




UFMG

Parte I: Visão geral sobre Fontes chaveadas




GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG



gep
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG

Estrutura básica de uma fonte chaveada

- Diagrama

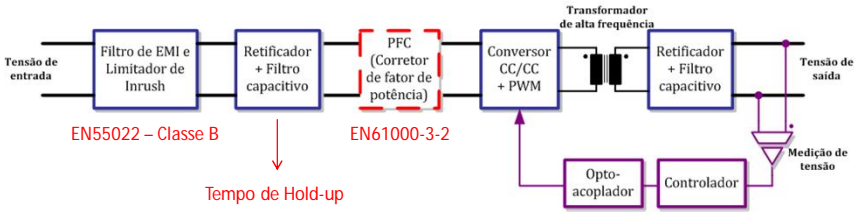


Diagram illustrating the basic structure of a switched-mode power supply (SMPS):

The input is **Tensão de entrada**, which passes through a **Filtro de EMI e Limitador de Inrush** (EN55022 - Classe B). This is followed by a **Retificador + Filtro capacitivo** stage, which provides **Tempo de Hold-up**. The next stage is the **PFC (Corretor de fator de potência)** (EN61000-3-2), which feeds into the **Conversor CC/CC + PWM**. The output of the converter is connected to a **Transformador de alta frequência**, which then feeds into another **Retificador + Filtro capacitivo** stage, resulting in the **Tensão de saída**.

A feedback loop is shown, consisting of **Medição de tensão**, **Opto-acoplador**, and **Controlador**, which provides feedback to the **Conversor CC/CC + PWM**.


2



Termos importantes

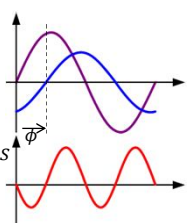
- **Tempo de Hold-up** – Tempo que a fonte de alimentação é capaz de suprir a carga após a interrupção do alimentador de entrada;
- **Corrente de Inrush** – Corrente de partida de uma fonte de alimentação. Normalmente provocada pela carga de um filtro capacitivo;
- **Regulação de Linha** – Capacidade da fonte de manter a tensão de saída dentro de seus limites de projeto frente à variação da tensão de entrada;
- **Regulação de carga** – Capacidade da fonte de manter a tensão de saída dentro de seus limites de projeto frente à variação da carga;
- **Fator de Potência** – Razão entre a potência ativa consumida pela fonte e a sua potência aparente de entrada;
- **EMI** – Interferência eletromagnética
 - Irrradiada – Problemas de layout da PCI, montagem de magnéticos, pigtail, etc;
 - Conduzida – Sinais de modo comum, capacitâncias parasitas, etc;

3



Termos importantes

- **Estendendo o conceito de fator de potência**
 - Sistemas com cargas lineares

- A potência da carga pode ser decomposta em:
 - Ativa (média) - $P = \frac{V_1 I_1}{2} \cos \phi$;
 - Reativa (pulsação) - $Q = \frac{V_1 I_1}{2} \sin \phi$;
 - Aparente - $S = V_{rms} I_{rms} = \frac{V_1 I_1}{2}$.
- O fator de potência é definido como:
 - $fp = \frac{P}{S} = \cos \phi$

$$v_s = V_1 \sin(\theta)$$

$$i_s = I_1 \sin(\theta + \phi)$$

$$S = v_s i_s = \frac{V_1 I_1}{2} \cos \phi + \frac{V_1 I_1}{2} \sin \phi (\sin 2\theta - \cos 2\theta)$$

4

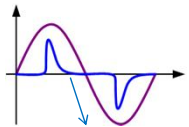



Termos importantes

- **Estendendo o conceito de fator de potência**
 - Sistemas com cargas não-lineares



Fonte Carga





$$v_s = V_1 \text{sen}(\theta)$$

$$i_s = \sum_{h=1}^{\infty} I_h \text{sen}(h\theta_1 + \phi_h)$$

$$P = \frac{V_1 I_1}{2} \cos \phi_1$$

$$S = V_{rms} I_{rms} = V_{rms} \sqrt{\sum_h I_{hrms}^2}$$

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{hrms}^2}}{I_{1rms}}$$

$$S = V_{1rms} I_{1rms} \sqrt{1 + THD_i^2}$$

$$fp = \frac{\cos \phi_1}{\sqrt{1 + THD_i^2}}$$

5





Termos importantes

- **Estendendo o conceito de fator de potência**
 - Cargas não-lineares (ex: Retificadores com filtro) degeneram o fator de potência, mesmo se não houver reativo visto pela rede;
 - As correntes harmônicas em associação com as impedâncias de linha podem deformar a tensão vista por outras cargas, degenerando a qualidade de energia;
 - A existência de harmônicos de sequência zero contamina o neutro/terra, podendo interferir no funcionamento de equipamentos ligados à instalação;



- **Como lidar com esse problema?**
 - Projetar redes com menor impedância de linha e maior potência de curto-circuito;
 - Obrigar fabricantes a desenvolverem equipamentos com harmônicos limitados (EN61000-3-2);
 - OBS: no Brasil, não se faz nem um, nem outro ☹️!

6



Fator de Potência – EN61000-3-2


- Destinada a equipamentos comercializados na Europa conectados à rede de baixa tensão (230V) e com consumo de até 16A por fase;

Classification of Equipment

```

    graph TD
        Start(( )) --> Q1{Bal. 3-phase equipment?}
        Q1 -- yes --> CA[Class A]
        Q1 -- no --> Q2{Portable tool?}
        Q2 -- yes --> CB[Class B]
        Q2 -- no --> Q3{Lighting equipment?}
        Q3 -- yes --> CC[Class C]
        Q3 -- no --> Q4{Special waveshape (P<=600W)?}
        Q4 -- yes --> Q5{Motor driven?}
        Q4 -- no --> CA
        Q5 -- yes --> CD[Class D]
        Q5 -- no --> CA
    
```

7



Fator de Potência – EN61000-3-2

- Limites impostos pela norma

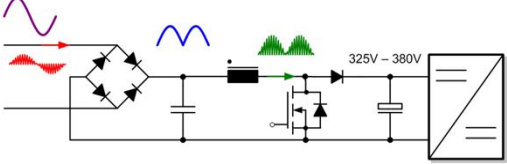
The emissions limits in EN 61000-3-2 Ed.2:2000
Relaxations for transitory emissions are specified in the standard

Harmonic order 'n'	Max current Class A	Max current Class B	Max current Class C (% of fundamental current)	Max current Class D (but no more than Class A)
2	1.08 Amps	1.62 A	2%	not specified
3	2.30 A	3.45 A	30λ %	3.4 mA/Watt
4	0.43 A	0.645 A	not specified	not specified
5	1.14 A	1.71 A	10%	1.9 mA/Watt
6	0.30 A	0.45 A	not specified	not specified
7	0.77 A	1.155 A	7%	1.0 mA/Watt
8 ≤ n ≤ 40 (even)	0.23 (8/n) A	0.345 (8/n) A	not specified	not specified
9	0.40 A	0.6 A	5%	0.5 mA/Watt
11	0.33 A	0.495 A	3%	not specified
13	0.21 A	0.315 A	3%	0.35 mA/Watt
15 ≤ n ≤ 39 (odd)	0.15 (15/n) A	0.225 (15/n) A	3%	(3.85/n) mA/Watt

(λ is the circuit power factor)

8

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG



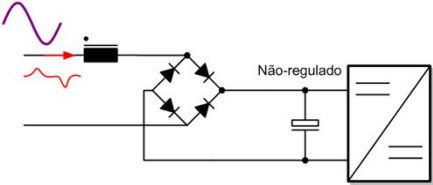
Fator de Potência – Soluções Típicas

- Corretor de Fator de Potência – Pré-regulador

- Um conversor boost é interposto entre o retificador e o capacitor de armazenamento;
- O boost é comandado em DCM ou CCM de modo que a corrente de indutor siga o perfil de tensão retificada da saída do retificador;
- Obtém-se uma forma de onda de corrente senoidal + ruído de chaveamento na entrada (EMI deve ser observado);
- A tensão na entrada do conversor CC/CC é da ordem de 325V – 380V;

9

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG



Fator de Potência – Soluções Típicas

- Corretor de Fator de Potência – Passivo

- Um indutor de baixa frequência é conectado na entrada do retificador;
- Ele aumenta o tempo de condução dos diodos e reduz o pico de corrente, reduzindo os harmônicos;
- THD ainda é maior do que o caso ativo;
- O volume do indutor pode ser um impeditivo para algumas aplicações;

10

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG

Fator de Potência – Soluções Típicas

- [Corretor de Fator de Potência – Comparação](#)

Waveforms: 1. Input current with no PFC
2. Input current with passive PFC
3. Input current with active PFC
4. Input voltage

CH1: 5 A, 2.5 ns
CH2: 5 A, 2.5 ns
CH3: 5 A, 2.5 ns
CH4: 200 Volt, 2.5 ns

Legend:
— IEC61000-3-2 Limit
- - - Unit A, Without PFC
- - - Unit B, Passive PFC
— Unit C, Active PFC

11

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG

Corrente de Inrush

- [O problema de se partir um retificador com filtro capacitivo](#)

- A primeira carga do capacitor de armazenamento provoca uma grande corrente na rede;
 - Pode acionar dispositivos de proteção;
 - Provoca “dips” de tensão;
 - Pode enfraquecer pontos de solda;

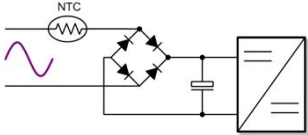
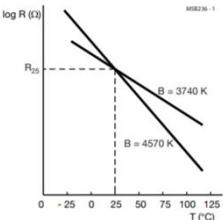
Ex: Pico repetitivo 9A
Inrush 32A

12

gép
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG

Corrente de Inrush

- [Soluções típicas - NTC](#)

- O NTC é um termistor com coeficiente de temperatura negativo;
- Ao se ligar a fonte, o NTC possui alta impedância e limita a corrente de inrush;
- À medida que ele conduz corrente, ele esquenta e a sua impedância cai;
- Normalmente ele alcança algo entorno de 100°C, onde não mais afeta o funcionamento da fonte;
- Solução adequada para baixas potências.

13

gép
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG

Corrente de Inrush

- [Soluções típicas – Comutação de resistência de carga](#)



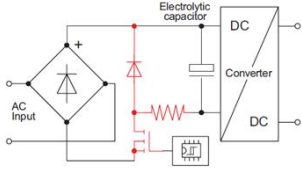
- O princípio é o mesmo que o NTC;
- Um resistor de potência é inserido no caminho de carga do capacitor;
- Após ocorrer a carga do capacitor, espera-se um período e então bypassa-se o resistor;

14

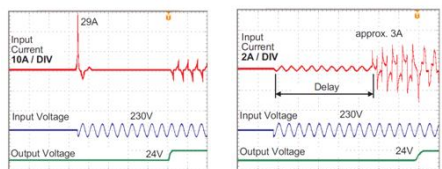
gép
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG

Corrente de Inrush

- Soluções típicas – Carga suave



- Um chopper é adicionado entre o retificador e o capacitor;
- A corrente de inrush é limitada via controle;
- A cada ciclo, o capacitor se carrega um pouco mais, até a corrente de entrada ser menor que o limite do sistema de controle;

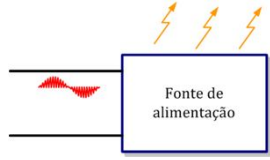


NTC Chopper

15

gép
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG

Interferência Eletromagnética – EN55022



Fonte de alimentação

Interferência Eletromagnética

Susceptibilidade Eletromagnética

- Todo conversor estático injeta correntes de alta frequência no alimentador;
- O chaveamento produz ruído eletromagnético que será irradiado para o ambiente ao redor do conversor.
- O ruído produzido pelo conversor não deve afetar equipamentos ligados na mesma rede ou próximos;**
- Os ruídos ambientes não devem impedir que o conversor opere normalmente.**

16

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

Interferência Eletromagnética – EN55022

- **EN55022 – Norma européia**
 - Interferência conduzida (150kHz a 30MHz);
 - Interferência radiada (30MHz a 1GHz);

EN55022 limit lines – conducted emissions
Class A and Class B limits, quasi-peak & average, 150kHz–30MHz

Class A
(Heavy industrial)

Class B
(Residential, commercial & light industrial)
(PC, notebook adapter)

[1] EN55022, 2010, "Information technology equipment– Radio disturbance characteristics– Limits and methods of measurement"

17

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

Interferência Eletromagnética – EN55022


- **Como a EMI é medida?**
 - Utiliza-se uma *Line Impedance Stabilization Network (LISN)*

AC LISN – FCC/CISPR 22

- A LISN é um filtro passa-altas;
- O ruído fica “preso” na LISN e é medido sobre os resistores de 50Ω

18

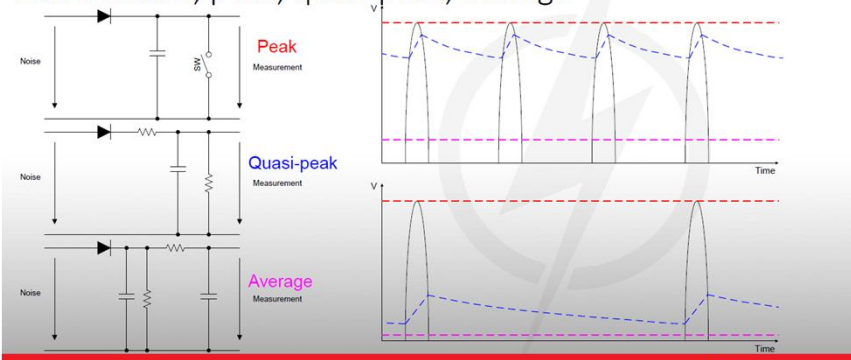
gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG



Interferência Eletromagnética – EN55022


- Entendendo os limites da norma

EMI detector, peak, quasi-peak, average



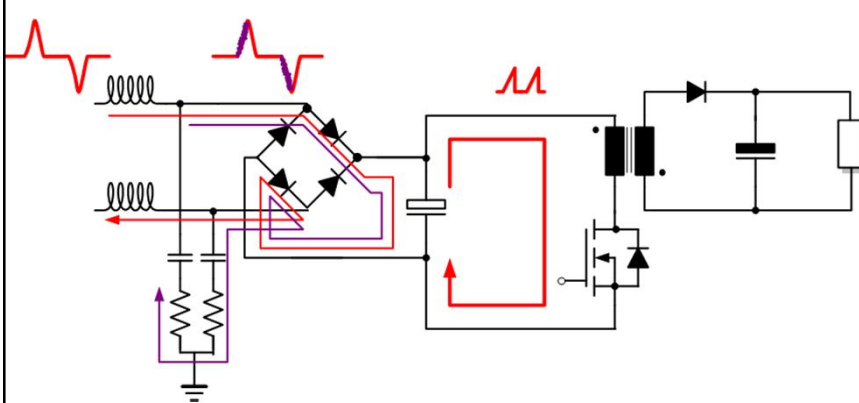
TEXAS INSTRUMENTS

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG



Interferência Eletromagnética – EN55022

- Quais as correntes que são medidas pela LISN?
 - Modo diferencial;



20

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

Interferência Eletromagnética – EN55022

- Quais as correntes que são medidas pela LISN?
 - Modo comum

21



gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

Interferência Eletromagnética – EN55022

- Solução típica

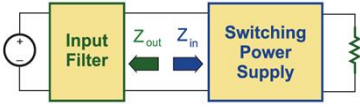
EMI filter, DM & CM equivalent circuits
Standard π -filter

TEXAS INSTRUMENTS

Interferência Eletromagnética – EN55022

- **Atenção a ser dada ao projeto – Critério de Middlebrook**



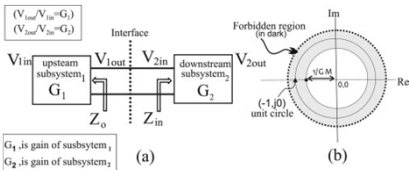
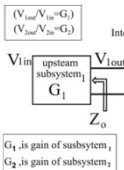
- Um critério de projeto (conservador) mas muito empregado no projeto de filtros é o de Middlebrook
 - Define que o contorno de Nyquist de $L(s)$ deve estar sempre dentro de um círculo de raio G_m (margem de ganho);

$$\frac{V_o}{V_s}(s) = H_{if} H_{SMPS} \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_{out}}$$

- Assumindo que o filtro e o conversor são estáveis:

$$T(s) = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_{out}} = \frac{1}{1 + \frac{Z_{out}}{Z_{in}}}$$

- Caso $L(s) = Z_{out}/Z_{in}$ não atenda o critério de Nyquist, o sistema pode instabilizar;

23

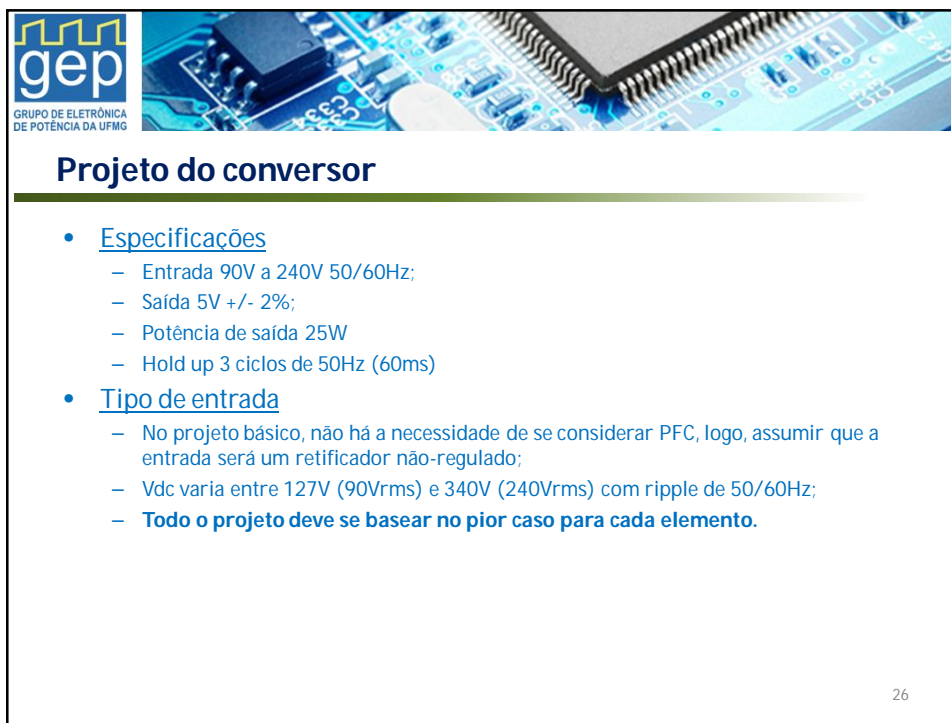
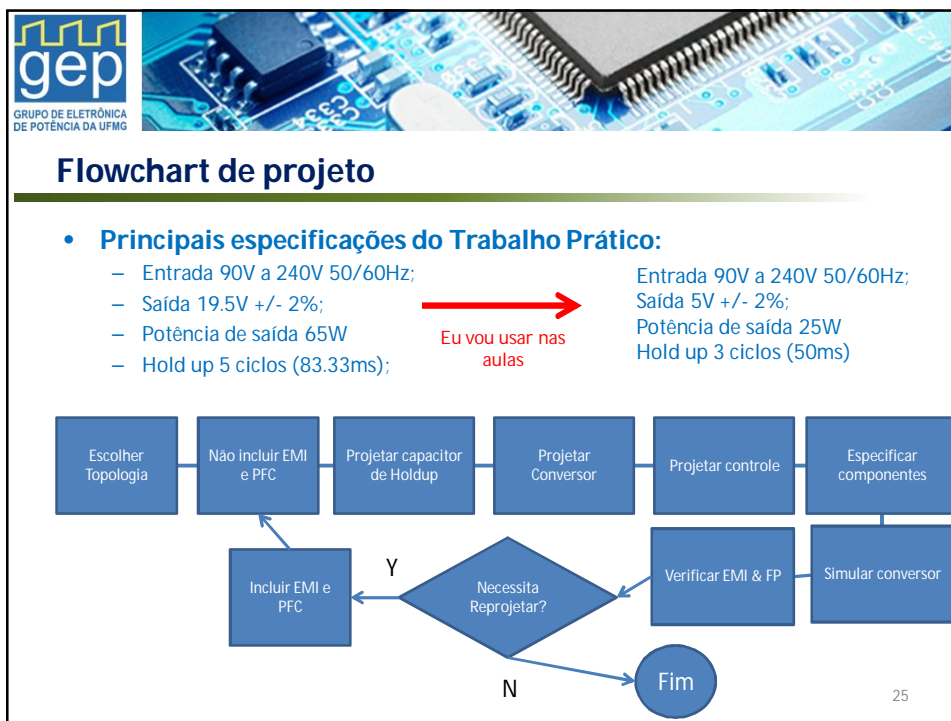






Parte II: Projeto do conversor



GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG



Projeto do conversor

- Projeto do Capacitor de filtro:
 - Relembrando ELT I:

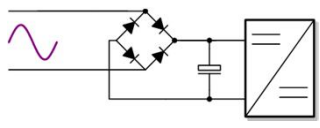
$$C = \frac{I_C}{2f\Delta V_C}$$
 - Pior caso:
 - 50Hz;
 - 90Vrms

$\Delta V_C = 20\%V_{cmin} = 0,2 \cdot 127 = 25,4V$

$\eta \approx 80\% \rightarrow I_C = \frac{25W}{\eta \cdot 127V} = 0,246A$

$C = \frac{0,246A}{2 \cdot 50Hz \cdot 25,4V} = 97\mu F$

$C = 560\mu F/400V$





- Decisões de projeto:
 - Qual o ripple de tensão?
 - Qual a eficiência esperada do conversor?
 - Qual a tensão final do Holdup?
- Tensão mínima de Holdup?
 - 70% de Vc;

$V_{CHU} = 88,9V$

$I_{in} = \frac{25W}{\eta \cdot 88,9V}$

$C = \frac{\Delta Q}{\Delta V} = \frac{0,351A \cdot 60ms}{127 - 88,9} = 552\mu F$

27

Projeto do conversor

- Projeto do Flyback:
 - Escolher CCM ou DCM
 - Depende da técnica de controle e das especificações de volume;
 - O DCM permite controle por corrente de pico e será utilizada neste exemplo;
 - Pior caso: 88.9 Vpk

$L_1 = \frac{ED}{\Delta I_L f_s}$

$\Delta I_L = \frac{2I_{L1}}{D} = \frac{2 \cdot 0,351A}{0,45} = 1,56A$

$L_1 = \frac{88,9V \cdot 0,45}{1,56A \cdot 20kHz} = 1.28mH$

- Decisões de projeto:
 - Dmax = 0,45;
 - Fs = 20kHz;
- Como escolher $\frac{N_1}{N_2}$?

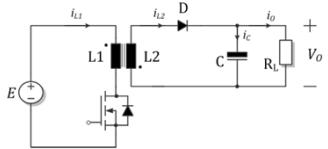
$$K_{crit} = (1 - D)^2 = 0,3025$$

$$K = \frac{2L_2 f_s}{R_L} = \frac{2 \cdot 20kHz \cdot L_2}{1\Omega} = 40kL_2$$

DCM $\rightarrow K_{crit} \geq K$

$$L_2 \leq 7.56\mu H$$

$\frac{N_1}{N_2} \geq 13$



28

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

Projeto do conversor

- O efeito das características reais dos componentes:

Transformador Ideal

29

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

Projeto do conversor

- Projeto do Flyback:**
 - Características reais do Flyback em CCM:

- Recomenda-se uso de diodos ultra-rápidos e/ou Schottky

30

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

Projeto do conversor

- Projeto do Flyback:
 - Características reais do Flyback em DCM:

31

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA DA UFMG

Projeto do conversor

- Projeto do Flyback:
 - Forma de onda de tensão no transistor:

Tensão no transistor V_{ds}

Margem de segurança > 10% BVdss

$f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{dp} * C_{ds}}}$

$f_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{mp} * C_{ds}}}$

- Se $V_{DS} < 0$, há o acionamento do diodo do MOSFET;
- A oscilação em tx tem amplitude igual a V_R
- Logo:

$$V_R = \frac{N_1}{N_2} (V_O + V_D) \leq E_{min}$$

32

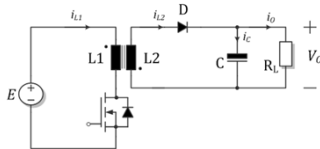
gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG

Projeto do conversor

- Projeto do Flyback:
 - Assumindo:
 - $V_D = 0.7V$;
 - $V_{Rmax} = E_{min}$

$$\frac{N_1}{N_2} \leq \frac{E_{min}}{V_D + V_O} = \frac{88,9}{5,7} \leq 15.6$$

- Neste exemplo, se obter um DCM e limitar a amplitude da oscilação na menor tensão geram relações para $N1/N2$ conflitantes;
- A escolha neste exemplo será feita para limitar a oscilação de tensão:

$$\frac{N_1}{N_2} = 14$$


Parâmetro	Valor
Dmax	0.45
Fs	20kHz
Emin	88.9V
Emax	340V
C_{bus}	470uF/400v
L1/L2	1.28mH/6.53uH
N1/N2	14

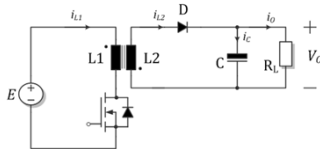
33

gpe
GRUPO DE ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA DA UFMG


Projeto do conversor

- Projeto do Flyback:
 - Calculo do capacitor de saída
 - $V_o = 5V$;
 - $I_o = 5A$;
 - $\Delta V_o = 1\% \text{ de } V_o = 0.05V$

$$C = \frac{I_o D}{f_s \Delta V_o} = \frac{5A \cdot 0.45}{20k \cdot 0.05V} = 2.25mF$$

$$C = 2200\mu F / 16V$$


Parâmetro	Valor
Dmax	0.45
Fs	20kHz
Emin	88.9V
Emax	340V
C_{bus}	470uF/400v
L1/L2	1.28mH/6.53uH
N1/N2	14
C	2200uF/16V



Projeto do conversor

- Efeito da indutância de dispersão:
 - Quando o transistor é desligado, a energia de dispersão provoca;
 - Sobre-tensão no transistor;
 - Oscilação com o Coss do transistor;
 - Qual o valor da tensão na chave?


$$V_{Dsoff} = E + \frac{N_1}{N_2}(V_O + V_D) + I_{Pmax} \sqrt{\frac{L_{1leak}}{C_{oss}}}$$

Ex: $C_{oss} = 470pF$ e $L_{1leak} = 2\%de L_1 = 36.6\mu H$

$$V_{Dsoff} = 340V + 85.5V + 1.09 \sqrt{\frac{36.6\mu}{470p}} = 730V$$

Como limitar?

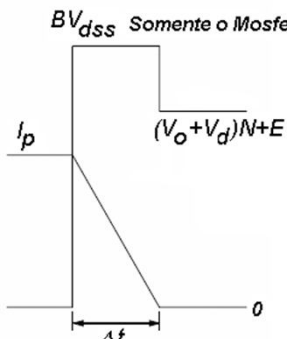
35



Projeto do conversor

- Grampeamento por avalanche do Transistor

BV_{dss} Somente o Mosfet



i_p

$(V_o + V_d)N + E$

0

Δt

$$W_T = \int_0^{\Delta t} i_{DS}(t)v_{DS}(t)dt$$

$$i_{DS}(t) = I_P \left(1 - \frac{t}{\Delta t}\right) \quad v_{DS}(t) = BV_{DSS}$$


$$W_T = \frac{1}{2} BV_{DSS} I_P \Delta t$$

$$\frac{L_{1leak} di_1}{dt} = V_{leak} = BV_{DSS} - E - V_R$$

$$\Delta t = \frac{L_{1leak} I_P}{BV_{DSS} - E - V_R}$$

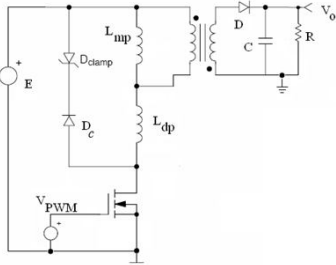
$$P_T = \frac{1}{2} \left(\frac{BV_{DSS} L_{1leak} I_P^2 f_s}{BV_{DSS} - E - (V_O + V_D) N_1 / N_2} \right)$$

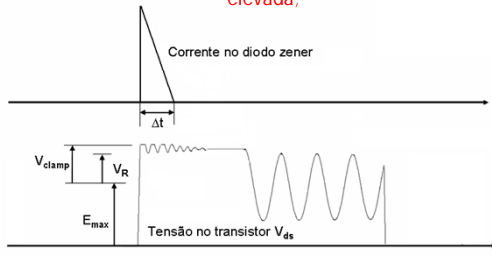
36



Projeto do conversor

- [Grampeamento por Zener](#)
 - Zener de tensão alta e potência elevada;






$$W_Z = \int_0^{\Delta t} i_Z(t) v_Z(t) dt$$

$$W_Z = \frac{1}{2} V_Z I_P \Delta t$$

$$\Delta t = \frac{L_{1leak} I_P}{V_Z - V_R}$$

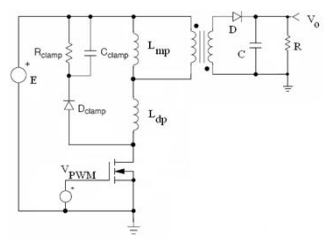
$$P_Z = \frac{1}{2} \left(\frac{V_Z L_{1leak} I_P^2 f_s}{V_Z - (V_O + V_D) N_1 / N_2} \right)$$

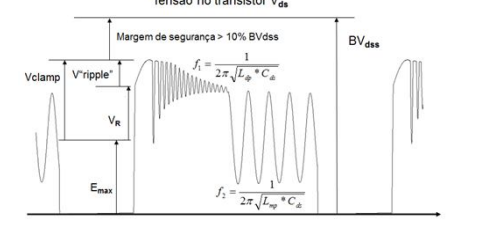
37



Projeto do conversor

- [Grampeamento por snubber RCD](#)





$$P_{clamp} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{clamp} L_{1leak} I_P^2 f_s}{V_{clamp} - V_R} \right)$$

R_{clamp} deve dissipar


$$\frac{V_{clamp}^2}{R_{clamp}} = P_{clamp}$$

$$R_{clamp} = \frac{2V_{clamp}(V_{clamp} - V_R)}{L_{1leak} I_P^2 f_s}$$

$$C_{clamp} V_{ripple} = \frac{1}{2} I_P \Delta t \rightarrow$$

$$C_{clamp} = \frac{V_{clamp}}{V_{ripple} R_{clamp} f_s}$$

38




Projeto do conversor

- Amortecendo oscilações**

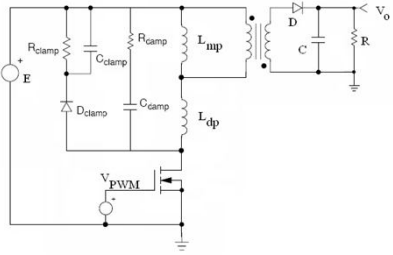
Tensão no transistor V_{ds}



Margem de segurança > 10% BVdss

$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{sp} \cdot C_{ds}}}$

$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{sp} \cdot C_{ds}}}$



Para limitar a potência no resistor, acrescenta-se um capacitor com impedância de ressonância igual a R_{damp} :

$$C_{damp} = \frac{1}{2\pi f_1 R_{damp}}$$



O filtro $R_{damp}, C_{damp}, L_{1leak}$, possui um Q:

$$Q = \frac{2\pi f_1 L_{1leak}}{R_{damp}}$$

Se, $Q \geq 1$ haverá amortecimento das oscilações

$R_{damp} \geq 2\pi f_1 L_{1leak}$

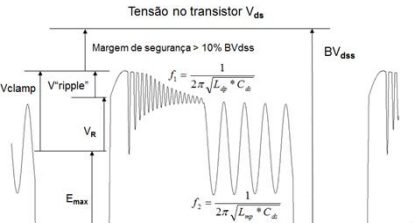
39

Projeto do conversor

- Amortecendo oscilações**

Tensão no transistor V_{ds}



Margem de segurança > 10% BVdss

$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{sp} \cdot C_{ds}}}$

$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{sp} \cdot C_{ds}}}$



$P_R = (W_a + W_b + W_c) f_s$


$P_R = C_{damp} (E^2 + V_R^2) f_s$

- Assumindo que quando a chave é ligada $V_{Cdamp} = 0$, a energia para carregar o Capacitor será:

$$W_a = \frac{1}{2} C_{damp} E^2$$
- Durante o bloqueio, a energia gasta para reverter a tensão no capacitor será:

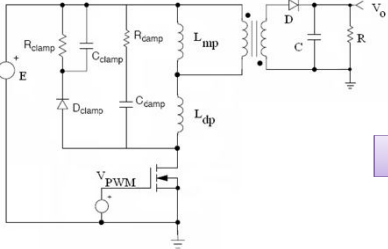
$$W_b = \frac{1}{2} C_{damp} (E^2 + V_R^2)$$
- Durante o tempo morto, a descarga do capacitor consumirá: $W_c = \frac{1}{2} C_{damp} V_R^2$

40



Projeto do conversor

- Finalizando o projeto teórico



$R_{clamp} = 4.177k\Omega/2.6W$ $C_{clamp} = 128nF/102V$
 $R_{clamp} = 3.9k\Omega/5W$ $C_{clamp} = 150nF/150V$
 $R_{damp} = 302.5\Omega$ $C_{damp} = 448pF$
 $P_{Rdamp} = 1.15W$
 $R_{damp} = 270\Omega/2W$ $C_{damp} = 470pF/450V$

- Voltage and Current Stresses

Assumindo:

- $L_{1leak} = 2\%$ de $L_1 = 36.6\mu H$;
- $V_{clamp} = 1.2 \cdot V_R = 102.6V$
- $V_{ripple} = 10\%$ de $V_{clamp} = 10.3V$
- $C_{oss} \approx 400pF$

$V_T = E_{max} + V_{clamp} = 443V$
 $V_D = V_O + \frac{E_{max}N_2}{N_1} = 28V$
 $I_T = 0.25A/1.09A$
 $I_D = 5A/19A$

41



Projeto do conversor

- Escolha dos Semicondutores

- MOSFET
 - FQD1N60 (600V/1A);
 - STD2HNK60Z (600V/2A) – Tem modelo Spice;
- Diodo
 - Shottky 45V/10A (Tem no LTSpice)

$C_{oss} = 30pF$

$R_{damp} = 1k\Omega/0.5W$

$C_{damp} = 33pF$

42