

26. スイッチング電源の設計 (2)

26. Design of the Switch-Mode Power Supply (SMPS) (2)

講義内容

1. 電源用インダクタ
2. 磁気回路と電磁気学
3. 巻数 N の導出
4. エアギャップのメリットとデメリット

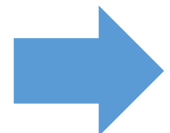
1 **安定動作** すること

2 **高** 効率 (= **低** 損失)

3 出力 **リップル** (脈動) 電圧が小さいこと (低 **リップルノイズ**)

4 **負荷過渡** 応答特性が良い (**負荷変動** に強い)

- ① : 回路設計 (**パワーステージ** ・ **制御** 回路・**保護** 回路・**スナバ** 回路)
- ② : 素子・**冷却体** (**ヒートシンク**) 選定・**動作/スイッチング** モード選択
- ③ : 素子選定・回路の **レイアウト** (**配置** ・ **配線パターン**) 設計
- ④ : **制御系** 設計 (**制御** 回路 (アナログ) ・ **アルゴリズム** (デジタル))

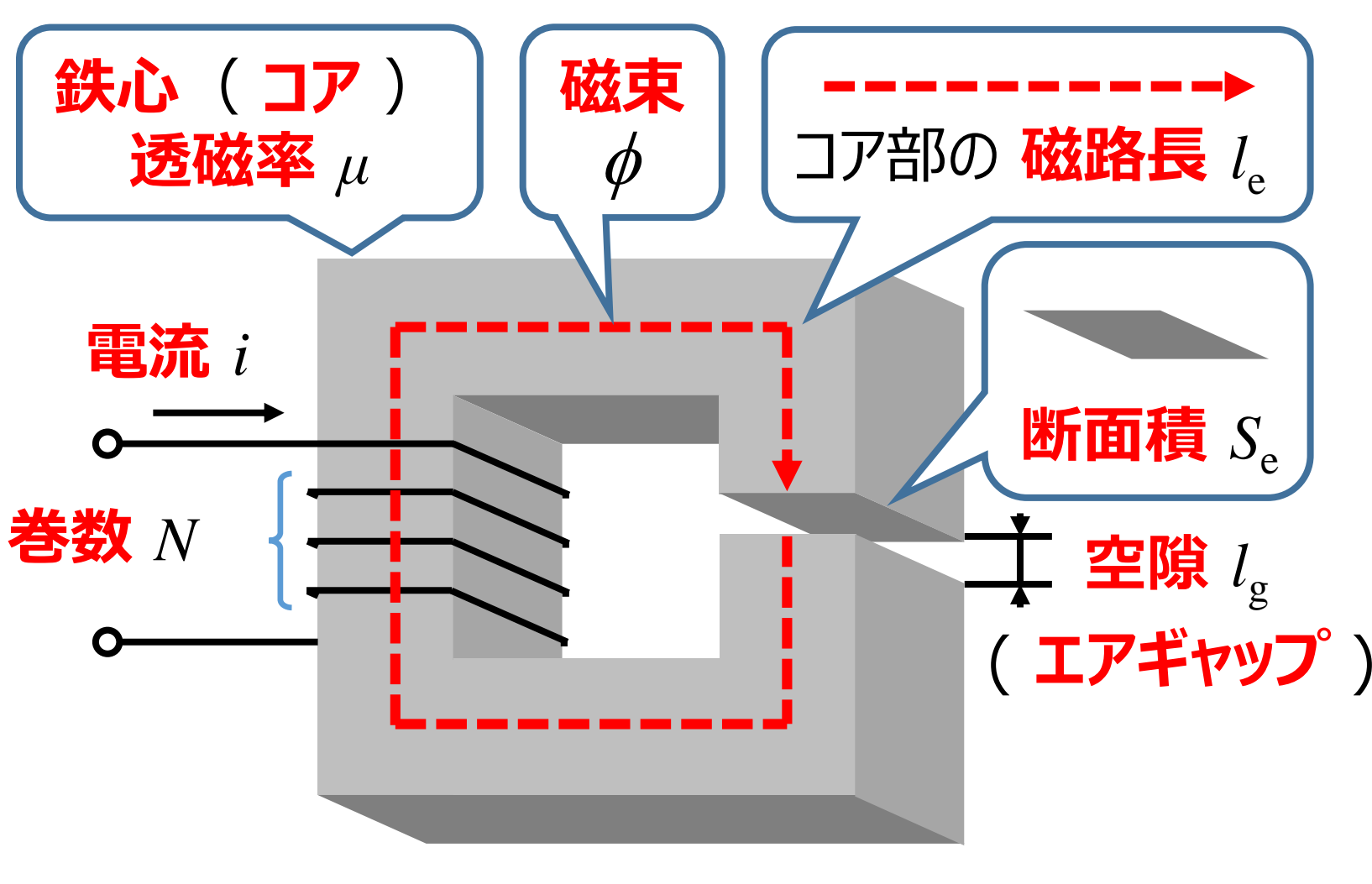


これらを考慮した上で設計 ※ **入力の急激な変動は無いものとする**

1. 回路の動作条件の設定（入力電圧，出力電力，負荷の種類等）
2. 回路の要求の比重選択（高効率 vs 小型化 vs コスト vs etc...）
3. 回路動作の種類を選択（**連続導通モード**，不連続導通モード等）
4. パワーステージの設計
 - **インダクタ** の設計
 - 冷却体（ヒートシンク）の設計
 - 半導体デバイスの選定及びゲート駆動回路周りの設計
 - キャパシタの選定
5. コントロールステージ（制御部）の設計
6. 保護回路及びフィルタの設計
7. 回路のレイアウトの構成（配置・配線パターン）

今回はインダクタの設計について講義を行う
(あくまで講義レベル)

空隙のある電源用インダクタ



インダクタは
磁気回路を用いて
等価回路表現する

※トランスも同様

電気回路と磁気回路

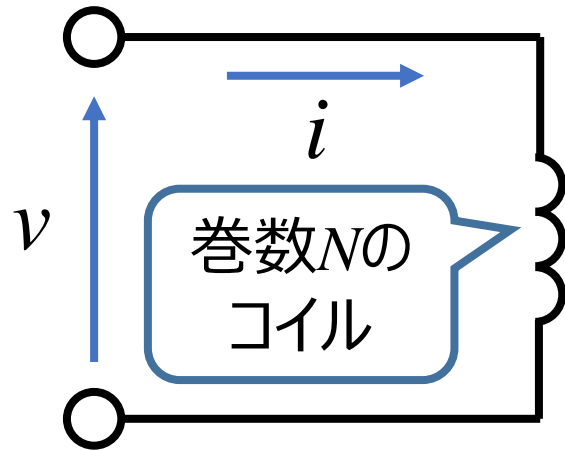


構成要素

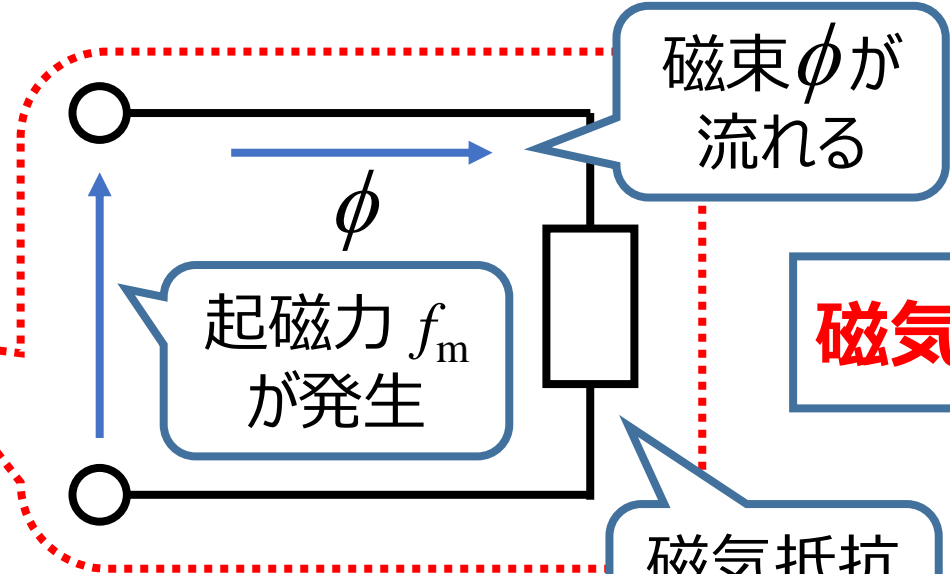
- 磁気回路を構成する **鉄心（コア）**
- 鉄心に巻かれた複数の **コイル**

→ インダクタで
復習

電気回路



瞬時値表記



磁気回路

磁気抵抗 R_m

自己インダクタンス L

$$f_m = Ni$$

$$f_m = R_m \phi$$

$$\phi = N \phi$$

磁束 ϕ

磁束鎖交数 ϕ

$$f_m = Ni = R_m \phi = R_m \frac{\phi}{N} = R_m \frac{Li}{N}$$

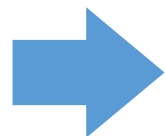
$f_m = R_m \phi$: **ホプキンソン** の法則
(磁気回路における **オーム** の法則)

自己インダクタンス L :
磁束鎖交数 ϕ と電流 i の **比例係数** \rightarrow $\phi = Li$

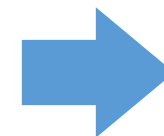


John Hopkinson
(1849~1898)

自己インダクタンスの式に
なるように式を変形

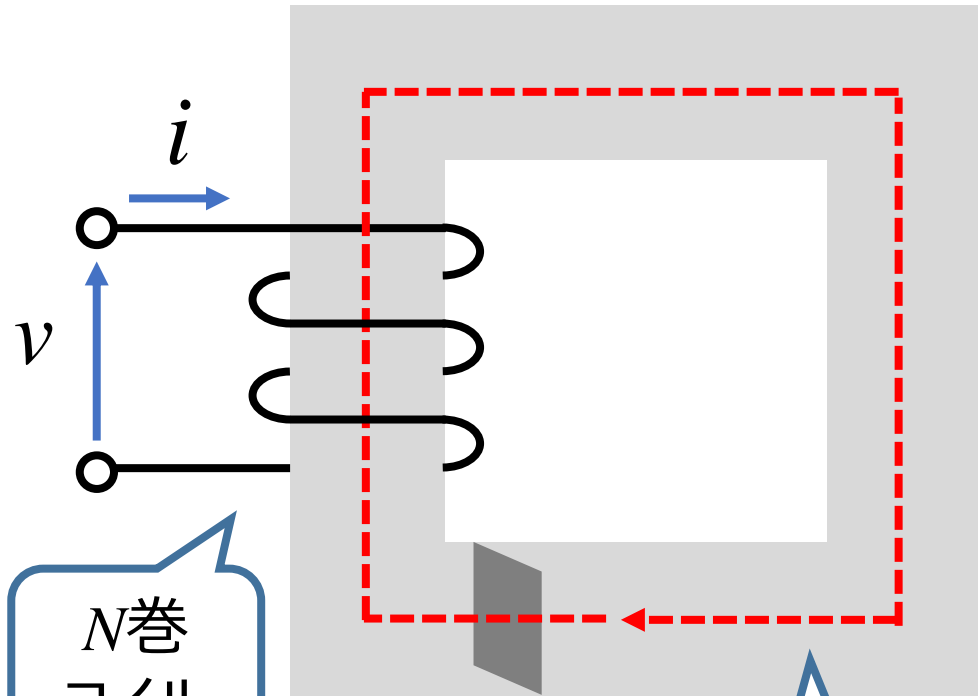


$$L = N^2 R_m^{-1}$$



磁気抵抗は？

自己インダクタンス L と磁気抵抗 R_m (コイル)



透磁率 μ の
鉄心 (**コア**)

$$\mu = \mu_0 \mu_r$$

磁気抵抗
(**リラクタンス**)

$$R_m = \frac{l_e}{\mu \cdot S_e}$$

自己インダクタンス $L = N^2 R_m^{-1} = N^2 \mu \cdot \frac{S_e}{l_e}$

N 巻
コイル

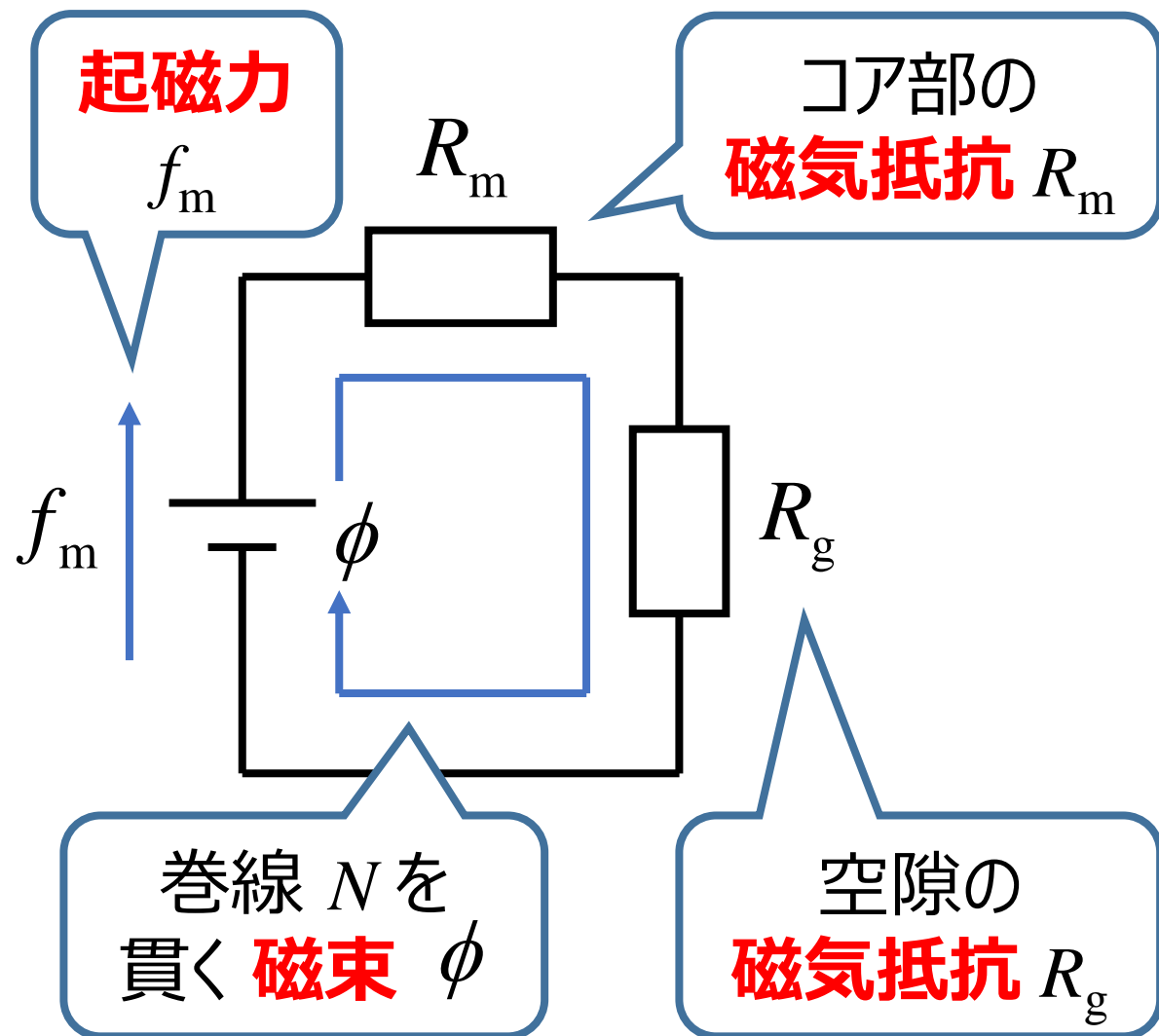
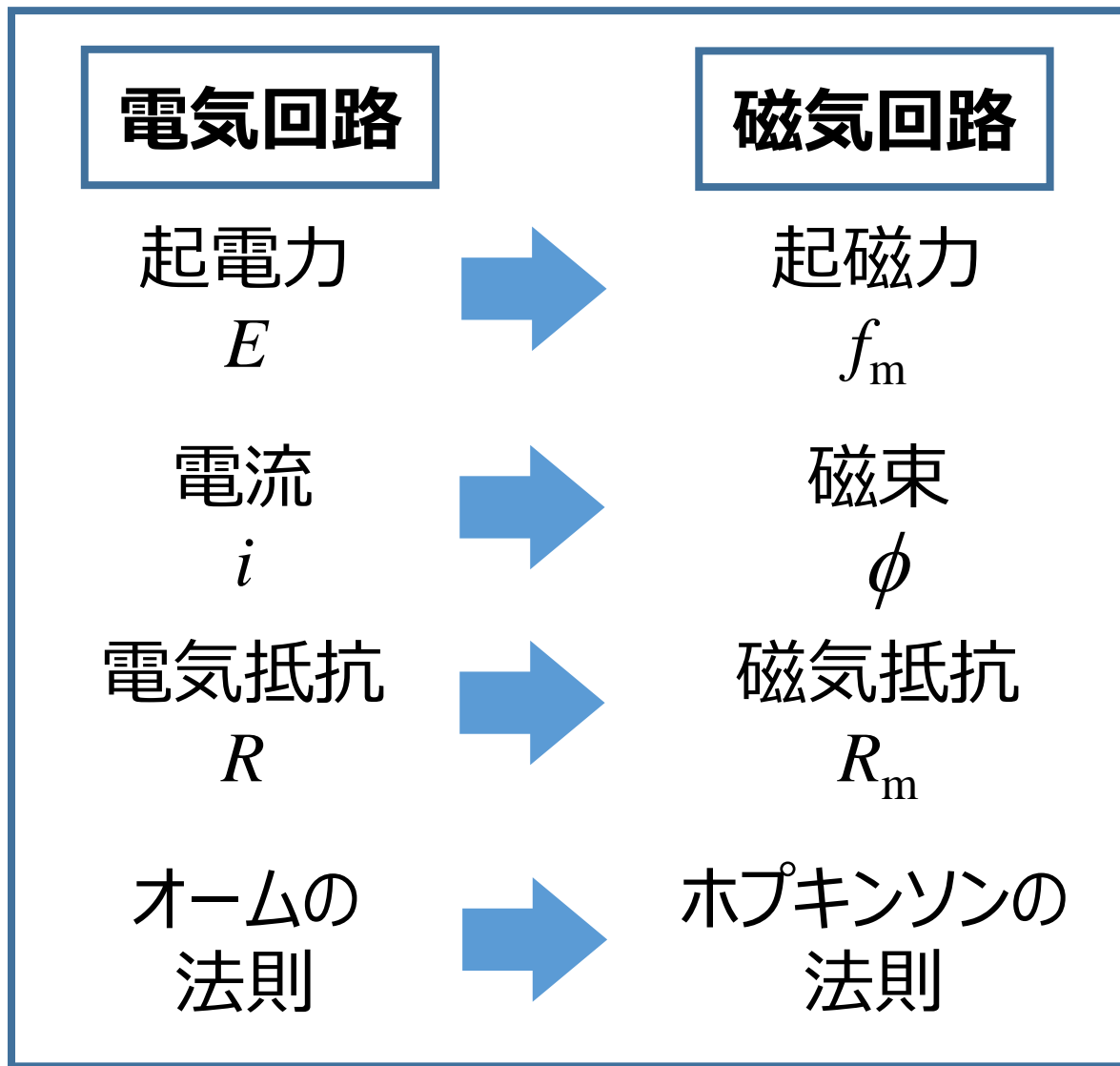
実効断面積
 S_e

実効磁路長
 l_e

磁気抵抗の逆数
(**パーミアンス**)

$$P = \frac{1}{R_m} = \mu \cdot \frac{S_e}{l_e}$$

磁気回路表現（電気回路と磁気回路の対応）



巻数 N の導出

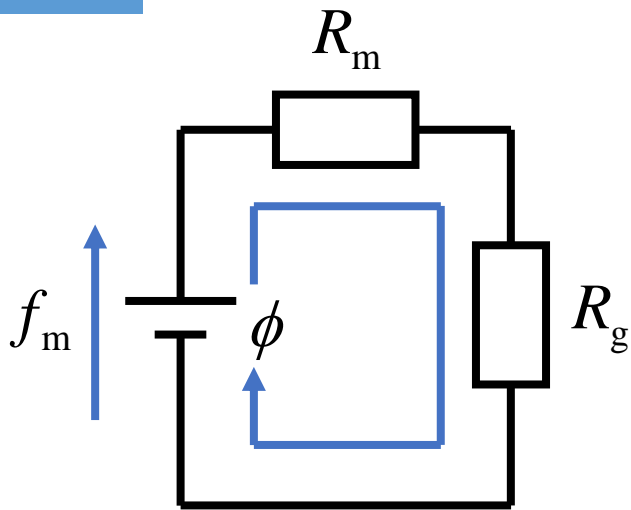
1

$$\left. \begin{aligned} \phi &= N\phi \\ \phi &= Li \end{aligned} \right\}$$

$$L = \frac{N\phi}{i}$$

2

ホプキンソンの法則



$$\phi = \frac{f_m}{R_m + R_g}$$

$$f_m = Ni$$

3

磁気抵抗値（空隙あり）

$$R_m = \frac{l_e}{\mu \cdot S_e} = \frac{l_e}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_e} \quad \mu = \mu_0 \mu_r$$

$$R_g = \frac{l_g}{\mu_0 \cdot S_e}$$

空気中の **比透磁率** は $\mu_r = 1$ であるため

※抵抗値の導出

$$R_m = \frac{l}{\sigma \cdot S} = \rho \cdot \frac{l}{S}$$

1

2

3

より,

$$L = \frac{N\phi}{i} = \frac{N}{i} \cdot \frac{f_m}{R_m + R_g} = N^2 \cdot \frac{1}{\frac{l_e}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_e} + \frac{l_g}{\mu_0 \cdot S_e}}$$

インダクタンス係数

(AL-Value)

$$\frac{L}{N^2} = \frac{1}{R_m}$$

= パーミアンス

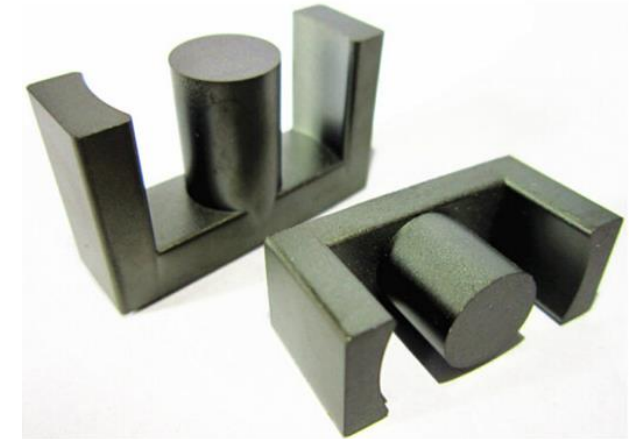
よって,

$$N = \sqrt{L \left(\frac{l_e}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_e} + \frac{l_g}{\mu_0 \cdot S_e} \right)} = \sqrt{\frac{L}{\mu_0 \cdot S_e} \left(\frac{l_e}{\mu_r} + l_g \right)}$$

磁気回路からインダクタの巻数を導出することが出来た！ (※あくまで **近似**)

汎用フェライトコア：PC40EC90×90×30（TDK社）

品番	形状パラメータ					質量 (約) (g)	電気的特性 AL-value (nH/N ²) 1kHz 0.4A/m 23°C
	コア定数 C ₁ (mm ⁻¹)	C ₂ ×10 ⁻² (mm ⁻³)	実効 断面積 A _e (mm ²)	実効 磁路長 ℓ _e (mm)	実効体積 V _e (mm ³)		
PE22 EC70×69×16 PC40 EC70×69×16 PE90 EC70×69×16	0.5138891	0.18322	280	144	40420	250	3910±25%
250						4845±25%	
255						4634±25%	
PE22 EC90×90×30 PC40 EC90×90×30 PE90 EC90×90×30	0.3533380	0.05648	626	221	138270	635	5925±25%
635						7415±25%	
648						7093±25%	
PE22 EC120×101×30 PC40 EC120×101×30 PE90 EC120×101×30	0.3300745	0.04278	772	255	196490	986	6395±25%
986						8025±25%	
1007						7676±25%	



<http://ja.hz-careful-tr.com/transformer-core/ec-ferrite-core.html>

実効断面積： $S_e (A_e) = 626[\text{mm}^2]$
 実効磁路長： $l_e = 221[\text{mm}]$
 使用するコアの **比** 透磁率：2300

PC40：フェライトの材料
 EC：フェライトコアの形状
 ※EE, EI, EER等

インダクタンスを $L=116[\mu\text{H}]$, エアギャップを $l_g = 2[\text{mm}]$ とすると,

$$N = \sqrt{\frac{L}{\mu_0 \cdot S_e} \left(\frac{l_e}{\mu_r} + l_g \right)} = \sqrt{\frac{116 \times 10^{-6}}{4\pi \times 10^{-7} \times 626 \times 10^{-6}} \left(\frac{221 \times 10^{-3}}{2300} + 2 \times 10^{-3} \right)}$$

$= 17.58[\text{Turn}]$

真空中 の透磁率
 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} [\text{H/m}]$

↓

巻数は実数で表す。その場合、
四捨五入をせずに整数値を一つ上昇させる

→ $N = 18[\text{Turn}]$

$$R_m = \frac{l_e}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_e}$$

$$R_g = \frac{l_g}{\mu_0 \cdot S_e}$$

$l_e \gg l_g$ を考慮しても、
強磁性体の比透磁率の
影響により、 $R_g > R_m$ となる

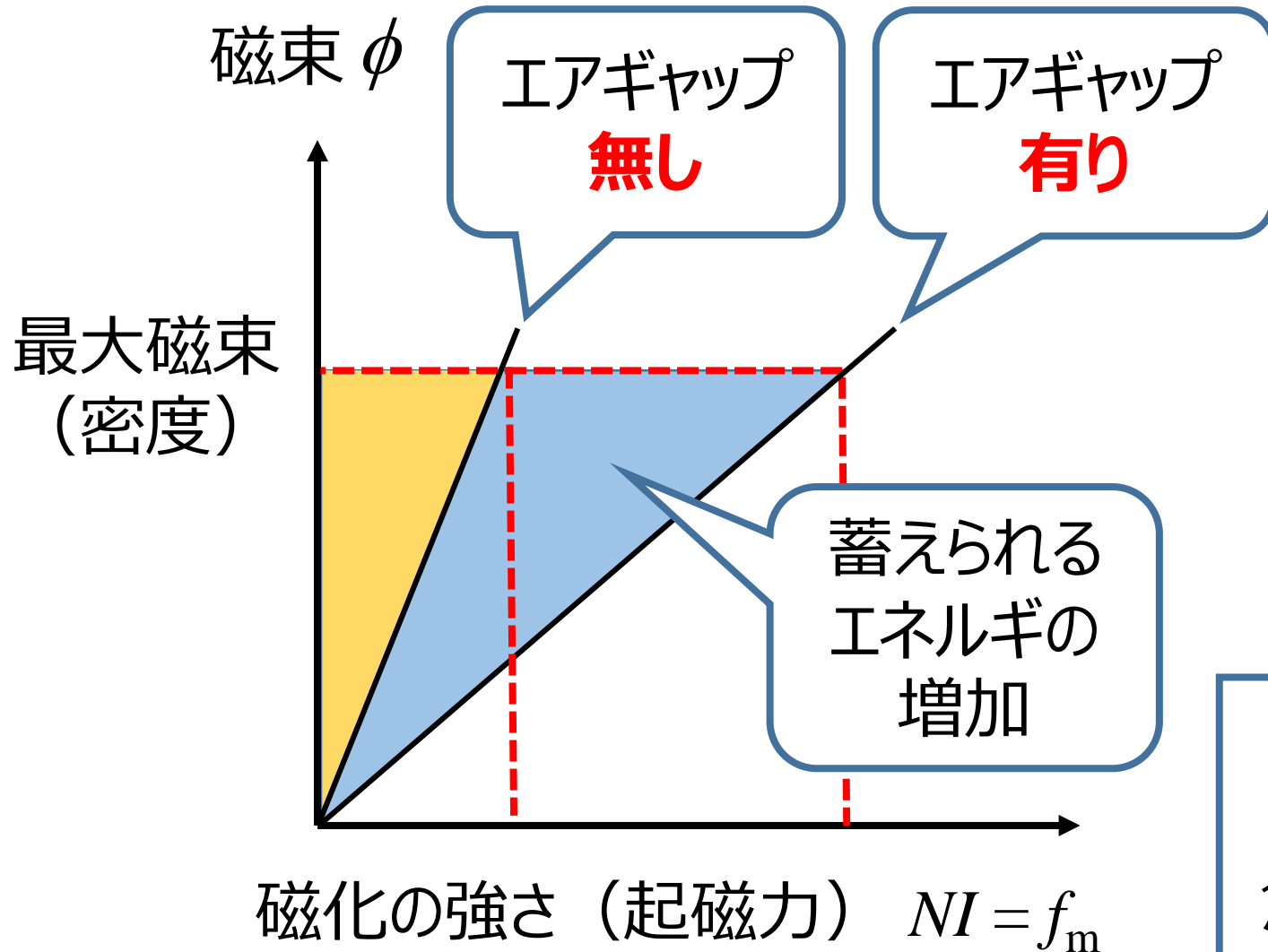
前述の計算例で
比較すると、

$$R_m = \frac{l_e}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_e} \approx 122 \times 10^3 \text{ [1/H]}$$

$$R_g = \frac{l_g}{\mu_0 \cdot S_e} \approx 254 \times 10^4 \text{ [1/H]}$$

磁気抵抗が
約20倍ほど
大きくなる

エアギャップの必要性



磁気抵抗の増加により、
最大磁束に到達するのに
必要な電流値が大きくなる

➡ $W_L = \frac{1}{2} LI^2$ より、
蓄えられるエネルギーが増大！

※ 最大磁束密度を超えると
磁気飽和 が生じて電流が
急激に増大してしまう (不安定)

エアギャップの必要性

$$W_L = \frac{1}{2} LI^2 = \frac{1}{2} \cdot N \cdot \phi \cdot i = \frac{1}{2} \cdot \underbrace{f_m \cdot \phi}_{\text{電気回路における電力 } P = VI} = \frac{1}{2} \cdot (R_m + R_g) \cdot \phi^2$$

$$= \underbrace{\frac{1}{2} \cdot R_m \cdot \phi^2}_{\text{コア部のエネルギー}} + \underbrace{\frac{1}{2} \cdot R_g \cdot \phi^2}_{\text{空隙部のエネルギー}}$$

電気回路における
電力 $P = VI$

$\frac{1}{2}$ も考慮すると
三角形 の
面積 となる！

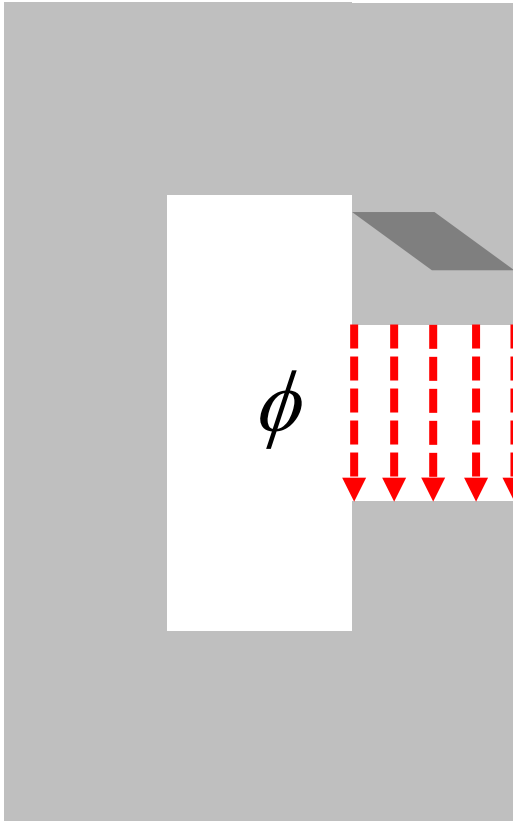
コア部のエネルギー

空隙部のエネルギー

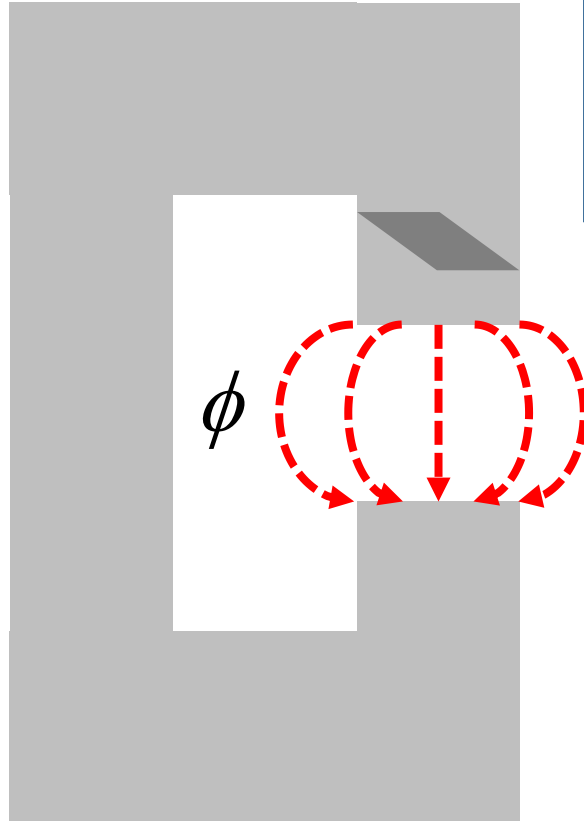
磁気抵抗の大きさが、そのまま
蓄えられるエネルギーの大きさに繋がる

$$\delta = \frac{R_g}{R_m} = \frac{\frac{l_g}{\mu_0 \cdot S_e}}{\frac{l_e}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_e}} = \mu_r \cdot \frac{l_g}{l_e}$$

理想状態



実際の状態



フリッジング効果

エアギャップでは、磁気抵抗を減らすべく磁束の通過する断面積をコアの断面積よりも **大きく** しようとして磁束が **膨らむ**

$$R_g = \frac{l_g}{\mu_0 \cdot S_e}$$

漏れ磁束の
要因となる
(**ノイズ** にもなる)

エアギャップ中の断面積が
計算と実測で差が出てしまう