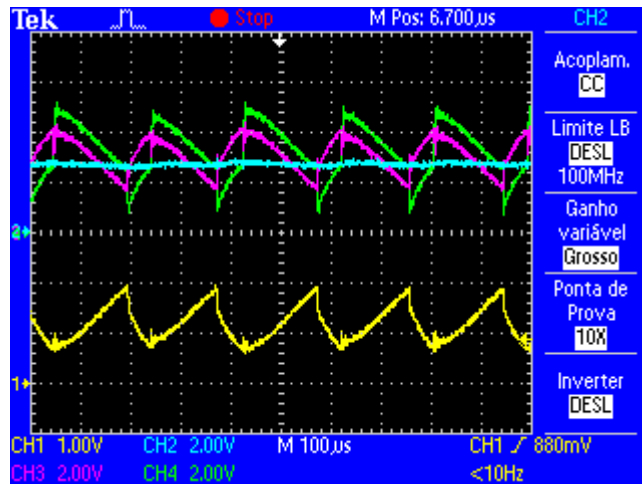


Figura 67 - Conversor Flyback a funcionar em modo contínuo.

- Legenda da Figura 66:
- Roxo é a tensão no condensador de entrada,
- Amarela é a corrente de entrada,
- Verde é a tensão de comparação na histerese do comparador da Figura 3,
- Azul é o sinal do MPPT depois do filtro,

Comparando a Figura 65 com a Figura 66, podemos concluir com estes sinais que o conversor flyback está a funcionar com o que era esperado, tendo à saída uma tensão de 390V.

Na Figura 67 temos os sinais de entrada do deboo de corrente e tensão de entrada. A Figura 68 representa os sinais da saída do deboo depois do sinal de *reset*, ou seja a tensão a vir a zero.

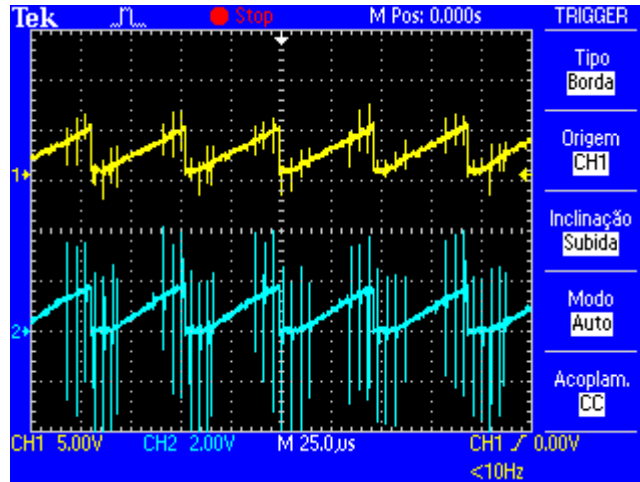


Figura 68 – Sinais de entrada do deboo Integrater .

- Legenda da Figura 67:
- Azul é a Corrente de entrada,
- Amarela é a Tensão de entrada,

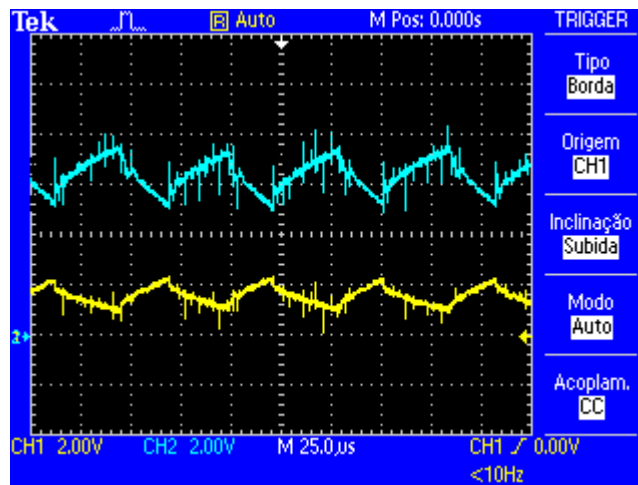


Figura 69 - Sinais de saída do deboo Integrater.

- Legenda da Figura 68:
- Azul – Corrente de entrada,
- Amarela – Tensão de entrada,

O *ripple* aqui apresentado está de acordo com o esperado, uma vez que os respectivos sinais não apresentam saturação.

A Figura 69, representa a saída do multiplicador AD633, que por sua vez multiplica a amostragem de corrente pela amostragem de tensão.

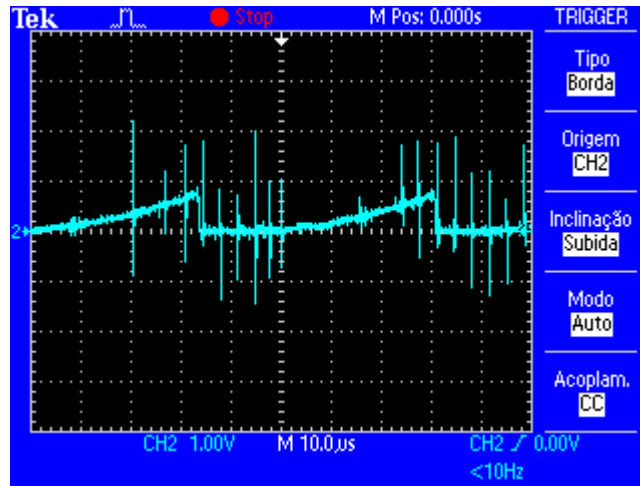


Figura 70 -Sinal de saída do AD633.

- Legenda da Figura 69:
- Azul é a Potência à saída do AD633,

Como se pode verificar na Figura 69 não ocorre saturação na saída do multiplicador, ou seja, este sinal está dentro dos parâmetros esperados.

A Figura 70, apresenta os vários níveis de tensão correspondente á potencia e corrente anterior (K-1). Estes sinais correspondem respetivamente à amostragem do valor médio da tensão e da potência com uma frequência de 20kHz.

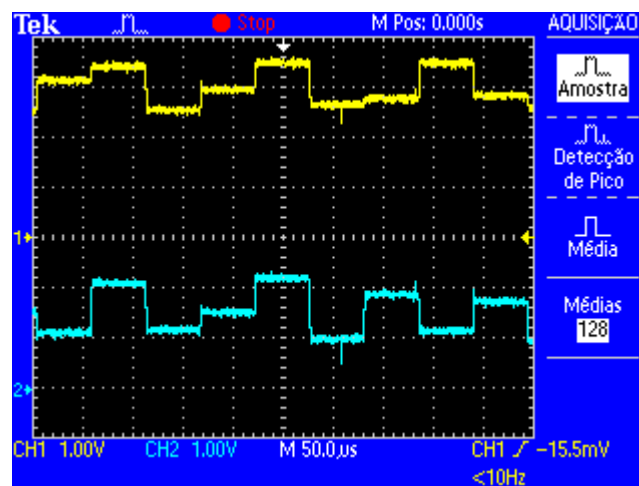


Figura 71 -Sinais dos interruptores electronicos.

- Legenda da Figura 70:

- Azul são os níveis de tensões correspondentes a amostragem de corrente,
- Amarelo é os níveis de tensões correspondentes à Potência,

A Figura 71 apresenta os dois sinais de clock, necessários ao funcionamento do controlador MPPT. O sinal amarelo está adiantado em relação ao sinal azul de modo a que seja registado o sinal da tensão e corrente antes de ser realizado o reset do integrador.

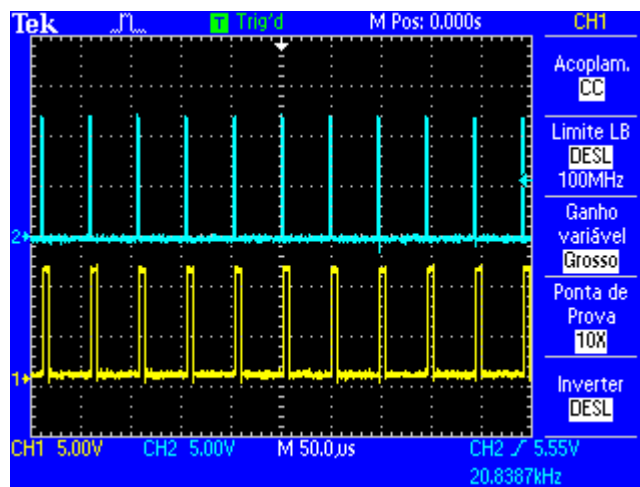


Figura 72 - Sinais clock1 e clock2.

- Legenda da Figura 71:
- Azul é o Clock1,
- Amarelo é o Clock2,

A Figura 72, apresenta os mesmos sinais só que mais ampliado, e neste caso o sinal azul está adiantado em relação ao sinal amarelo.

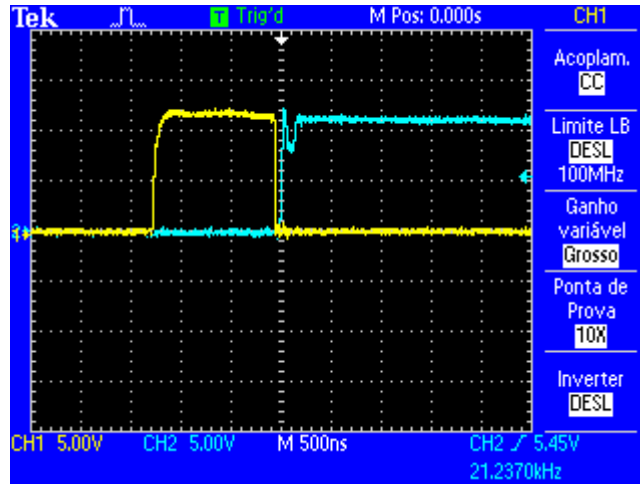


Figura 73 – Zoom dos sinais clock1 e clock2.

- Legenda da Figura 72:
- Azul – Clock2,
- Amarelo – Clock1,

Na Figura 73, apresenta o sinal do comparador de saída da Figura 12. Este sinal é o resultado de todo o circuito desenvolvido ao longo do capítulo 3.1.3, é o sinal MPPT na saída do xor.

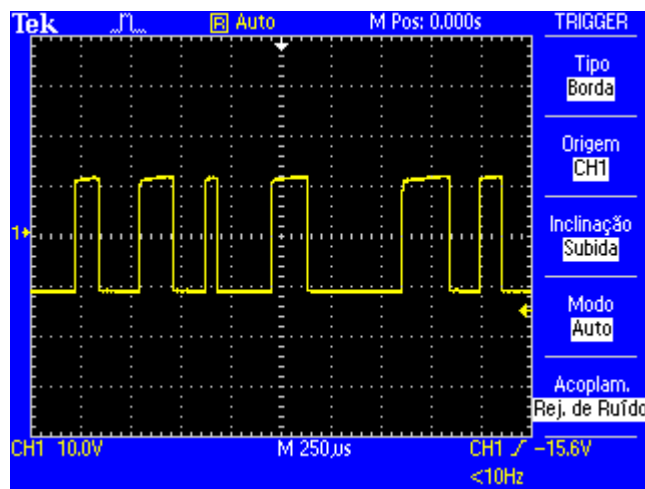


Figura 74 - Sinal de saída do MPPT.

- Legenda da Figura 73:

- Amarelo – Sinal do MPPT,

A Figura 74, apresenta a diferença entre o sinal que entra no circuito de retificação da onda positiva. O sinal passa por uma montagem Push-Pull da Figura 36, que por sua vez irá para a gate do mosfet.

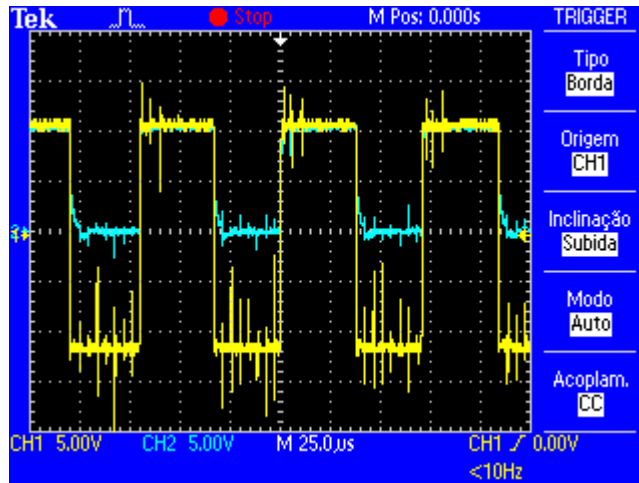


Figura 75 - Sinal que saí do Lm311 e vai para a gate do mos.

- Legenda da Figura 74:
- Azul é o Sinal depois da montagem, para aproveitar a onda positiva,
- Amarelo é o sinal à saída do comparador Histerético,

4.3 – Dados Conversor Full-Bridge

Na Figura 75, estão representados os dois sinais de entrada que vão para o controlador PI.

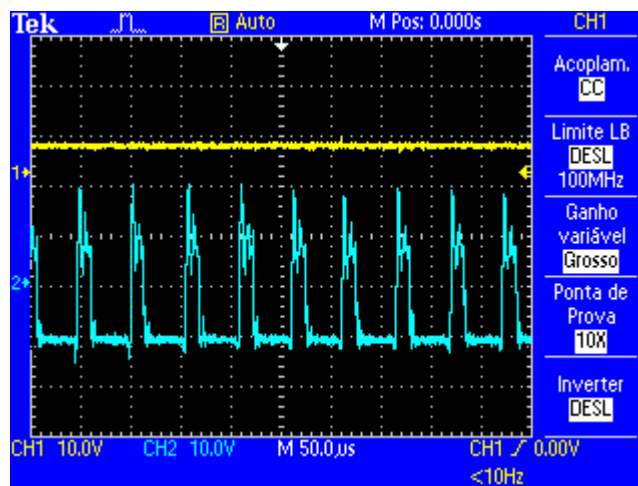


Figura 76 - Sinais de entrada do PI.

- Legenda da Figura 75:
- Azul é a amostragem de tensão no condensador,
- Amarelo é a referência de tensão,

A Figura 76 apresenta os dois sinais na entrada do multiplicador AD633, que vai multiplicar o sinal vindo do controlador PI com o sinal da senoide de referência de entrada.

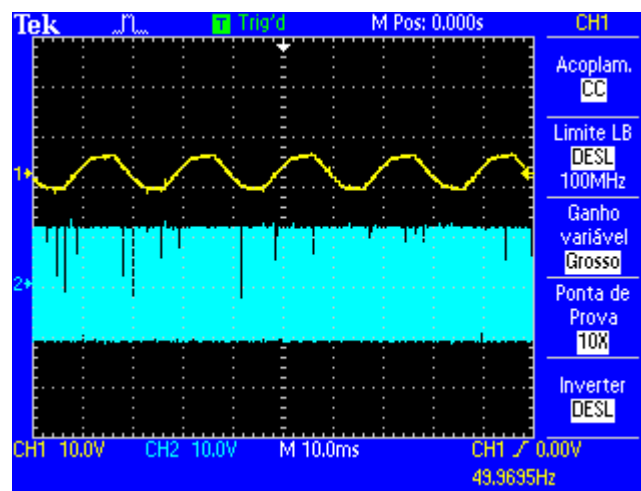


Figura 77 - Sinais de entrada do multiplicador.

- Legenda da Figura 76:
- Azul é o sinal do Pi,
- Amarelo é a amostragem de tensão da entrada,

A Figura 77, apresenta os dois sinais de entrada do LM311 com histerese, sendo o amarelo o sinal vindo do multiplicador e o azul o sinal do sensor de corrente.

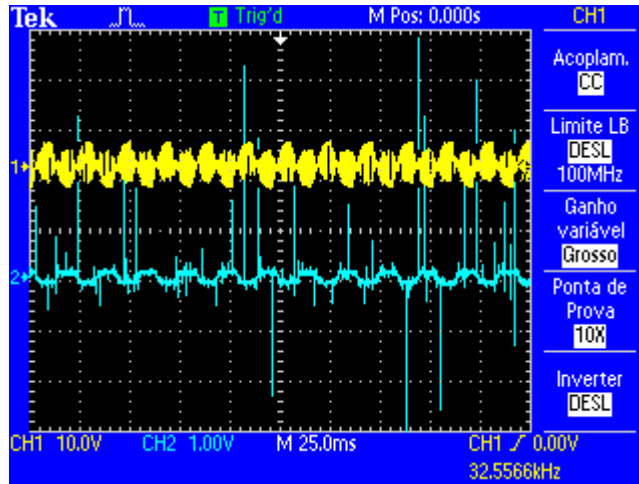


Figura 78 - Sinais que vem do AD633 e do sensor de corrente.

- Legenda da Figura 77:
- Azul é o sinal do AD633,
- Amarelo é a amostragem de corrente á saída,

A Figura 78, apresenta os dois sinais A e B que por sua vez servirão para gerar uma modulação a três níveis. O sinal com a cor amarela corresponde ao sinal de alta frequência que é utilizado para comandar os transístores O sinal a azul corresponde a uma onda quadrada de 50Hz que dá informação sobre a polaridade da tensão da rede.

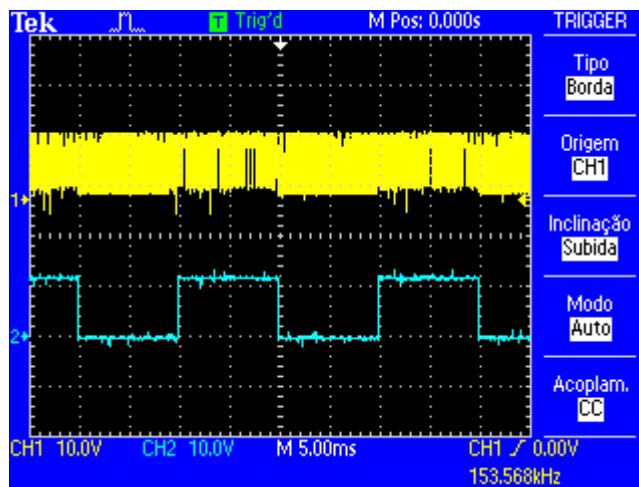


Figura 79 - Os dois sinais A e B.

- Legenda da Figura 78:

- Azul é o sinal resultante do LM311 com Histerese,
- Amarelo é quando a onda é positiva ou negativa,

Na Figura 79, são mostrados os dois sinais que vão para os drivers de modo a gerar na saída a modulação desejada.

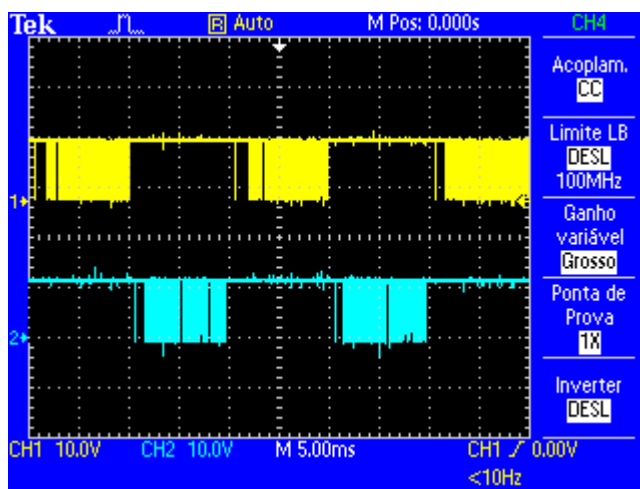


Figura 80 - Os dois sinais que vão para os drivers.

- Legenda da Figura 79:
- Azul é o Sinal A,
- Amarelo é o Sinal B,

A Figura 80, apresenta o sinal desejado á saída do conversor Ful-Bridge.

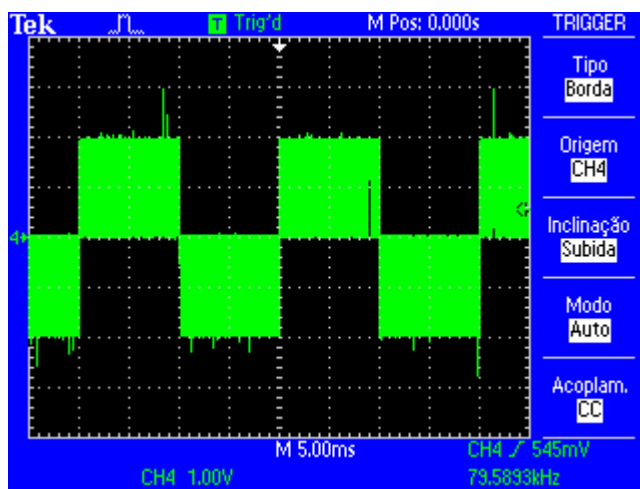


Figura 81 - Sinal de saída do conversor Full-Bridge.

- Legenda da Figura 80:

Verde é o sinal de saída do conversor Full-Bridge com modulação a três níveis,

Depois de fazer a recolha de dados, verificou-se que alguns sinais correspondem aos sinais simulados no LTSpice. Por exemplo os sinais da Figura 71 correspondem aos sinais correspondentes à Figura 30.

Alguns destes sinais foram retirados ainda na breadboard, daí haver sinais com bastante ruído.

5- Conclusão

O trabalho desenvolvido nesta dissertação permite concluir que o inversor online se encontra a funcionar mas com algumas restrições. Foi possível mostrar em vídeo que este inversor se encontra a trabalhar com um conversor boost na entrada, mas com um conversor flyback isso já não é totalmente verdade.

Não foi possível realizar os testes com os equipamentos (Painel fotovoltaico e gerador eólico) desejados porque não haver estes dois equipamentos, painel fotovoltaico e gerador eólico de 200W. Numa fase inicial do projeto optou-se por utilizar o conversor boost para controlar a corrente no painel e gerar a tensão de alimentação do inversor full-bridge. Após alguns testes realizados verificou-se que esta não era a melhor solução devido ao elevado ganho de tensão necessário, passar de 24 para 400V. Por este motivo abandonou-se o conversor boost e passou-se a utilizar o conversor flyback porque com este conversor consegue-se ter tensões mais elevadas utilizando para isso um transformador. No entanto é importante referir que foi realizado trabalho relacionado com a operação do conversor boost utilizando o controlo MPPT.

Este inversor on-line, é constituído por dois conversores que são: conversor Flyback e o conversor Full-Bridge. Em que no primeiro foi feito um controlo baseado no MPPT para ter na saída o máximo de potência. No segundo conversor foi aplicado um controlo em modo de corrente do modo a que este inversor tenha um comportamento de fonte de corrente. Foram realizadas simulações que confirmam os resultados experimentais obtidos. Quanto ao rendimento deste inversor, não foi possível determinar, devido a este projeto não estar totalmente acabado.

Este inversor tem muitos componentes eletrónicos, o que faz com que a placa apresente uma dimensão algo elevada face a soluções comerciais, uma das melhorias a fazer, era simplificar todos estes componentes de controlo ao máximo, de modo a ter menos componentes e reduzir as suas dimensões.

6 - Referencias

- [1] - http://www.energiasrenovaveis.com/DetalheNoticias.asp?ID_conteudo=951&ID_area=23
- [2] - <http://www.edpsu.pt/pt/origemdaenergia/Pages/OrigensdaEnergia.aspx>
- [3] - http://www.energiasrenovaveis.com/DetalheConceitos.asp?ID_conteudo=13&ID_area=3&ID_sub_area=7
- [4] - A single-phase photovoltaic inverter topology with a series-connected power buffer
- [5] - MICRO-INVERSOR PARA SISTEMA FOTOVOLTAICO
- [6] - “*Single Stage Inverter for PV Applications with One*” – Professor Hugo Ribeiro
- [7] - <http://www.farnell.com/datasheets/51625.pdf>
- [8] - Howland Integrator”*Texas*”
- [9] - Ferroxcube-Philips-HB2009
- [10] - https://www.facebook.com/designelectronics?hc_location=timeline

Anexo A

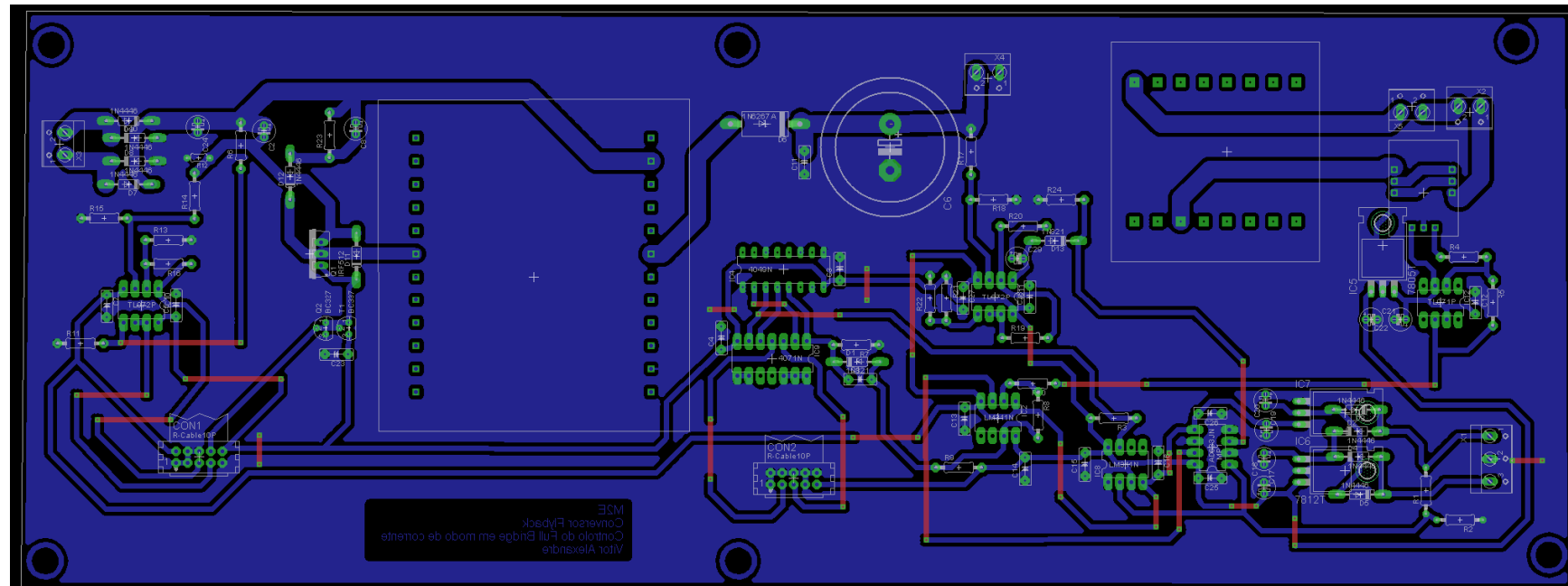


Figura 82 - Aspecto da placa com o controle.

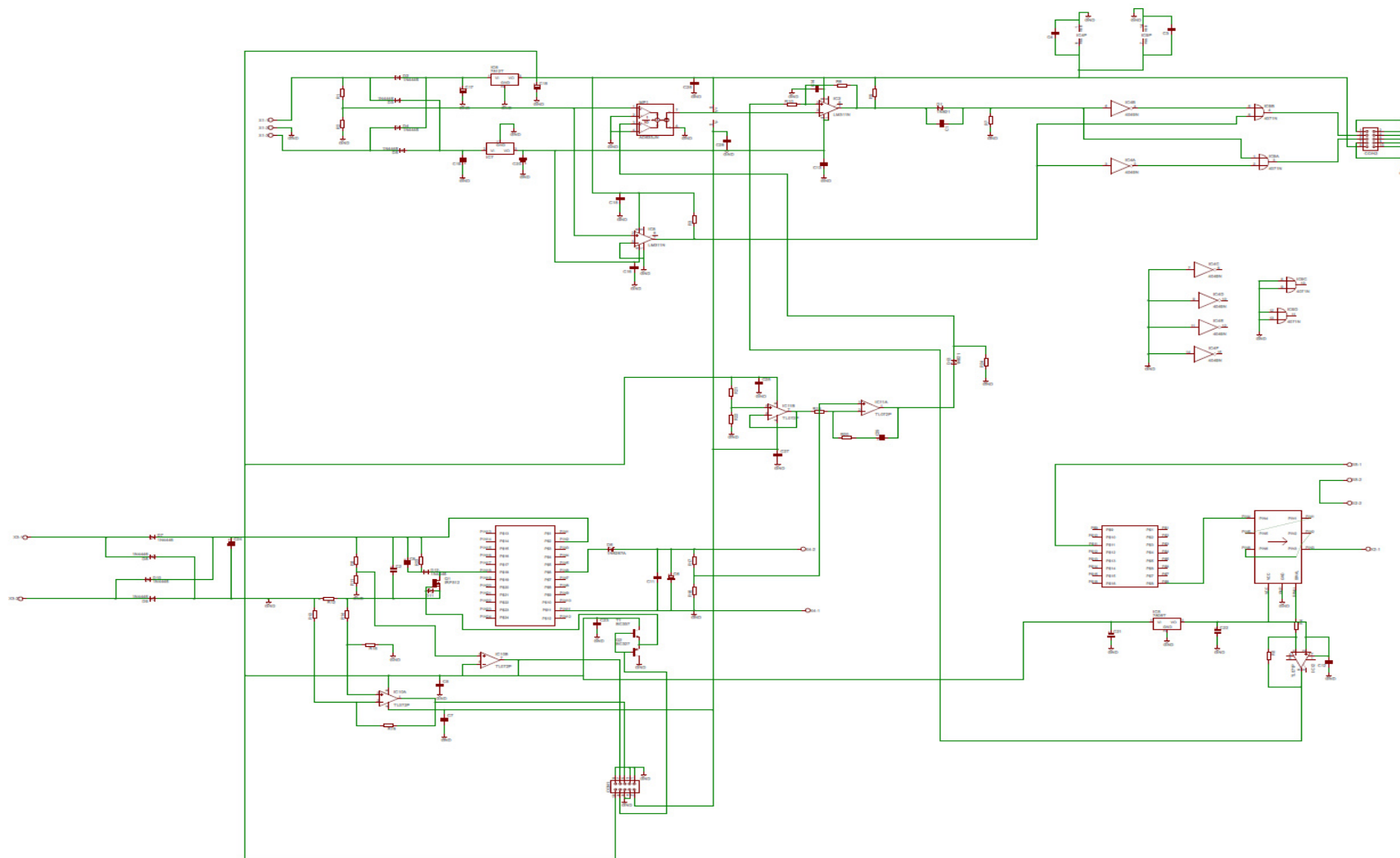


Figura 83 - Esquemático do controlo do Full-Bridge e conversor Flyback. Anexo B

