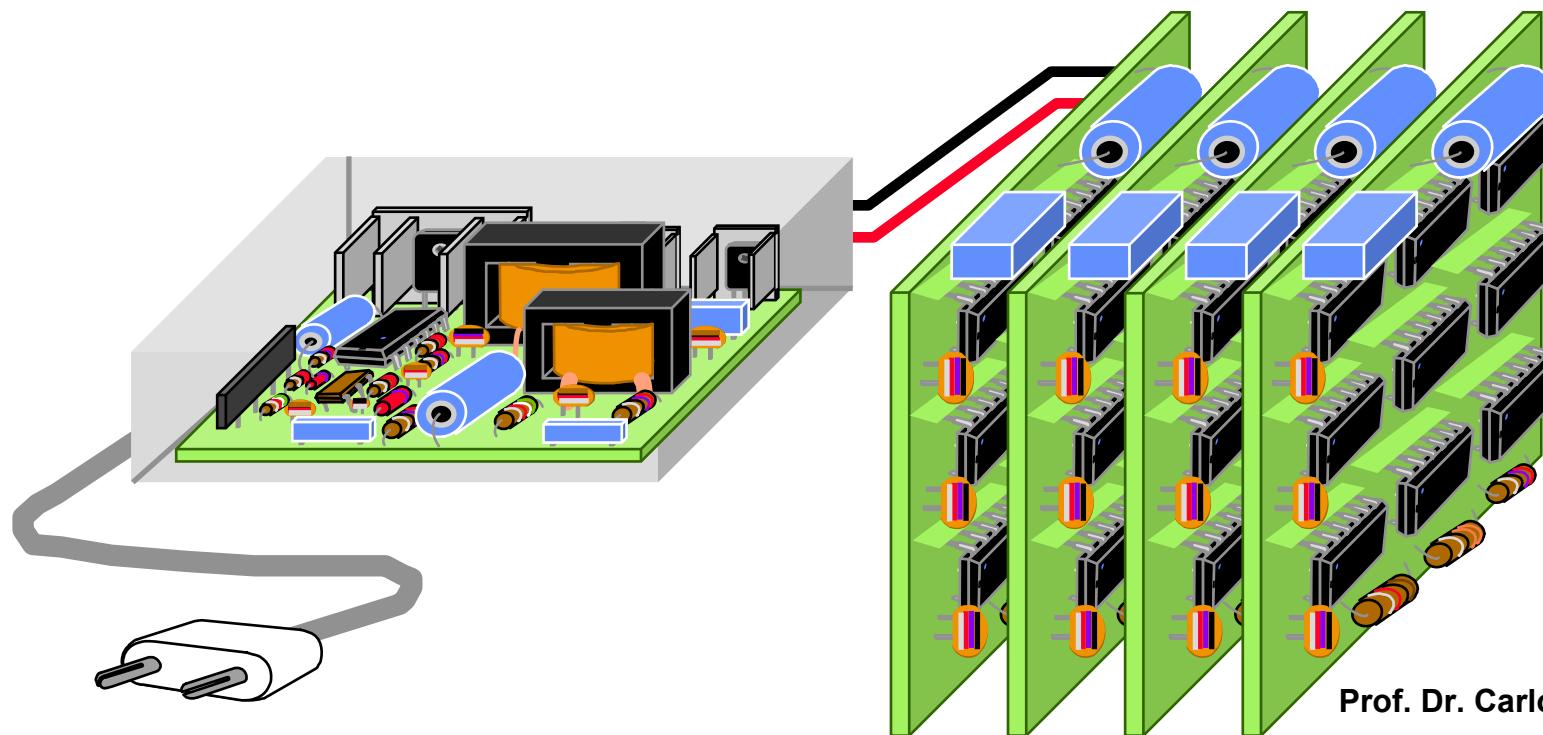


# Fontes de Alimentação Chaveadas



Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin



**QUALIENERGI**  
Centro Virtual de Pesquisas em  
Qualidade da Energia Elétrica



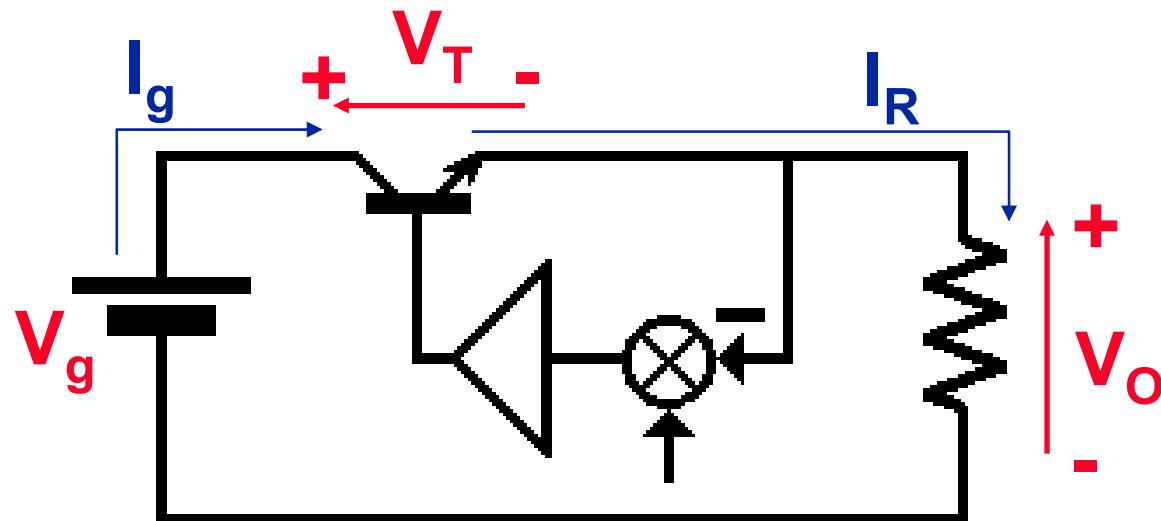
**LEP – Laboratório de  
Eletrônica de Potência**

# Introdução às Fontes Chaveadas

Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin

# Fontes Lineares (versus) Fontes Chaveadas

## Eficiência (Rendimento)



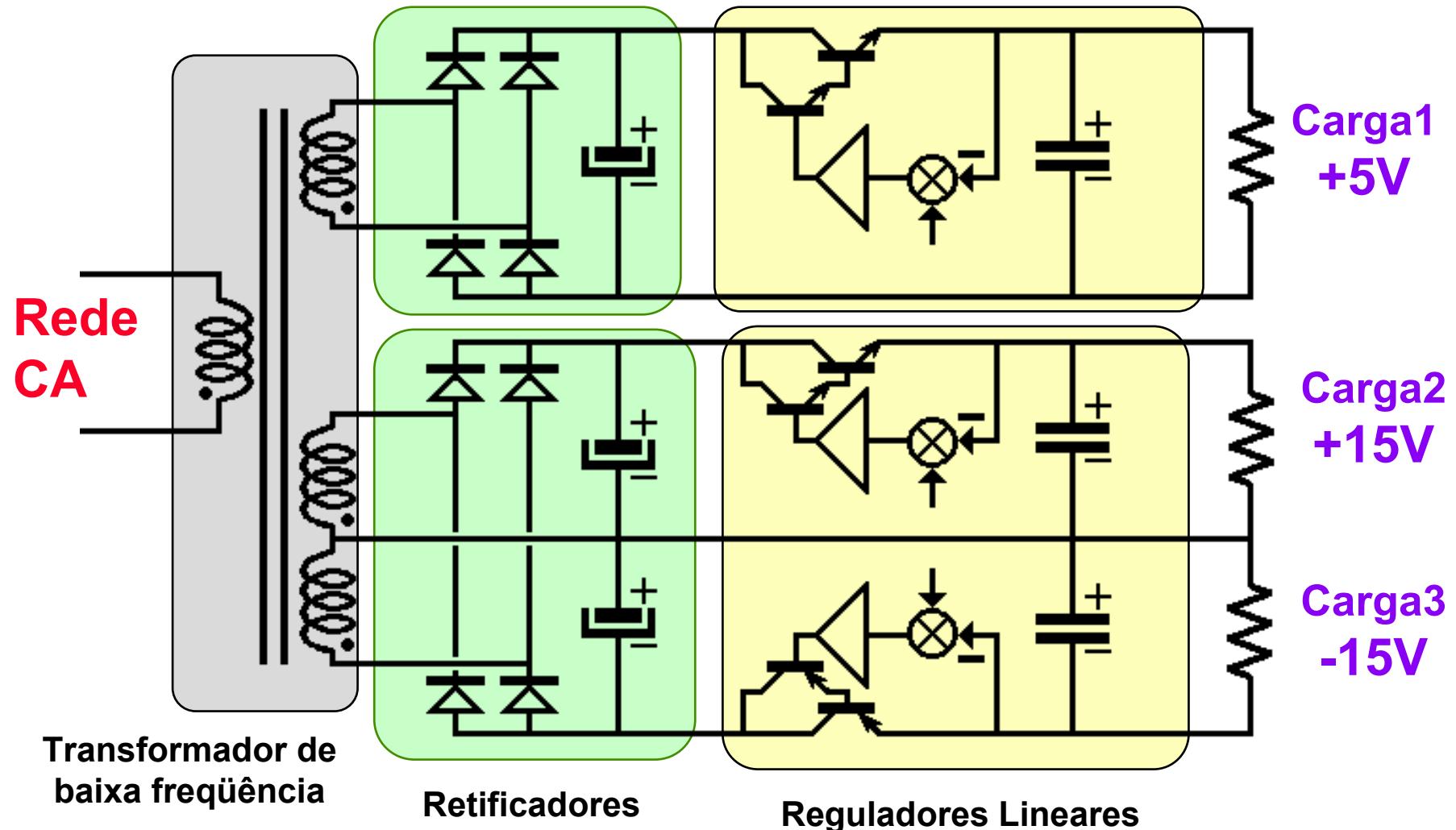
$$I_R \approx I_g$$

$$\eta = (V_O \cdot I_R) / (V_g \cdot I_g)$$

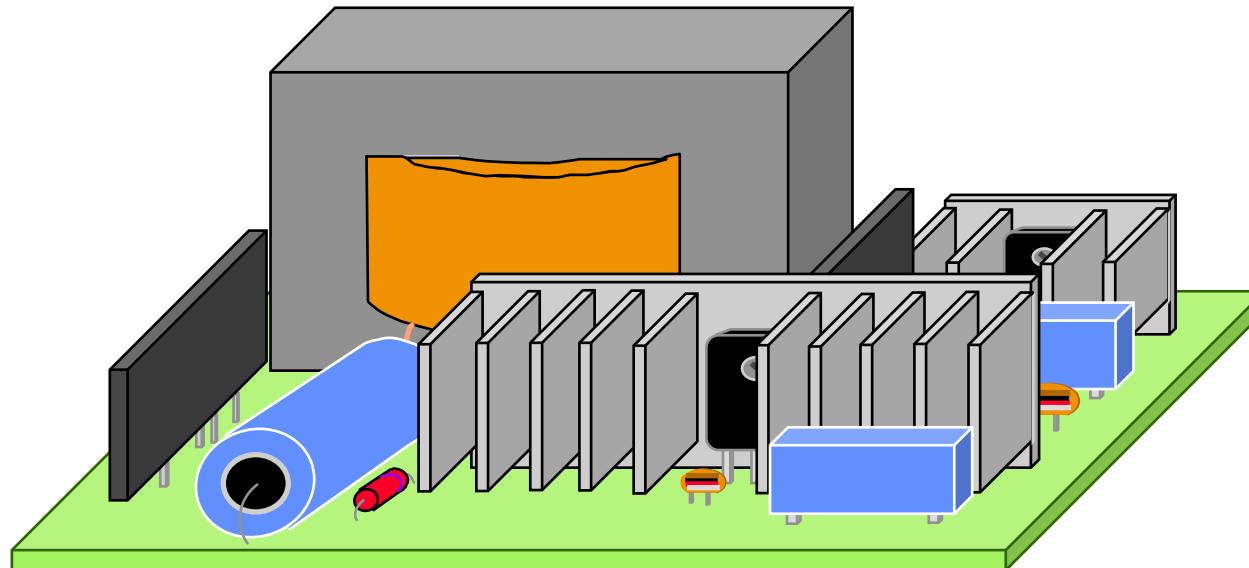
$$\eta \approx V_O / V_g$$

- :(cry) **Fonte Linear:** o rendimento depende da tensão de entrada.
- :(cry) **Fonte Linear:** opera somente como ABAIXADOR DE TENSÃO.

# Sistemas baseados em reguladores lineares



# Sistema de alimentação baseado em reguladores lineares

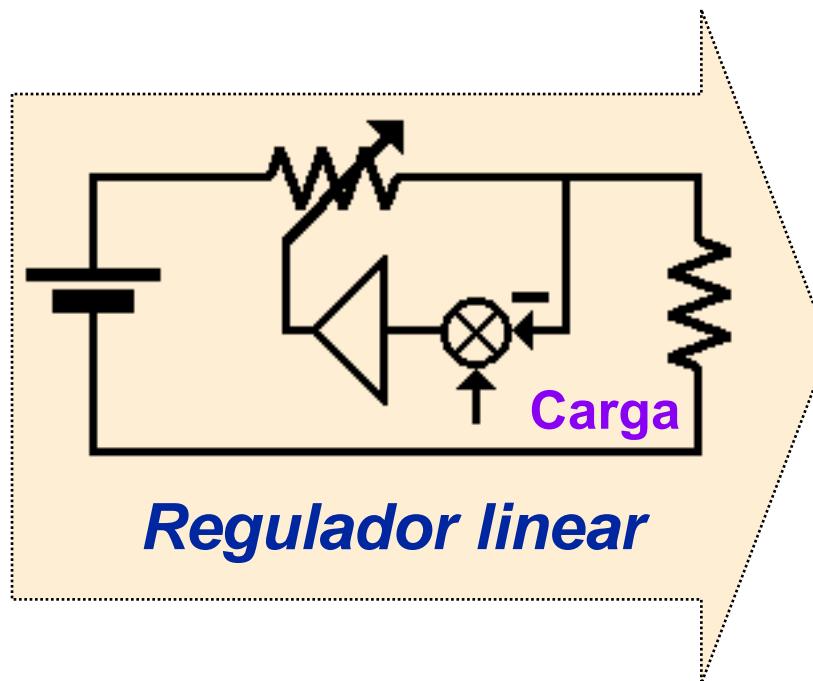


- 😊 Poucos componentes
- 😊 Robustos
- 😊 Sem geração de EMI
- 😊 Ripple reduzido

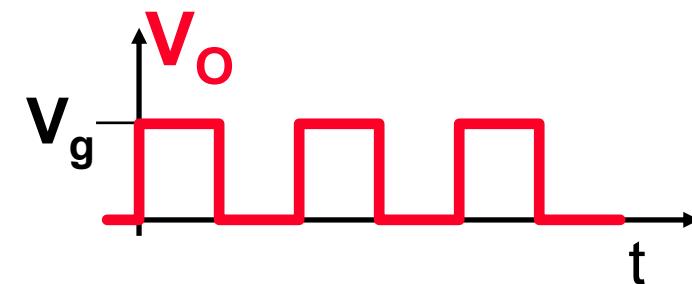
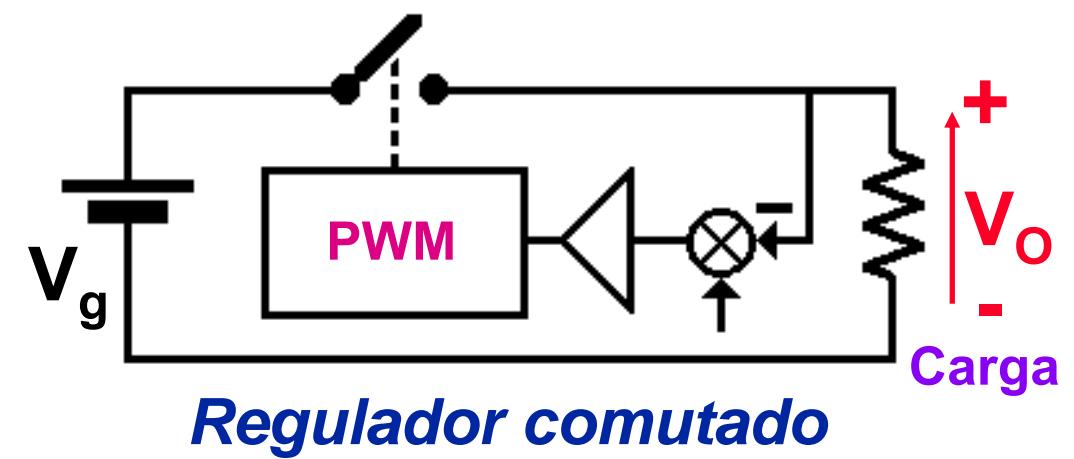
- 😢 Pesados e volumosos
- 😢 Reduzido rendimento
- 😢 Variação tensão entrada
- 😢 Tempo de sustentação

# Conversores Chaveados

## Idéia básica

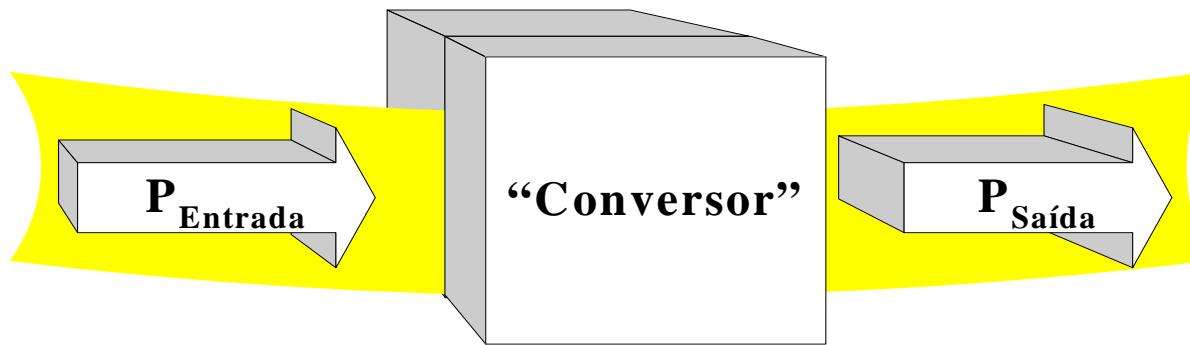


*Regulador linear*



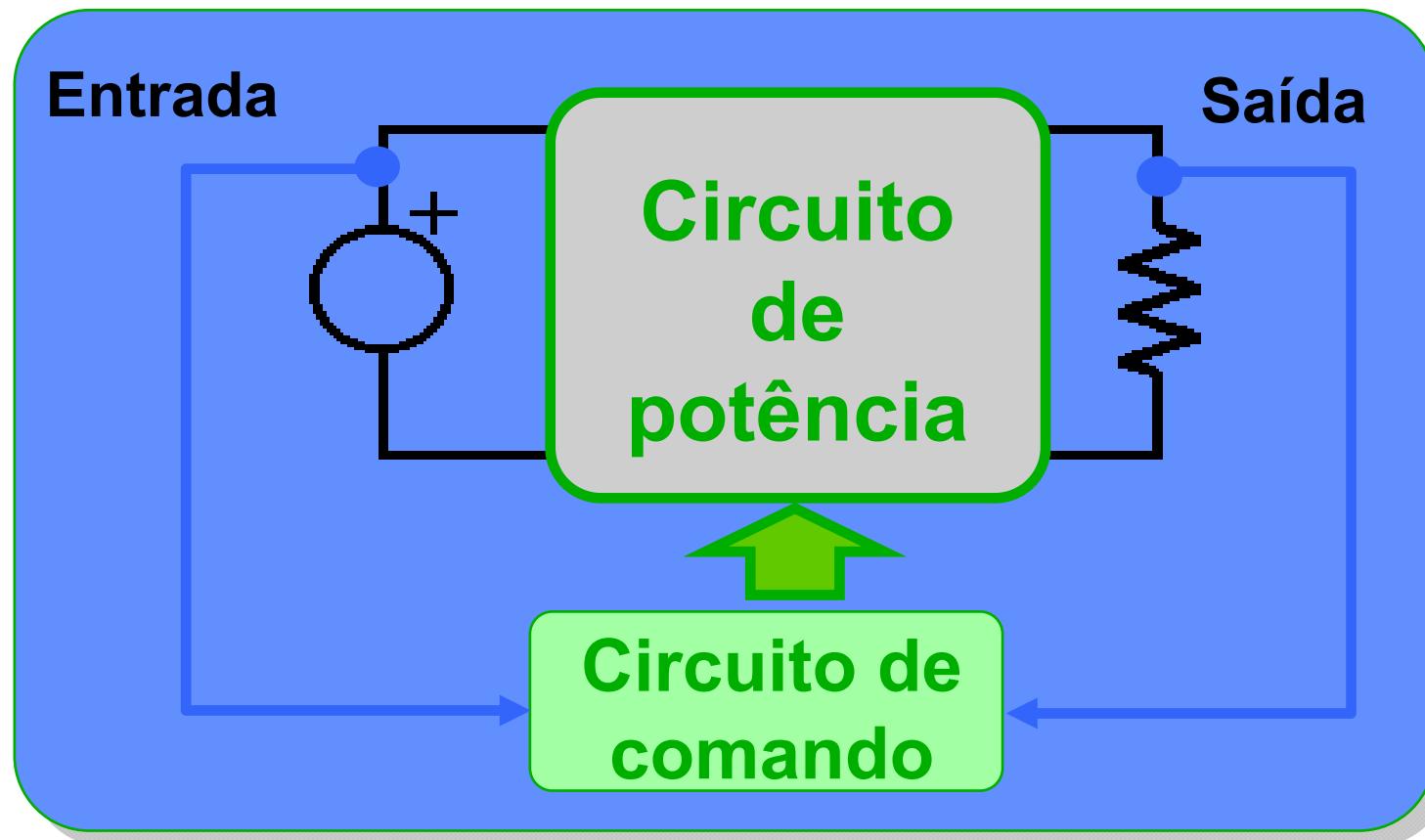
# Objetivos Fontes Chaveadas

- Rendimento ↑
- Volume e Peso ↓
- Densidade de Potência ↑

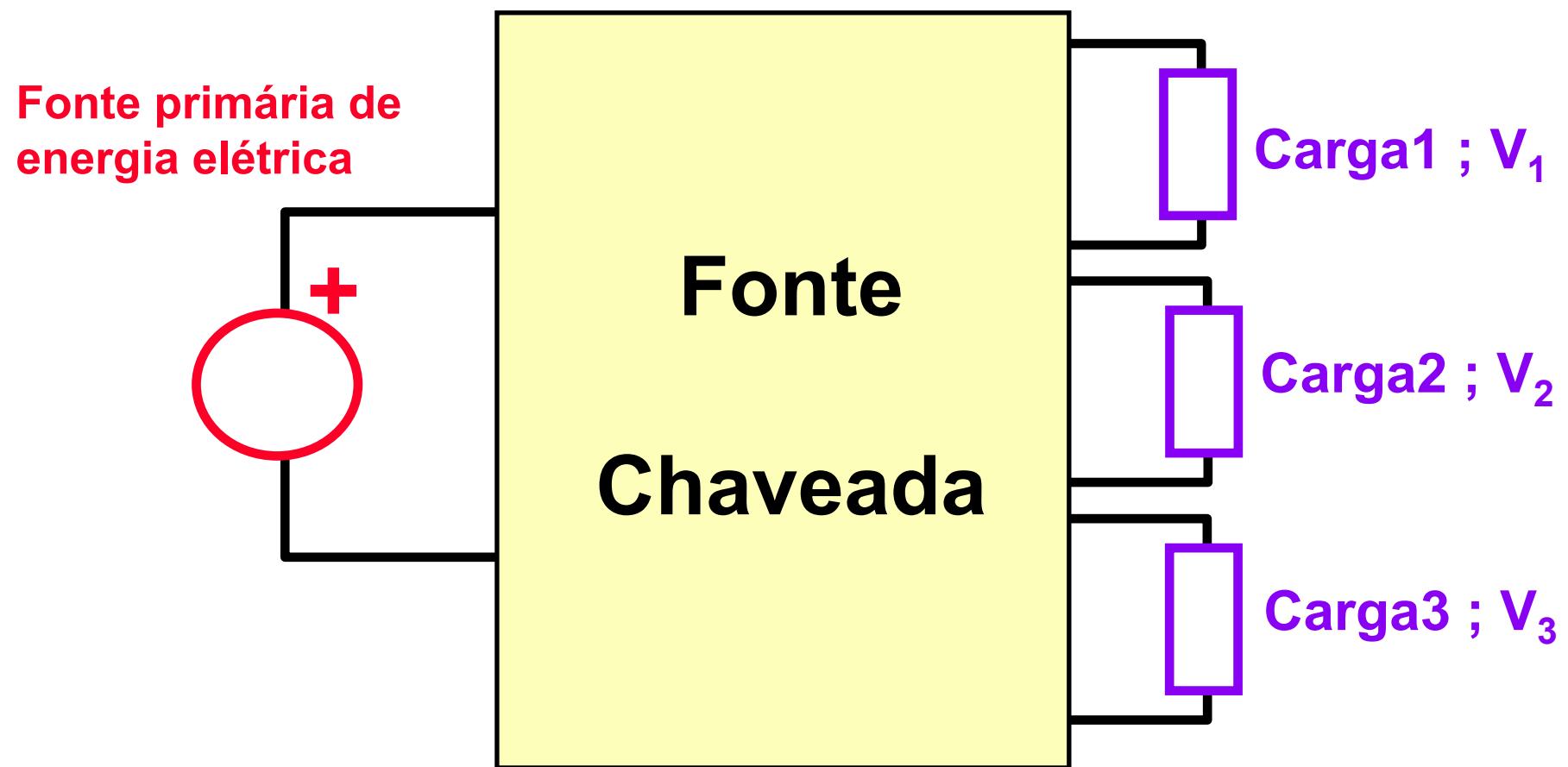


- Fator de Potência ↑
- Distorções Harmônicas ↓
- Compatibilidade Eletromagnética.  
Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin

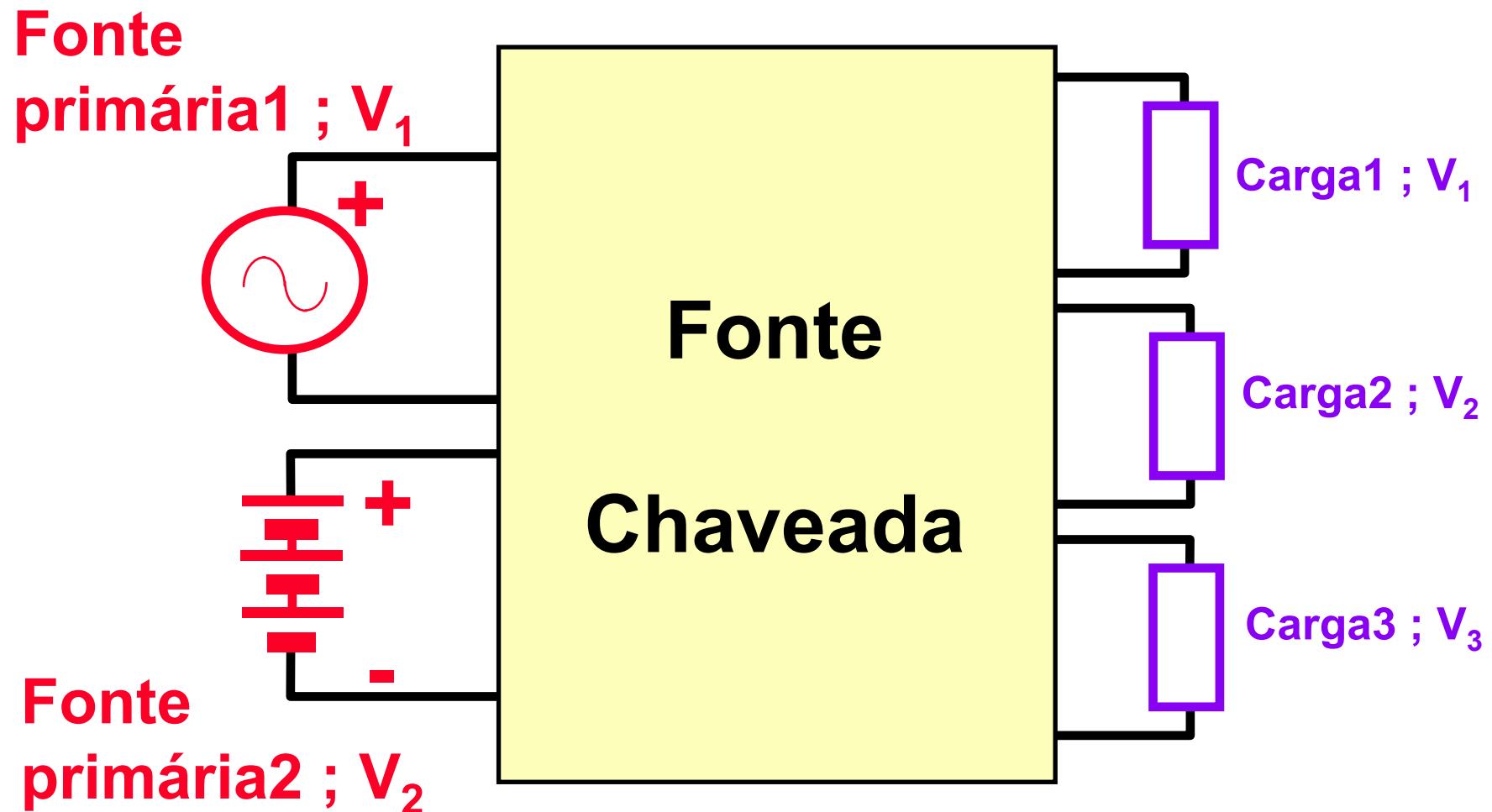
# Conversores eletrônicos de potência



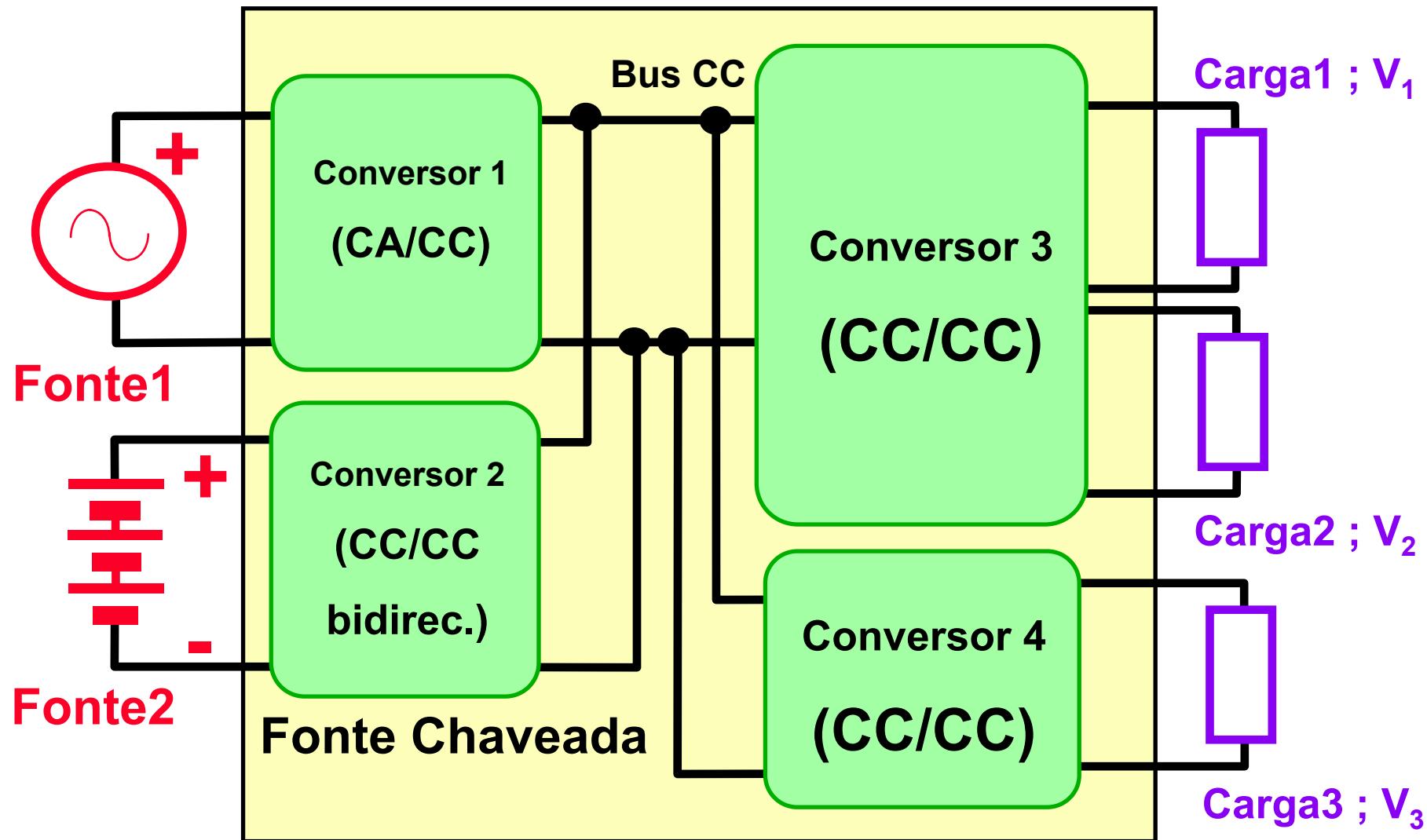
# Múltiplas cargas (multi-saída)



# Múltiplas cargas e fontes



# Arquitetura de conversores



# Fontes primárias de Corrente Alternada (CA)

Fontes primárias	Freqüência	Tensões
Europa	50Hz	220, 230V (175-265V)
América/Jap.	60, 50Hz	110, 100V (85-135V)
Universal	50-60Hz	110-230V (85-265V)
Avionics	400Hz	115V (80-165V)

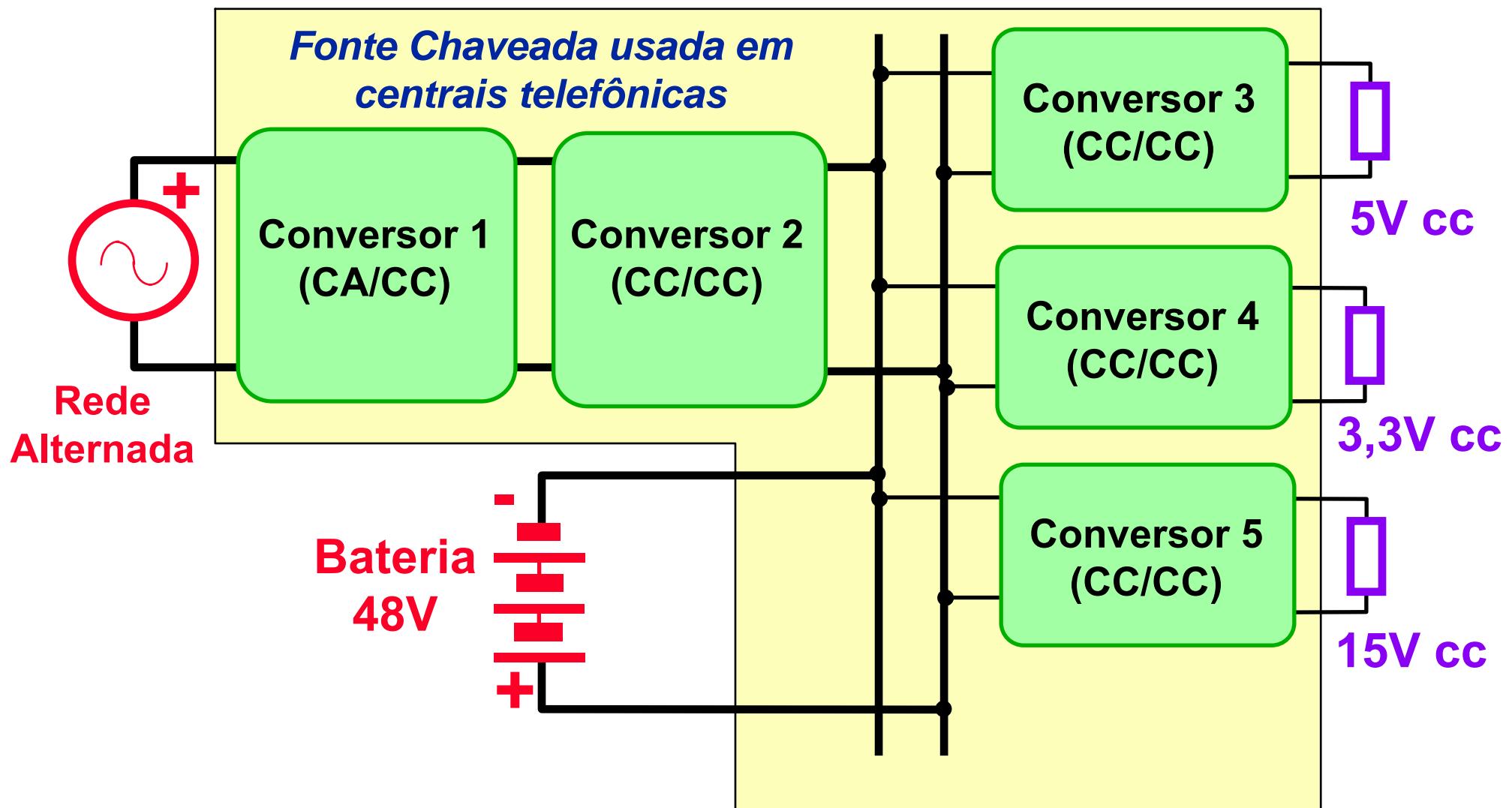
# Fontes primárias de Corrente Contínua (CC)

Fontes primárias	Tensão / célula	Tensões
Baterias Pb-ácido	<b>2V</b> (1,75-2,6V)	<b>12-24-48V</b>
Baterias Ni-Cd	<b>1,2V</b> (1,05-1,35V)	<b>2,4-6-12V</b>
Baterias Ni-Metal H	<b>1,2V</b> (1,05-1,35V)	<b>2,4-6-12V</b>
Baterias Térmicas	<b>1,87V</b> (1,2-2,07V)	<b>28V</b>
Painéis solares	<b>0-0,6V</b> <b><math>V_{pmax}=0,45V</math></b>	<b>Variável</b>

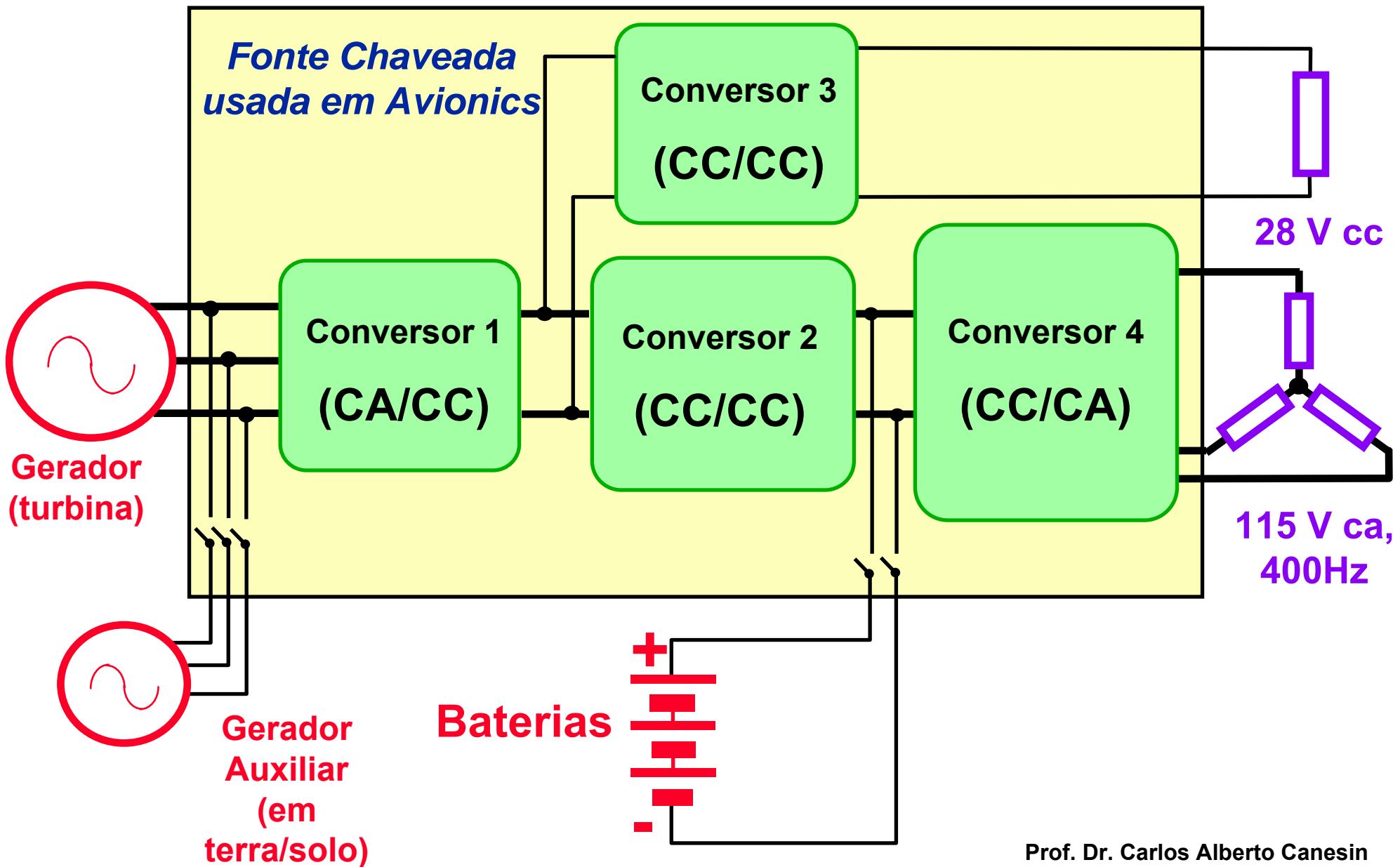
# Tipos de Cargas Eletrônicas

Tipo	Tensões
Circuitos digitais	<b>5V 3,3V (2,7V ; 1,5V)</b>
Circuitos analógicos	<b>+15V -15V 9V 12V</b>
Circuitos de RF	<b>6V 12V</b>
Baterias	<b>2,4V 6V 12V 24V 48V</b>
Acessórios (ventilador)	<b>12V</b>

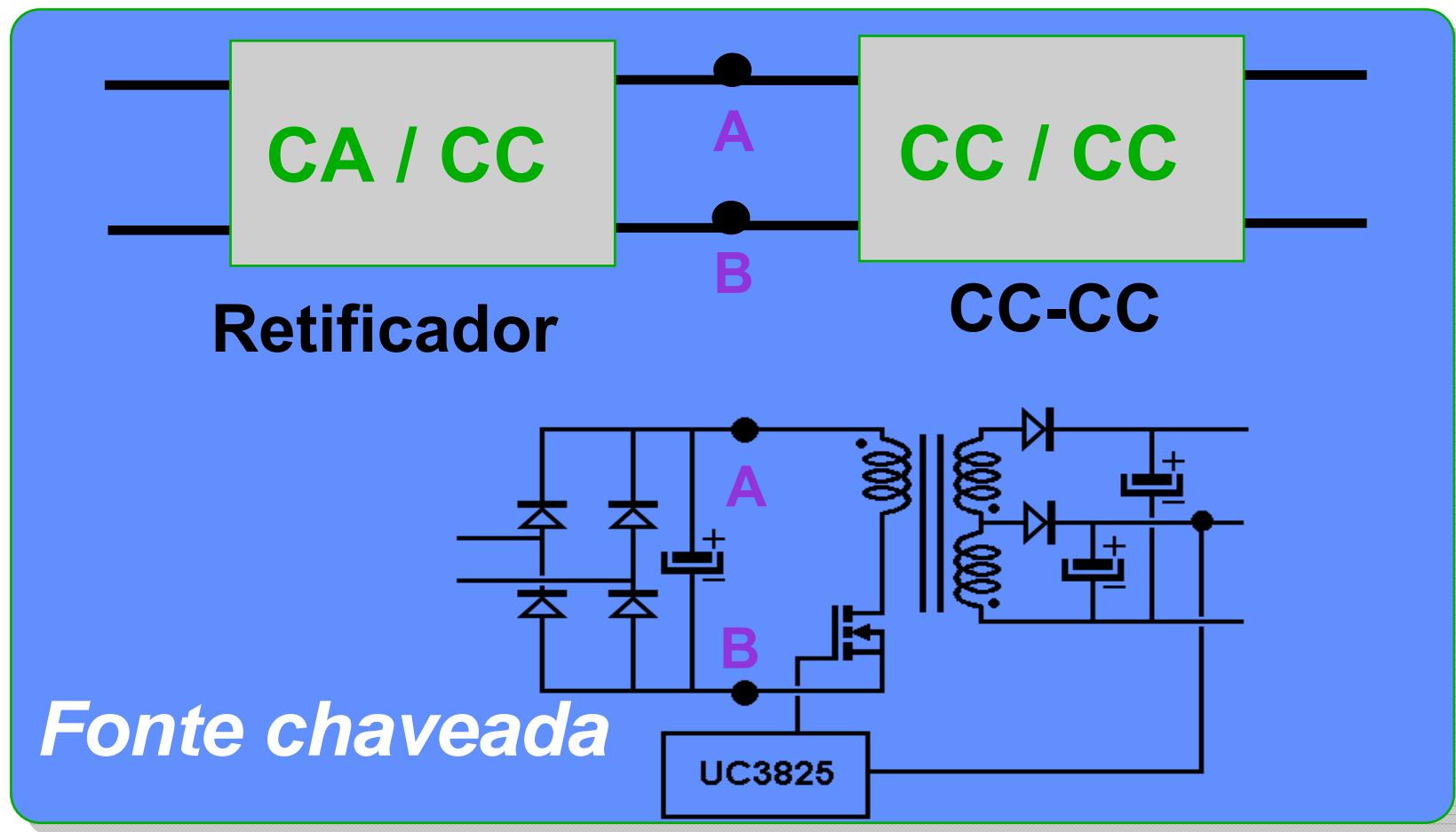
# Exemplo de arquitetura (I)



# Exemplo de arquitetura (II)

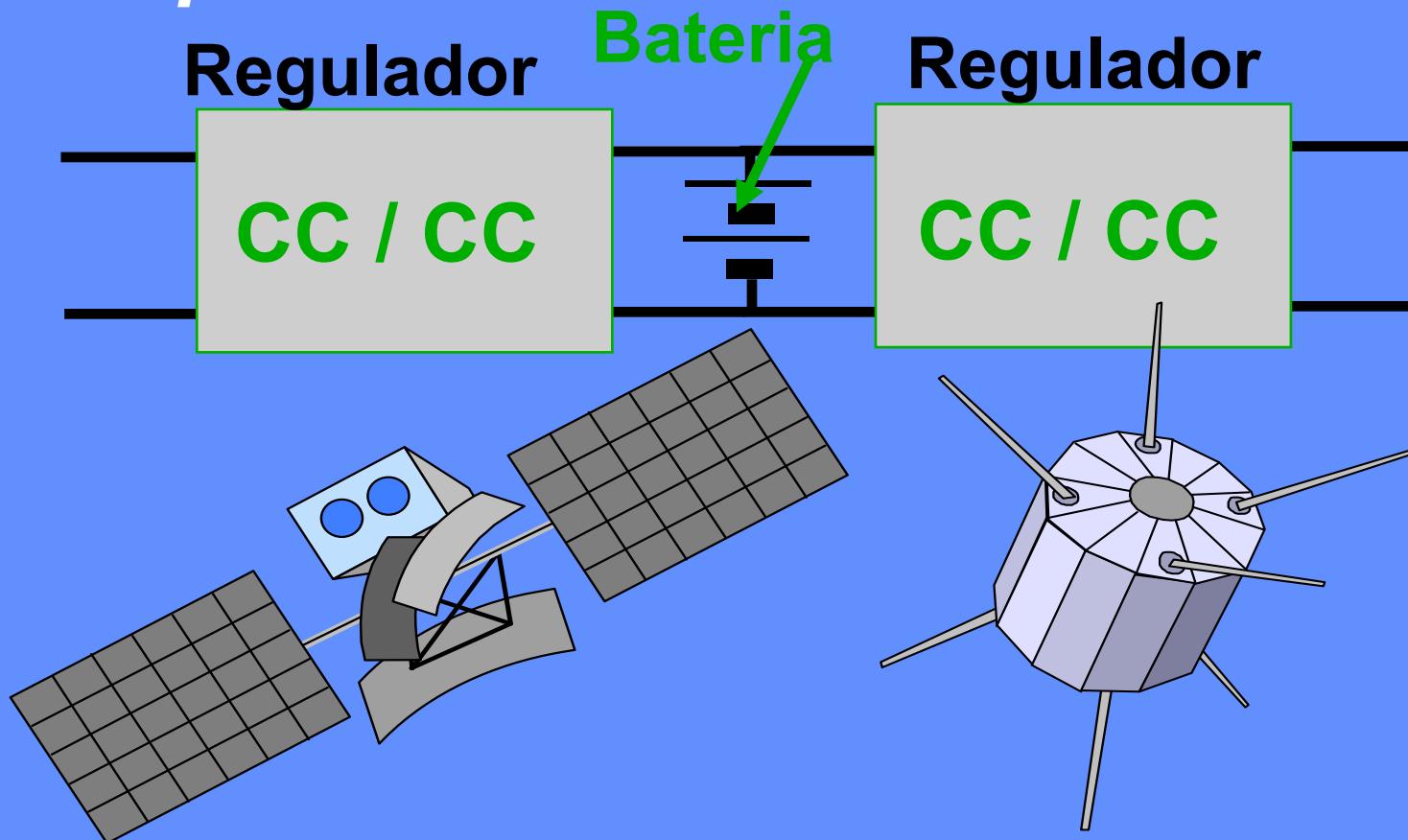


# Fonte Chaveada com entrada em CA



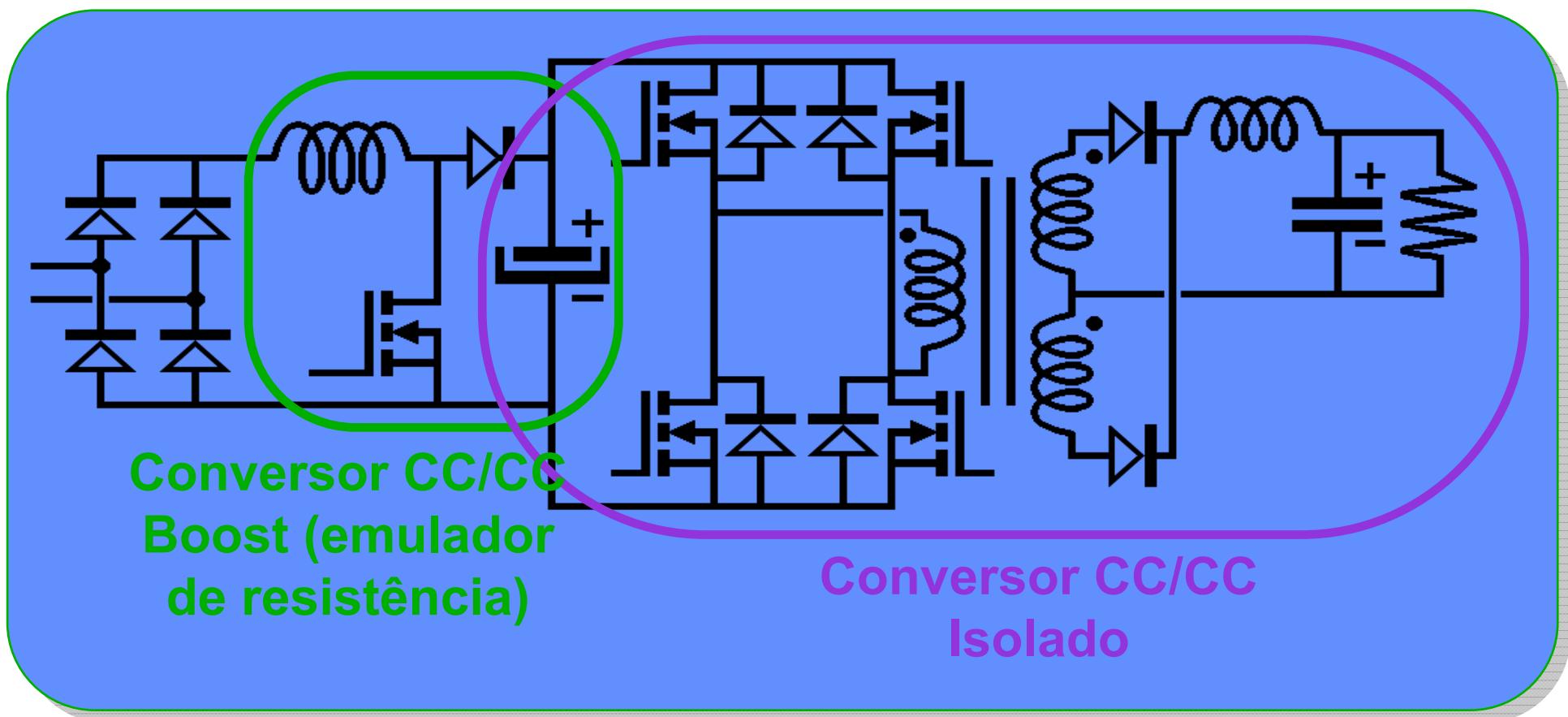
# Fonte Chaveada com Entrada em CC

*Sistema de potência com  
fonte primária contínua*

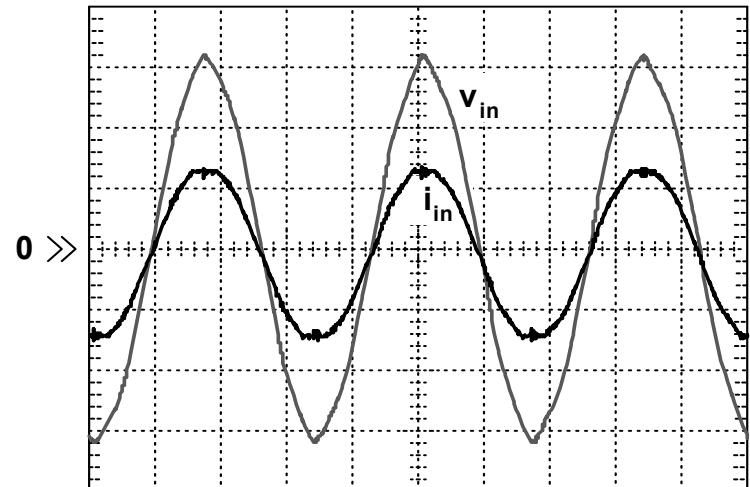


# Entrada em CA

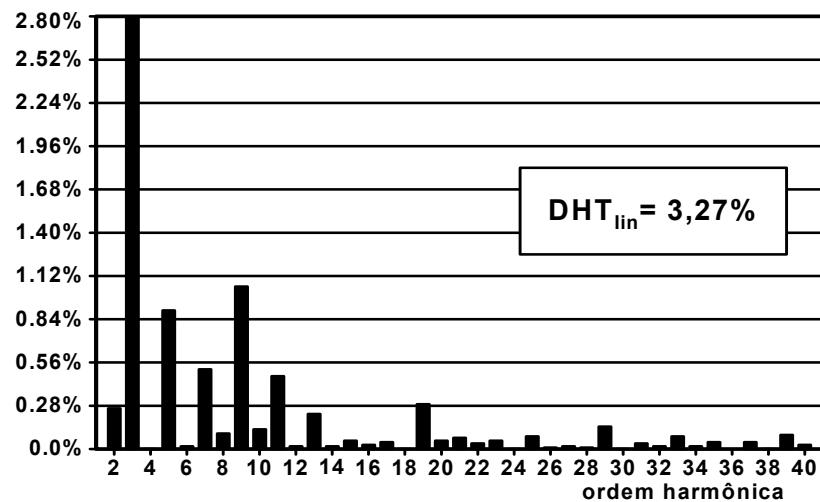
## “Correção ativa do fator de potência”



# *Emulação de Resistência e Comutação Suave*

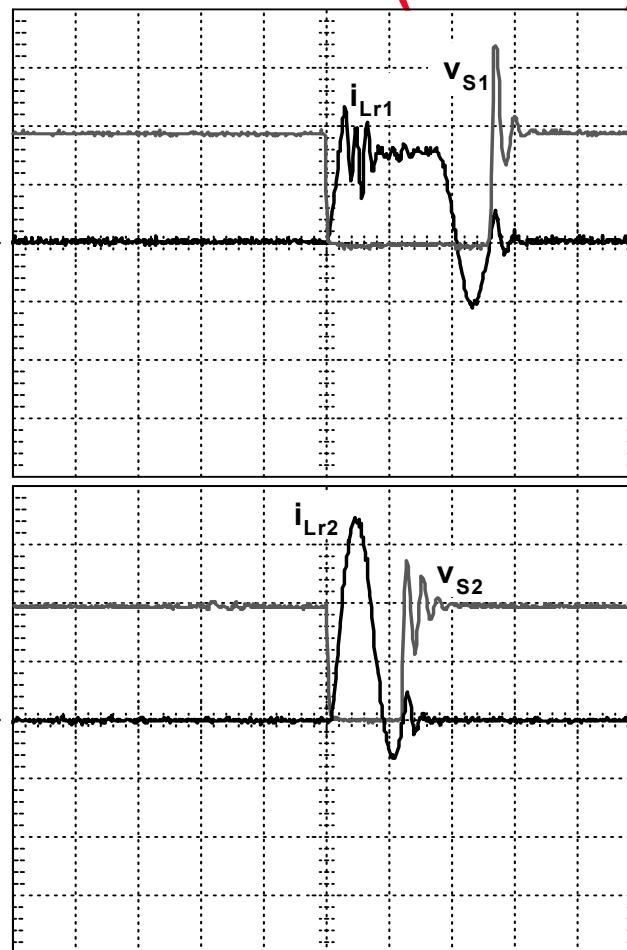


$i_{in}$  : 5A/div;  $V_{in}$  : 100V/div; 5ms/div

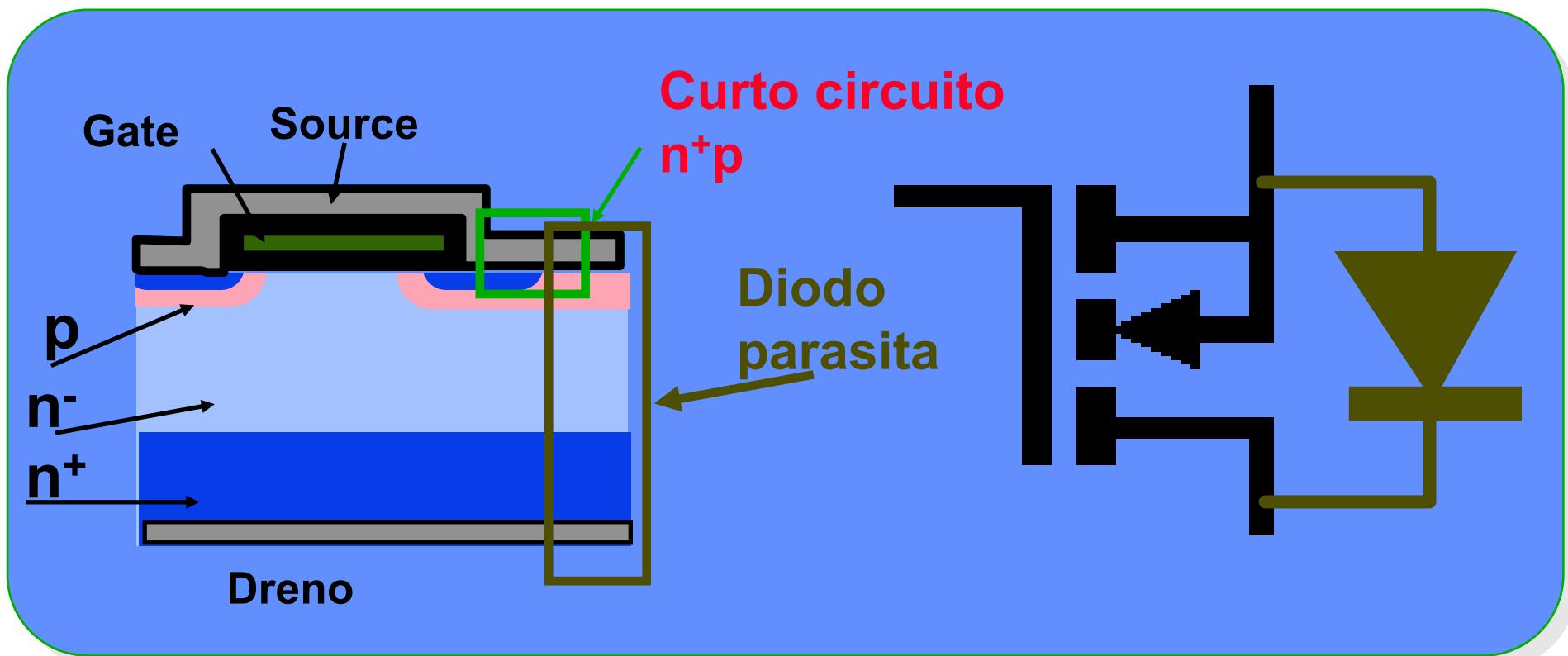


**CFP Boost ZCS (ZCZVS)**

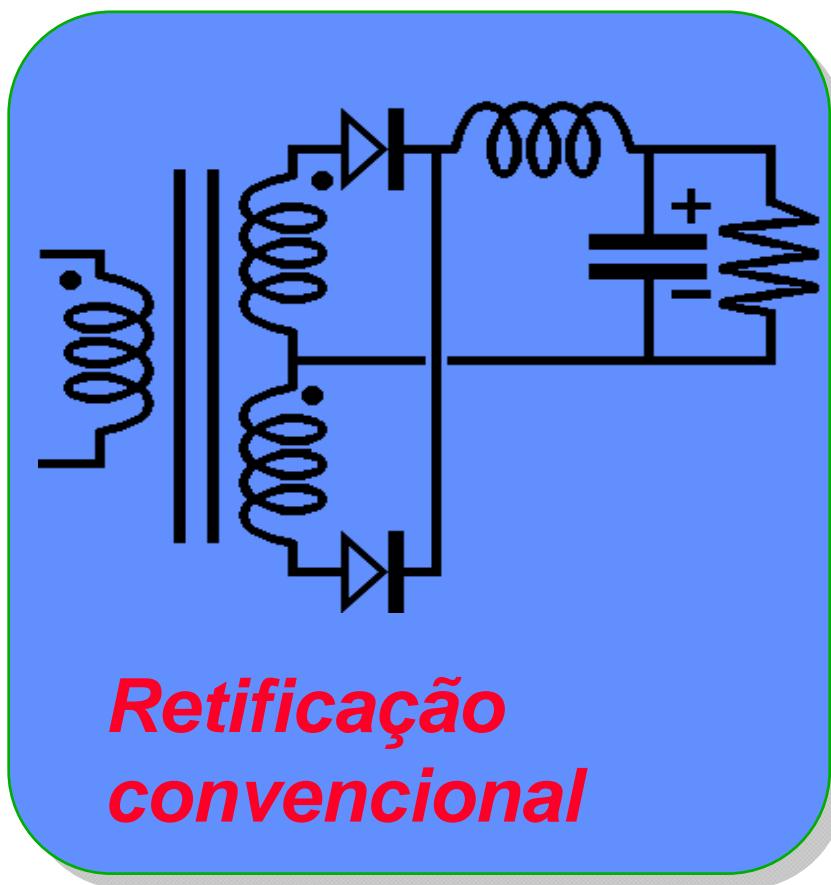
$i_{Lr1}$  e  $i_{Lr2}$  : 5A/div;  $v_{S1}$  e  $v_{S2}$  : 200V/div;  
2 $\mu$ s/div



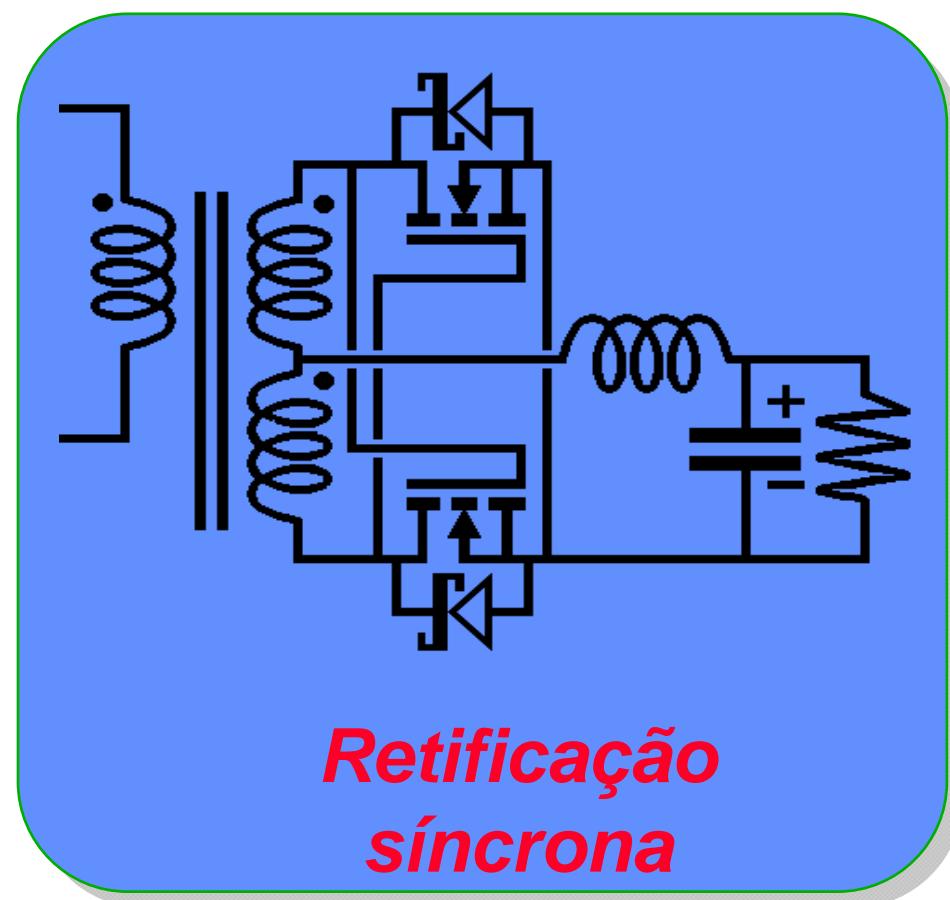
# Retificadores síncronos



# Retificação síncrona auto-excitada ( $V_{SAÍDA} < 5V$ ) (I)



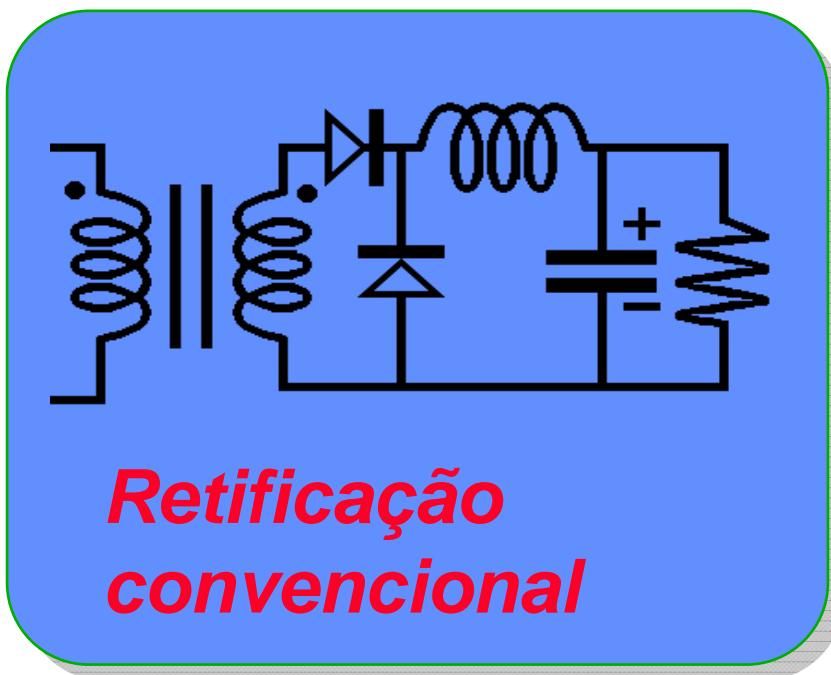
*Retificação  
convencional*



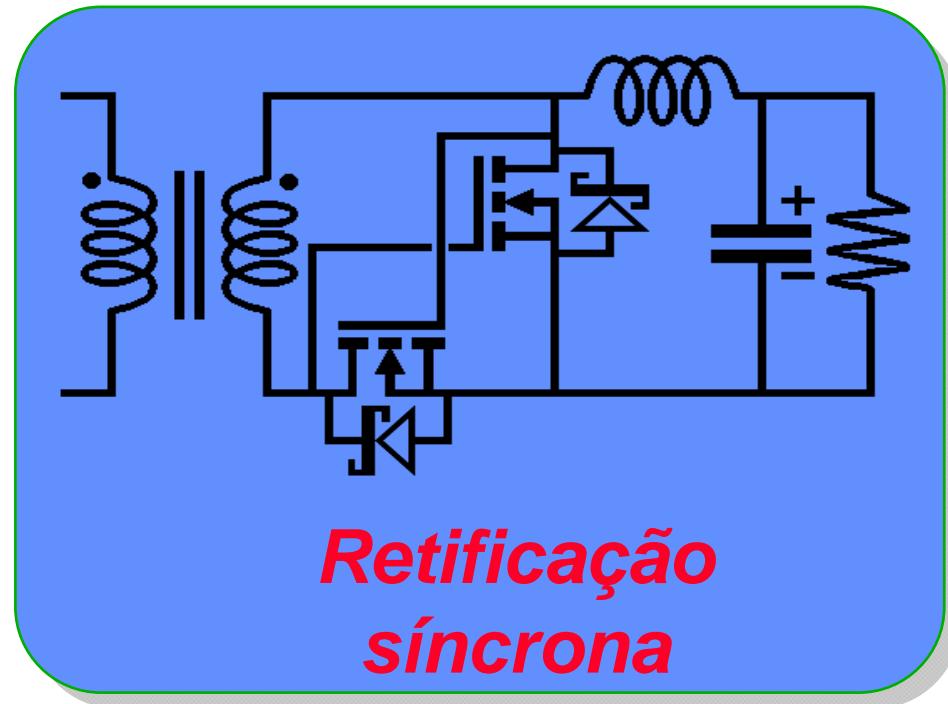
*Retificação  
síncrona*

# Retificação síncrona auto-excitada ( $V_{SAÍDA} < 5V$ ) (II)

*Também em retificadores de meia onda*

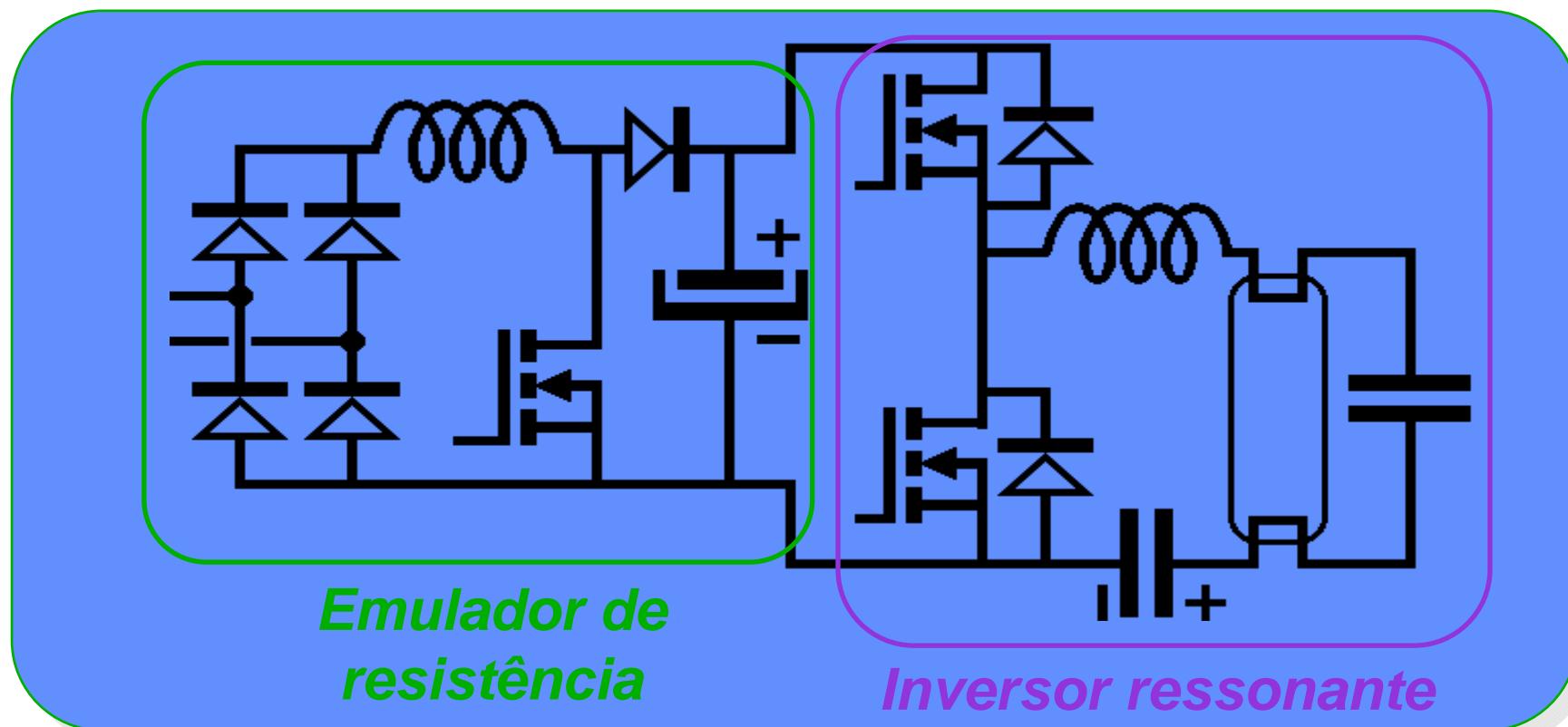


*Retificação  
convencional*

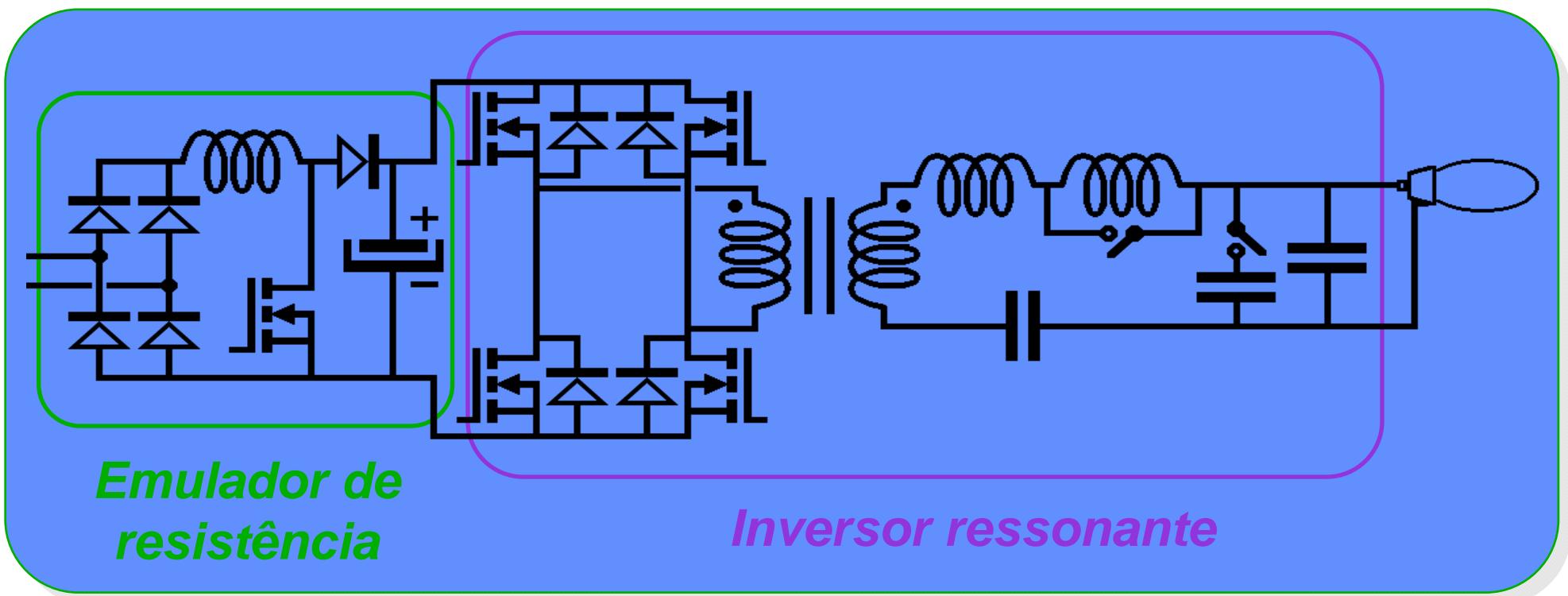


*Retificação  
síncrona*

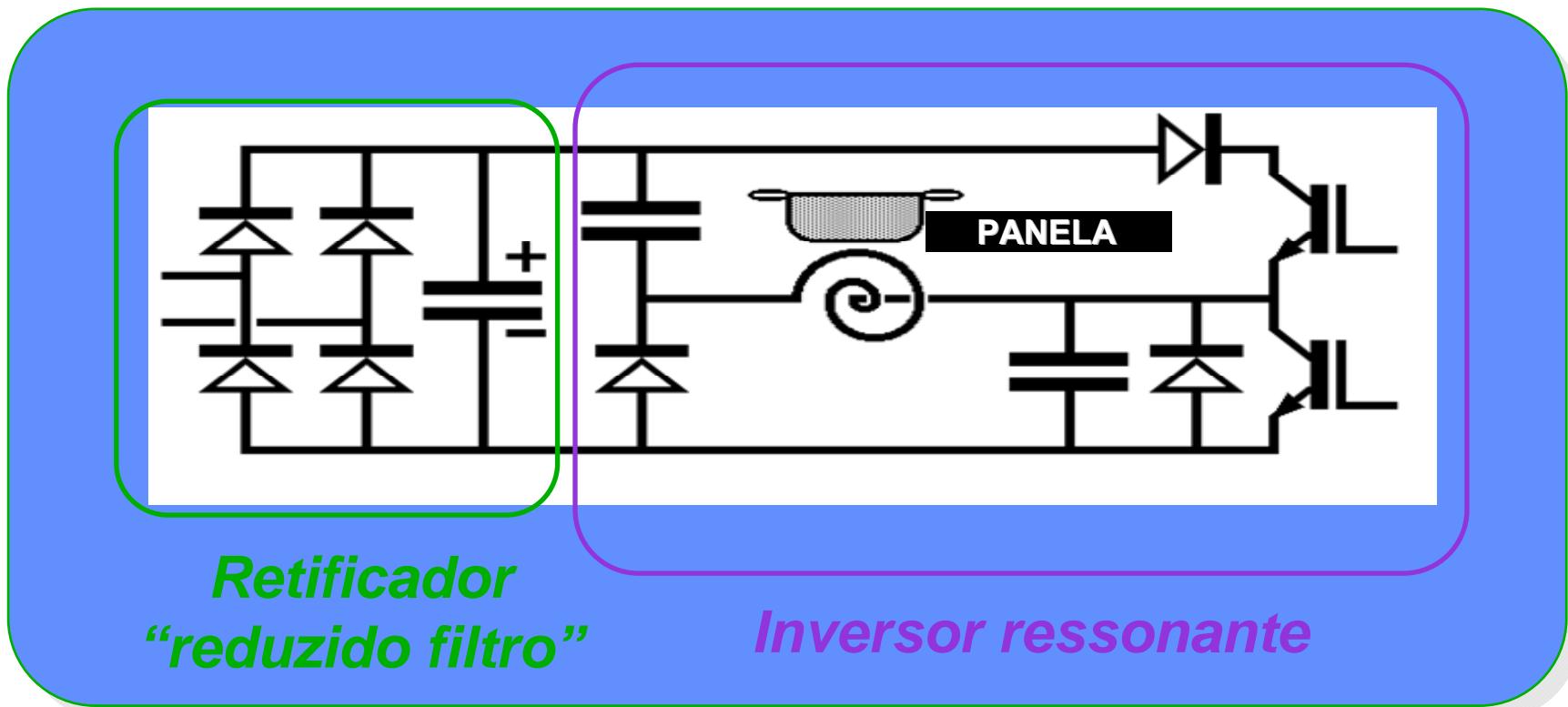
# Reator eletrônico com correção do fator de potência



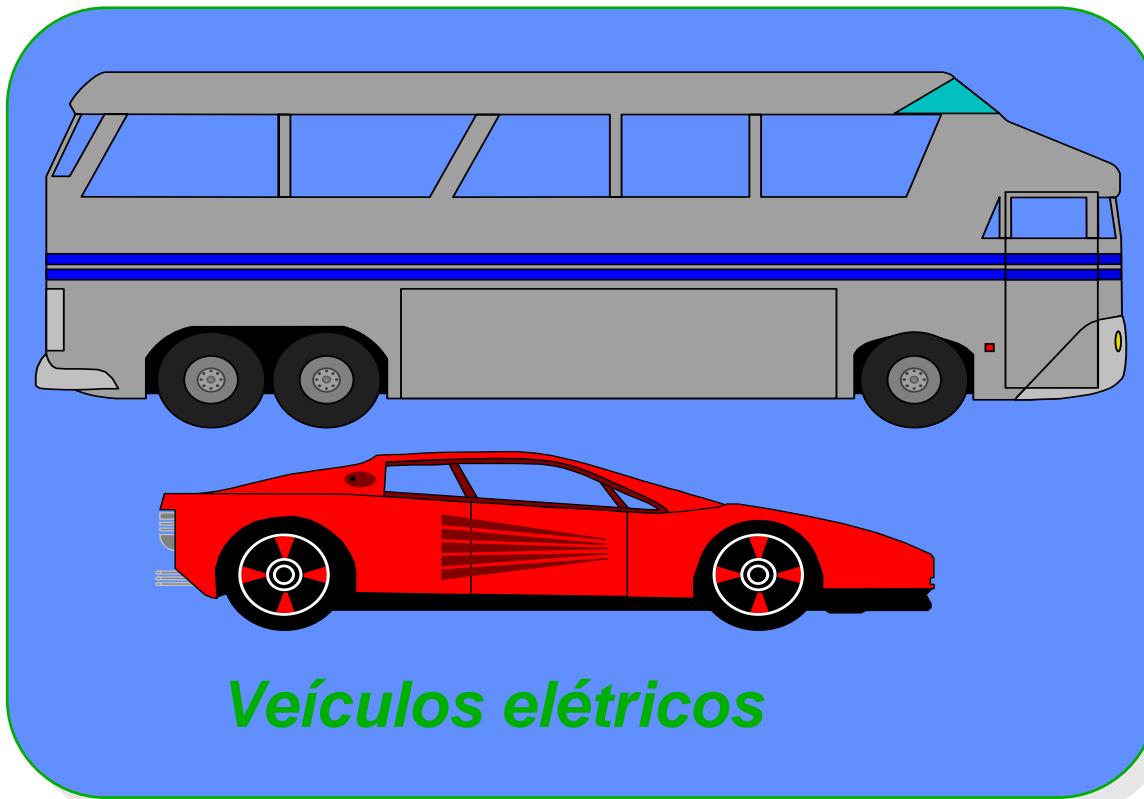
# Reator eletrônico para lâmpada de descarga de alta pressão



# Aquecimento Indutivo



# Aplicações Atuais e Futuras?



# Aplicações Atuais e Futuras!!



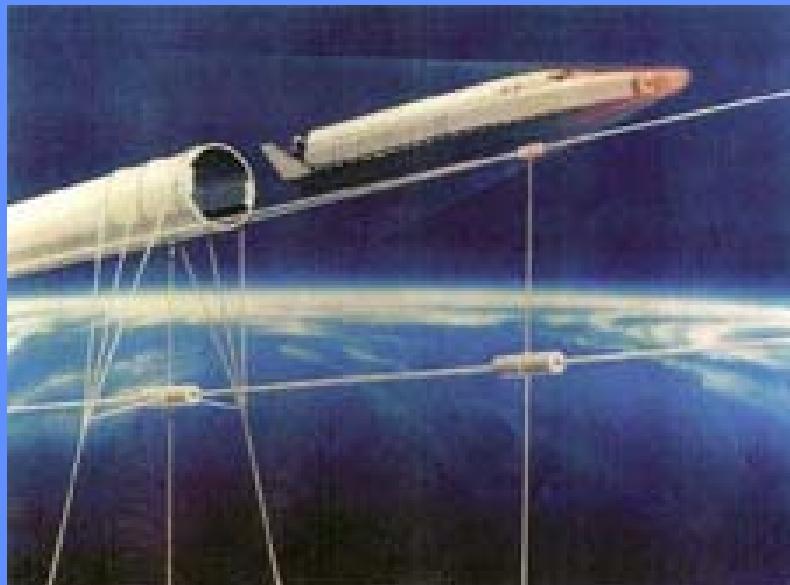
*Trens (Superfície e Metrô)*



**“Trólebus”**

Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin

# Aplicações Atuais!! e Futuras?



*MagLev - Futuro*



*MagLev - Atual*

# Aplicações Atuais e Futuras!!



*Carros Elétricos, Híbridos*

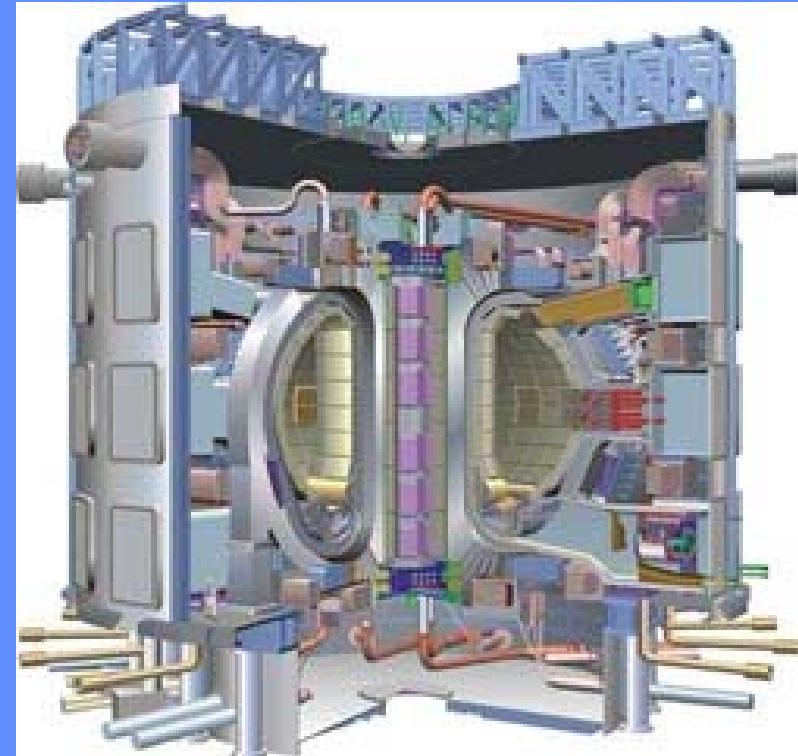


*Células Combustíveis - FC*

# Aplicações Atuais!! e Futuras?



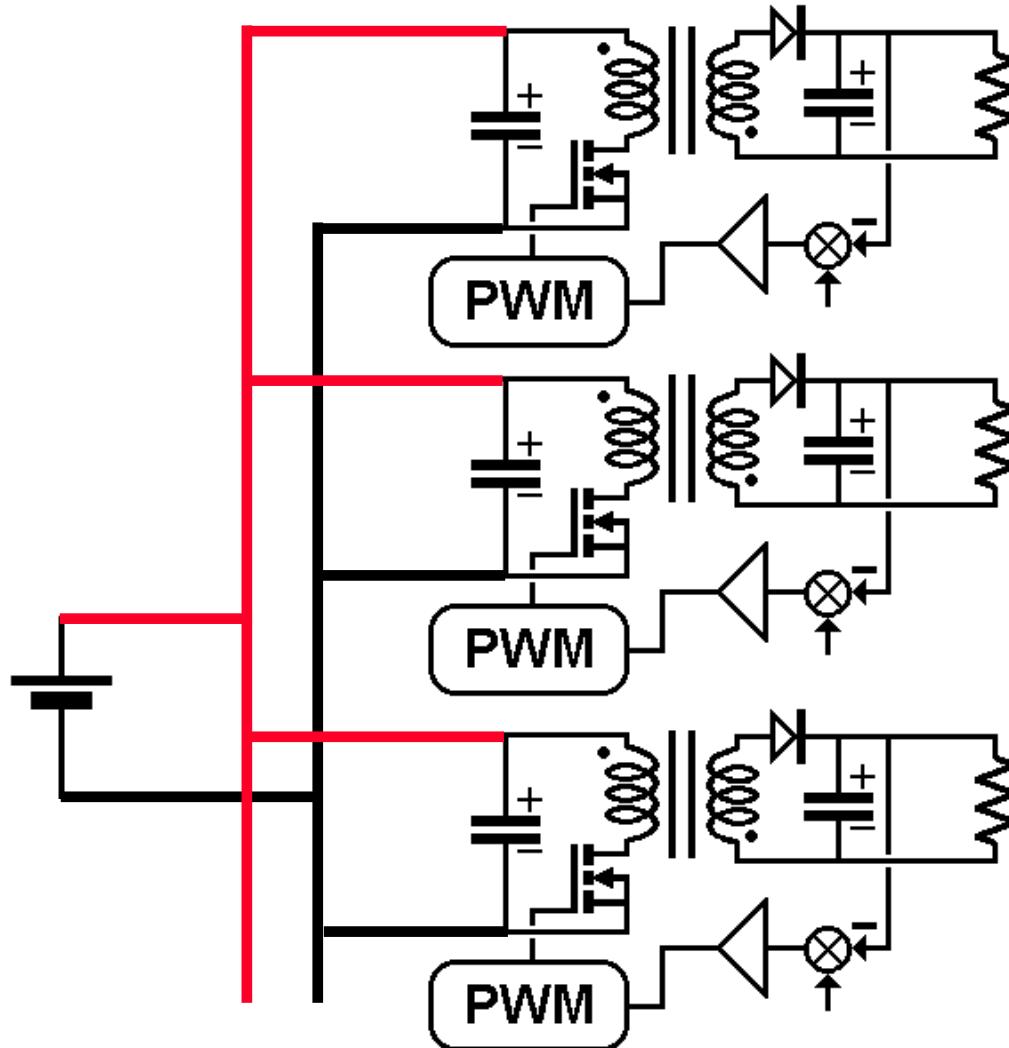
*Aviação e Espacial*



*Reator a Fusão (ITER)*

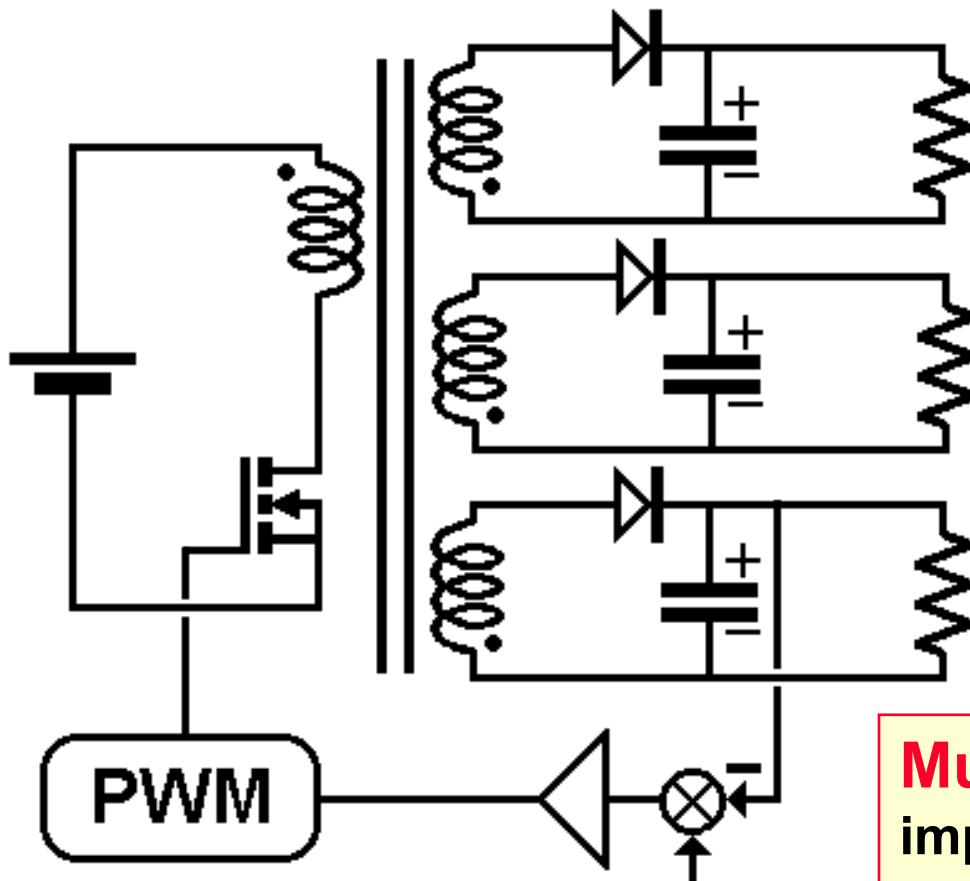
Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin

# Sistemas multi-saídas: “n” conv. em paralelo



- 😊 Eficiente
- 😢 Caro
- 😢 Complexo

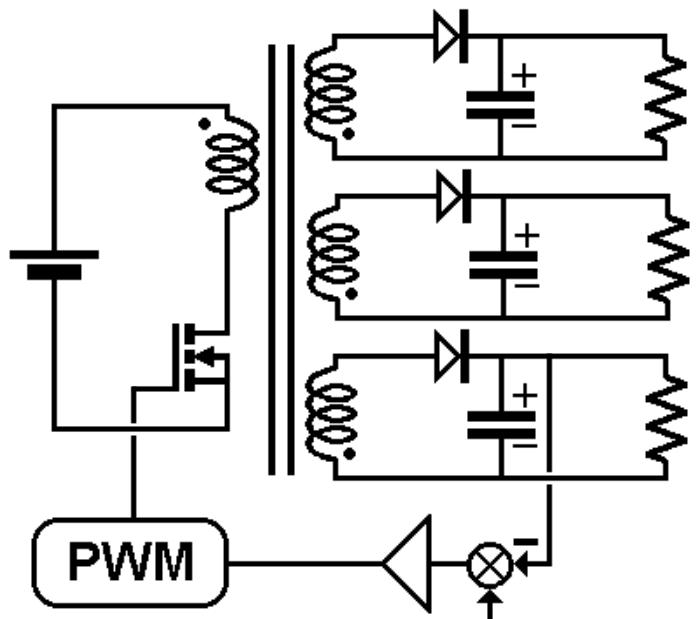
# Sistemas baseados em somente um conversor chaveado (**regulação cruzada**)



- Uma saída é regulada
- As outras são parcialmente reguladas

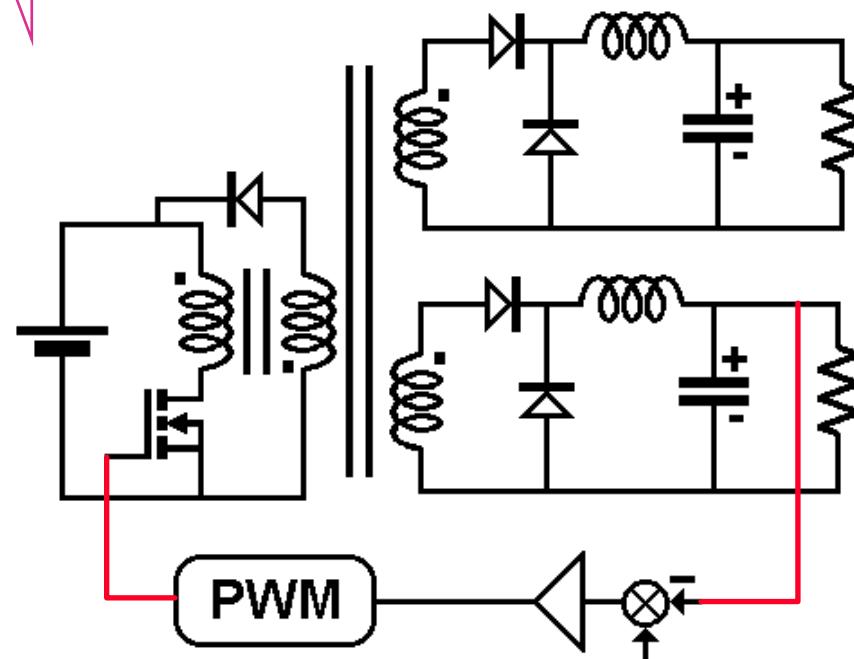
**Muito importante:** As impedâncias parasitas associadas a cada saída devem ser as menores possíveis

# Os conversores Flyback e Forward com regulação cruzada

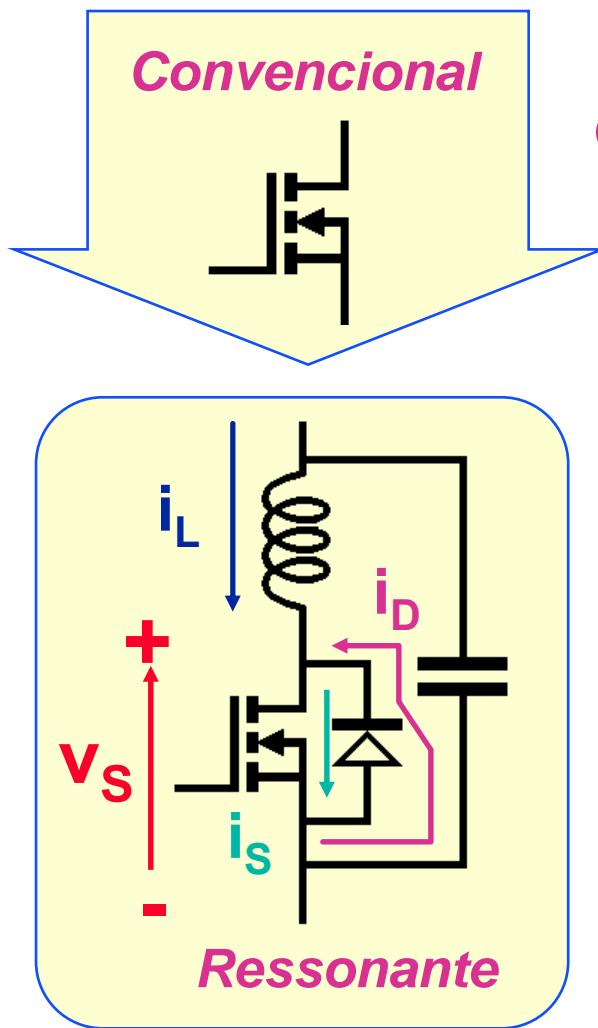


Pior:  
•Filtro L entre trafo e saída  
•Saídas em distintos modos

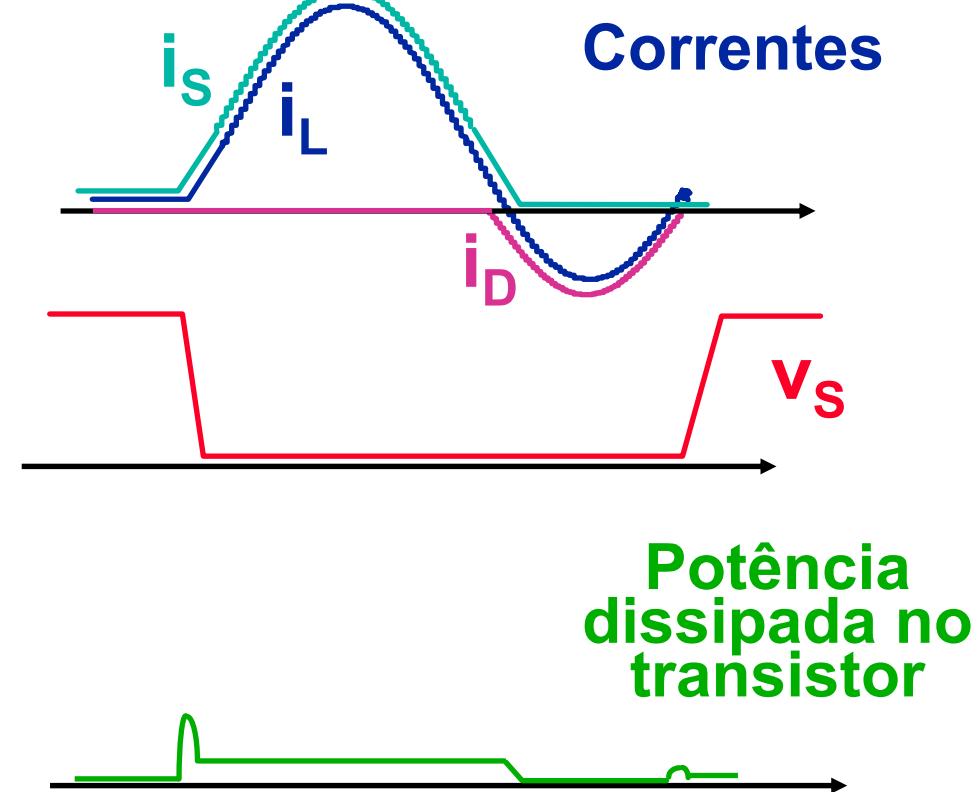
Comportam-se adequadamente se o trafo estiver bem projetado (um diodo entre o transformador e a carga)



# Conversores ressonantes (exemplo)

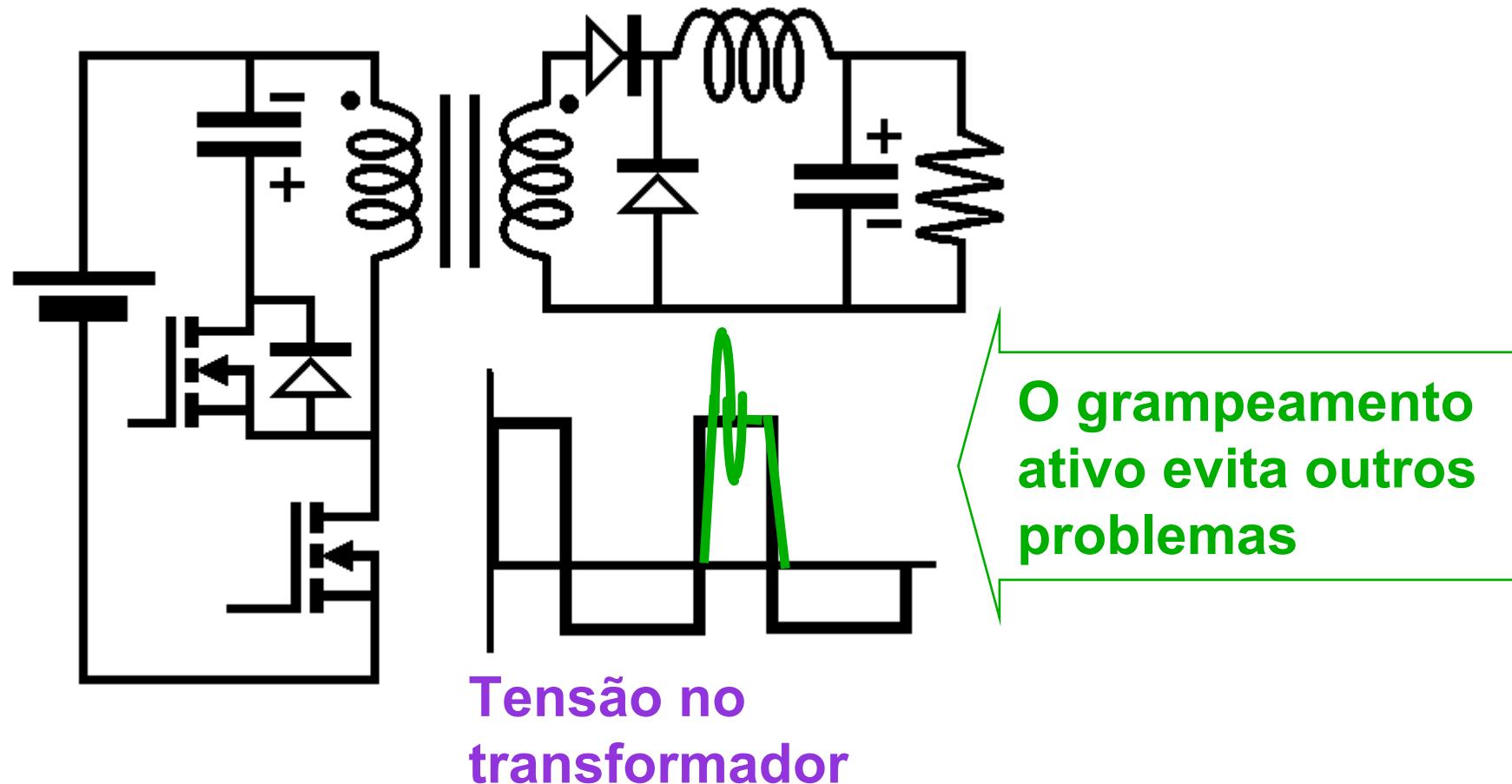


Conversores quase-ressonantes  
comutados com corrente zero (ZCS-QRC)

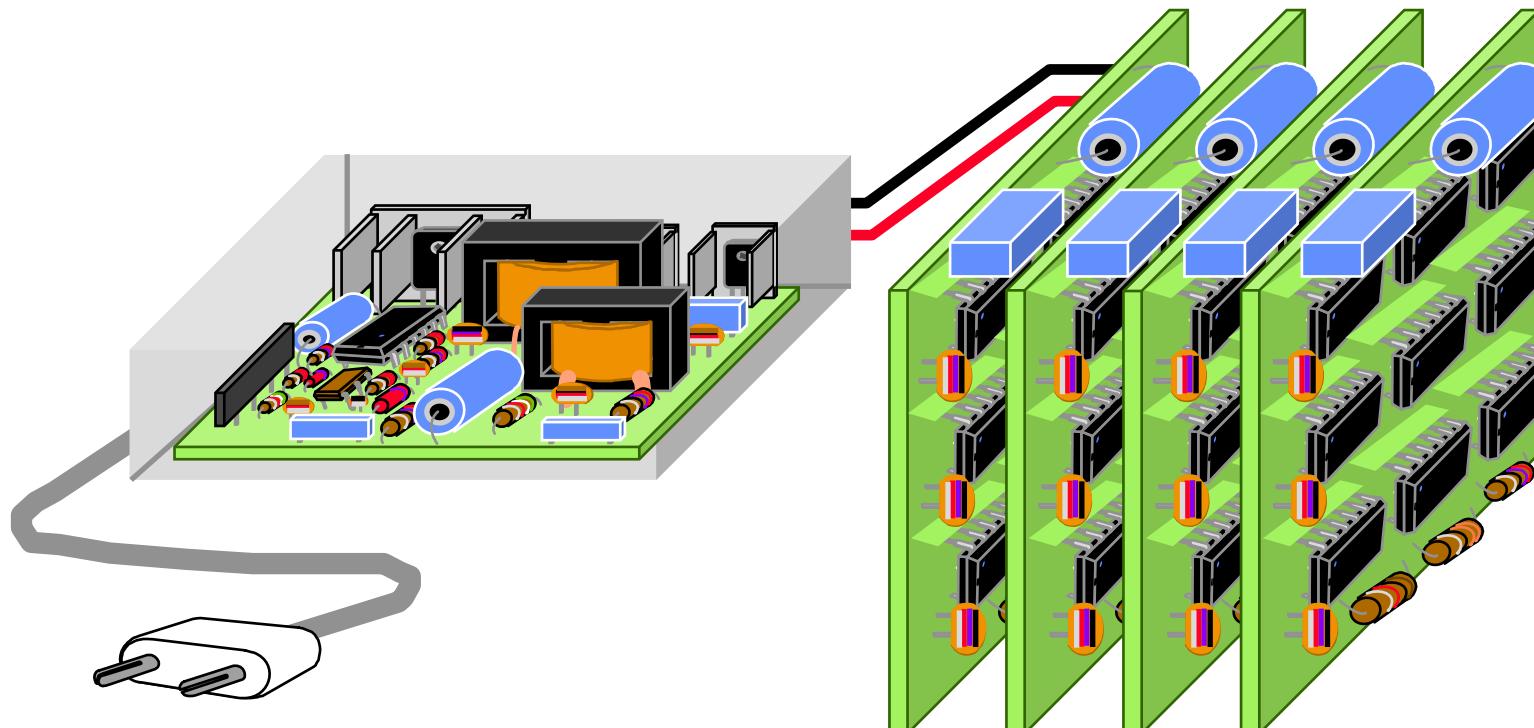


# Comutação suave e reduzido EMI

Conversor Forward com grampeamento ativo



# Fonte Chaveada



- 😊 Reduzido Peso e Volume
- 😊 Elevada Eficiência
- 😊 Elevado Hold-up-time
- 😊 Elevada densidade potência
- 😊 Variação tensão entrada

- 😢 Ruído/EMI
- 😢 Estrutura complexa
- 😢 Ripple/Ondulação tensão



**QUALIENERGI**  
Centro Virtual de Pesquisas em  
Qualidade da Energia Elétrica

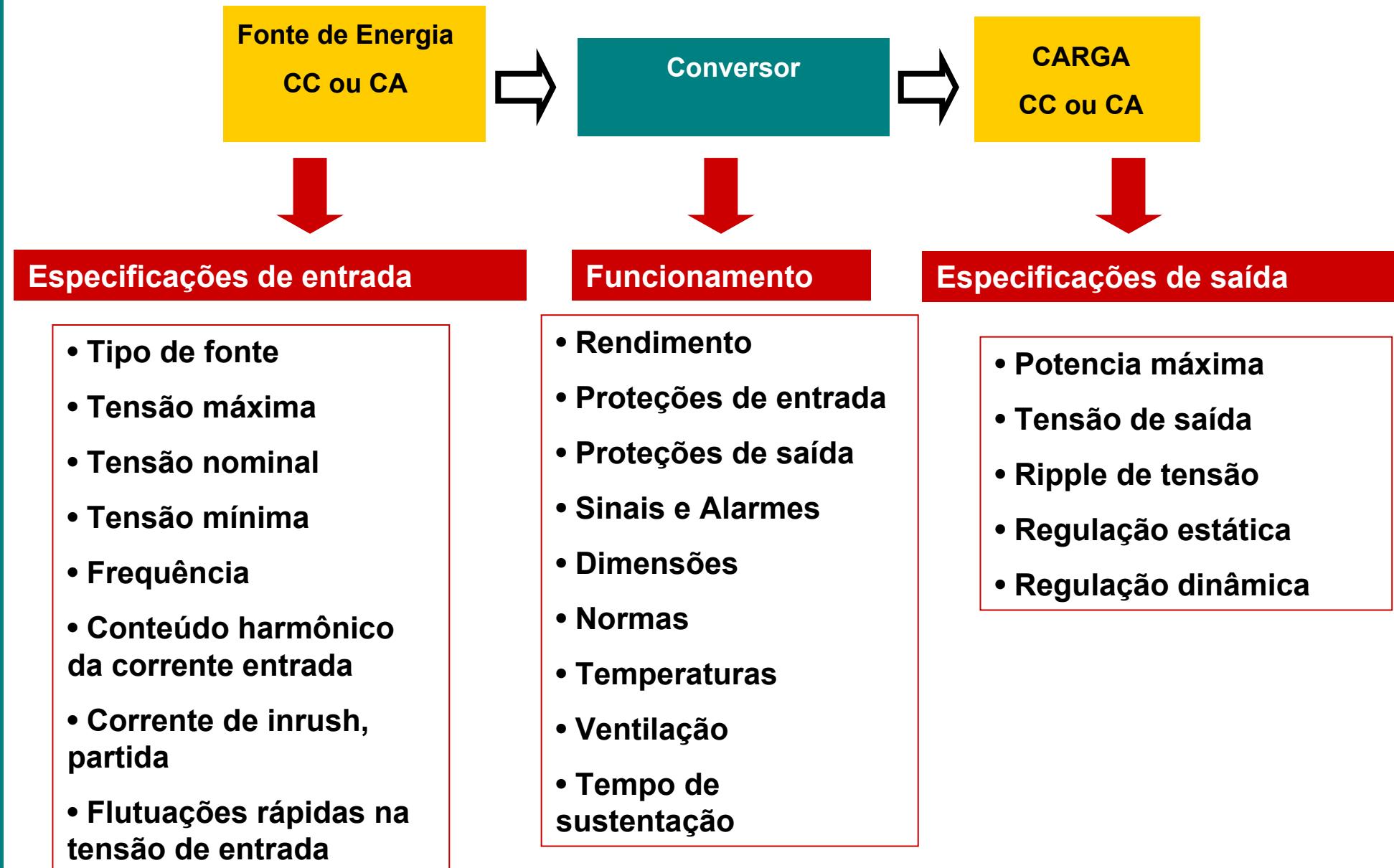


**LEP – Laboratório de  
Eletrônica de Potência**

# Parâmetros para Especificação de Fontes Chaveadas

Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin

## Especificações Técnicas Principais



## Especificações de entrada

A fonte de entrada poderá ser em CA, ou, CC

### Fontes alternadas

- A mais comum é a rede elétrica de distribuição em CA
- Geradores movidos por motores a combustão
- Aerogeradores

Nos casos de conversores conectados à rede CA, deve-se especificar:

#### Tensão nominal (valor eficaz):

- 230 V na Europa
- 240 V no Reino Unido
- 110 V nos EE.UU
- 100 V no Japão
- 230 V na Austrália

No Brasil existem redes em 127V e 220 V (fase-neutro), preponderando 127V.

### Margens de variação da tensão de entrada:

- Em função da hora do dia e do carregamento das redes CA, as tensões podem variar dentro de certos limites. Desta forma, os conversores devem operar, normalmente, dentro destas faixas de tensão:
  - Na Europa: 190 – 265 V
  - Nos EEUU: 90 – 130 V
- Se os equipamentos são portáteis e podem ser deslocados com facilidade (laptops, carregadores de celulares, etc.) é habitual serem projetados para a denominada “Faixa Universal”: 90-265V. Desta forma, é possível conectar estes equipamentos em qualquer lugar do mundo.

**Por motivo de flexibilidade de produção (redução de estoques e custo), muitos equipamentos eletrônicos operam em faixa universal !!**

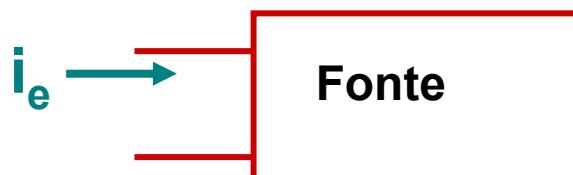
## Especificações de entrada

### Freqüência:

- A freqüência das redes em CA também são distintas no mundo:
    - Na Europa: 50 Hz
    - Nos EEUU: 60 Hz
    - No Japão: Ao norte é 50 Hz e ao Sul é 60 Hz
- Normalmente, a regulação de frequência é de +/- 3Hz

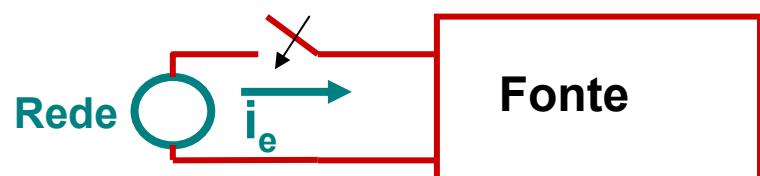
### Conteúdo harmônico da corrente de entrada:

- Normas internacionais restringem o conteúdo harmônico da corrente de entrada de equipamentos conectados à rede em CA:

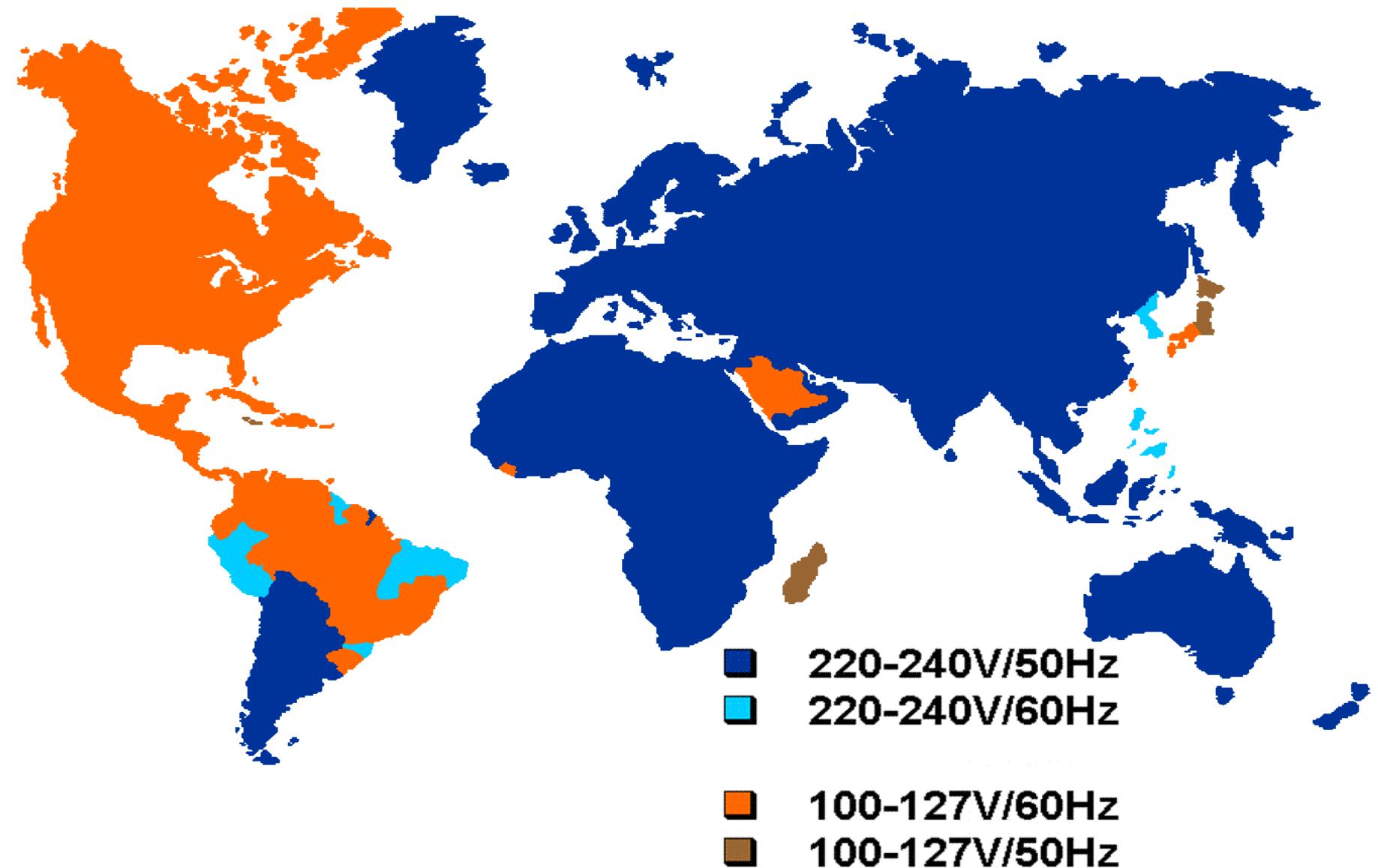


Ex: EN 61000-3-2 (não está regulamentada no Brasil, infelizmente)

### Corrente de Partida (Inrush):



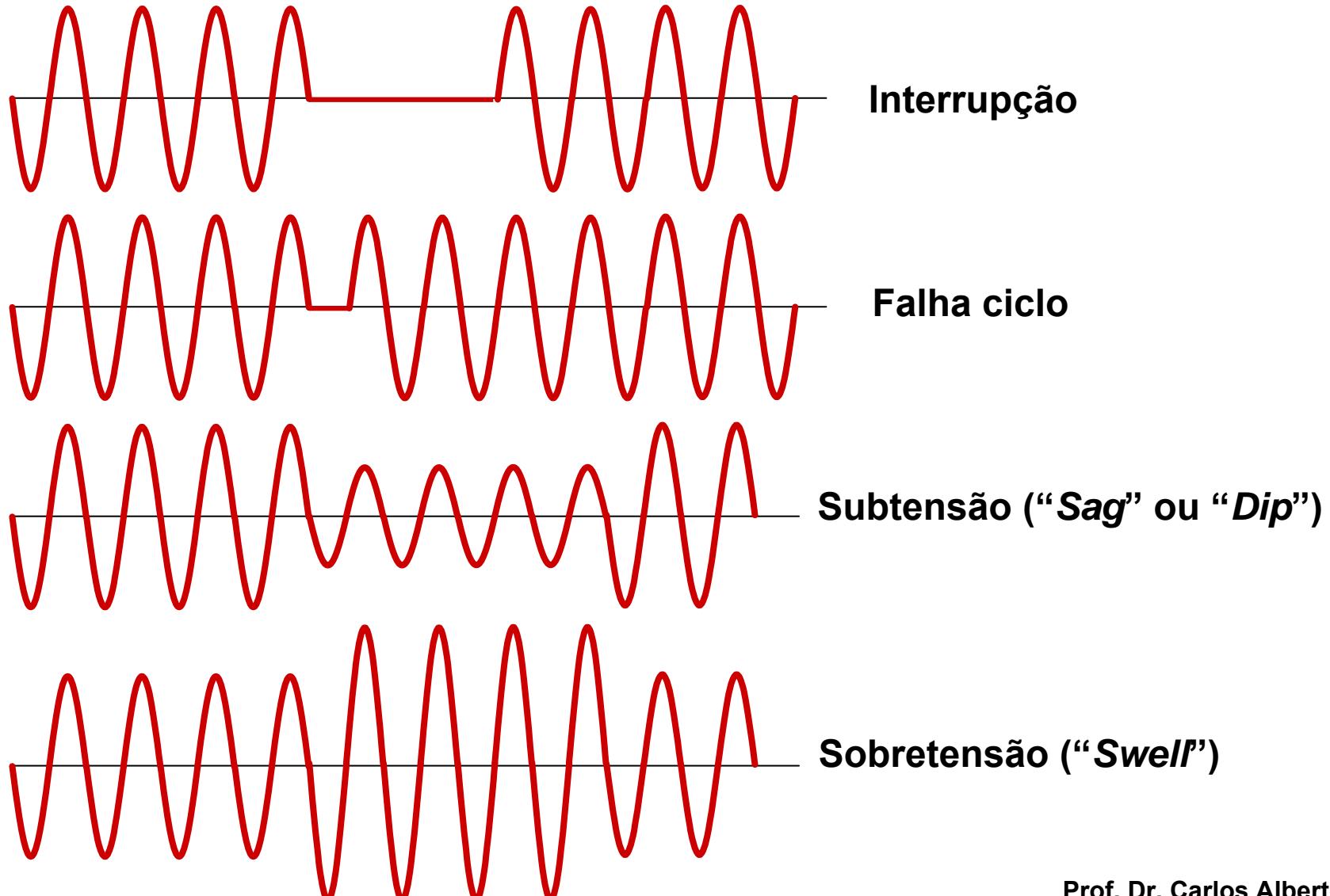
## Distribuição em CA no mundo



Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin

## Especificações de entrada

### Possíveis Flutuações na tensão em CA:



## Especificações de entrada

### Fontes em Corrente Continua (CC)

- Há diversas fontes em CC, tais como:
  - Bateria
  - Painel solar
  - A saída CC de outro conversor

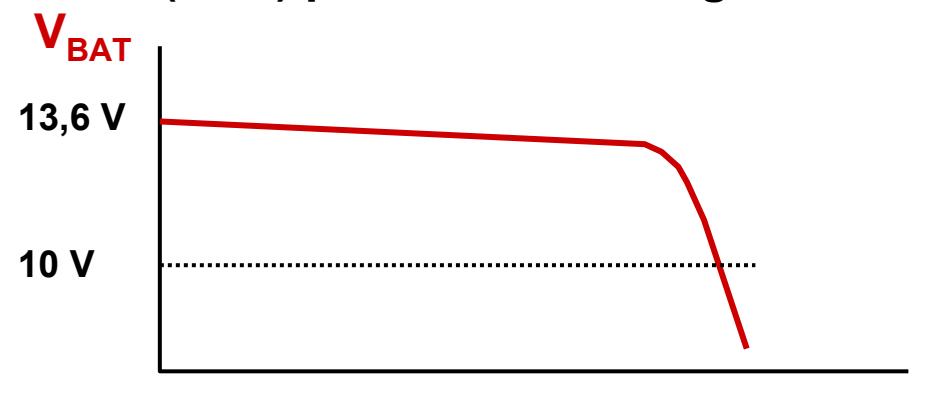
#### Baterias

- As tensões típicas das baterias dependem de sua constituição:
  - Ni-Cd : 1,2V
  - Pb: 2V
  - Ni-Mh: 1,2 V

**Obviamente, as tensões usuais são constituídas da associação série de conjunto de células.**

## Especificações de entrada

- Durante o processo de carga, a tensão da bateria pode se elevar em relação ao seu valor nominal. Podemos simplificar o modelo supondo que a mesma possuem uma resistência em serie. Por exemplo, para uma bateria de um carro (12 V), durante o processo de carga, poderá chegar a 13,6 V.
- Quando se descarregam, as baterias mantêm seu valor de tensão durante quase todo o tempo. Obviamente, quando está bastante descarregada, a tensão tem um processo rápido de decrescimento. Se a tensão se reduz muito, a vida média da bateria pode ser reduzida.
- A tensão mínima que uma bateria pode se descarregar com segurança é denominada de “tensão de descarga profunda”. Por exemplo, a bateria de um carro (12 V) pode se descarregar até 10 V, dentro da normalidade.



Tempo

Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin

## Especificações de entrada

- Especificações típicas de baterias:
  - Carros: 12 V. Variação: 13,6 – 10 V
  - Caminhões: 24 V. Variação: 27,2 – 20 V
  - Telecomunicações: 48 V. Variação: 54,4 – 36 V
- Há um processo de elevação das tensões das baterias de automóveis de 12 V para maiores tensões. Um padrão para os novos automóveis é de 42 V.



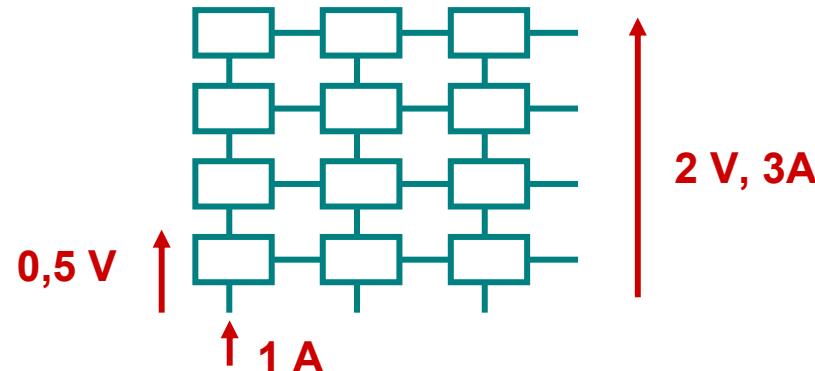
Consórcio 42 V PowerNet: MIT e fabricantes de automóveis

- Obviamente, para os carros elétricos há baterias de alta tensão (em torno a 300 V).
- O Toyota Prius (híbrido) usa uma bateria de 264 V.

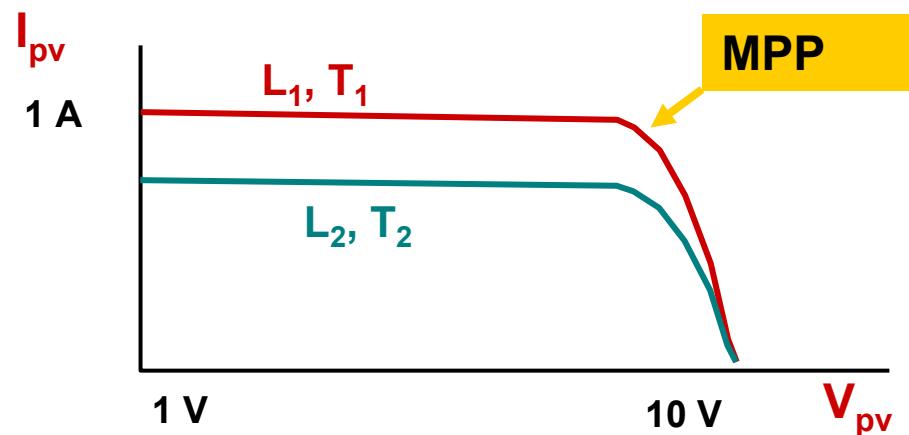
## Especificações de entrada

### Painéis Solares

- Os painéis solares são construídos com conexões em série e paralelo de conjuntos de células fotovoltaicas (tipicamente de silício).



- A curva V-I de um painel solar tem a seguinte forma:

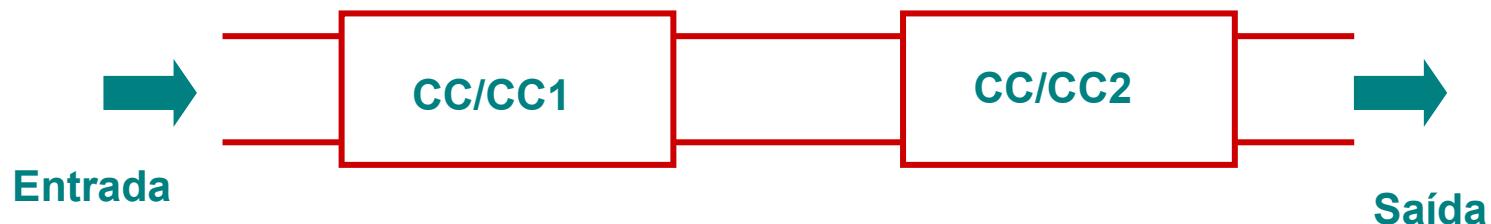


Se comportam como fontes de corrente até determinado valor ( $I_{PV}$  e  $V_{PV}$ ). Obviamente, esta característica é alterada com a luminosidade e temperatura. No ponto de inflexão é possível extrair a Máxima Potência (MPP – Maximum Power Point).

## Especificações de entrada

### Outro conversão com saída CC como fonte de energia de entrada

- Em muitas ocasiões existem conversores chaveados em cascata:



- Portanto, as especificações de entrada do conversor CC/CC2 deve corresponder às especificações de saída do conversor CC/CC1. Desta forma, especificações de entrada típicas podem ser:
  - 48 V em sistemas de telecomunicações
  - 12 V em sistemas com microprocessadores
  - 400 V em sistemas com correção ativa do fator de potência

## Especificações de Funcionamento

### Rendimento

- O rendimento é uma das principais especificações de funcionamento dos conversores chaveados.
- Obviamente, o rendimento ideal seria 100%.
- Obviamente, rendimento ideal não se aplica à prática, existindo perdas em condução, de chaveamento, magnéticas, nos diversos elementos que compõe uma fonte chaveada:



$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{Perd}} < 100\%$$

As perdas normalmente se transformam em **CALOR** (energia térmica)

- Nas fontes chaveadas o rendimento pode ser elevado (pode chegar a 98%).
- Os valores típicos de rendimento estão entre 80% e 94%, aproximadamente.

## Especificações de Funcionamento

### Proteções

- Durante a operação, podem ocorrer problemas operacionais de funcionamento que podem afetar a própria operação do conversor chaveado. Para evitar tais problemas são implementadas proteções, tanto na entrada quanto na saída.

#### Proteções típicas

- Sobre-tensão de entrada
- Sub-tensão na entrada
- Sobre-tensão na saída
- Sobre-corrente na saída
- Curto-circuito na saída

- No caso da ocorrência de algum destes problemas, os circuitos de proteção devem atuar garantindo a operação segura e a proteção das fontes, e, indiretamente, das cargas alimentadas.

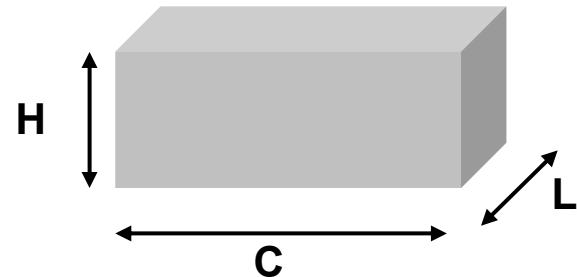
### Sinais e Alarmes Usuais

- Podem ser implementados diversos sinais e alarmes para alertar sobre possível problema
- Também é usual o uso de LEDs para identificação de: “Operação”, “Standby”, “Falha”, etc.

## Especificações de funcionamento

### Dimensões

- Uma especificação fundamental é o tamanho/volume: Altura x Largura x Comprimento
- O usual é se ter a forma de um “paralelepípedo”, entretanto podem haver formas as mais variadas.



- Em aplicações industriais, os tamanhos estão normalizados para que se possa adaptar aos “racks” convencionais e padronizados.

### Normas

- Segurança operacional
- Compatibilidade Eletromagnética
- Construção/Fabril

Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin

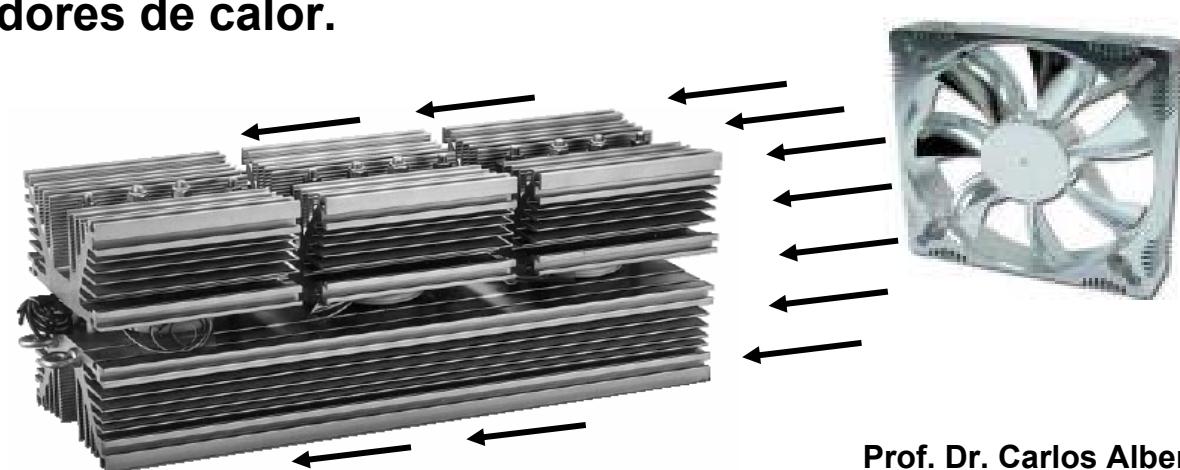
## Especificações de Funcionamento

### Temperaturas

- Como em qualquer circuito de EP, é necessária a especificação da faixa de temperatura de trabalho.
- A faixa convencional está entre 0°C e 45°C, porém, depende da aplicação (industrial, militar, espacial, etc..).

### Ventilação

- A fonte chaveada pode ser projetada para trabalhar com convecção natural, ou, com ventilação forçada. Isto é um dado fundamental para a otimização dos elementos dissipadores de calor.

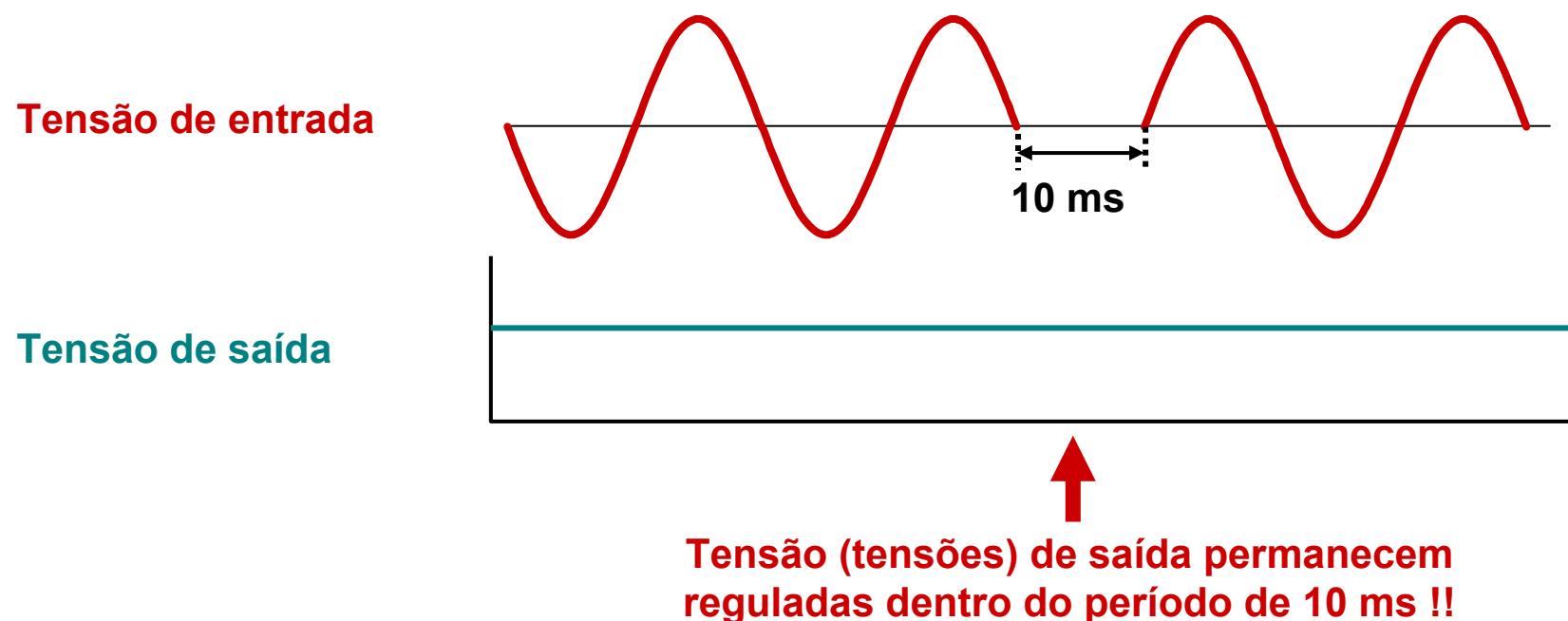


Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin

## Especificações de Funcionamento

### Tempo de sustentação (*Hold-up time*)

- Se há interrupção no fornecimento da tensão CA, as fontes chaveadas devem funcionar normalmente, para determinado tempo de interrupção. Este tempo é denominado de “Tempo de Sustentação”: tempo em que as tensões de saída permanecem dentro da faixa de regulação, durante o período de interrupção.
- Os valores típicos para potencia máxima são: 10ms até 20 ms.



## Especificações de Saída

### Potência

- A potência máxima de saída determinada fortemente o projeto (estruturas) para as fontes chaveadas

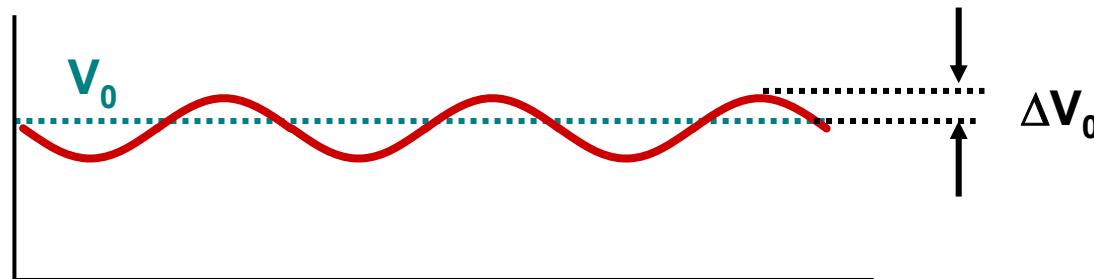
### Tensão de Saída

- É um dado fundamental de especificação, e, pode ter uma grande importância para a seleção da topologia (estrutura) a ser utilizada.
- Em geral, o valor da tensão de saída depende da carga que se pretende alimentar:
  - Telecomunicações: 48 V, 24 V e 12 V.
  - Microprocessadores: 3,3 V, 1,5 V, 1,2 V e menores para as novas gerações.
  - Equipamentos para automóveis (Radio, CD, etc): 12 V.
  - Equipamentos de áudio:  $\pm 70$  V.
  - Circuitos digitais em geral: 5 V, 12 V
  - etc...

## Especificações de Saída

### Ondulação (Ripple) na Tensão de Saída

- A tensão de saída sempre terá uma componente CA superposta à componente CC (valor médio nominal da tensão de saída).
- Esta componente CA é denominada de RIPPLE (ondulação). É possível especificar a “amplitude do ripple” em valor % em relação ao valor nominal CC.



**Especificações típicas  
são: 1%, 2%, 5%**

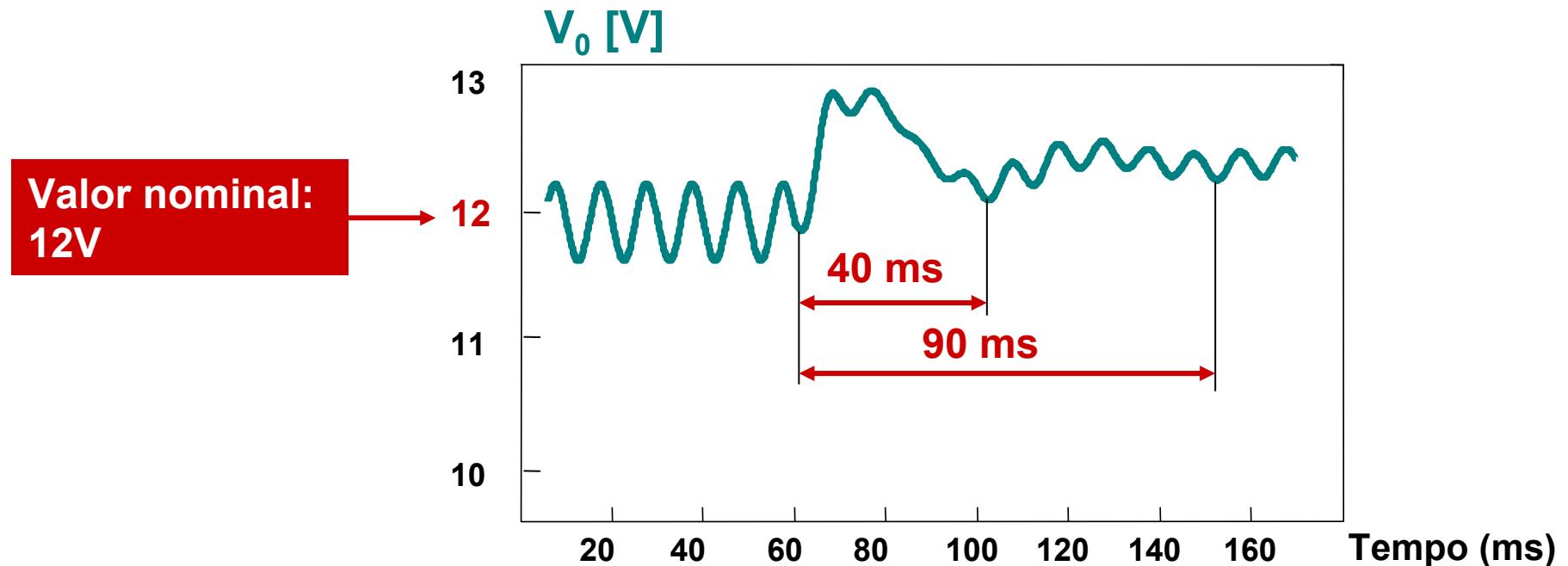
### Regulação estática

- Em função das condições de operação (tensão de entrada e potência de saída), o valor da tensão de saída (componente CC) pode variar ligeiramente. Esta variação deve ser relacionada nos dados de especificação das fontes chaveadas em % do valor médio frente a variações da tensão de entrada e da potência (ou corrente) de saída.
- Os valores típicos são: 1%, 3%, 5%.

## Especificações de Saída

### Regulação Dinâmica

- Quando há alteração abrupta na tensão de entrada ou na carga, o conversor e o circuito de controle que regula a tensão de saída não “respondem” imediatamente. A especificação de regulação dinâmica determinada a amplitude da oscilação na tensão de saída e o tempo de estabilização para a mesma.



- A oscilações podem chegar a valores até 10% e o tempo de resposta (estabilização) pode variar entre alguns  $\mu$ s até dezenas de ms. Tais parâmetros dependem fortemente da aplicação e das estruturas (conversor e compensador).



**QUALIENERGI**  
Centro Virtual de Pesquisas em  
Qualidade da Energia Elétrica

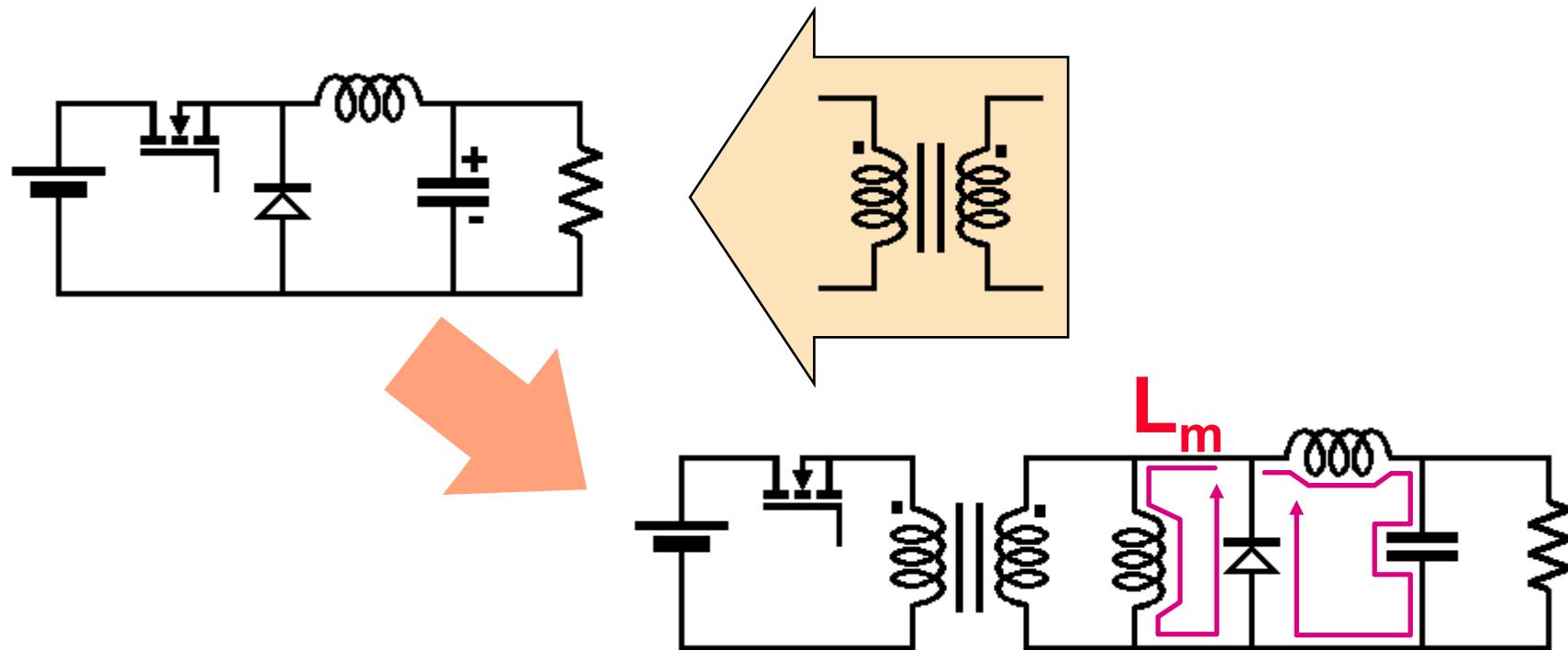


**LEP – Laboratório de  
Eletrônica de Potência**

# **Estágios de Potência Conversores CC-CC Isolados**

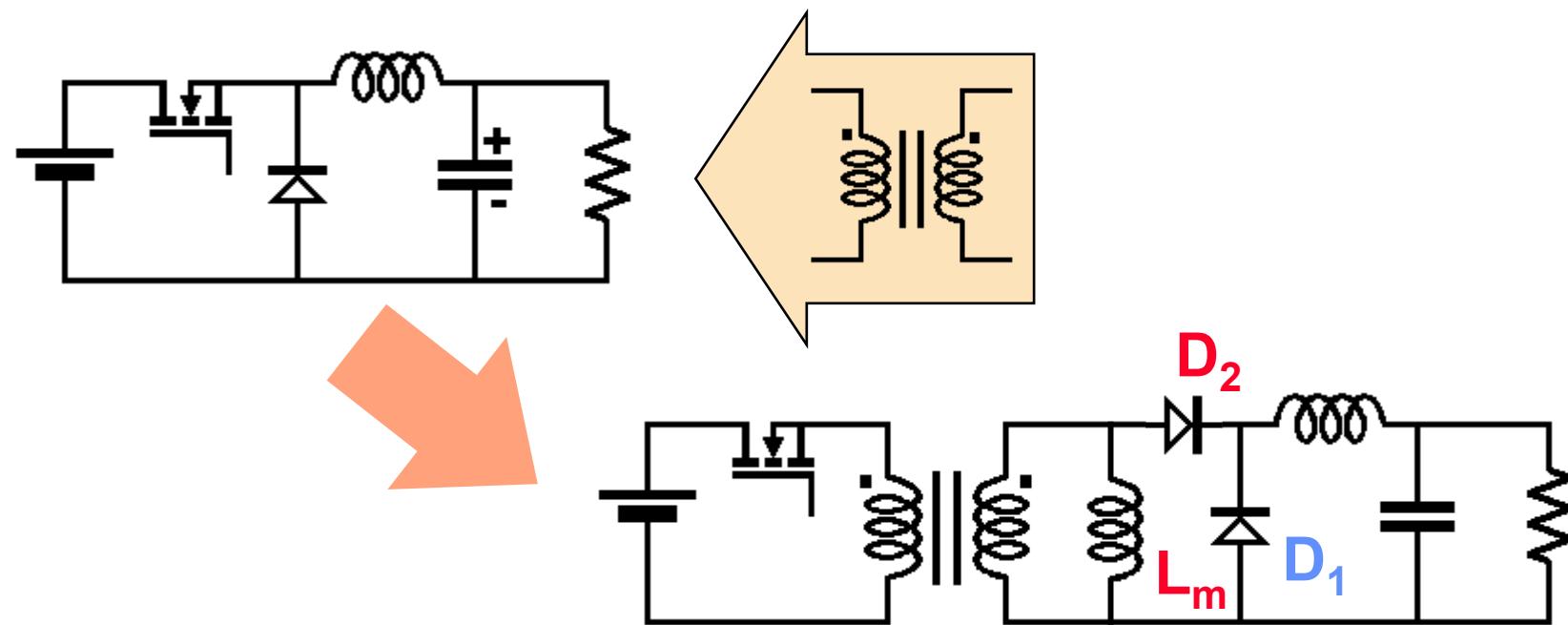
**Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin**

# Incorporação de isolamento galvânico no conversor Abaixador (I)



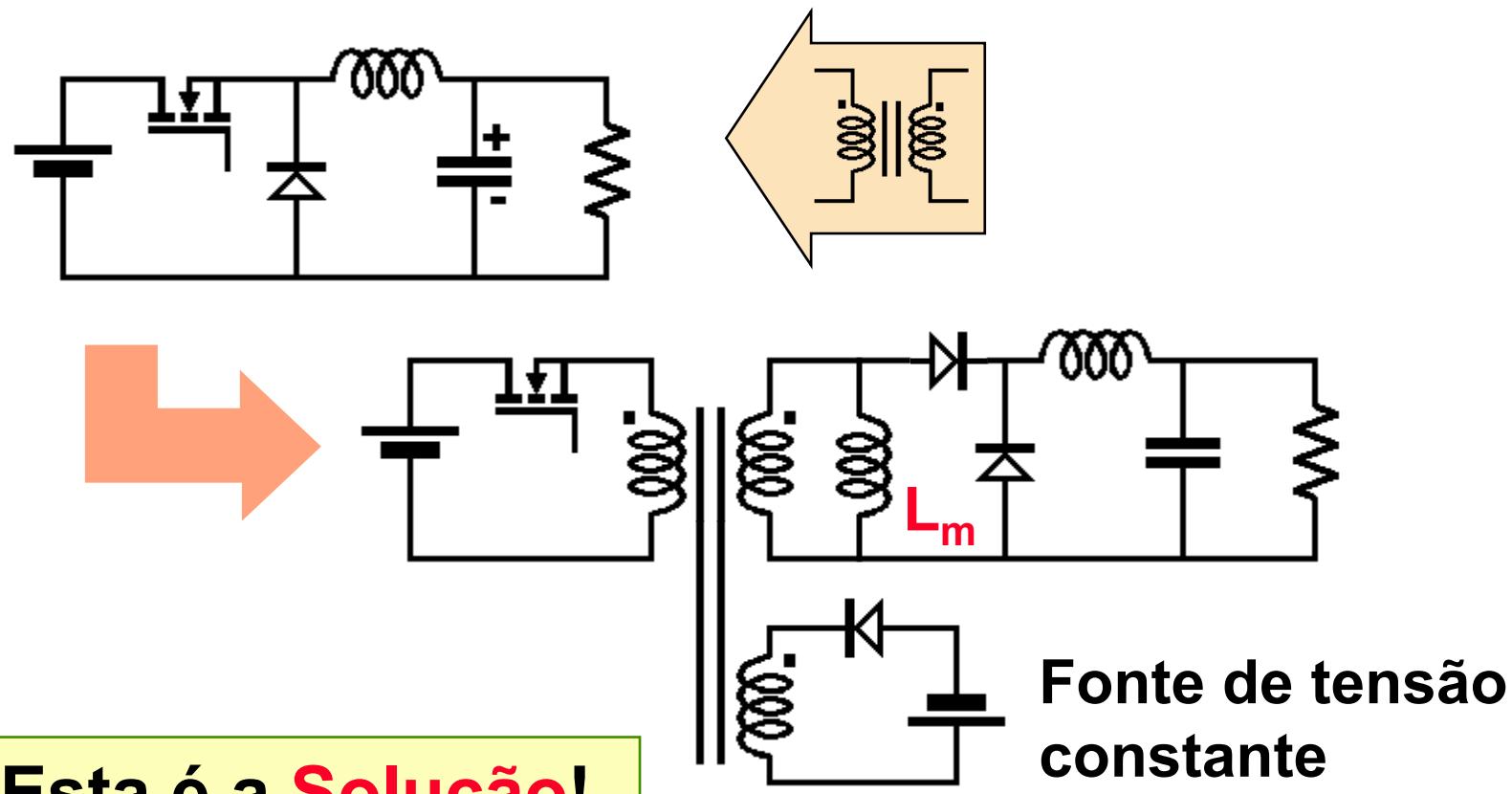
Não pode porque o  
transformador não se  
desmagnetiza

# Incorporação de isolamento galvânico no conversor Abaixador (II)

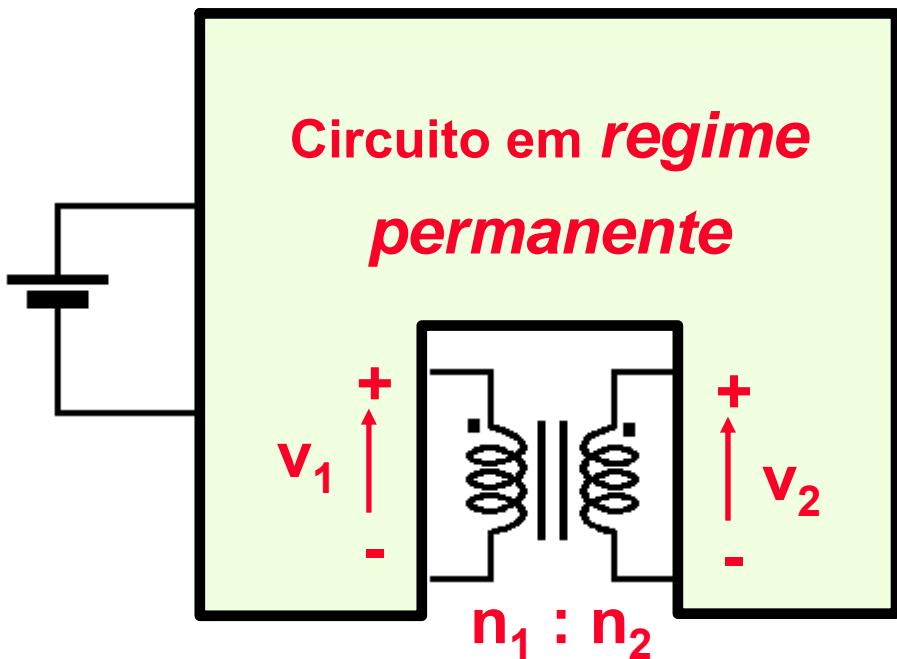


**Não pode porque o transformador se desmagnetiza instantaneamente (sobre-tensão infinita)**

# Incorporação de isolamento galvânico no conversor Abaixador (III)



# Operação em regime permanente de um elemento magnético com dois enrolamentos



**Quando se excita o elemento magnético com ondas quadradas:**

**“soma de produtos (volts/espiras)·segundos = 0”**

**Lei de Faraday:**

$$v_i = n_i \cdot d\Phi/dt$$

$$\Delta\Phi = \Phi_B - \Phi_A = \int_A^B (v_i/n_i) \cdot dt$$

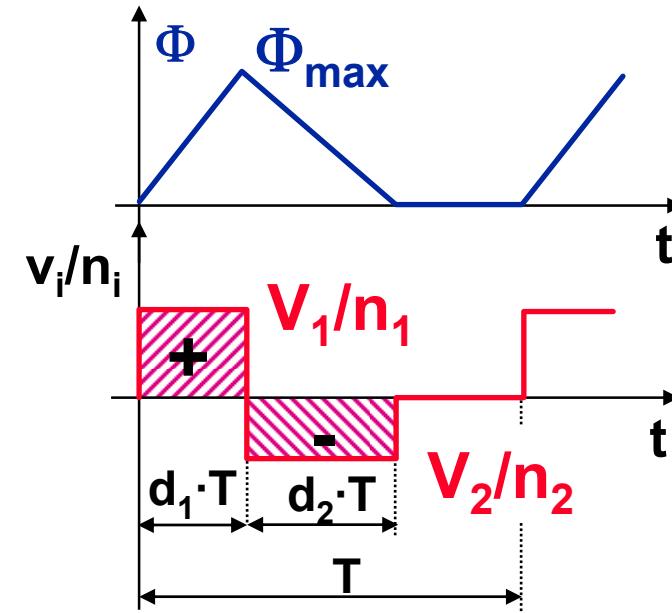
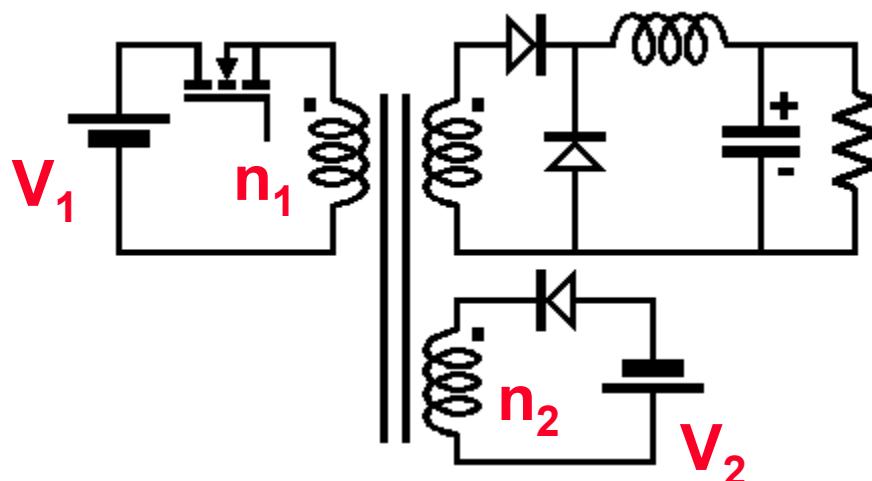
**Em regime permanente:**

$$(\Delta\Phi)_{\text{em um período}} = 0$$

**Logo:**

$$\overline{(v_i/n_i)} = 0$$

# Operação em regime permanente de um elemento magnético com vários enrolamentos: exemplo

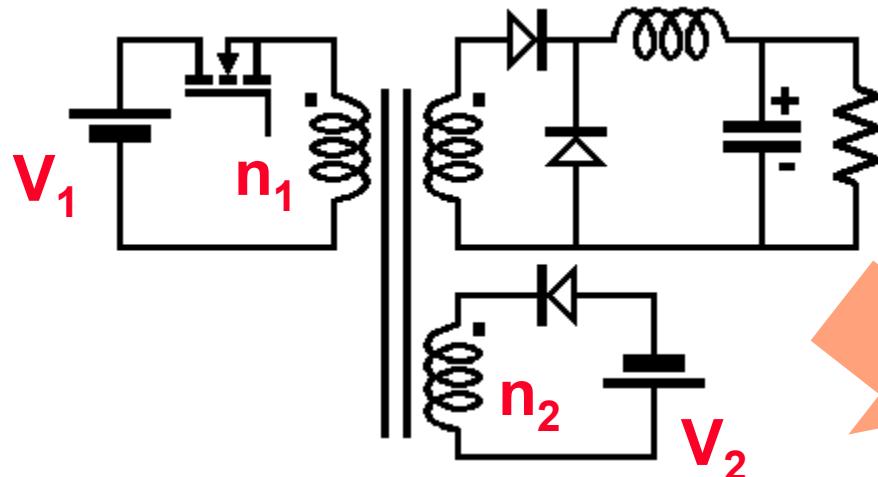


“Soma de produtos (volts/espiras)·segundos = 0”

$$(V_1/n_1) \cdot d_1 \cdot T - (V_2/n_2) \cdot d_2 \cdot T = 0 \quad \rightarrow \quad d_2 = d_1 \cdot n_2 \cdot V_1 / (n_1 \cdot V_2)$$

Para assegurar a desmagnetização:  $d_2 < 1 - d_1$

# O conversor Forward (I)

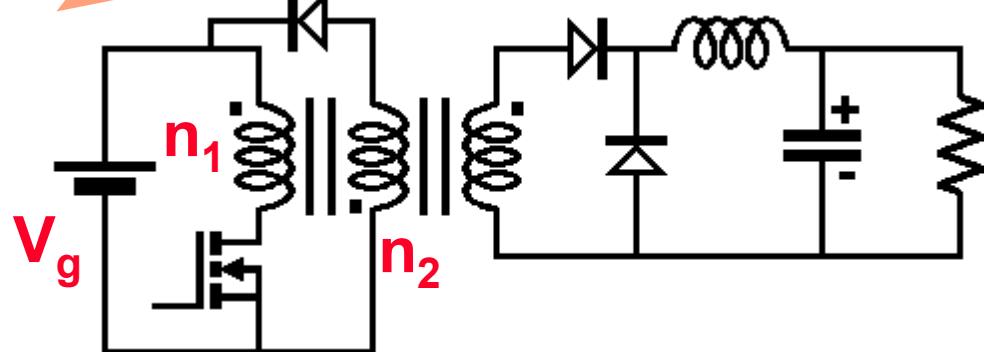


Desmagnetização baseada  
na tensão de entrada

$$V_1 = V_2 = V_g$$

Tendo-se que:

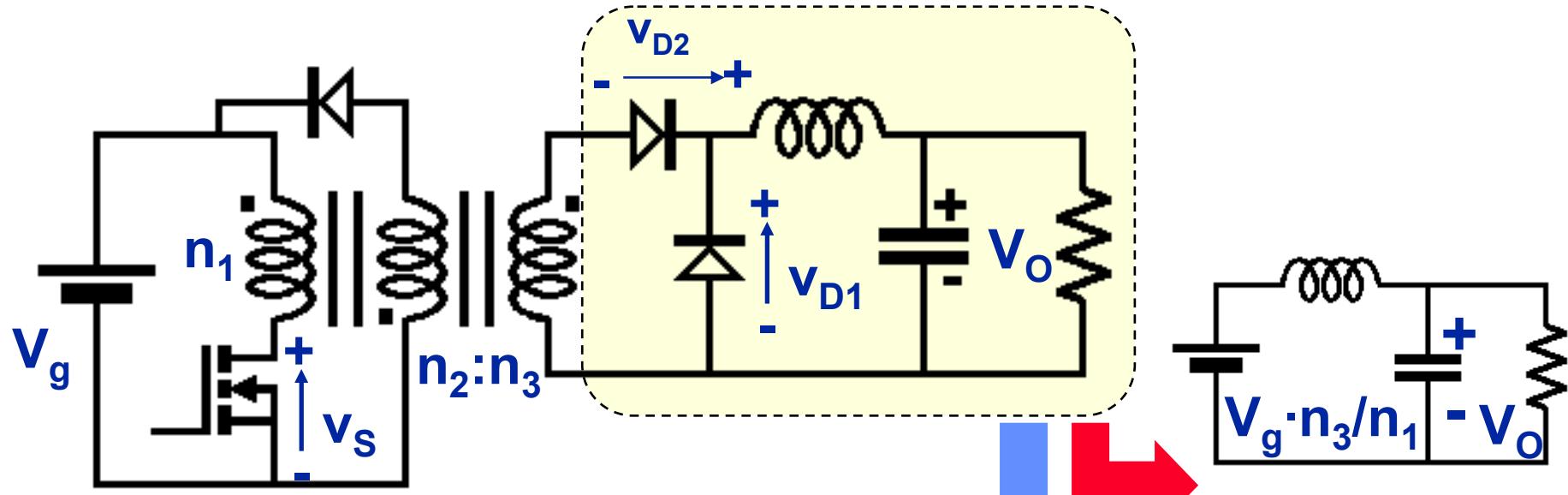
$$d' = d \cdot n_2 / n_1 \quad d' < 1 - d$$



Obtemos:

$$d < n_1 / (n_1 + n_2) \quad \rightarrow \quad d_{\max} = n_1 / (n_1 + n_2)$$

# O conversor Forward (II)



$$d_{\max} = n_1/(n_1 + n_2)$$

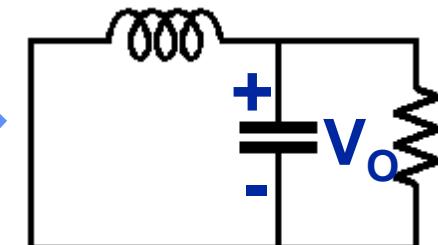
$$v_{s \max} = V_g + V_g \cdot n_1/n_2 = V_g/(1-d_{\max})$$

$$v_{D1 \max} = V_g \cdot n_3/n_1$$

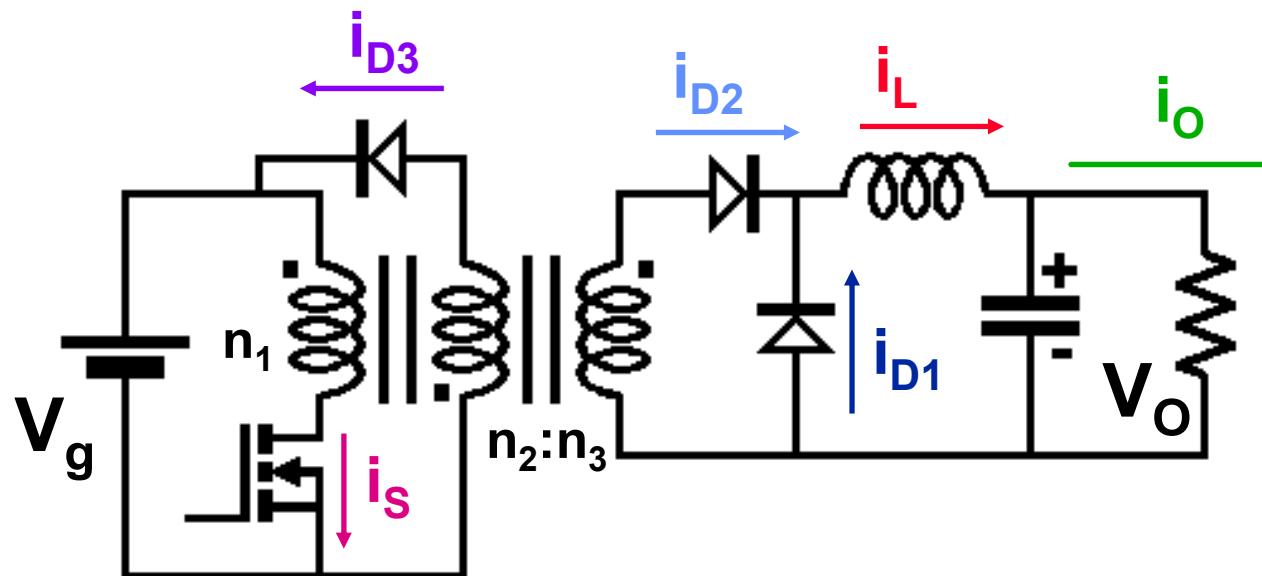
$$v_{D2 \max} = V_g \cdot n_3/n_2$$

$v_o = d \cdot V_g \cdot n_3/n_1$   
(no modo contínuo)

Durante  $(1-d) \cdot T$



# O conversor Forward (III)



$$\bar{i}_{D2} = I_o \cdot d$$

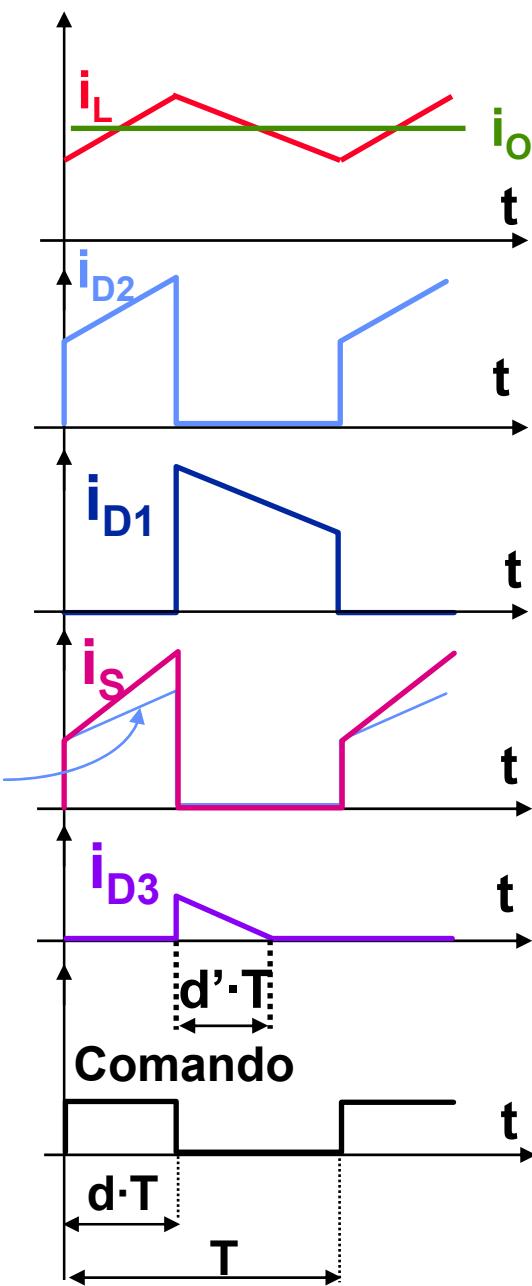
$$\bar{i}_{D1} = I_o \cdot (1-d)$$

$$\bar{i}_m = V_g \cdot T \cdot d^2 / (2 \cdot L_m) \quad (\text{ref. ao primário})$$

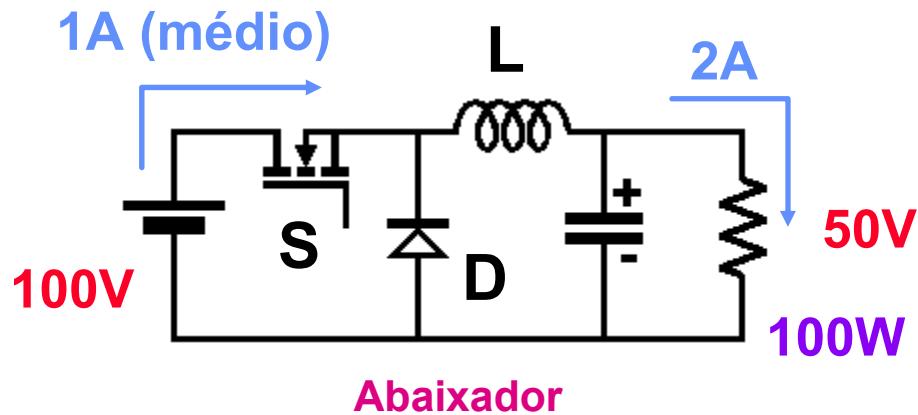
$$\bar{i}_S = I_o \cdot d \cdot n_3 / n_1 + \bar{i}_m$$

$$i_{D2} \cdot n_3 / n_1$$

$$\bar{i}_{D3} = \bar{i}_m$$



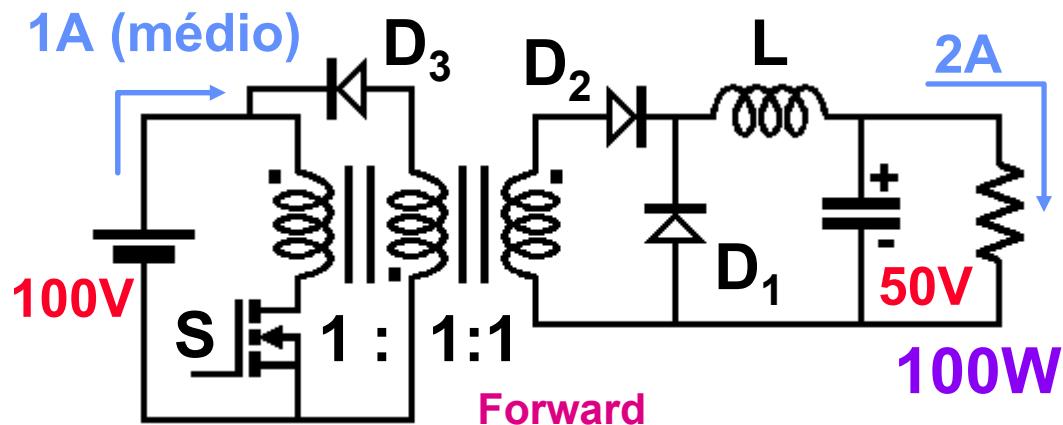
# Comparando Abaixador e Forward



$$v_{S \max} = v_{D \max} = 100V$$

$$\bar{i}_S = 1A \quad \bar{i}_D = 1A \quad \bar{i}_L = 2A$$

$$VA_S = 100VA \quad VA_D = 100VA$$



$$v_{D1 \ max} = v_{D2 \ max} = 100V$$

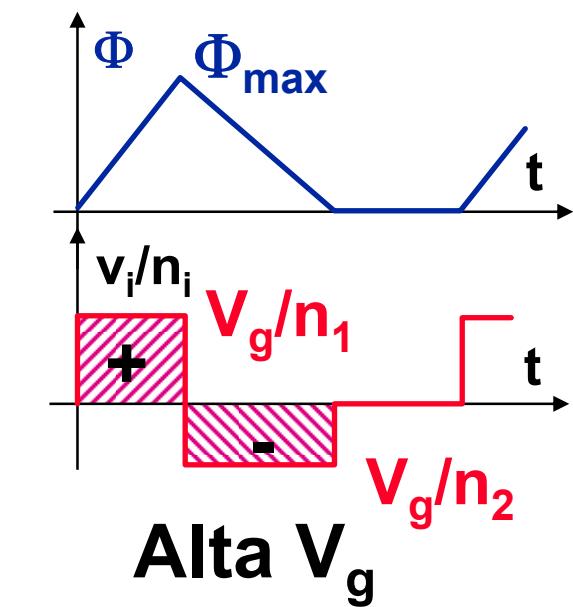
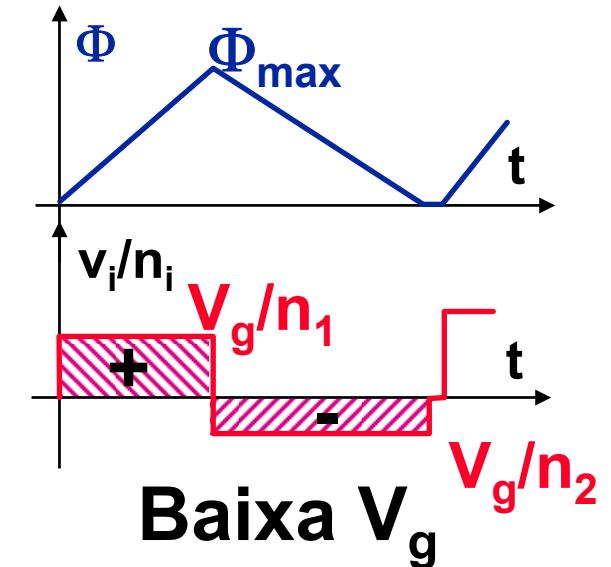
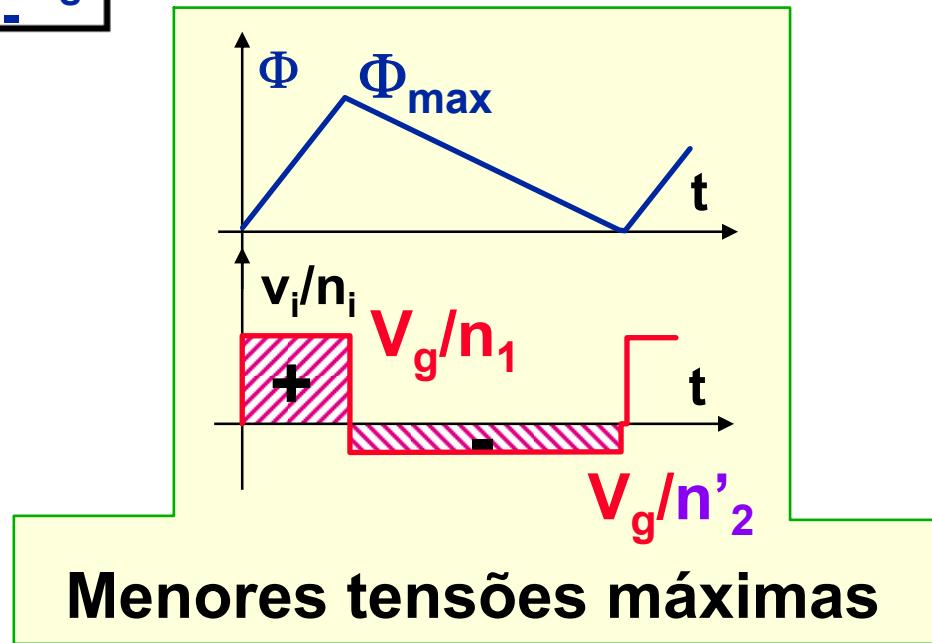
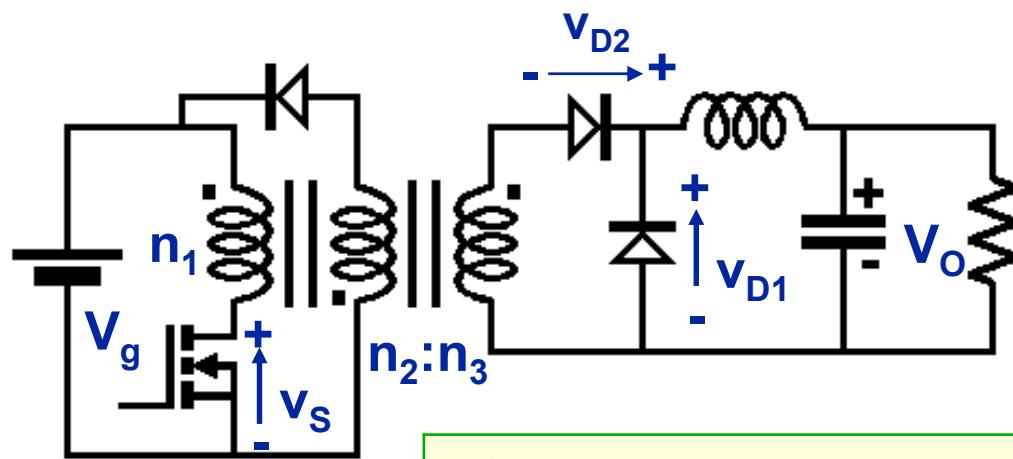
$$v_{S \ max} = 200V \quad \bar{i}_L = 2A$$

$$\bar{i}_S = 1A \quad \bar{i}_{D1} = \bar{i}_{D2} = 1A$$

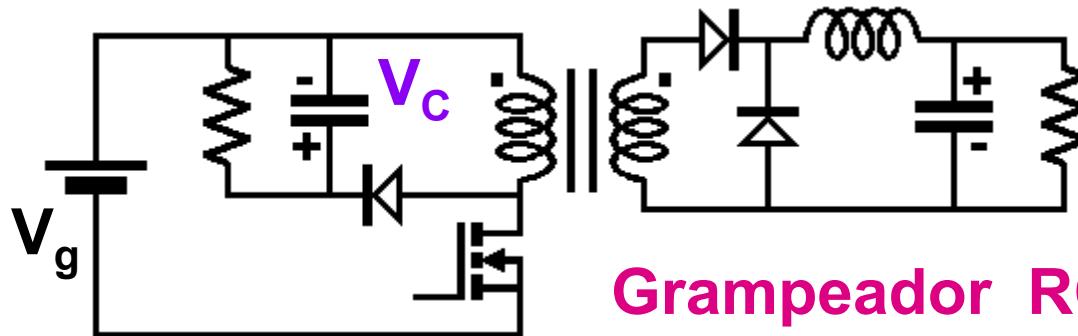
$$VA_S = 200VA \quad VA_D = 100VA$$

Maior  $v_{S \ max}$  para o Forward

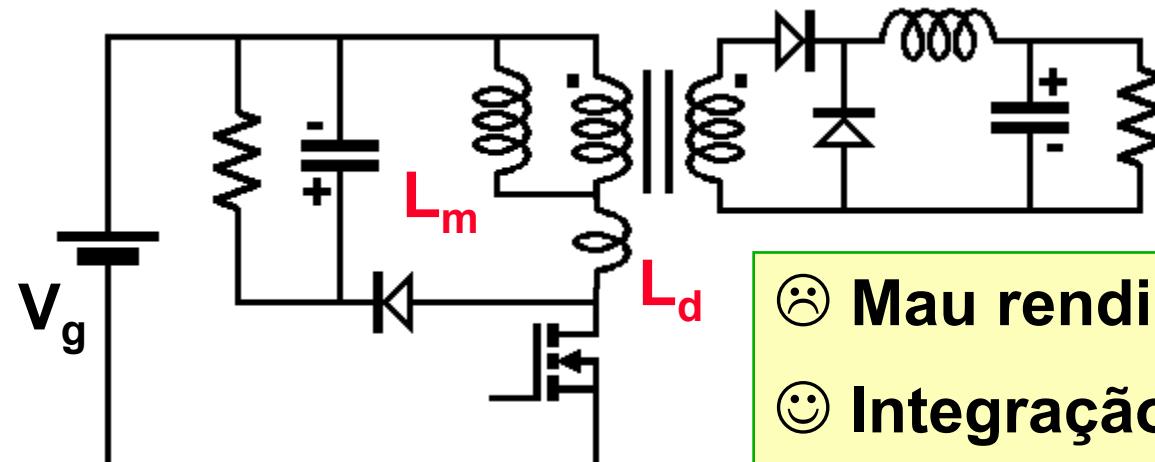
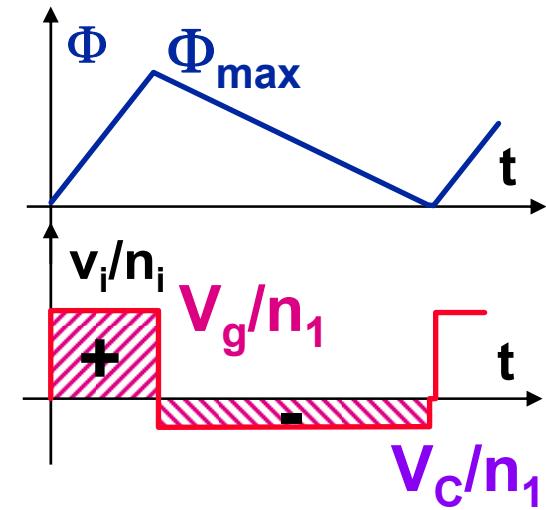
# Variação de $V_g$



# Existem outras formas de desmagnetizar o transformador?

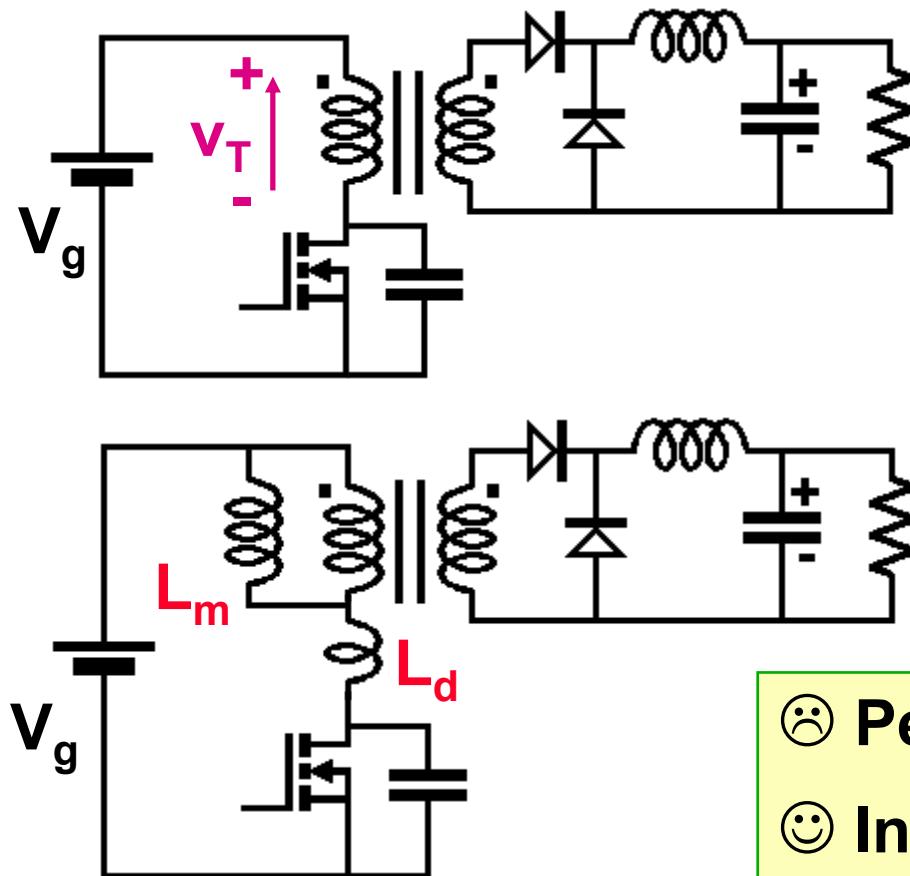


Grampeador RCD  
(*RCD clamp*)

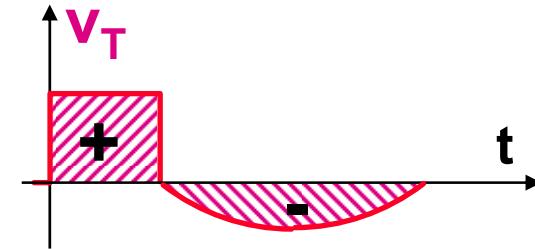


- :( Mau rendimento
- :( Integração de elementos parasitas
- :( Útil para retificação síncr. auto-exc.

# Outras formas de desmagnetizar o transformador: Desmagnetização ressonante



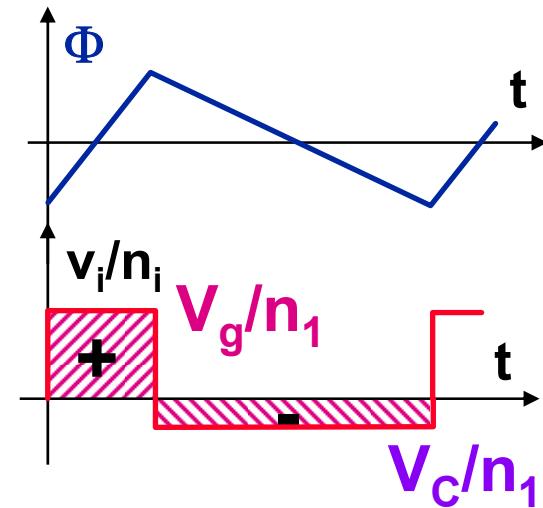
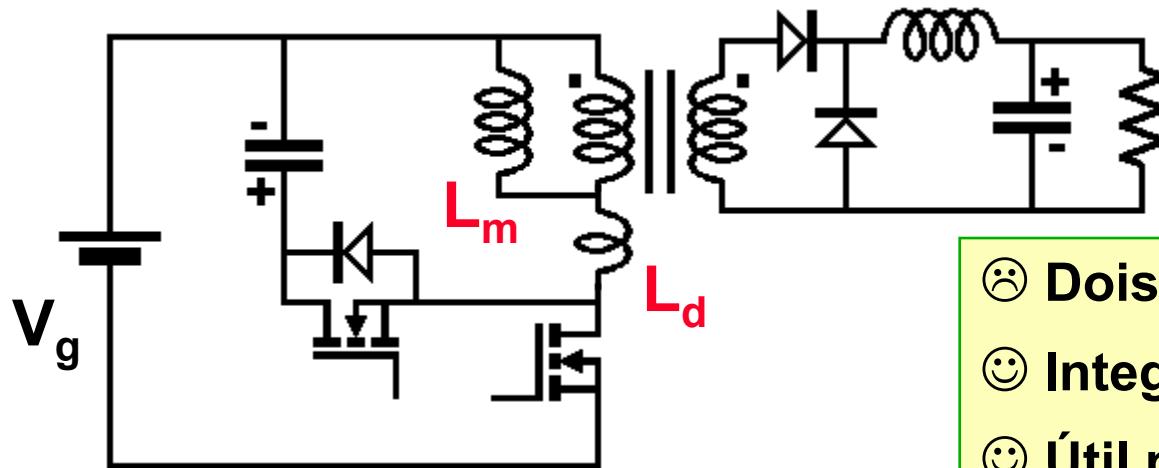
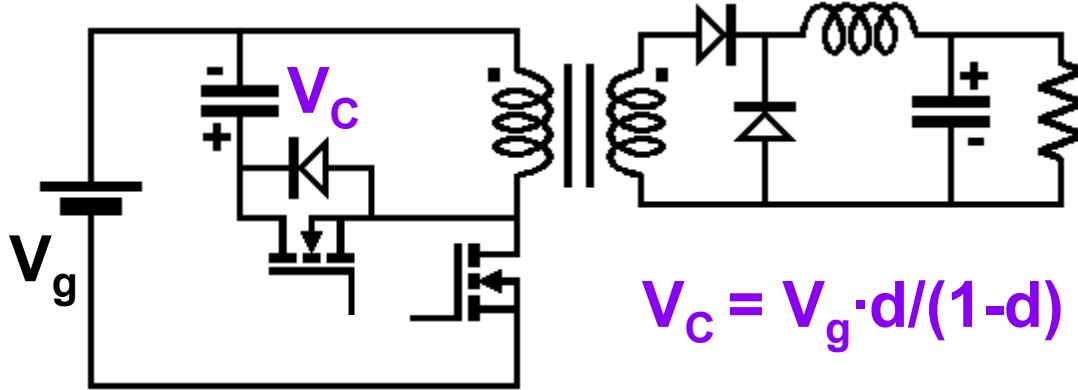
(Ressonant reset)



- :( Pequena variação de  $V_g$
- :( Integração de elem. parasitas
- :( Útil para ret. sínc. auto-exc.

# Outras formas de desmagnetizar o transformador: Grampeamento Ativo

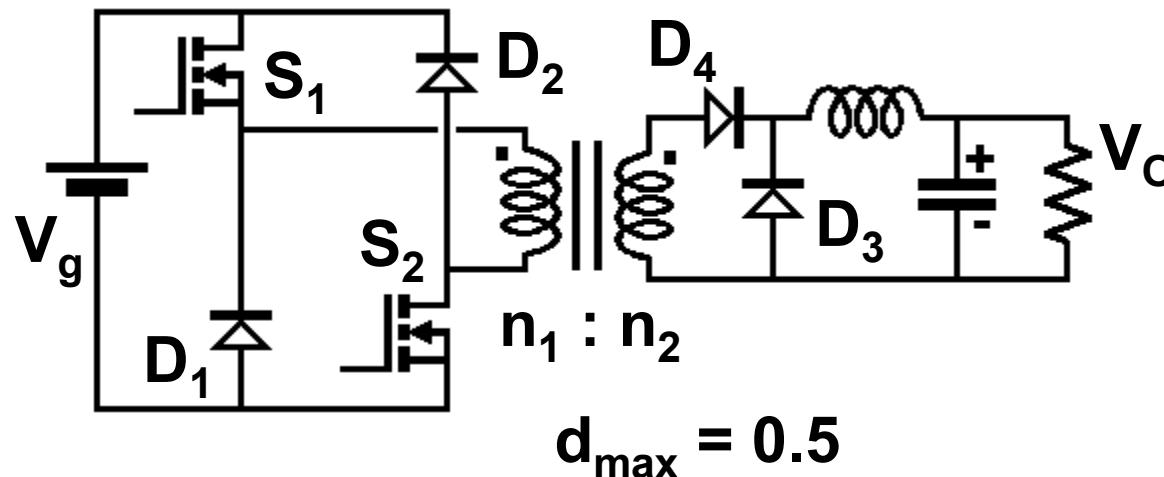
(Active clamp)



- ⌚ Dois transistores
- 😊 Integração de elem. parasitas
- 😊 Útil para ret. sínc. auto-exc.
- 😊 Fluxo sem nível CC

# Outras formas de desmagn. o transf.:

## Conversor Forward com dois transistores

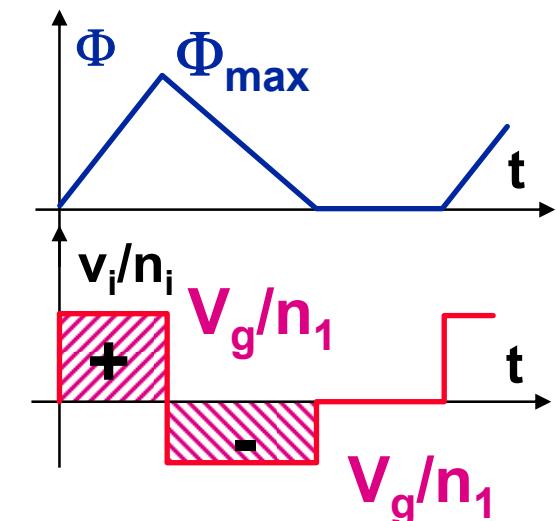


$$V_o = d \cdot V_g \cdot n_2 / n_1 \quad (\text{no modo contínuo})$$

$$v_{S1 \max} = v_{S2 \max} = V_g$$

$$v_{D1 \max} = v_{D2 \max} = V_g$$

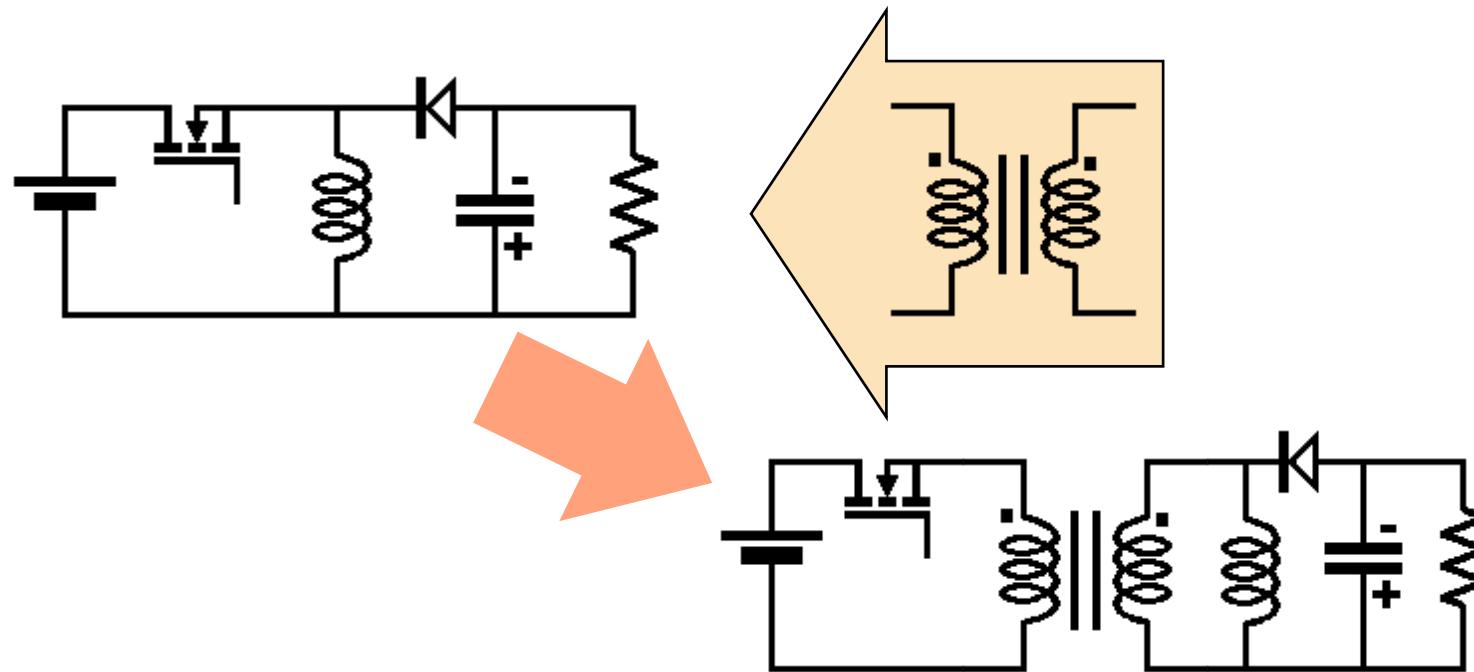
$$v_{D3 \max} = v_{D4 \max} = V_g \cdot n_2 / n_1$$



⌚ Dois transistores

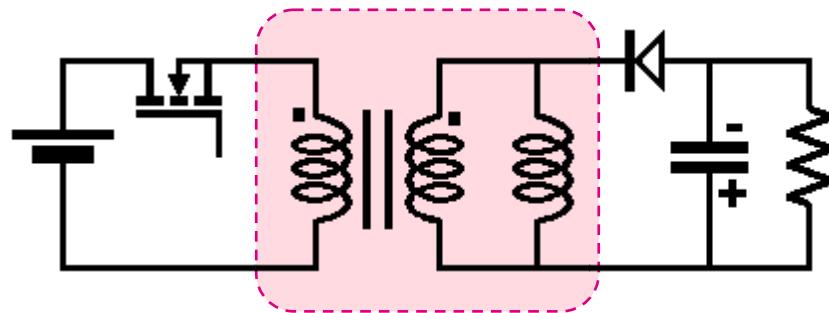
😊 Baixas tensões nos semicondutores

# Incorporação de isolamento galvânico no conversor Abaixador-Elevador (I)



É muito fácil incorporar o  
isolamento galvânico

# Incorporação de isolamento galvânico no conversor Abaixador-Elevador (II)

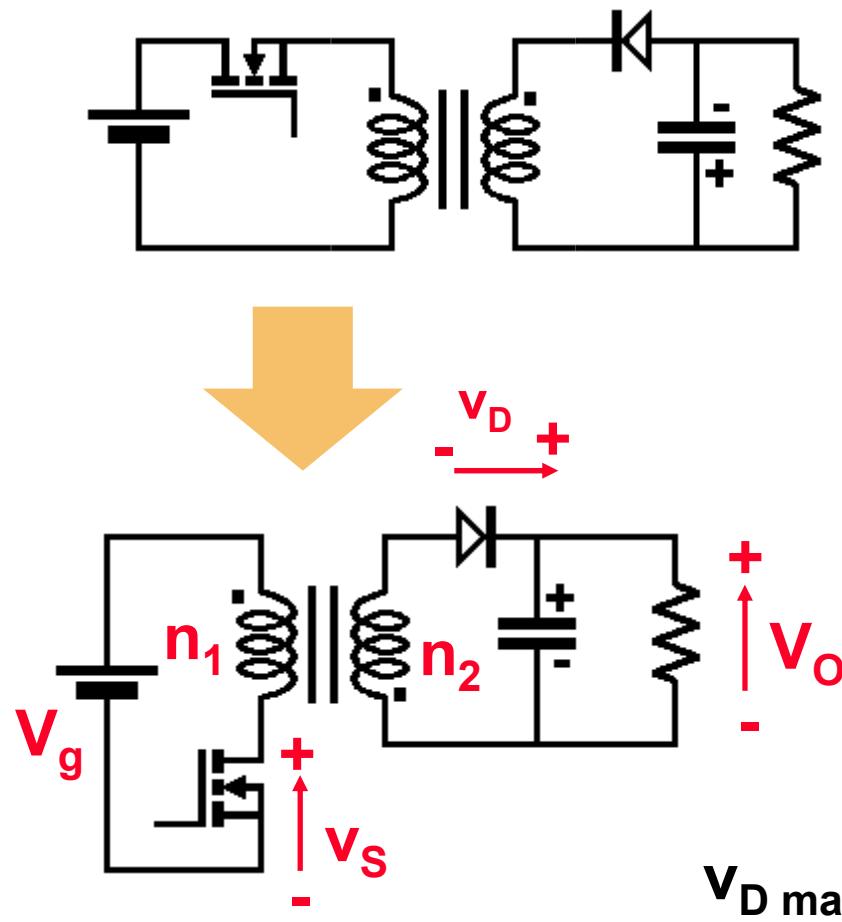


A indutância e o transformador podem ser integradas em um único dispositivo magnético.

**Observa-se que este dispositivo magnético é calculado como uma indutância, não como um transformador.**

- Deve armazenar energia.
- Normalmente tem entreferro

# O conversor Flyback (abaixador-elevador isolado)



“Soma de produtos  
(volts/espiras)·segundos = 0”

$$d \cdot T \cdot V_g / n_1 - (1-d) \cdot T \cdot V_O / n_2 = 0$$

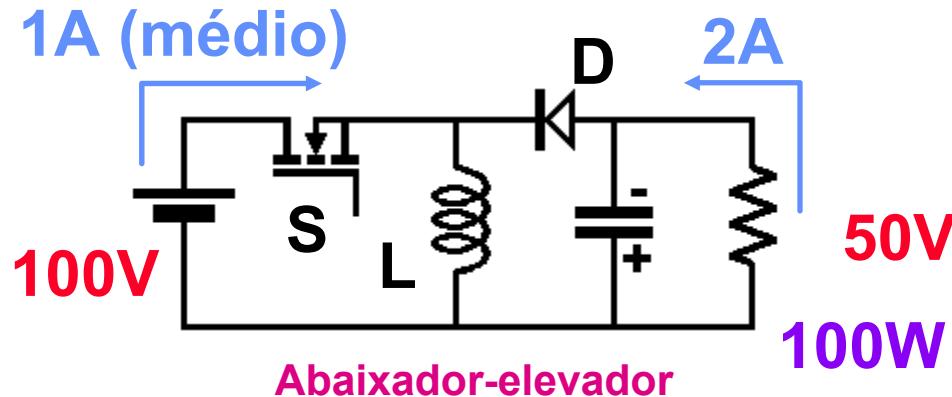
$$\rightarrow V_O = V_g \cdot (n_2 / n_1) \cdot d / (1-d)$$

Máximas tensões

$$v_{S \max} = V_g + V_O \cdot n_1 / n_2 = V_g / (1-d)$$

$$v_{D \max} = V_g \cdot n_2 / n_1 + V_O = V_g \cdot (n_2 / n_1) \cdot / (1-d)$$

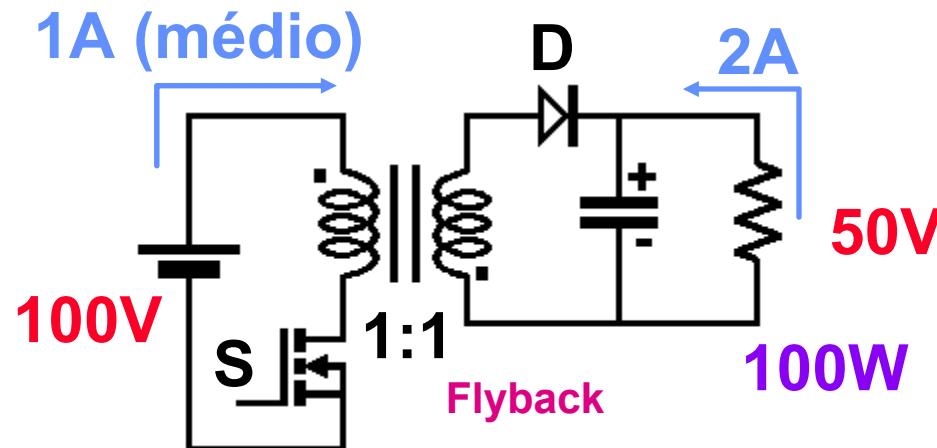
# Comparando Flyback e Abaixador-elevador



$$v_{S \max} = v_{D \max} = 150V$$

$$i_S = 1A \quad i_D = 2A \quad i_L = 3A$$

$$VA_S = 150VA \quad VA_D = 300VA$$



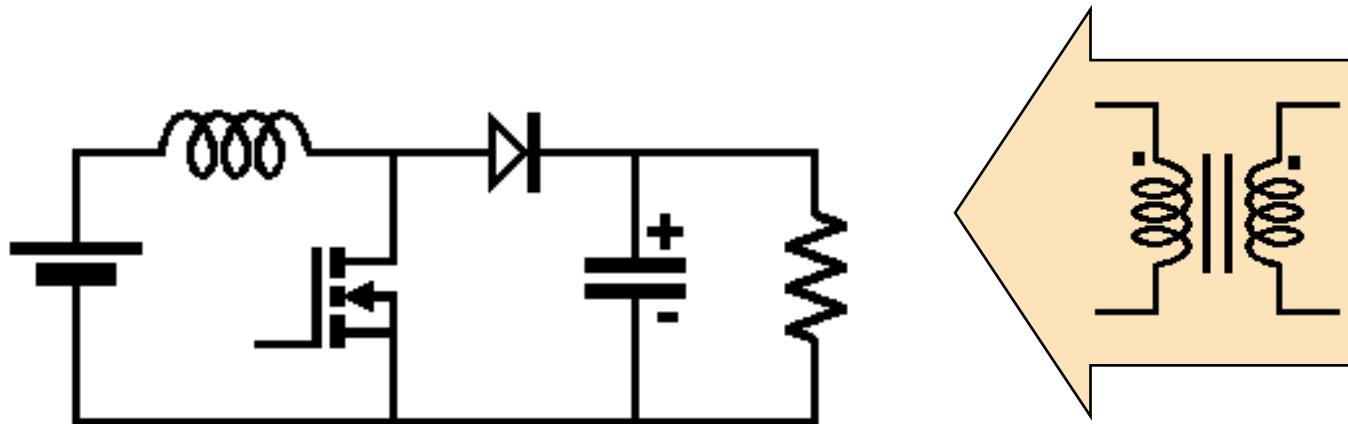
$$v_{S \max} = v_{D \max} = 150V$$

$$i_S = 1A \quad i_D = 2A$$

$$VA_S = 150VA \quad VA_D = 300VA$$

As solicitações elétricas são iguais

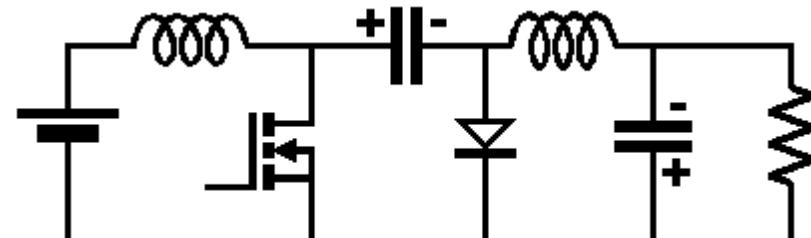
# Incorporação de isolamento galvânico no conversor Elevador



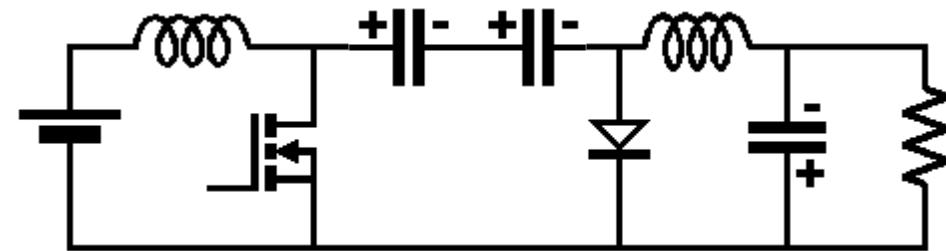
- **Não é possível** incorporar isolamento galvânico com um único transistor
- Com vários transistores → pontes alimentadas em corrente

# Introdução ao isolamento galvânico no conversor 'Cuk (I)

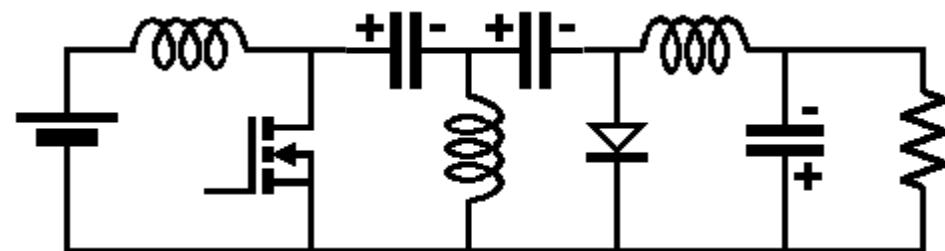
Conversor sem isolamento galvânico



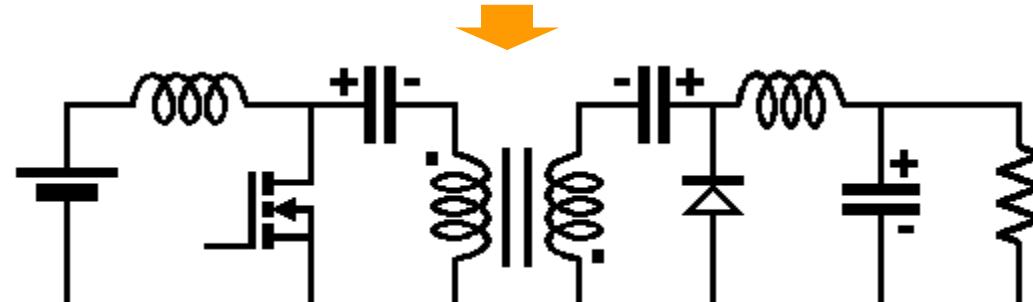
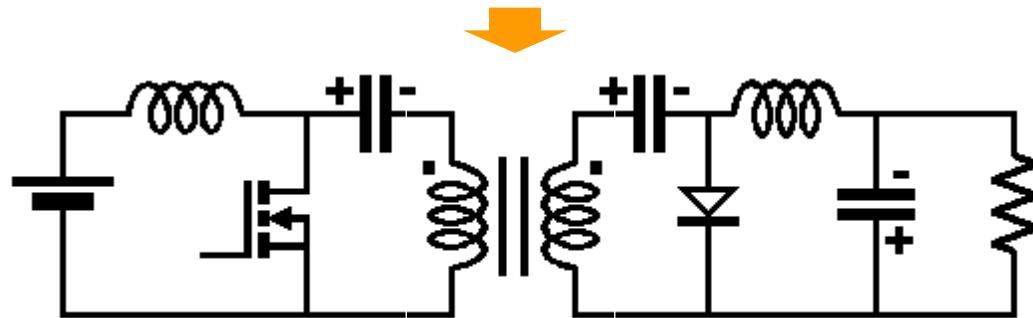
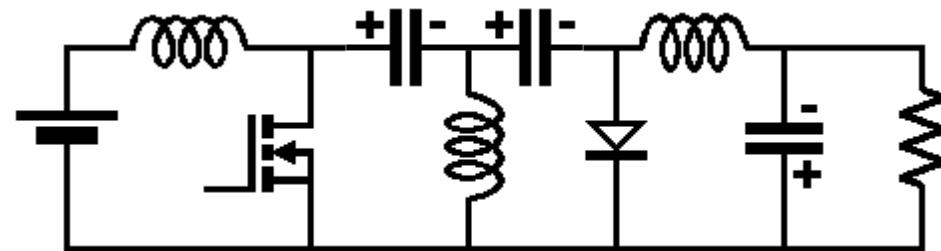
Dividimos o capacitor em duas partes



Conectamos ao ponto médio dos capacitores uma indutância



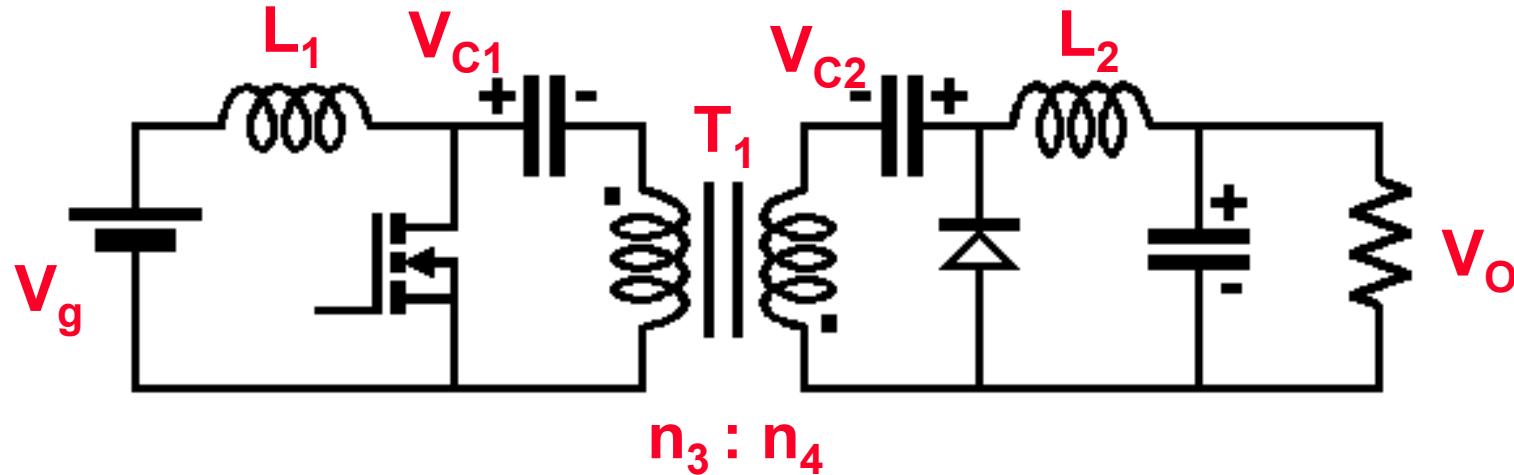
# Introdução ao isolamento galvânico no conversor 'Cuk (II)



Substituímos o indutor  
por um transformador

Estrutura Final

# O conversor 'Cuk com isolamento (I)



- Balanço “(volts/espiras)·segundos”

$$L_1: V_g \cdot d \cdot T + (V_g - V_{C1} + V_{C2} \cdot n_3/n_4) \cdot (1-d) \cdot T = 0$$

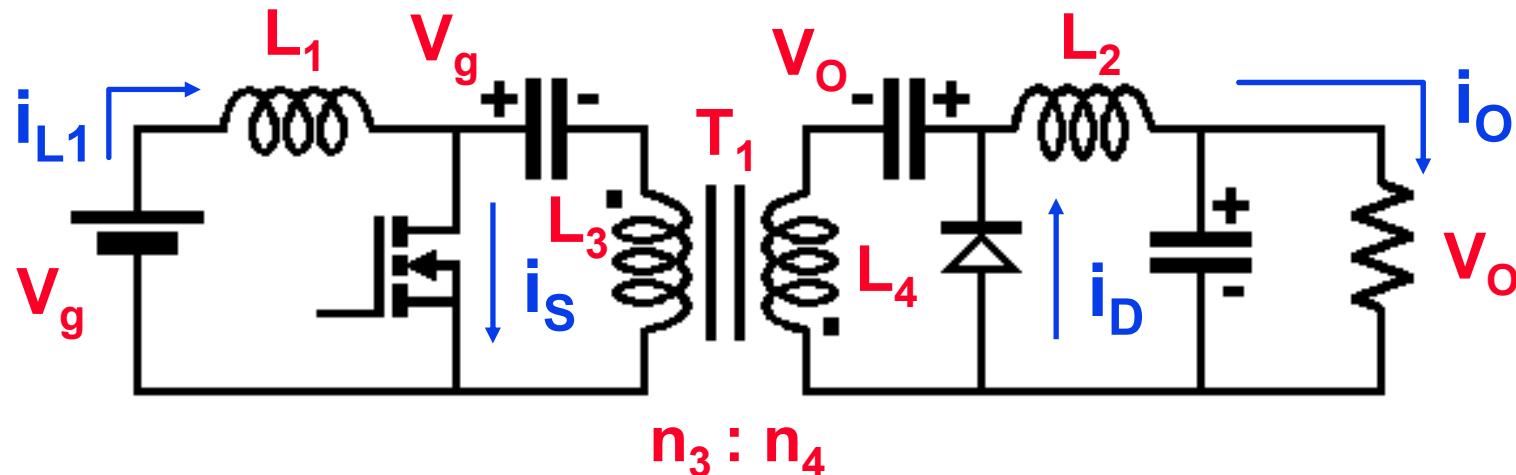
$$L_2: (V_{C2} + V_{C1} \cdot n_4/n_3 - V_O) \cdot d \cdot T - V_O \cdot (1-d) \cdot T = 0$$

$$T_1: (V_{C1}/n_3) \cdot d \cdot T - (V_{C2}/n_4) \cdot (1-d) \cdot T = 0$$



$$V_O = V_g \cdot (n_4/n_3) \cdot d / (1-d) \quad V_{C1} = V_g \quad V_{C2} = V_O$$

# O conversor 'Cuk com isolamento (II)



Máximas tensões:

$$V_{S \max} = V_g + V_O \cdot n_3 / n_4 = V_g / (1-d)$$

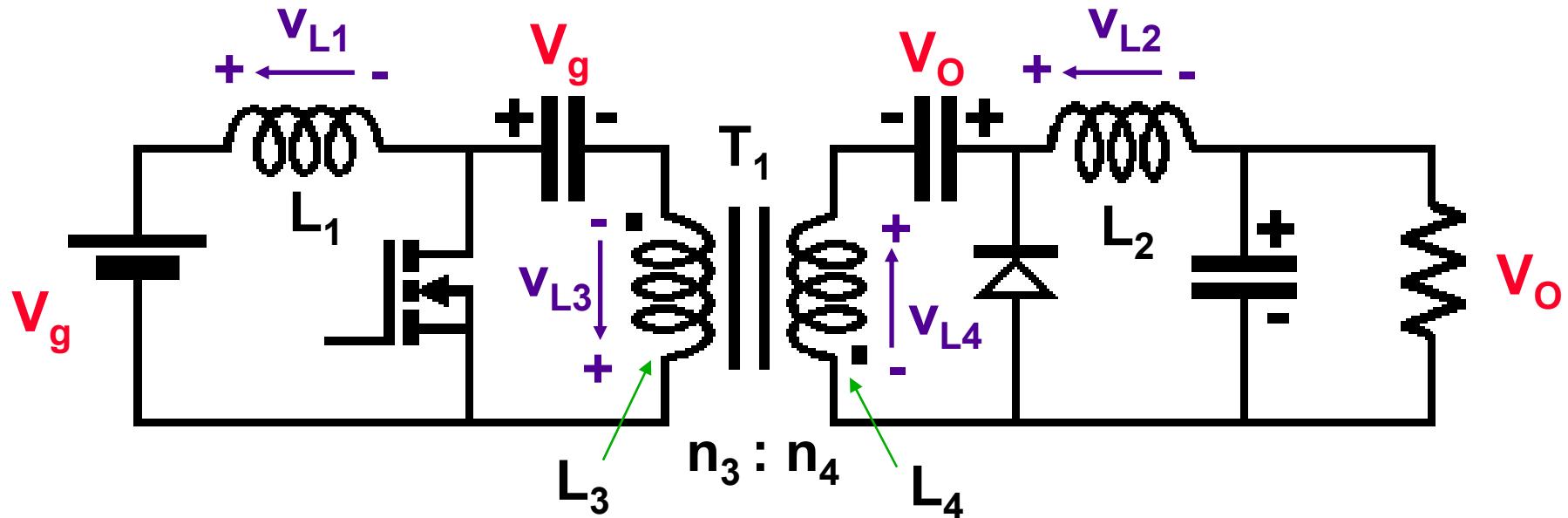
$$V_{D \max} = V_g \cdot n_4 / n_3 + V_O = V_g \cdot (n_4 / n_3) \cdot / (1-d)$$

Correntes médias:

$$\bar{i}_s = \bar{i}_{L1} = i_O \cdot (n_4 / n_3) \cdot d / (1-d)$$

$$\bar{i}_D = \bar{i}_{L2} = i_O$$

# O conversor 'Cuk com isolamento (III)



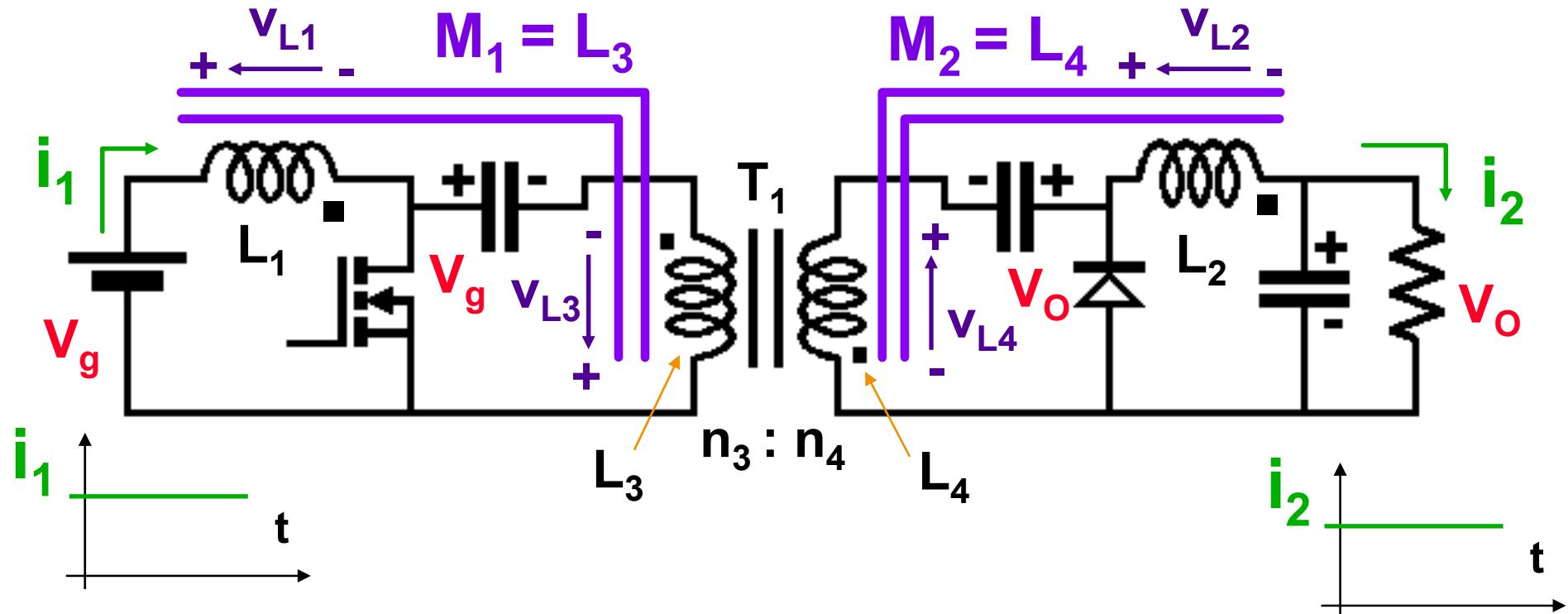
$$d \cdot T \rightarrow v_{L1} = v_{L3} = V_g \quad v_{L2} = v_{L4} = V_g \cdot n_4 / n_3$$

$$d' \cdot T \rightarrow v_{L1} = v_{L3} = -V_o \cdot n_3 / n_4 \quad v_{L2} = v_{L4} = -V_o$$

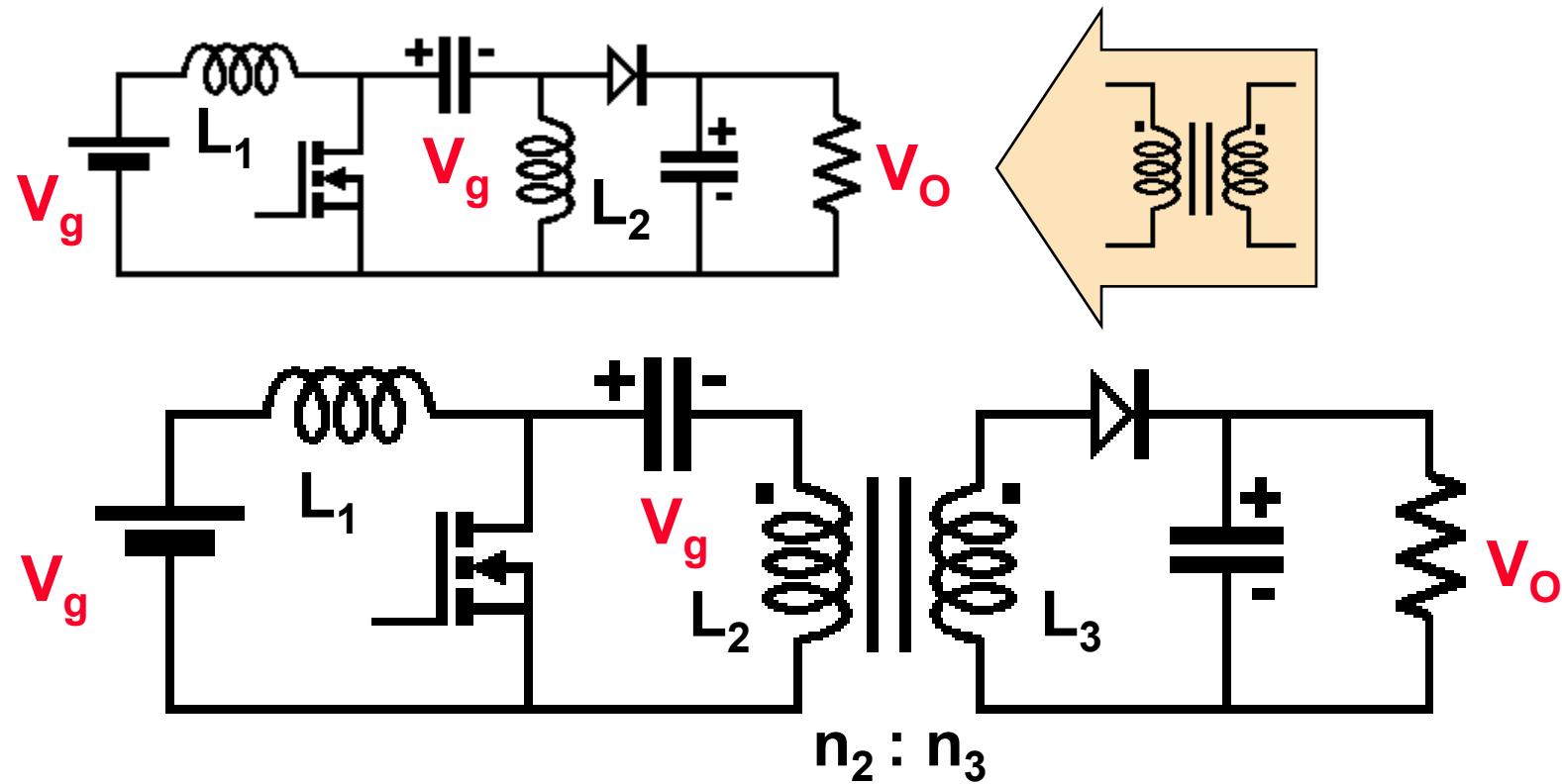
$$\text{No MCD: } (1-d-d') \cdot T \rightarrow v_{L1} = v_{L2} = v_{L3} = v_{L4} = 0$$

# O conversor 'Cuk com isolamento (IV)

Pode-se fazer a integração magnética,  
anulando-se os ripples de entrada e saída

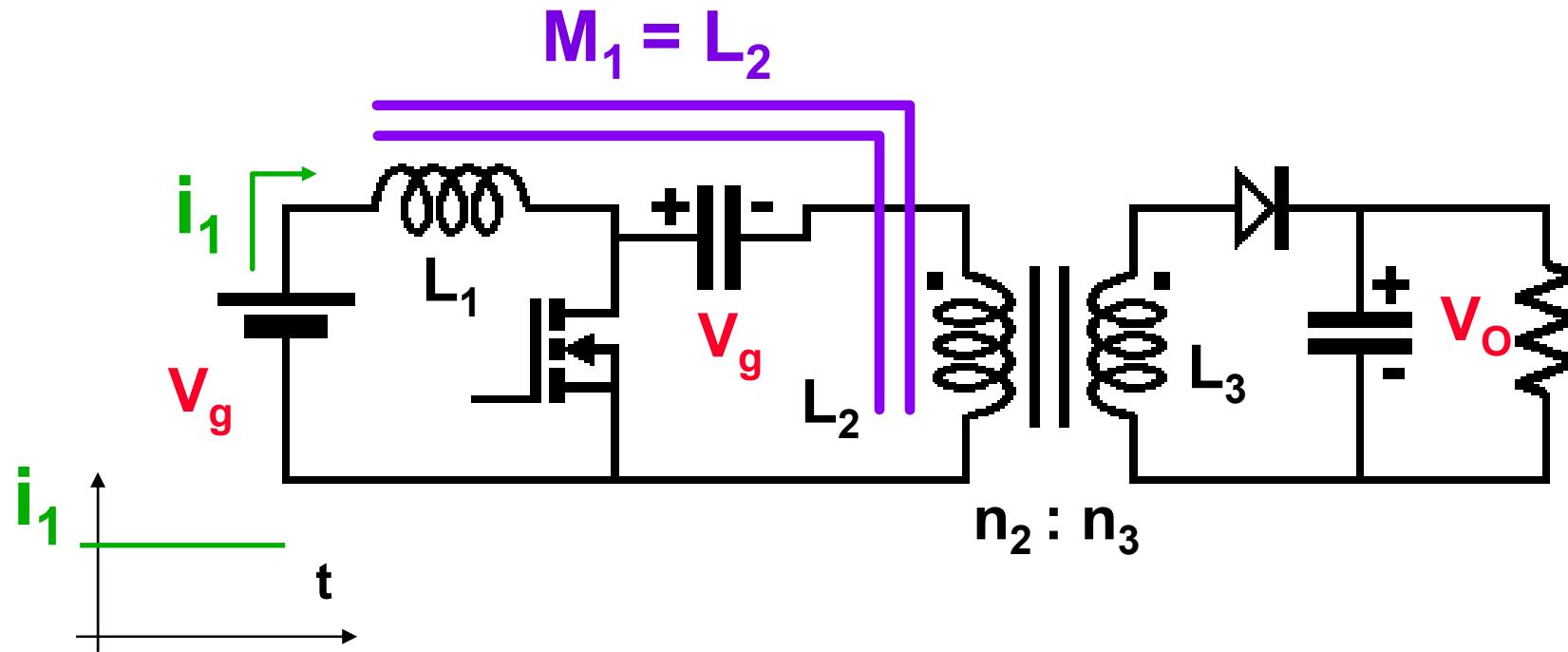


# O conversor SEPIC com isolamento (I)



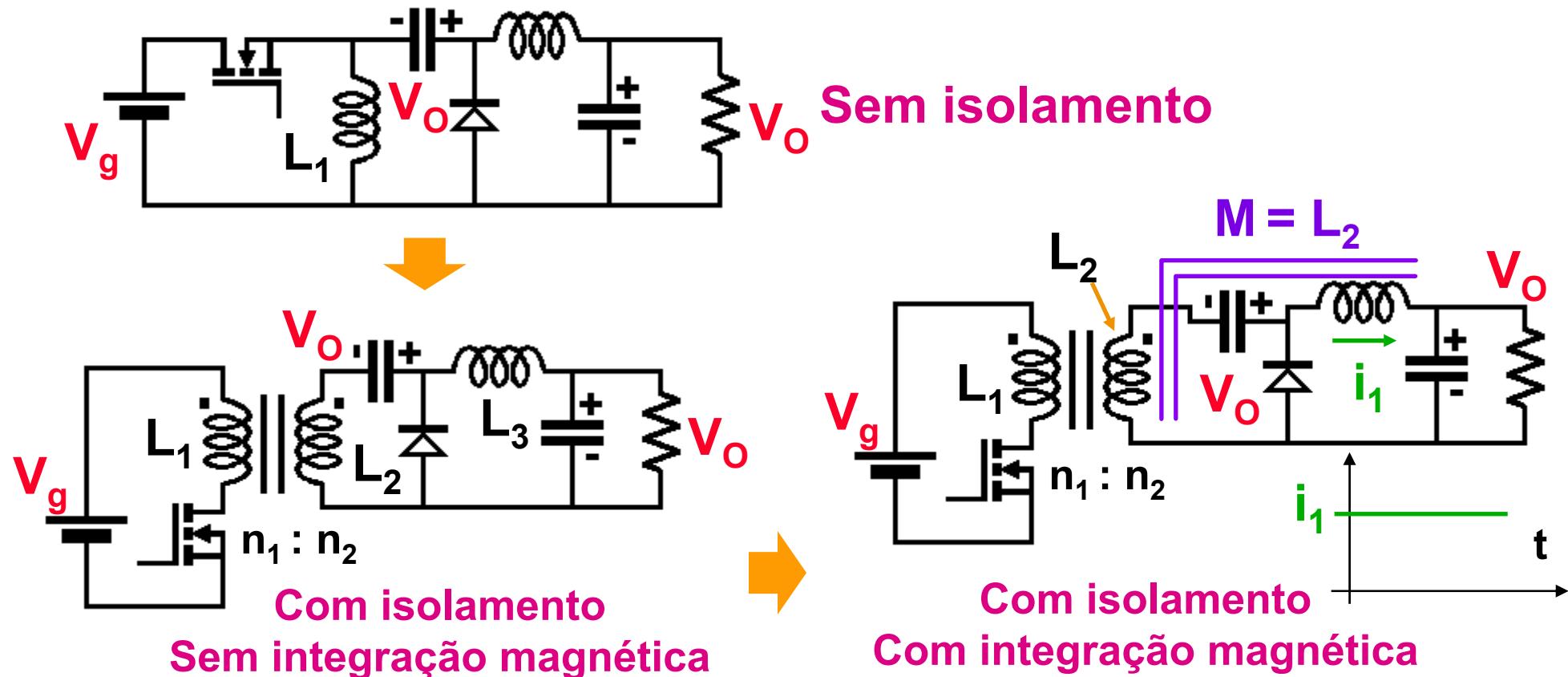
- É muito mais fácil o isolamento galvânico
- Todas as solicitações elétricas são como no conversor Flyback

# O conversor SEPIC com isolamento (II)



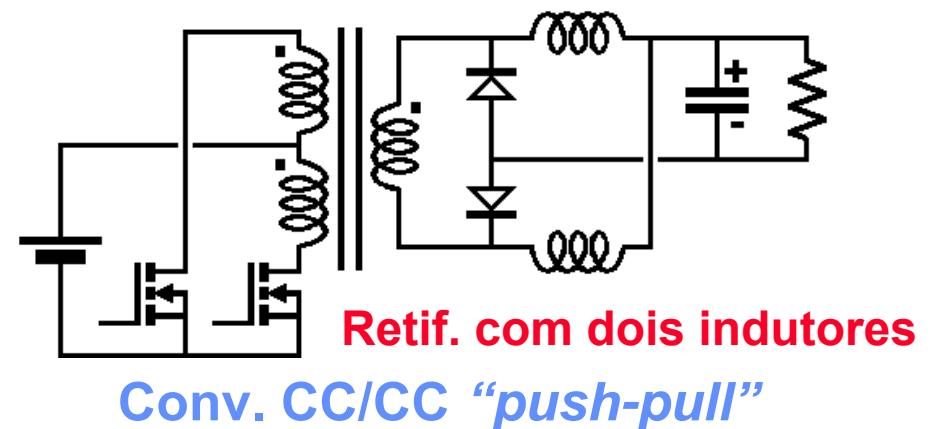
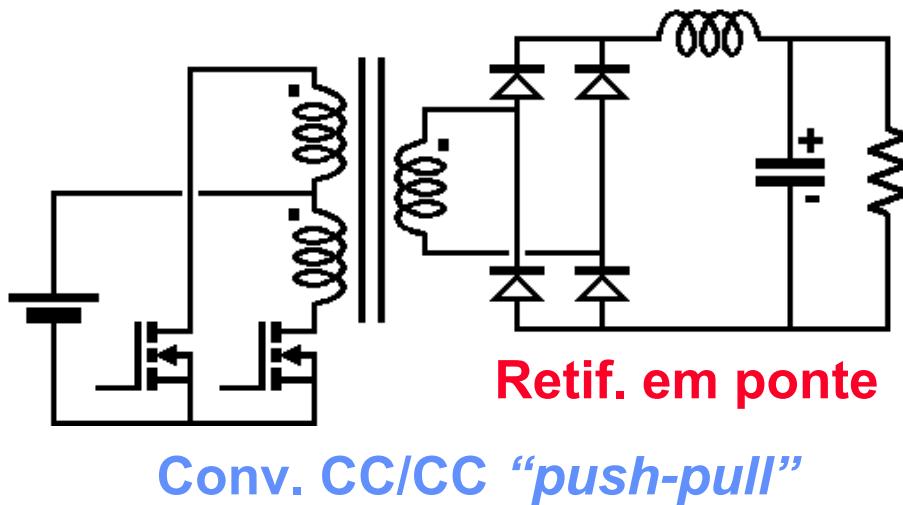
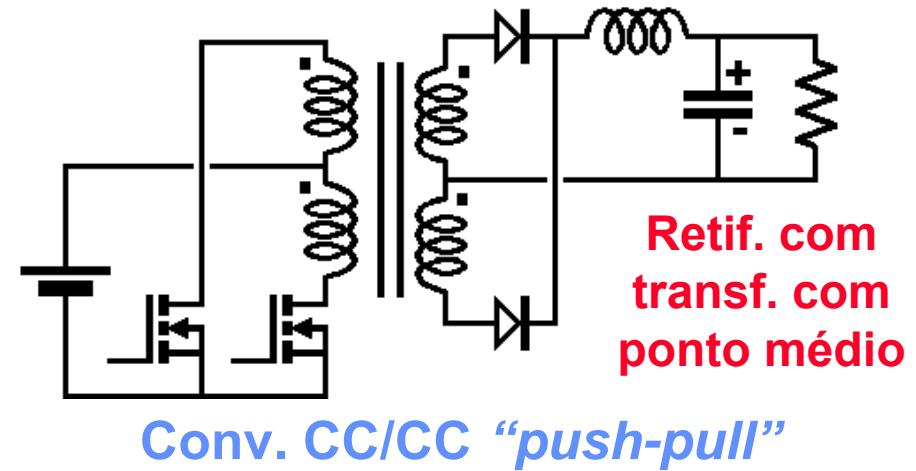
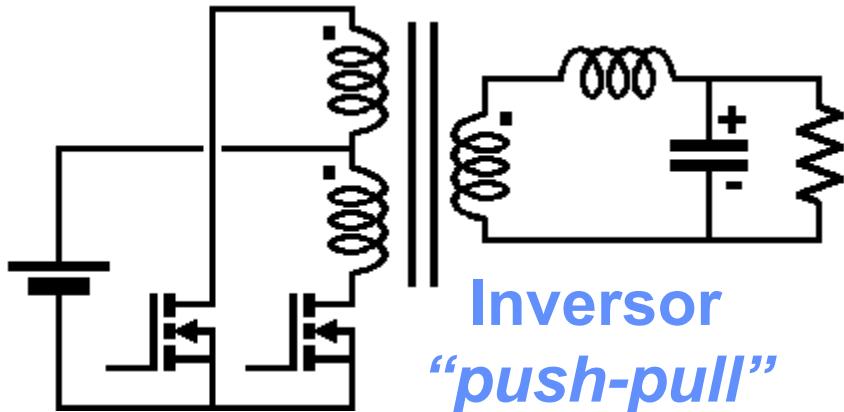
Pode-se fazer a integração magnética e anular  
o ripple da corrente de entrada

# O conversor Zeta com isolamento

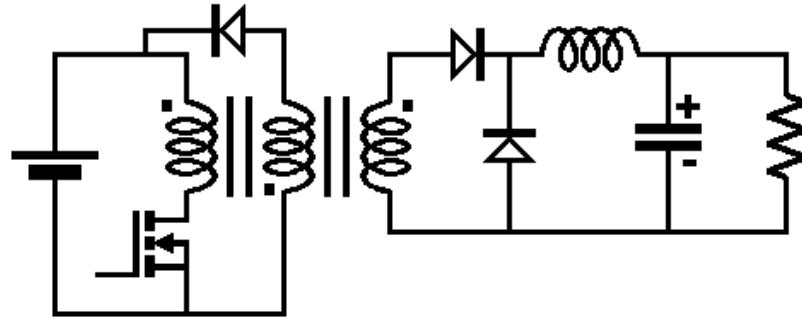


Todas as solicitações elétricas são como no SEPIC, 'Cuk e Abai.-Elev.

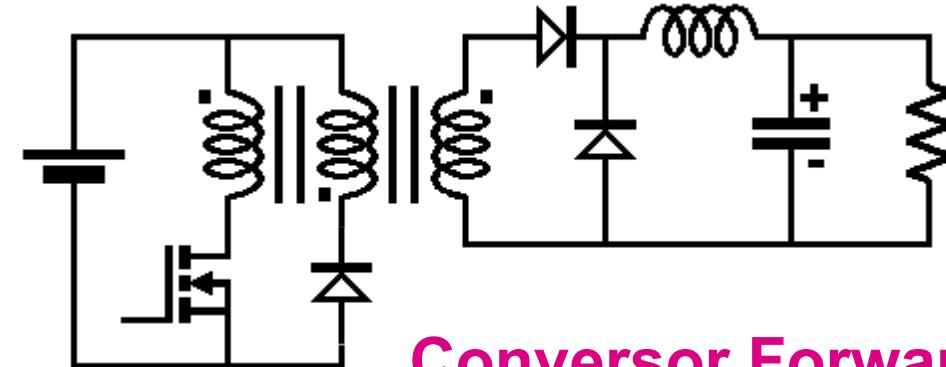
# Obtenção de conversores CC/CC isolados através dos inversores clássicos (Exemplos)



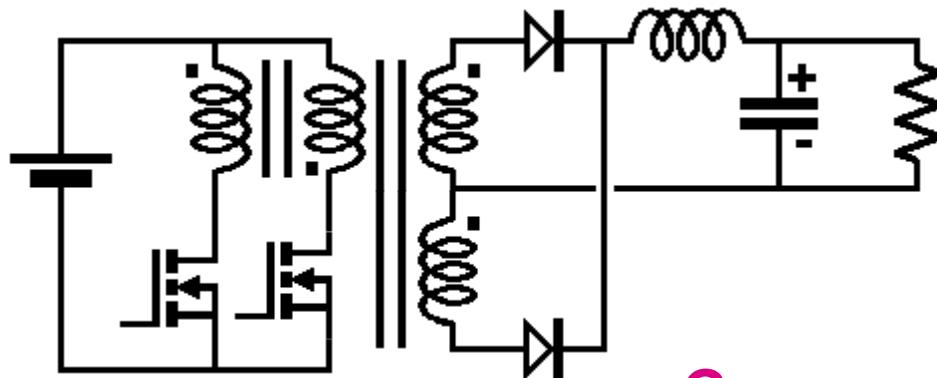
# O conversor “push-pull” (simétrico) (I)



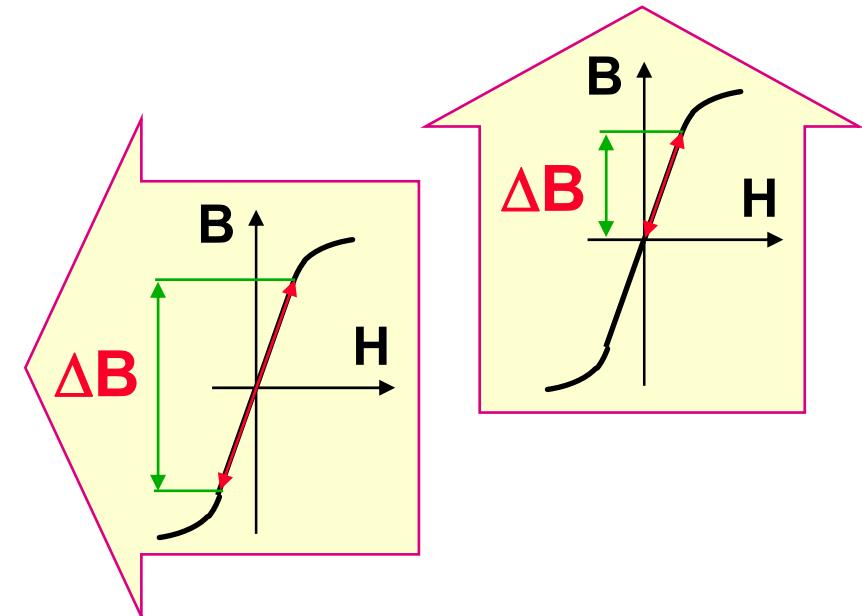
Conversor Forward



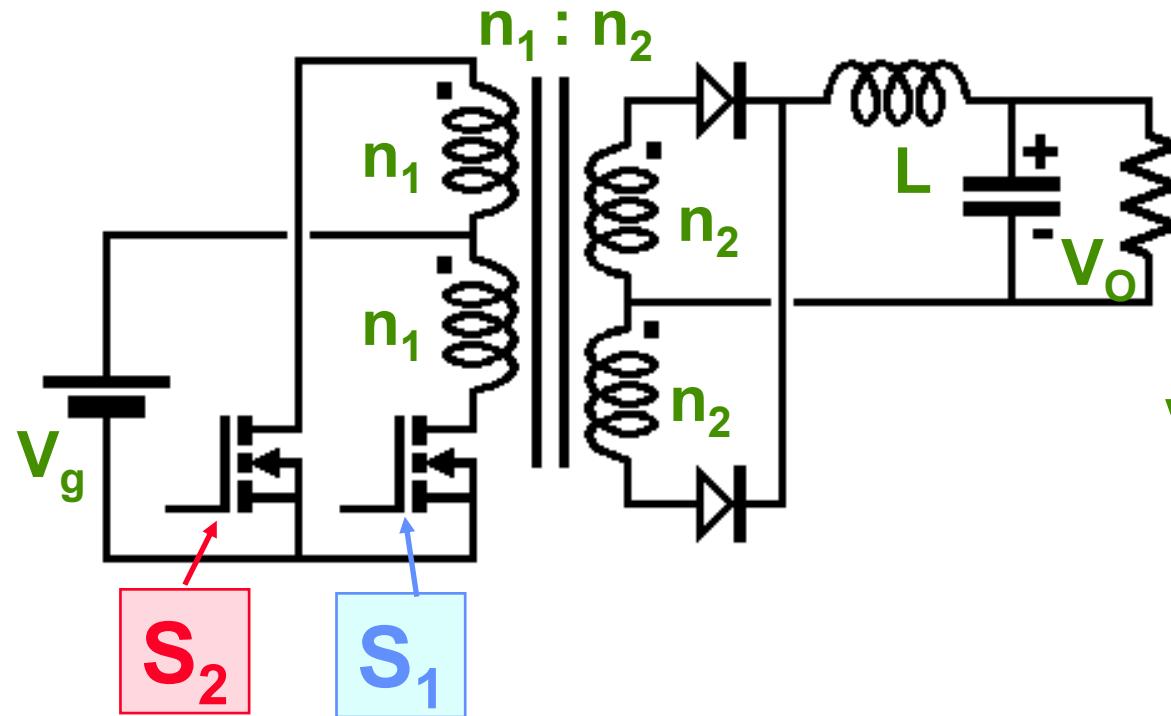
Conversor Forward



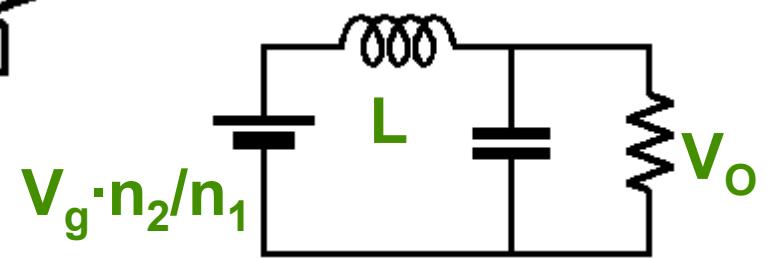
Conversor  
“push-pull” (simétrico)



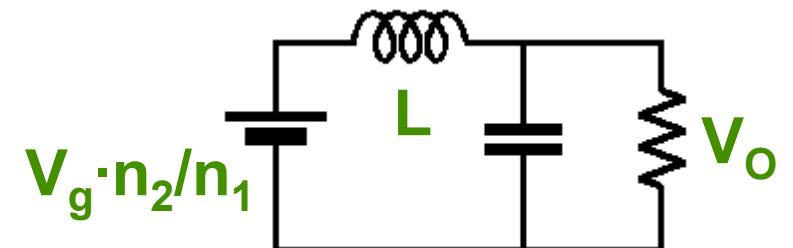
# O conversor “push-pull” (II)



- Circuito equivalente quando conduz  $S_1$ :

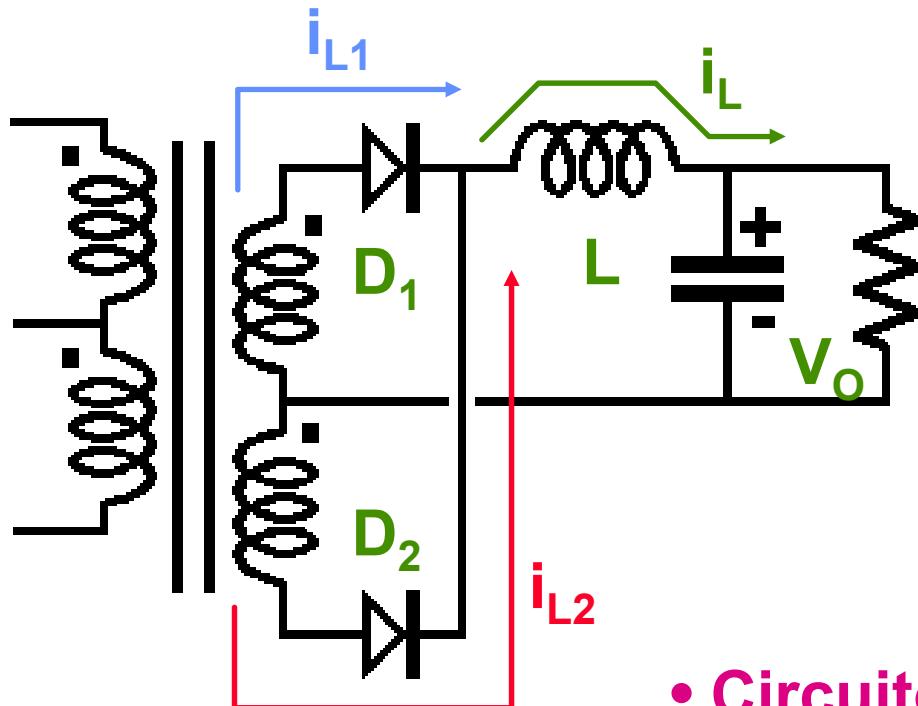


- Circuito equivalente quando conduz  $S_2$ :



O que ocorre quando nenhum dos transistores conduzem?

# O conversor “push-pull” (III)



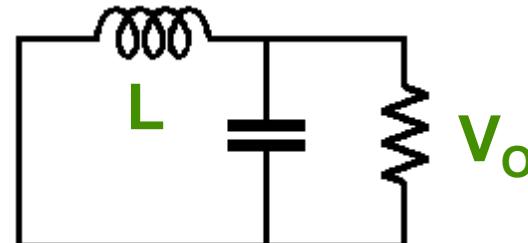
- Conduzem ambos diodos → a tensão no transformador é nula

- As correntes  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  devem ser tais que:

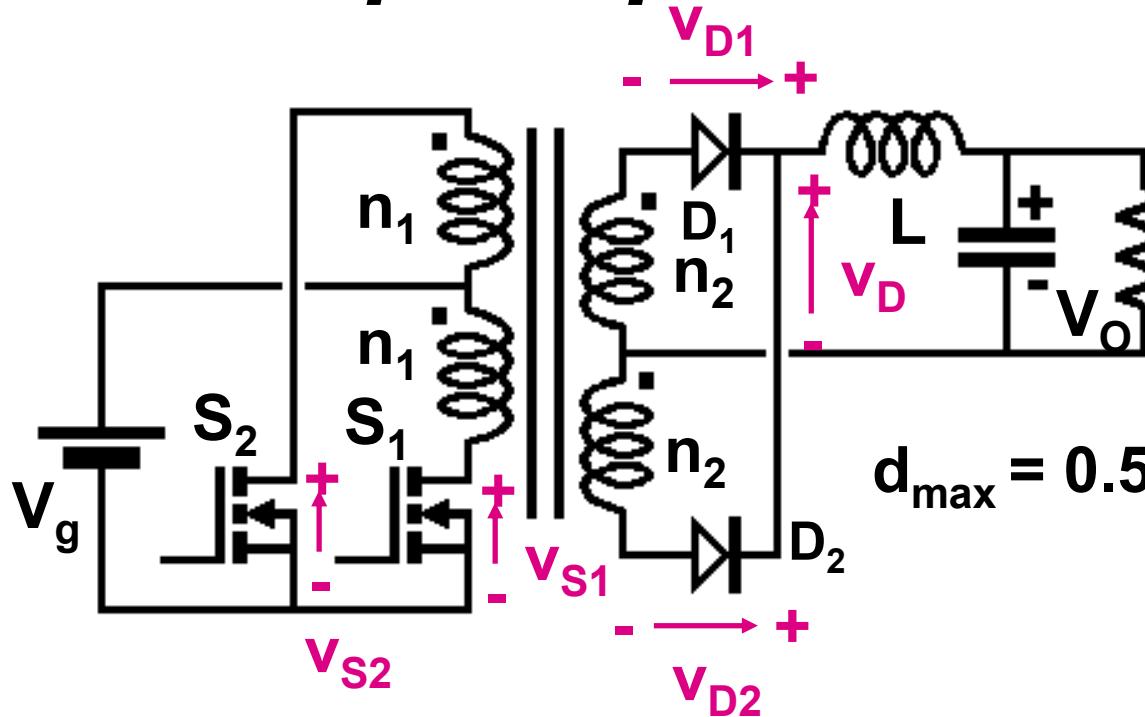
$$i_{L1} + i_{L2} = i_L$$

$$i_{L1} - i_{L2} = i_{Lm} \text{ (sec. transf.)}$$

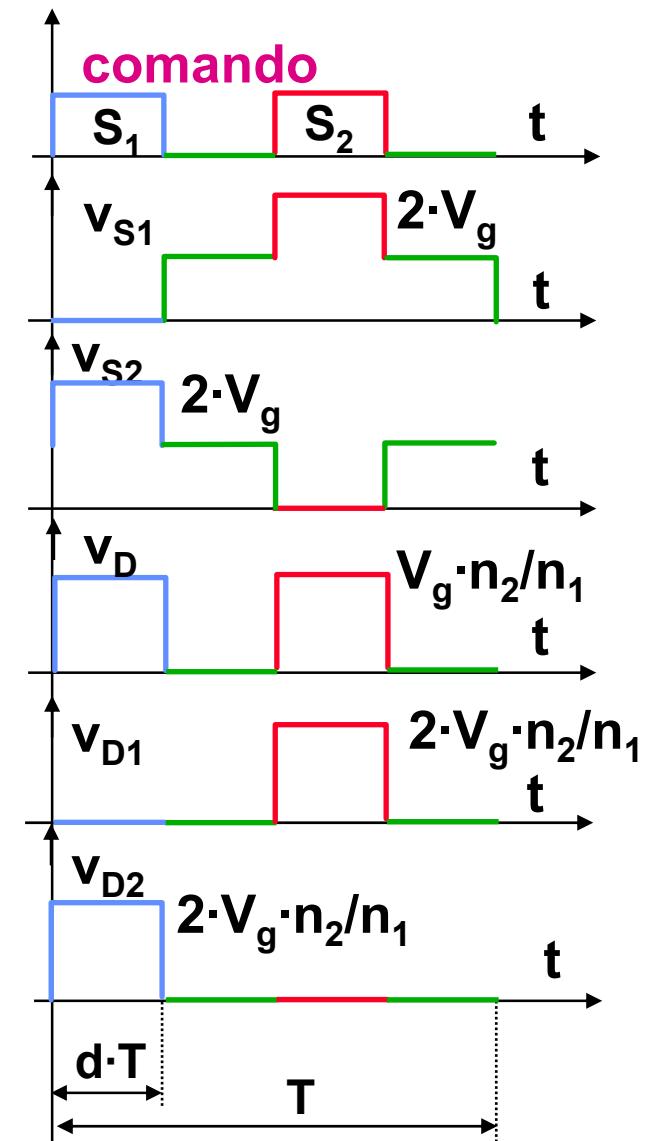
- Circuito equivalente quando não conduzem nem  $S_1$  nem  $S_2$ :



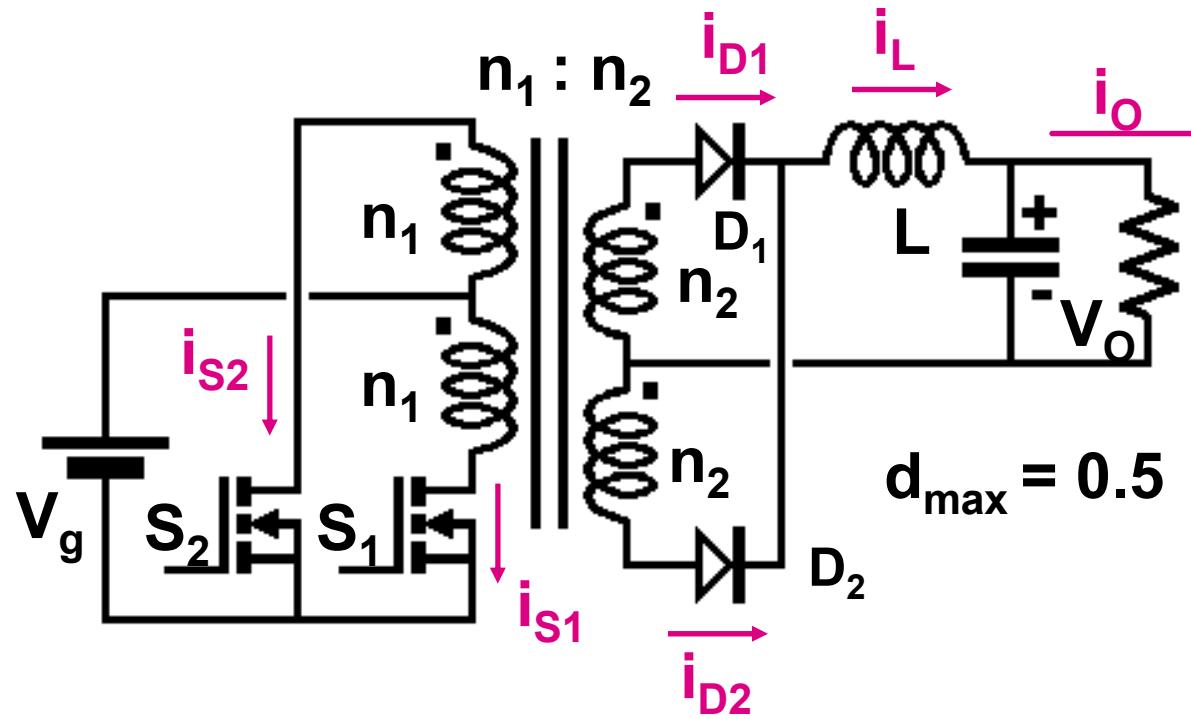
# Tensões no conversor “push-pull”



- A tensão  $v_D$  é a mesma que em um conv. Forward com um ciclo de trabalho  $2 \cdot d$  →
- $V_O = 2 \cdot d \cdot V_g \cdot n_2 / n_1$  (modo contínuo)
- $v_{s\max} = 2 \cdot V_g$        $v_{D1\max} = v_{D2\max} = 2 \cdot V_g \cdot n_2 / n_1$

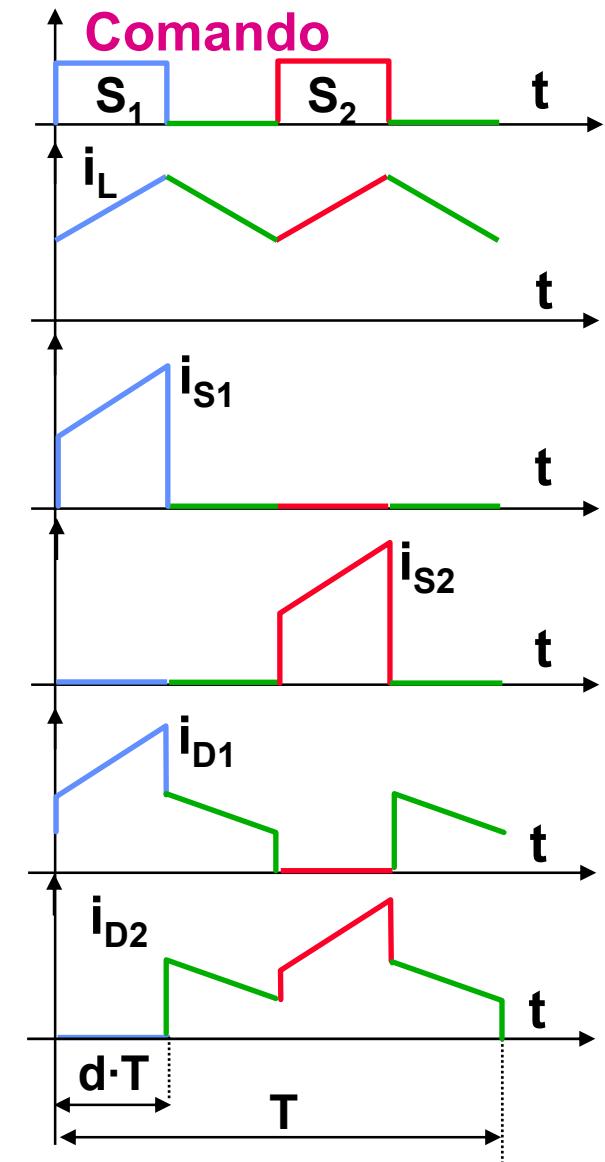


# Correntes no conversor “push-pull”

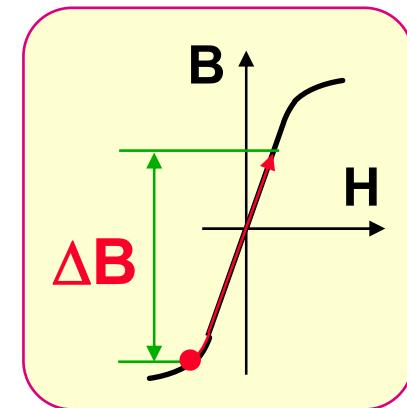
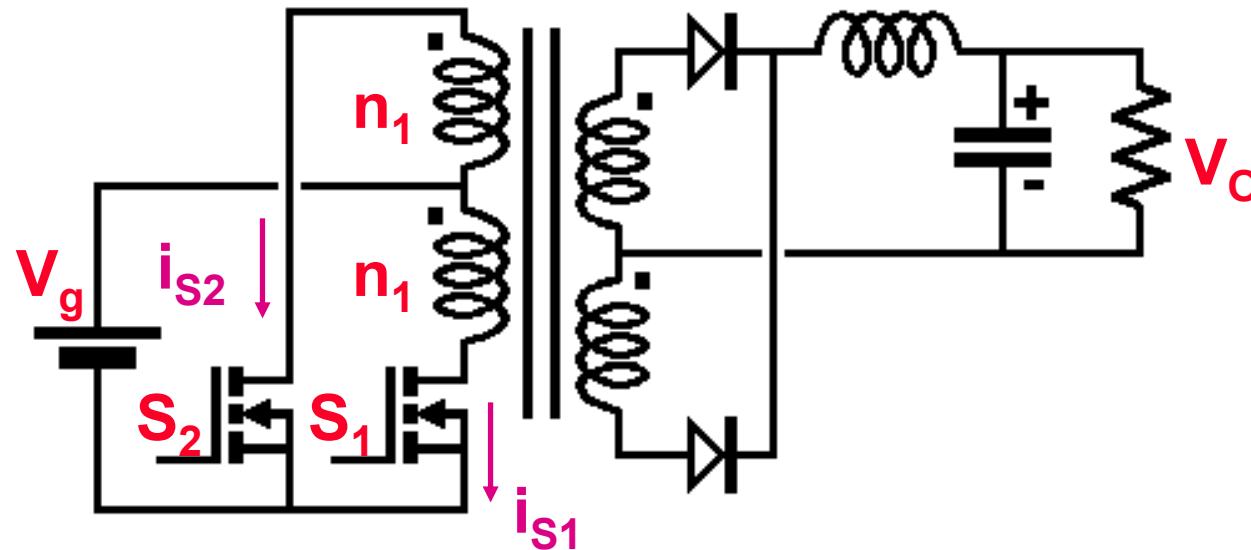


**Correntes médias:**

$$\bar{i}_{S1} = \bar{i}_{S2} = i_o \cdot d \cdot (n_2/n_1) \quad \bar{i}_{D1} = \bar{i}_{D2} = i_o / 2$$

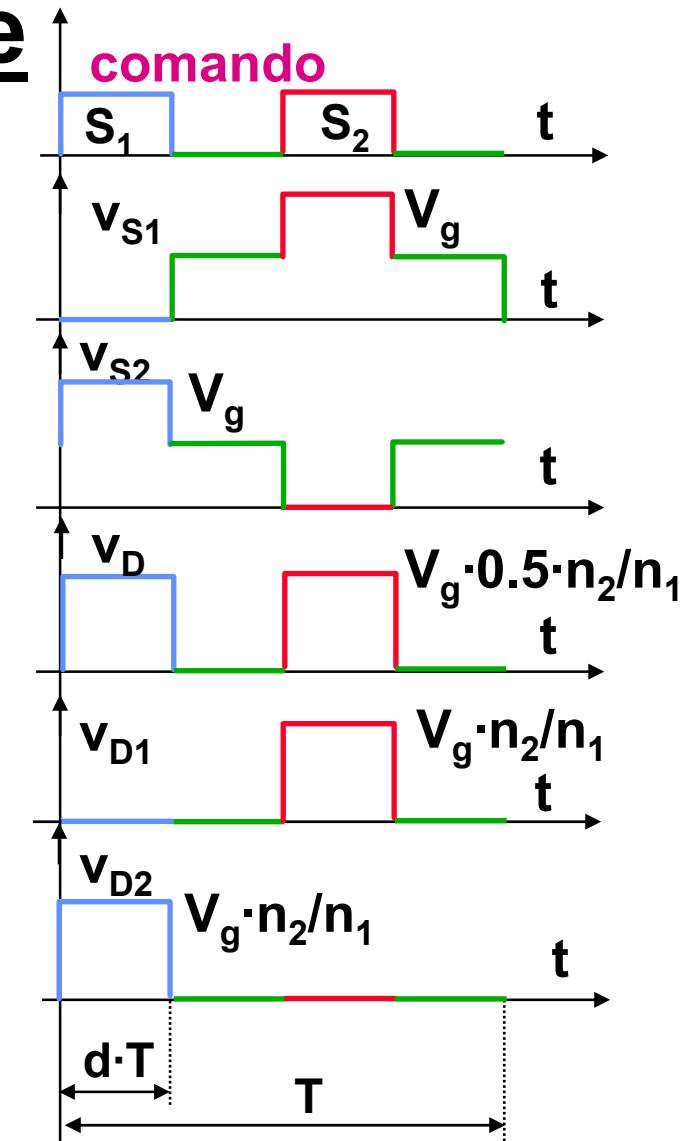
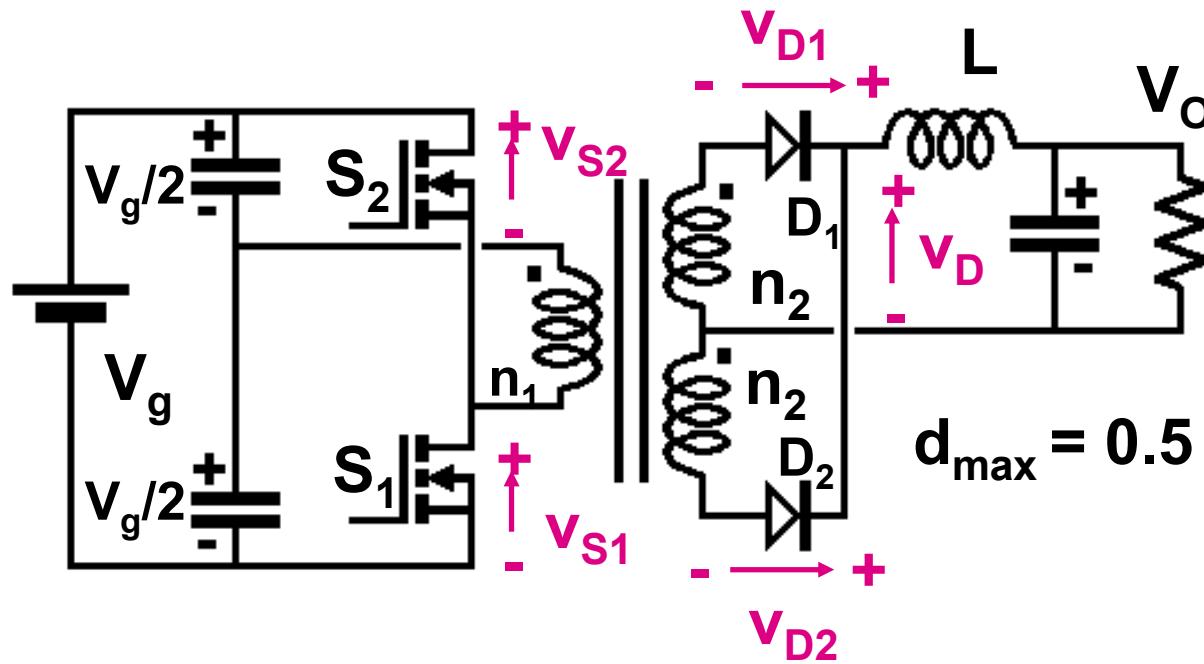


# Um problema apresentado pelo conversor “push-pull”



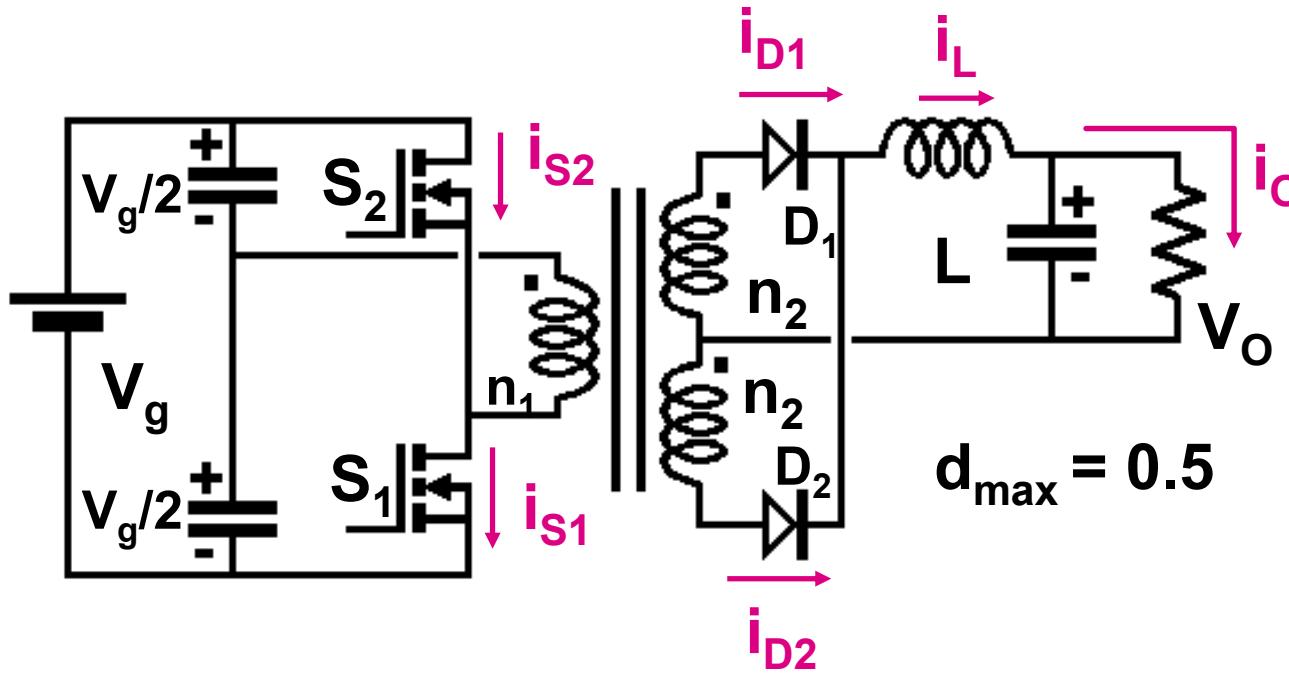
- No controle “modo tensão” pode chegar a saturar o transformador por assimetrias na duração dos tempos de condução dos transistores
- É recomendado o controle no “modo corrente”

# O conversor em Meia Ponte ("half bridge")



- A tensão  $v_D$  é a metade que no caso do "push-pull"
- ➔  $V_o = d \cdot V_g \cdot n_2 / n_1$  (modo contínuo)
- $v_{smax} = V_g$        $v_{D1max} = v_{D2max} = V_g \cdot n_2 / n_1$

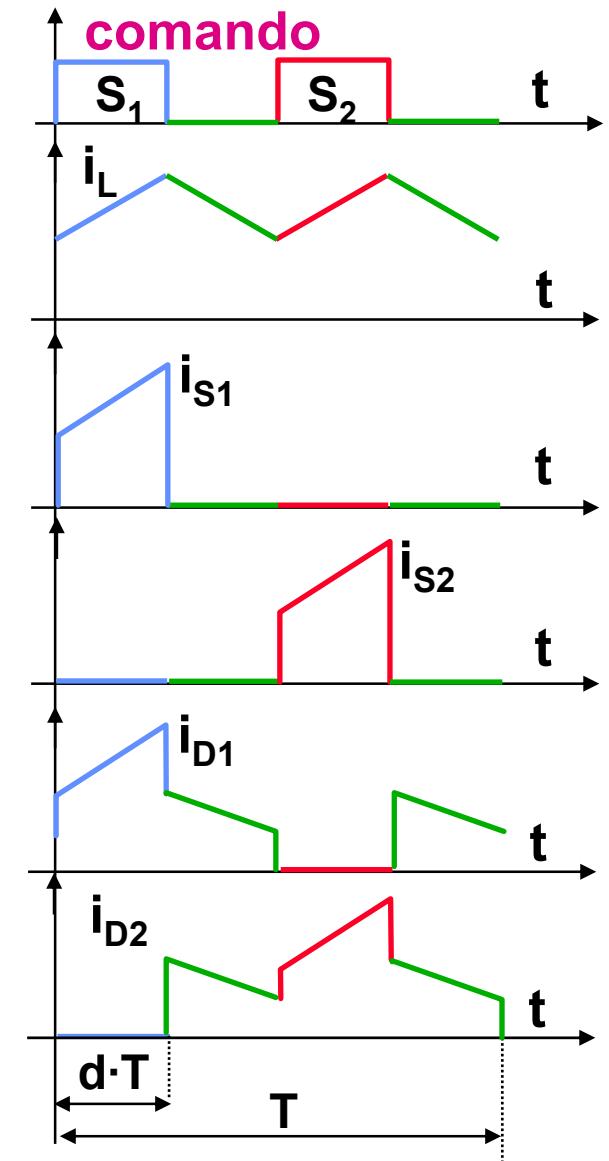
# Correntes no conversor em meia ponte



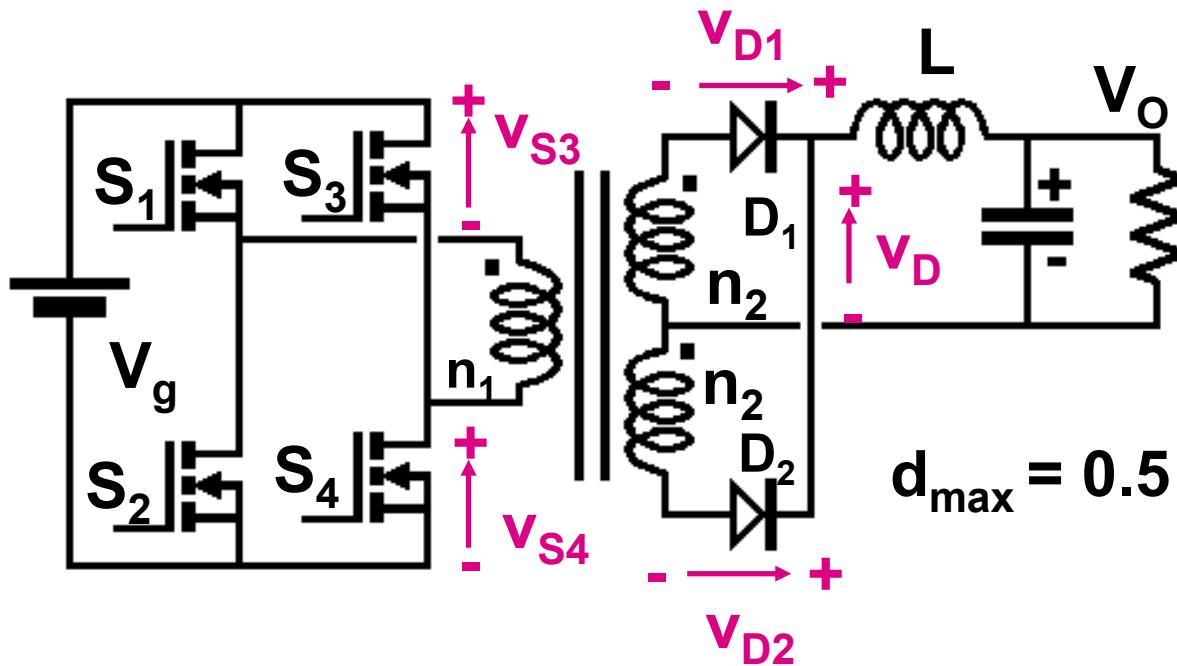
Correntes médias:

$$\bar{i}_{S1} = \bar{i}_{S2} = i_O \cdot d \cdot (n_2/n_1)$$

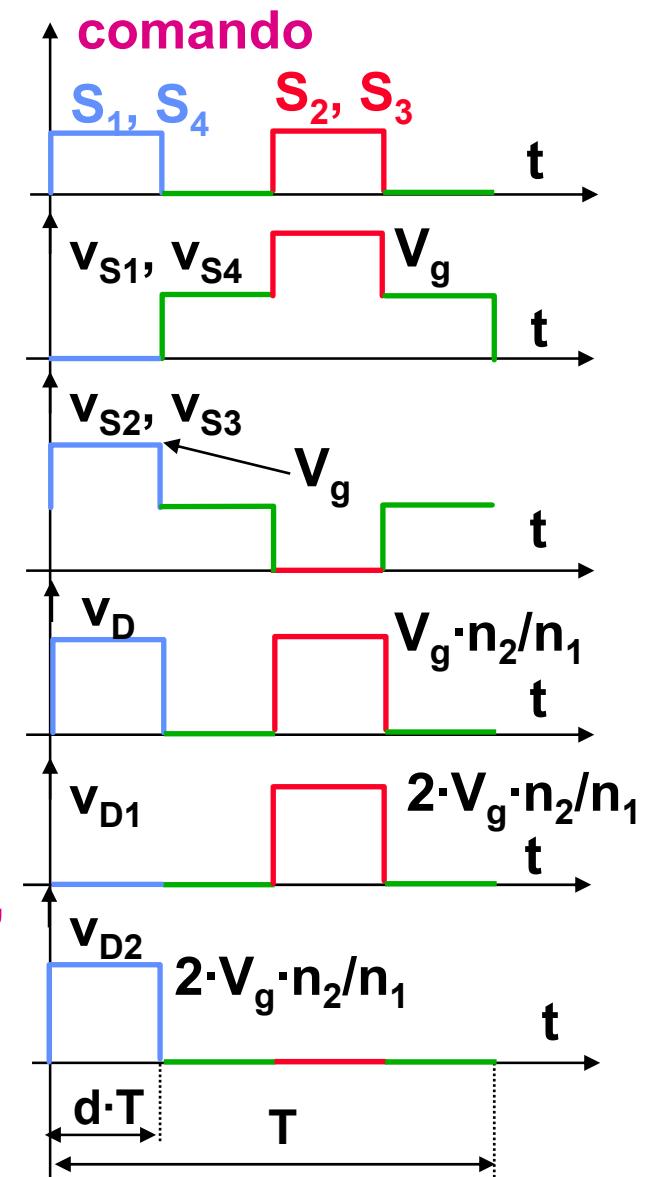
$$\bar{i}_{D1} = \bar{i}_{D2} = i_O / 2$$



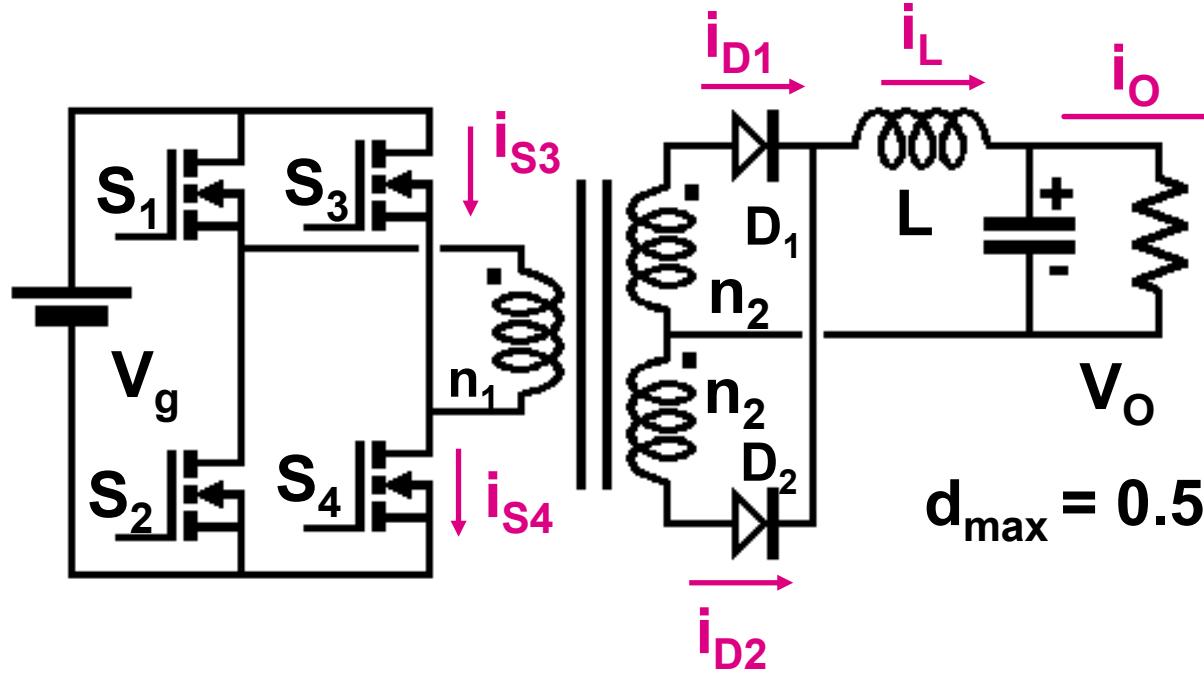
# O conversor em Ponte Completa (“full bridge”)



- A tensão  $v_D$  é como no caso do “push-pull”
- ➔  $V_O = 2 \cdot d \cdot V_g \cdot n_2/n_1$  (modo contínuo)
- $V_{smax} = V_g$      $v_{D1max} = v_{D2max} = 2 \cdot V_g \cdot n_2/n_1$

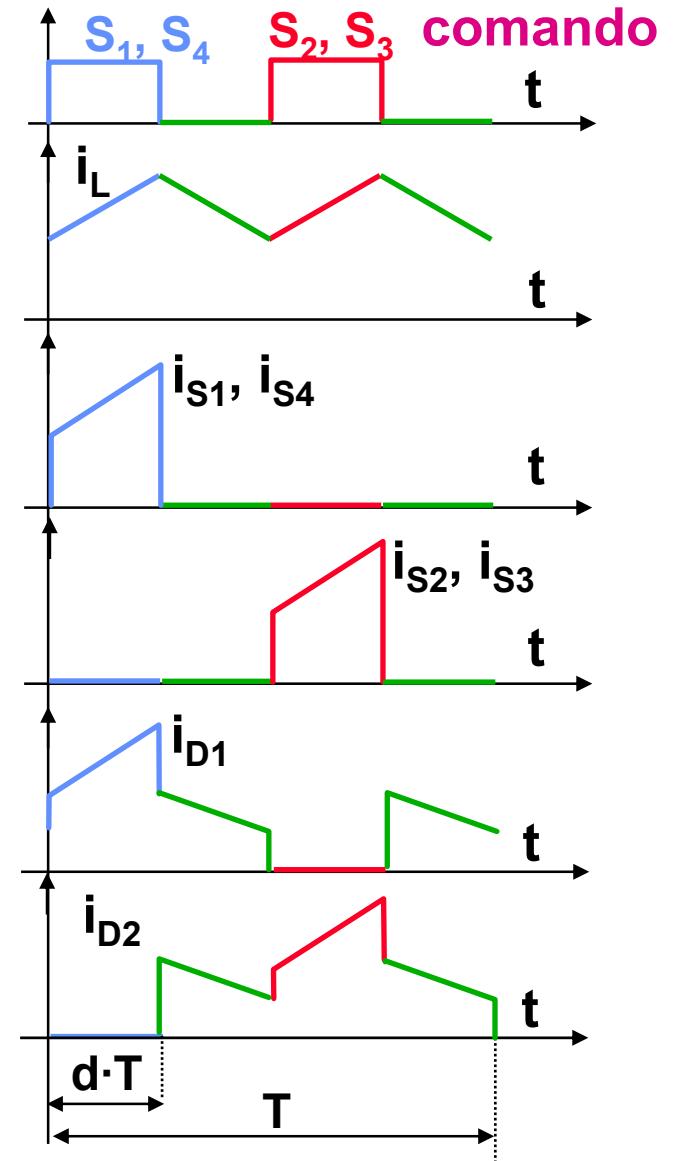


# Correntes no conversor em ponte completa



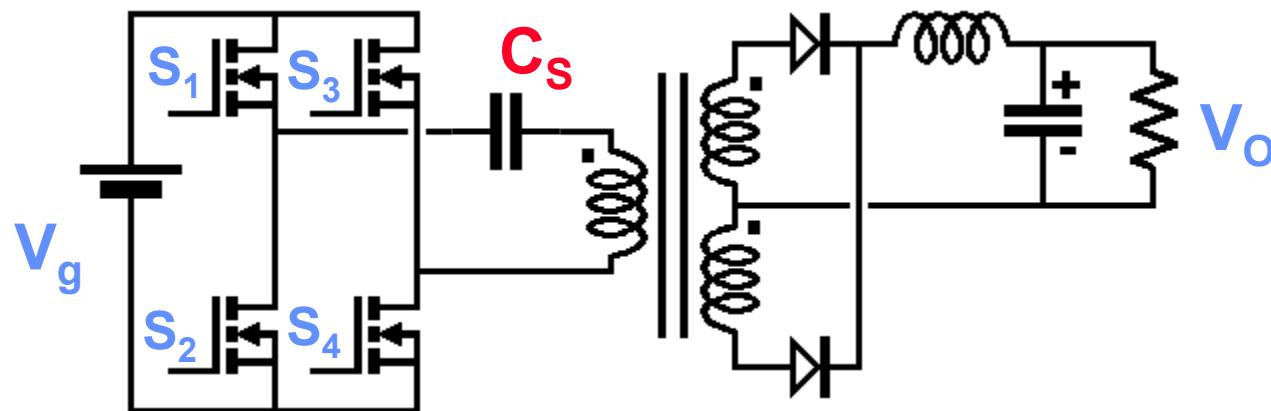
Correntes médias:

$$\bar{i}_{S3} = \bar{i}_{S4} = i_O \cdot d \cdot (n_2/n_1) \quad \bar{i}_{D1} = \bar{i}_{D2} = i_O/2$$

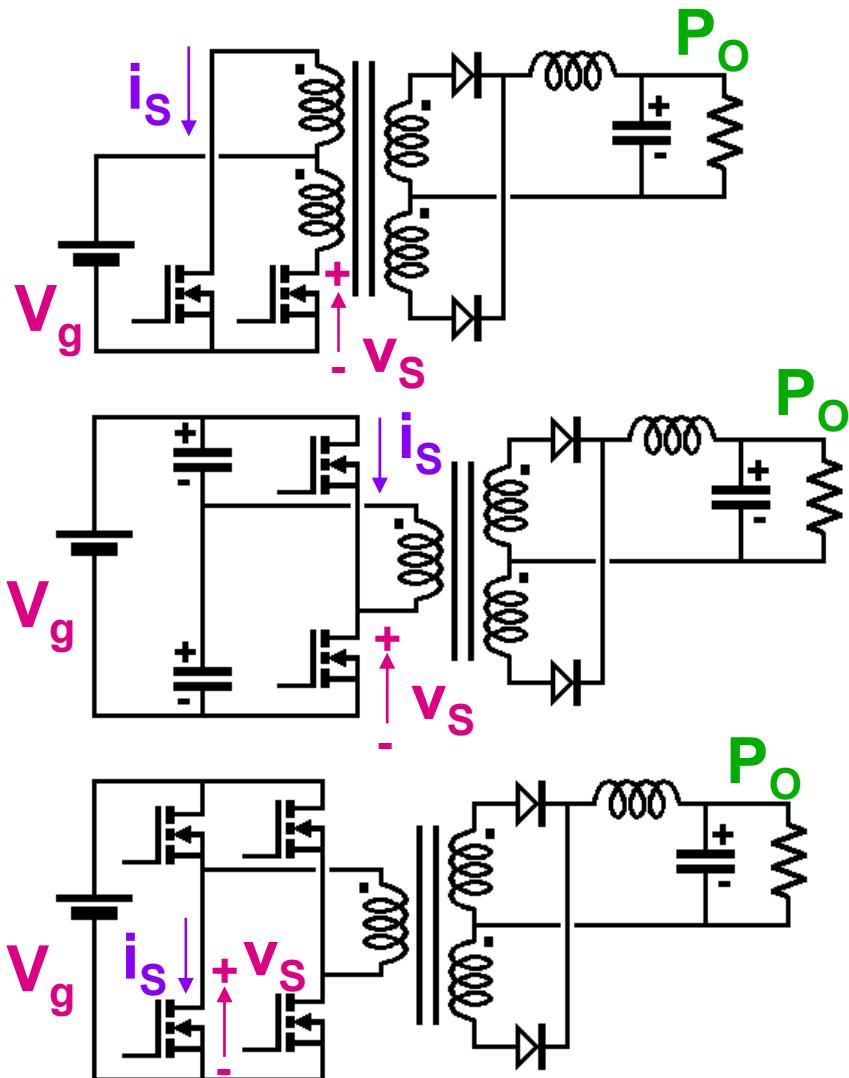


# Problemas de saturação no transformador do conversor em ponte completa

- O controle no “modo tensão” pode levar à saturação o transformador, por assimetrias na duração dos tempos de condução dos transistores
- Soluções:
  - Colocar um capacitor (polipropileno) em série  $C_S$
  - Usar controle no “modo corrente”



# Comparação entre “push-pull” e pontes



$$v_{Smax} = 2 \cdot V_g \quad \bar{i}_s = P_O / (2 \cdot V_g)$$

Maiores solicitações de tensão

→ apto para baixa tensão de entrada

$$v_{Smax} = V_g \quad \bar{i}_s = P_O / V_g$$

Maiores solicitações de corrente

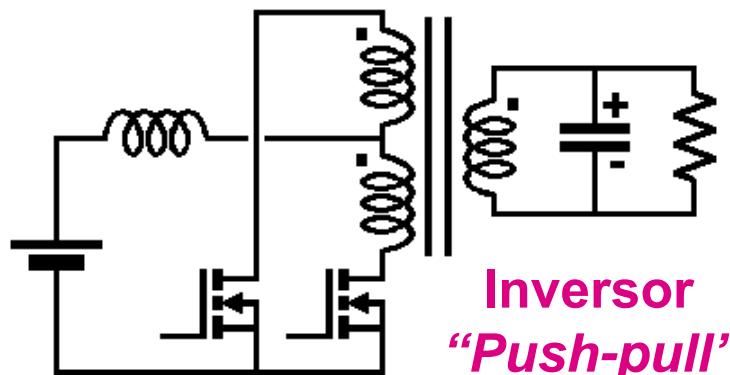
→ apto para alta tensão de entrada

$$v_{Smax} = V_g \quad \bar{i}_s = P_O / (2 \cdot V_g)$$

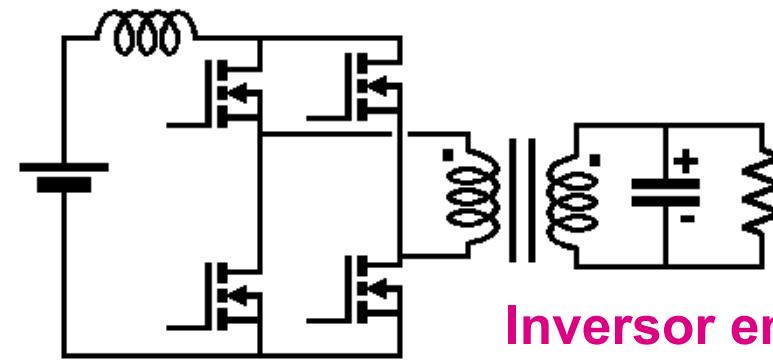
Menores solicitações elétricas

→ apto para alta potência

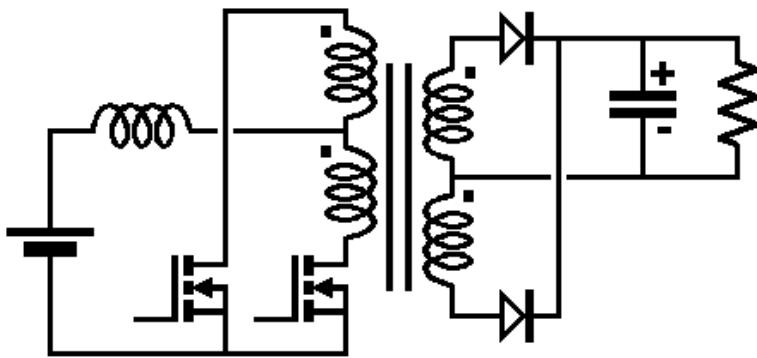
# Conversores CC/CC derivados de inversores alimentados em fonte de corrente



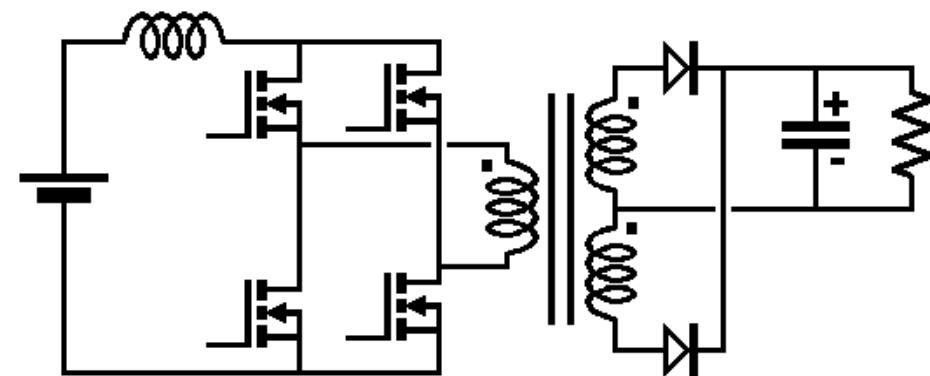
Inversor  
“Push-pull”



Inversor em  
ponte completa

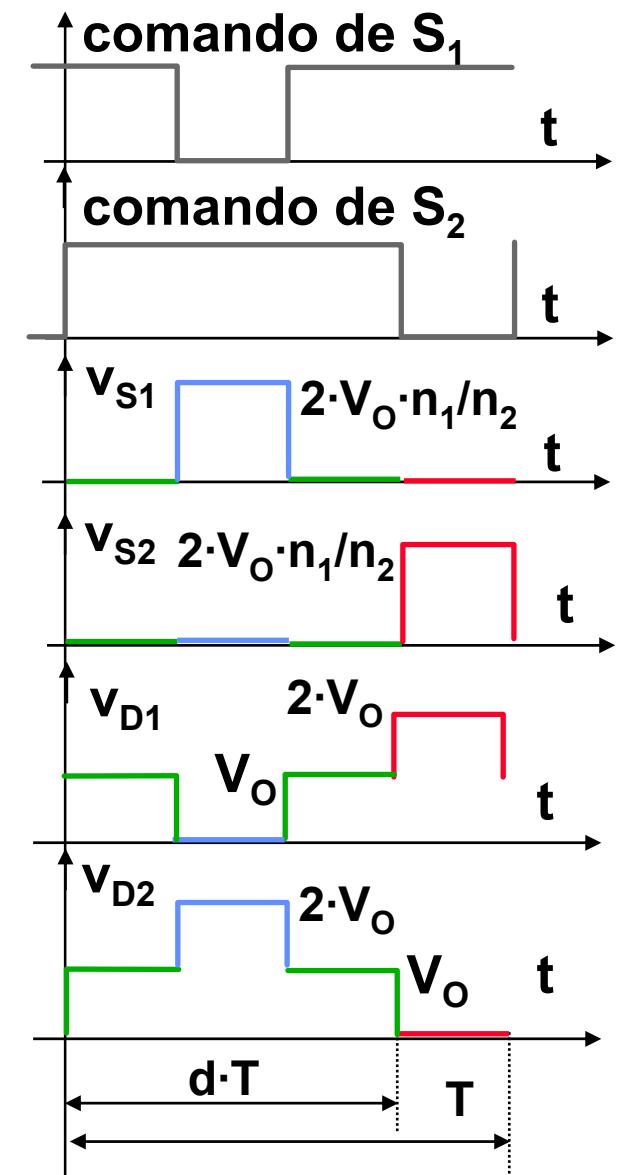
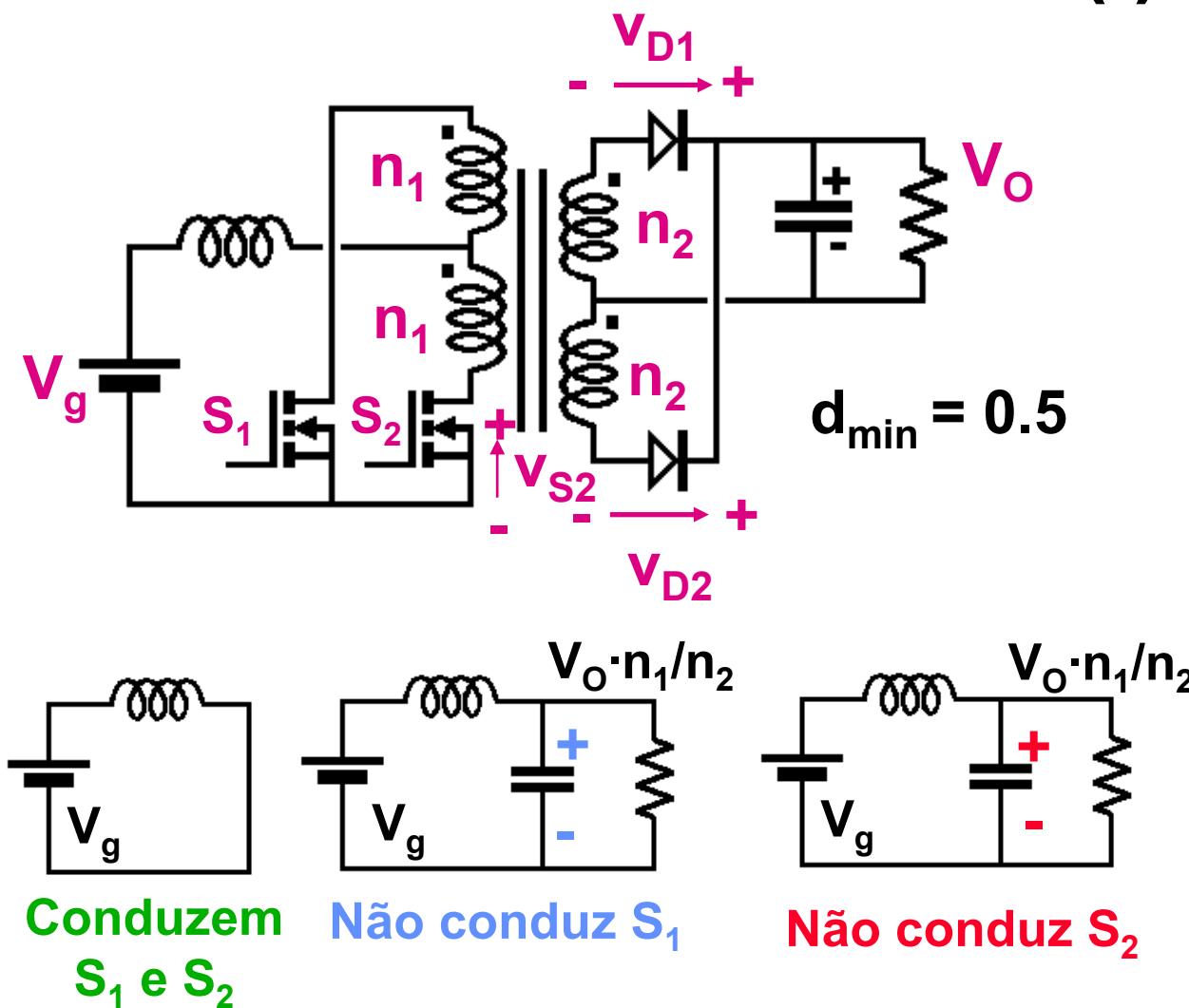


Conversor CC/CC “Push-pull”  
alimentado em corrente

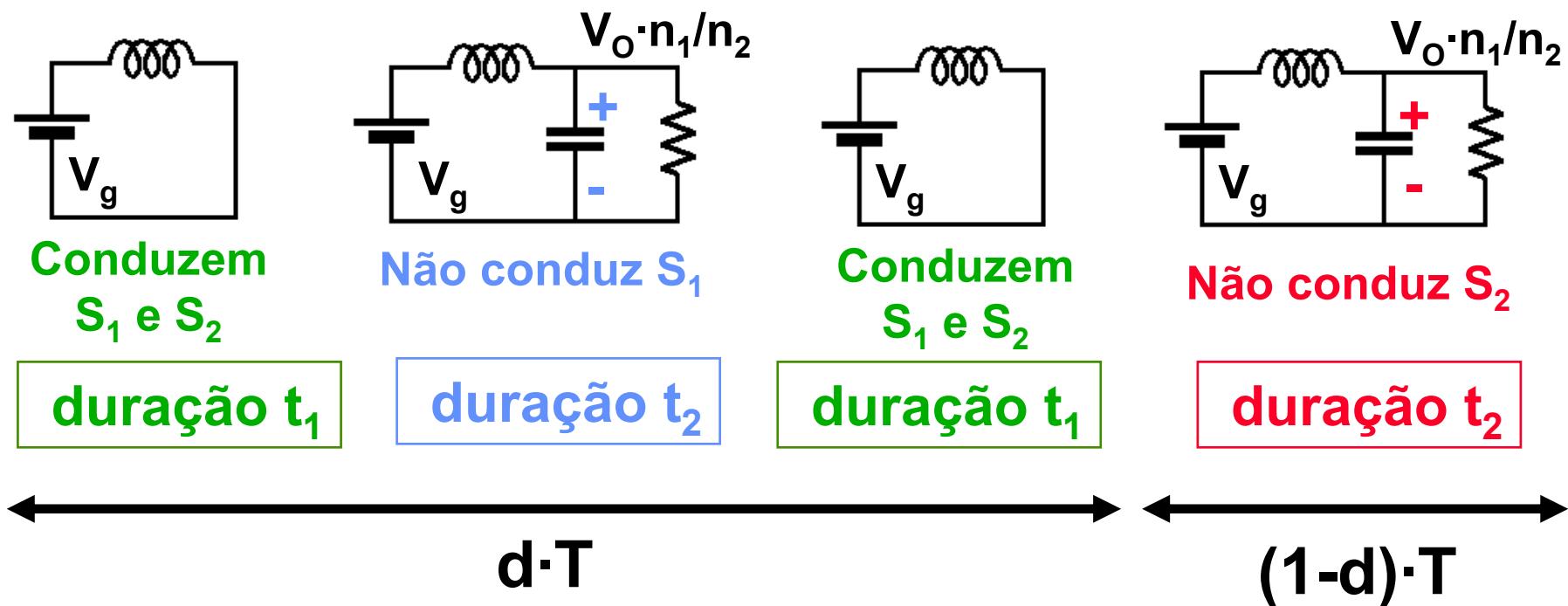


Conversor CC/CC em ponte  
alimentado em corrente

# Conversor “Push-pull” alimentado em corrente (I)



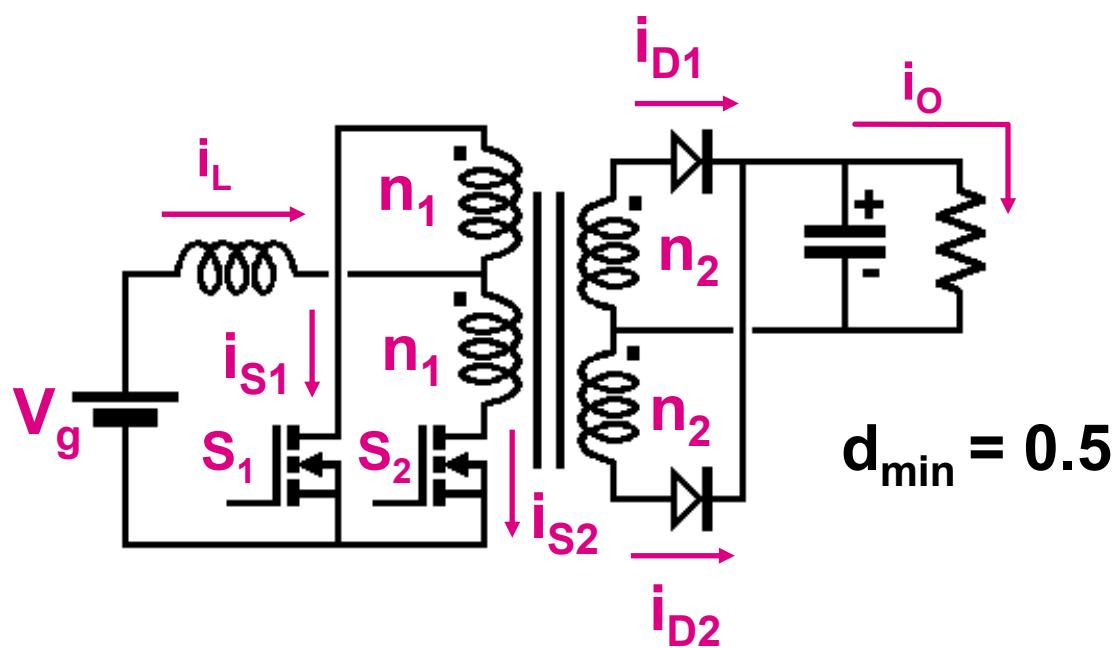
# Conversor “Push-pull” alimentado em corrente (II)



Aplicando o balanço “volts·segundos”

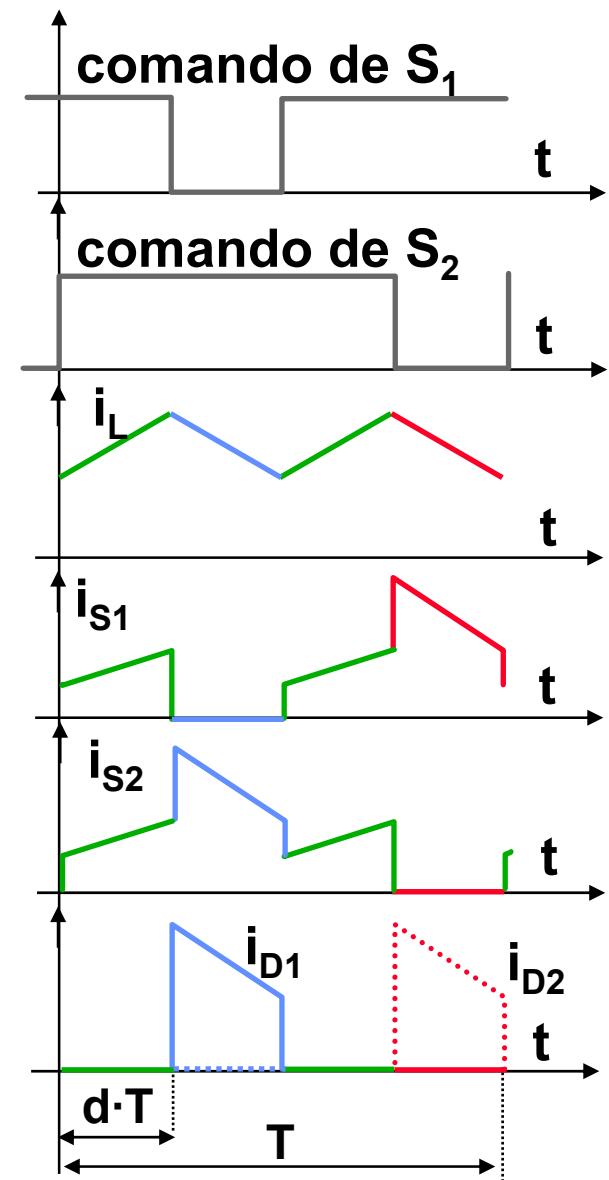
$$\rightarrow V_O = V_g \cdot (n_2/n_1) / 2(1-d) \quad (\text{modo contínuo})$$

# Correntes no “push-pull” alimentado em corrente

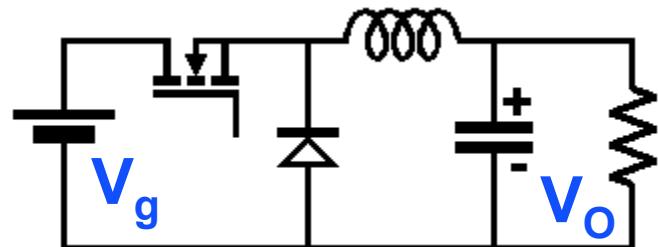


$$\bar{i}_{S1} = \bar{i}_{S2} = \bar{i}_O \cdot (n_2/n_1)/4(1-d)$$

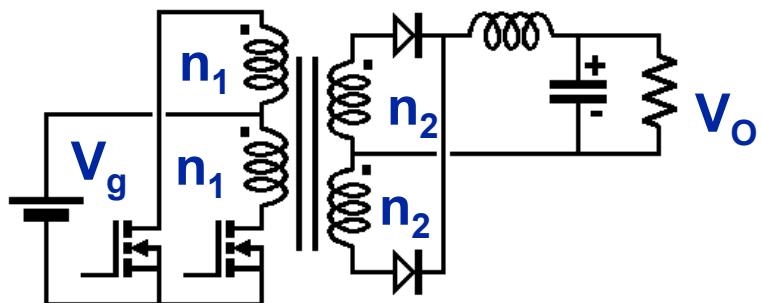
$$\bar{i}_{D1} = \bar{i}_{D2} = \bar{i}_O/2$$



# Conversores alimentados em tensão versus alimentados em corrente



$$\text{Abaixador } V_o = V_g \cdot d$$



*“Push-pull” alimentado em tensão*

$$V_o = 2 \cdot d \cdot V_g \cdot n_2 / n_1$$

Modificações

$$d \rightarrow 1-d$$

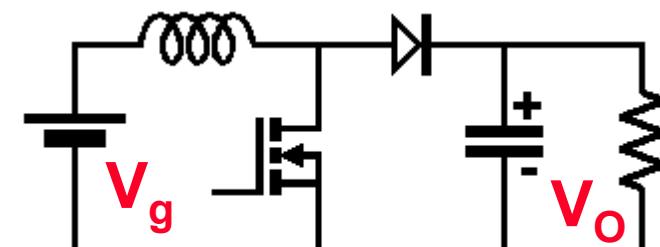
$$1-d \rightarrow d$$

$$V_o \rightarrow V_g$$

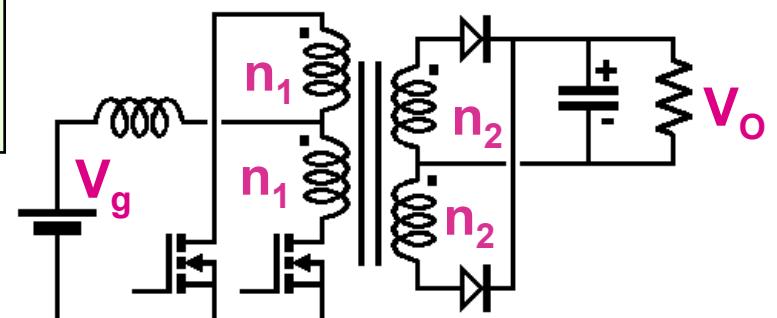
$$V_g \rightarrow V_o$$

$$n_1 \rightarrow n_2$$

$$n_2 \rightarrow n_1$$



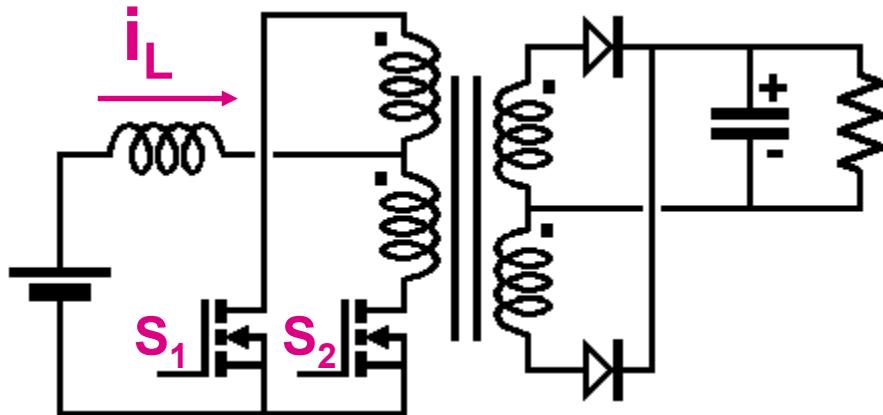
$$\text{Elevador } V_o = V_g / (1-d)$$



*“Push-pull” alimentado em corrente*

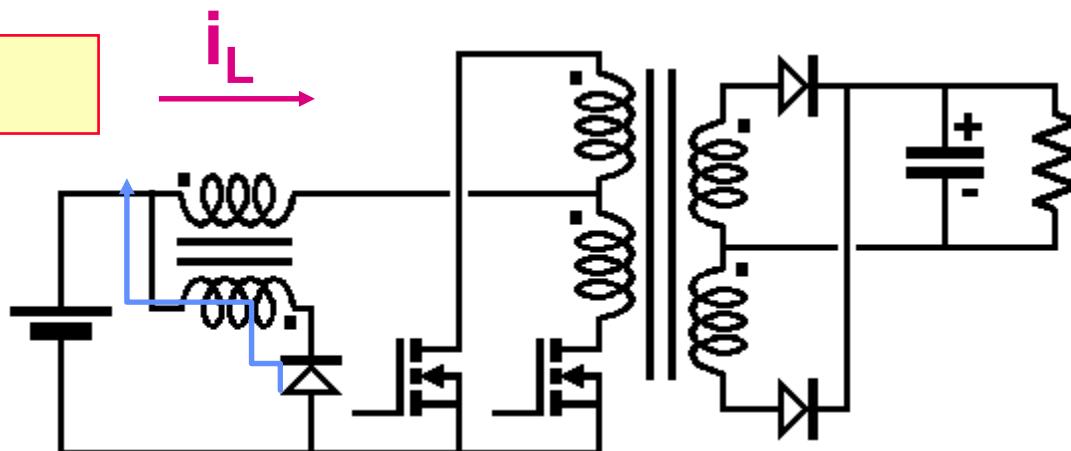
$$V_o = V_g \cdot (n_2/n_1) / 2(1-d)$$

# Problema ao desligar o conversor “push-pull” alimentado em corrente

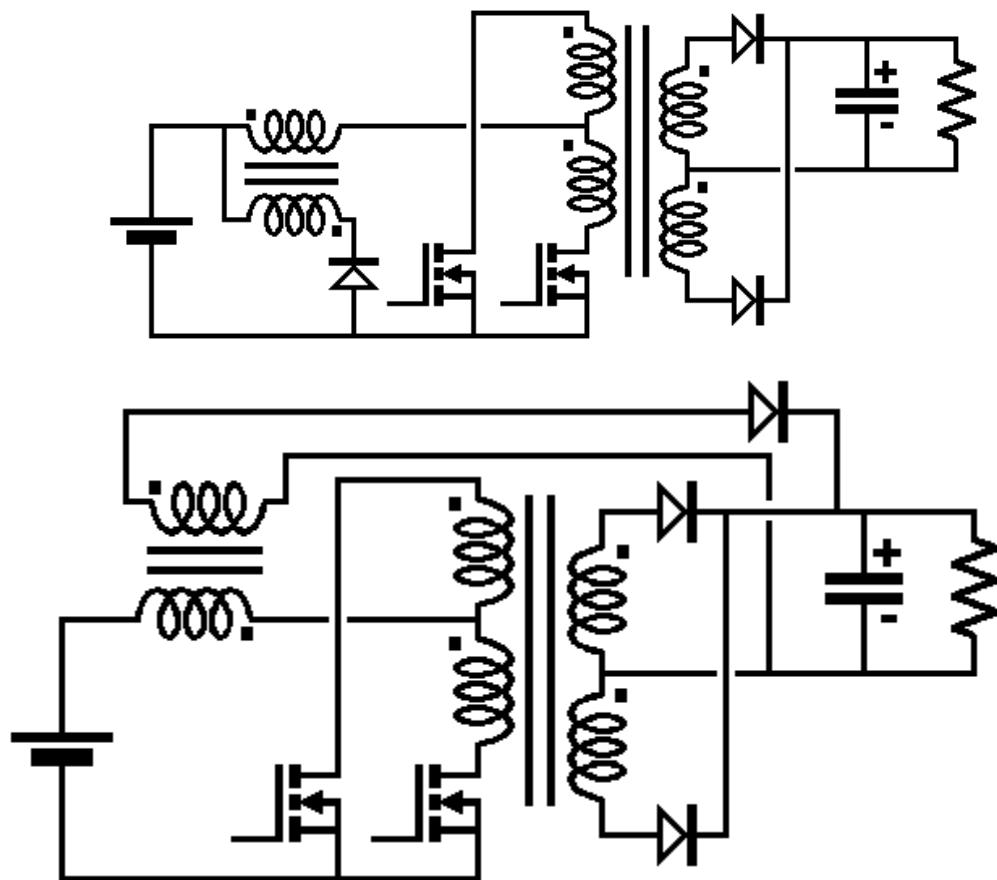


Tem-se que garantir que o fluxo no indutor não seja nulo quando deixam de conduzir  $S_1$  e  $S_2$ , ao se desligar o conversor, garantindo sua desmagnetização

## Solução



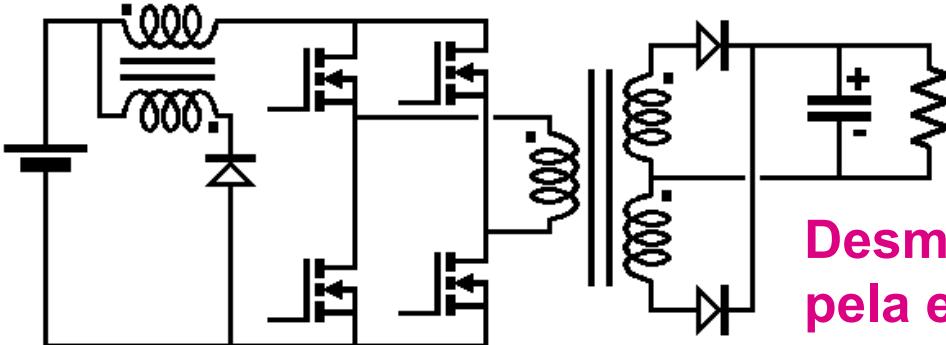
# Outra solução para desmagnetizar o indutor de entrada



Desmagnetização  
pela entrada

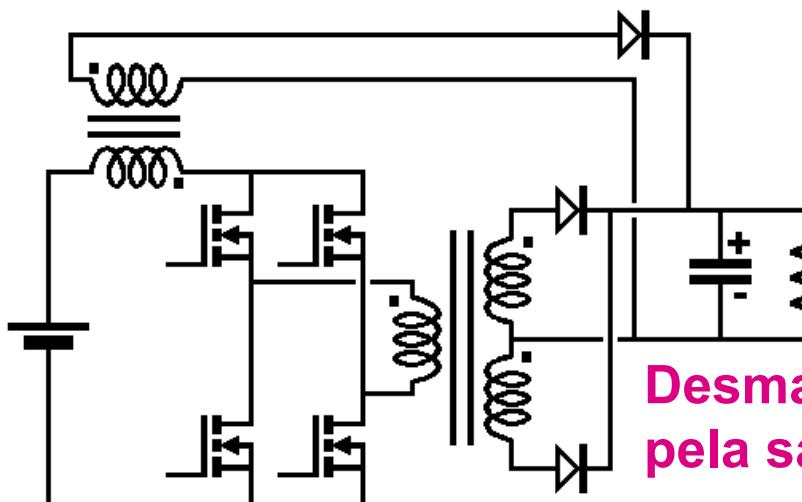
Desmagnetização  
pela saída

# A Ponte Completa alimentada em corrente



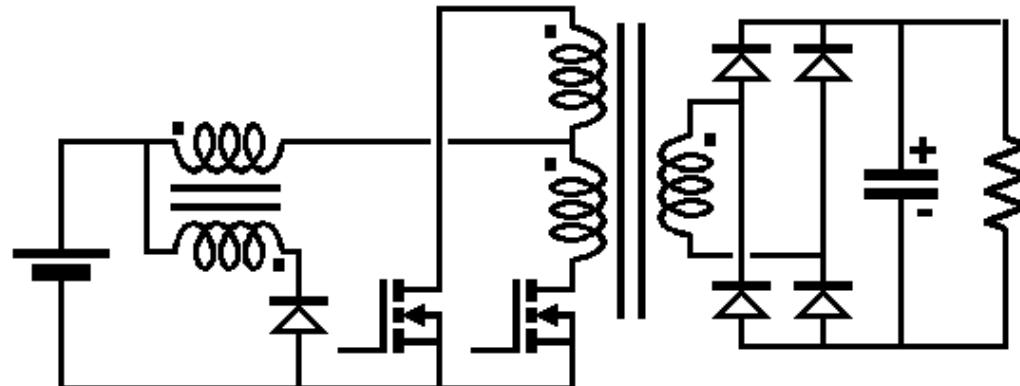
Desmagnetização  
pela entrada

Se comporta como um “push-pull”  
alimentado em corrente, com  
exceção da tensão máxima no  
transistor (que é  $V_g$ )

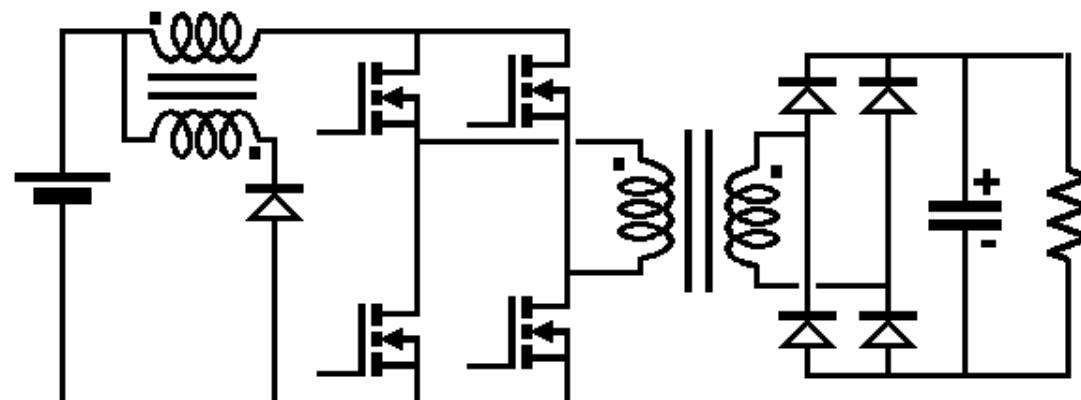


Desmagnetização  
pela saída

# Retificador em ponte na saída



*“Push-pull” alimentado em corrente*



*Ponte completa alimentada em corrente*



**QUALIENERGI**  
Centro Virtual de Pesquisas em  
Qualidade da Energia Elétrica



**LEP – Laboratório de  
Eletrônica de Potência**

# **Elementos Magnéticos em Elevadas Freqüências**

**Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin**

## ELEMENTOS MAGNÉTICOS OPERANDO EM ELEVADAS FREQUÊNCIAS

- Realizam importantes funções na transferência de potência:
  - Transferência de potência, adequação de tensões e correntes; isolamento galvânico ⇒ transformadores
  - Armazenamento de energia no campo magnético, para posterior transferência ⇒ indutores (com um ou vários enrolamentos)
- Projeto deve levar em conta peso e volume

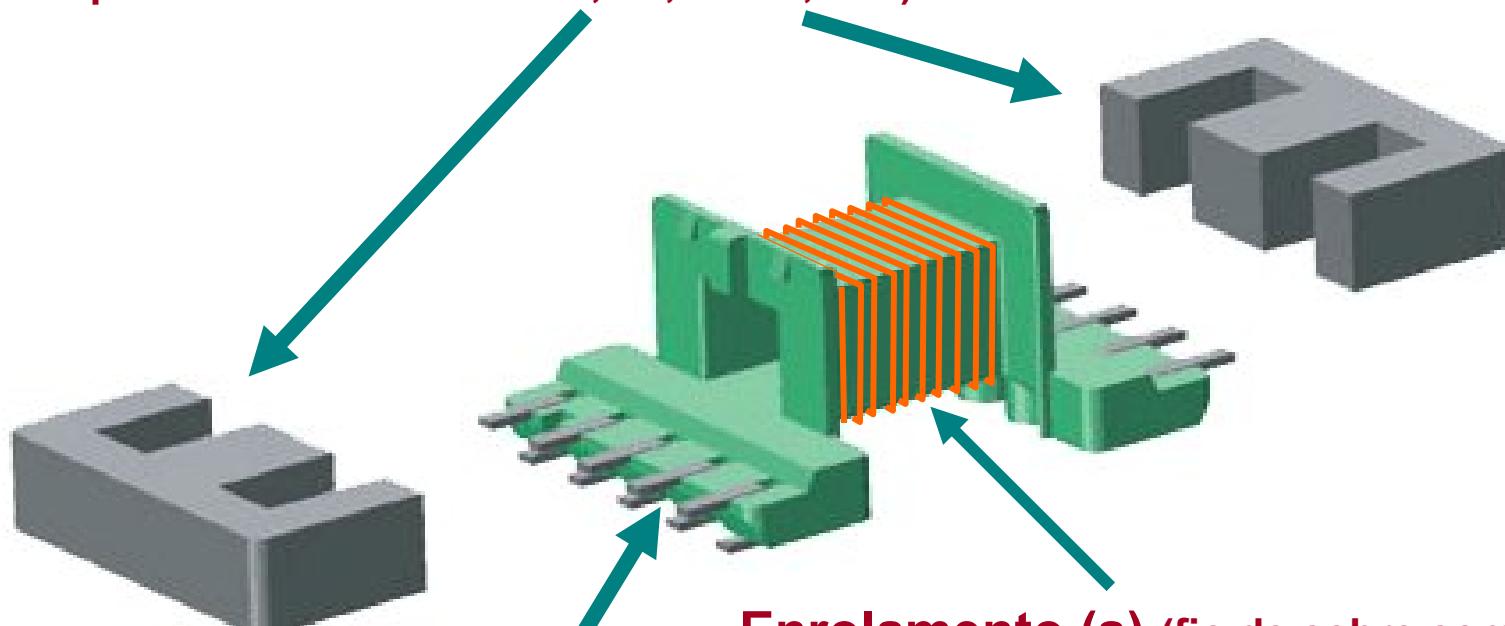
• Exemplos magnéticos

materiais



## Partes de um componente magnético

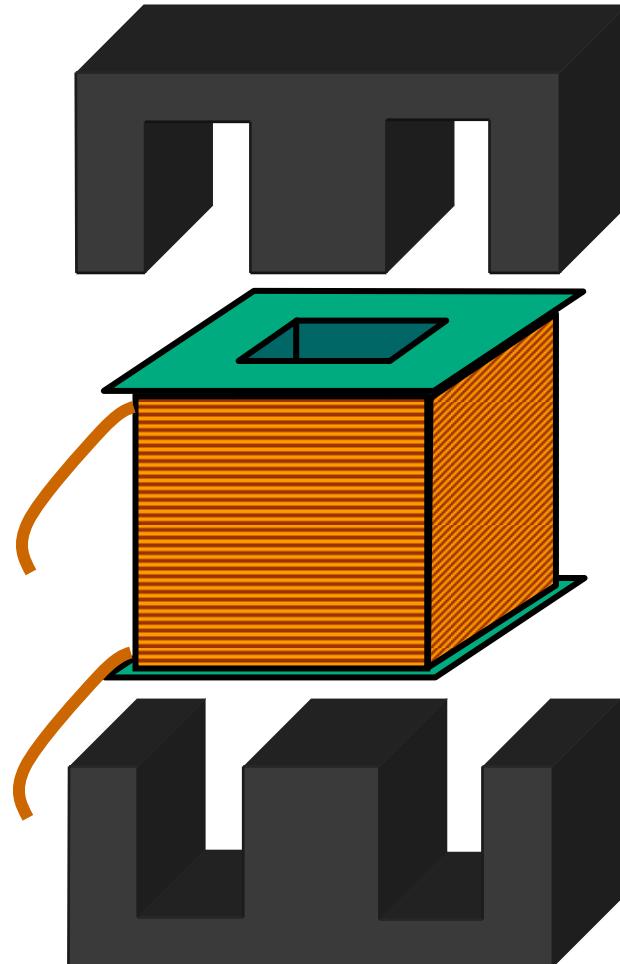
**Núcleo de material magnético** (ferrite, pó de ferro, compósitos férricos amorfos, Fe, Fe Si, etc.)



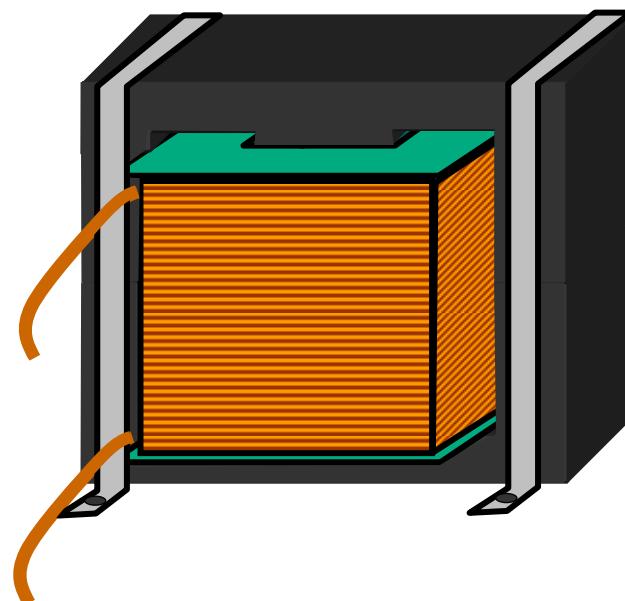
**Enrolamento (s)** (fio de cobre com verniz isolante, cintas de cobre, trilhas de circuito impresso, etc.)

**Suporte para abrigar o enrolamento (carretel)**

## Partes de um componente magnético



- Montagem :
  - Carretel
  - Enrolamentos (materiais isolantes)
  - Núcleos magnéticos
  - Conjunto acabado (presilhas, material isolante)

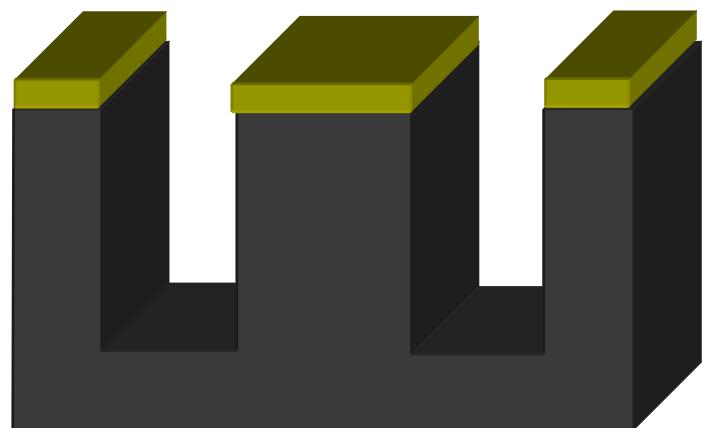


## Partes de um componente magnético



**Sem entreferro**

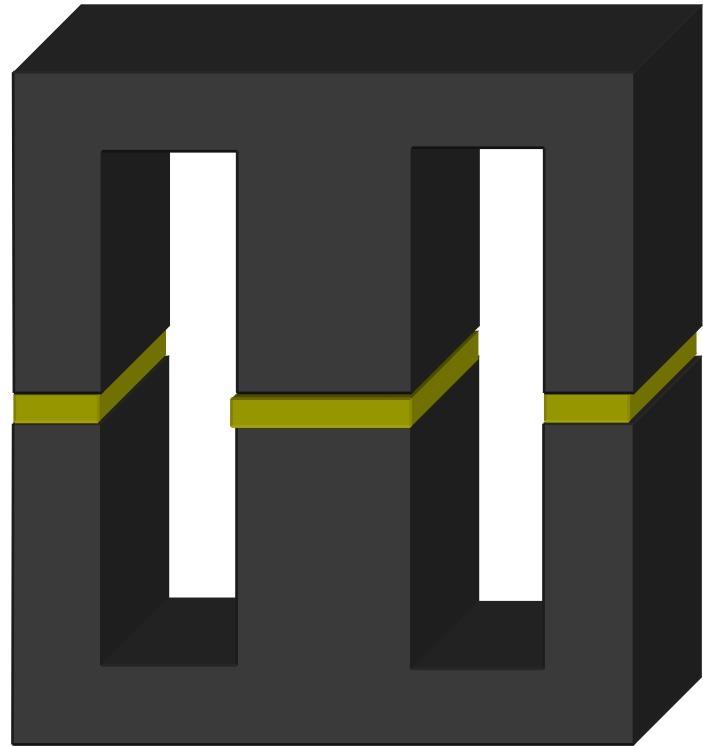
- **Entreferro (“gap”)**



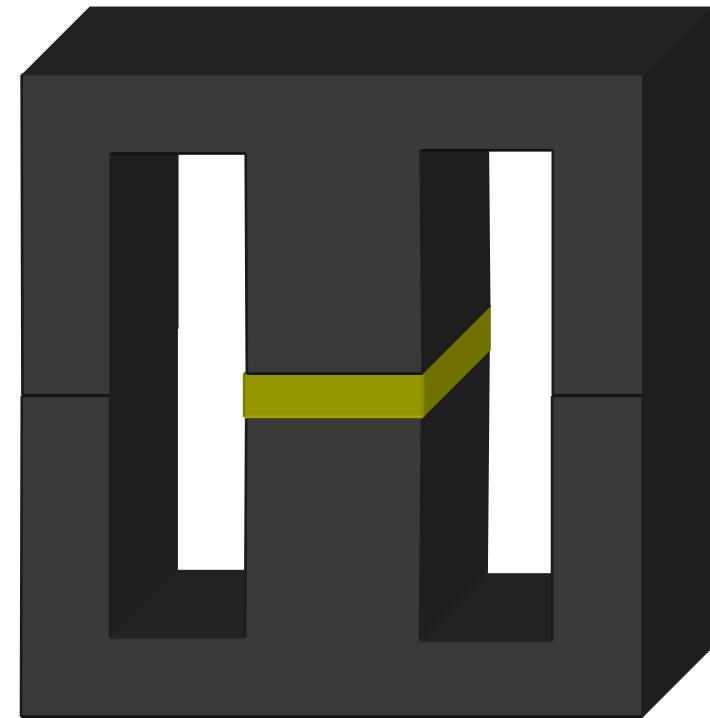
**Com entreferro**

## Partes de um componente magnético

- Distintos tipos de entreferros



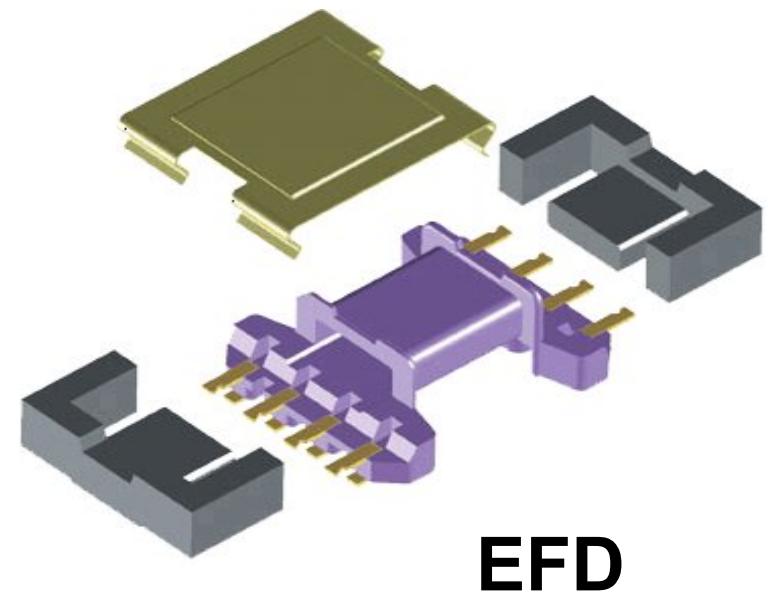
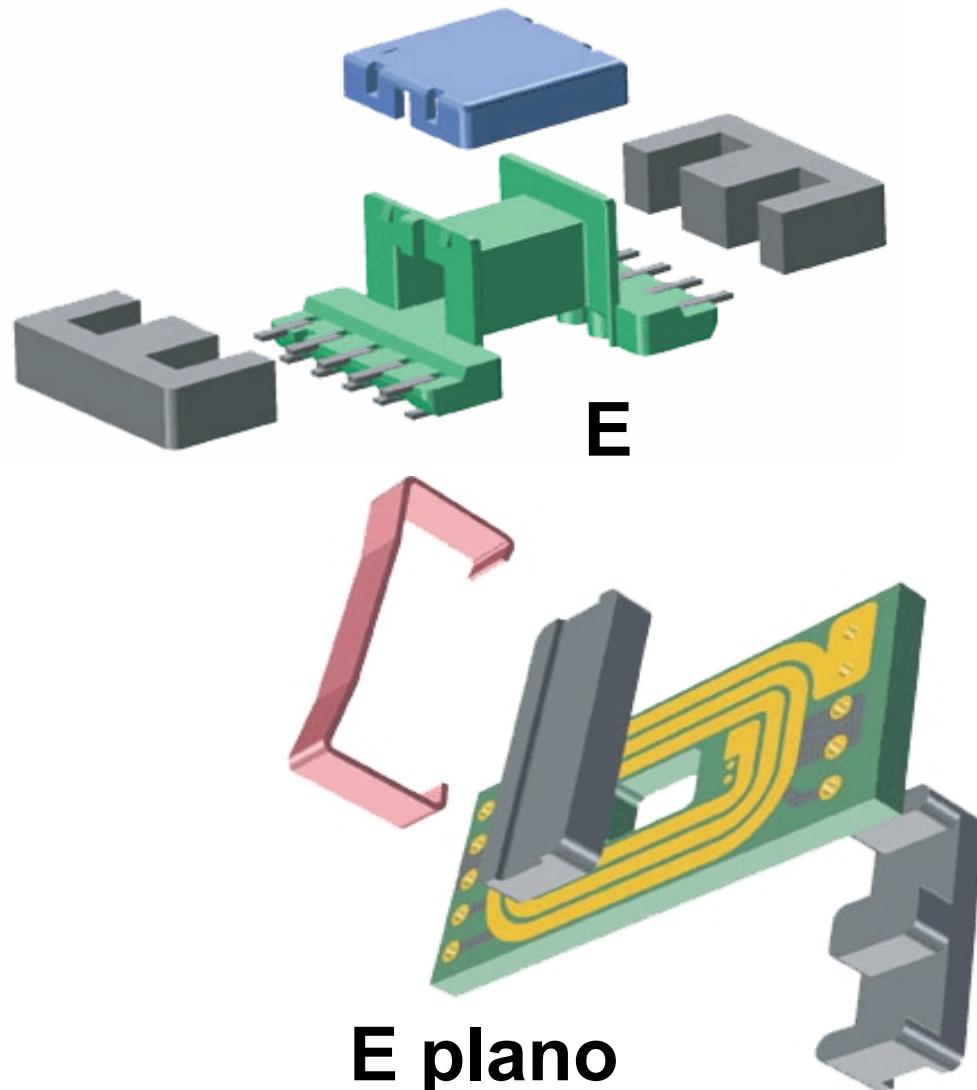
**Com núcleos  
convencionais (sem  
entreferro)**



**Com núcleos  
especificados (entreferro  
na perna central)**

## Tipos de núcleos magnéticos: núcleos compostos de duas partes

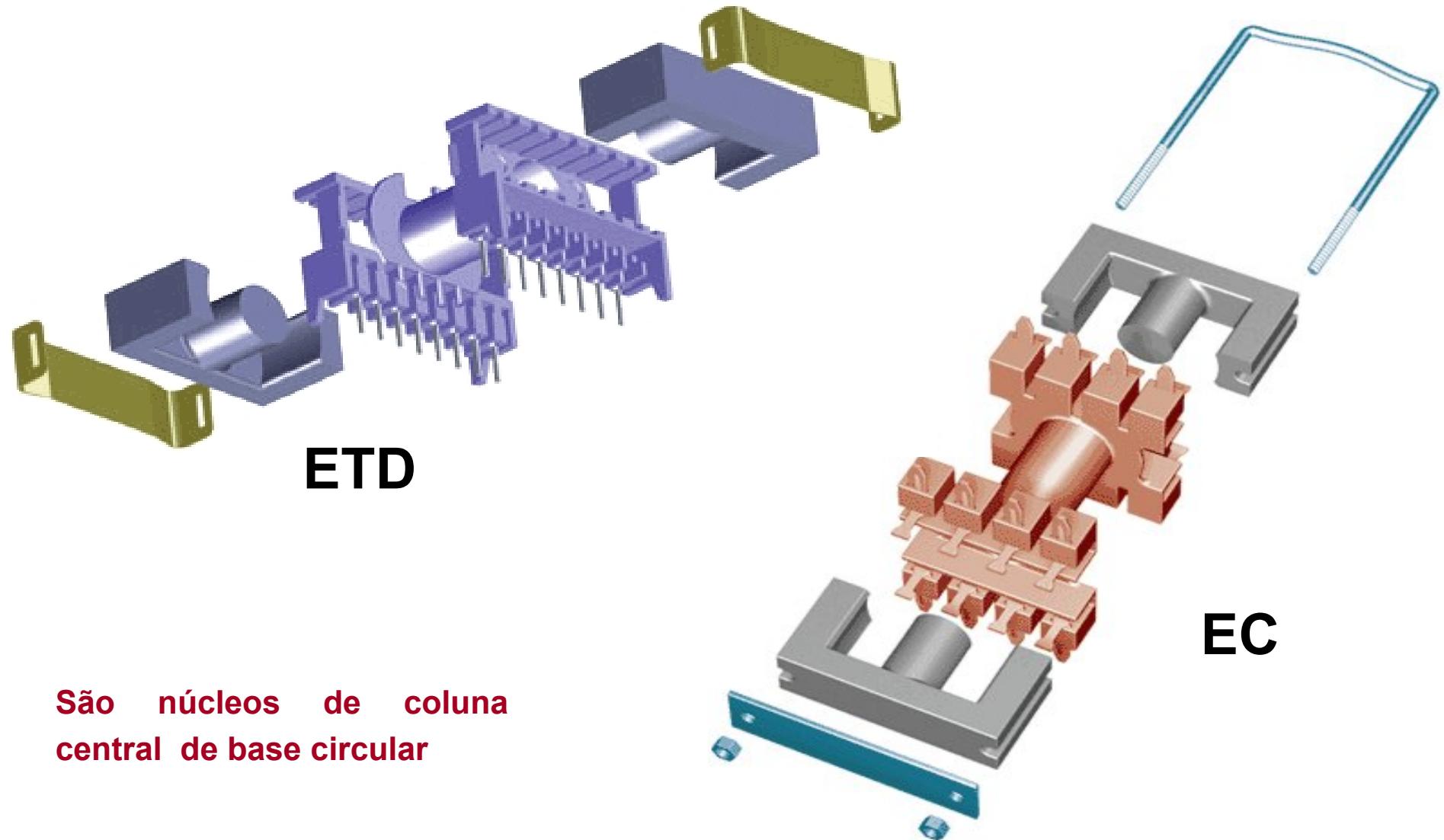
- Núcleos “E”



Todos estes são de colunas de bases retangulares (em alguns casos redondas)

## Tipos de núcleos magnéticos: núcleos compostos de duas partes

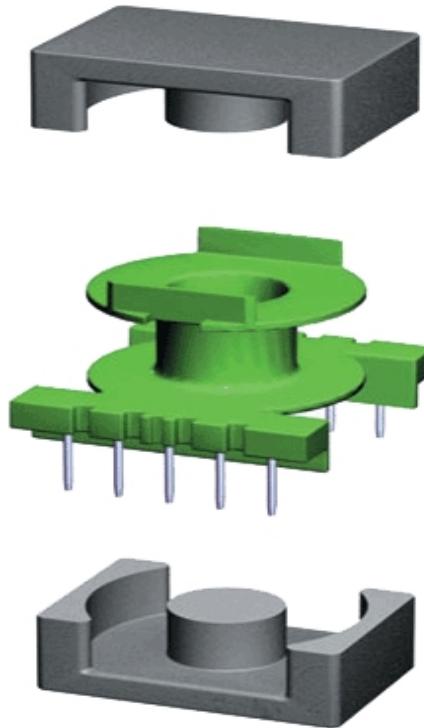
- Núcleos “E”



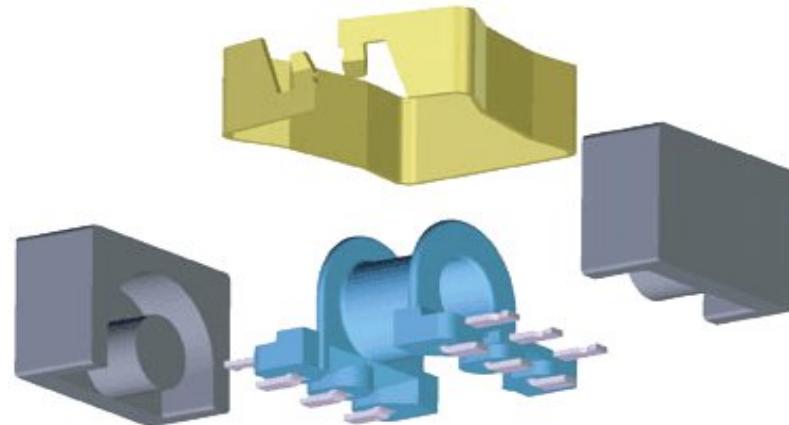
São núcleos de coluna  
central de base circular

## Tipos de núcleos magnéticos: núcleos compostos de duas partes

- Núcleos “E”



**EQ**



**EP**

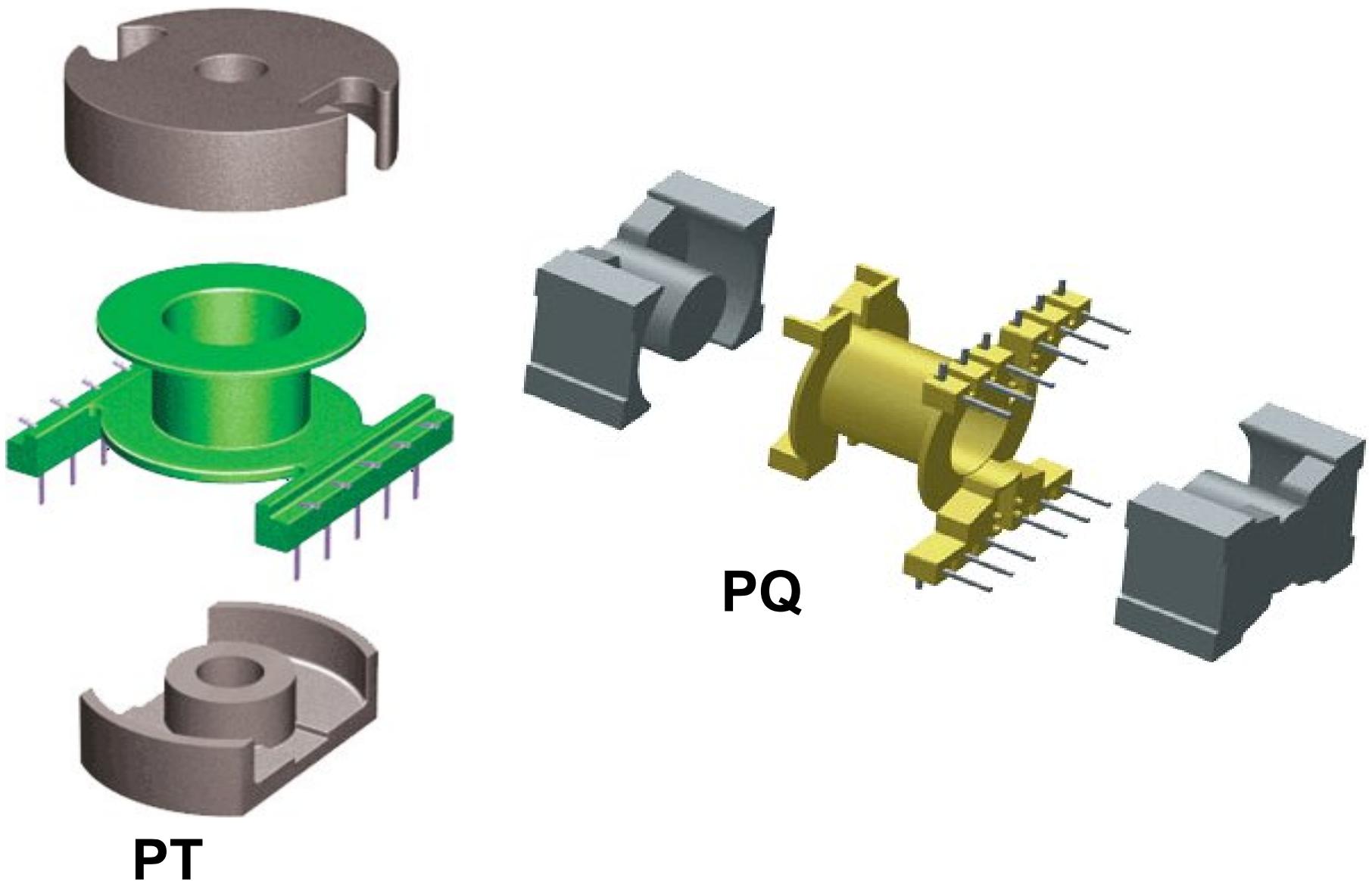


**ER**

Todos estes também são de coluna central circular, porém blindados

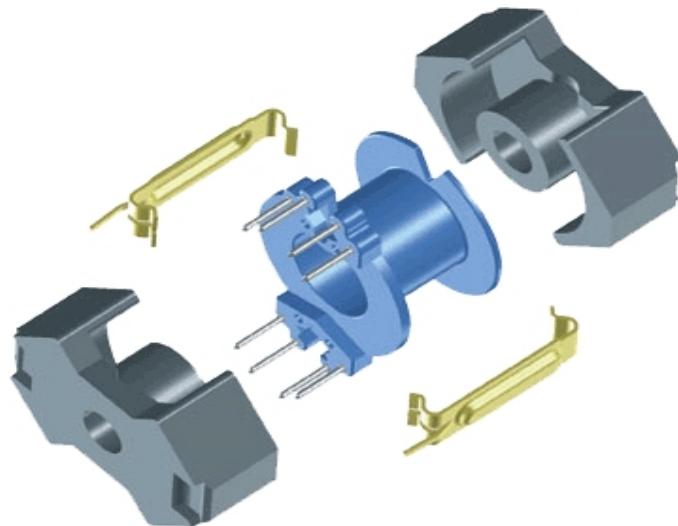
## Tipos de núcleos magnéticos: núcleos compostos de duas partes

- Núcleos blindados tipo P (“Pot cores”)

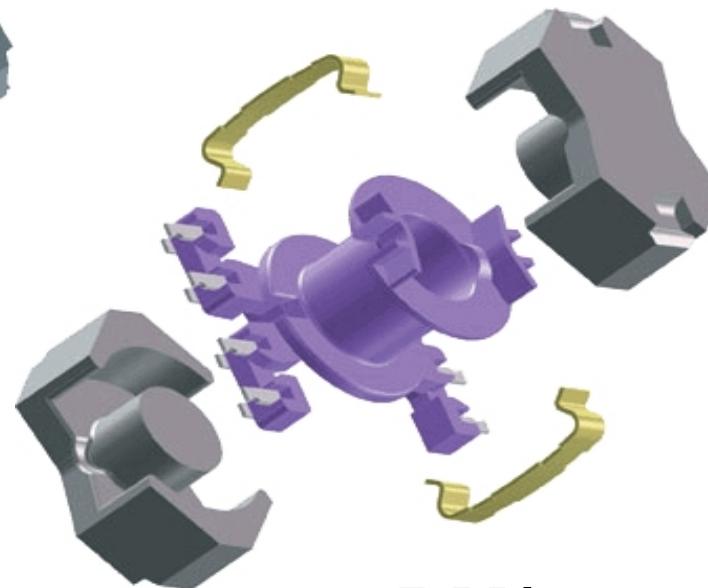


## Tipos de núcleos magnéticos: núcleos compostos de duas partes

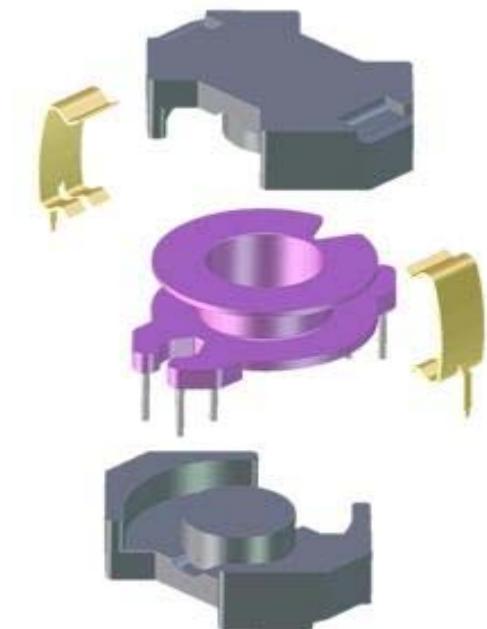
- Núcleos blindados tipo RM



**RM**



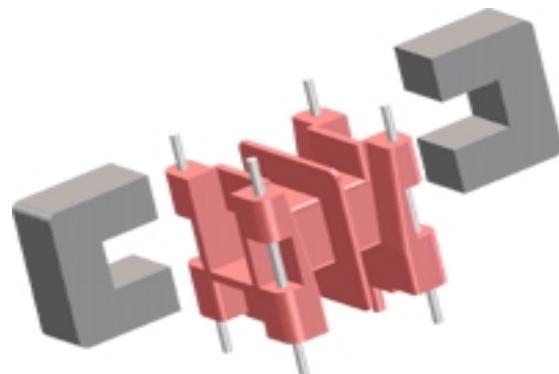
**RM/I**



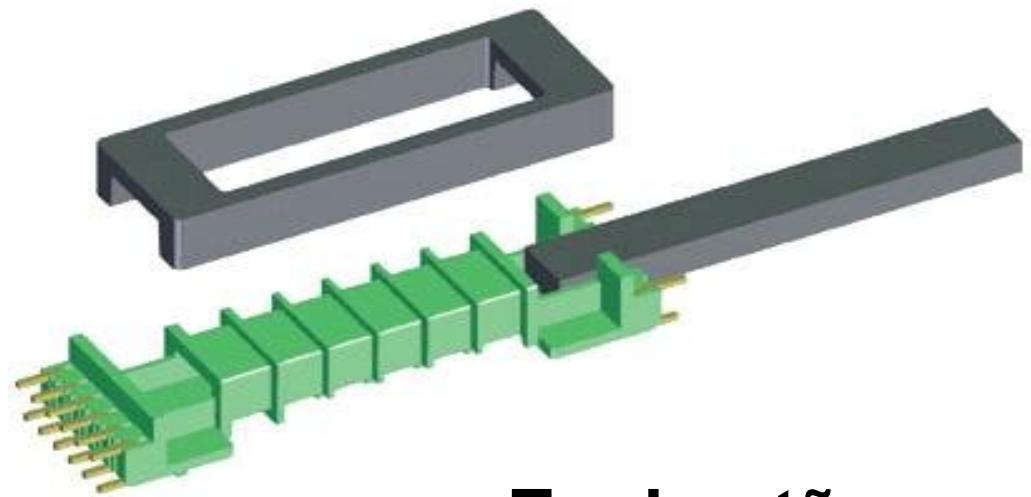
**RM/ILP**

## Tipos de núcleos magnéticos: núcleos compostos de duas partes

- Núcleos pouco blindados



**U**



**Em bastão**

- Núcleos em U:
  - Com separação dos enrolamentos
  - Muito usados para altas tensões

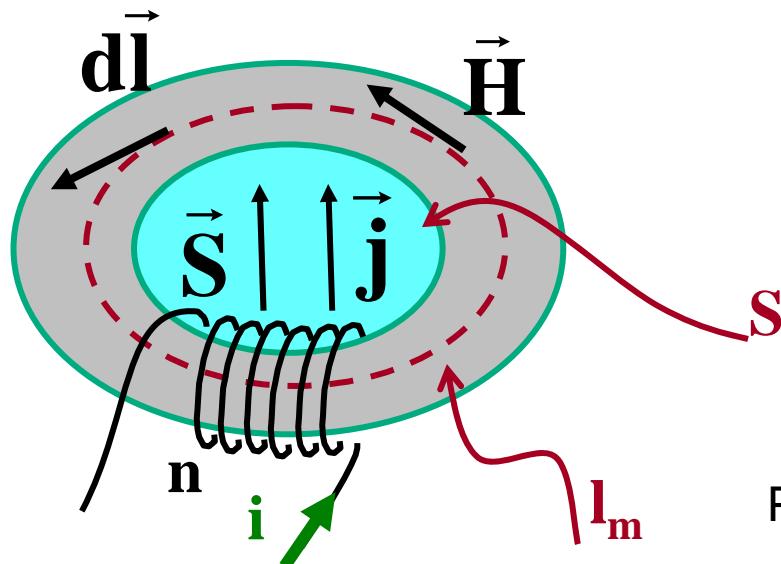
## Tipos de núcleos magnéticos: núcleos compostos de uma única parte

- Normalmente são toróides



## Teoria básica dos componentes magnéticos

- Consideremos um núcleo Toroidal



Equação de Maxwell

$$\oint_L \vec{H} \cdot d\vec{l} = \iint_S (\vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}) \cdot d\vec{S}$$

Particularização para componente magnética

$$\oint_L \vec{H} \cdot d\vec{l} = \iint_S \vec{j} \cdot d\vec{S} = ni$$

**Lei de Ampère**

## Teoria básica dos componentes magnéticos

- Partindo de:

$$\oint_{\text{I}} \vec{H} \cdot d\vec{l} = ni$$

- Suponhamos que o campo magnético fora do núcleo é desprezível e que tem o mesmo módulo em todo o elemento magnético (seção uniforme), de tal forma que:

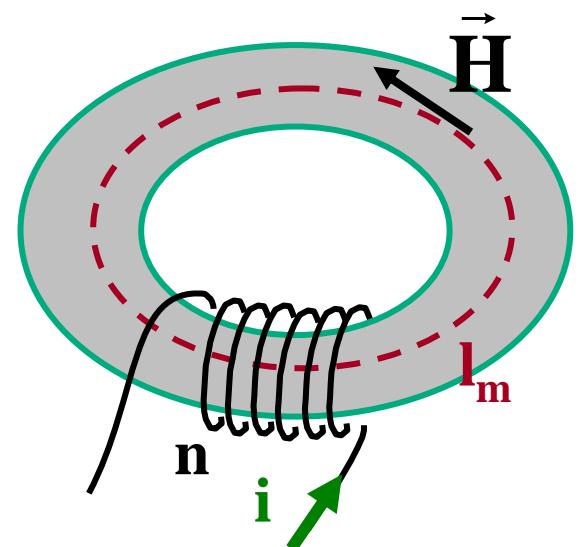
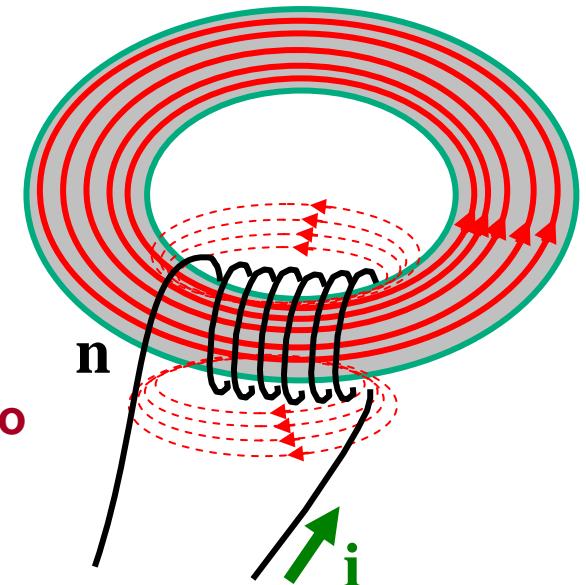
$$\oint_{\text{I}} \vec{H} \cdot d\vec{l} = Hl_m \quad (l_m \text{ é a longitude média do toróide})$$

- Portanto:  $Hl_m = ni$

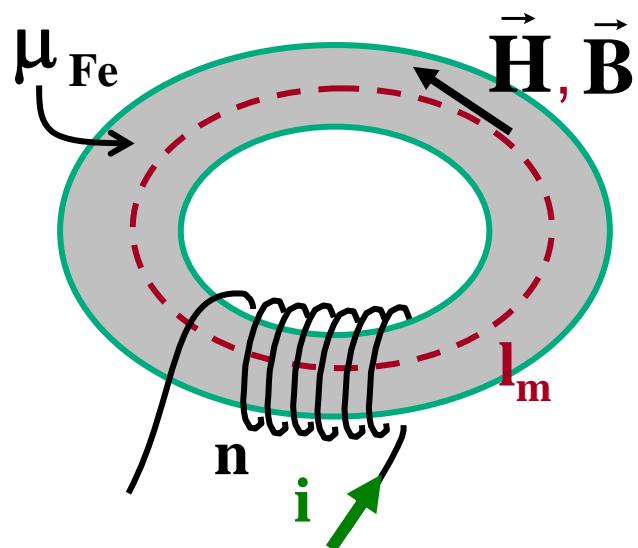
- Denominamos de “Força magnetomotriz” ( $F_{mm}$ ) a:

$$F_{mm} = ni = Hl_m$$

**Lei de Ampère para um toróide de seção uniforme e sem entreferro**



## Teoria básica dos componentes magnéticos



- Supondo dispersão nula de fluxo (todo fluxo no elemento magnético) e sem saturação (comportamento linear do núcleo):

$$\vec{B} = \mu_{Fe} \vec{H} \Rightarrow B = \mu_{Fe} H$$

- Sendo:

$$\mu_{Fe} = \mu_0 \mu_{rFe}$$

- Portanto:

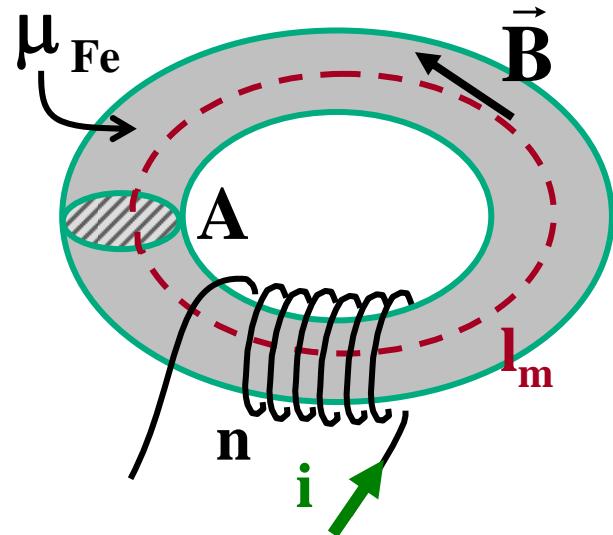
$$H = \frac{B}{\mu_{Fe}} = \frac{B}{\mu_0 \mu_{rFe}}$$

- Com a Lei de Ampère, resulta:

$$F_{mm} = ni = \frac{Bl_m}{\mu_0 \mu_{rFe}}$$

*Lei de Ampère para um toróide de seção uniforme e sem entreferro*

## Teoria básica dos componentes magnéticos



- Fluxo magnético  $\phi$  é definido como:

$$\phi = \iint_A \vec{B} \cdot d\vec{A} = BA$$

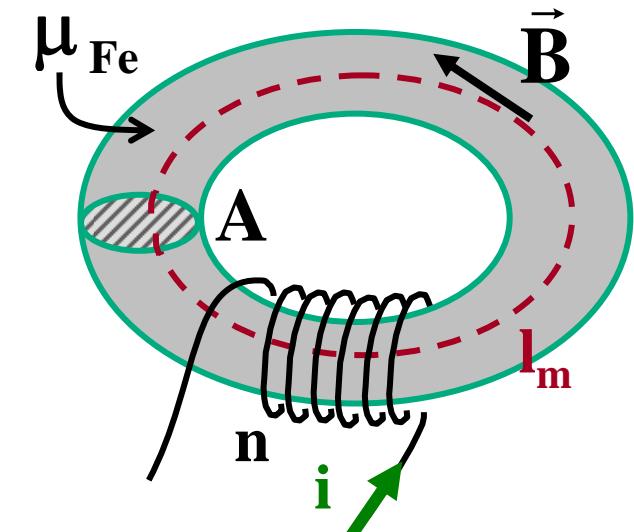
- Substituindo na Lei de Ampère, resulta:

$$F_{mm} = ni = \frac{\phi l_m}{A \mu_0 \mu_{rFe}}$$

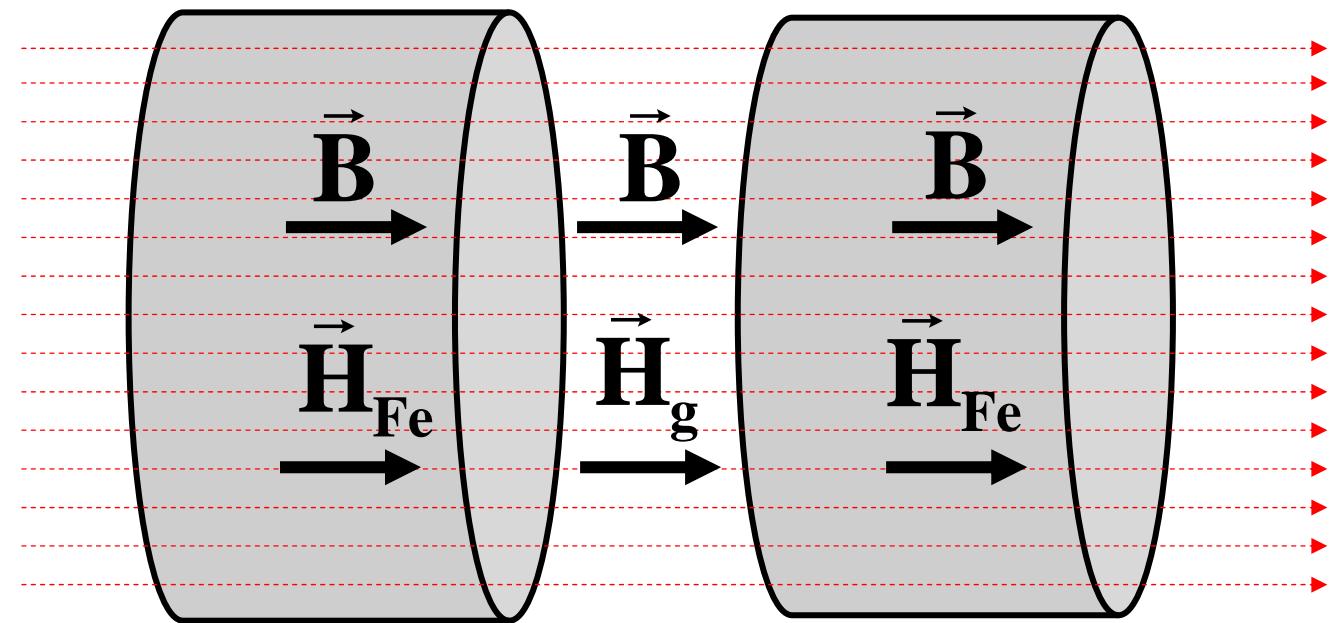
**Outra forma da Lei de Ampère para um toróide com seção uniforme e sem entreferro**

## Teoria básica dos componentes magnéticos

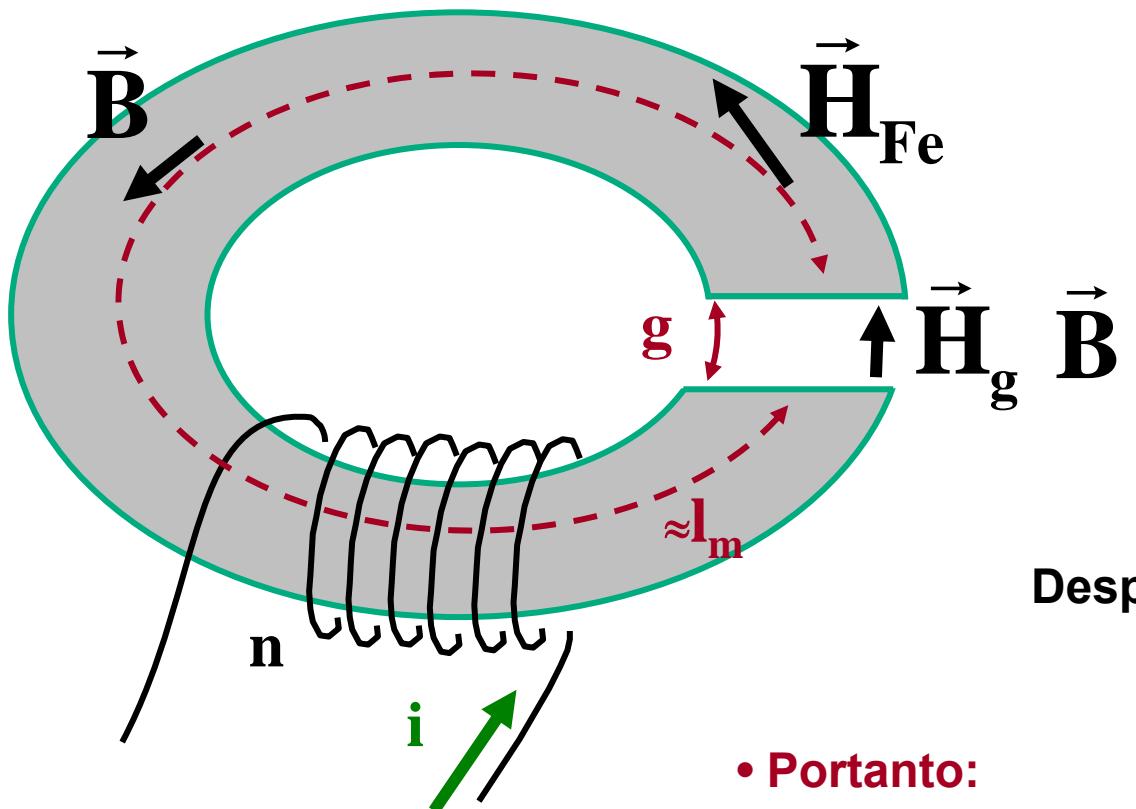
- Como ficaria a Lei de Ampère se considerarmos entreferro?
- Para tanto, devemos recordar o comportamento do campo magnético quando da alteração do meio:



- A densidade de fluxo é a mesma em ambos os meios;
- A intensidade do campo magnético altera-se com o meio.

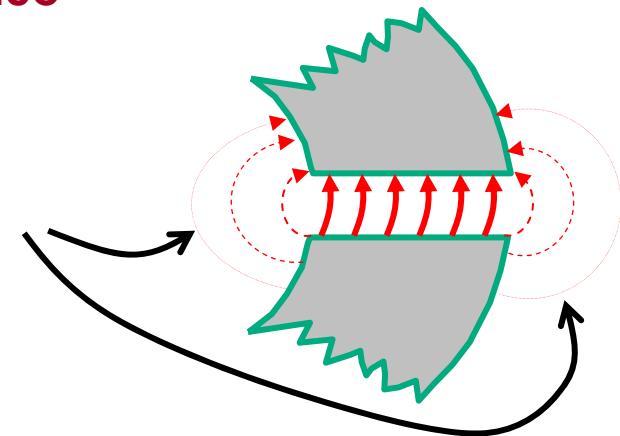


## Teoria básica dos componentes magnéticos



- Supõe-se entreferro em um elemento toroidal
- Supõe-se que o campo magnético no entreferro segue a mesma trajetória que no núcleo

Desprezível



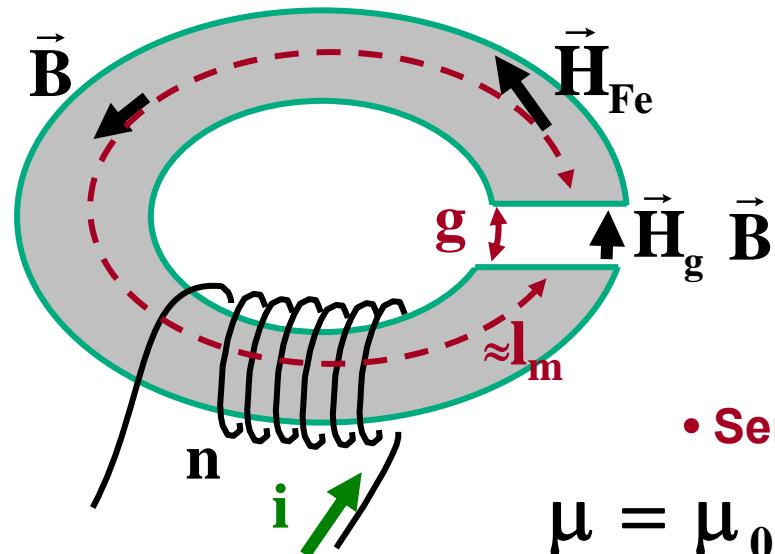
• Portanto:

$$F_{mm} = ni = \int_0^{l_m} \vec{H}_{Fe} \cdot d\vec{l} + \int_0^g \vec{H}_g \cdot d\vec{l} = H_{Fe} l_m + H_g g$$

$$F_{mm} = ni = H_{Fe} l_m + H_g g$$

*Lei de Ampère para o toróide com seção uniforme e com entreferro*

## Teoria básica dos componentes magnéticos



- Aplicamos as relações entre  $H$  e  $B$  (sem saturação, região de comportamento linear do núcleo):

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \Rightarrow B = \mu H$$

- Sendo:

$$\mu = \mu_0 \mu_r \Rightarrow \mu_{Fe} = \mu_0 \mu_{rFe} \quad \text{e} \quad \mu_g = \mu_0$$

- Portanto:

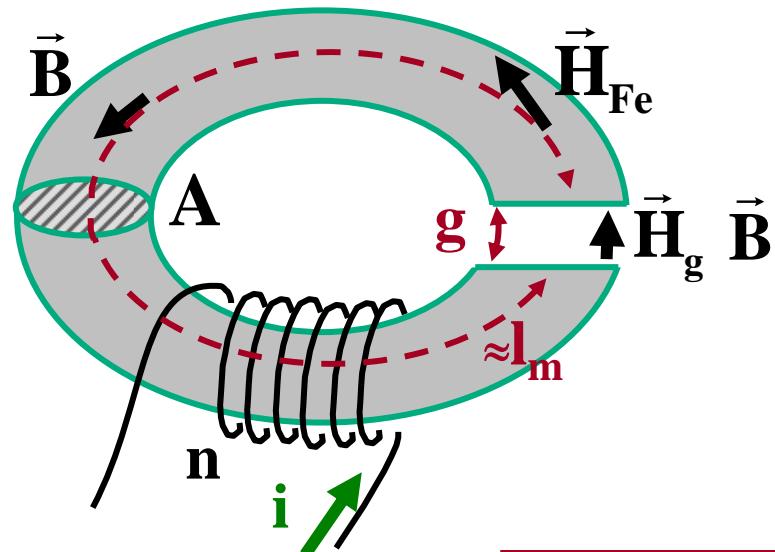
$$H_{Fe} = \frac{B}{\mu_{Fe}} = \frac{B}{\mu_0 \mu_{rFe}} \quad \text{e}$$

$$H_g = \frac{B}{\mu_0}$$

- Substituindo na Lei de Ampère, resulta:

$$F_{mm} = ni = \frac{B}{\mu_0} \left( \frac{l_m}{\mu_{rFe}} + g \right)$$

## Teoria básica dos componentes magnéticos



• Como:

$$\phi = \iint_A \vec{B} \cdot d\vec{A} = BA$$

Então, com a Lei de Ampère resulta:

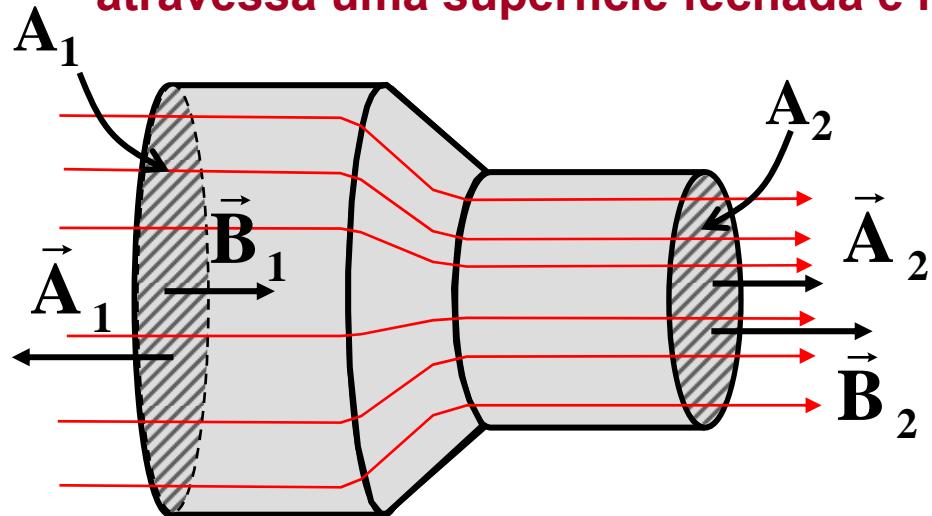
$$F_{mm} = ni = \frac{\phi}{A \mu_0} \left( \frac{l_m}{\mu_{rFe}} + g \right)$$

*Outra forma da Lei de Ampère para um toróide com seção uniforme e com entreferro*

- Como seria a Lei de Ampère se a seção não for uniforme?
- Para estudar este caso, precisarmos recordar as propriedades básicas dos campos magnéticos: inicialmente com divergência nula (sem dispersão)

## Teoria básica dos componentes magnéticos

- Forma integral da condição de divergência nula (o fluxo líquido que atravessa uma superfície fechada é nulo) :



$$\iint_{\text{rec int o}} \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0$$

- Assim, considerando-se densidades de fluxos distintas em  $A_1$  e  $A_2$ , pode-se escrever:

$$\iint_{\text{rec int o}} \vec{B} \cdot d\vec{A} = \iint_{A_1} \vec{B}_1 \cdot d\vec{A}_1 + \iint_{A_2} \vec{B}_2 \cdot d\vec{A}_2 = -\phi_{A1} + \phi_{A2}$$

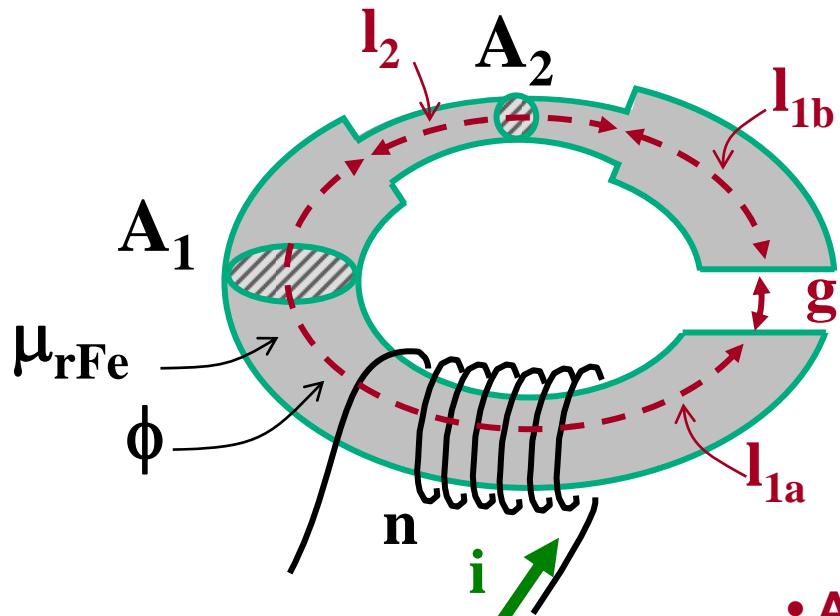
- Portanto:  $\phi_{A1} = \phi_{A2} = \phi \Rightarrow \phi = B_1 A_1 = B_2 A_2$

$$B_1 = \frac{\phi}{A_1} \quad \text{e} \quad B_2 = \frac{\phi}{A_2}$$

O Fluxo é o mesmo em todas as seções

## Teoria básica dos componentes magnéticos

• Toróide com seções/áreas distintas e com entreferro



$$H_{Fe\ 1} = \frac{B_1}{\mu_0 \mu_{rFe}} = \frac{\phi}{A_1 \mu_0 \mu_{rFe}}$$

$$H_{Fe\ 2} = \frac{B_2}{\mu_0 \mu_{rFe}} = \frac{\phi}{A_2 \mu_0 \mu_{rFe}}$$

$$H_g = \frac{B_1}{\mu_0} = \frac{\phi}{A_1 \mu_0}$$

• Aplicando a Lei de Ampère, resulta:

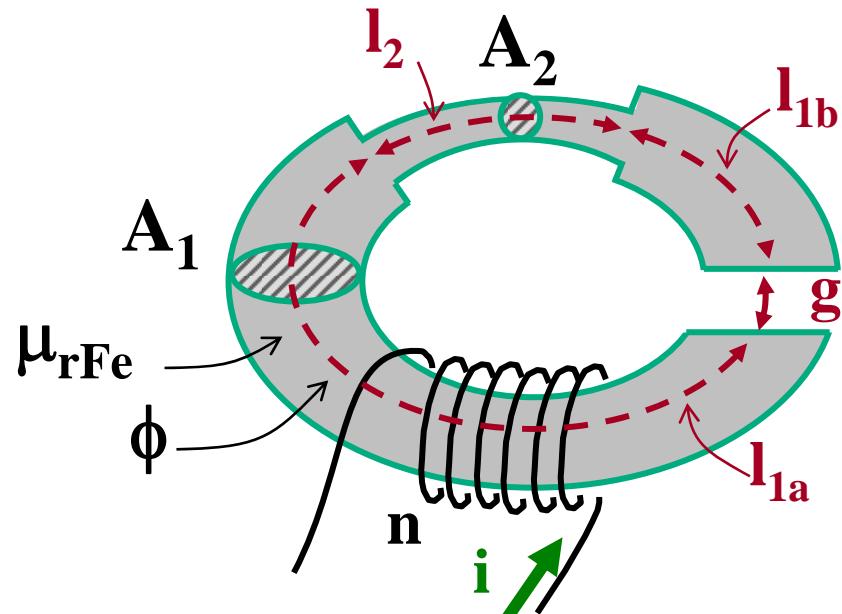
$$F_{mm} = ni = H_{Fe\ 1}(l_{1a} + l_{1b}) + H_{Fe\ 2}l_2 + H_g g \Rightarrow$$

$$F_{mm} = ni = \phi \left( \frac{l_{1a} + l_{1b}}{A_1 \mu_0 \mu_{rFe}} + \frac{l_2}{A_2 \mu_0 \mu_{rFe}} + \frac{g}{A_1 \mu_0} \right) \Rightarrow$$

$$F_{mm} = ni = \phi(\mathfrak{R}_{1Fe} + \mathfrak{R}_{2Fe} + \mathfrak{R}_g) = \phi \sum \mathfrak{R}_x$$

## Teoria básica dos componentes magnéticos

$$F_{mm} = ni = \phi(\mathcal{R}_{1Fe} + \mathcal{R}_{2Fe} + \mathcal{R}_g) = \phi \sum \mathcal{R}_x$$



$$F_{mm} = ni = \phi \sum \mathcal{R}_x$$

$$\mathcal{R}_x = \frac{l_x}{A_x \mu_0 \mu_{rx}}$$

*Lei de Ampère para um toróide*

- Relutância da região de seção  $A_1$  no núcleo:

$$\mathcal{R}_{1Fe} = \frac{l_{1a} + l_{1b}}{A_1 \mu_0 \mu_{rFe}}$$

- Relutância da região de seção  $A_2$  no núcleo:

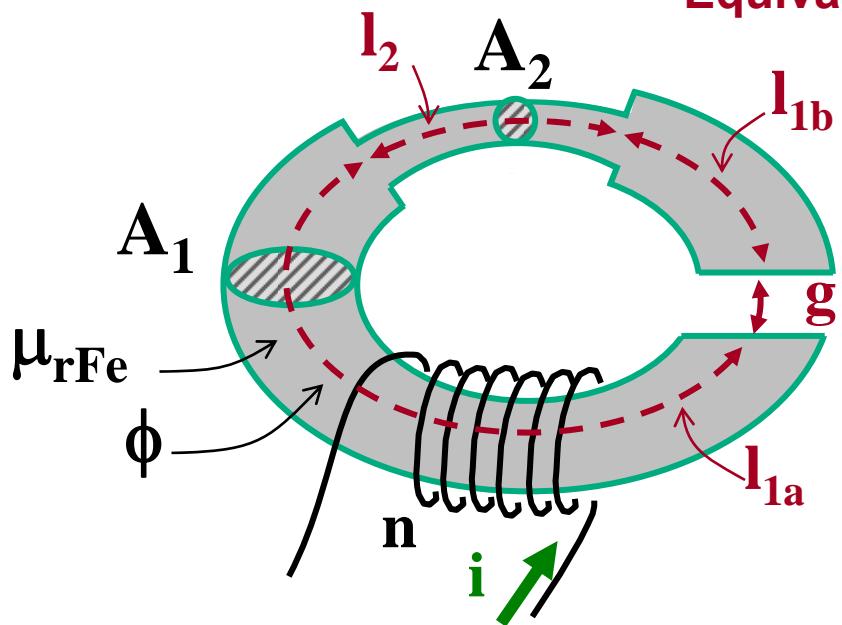
$$\mathcal{R}_{2Fe} = \frac{l_2}{A_2 \mu_0 \mu_{rFe}}$$

- Relutância do entreferro (de seção  $A_1$ ):

$$\mathcal{R}_g = \frac{g}{A_1 \mu_0}$$

## Teoria básica dos componentes magnéticos

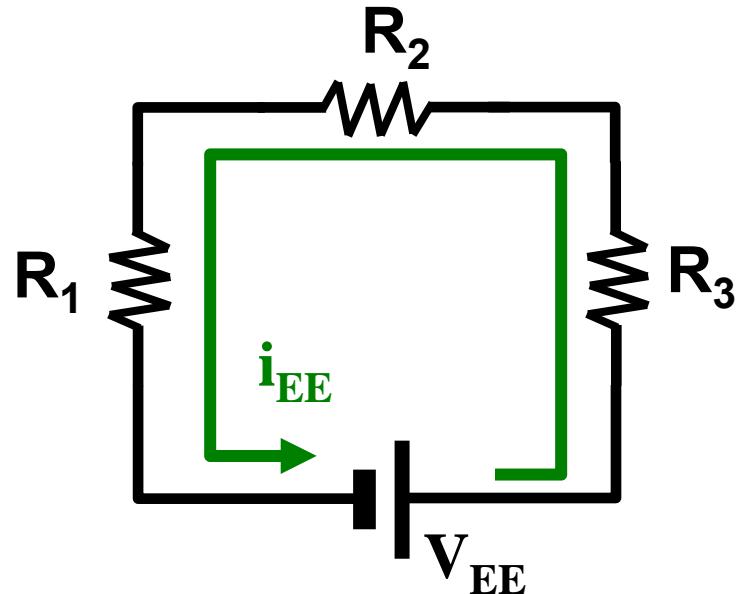
### • Equivalência magnético-elétrico



$$F_{mm} = ni = \phi \sum R_x$$

$$R_x = \frac{I_x}{A_x \mu_0 \mu_{rx}}$$

*Lei de Ampère para um componente de um único circuito magnético*



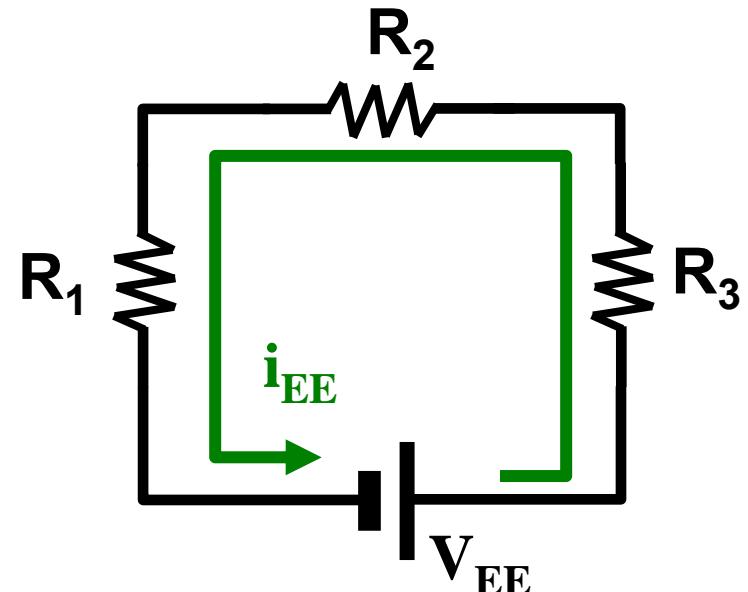
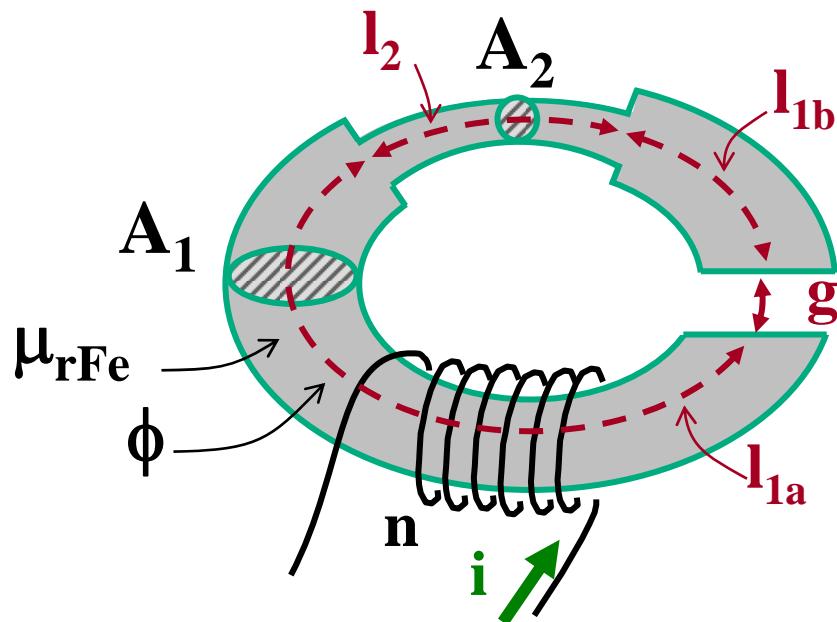
$$F_{em} = V_{EE} = i_{EE} \sum R_x$$

$$R_x = \frac{I_x}{A_x \sigma_x}$$

*Lei de Ohm para um circuito de uma única malha*

## Teoria básica dos componentes magnéticos

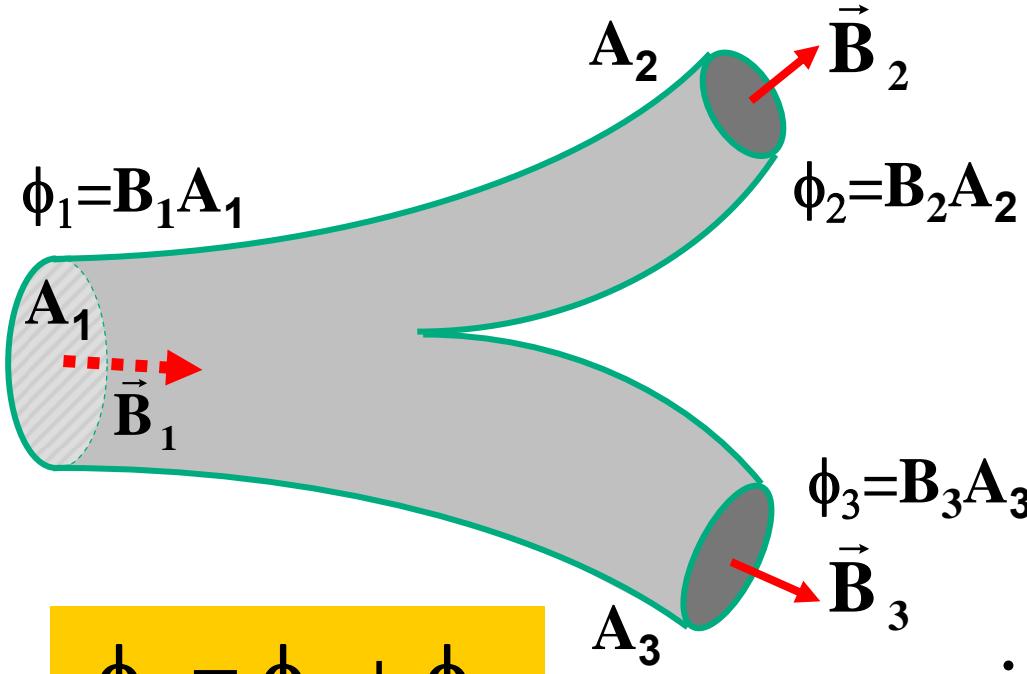
### • Equivalência magnético-elétrico



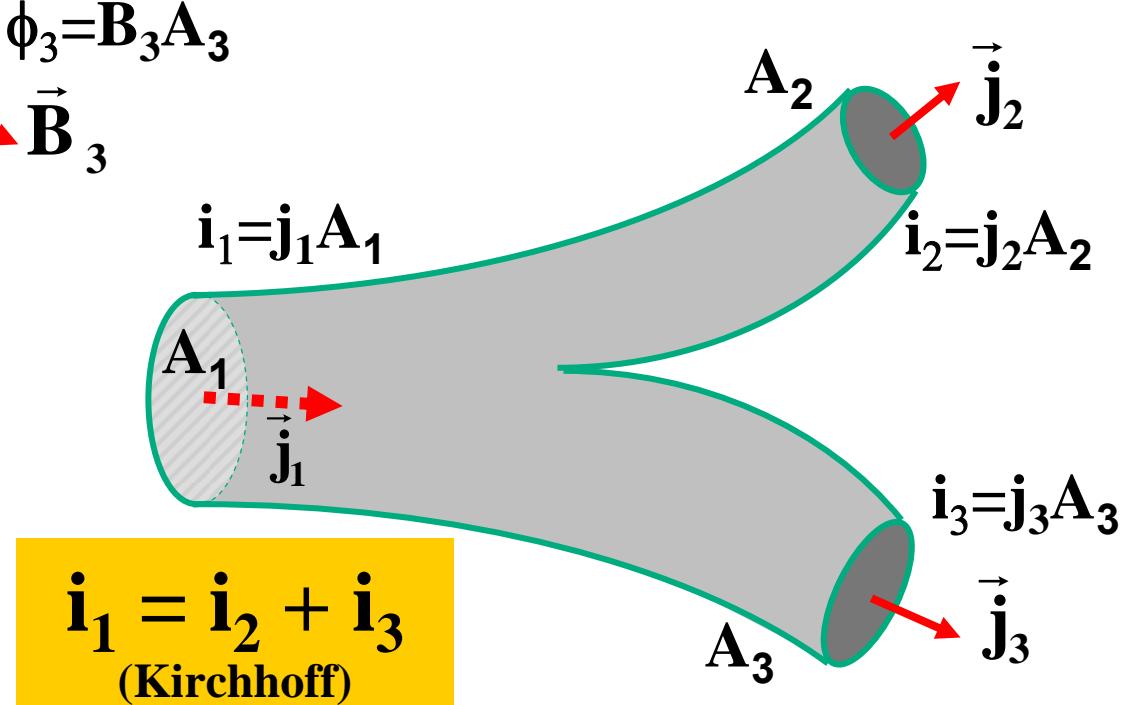
- |                           |   |                               |
|---------------------------|---|-------------------------------|
| • Força magnetomotriz     | ⇒ | • Força eletromotriz (tensão) |
| • Fluxo magnético         | ⇒ | • Corrente elétrica           |
| • Relutância              | ⇒ | • Resistência                 |
| • Permeabilidade absoluta | ⇒ | • Condutividade               |

## Teoria básica dos componentes magnéticos

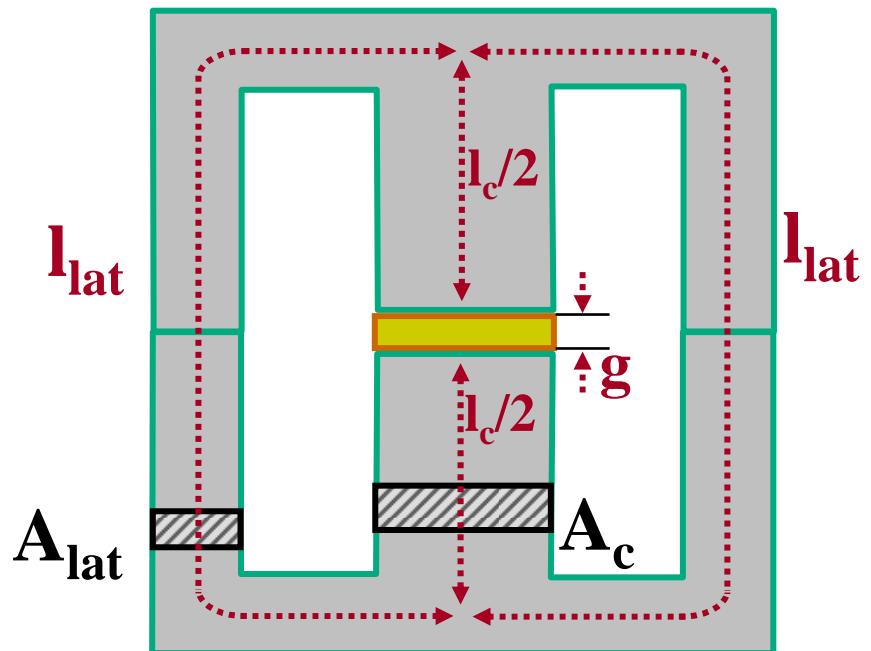
- Equivalência magnético-elétrico em circuitos com vários ramos



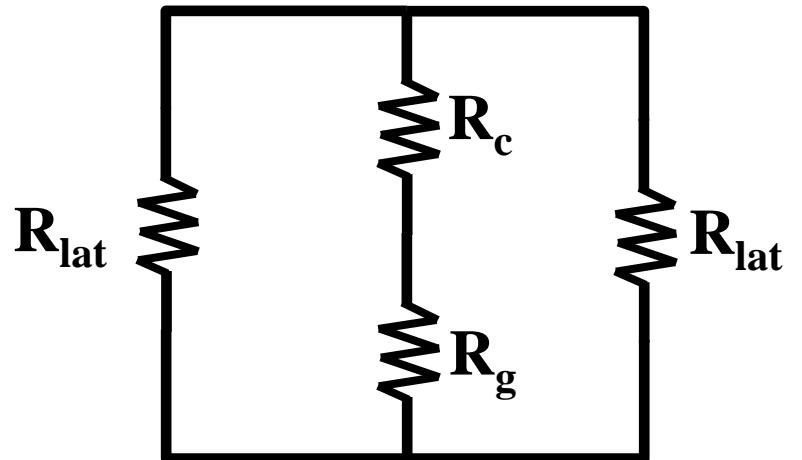
Também é válida



## Teoria básica dos componentes magnéticos



- Equivalência magnético-elétrico em circuitos com várias ramos



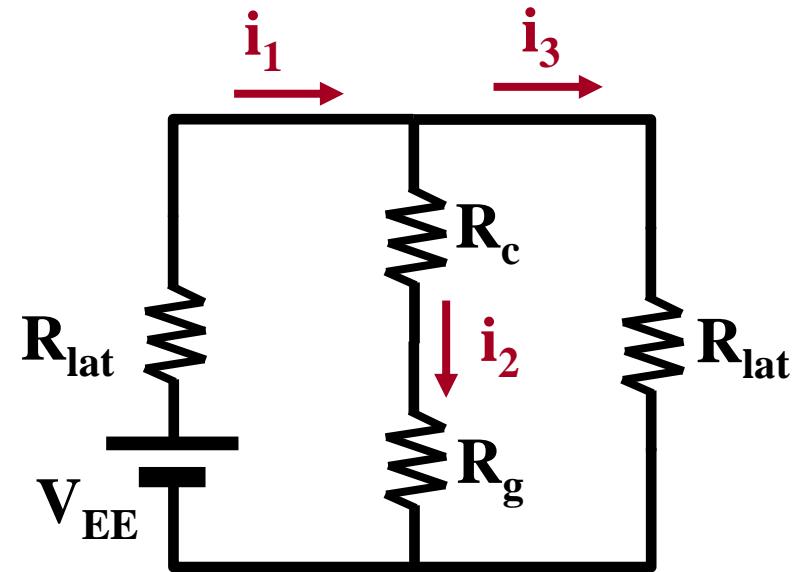
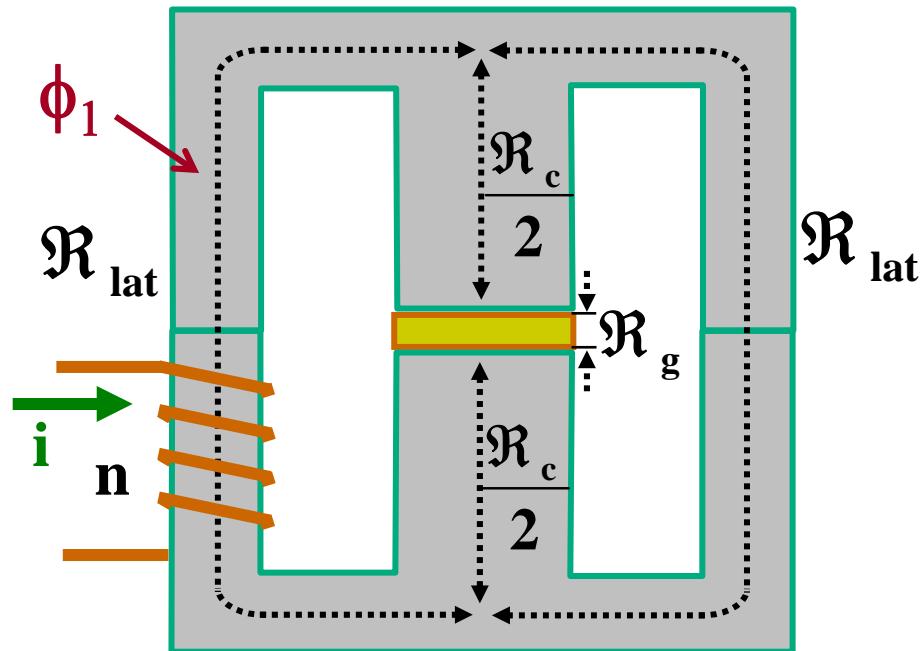
$$\mathfrak{R}_{lat} = \frac{l_{lat}}{A_{lat} \mu_0 \mu_{rFe}} \Rightarrow R_{lat}$$

$$\mathfrak{R}_c = \frac{l_c}{A_c \mu_0 \mu_{rFe}} \Rightarrow R_c$$

$$\mathfrak{R}_g = \frac{g}{A_c \mu_0} \Rightarrow R_g$$

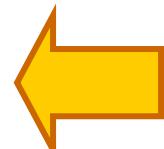
## Teoria básica dos componentes magnéticos

- Equivalência magnético-elétrico em circuitos com várias ramos



- Exemplo: cálculo de  $i_1$

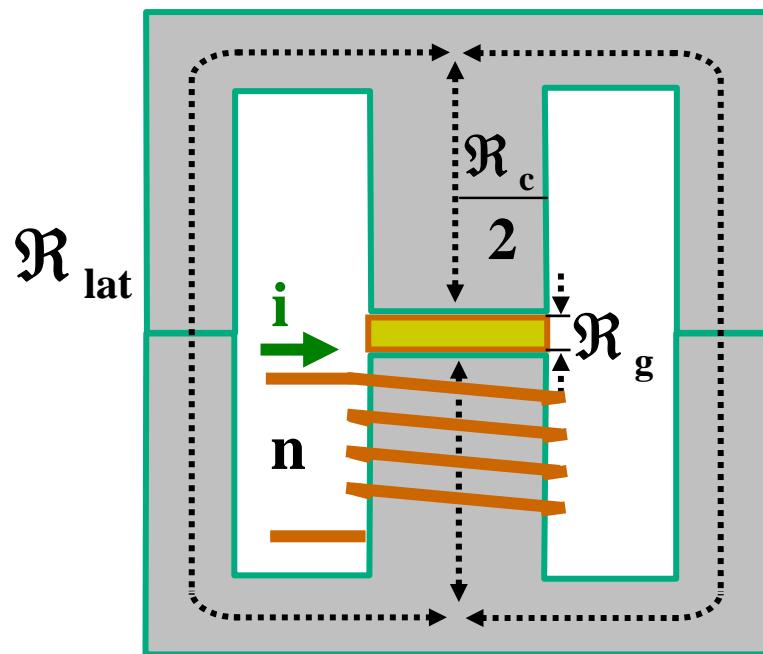
$$\phi_1 = \frac{ni}{\mathfrak{R}_{lat} + \frac{\mathfrak{R}_{lat}(\mathfrak{R}_c + \mathfrak{R}_g)}{\mathfrak{R}_{lat} + \mathfrak{R}_c + \mathfrak{R}_g}}$$



$$i_1 = \frac{V_{EE}}{R_{lat} + \frac{R_{lat}(R_c + R_g)}{R_{lat} + R_c + R_g}}$$

## Teoria básica dos componentes magnéticos

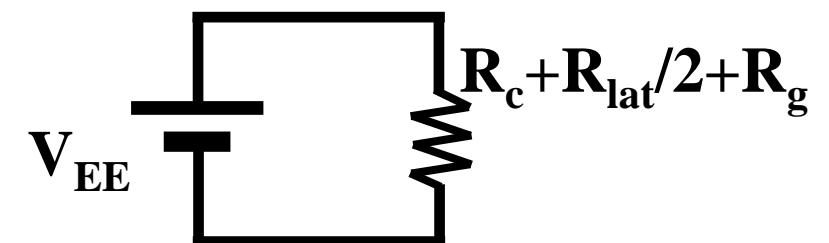
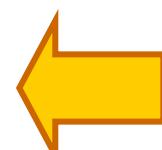
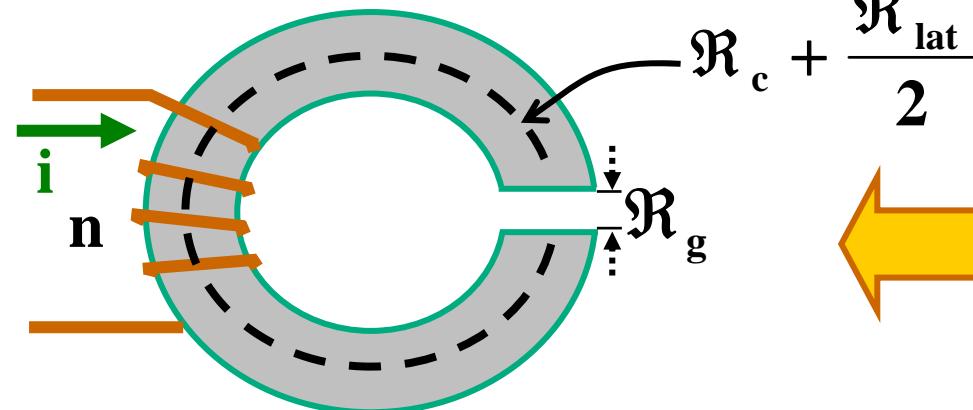
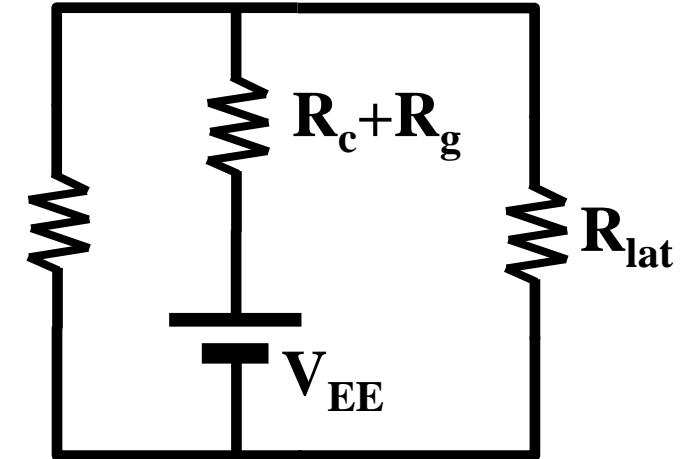
- Redução de um núcleo não toroidal a um toroidal



$\mathcal{R}_{lat}$



$R_{lat}$



## Teoria básica dos componentes magnéticos

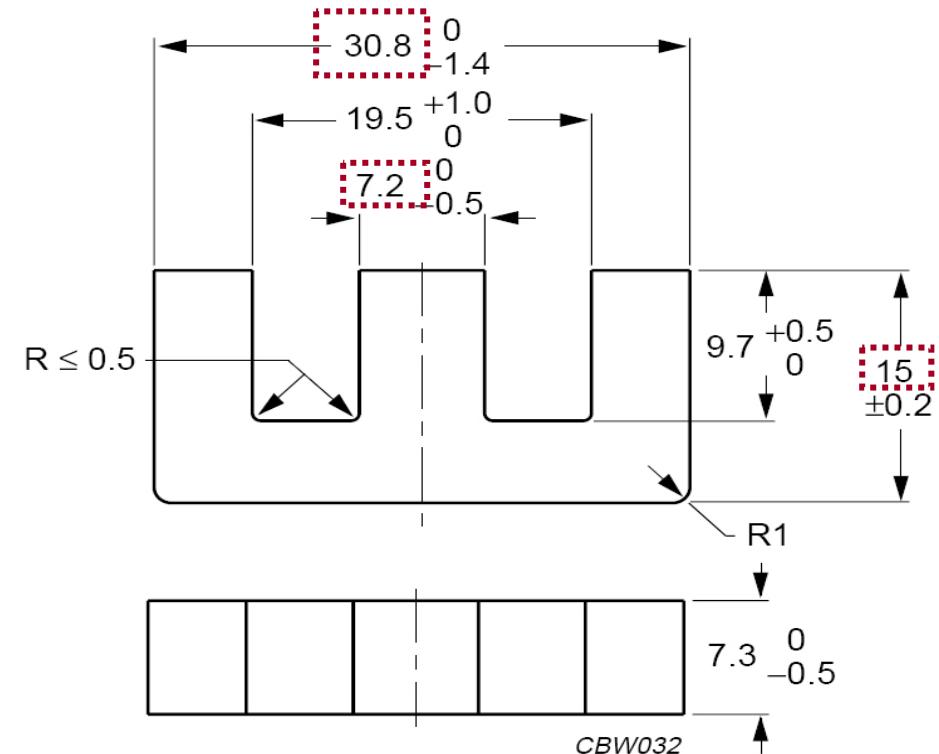
- Dados de um fabricante

E 30 / 15 / 7

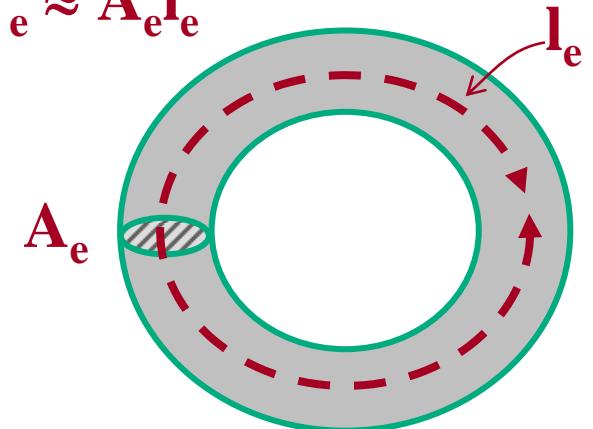
### CORE SETS

#### Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(I/A)$	core factor (C1)	1.12	$\text{mm}^{-1}$
$V_e$	effective volume	4000	$\text{mm}^3$
$l_e$	effective length	67.0	mm
$A_e$	effective area	60.0	$\text{mm}^2$
$A_{\min}$	minimum area	49.0	$\text{mm}^2$
m	mass of core half	$\approx 11$	g



$$V_e \approx A_e l_e$$



## Teoria básica dos componentes magnéticos

- Dados de um fabricante

E [30] / [15] / [7]

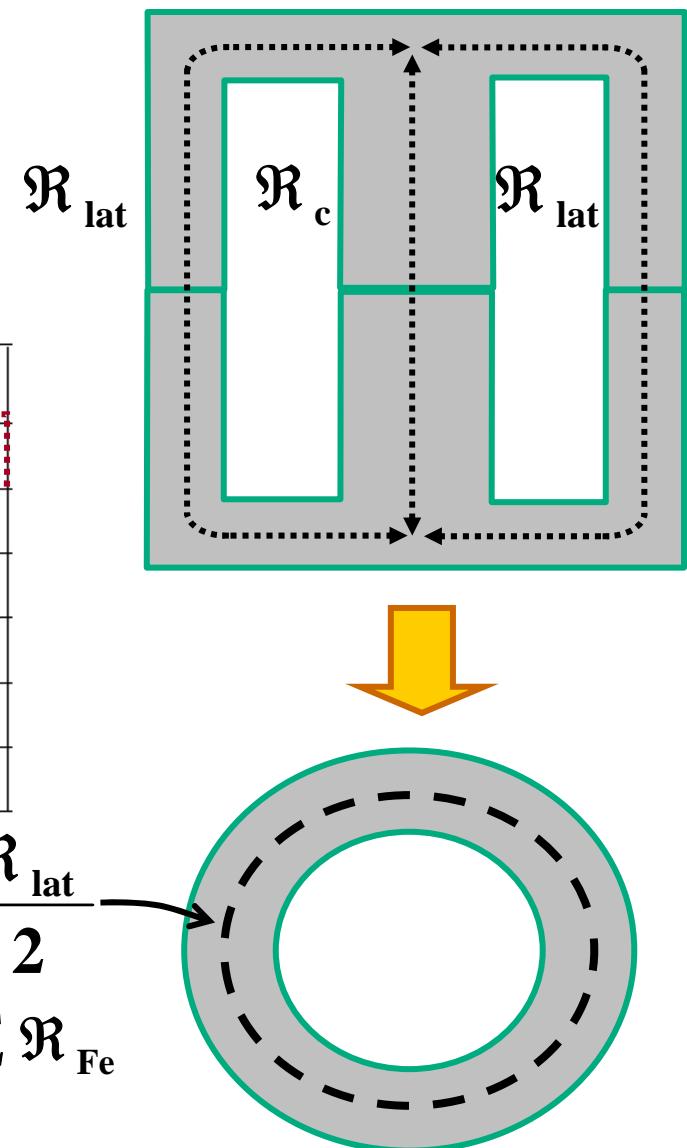
### CORE SETS

#### Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(I/A)$	core factor (C1)	1.12	$\text{mm}^{-1}$
$V_e$	effective volume	4000	$\text{mm}^3$
$l_e$	effective length	67.0	mm
$A_e$	effective area	60.0	$\text{mm}^2$
$A_{\min}$	minimum area	49.0	$\text{mm}^2$
$m$	mass of core half	$\approx 11$	g

$$\sum \mathcal{R}_{Fe} = \sum \frac{l_x}{A_x \mu_0 \mu_{rFe}} \rightarrow \sum \frac{l_x}{A_x} = \mu_0 \mu_{rFe} \sum \mathcal{R}_{Fe}$$

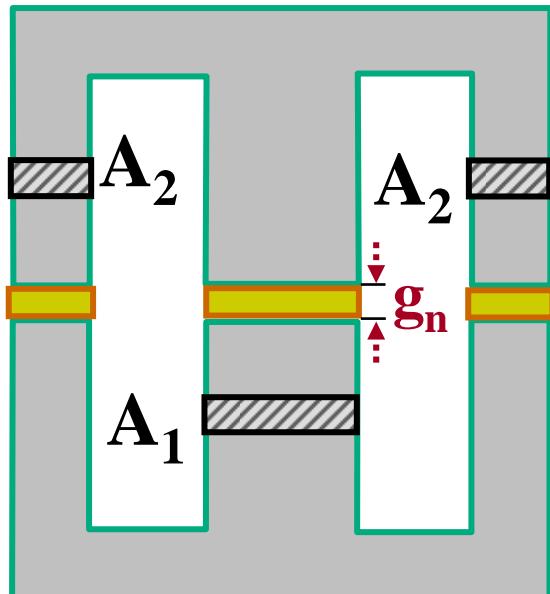
$$\sum \mathcal{R}_{Fe} = \mathcal{R}_c + \frac{\mathcal{R}_{lat}}{2}$$



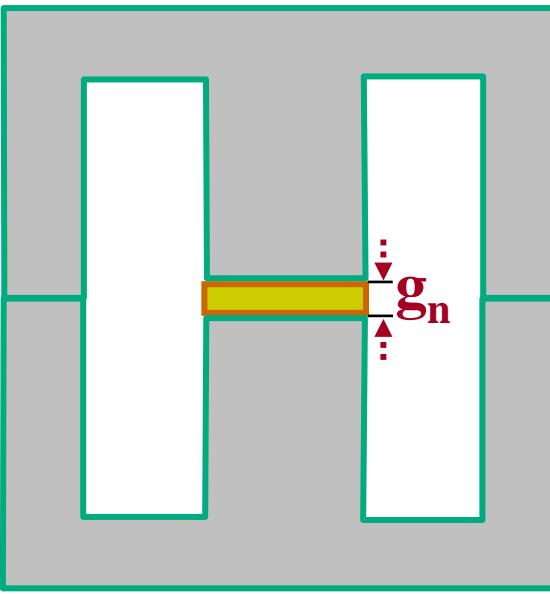
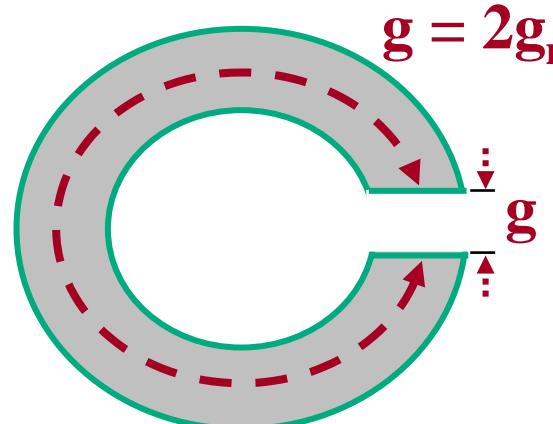
*Dados fabricante: para cálculo da relutância total do circuito magnético*

## Teoria básica dos componentes magnéticos

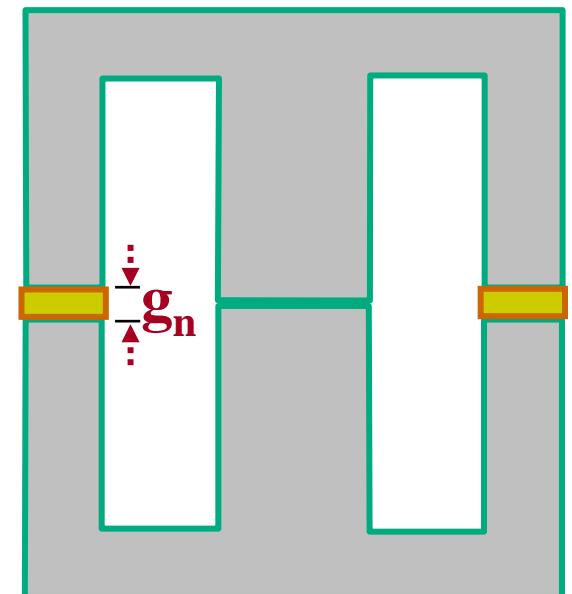
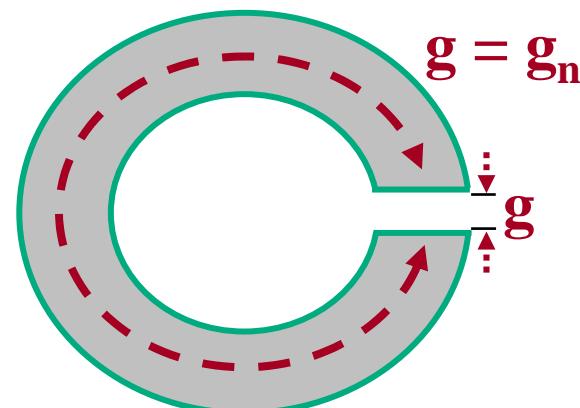
- Dados do fabricante: Introdução de um entreferro



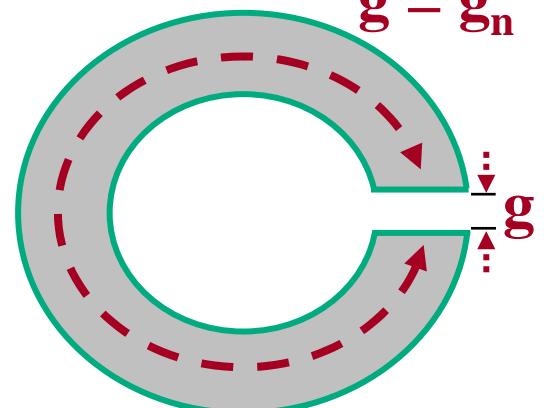
$$\downarrow \quad A_1 = 2A_2$$



$$\downarrow \quad g = g_n$$



$$\downarrow \quad g = g_n$$



## Teoria básica dos componentes magnéticos

- Conceito de auto-indução (ou, indutância)

- Pela Lei de Ampère sabemos que:

$$\phi = \frac{ni}{\sum \mathfrak{R}_x}$$

- Definimos auto-indução como:  $L = \frac{n\phi}{i}$

- Portanto:  $L = \frac{n\phi}{i} = \frac{n^2}{\sum \mathfrak{R}_x} = A_L n^2$

$A_L$  recebe o nome de Permeância. Muitas vezes é representada por  $P$ .

### Core halves

$A_L$  measured in combination with a non-gapped core half, clamping force for  $A_L$  measurements 20 ±10 N, unless stated otherwise.

GRADE	$A_L$ (nH)	$\mu_e$	AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3C81	$100 \pm 5\%^{(1)}$	≈ 89	≈ 1100	E30/15/7-3C81-E100
	$160 \pm 5\%$	≈ 142	≈ 580	E30/15/7-3C81-A160
	$250 \pm 5\%$	≈ 222	≈ 330	E30/15/7-3C81-A250
	$315 \pm 5\%$	≈ 280	≈ 240	E30/15/7-3C81-A315
	$400 \pm 8\%$	≈ 355	≈ 180	E30/15/7-3C81-A400
	$630 \pm 15\%$	≈ 560	≈ 100	E30/15/7-3C81-A630
	$2500 \pm 25\%$	≈ 2220	≈ 0	E30/15/7-3C81

## Teoria básica dos componentes magnéticos

- Cálculo da indutância com entreferro, a partir da permeância  $A_L$  sem entreferro,  $A_{L0}$

- Partimos de:  $A_{L0} = \frac{1}{\sum \mathfrak{R}_{Fe}}$

- Portanto:  $L = \frac{n^2}{\sum \mathfrak{R}_x} = \frac{n^2}{\sum \mathfrak{R}_{Fe} + \mathfrak{R}_g} = \frac{n^2}{\frac{1}{A_{L0}} + \mathfrak{R}_g} = \frac{A_{L0}n^2}{1 + \mathfrak{R}_g A_{L0}}$

- Como  $\mathfrak{R}_g = \frac{g}{A_e \mu_0}$ , então:

$$L = \frac{A_{L0}n^2}{1 + \frac{g}{\mu_0 A_e} A_{L0}}$$

Sendo:

$A_{L0}$ : Permeância sem entreferro

n: número de espiras

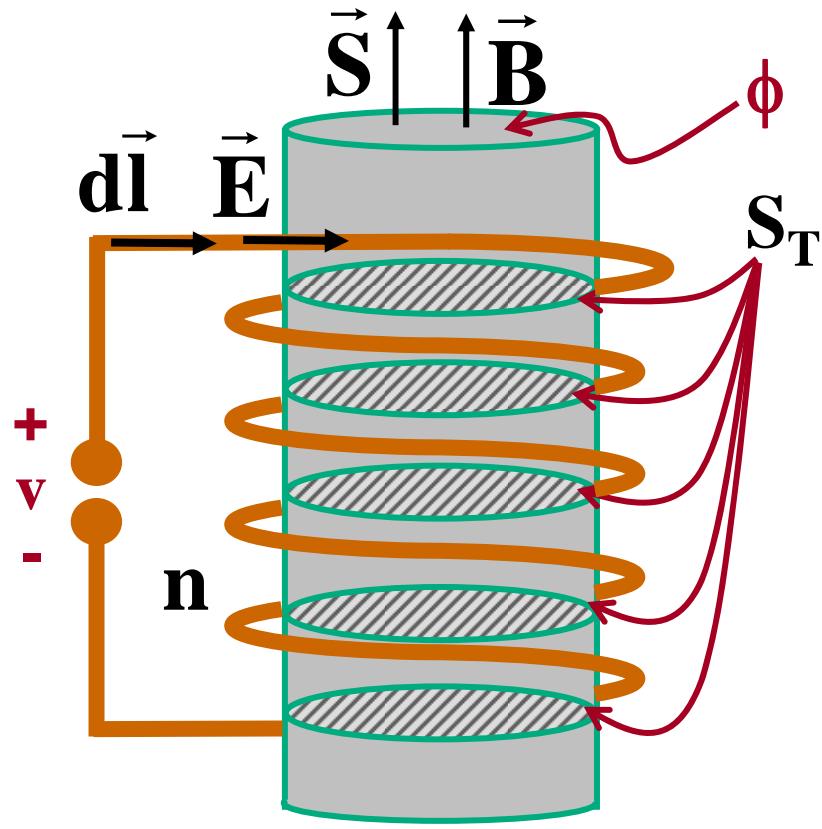
g: longitude (comprimento) do entreferro

$A_e$ : Área efetiva da seção do núcleo

$\mu_0$ : permeabilidade no vácuo ( $4\pi 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$ )

## Teoria básica dos componentes magnéticos

- Relação entre a tensão elétrica e magnitudes magnéticas



Portanto:

$$v = n \frac{\partial \phi}{\partial t}$$

Equação de Maxwell

$$\oint_L \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \iint_{S_T} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{S}$$

Particularização para campo magnético

$$\oint_L \vec{E} \cdot d\vec{l} = -v$$

$$\iint_{S_T} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{S} = n \iint_S \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{S} = n \frac{\partial \phi}{\partial t}$$

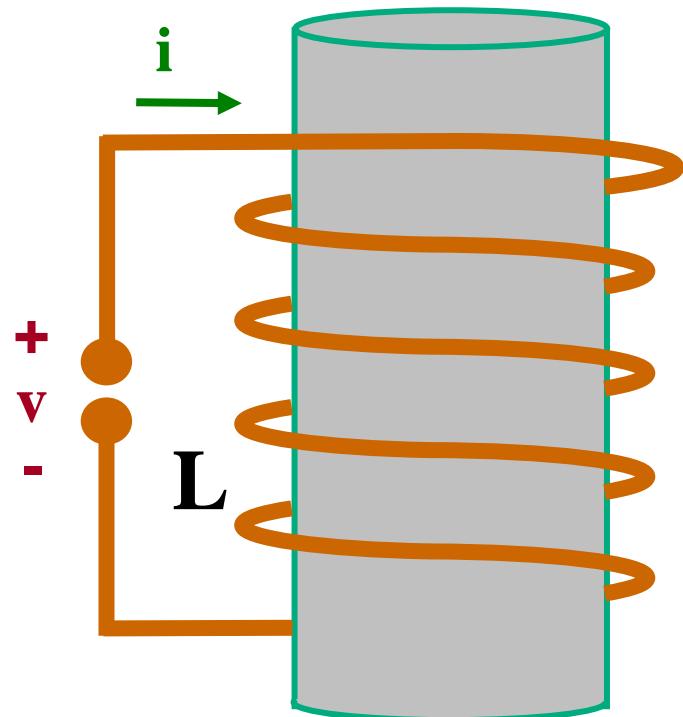
**Lei de Faraday**

## Teoria básica dos componentes magnéticos

- Relação entre a tensão elétrica e corrente elétrica

- Usando a definição de indutância,

$$L = \frac{n\phi}{i}, \text{ obtemos:}$$



$$v = L \frac{\partial i}{\partial t}$$

E, considerando que  $i$  somente pode se alterar com o tempo:

$$v = L \frac{di}{dt}$$

***Outra forma de expressar a Lei de Faraday***

- Os componentes magnéticos são estudados considerando-se seu equivalente toroidal com ou sem entreferro
- O comportamento tensão-corrente decorre/resulta na Lei de Faraday:

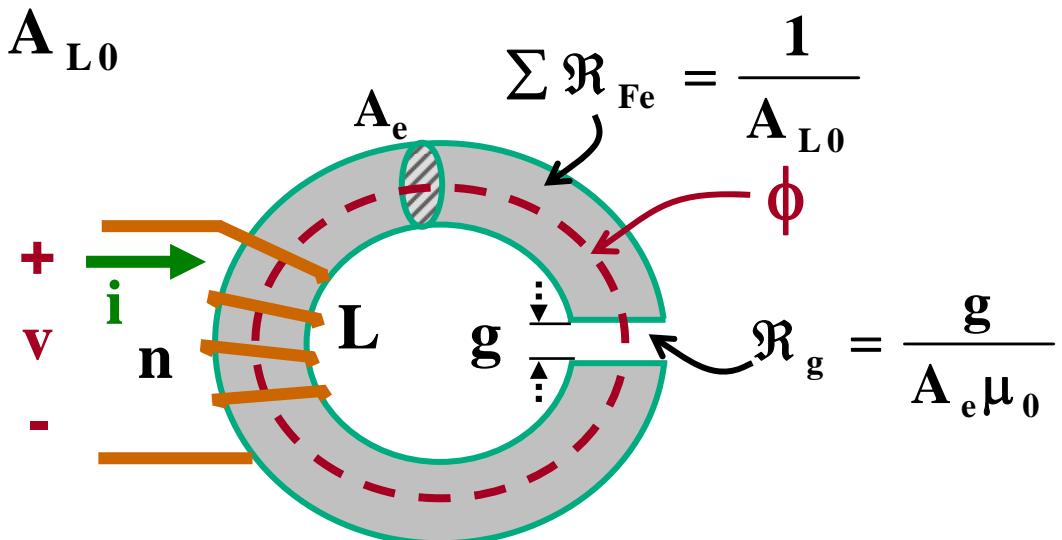
$$v = L \frac{di}{dt}$$

- A indutância  $L$  do componente magnético depende do número de espiras ao quadrado e da relutância do núcleo e do entreferro, de acordo com:

$$L = \frac{A_{L0} n^2}{1 + \mathfrak{R}_g A_{L0}}$$

- A densidade de fluxo no núcleo magnético resulta:

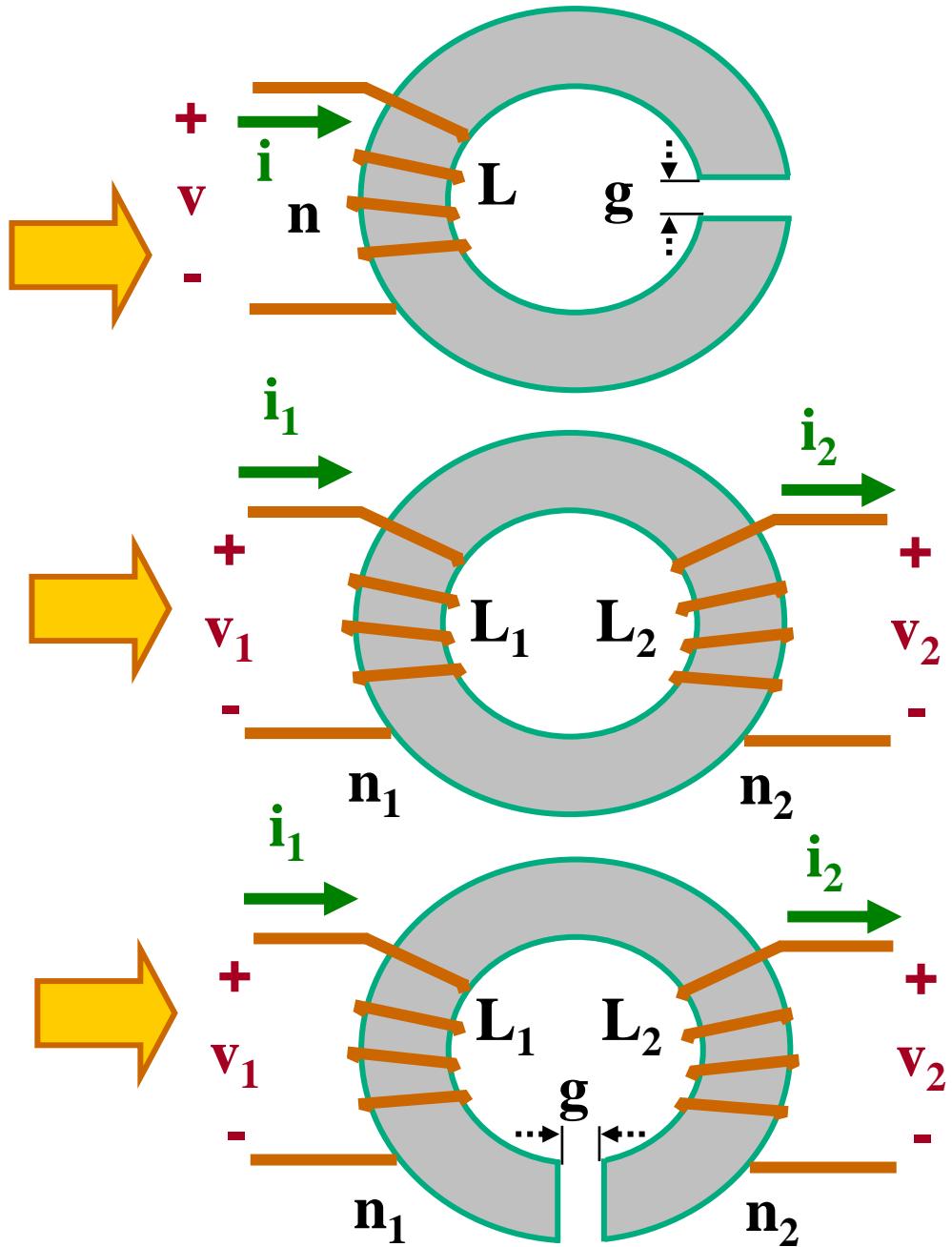
$$B = \frac{Li}{nA_e}$$



## Projeto de componentes magnéticos

- Vamos analisar três casos:

- Bobinas com um único enrolamento  
(armazenar energia elétrica)



- Transformadores  
(isolamento galvânico e ajuste das  
relações tensão/corrente)

- Bobinas com vários enrolamentos  
(armazenar energia elétrica, ajuste das  
relações tensão/corrente e isolamento  
galvânico)

## Projeto de bobinas com um único enrolamento

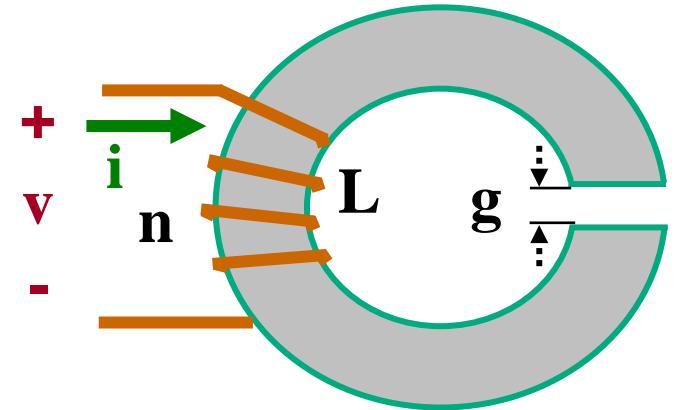
### Projeto não otimizado

- **Dados iniciais:**

- Valor da indutância especificada,  $L$
- Forma de onda da corrente na bobina. Em particular, valor máximo da corrente,  $i_{\max}$
- Características do núcleo de partida. Em particular, sua permeância sem entreferro,  $A_{L0}$  e suas dimensões ( $A_e$  e  $l_m$ )

- **Dados a obter:**

- Necessidade ou não de entreferro. Se é necessário, seu comprimento,  $g$
- Número de espiras,  $n$
- Diâmetro do condutor do enrolamento,  $d$
- Verificação do necessário núcleo magnético



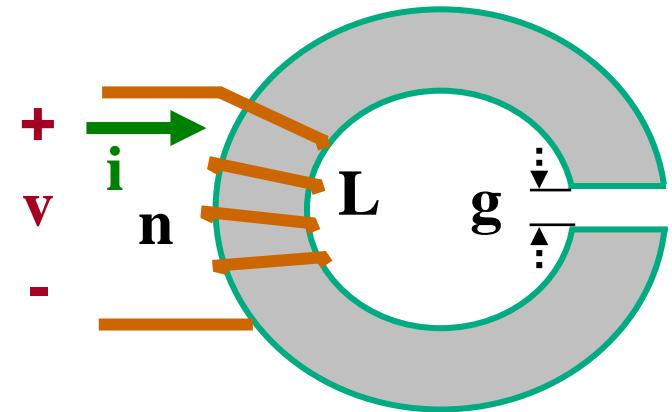
## Projeto de bobinas com um único enrolamento

### Projeto não otimizado

- **Processo de cálculo:**

- Realizar o cálculo completo com um tamanho determinado de núcleo. Sua escolha se baseia na experiência prévia do projetista.
- O cálculo deve incluir a determinação do comprimento do entreferro, se o mesmo é necessário (caso habitual)
- Com o número de espiras calculado, estima-se as perdas nos enrolamentos em função da seção do fio empregado. A seção total do fio condutor, obviamente, deverá caber no núcleo
- Caso o projeto não se mostre adequado (núcleo inadequado), alterase o tamanho do núcleo.

**OBVIAMENTE, ESTE PROCESSO É DEPENDENTE DA EXPERIÊNCIA DO PROJETISTA !!!**



## Projeto de bobinas com um único enrolamento

### Projeto não otimizado

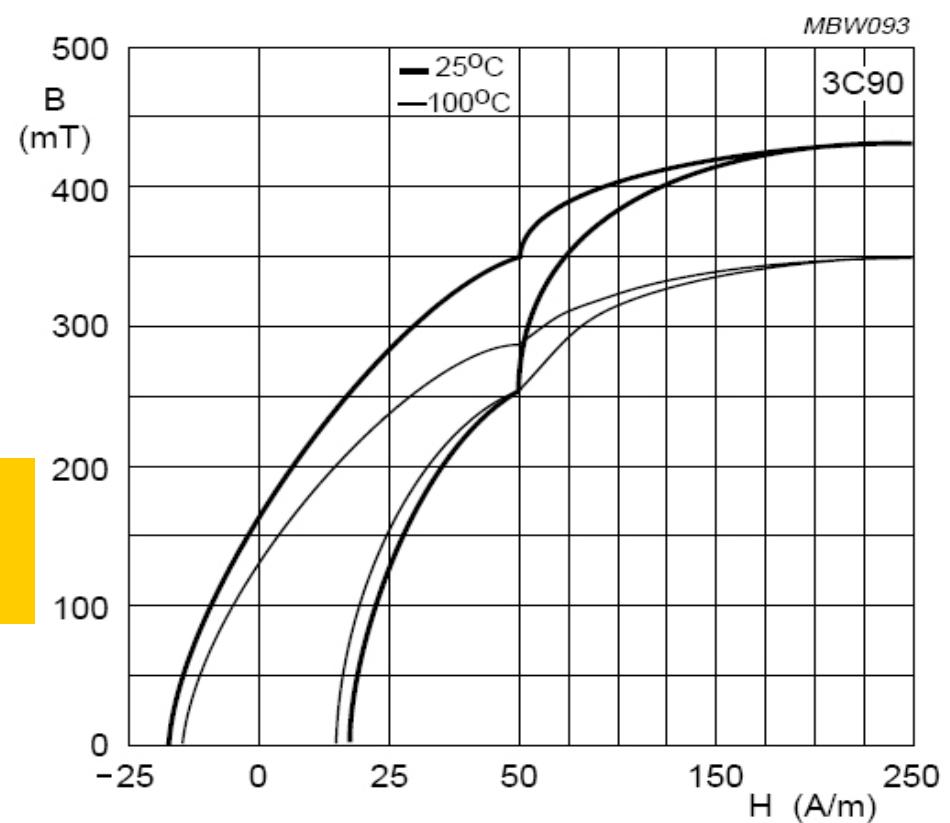
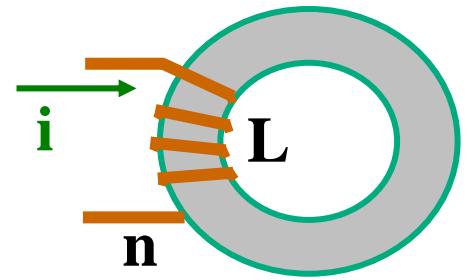
- Projeto sem entreferro (habitualmente não é usual):

- Partimos de um núcleo escolhido ( $A_{L0}$  e  $A_e$ ), de  $L$  e de  $i_{max}$

$$L = A_{L0}n^2 \Rightarrow n = \sqrt{\frac{L}{A_{L0}}}$$

$$B_{max} = \frac{Li_{max}}{nA_e} = \frac{i_{max} \sqrt{A_{L0}L}}{A_e}$$

Normalmente  $B_{max} > B_{sat}$  (300-400 mT), não é permitido para o projeto (saturação)



## Projeto de bobinas com um único enrolamento

### Projeto não otimizado

- Projeto com entreferro:

- Partimos de um núcleo escolhido ( $A_{L0}$  e  $A_e$ ), de  $L$ , de  $i_{max}$  e com a  $B_{max}$  desejada, sempre menor que a de saturação

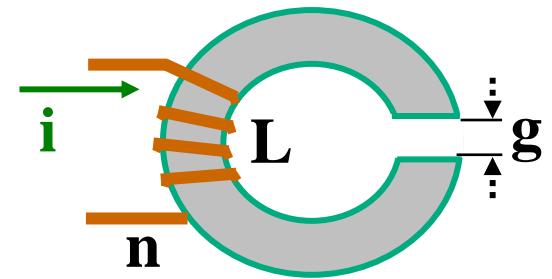
- Calculamos  $n$ :

$$B_{max} = \frac{Li_{max}}{nA_e} \Rightarrow n = \frac{Li_{max}}{A_e B_{max}} \quad (\text{número inteiro, maior mais próximo})$$

- Calculamos  $g$ :

$$L = \frac{A_{L0}n^2}{1 + \frac{g}{\mu_0 A_e} A_{L0}} \Rightarrow g = \frac{\mu_0 A_e}{A_{L0}} \left( \frac{A_{L0}n^2}{L} - 1 \right)$$

- Com  $n$  e  $g$ , pode-se calcular as perdas do projeto.



## Projeto de bobinas com um único enrolamento

### Projeto não otimizado

- As perdas se dividem em:
  - Perdas no enrolamento (vulgarmente, *perdas no cobre*)
  - Perdas no núcleo (vulgarmente, *perdas no ferro*)
- Para calcular as perdas no enrolamento precisamos:
  - Calcular o valor eficaz da forma de onda da corrente
  - Calcular o valor da resistência do enrolamento
- Para calcular a resistência do enrolamento precisamos:
  - Calcular o comprimento do fio do enrolamento
  - Calcular a seção do fio usado no enrolamento

## Projeto de bobinas com um único enrolamento

### Projeto não otimizado

- Cálculo do comprimento do fio (exemplo para seção circular):

$$l_{Cu} = 2\pi r_m n$$

- Cálculo da seção do fio

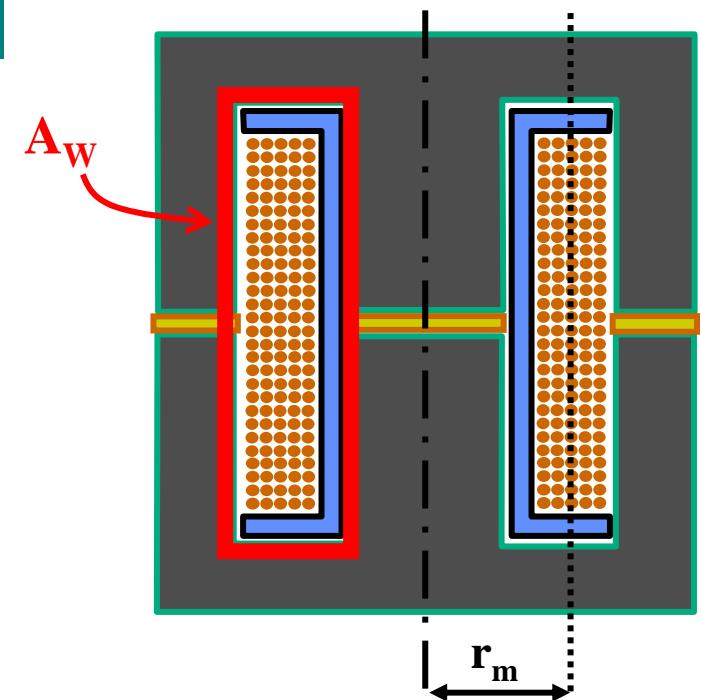
- Seção total de cobre na “Janela” do núcleo:

$$A_{Cu} = \pi \left( \frac{d}{2} \right)^2 n \quad (d \text{ é o diâmetro do fio de cobre})$$

- Seção total da “Janela” do núcleo:  $A_W$

- Como o fio de cobre não se ajusta perfeitamente na janela do núcleo, é definido um fator de ocupação. Define-se o “fator de janela”  $f_W$ :

$$f_W = \frac{A_{Cu}}{A_W} \quad (\text{tipicamente } f_W \approx 0,3)$$



## Projeto de bobinas com um único enrolamento

### Projeto não otimizado

- Como o enrolamento deve caber na janela, deve-se obedecer:

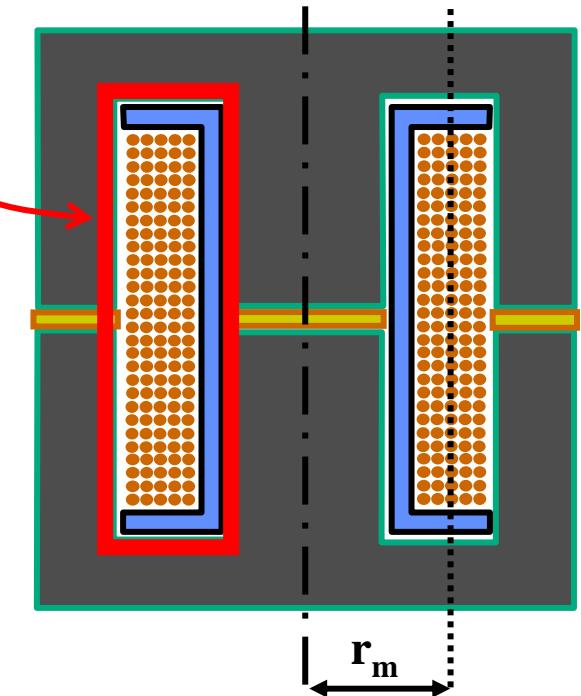
$$A_{Cu} \leq A_w f_w \Rightarrow d \leq 2 \sqrt{\frac{A_w f_w}{\pi n}}$$

- Suponhamos que toda a seção de cobre é útil para a circulação de corrente (sem efeito Skin). Então a resistência do enrolamento é dada por:

$$R_{Cu} = \frac{l_{Cu}}{\sigma_{Cu} \pi \left( \frac{d}{2} \right)^2} = \frac{2\pi r_m n^2}{\sigma_{Cu} A_w f_w}$$

- Perdas no enrolamento:

$$P_{Cu} = R_{Cu} i_{Lef}^2 = \frac{2\pi r_m n^2}{A_w f_w \sigma_{Cu}} i_{Lef}^2$$



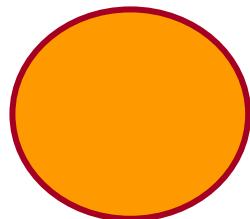
Para um dado núcleo, as perdas no enrolamento crescem com  $n^2$

## Projeto de bobinas com um único enrolamento

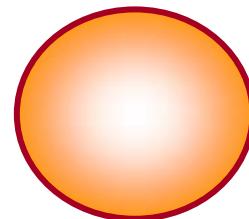
## Projeto não otimizado

**Área útil para um fio condutor:** Deve-se considerar os efeitos “pelicular” e de “proximidade”

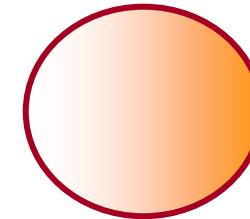
- Efeito pelicular (Skin): um condutor isolado que conduz corrente elétrica com uma componente alternada, o campo magnético variável que esta gera é distribuído de forma não uniforme com a densidade de corrente no condutor, sendo possível que em determinadas áreas quase não há condução de corrente
- Efeito proximidade: como o efeito pelicular, contudo na presença de um campo magnético produzido pela condução de corrente por outros porções de condutores



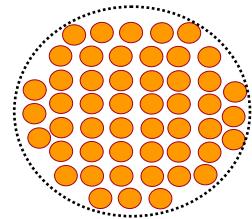
Condutor maciço em corrente contínua



Condutor maciço em corrente alternada



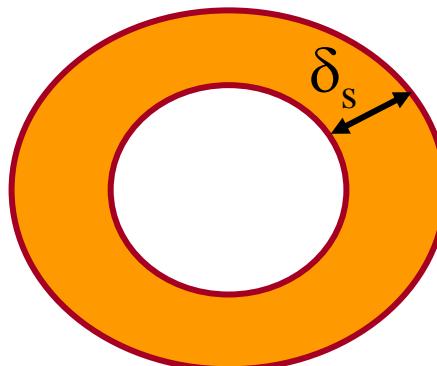
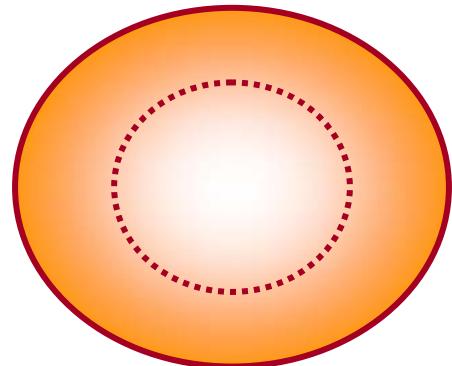
Condutor maciço em CC e CA



Múltiplos condutores paralelos em CA

## Projeto de bobinas com um único enrolamento

- Conceito de profundidade pelicular (“skin”), ou profundidade de penetração:



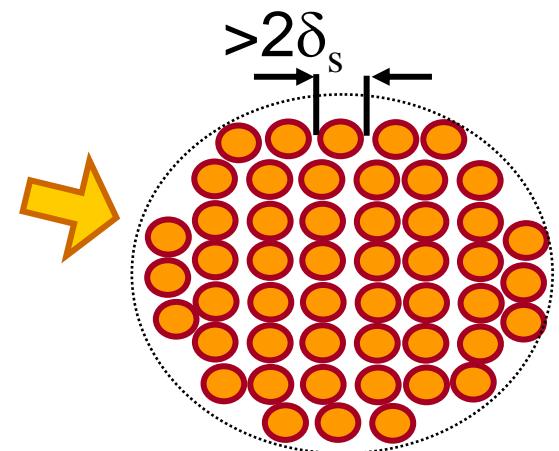
(isto ocorre com a componente em CA da corrente)

## Projeto não otimizado

$$\delta_s = \sqrt{\frac{1}{\pi \sigma_{Cu} \mu_0 f}}$$

- A 60 Hz  $\Rightarrow \delta_s = 8,5 \text{ mm}$
- A 100 kHz  $\Rightarrow \delta_s = 0,21 \text{ mm}$
- A 1 MHz  $\Rightarrow \delta_s = 0,067 \text{ mm}$

- A maneira mais utilizada é a substituição do condutor maciço por cabo constituído por sub-condutores com diâmetro menor do que  $2\delta_s$  (contudo, aumento do custo).
- O denominado Fio “Litz” se baseia neste princípio.

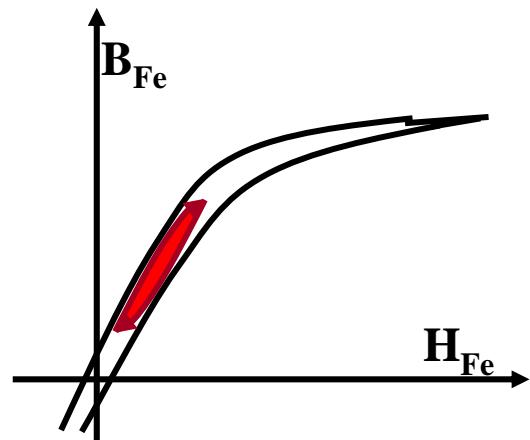


## Projeto de bobinas com um único enrolamento

## Projeto não otimizado

- Perdas no núcleo de um componente magnético

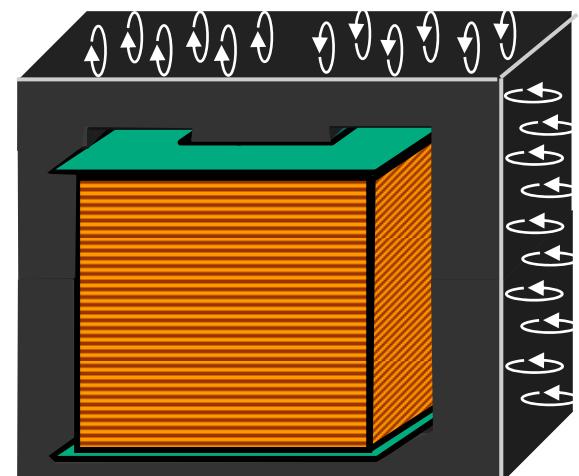
### (1) Por Histerésis



- A curva B-H real possui histerésis. O funcionamento do componente descreve uma área na curva B-H que define as perdas por histerésis

### (2) Por correntes induzidas no núcleo (“*eddy currents*”)

- O fluxo magnético variável induz correntes no próprio núcleo. A circulação destas correntes provocam perdas
- É importante que o material férreo do núcleo tenha elevada resistividade elétrica



## Projeto de bobinas com um único enrolamento

## Projeto não otimizado

- Cálculo analítico das perdas no núcleo

- As perdas crescem com a componente alternada da densidade de fluxo e com a freqüência. Uma fórmula empírica aproximada é:

$$P_{Fe} = kV_e f^x B_p^y$$

$$B_p = \frac{Li_p}{nA_e}$$



$$P_{Fe} \approx \frac{kV_e f^x L^2 i_p^2}{n^2 A_e^2}$$

Sendo:

k: una constante

V<sub>e</sub>: volume efetivo do núcleo

f: freqüência da componente alternada

B<sub>p</sub>: valor de pico da componente alternada da densidade de fluxo

x: expoente muito variável (meio/material)

y: expoente de valor próximo a 2

Sendo:

A<sub>e</sub>: área efetiva do núcleo

i<sub>p</sub>: valor de pico da componente alternada da corrente

Para um núcleo dado e a uma freqüência fixa, as perdas no núcleo decrescem com n<sup>2</sup>

## Projeto de bobinas com um único enrolamento

$$P_{Fe} = k V_e f^x B_p^y$$

$$\frac{P_{Fe}}{V_e} = k f^x B_p^y$$

## Projeto não otimizado

- Os valores de  $k$ ,  $x$  e  $y$  podem ser obtidos com as curvas de perdas fornecidas pelos fabricantes de núcleos

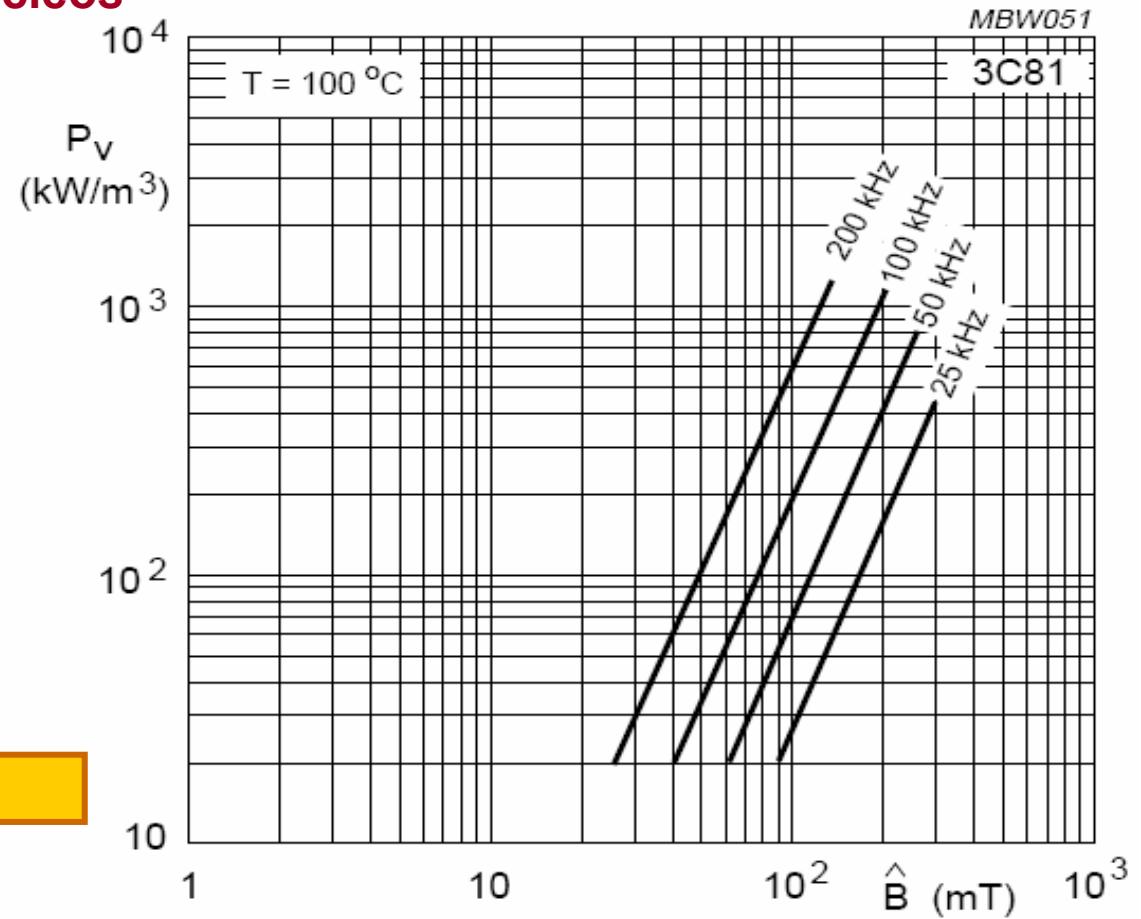


Fig.6 Specific power loss as a function of peak flux density with frequency as a parameter.

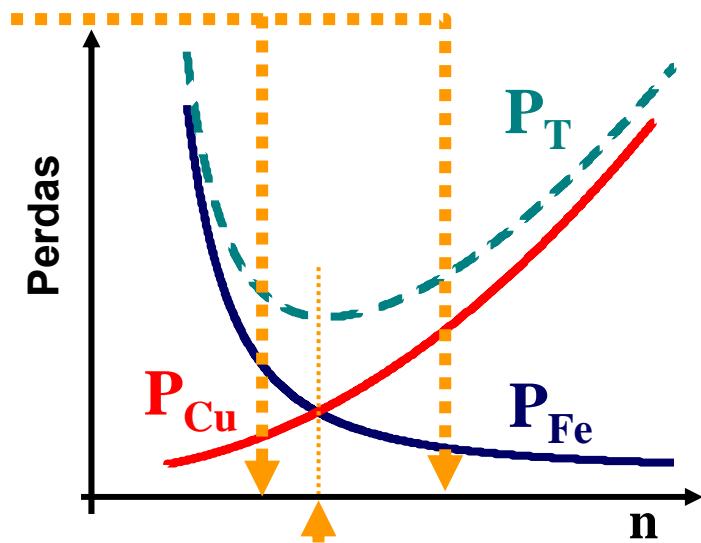
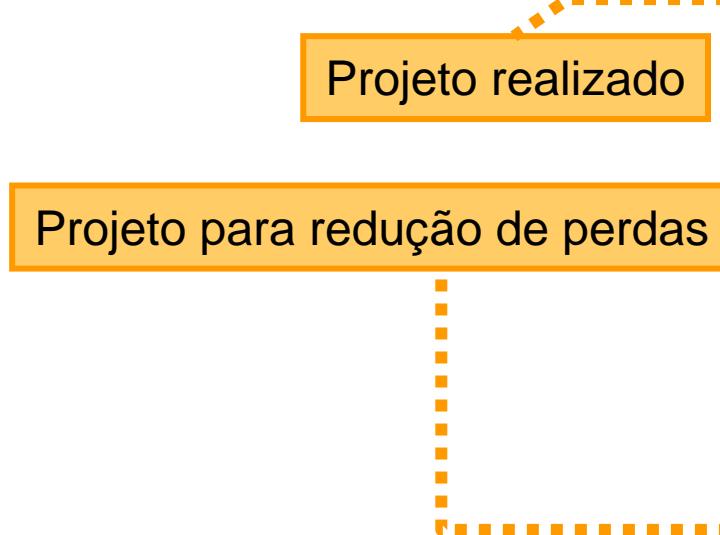
## Projeto de bobinas com um único enrolamento

## Projeto não otimizado

- Perdas Totais:

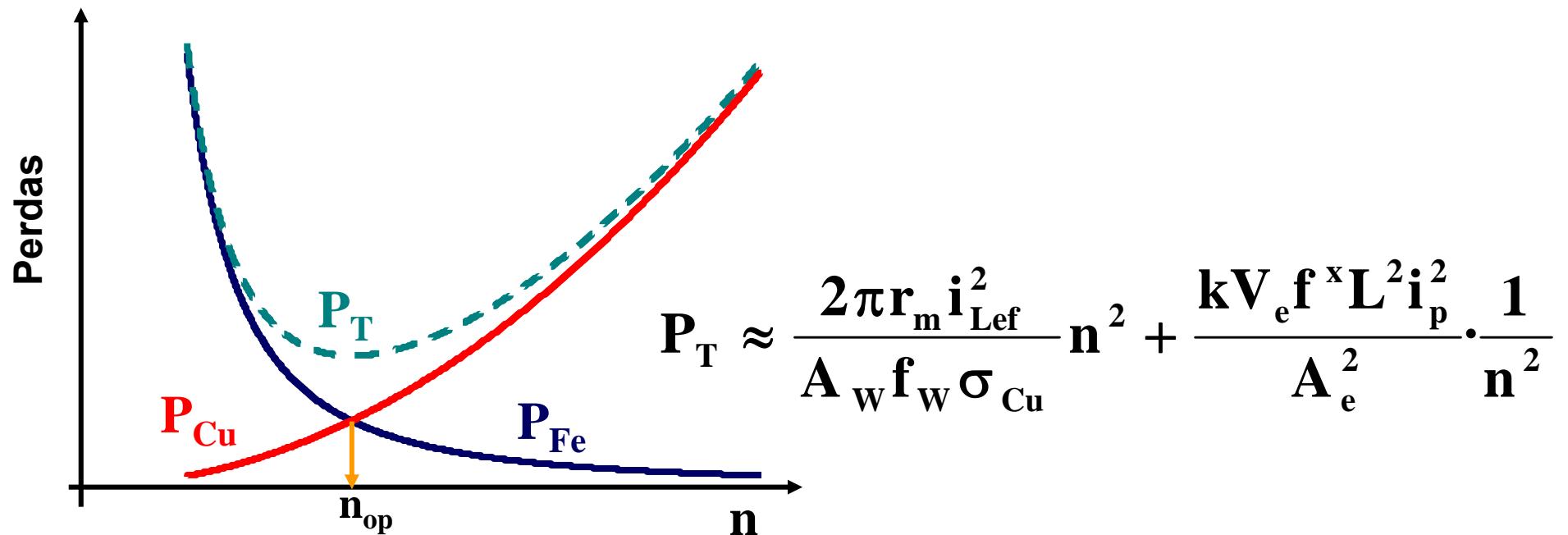
$$P_T = P_{Cu} + P_{Fe} \approx \frac{2\pi r_m i_{Lef}^2 n^2}{A_w f_w \sigma_{Cu}} + \frac{k V_e f^x L^2 i_p^2}{n^2 A_e^2}$$

- Obviamente, as perdas no núcleo devem ser baixas e adequadas ao processamento da potência nominal, caso contrário, o núcleo deveria ser maior.
- Desta forma, há uma outra forma de realizar o projeto, considerando-se a possibilidade de minimizar as perdas, partindo da escolha de  $n$  para perdas mínimas.



## Projeto de bobinas com um único enrolamento

## Projeto Otimizado



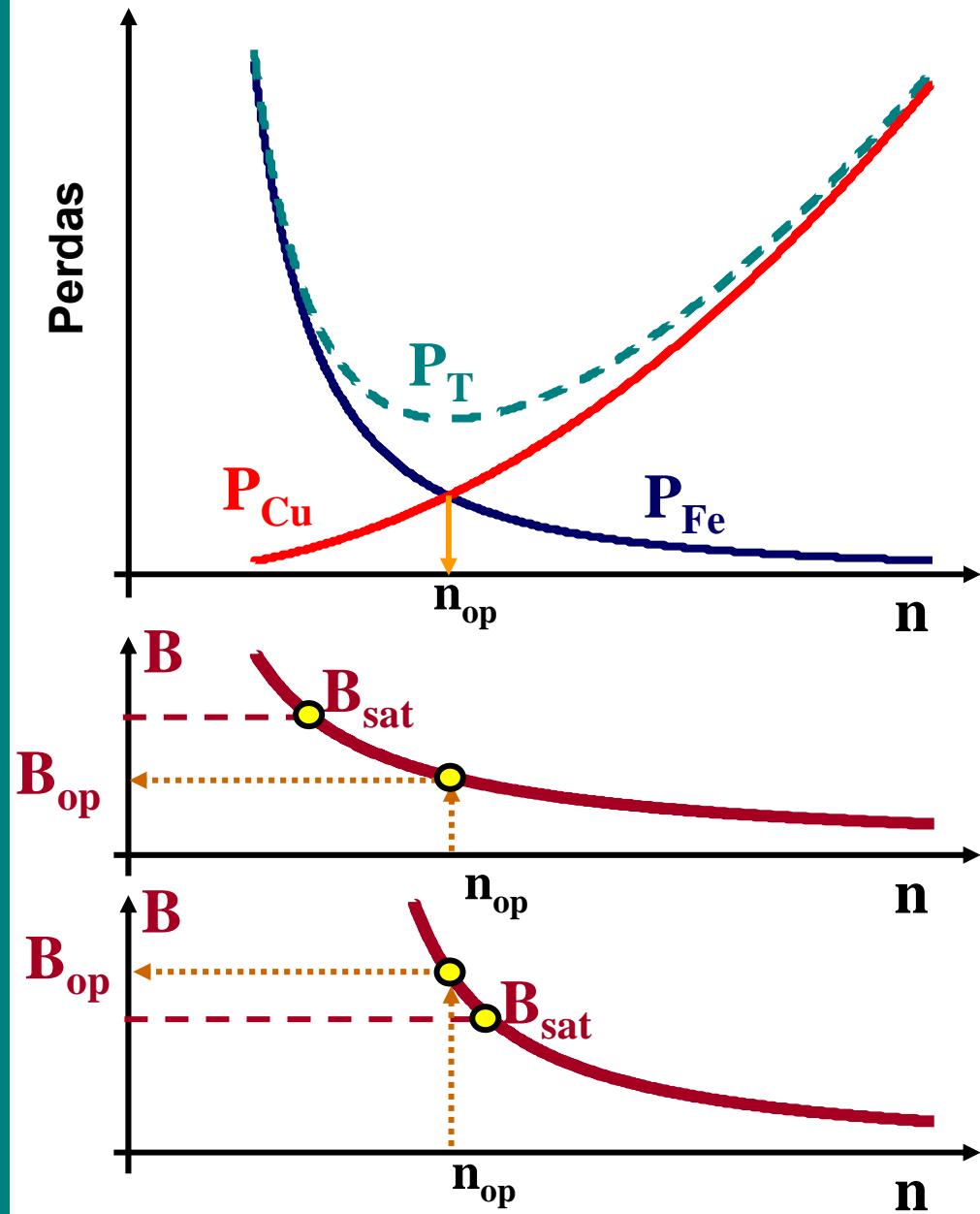
- Nesta função, o mínimo se obtém quando  $P_{Fe} = P_{cu}$ . Portanto:

$$\frac{2\pi r_m i_{Lef}^2}{A_w f_w \sigma_{Cu}} n_{op}^2 = \frac{kV_e f^x L^2 i_p^2}{A_e^2} \cdot \frac{1}{n_{op}^2}$$

➡  $n_{op} = \sqrt[4]{\frac{kV_e f^x L^2 i_p^2 A_w f_w \sigma_{Cu}}{2\pi r_m i_{Lef}^2 A_e^2}}$

- Contudo, neste método não se garante que a densidade de fluxo esteja abaixo da saturação. Portanto, deve-se comprovar que isto seja atendido.

## Projeto de bobinas com um único enrolamento



## Projeto Otimizado

- Sabemos que:

$$B_{op} = \frac{L_{i\max}}{n_{op} A_e}$$

- Se  $B_{op} < B_{sat}$ , então o projeto é realizável.

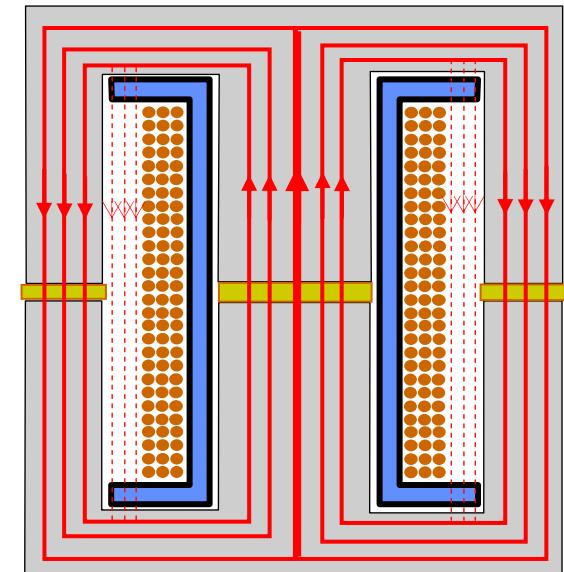
- Se  $B_{op} > B_{sat}$ , então o projeto não é realizável. Haverá a necessidade da escolha de outro núcleo, ou, usar o método não otimizado.

## Projeto de bobinas com um único enrolamento

## Indutância de dispersão

- Até o momento foi suposto que o fluxo disperso pelo ar é nulo
- Contudo, vamos avaliar sua influência na indutância da bobina
- Para tanto, analisemos a densidade de energia associada ao campo magnético:

$$w_v = \iiint_V \vec{H} \cdot d\vec{B}$$



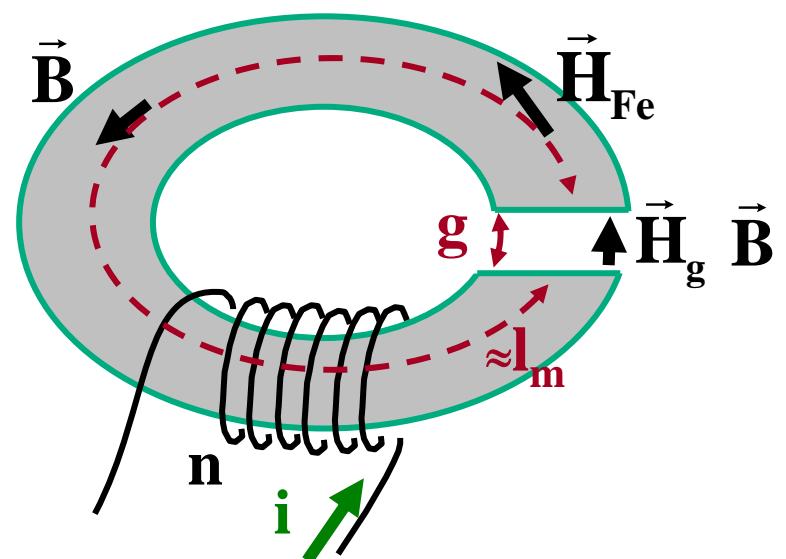
- Se aplicamos a um componente magnético sem fluxo disperso, resulta:

$$w_v = \iiint_{Fe} \vec{H}_{Fe} \cdot d\vec{B} + \iiint_g \vec{H}_g \cdot d\vec{B} \Rightarrow$$

$$w_v = w_{Fe} + w_g$$

$$w_{Fe} = \frac{B^2}{2\mu_0\mu_{rFe}}$$

$$w_g = \frac{B^2}{2\mu_0}$$



- A energia armazenada vale:

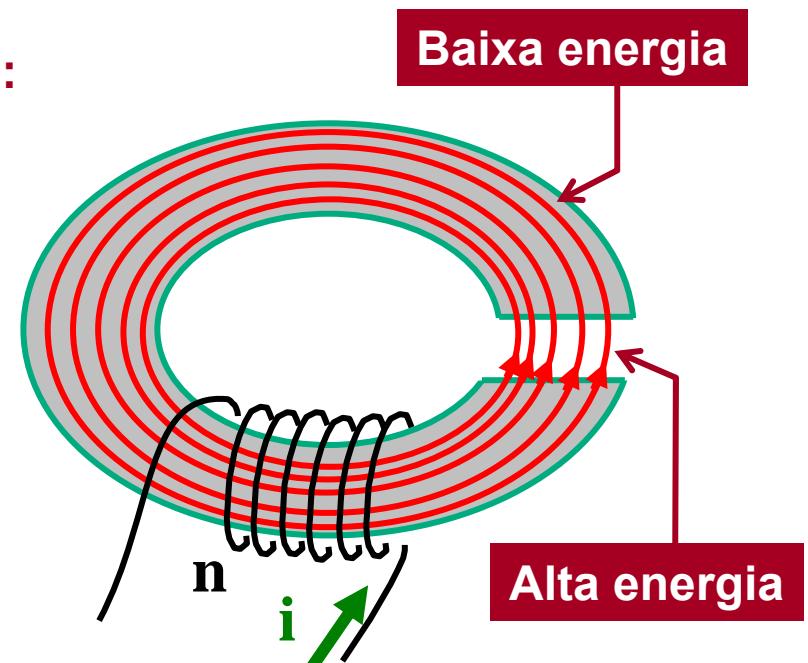
$$\left. \begin{aligned} W_{Fe} &= w_{Fe} V_{Fe} = \frac{A_e B^2}{2\mu_0} \frac{l_m}{\mu_{rFe}} \\ W_g &= w_g V_g = \frac{A_e B^2}{2\mu_0} g \end{aligned} \right\} \frac{W_g}{W_{Fe}} = \frac{g \mu_{rFe}}{l_m}$$

- Habitualmente,  $\frac{W_g}{W_{Fe}} \gg 1$ . Exemplo:

$g \approx 1 \text{ mm}; l_m \approx 70 \text{ mm}; \mu_{rFe} \approx 2200$

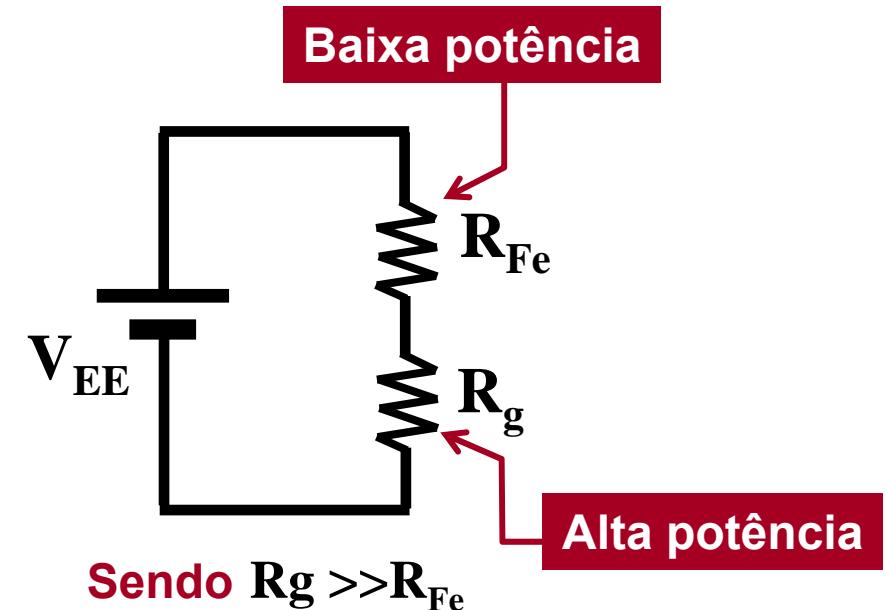
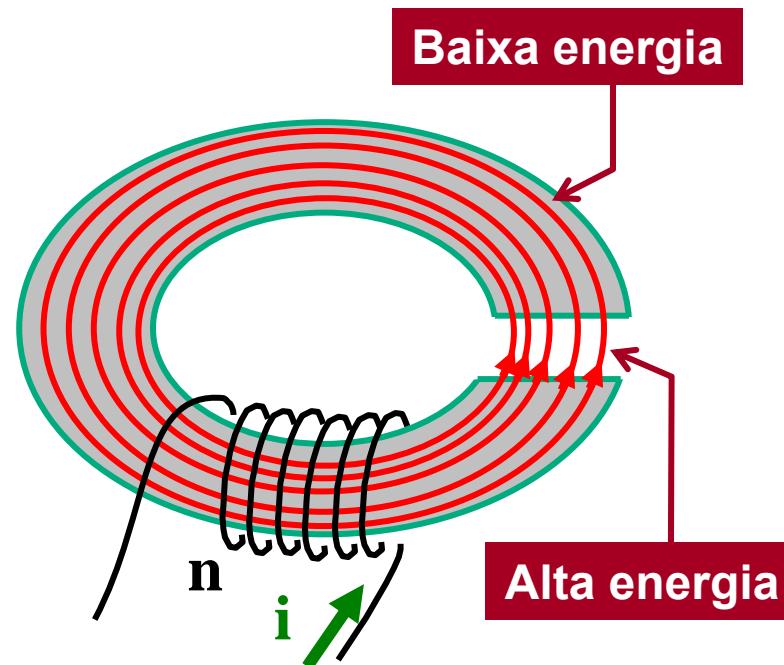
$$\frac{W_g}{W_{Fe}} = \frac{2200}{70} = 31,4 \gg 1$$

Logo, a maior parte da energia é armazenada no entreferro



- Isto seria estranho?

Não!! É o mesmo que ocorre no equivalente elétrico,  
observe:



- Logo, quanto menor é a soma das relutâncias, mais energia se armazena no núcleo.
- Para uma soma de relutâncias dada, quanto maior for a do entreferro, mais se armazena no mesmo.

- Analisemos o que ocorre com o fluxo disperso

- Representamos a força magnetomotriz  $F_{mm}(x)$  na janela

- Aplicamos a Lei de Ampère aos caminhos que descrevem o fluxo disperso:

$$F_{mm}(x) = H_{Fe} l_{Fe}(x) + H_w l_{1W}(x) \approx H_w l_{1W}(x) \Rightarrow$$

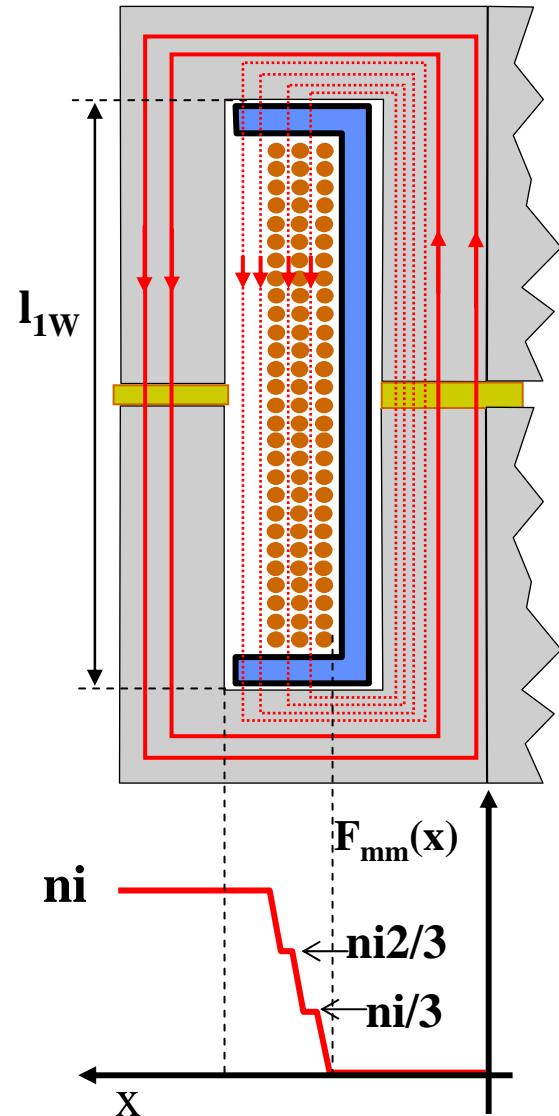
$$\Rightarrow H_w(x) = \frac{F_{mm}(x)}{l_{1W}}$$

- A densidade de energia na janela vale:

$$w_w(x) = \frac{B_w(x)^2}{2\mu_0} = \frac{\mu_0 H_w(x)^2}{2}$$

- E a energia no volume da janela vale:

$$W_w = \iiint_{V_w} \frac{\mu_0 H_w(x)^2}{2} dV_w$$



## Projeto de bobinas com um único enrolamento

- Portanto:

$$W_w = \frac{\mu_0}{2} \iiint_{V_w} H_w(x)^2 dV_w$$

- Por outro lado:

$$W_w = \frac{1}{2} L_d i^2$$

sendo  $L_d$  a indutância de dispersão

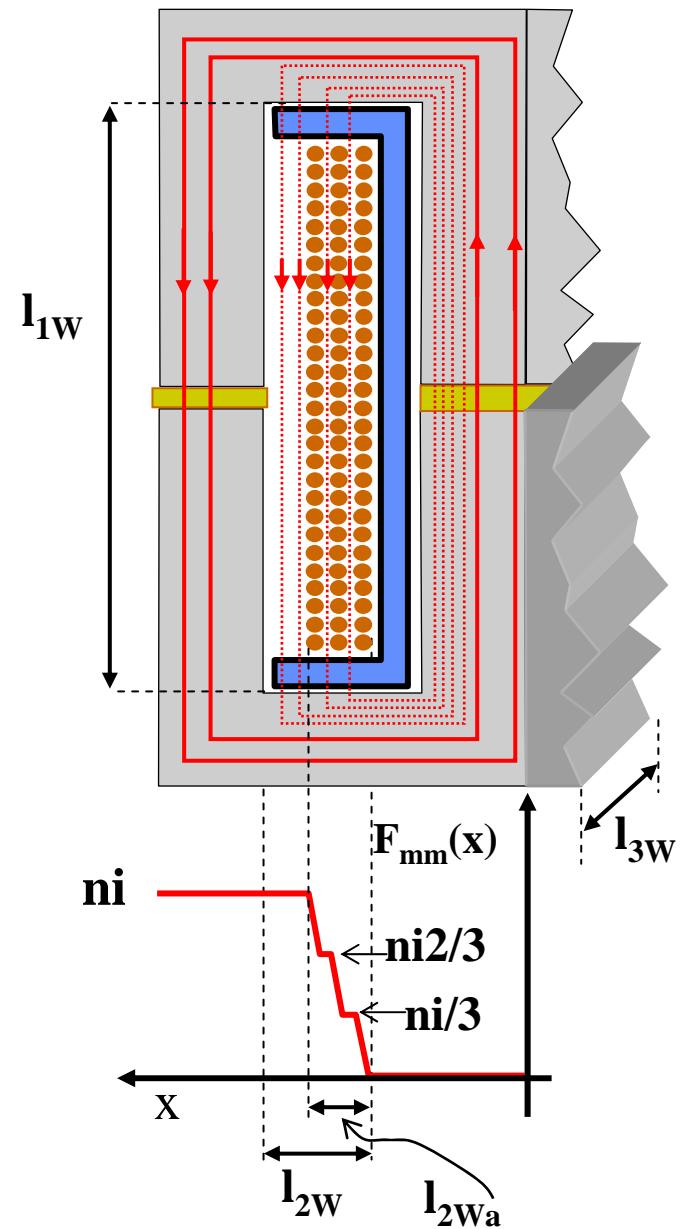
- Portanto:

$$L_d = \frac{\mu_0 \iiint_{V_w} H_w(x)^2 dV_w}{i^2}$$

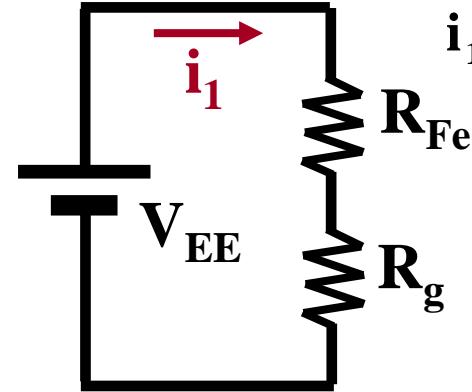
- Neste exemplo:

$$L_d \approx \frac{2\mu_0 l_{3w} \left( l_{2w} - \frac{2}{3} l_{2wa} \right)}{l_{1w}} n^2$$

## Indutância de dispersão



- **Modelo equivalente elétrico sem dispersão:**



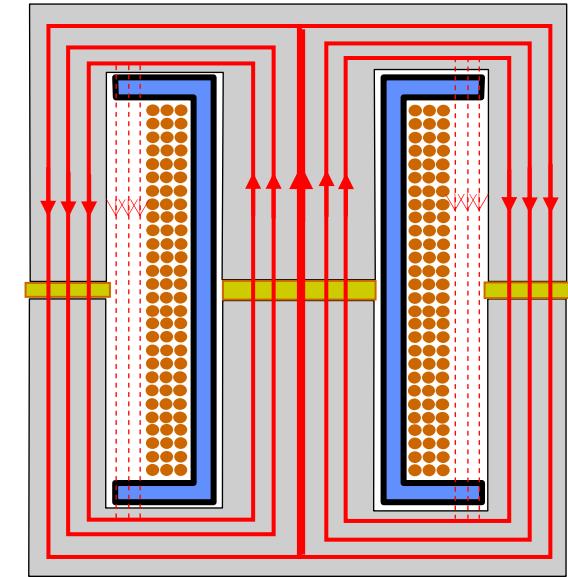
$$i_1 = \frac{V_{EE}}{R_{Fe} + R_g} \Rightarrow \phi_1 = \frac{ni}{\mathfrak{R}_{Fe} + \mathfrak{R}_g}$$

**Portanto:**

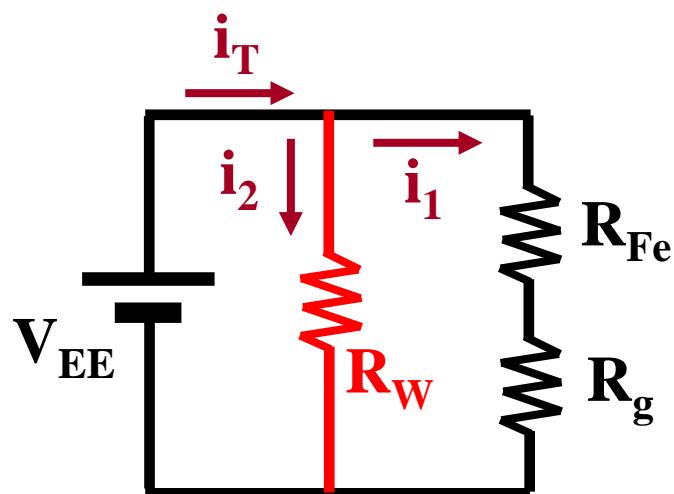
$$L_1 = \frac{n^2}{\mathfrak{R}_{Fe} + \mathfrak{R}_g} = A_{L1}n^2$$

$$A_{L1} = \frac{1}{\mathfrak{R}_{Fe} + \mathfrak{R}_g}$$

**Sendo:**



- **Modelo equivalente elétrico com dispersão:**



$$i_1 = \frac{V_{EE}}{R_{Fe} + R_g} \Rightarrow \phi_1 = \frac{ni}{\mathfrak{R}_{Fe} + \mathfrak{R}_g} = A_{L1}ni$$

$$i_2 = \frac{V_{EE}}{R_W} \Rightarrow \phi_2 = \frac{ni}{\mathfrak{R}_W} = A_{LW}ni$$

$$\phi_T = (A_{L1} + A_{LW})ni$$

**Portanto:**  $L_T = (A_{L1} + A_{LW})n^2 = L_1 + L_d$

- Conclusão: A indutância total é a soma da teórica sem dispersão com a de dispersão.

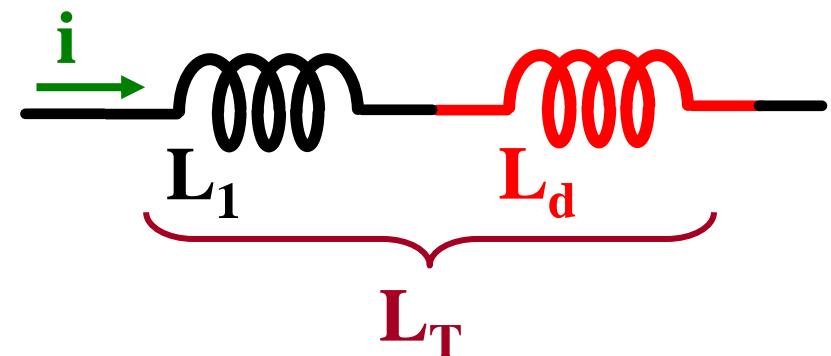
$$L_T = L_1 + L_d$$

$$L_1 = A_{L1} n^2$$

$$A_{L1} = \frac{1}{\mathfrak{R}_{Fe} + \mathfrak{R}_g}$$

$$L_d = A_{LW} n^2$$

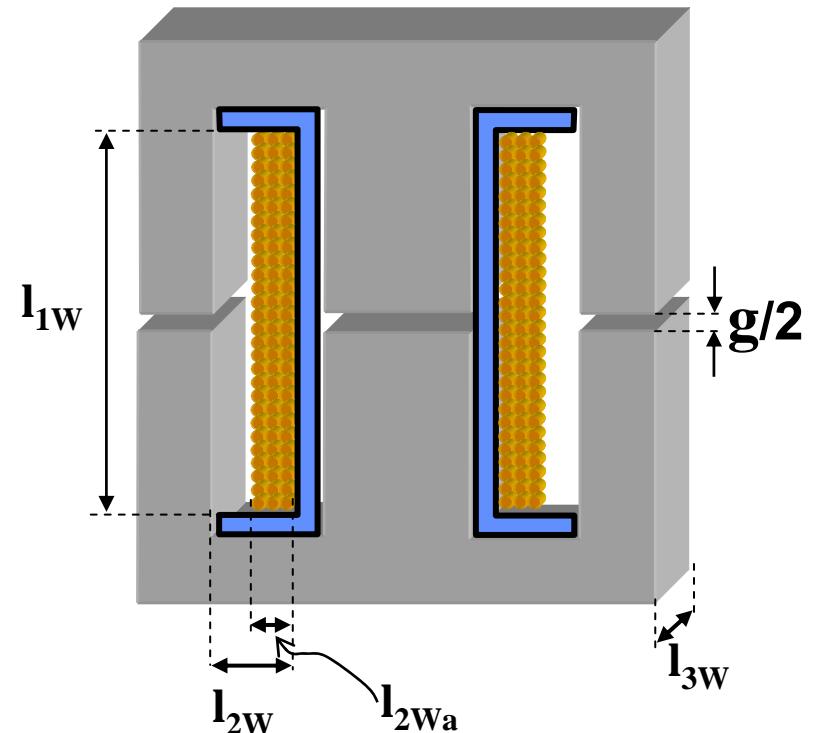
$$A_{LW} = \frac{1}{\mathfrak{R}_W}$$



- Neste exemplo:

$$A_L = \frac{A_{L0}}{1 + \frac{g}{\mu_0 A_e} A_{L0}}$$

$$A_{LW} \approx \frac{2\mu_0 l_{3W} \left( l_{2W} - \frac{2}{3}l_{2Wa} \right)}{l_{1W}}$$



## Projeto de transformadores

## Sem fluxo disperso

- Em uma primeira aproximação, vamos desprezar o fluxo disperso.

- Analisemos a teoria básica de um transformador

- Relações entre  $n_1$ ,  $n_2$ ,  $L_1$  e  $L_2$ :

$$L_1 = A_{L0} n_1^2 \quad L_2 = A_{L0} n_2^2 \Rightarrow \frac{L_1}{L_2} = \frac{n_1^2}{n_2^2}$$

- Colocamos uma fonte de tensão em um enrolamento, ocorrendo os seguintes fenômenos:

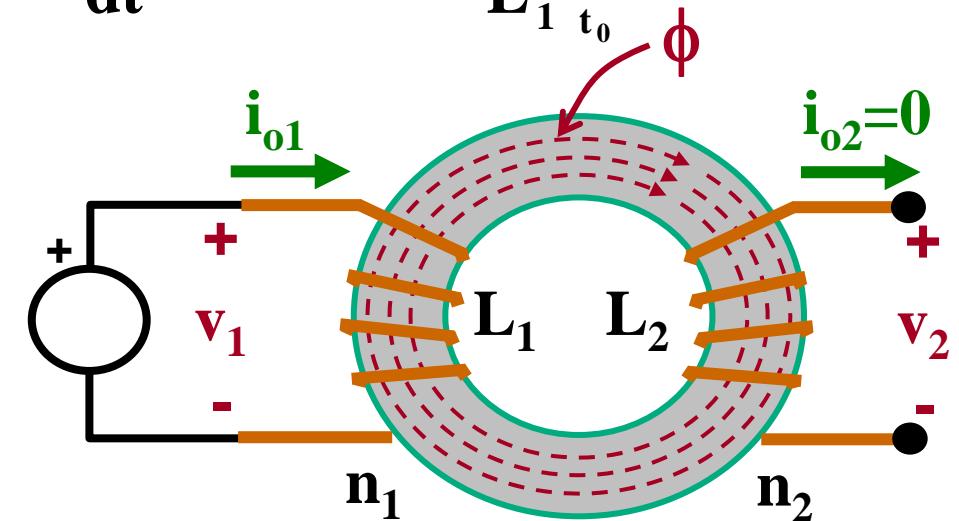
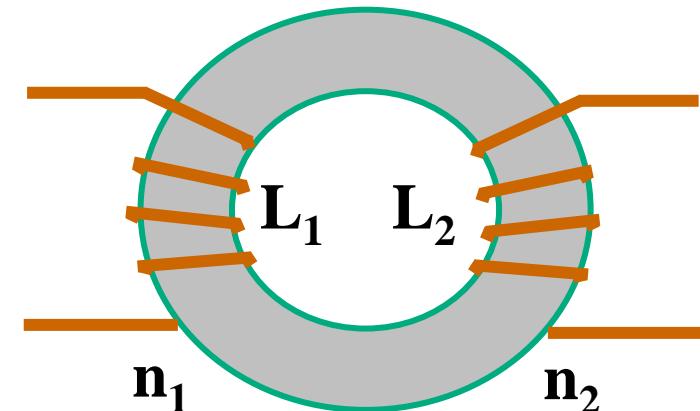
- Se produz um fluxo magnético  $\phi$  e uma corrente  $i_{o1}$ , de acordo com a Lei de Faraday:

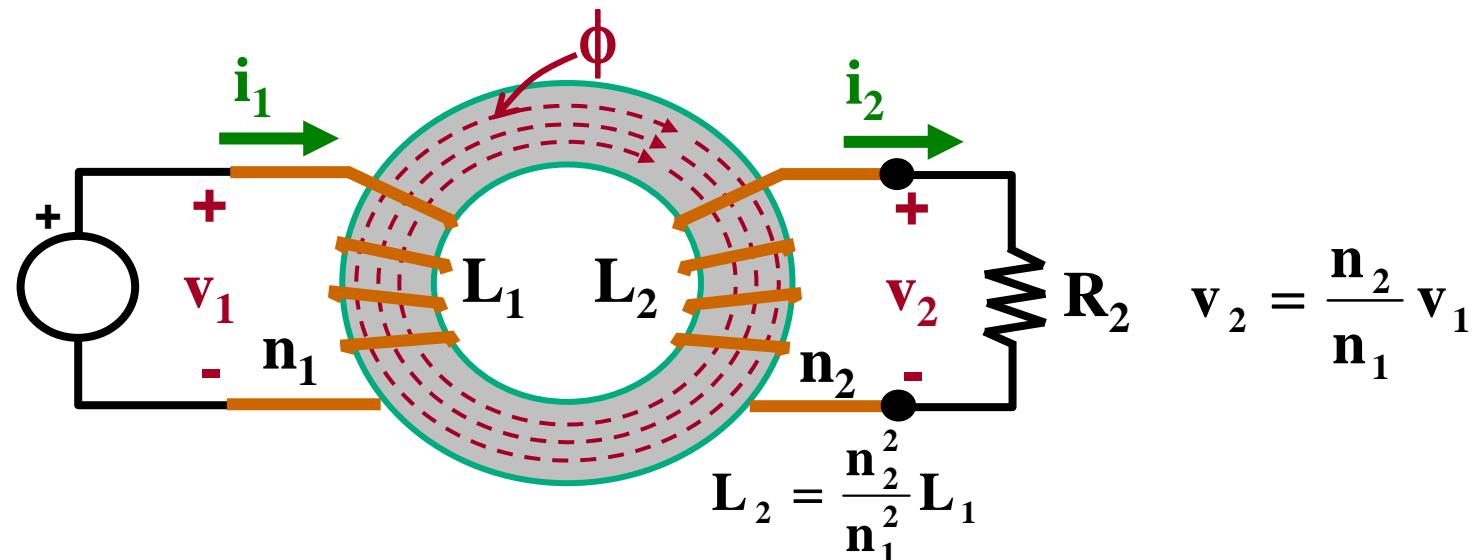
$$v_1 = n_1 \frac{d\phi}{dt} \quad v_1 = L_1 \frac{di_{o1}}{dt} \Rightarrow \Delta i_{o1} = \frac{1}{L_1} \int_{t_0}^{t_1} v_1 dt$$

- Como o outro enrolamento está atravessado pelo mesmo fluxo:

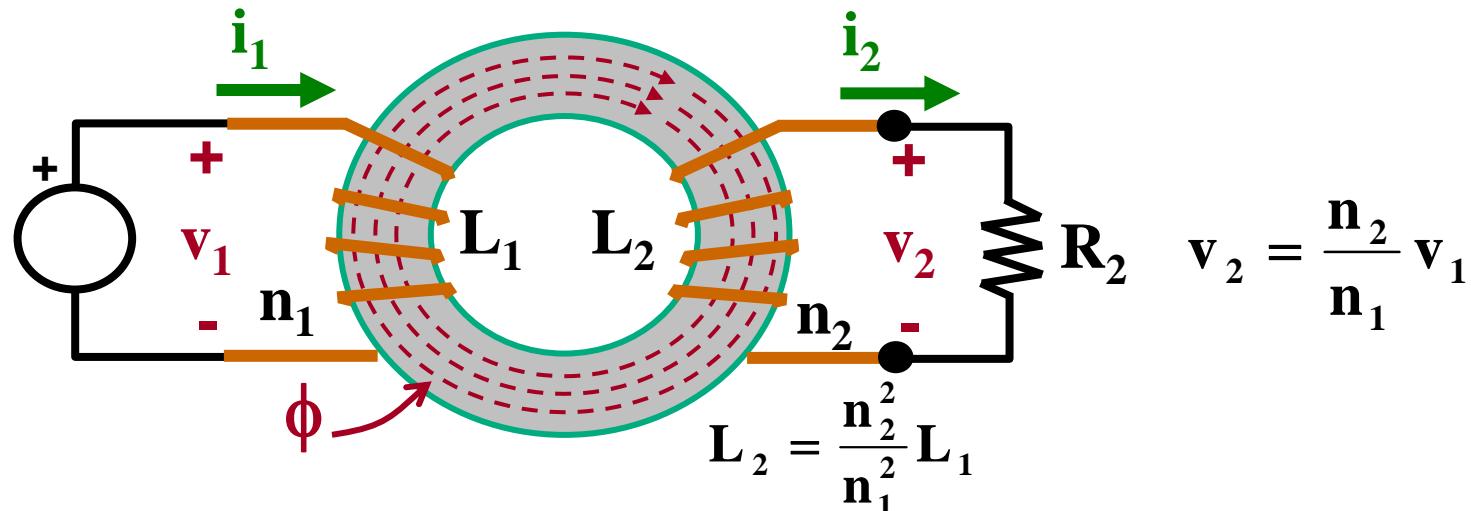
$$v_2 = n_2 \frac{d\phi}{dt} \Rightarrow \frac{v_1}{n_1} = \frac{v_2}{n_2}$$

- E, como está em vazio:  $i_{o2} = 0$





- Agora colocamos uma resistência na saída de tensão  $v_2$ .  
Obrigatoriamente circulará una corrente  $i_2$ :  $i_2 = \frac{v_2}{R_2}$
- Também, obrigatoriamente, a corrente  $i_2$  gerará um fluxo  $\phi_2$ :  
$$\phi_2 = \frac{L_2}{n_2} i_2$$
- Porém, o fluxo deve ser determinado pela Lei de Faraday. Logo, como se compatibilizam ambas “obrigações”?



- O fluxo total deve ser  $\phi$ . Contudo,  $i_2$  “cria” um novo fluxo  $\phi_2$ . Obrigatoriamente se deve criar outro fluxo  $\phi_1$  para cancelar o efeito de  $\phi_2$ :

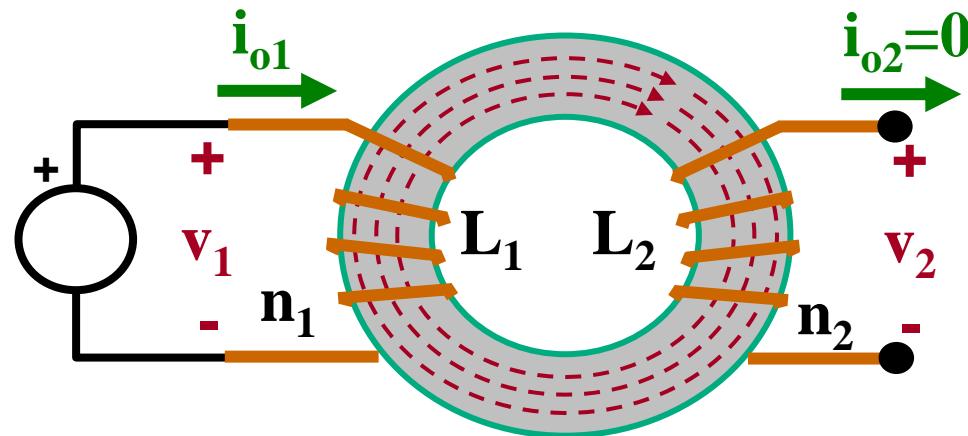
$$\phi = \phi_1 - \phi_2 \Rightarrow \phi_1 = \phi + \phi_2 = \frac{L_1}{n_1} i_{o1} + \frac{L_2}{n_2} i_2$$

- E também:  $\phi_1 = \frac{L_1}{n_1} i_1$ . Portanto:  $i_1 = i_{o1} + \frac{n_1 L_2}{n_2 L_1} i_2$

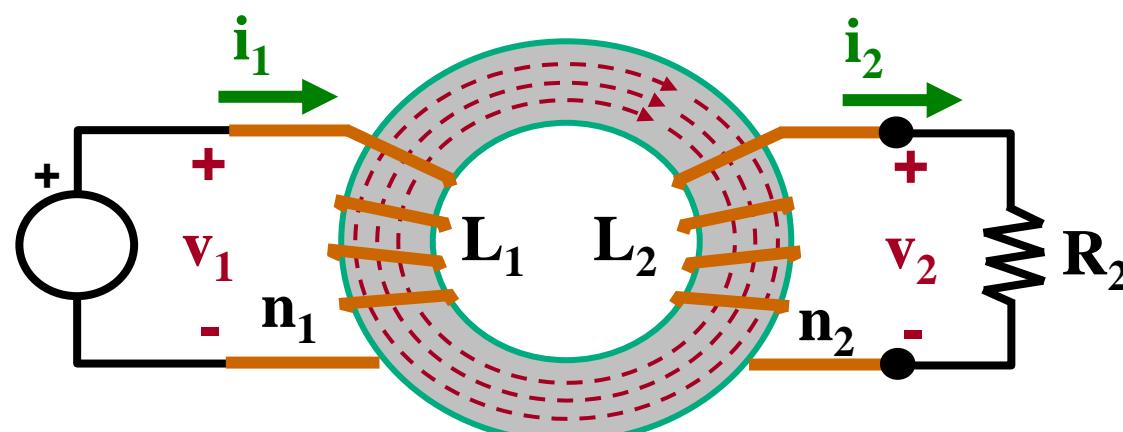
- Tendo-se em conta a relação entre  $L_1$  e  $L_2$ , obtém-se:

$$i_1 = i_{o1} + \frac{n_2}{n_1} i_2$$

## Resumo:



$$\left\{ \begin{array}{l} v_2 = \frac{n_2}{n_1} v_1 \quad i_{o2} = 0 \\ \Delta i_{o1} = \frac{1}{L_1} \int_{t_0}^{t_1} v_1 dt \end{array} \right.$$

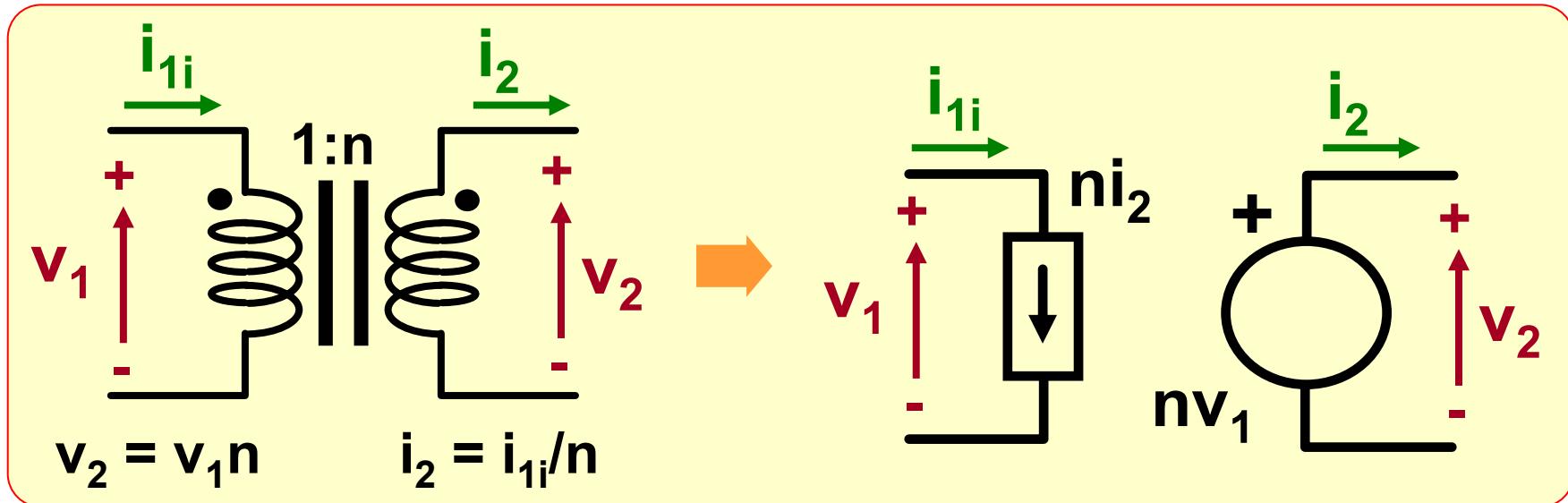
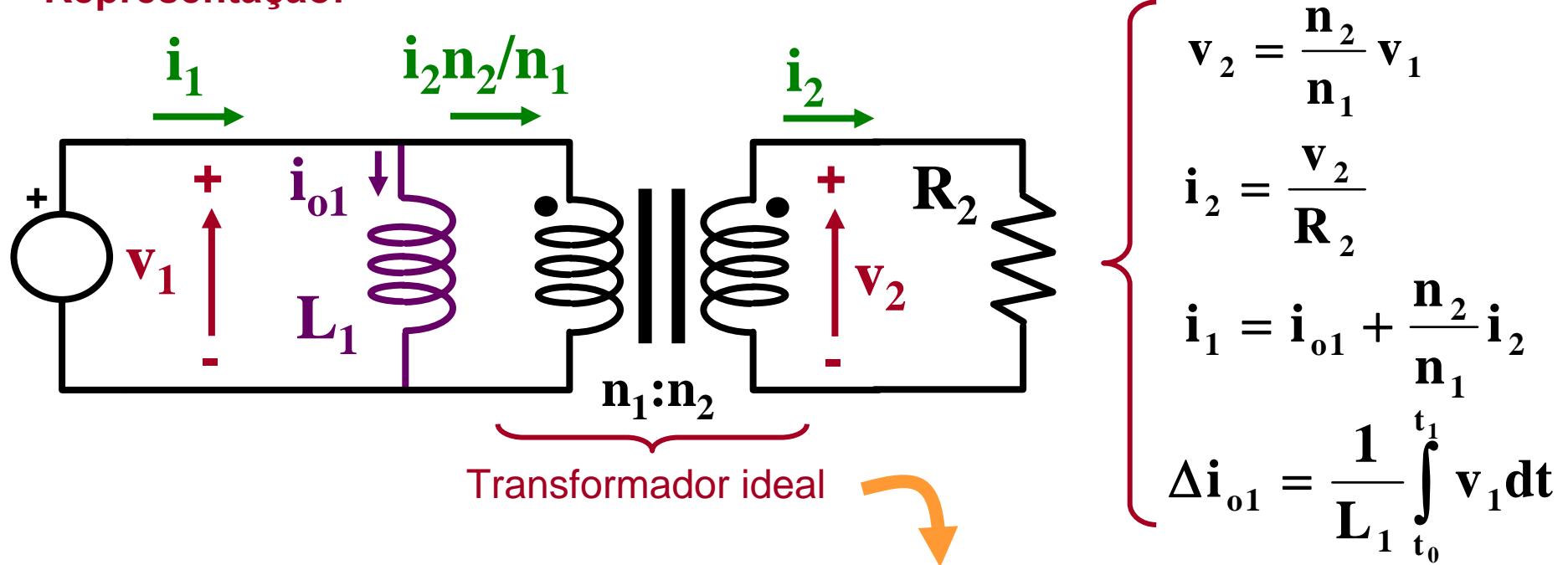


$$\left\{ \begin{array}{l} v_2 = \frac{n_2}{n_1} v_1 \quad i_2 = \frac{v_2}{R_2} \\ i_1 = i_{o1} + \frac{n_2}{n_1} i_2 \\ \Delta i_{o1} = \frac{1}{L_1} \int_{t_0}^{t_1} v_1 dt \end{array} \right.$$

## Projeto de transformadores

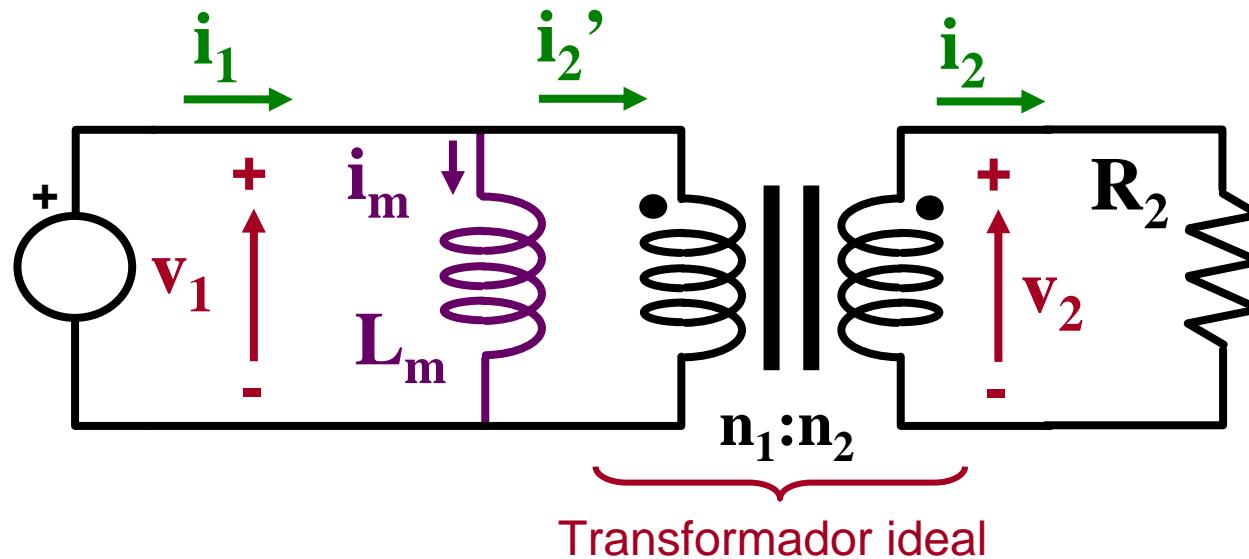
## Sem fluxo disperso

- Representação:



## Projeto de transformadores

- Terminologia habitual:



## Sem fluxo disperso

$$v_2 = \frac{n_2}{n_1} v_1$$

$$i_2 = \frac{v_2}{R_2}$$

$$i_1 = i_m + i_2'$$

$$i_2' = \frac{n_2}{n_1} i_2$$

$$\Delta i_m = \frac{1}{L_m} \int_{t_0}^{t_1} v_1 dt$$

- $L_m$  é a indutância magnetizante (referida para o primário do transformador, porém, pode-se referir ao secundário ou a qualquer outro enrolamento (se existir). Interessa-nos que a mesma seja a maior possível !!!)
- $L_m$  caracteriza o fato do transformador eletromagnético transferir energia, criando e compartilhando o fluxo magnético
- A corrente pela  $L_m$  é a corrente magnetizante  $i_m$ . Em geral interessa-nos que seja a menor possível !!!

- Procedimento de projeto:

- Partimos de um núcleo escolhido ( $A_{L0}$  e  $A_e$ ), de  $v_1$ , do intervalo de tempo  $t_{on} = t_1 - t_0$  em que ele irá crescer o fluxo (tempo em que  $v_1$  é, por exemplo, positiva), do valor de  $B$  em  $t_0$  ( $B_0$ ) e do valor máximo desejado de  $B$  ( $B_{max}$ ), sempre menor que o valor de saturação

- Calculamos  $n_1$  com a Lei de Faraday:

$$v_1 = n_1 A_e \frac{dB}{dt} \Rightarrow \Delta B = B_{max} - B_0 = \frac{1}{n_1 A_e} \int_{t_0}^{t_1} v_1 dt \Rightarrow n_1 = \frac{1}{(B_{max} - B_0) A_e} \int_{t_0}^{t_1} v_1 dt$$

- Calculamos  $n_2$  em função de  $v_2$ :  $n_2 = n_1 \frac{v_2}{v_1}$

- Reservamos a cada enrolamento a metade da área da janela. Calculamos a seção dos condutores e as perdas como no caso das bobinas (contudo, nos transformadores, o efeito de proximidade é muito importante)

- Se o projeto não satisfaz, se recalcula tudo com outro núcleo. Também é possível otimizar o projeto para os transformadores !!

- O transformador tem como ação desejada transformar relações de tensões e corrente e não armazenar energia. Contudo, sempre haverá armazenamento de parte da energia processada na indutância magnetizante.
- Deve-se usar entreferro em circuito magnético de um transformador para que seu núcleo férreo no se sature? NÃO, não se deseja entreferro para o transformador.
- Porquê um entreferro soluciona os problemas de saturação em uma bobina e não em um transformador?

- Bobina: A densidade de fluxo com corrente constante e dependente da relutância do circuito magnético, pode-se modificar com g:

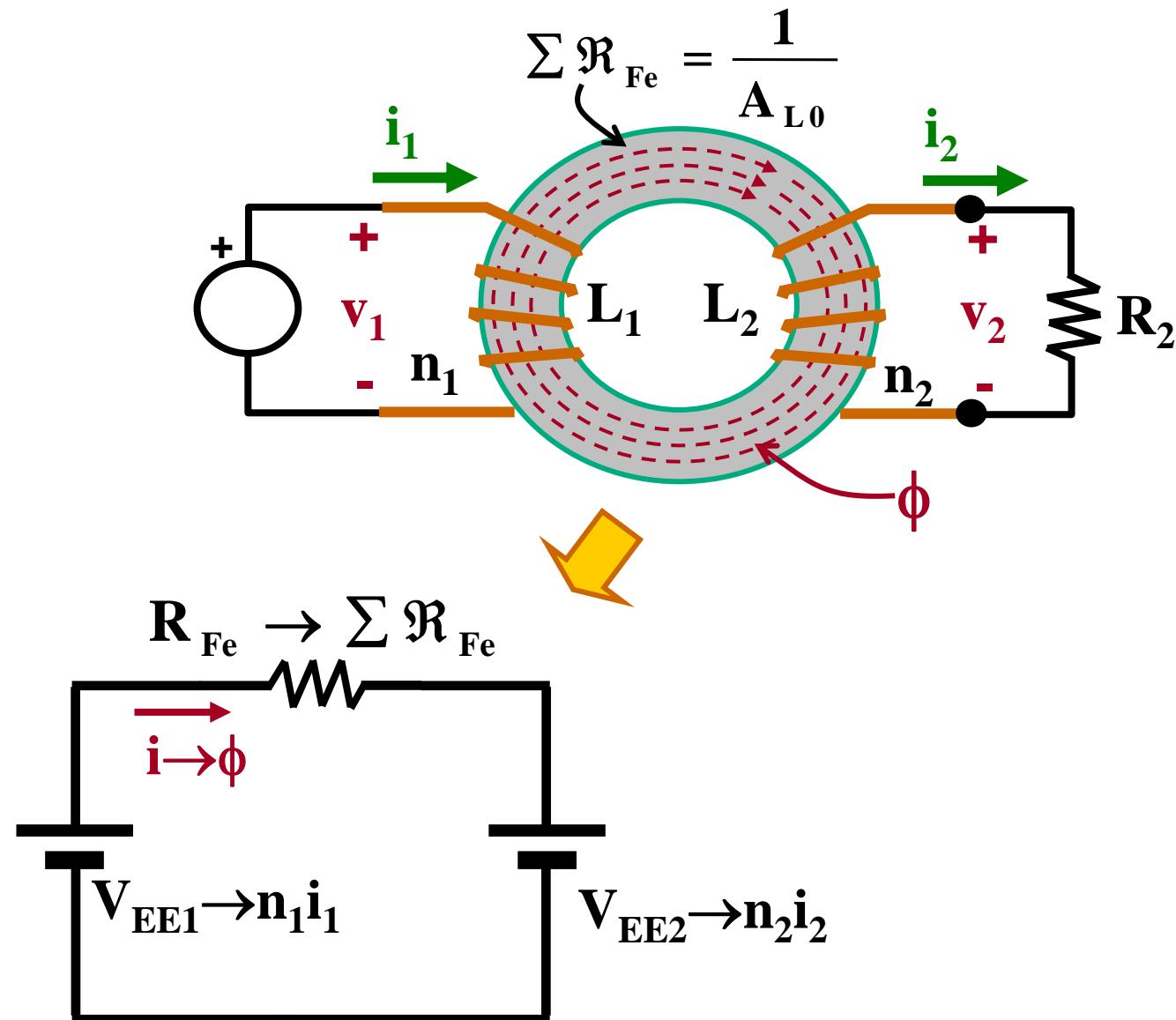
$$L = \frac{A_{L0}n^2}{1 + \frac{g}{\mu_0 A_e} A_{L0}} \quad \text{e} \quad B = \frac{Li}{nA_e} = i \sqrt{\frac{LA_{L0}}{1 + \frac{g}{\mu_0 A_e} A_{L0}}}$$

Logo: B decresce  
ao crescer g

- Transformador: A densidade de fluxo com tensão constante:

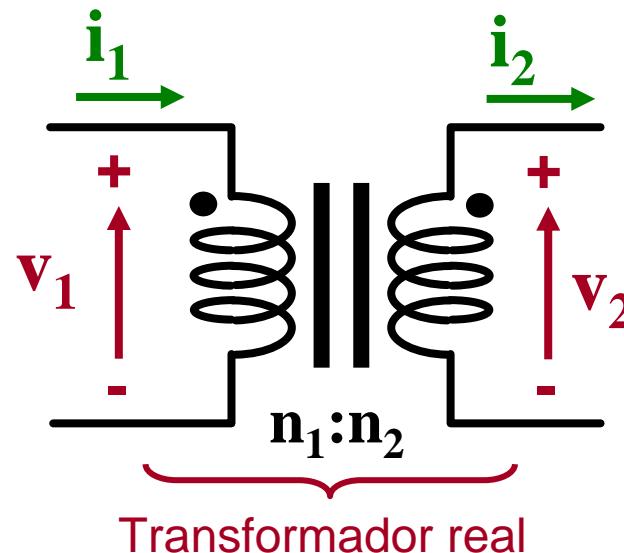
$$v = nA_e \frac{dB}{dt} \Rightarrow \Delta B = \frac{1}{nA_e} \int_{t_1}^{t_2} v dt \quad \text{Logo: B decresce ao crescer n}$$

- Modelo equivalente elétrico das magnitudes magnéticas no transformador

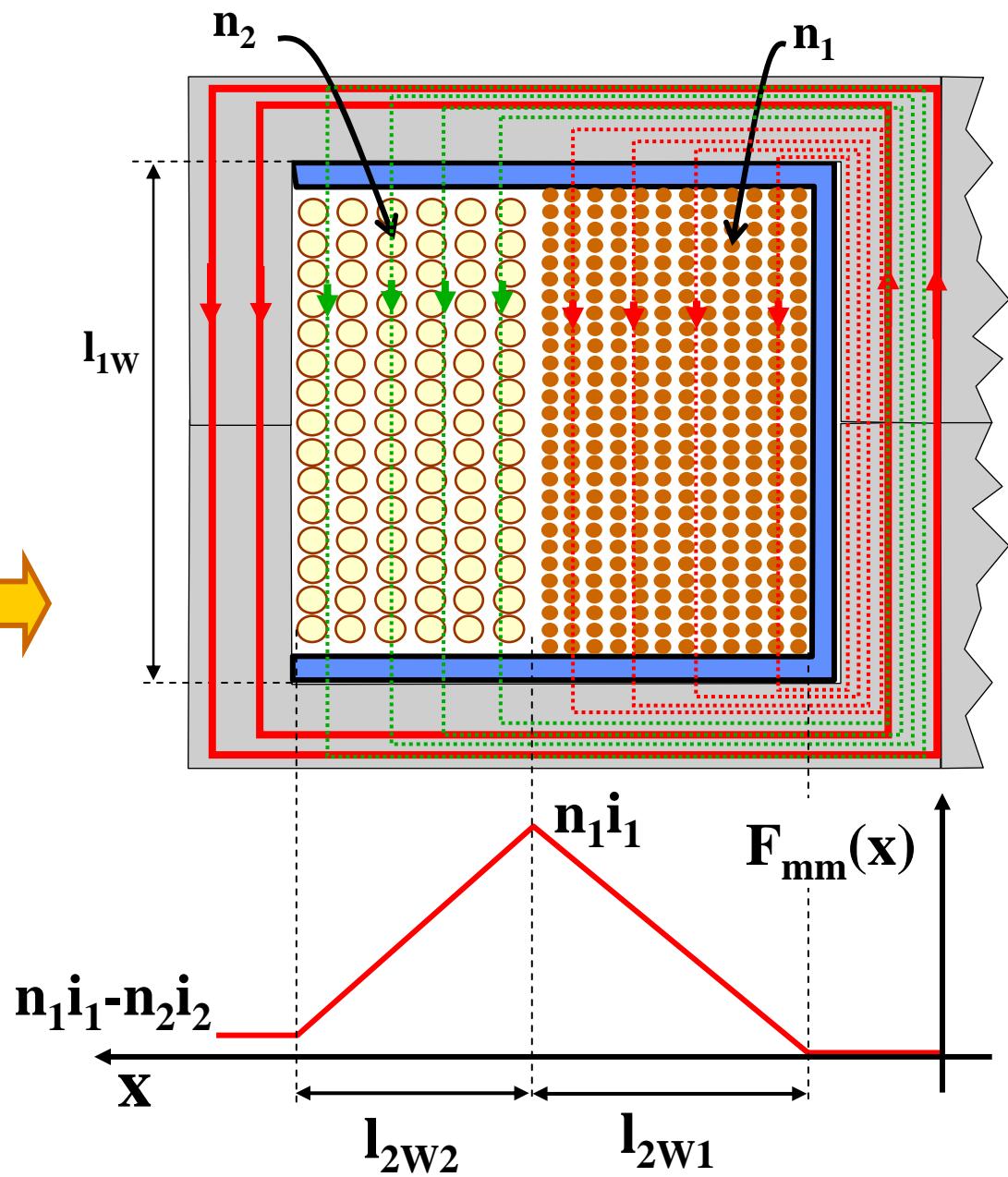


## Projeto de transformadores

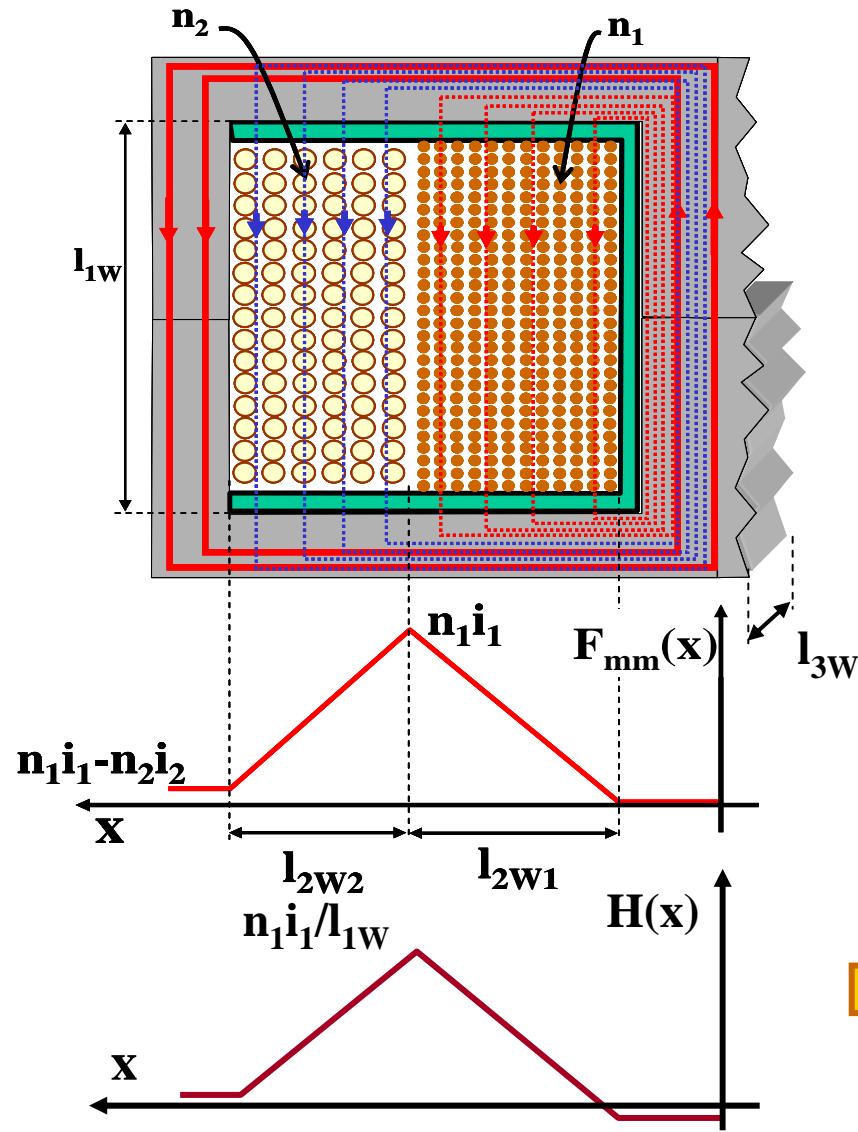
- Teremos que analisar o campo magnético disperso. Para isto representamos a força magnetomotriz na janela do núcleo



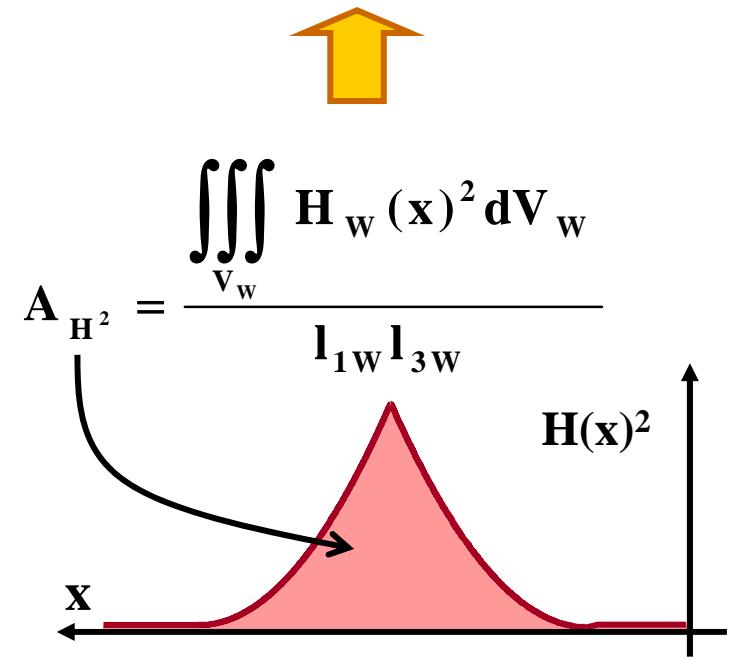
## Com fluxo disperso



- Calculamos a intensidade do campo magnético na janela do núcleo, para em seguida obter a indutância de dispersão.



$$L_{d1} = \frac{\mu_0 \iiint_{V_w} H_w(x)^2 dV_w}{i_1^2} = \frac{\mu_0 2A_{H^2} l_{1W} l_{3W}}{i_1^2}$$



## Projeto de transformadores

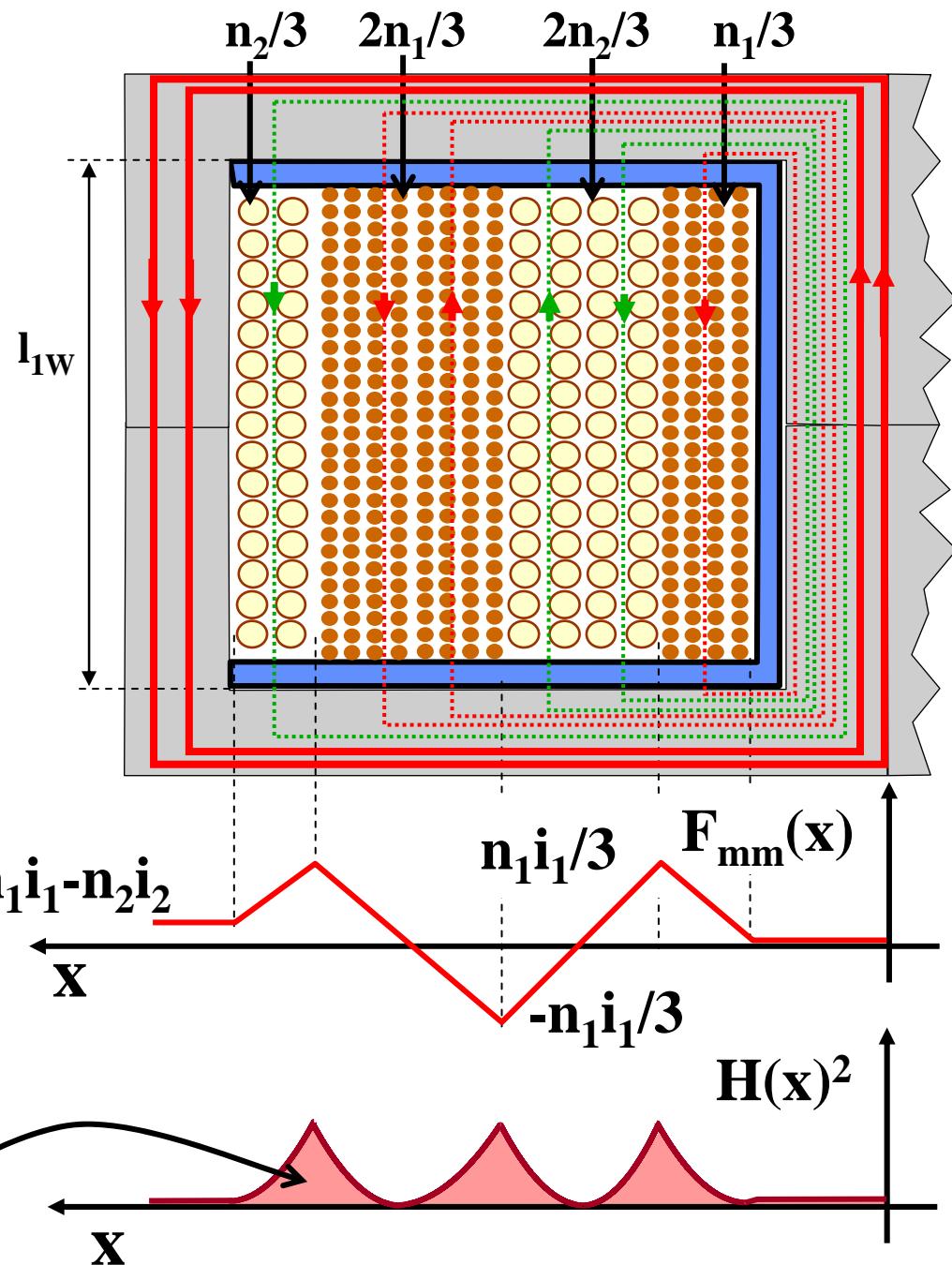
### Com fluxo disperso

- O que se pode fazer para reduzir a indutância de dispersão?
- Diminuir os valores de H na janela

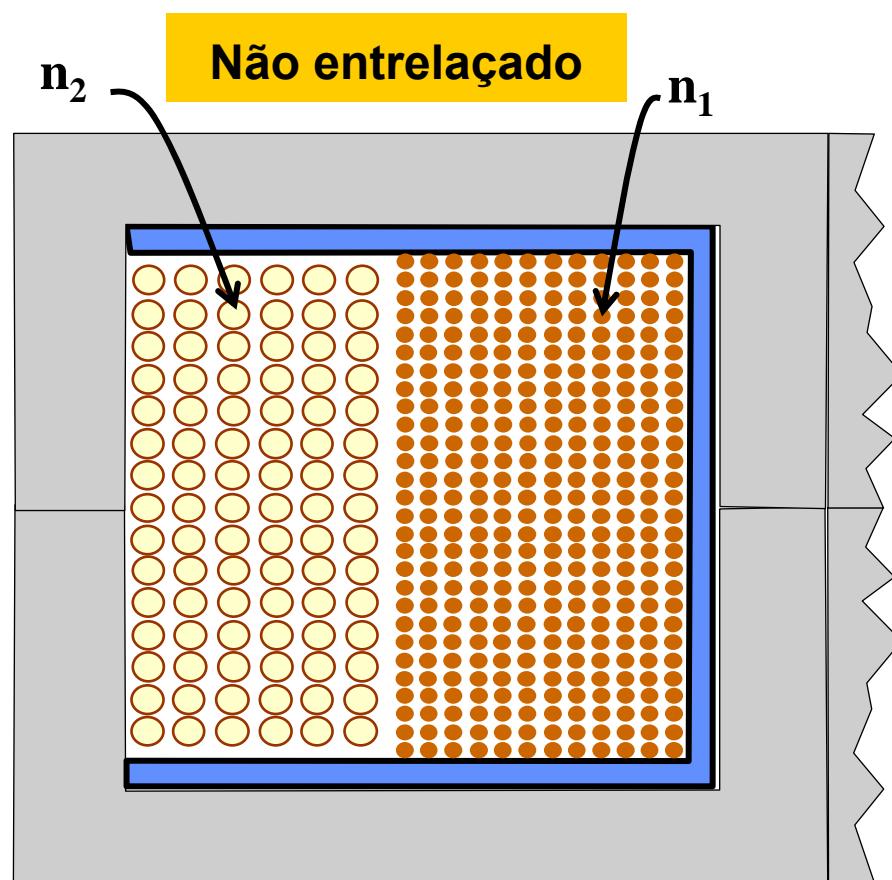
O entrelaçamento de enrolamentos reduz a indutância de dispersão !!

$$L_{d1} = \frac{\mu_0 2 A_{H^2} l_{1W} l_{3W}}{i_1^2}$$

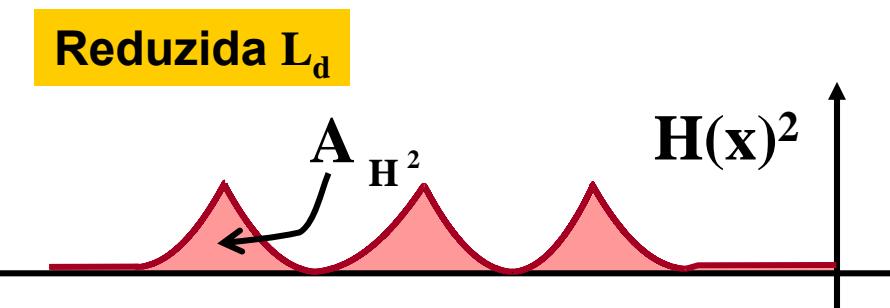
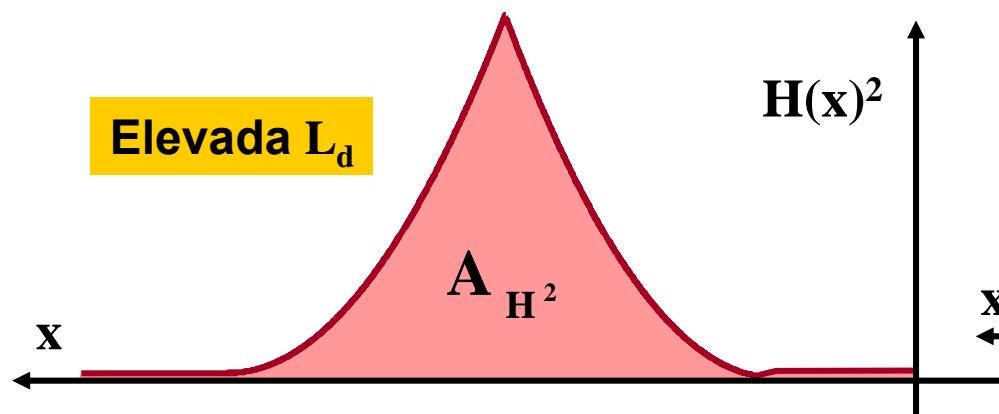
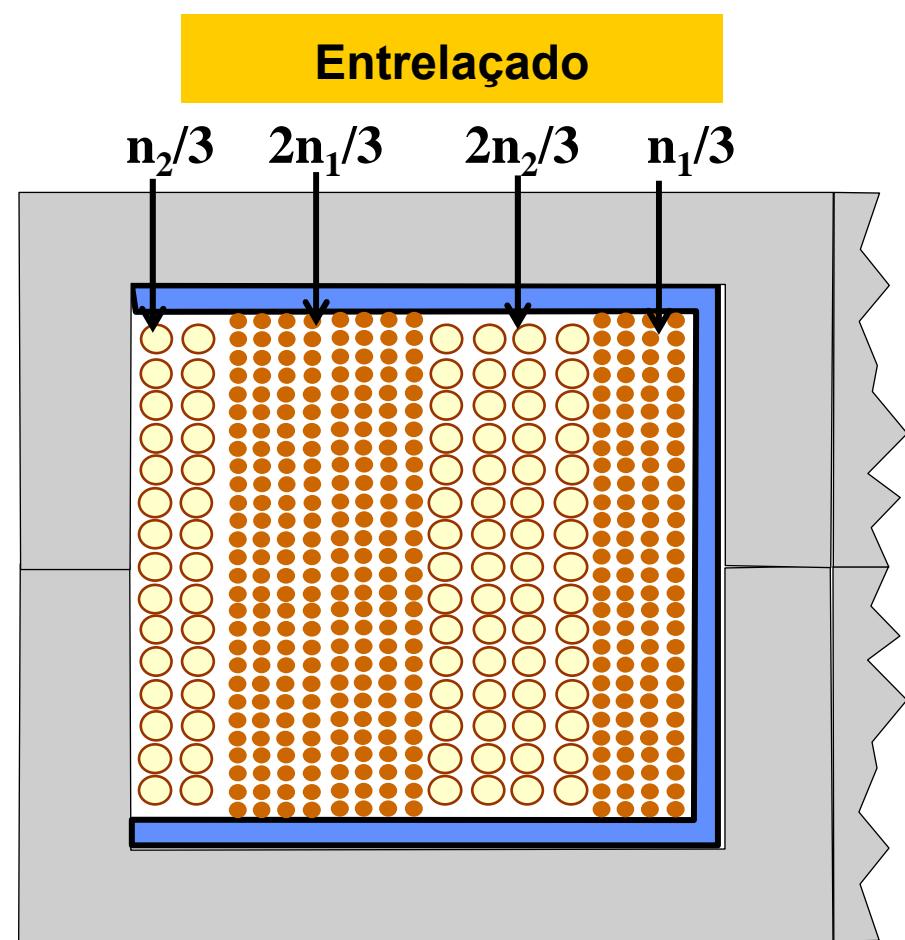
$$A_{H^2} = \frac{\iiint_{V_w} H_w(x)^2 dV_w}{l_{1W} l_{3W}}$$



## Projeto de transformadores



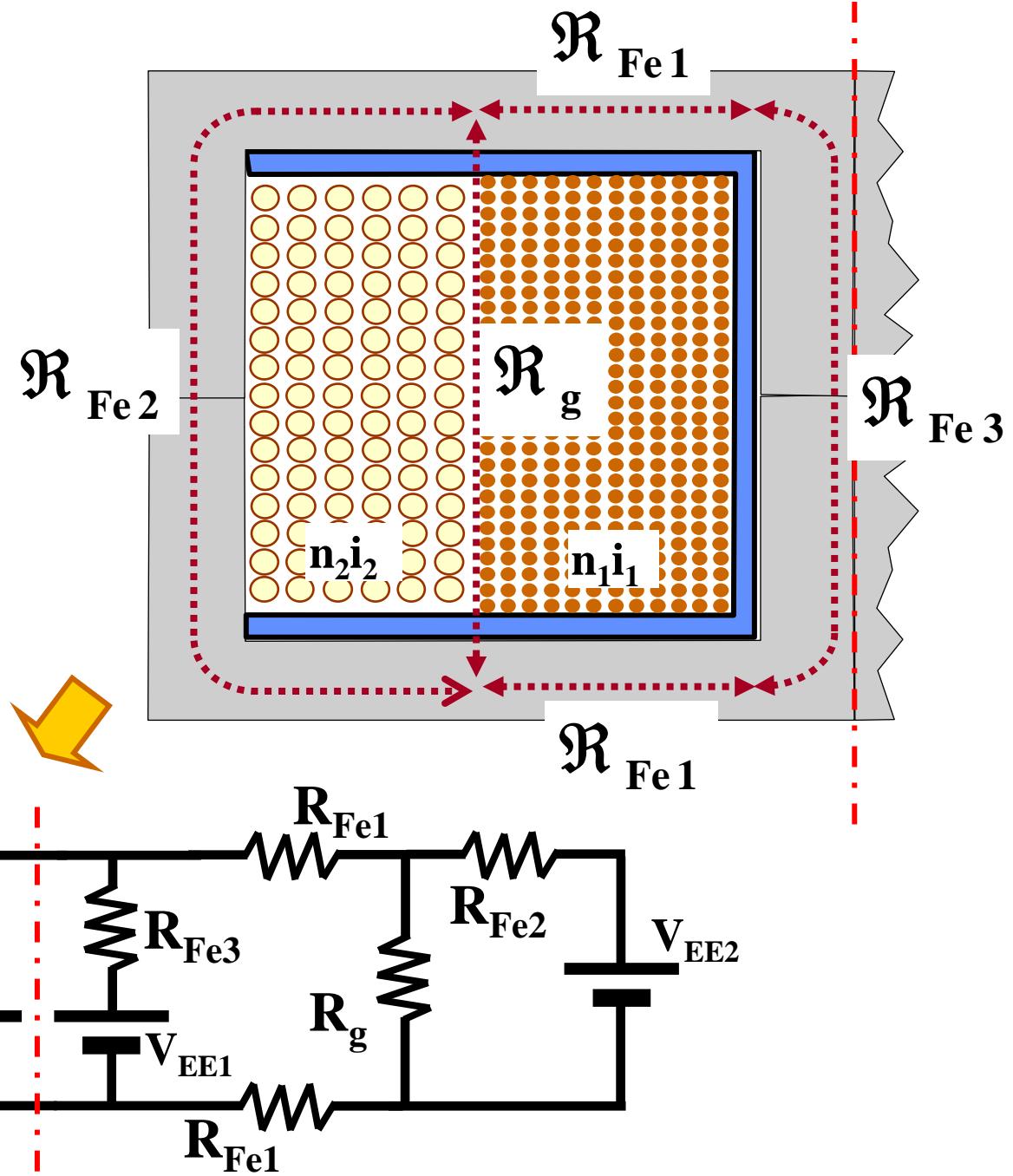
## Com fluxo disperso



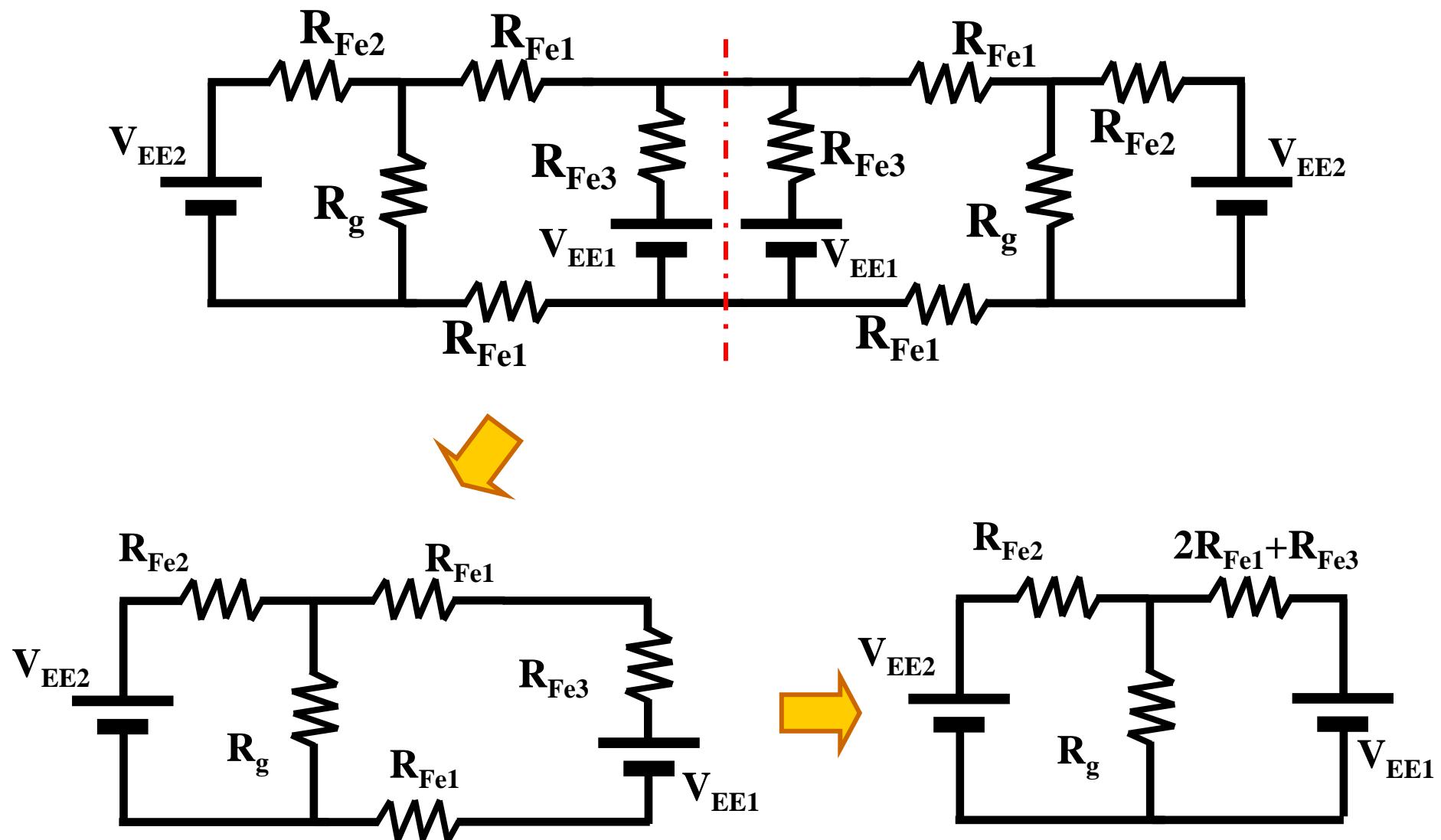
## Projeto de transformadores

### Com fluxo disperso

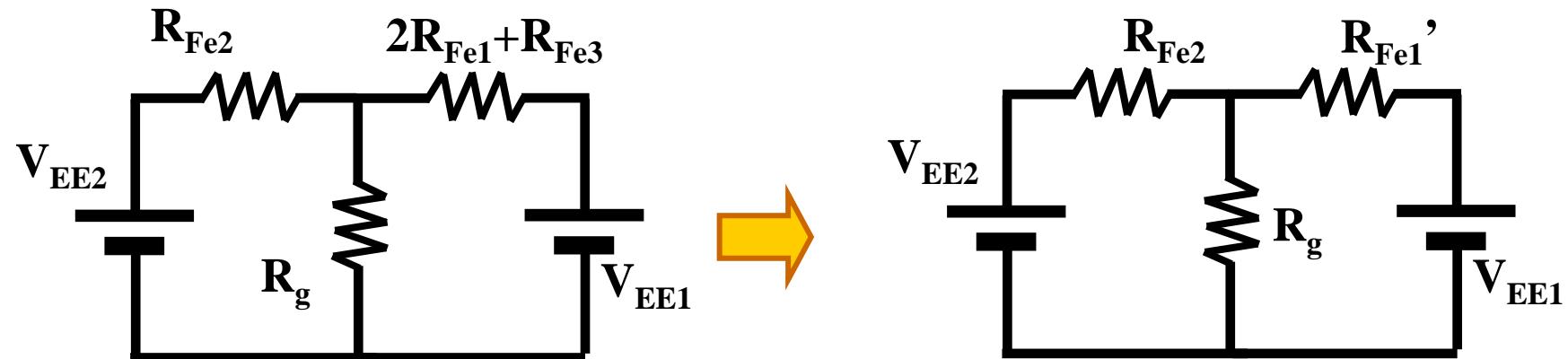
- Modelo equivalente elétrico das magnitudes magnéticas no transformador



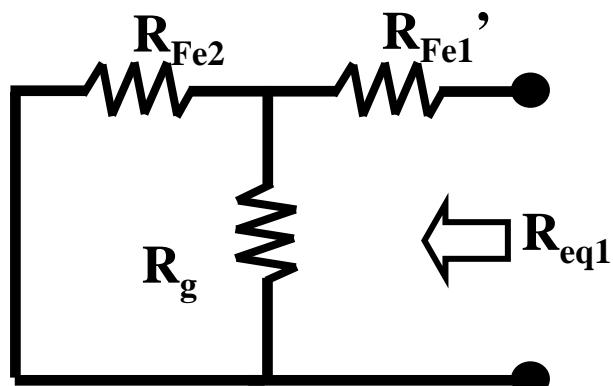
- Simplificação do equivalente elétrico



• Simplificação do equivalente elétrico



• Suponhamos que o enrolamento secundário esteja em circuito aberto  $\Rightarrow n_2 i_2 = 0$   
 $\Rightarrow$  substituímos a fonte de tensão  $V_{EE2}$  do equivalente elétrico por um curto-circuito



$$R_{eq1} = R_{Fe1}' + \frac{R_{Fe2} R_g}{R_{Fe2} + R_g}$$

$$\frac{1}{R_{eq1}} = \frac{1}{R_{Fe1}' + \frac{R_{Fe2} R_g}{R_{Fe2} + R_g}} = \frac{\frac{1}{R_{Fe1}'} \left( \frac{1}{R_{Fe2}} + \frac{1}{R_g} \right)}{\frac{1}{R_{Fe1}'} + \frac{1}{R_{Fe2}} + \frac{1}{R_g}}$$

- De forma correspondente ao circuito magnético:

$$\frac{1}{R_{eq1}} = \frac{\frac{1}{R'_{Fe1}} \left( \frac{1}{R_{Fe2}} + \frac{1}{R_g} \right)}{\frac{1}{R'_{Fe1}} + \frac{1}{R_{Fe2}} + \frac{1}{R_g}}$$



$$\frac{1}{R'_{eq1}} = \frac{\frac{1}{R'_{Fe1}} \left( \frac{1}{R_{Fe2}} + \frac{1}{R_g} \right)}{\frac{1}{R'_{Fe1}} + \frac{1}{R_{Fe2}} + \frac{1}{R_g}}$$

- Multiplicamos por  $n_1^2$  tendo em conta a relação entre relutâncias e indutâncias:

$$\frac{n_1^2}{R'_{eq1}} = \frac{\frac{n_1^2}{R'_{Fe1}} \left( \frac{n_1^2}{R_{Fe2}} + \frac{n_1^2}{R_g} \right)}{\frac{n_1^2}{R'_{Fe1}} + \frac{n_1^2}{R_{Fe2}} + \frac{n_1^2}{R_g}} \Rightarrow L_{eq1} = \frac{L_{Fe11}(L_{Fe21} + L_{d1})}{L_{Fe11} + L_{Fe21} + L_{d1}}$$

- Sendo:

$$L_{Fe11} = \frac{n_1^2}{R'_{Fe1}} \quad L_{Fe21} = \frac{n_1^2}{R_{Fe2}} \quad L_{d1} = \frac{n_1^2}{R_g}$$

- Repetimos o passo anterior, agora com o primário em circuito aberto  $\Rightarrow n_1 i_1 = 0$   
 $\Rightarrow$  substituímos a fonte de tensão  $V_{EE1}$  do equivalente elétrico por um curto-circuito. Com idêntico procedimento obtemos:

$$\frac{n_2^2}{R_{eq\ 2}} = \frac{\frac{n_2^2}{R_{Fe\ 2}} \left( \frac{n_2^2}{R'_{Fe\ 1}} + \frac{n_2^2}{R_g} \right)}{\frac{n_2^2}{R_{Fe\ 2}} + \frac{n_2^2}{R'_{Fe\ 1}} + \frac{n_2^2}{R_g}} \Rightarrow L_{eq\ 2} = \frac{L_{Fe\ 22} (L_{Fe\ 12} + L_{d\ 2})}{L_{Fe\ 22} + L_{Fe\ 12} + L_{d\ 2}}$$

- Sendo:

$$L_{Fe\ 12} = \frac{n_2^2}{R'_{Fe\ 1}} \quad L_{Fe\ 22} = \frac{n_2^2}{R_{Fe\ 2}} \quad L_{d\ 2} = \frac{n_2^2}{R_g}$$

- Portanto:

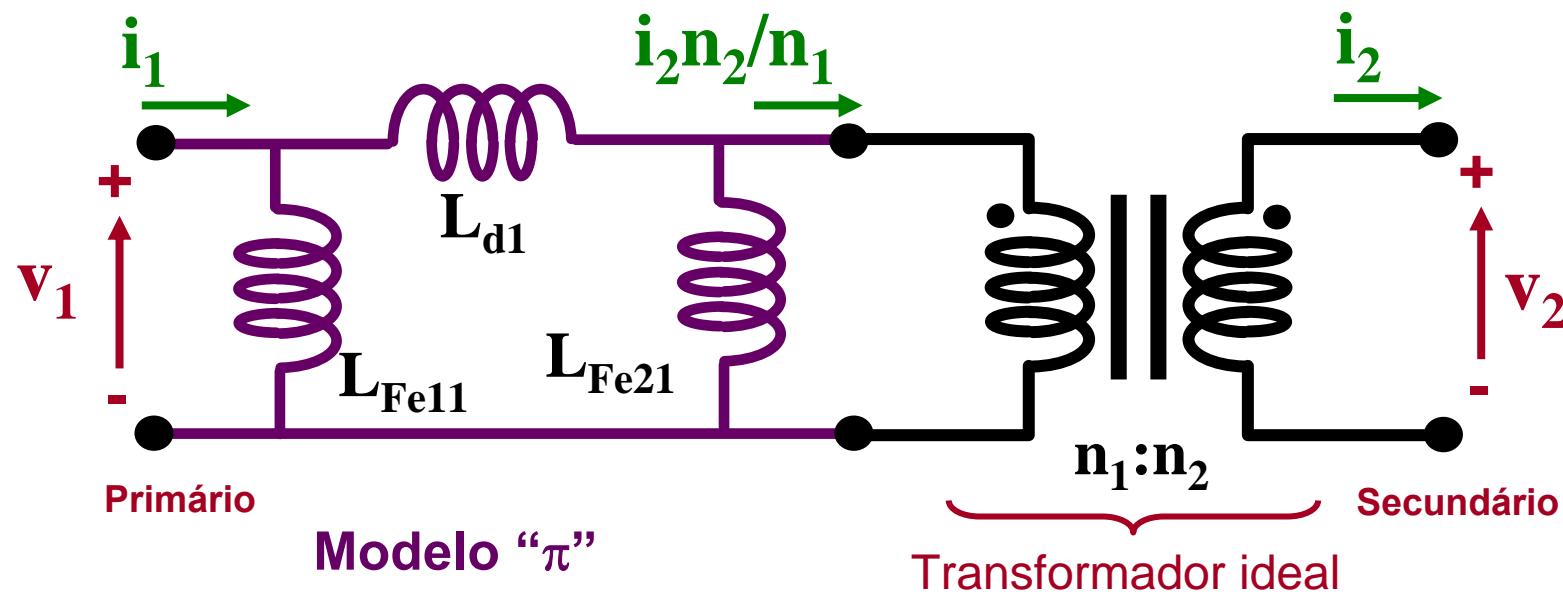
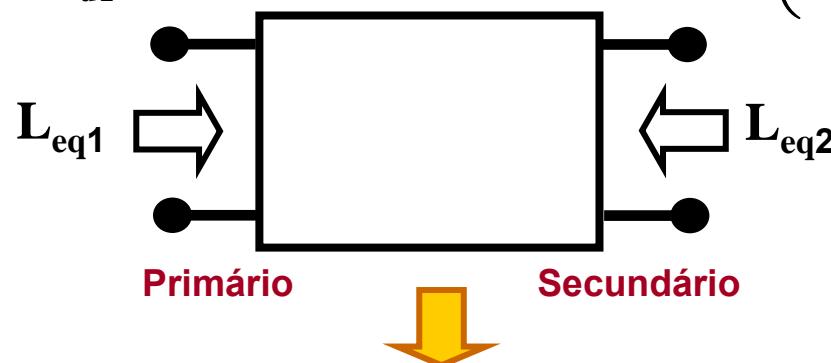
$$L_{Fe\ 12} = L_{Fe\ 11} \left( \frac{n_2}{n_1} \right)^2 \quad L_{Fe\ 22} = L_{Fe\ 21} \left( \frac{n_2}{n_1} \right)^2 \quad L_{d\ 2} = L_{d1} \left( \frac{n_2}{n_1} \right)^2$$

$$L_{eq\ 2} = \left( \frac{n_2}{n_1} \right)^2 \frac{L_{Fe\ 21} (L_{Fe\ 11} + L_{d1})}{L_{Fe\ 21} + L_{Fe\ 11} + L_{d1}}$$

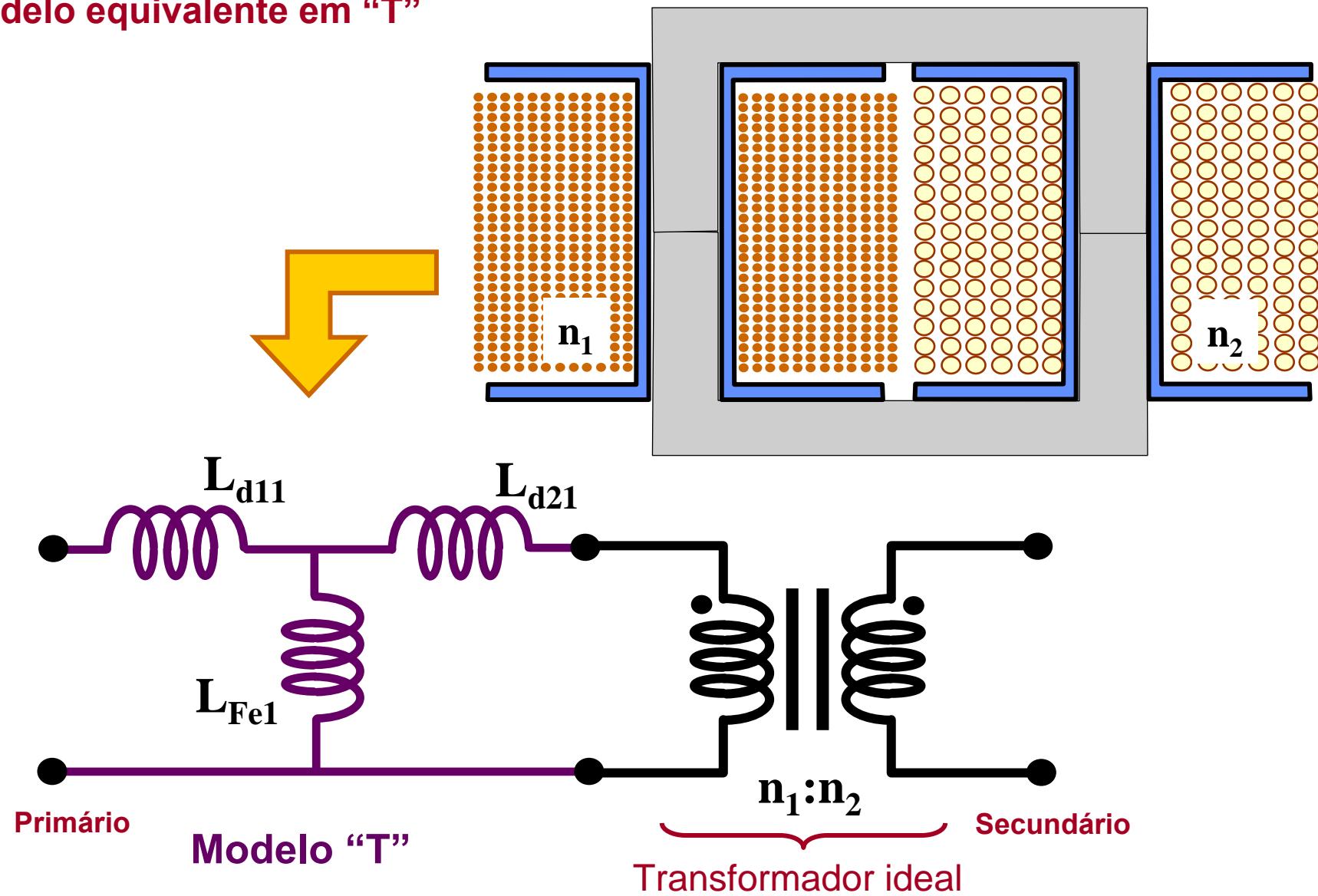
- Resumo

$$L_{eq1} = \frac{L_{Fe\ 11}(L_{Fe\ 21} + L_{d1})}{L_{Fe\ 11} + L_{Fe\ 21} + L_{d1}}$$

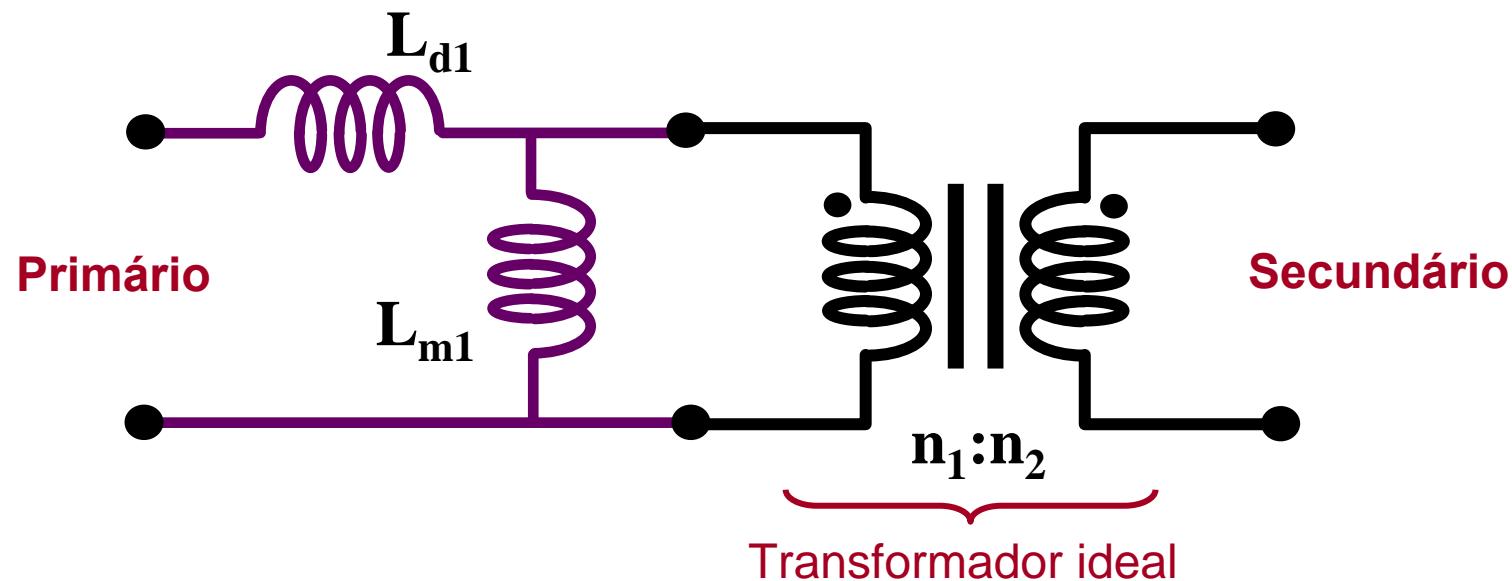
$$L_{eq2} = \left( \frac{n_2}{n_1} \right)^2 \frac{L_{Fe\ 21}(L_{Fe\ 11} + L_{d1})}{L_{Fe\ 21} + L_{Fe\ 11} + L_{d1}}$$



- Com outras estruturas, as indutâncias parasitas se relacionam melhor com o modelo equivalente em “T”



- Na prática, pode-se trabalhar com um modelo simplificado de ambos. Baseado numa indutância de dispersão e na indutância magnetizante.



- A indutância de dispersão  $L_{d1}$  se determina medindo-se a impedância do primário com as saídas em curto-circuito
- A indutância magnetizante  $L_{m1}$  se determina medindo-se a impedância do primário com as saídas em circuito aberto, suprimindo desta medição o valor de  $L_{d1}$

## Projeto de bobinas com vários enrolamentos

- Realizam as ações das bobinas (armazenar energia) e dos transformadores (ajustar tensões/correntes e propiciar o isolamento galvânico)
- Para poder realizar corretamente as funções de uma bobina, habitualmente necessita-se de entreferro.
- Para poder realizar corretamente as funções de um transformador, o acoplamento entre enrolamentos deve ser o melhor possível (baixa indutância de dispersão)
- Ao contrário de um transformador, a indutância magnetizante correspondente a um enrolamento deve ter um valor concreto: a indutância desejada para este enrolamento !!
- As indutâncias de todos os enrolamentos estão relacionadas entre si ao estarem em um mesmo núcleo:

$$\frac{L_1}{n_1^2} = \frac{L_2}{n_2^2} = \frac{L_3}{n_3^2} = \dots = \frac{L_n}{n_n^2}$$

## Projeto de bobinas com vários enrolamentos

- Exemplo de bobina com dois enrolamentos

