

## Simuler un transformateur Fonctionnement en non-linéaire

J'invite le lecteur à consulter le site pour des informations complémentaires.

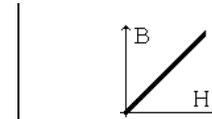
Page d'accueil du site Internet :  
[page d'accueil](#)

d'autres pdf, sur différents sujets :  
[liste des PDF](#)

Dans ce document, nous allons présenter la conséquence de la saturation sur un transformateur et comment exploiter Pspice pour faire des simulations correspondantes.

### 1) Comment modéliser un circuit magnétique

- Rappelons que si le transfo est à air, on a  $\boxed{B = \mu_0 H}$ , avec :  
B : champ magnétique (en T),  $\mu_0$  perméabilité du vide (en H/m)  
H, excitation magnétique (en A/m ou ampère tour/m).



On a  $H = N I / l$ , où N : nombre de spires, I intensité (en A), l : longueur du circuit magnétique (en m).

Remarque : dans un transformateur à air, le couplage magnétique est très faible : de nombreuses lignes de champ se referment à l'extérieur des bobinages. Le coefficient K est inférieur à 1.

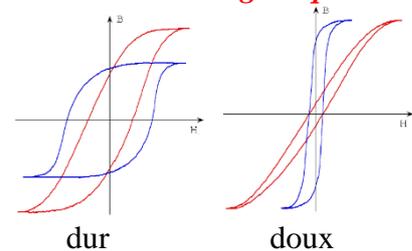
- Si le transfo est à circuit magnétique de perméabilité  $\mu_r$  constante, on a :  $\boxed{B = \mu_0 \mu_r H}$ . On conserve une relation linéaire entre B et H, mais avec une pente  $\mu_r$  fois plus élevée. ( $\mu_r$  sans dimension).  
Le circuit magnétique canalise les lignes de champ : si les bobinages primaire et secondaire sont serrés entre eux, le couplage est élevé, K est proche de 1.

- Le circuit magnétique du transformateur peut présenter un phénomène de saturation et d'hystérésis. La simulation Pspice doit alors se faire avec un modèle précis de circuit magnétique.

Plus finement, le modèle du circuit magnétique doit également tenir compte de la température.

Les circuits magnétiques utilisés pour les transformateurs sont du type « doux ».

#### Caractéristiques $B = f(H)$ de circuit magnétique.



On montre qu'à chaque période, une part de l'énergie traversant le transformateur est perdue dans le circuit magnétique. Ces « pertes fer » (en  $J/m^3$ ) sont proportionnelles à S, la surface du cycle d'hystérésis, et ont pour équation  $P_f = V S f$ . Les constructeurs de circuits magnétiques donnent des abaques de puissance volumétrique (en  $kW/m^3$ ), en fonction de B et paramétrées en fréquence.

#### La conséquence du phénomène de saturation est qu'à tension sinusoïdale, le courant ne l'est pas.

Le courant se décompose donc en fondamental + harmoniques. Les harmoniques ont des amplitudes de plus en plus faibles avec la fréquence, mais les pertes magnétiques augmentent avec la fréquence. Par conséquence, les premières harmoniques contribuent de façon non négligeable sur les pertes fer.

Les pertes par courant de Foucault (courants induits dans la masse magnétique) sont incluses dans les pertes fer (on considère le cycle d'hystérésis dynamique et non statique), mais sont négligeables en haute fréquence car les matériaux magnétiques utilisés sont mauvais conducteurs électriques.

En première approximation, ces pertes fer sont modélisables par une résistance  $R_f$ , placée en // sur  $L_1$ .

Parmi les différentes façons de modéliser un circuit magnétique par Pspice, il y a le modèle de **Jiles et Atherton**. Ce modèle inclut le phénomène de saturation et d'hystérésis.

Il existe le modèle de **Tabrizi** (LEVEL=3) mais non utilisable avec la version 17.2 LITE.

Après avoir défini L1, L2, un transformateur avec **un modèle spécifique de noyau magnétique** est défini par Pspice par : `K<name> L1 L2 K Model_core`  
 Dans ce cas, L1 L2 représente le nombre de spires des enroulements, et non leur valeur en Henry.  
 K est le coefficient de couplage (entre 0 et 1).

**Attention : les unités du domaine « magnétisme » utilisées par Pspice ne sont pas dans le Système International. Pspice utilise le Gauss, et l'Oersted. Pour revenir en S.I., il faut exploiter :**

Pour le champ magnétique :  $1 \text{ T} = 10^4 \text{ Gauss}$  , pour l'excitation :  $1 \text{ A/m} = 1 \text{ Oersted} \times 4 \pi \cdot 10^{-3}$

1) Il existe principalement 3 formes physiques de circuits magnétiques : pot, carré, tore. Quelle que soit la forme, les lignes de champ traversent une section et suivent une longueur qui sont définies par :

AREA : section (en **cm<sup>2</sup>**)                      PATH : longueur (en **cm**)

2) Il existe une multitude de matériaux magnétiques, à choisir selon la fréquence, l'intensité du champ, la tenue en température, etc. : le fer, certains aciers de fer et nickel, des ferrites ...

Quelle que soit la matière, le matériau magnétique est spécifié par (modèle de **Jiles et Atherton**) :

MS : aimantation à saturation (en **Gauss**.)

A : paramètre d'énergie thermique (**A/m**)

C : facteur de courbure

K : paramètre d'anisotropie (indique indirectement la surface du cycle d'hystérésis)

On peut ajouter : GAP : longueur de l'entrefer (**cm**).

PACK : coefficient de foisonnement pour les circuits feuilletés.

Des exemples de constructeurs : Ferroxcube, Siemens Matsushita, Philips, TDK, Tokin, Amidon...

L'écriture de la netlist Pspice peut être faite de 2 façons :

**façon 1** : On passe tous les paramètres (matériau, dimensions) dans une seule ligne. Par exemple :

```
L1 3 8 15 ; bobinage primaire entre les noeuds 3 et 8 avec 15 spires
L2 4 6 45 ; bobinage secondaire entre les noeuds 4 et 6 avec 45 spires
K2 L1 L2 0.999 Transfo ; couplage non parfait, et modèle donné.
```

Les paramètres et les dimensions du tore magnétique sont donnés par la primitive "CORE":

```
.MODEL Transfo CORE (MS=415.2K A=44.82 C=.4112 K=25.74 AREA=1.17 PATH=8.49)
```

**façon 2** : Si on simule plusieurs transformateurs ayant tous le même matériau (ici 3B7) : on définit un modèle pour le matériau, et on passe les dimensions sur une autre ligne :

```
L1 1 0 10 ; 10 spires entre 1 et 0
L2 2 0 100 ; 100 spires entre 2 et 0
Ktransfo L1 L2 0.995 transfo1
```

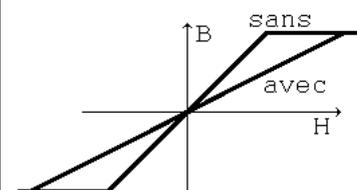
La netlist doit faire apparaître alors 2 lignes :

```
.MODEL 3B7 CORE (MS=342.012K A=15.0199 K=712.814M ) ; matériau pour les transfos
.MODEL transfo1 AKO:3B7 CORE (AREA=0.970 PATH=4.61) ; dimension du transfo1
```

Dans la syntaxe Pspice, AKO signifie A KIND OF.

L'entrefer (en cm) doit être précisé avec le matériau, (et non avec la dimension).

- On peut créer, dans le circuit magnétique, un entrefer (GAP). C'est un espace sans circuit magnétique dans le chemin des lignes de champ. Une fine cale d'un matériau de perméabilité  $\mu_r \approx 1$  est utilisée. La conséquence de cette mise en série des réluctances est de créer un matériau équivalent de perméabilité globale plus faible. A même H, le champ B sera réduit. La conséquence recherchée est de travailler hors saturation d'une part, et d'être moins tributaire des propriétés magnétiques du matériau (sujettes à fluctuation) d'autre part.



**Influence de l'entrefer.**

**Quelques exemples de modèles Pspice de circuits magnétiques :**

Consulter, dans le répertoire d'installation, ....SPB\_17.2\tools\pspice\library\core.lib et magnetic.lib

**Matériaux** simulables par le modèle de Jiles et Atherton disponibles par l'installation de Pspice Lite :

|  |                            |   |           |
|--|----------------------------|---|-----------|
| 2P40, 2P50, 2P65, 2P80, 2P90,                          | 3B1, 3B7, 3B8, 3B46        | 3C11, 3C20, 3C34, 3C81, 3C85, 3C90, 3C91, 3C92, 3C93, 3C94, 3C95, 3C96, | 3D3,      |
| 3E5, 3E6, 3E7, 3E8, 3E9, 3E25, 3E26, 3E27, 3E28, 3E55, | 3F3, 3F4, 3F5, 3F35, 3F45, | 3H1,  | 3S4,      |
| 4A11, 4A15, 4A20,                                      | 4B1, 4B2, 4B3              | 4C6, 4C65,  | 4D2, 4F1. |
| K3E5, K3E2A, K3D3, K3C8, K3C6A,                        | K3B9, K3B7.                |   |           |

Des **formes** standards de circuits magnétiques pour transformateurs :

- Forme en « E », (repérée par les lettres E, EC, ETD, EFD...),
- Pots (repérés par les lettres RM), dont les bobines sont circulaires,
- Forme en « U »,
- Forme toroïdale.

**2) Simulation d'une unique self bobinée sur un circuit magnétique**

La présence d'un circuit magnétique affecte d'un coefficient  $\mu_r$  la perméabilité.

L'équation donnant la valeur de l'inductance est  $L = \mu_0 \mu_r N^2 S / l$  (en système international). Rappelons que cette équation est applicable si toutes les lignes de champ se referment sur elles-mêmes.

On exploite un tore TX/22/14/6.4 à base d'un matériau magnétique 3D3 (modèle Pspice dans la librairie).

Des extraits de la datasheet du fabricant Ferroxcube sont donnés :

**3D3 SPECIFICATIONS**

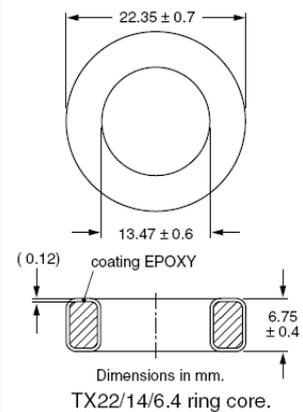
A medium frequency filter and tuning material optimized for frequencies from 0.2 up to 2 MHz.

**Effective core parameters**

| SYMBOL        | PARAMETER        | VALUE | UNIT             |
|---------------|------------------|-------|------------------|
| $\Sigma(l/A)$ | core factor (C1) | 2.20  | mm <sup>-1</sup> |
| $V_e$         | effective volume | 1340  | mm <sup>3</sup>  |
| $l_e$         | effective length | 54.2  | mm               |
| $A_e$         | effective area   | 24.8  | mm <sup>2</sup>  |
| m             | mass of core     | ≈ 6.5 | g                |

| GRADE | $A_L$ (nH) | $\mu_i$ | TYPE NUMBER     |
|-------|------------|---------|-----------------|
| 3D3   | 454 ± 20%  | ≈ 750   | TX22/14/6.4-3D3 |

**TX22/14/6.4 Ferrite toroids**



Observons les dimensions du tore :  
 Epaisseur  $6,75 - 2 \times 0,12 = 6,51$  mm  
 Diamètre extérieur :  $22,35 - (2 \times 0,12) = 22,11$  mm  
 Diamètre intérieur :  $13,47 + (2 \times 0,12) = 13,71$  mm

La valeur 54, 2 mm pour la longueur effective se justifie par le calcul simple :

Diamètre moy =  $(22,11 \text{ mm} + 13,71 \text{ mm}) / 2 = 17,91$  mm

D'où un périmètre moyen :  $\pi \times 17,91 \text{ mm} = 56,26$  mm

La valeur 24,8 mm<sup>2</sup> pour l'aire effective se justifie par le calcul simple :

Section, supposée rectangulaire =  $(22,11 - 13,71) / 2 \times 6,51 = 27,3$  mm<sup>2</sup>.

C'est un peu moins à cause des coins arrondis.

On prend un bobinage composé d'une couche de  $N = 100$  spires, de diamètre 0,41 mm (émaillé, jauge 26). Ces 100 spires sont jointives au centre du tore : elles occupent 41 mm, ce qui entre dans le trou du tore de circonférence intérieure 42 mm.

On peut déterminer, par calcul, l'inductance de cet enroulement :

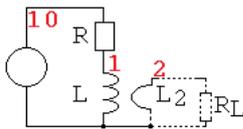
On a, en S.I. :  $S = 24,8 \cdot 10^{-6}$ ,  $l = 54,2 \cdot 10^{-3}$ ,  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ ,  $\mu_r = \mu_i$  (intrinsèque) = 750 (à 25 °).  
 Il vient :  $L = \mu_0 \mu_r N^2 S / l = 4\pi \cdot 10^{-7} \times 750 \times (100)^2 \times 24,8 \cdot 10^{-6} / 54,2 \cdot 10^{-3} = 4,31 \text{ mH}$

Remarque : La data sheet indique  $AL = 454 \pm 20 \%$  soit dans [363 ; 544]  
 Or  $AL = \mu_0 \mu_r S / l = 4 \pi \cdot 10^{-7} \times 750 \times 24,8 \cdot 10^{-6} / 54,2 \cdot 10^{-3} = 4,31 \cdot 10^{-7} \text{ H/N}^2 = 431 \text{ nH/N}^2$ , valeur donnée par la datasheet à 5% près. La valeur de AL permet de calculer rapidement l'inductance :  
 Une spire donne 431 nH. 100 spires donnent 10 000 fois plus, donc 4,31 mH.

Simulons un circuit RL série, avec  $R = 1 \text{ k}\Omega$ . La constante de temps attendue est  $\tau = L/R = 4,31 \mu\text{s}$ .  
 D'où la netlist :

Notons :  
 PATH = 54,2 mm = 5,42 cm  
 AREA = 24,8 mm<sup>2</sup> = 0,248 cm<sup>2</sup>  
 On exploite un transformateur, dont le secondaire n'est pas connecté (ici relié à une résistance  $R_L$  quasi infinie) :

Le schéma est :



```
test d'un bobinage à circuit magnétique
* fichier tore_3D3.cir
* circuit :
Vin 10 0 sin (0 0.15 10k 0 0 0) AC=1
R 10 1 1k
L 1 0 100 ; 100 spires
L2 2 0 1 ; 1 spire
Ktransfo L L2 1 Transfo
RL 2 0 100Meg ; à vide
.MODEL Transfo CORE (Ms=356.1K A=54.37 C=.1291 K=80.59
+ AREA=0.248 PATH=5.42) ;tore TX/22/14/6.4
.TRAN 10n 10m 9.9m 10n ; pour run 10 kHz
*.AC DEC 100 1Meg 10GHz
.probe
.end
```

*Netlist prête à simuler*

**a) Simulation en linéaire de la caractéristique magnétique du matériau 3D3**

On vérifie dans un premier temps la perméabilité intrinsèque du 3D3.

En « petits signaux », c'est-à-dire avec un champ magnétique de 0,25 mT, et en « basses fréquences », c'est-à-dire inférieur à 10 kHz, le matériau est donné, par Ferroxcube, à  $\mu_r = 750$  :

| SYMBOL  | CONDITIONS                 | VALUE    | UNIT |
|---------|----------------------------|----------|------|
| $\mu_i$ | 25 °C; ≤10 kHz;<br>0,25 mT | 750 ±20% |      |

Dans notre simulation, l'amplitude de 0,15 V est choisie pour être à  $B = 0,25 \text{ mT}$ .

La fréquence est 10 kHz pour être calé sur la datasheet.

D'où la perméabilité :

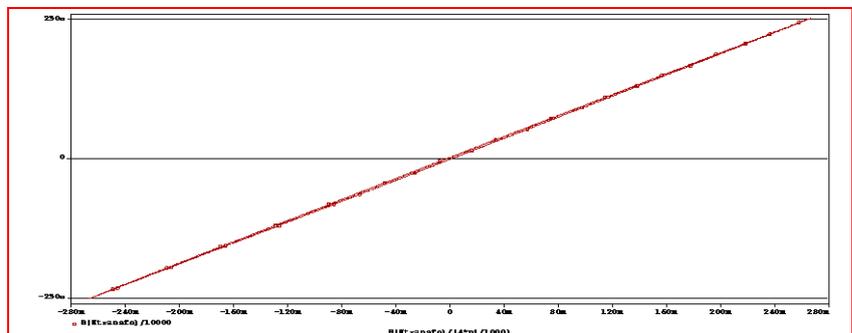
| Trace Name        | Y1       | Y2        | Y1 - Y2  |
|-------------------|----------|-----------|----------|
| X Values          | 200.507m | -200.472m | 400.979m |
| B(Ktransfo)/10000 | 189.291u | -188.991u | 378.282u |

$$\Delta B / \Delta H = \frac{378,282 \text{ u}}{400,979 \text{ m}} = 0,9434 \text{ m}$$

$$= \mu_0 \mu_r.$$

$$\text{Il vient } \mu_r = \frac{0,9434 \text{ m}}{4 \pi \cdot 10^{-7}} = 750,$$

valeur conforme à la data sheet.



*B = f(H) du 3D3, en petits signaux*

Abcisses :  $H / (4\pi/1000)$ , pour avoir des **A/m**

Ordonnées :  $B / 10000$  pour avoir des **Tesla**

Remarque :

$\mu_0 \mu_r$  est la pente de  $B = f(H)$ . En petits signaux, on peut afficher directement la valeur de  $\mu_r$  en visualisant  $D(B(Ktransfo)/(10000*4*pi*1e-7))$ .

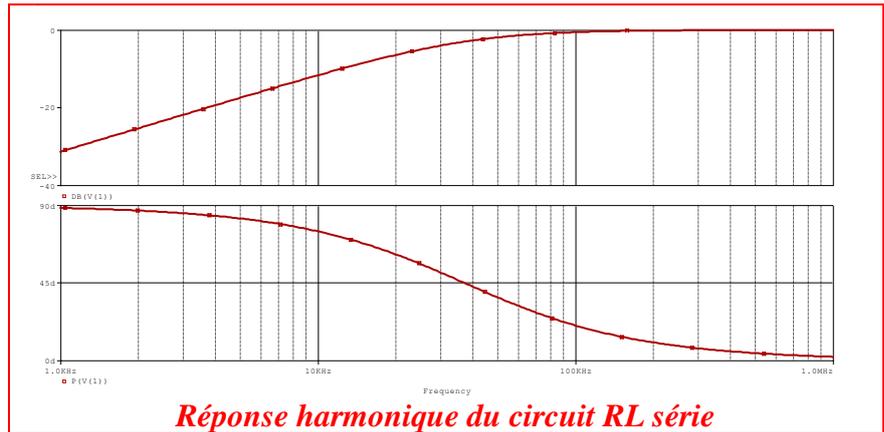
### b) Simulation électrique de l'inductance

On reste dans le domaine linéaire, par la directive .AC. La réponse harmonique permet de retrouver la valeur de L, en visualisant V(1), potentiel issu du pont diviseur L, R série dont l'équation est :

$$\frac{jL\omega}{R + jL\omega} = \frac{j(L/R)\omega}{1 + j(L/R)\omega}$$

Connaissant R on peut déduire L.

On a  $\tau = L/R$ .



La coupure à -3 dB, que l'on pose à  $f_0$ , est au passage à  $-45^\circ$  : 36,912 kHz.

Or  $f_0 = 1 / (2 \pi \tau)$ . D'où :

$$L = \frac{R}{2\pi f_0} = \frac{1000}{2\pi \cdot 36,912 \cdot 10^3} = 4,31 \text{ mH, ce qui est la valeur prédéterminée.}$$

| X Values | 36.912K |
|----------|---------|
| P(V(1))  | 45.000  |
| DB(V(1)) | -3.0103 |

### c) Matériau 3D3 en non linéaire (saturation, hystérésis)

Vérifions maintenant le comportement en non linéaire. Pour ce faire, il faut travailler à fort H, c'est-à-dire à fort courant.

On peut choisir de réduire la résistance, ou d'augmenter la tension, ou de réduire la fréquence, ou un mix des 3.

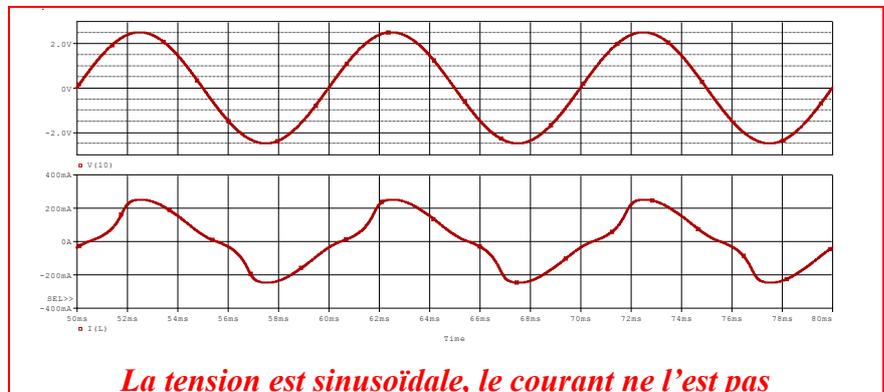
Nous avons choisi de placer une sinusoïde de 100 Hz, d'amplitude 2,5 V, et de limiter le courant par une résistance série de 10  $\Omega$ .

```
Vin 10 0 sin (0 2.5 100)
R 10 1 10
.TRAN 1u 100m 50m 1u
.end
```

**3 lignes à modifier**

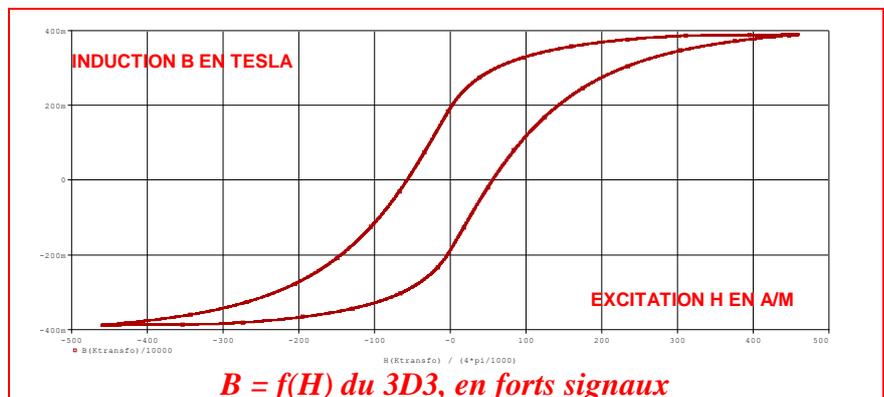
Dans ces conditions, le courant est très distordu.

C'est la conséquence de travailler en fort signal, car on balaie tout le cycle d'hystérésis.



On peut vérifier ce point par un tracé de la caractéristique  $B = f(H)$  de ce même run :

On peut lire :  
 Champ coercitif :  $\approx 50$  A/m  
 Rémanence :  $\approx 200$  mT.



### 3) Simulation d'un transformateur

On reprend le tore TX/22/14/6.4 en 3D3.

Le primaire est constitué de 20 spires : il présente une inductance  $L_1 = 431 \text{ nH} \times 20^2 = 172,4 \text{ } \mu\text{H}$ .

Le secondaire de 40 spires :  $L_2 = 431 \text{ nH} \times 40^2 = 689,6 \text{ } \mu\text{H}$ .

Par simplicité, on utilise le même fil pour les 2 bobinages.

Si on veut que les ( 20 + 40 ) spires tiennent sur une seule couche, il faut un fil de diamètre 42 mm / 60 = 0,7 mm, soit une jauge SWG 22, qui a une section  $s = 0,385 \text{ mm}^2$ .

Une spire présente une longueur de  $(2 \times 4,44 \text{ mm}) + (2 \times 6,75) = 22,38 \text{ mm}$ .

Le primaire sera formé d'une longueur de fil de  $20 \times 22,38 \approx 4,5 \text{ m}$ ,

Par application de  $R = \rho \frac{l}{s}$ , il présentera une résistance de  $1,710^{-8} \frac{4,5}{0,385 \cdot 10^{-6}} = 0,2 \text{ } \Omega$ .

Egalement, le secondaire sera formé de 9 m de fil, qui présentera  $0,4 \text{ } \Omega$ .

Il s'agit des valeurs « en continu », donc sans effet de peau, et à température ambiante.

Soit un couplage  $K = 0,99$ . D'où l'inductance de fuite :  $L_f = (1 - K^2) L_2 = 13,73 \text{ } \mu\text{H}$ .

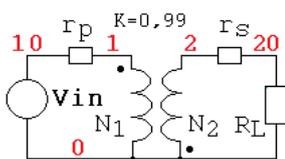
Soit une charge formée d'une résistance  $R_L = 47 \text{ } \Omega$ .

Il a été établi, sous [..\TRANSTFO\\_L\transfo\\_lineaire.pdf](#)

que l'utilisation d'un transformateur devait se faire dans une bande de fréquence délimitée par :

| Equations  | Application numérique   |
|--|---|
| $f \gg \frac{R_L}{2\pi L_2}$ pour $\vec{I}_1 = -m\vec{I}_2$                          | $f \gg \frac{47}{2\pi 690 \mu} = 10,84 \text{ kHz}$   |
| $\frac{r_1}{2\pi L_1} \ll f \ll \frac{R_L}{2\pi L_f}$ pour $\vec{V}_2 = -m\vec{V}_1$ | $\frac{0,2}{2\pi 172,4 \mu} = 184,6 \text{ Hz} \ll f \ll \frac{47}{2\pi 13,73 \mu} = 0,545 \text{ MHz}$ |

Le schéma d'étude est :



*Schéma simulé*

Sur un transformateur parfait, avec 40 spires et 20 spires, le rapport de transformation est de 2.

Ici, on attend des chutes de tension dans  $r_p$ ,  $r_s$  d'une part, et due à la réponse harmonique du transformateur d'autre part.

Nous allons d'abord vérifier les bandes de fréquences d'emploi de ce transformateur.

#### Transformateur torique

\* fichier transfo\_3D3.cir

\* circuit :

```
Vin 10 0 sin (0 20 100k) AC 1
```

```
rp 10 1 0.2 ; primaire
```

```
L1 1 0 20 ; 20 spires
```

```
L2 0 2 40 ; 40 spires
```

```
Ktransfo L1 L2 0.99 Transfo
```

```
rs 2 20 0.4 ; secondaire
```

```
RL 20 0 47 ; charge
```

```
.MODEL Transfo CORE (Ms=356.1K A=54.37
```

```
+ C=.1291 K=80.59
```

```
+ AREA=0.248 PATH=5.42) ; TX/22/14/6.4
```

```
.AC DEC 100 1 100MEG
```

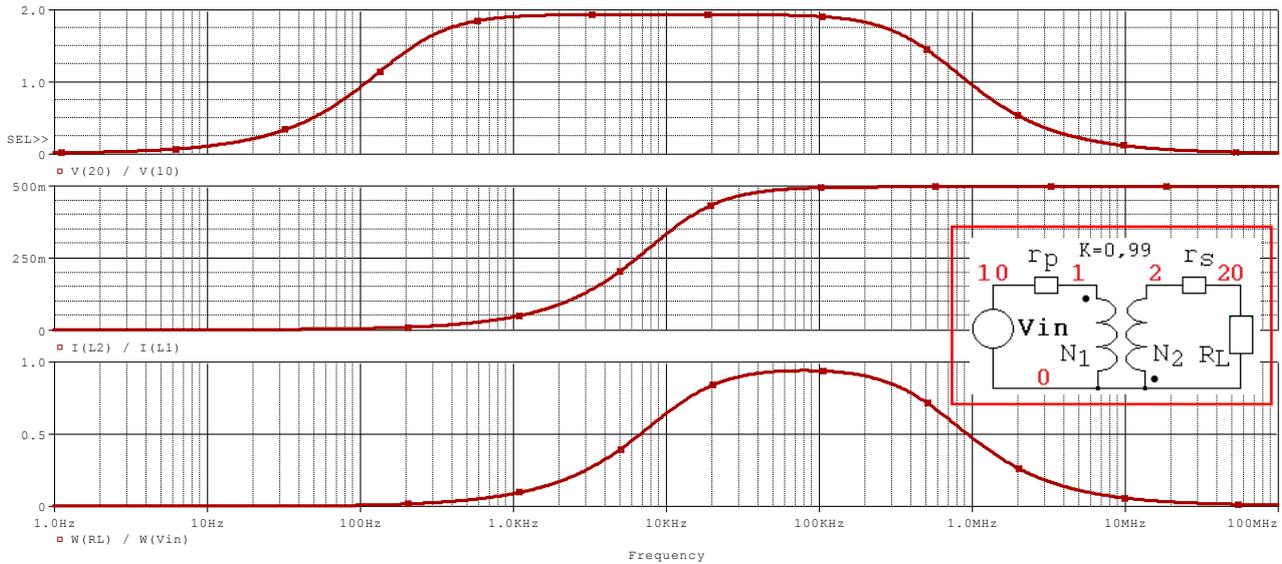
```
.TRAN 100n 100m 99.95m 100n
```

```
.probe
```

```
.end
```

*Netlist prête à simuler*

### a) Réponse harmonique



**Réponse harmonique du transformateur débitant sur  $R_L$**   
 De haut en bas : tension, courant, puissance

| Measurement                      | Value      |
|----------------------------------|------------|
| Cutoff_Highpass_3dB(V(20))       | 185.57586  |
| Cutoff_Lowpass_3dB(V(20))        | 568.96542k |
| Cutoff_Highpass_3dB(I(L2)/I(L1)) | 11.18456k  |

La réponse **en tension** du transformateur extrinsèque est  $V(20)/V(10)$ . La bande passante en tension est [186 Hz ; 569 kHz]. Dans cette bande passante, on a une atténuation créée par les résistances internes. C'est la raison pour laquelle on n'a pas la valeur 2, mais légèrement en dessous.

La réponse **en courant** du transformateur est  $I(L2)/I(L1)$ . Cette réponse est du type passe haut avec une fréquence de coupure de 11,2 kHz. Dans le plateau de cette réponse, on retrouve la valeur  $1/m = 0,5$ .

La réponse harmonique **en puissance** est donc réduite : la résultante des transferts de tension ET courant passe par un maximum (proche de 1) vers 100 kHz.

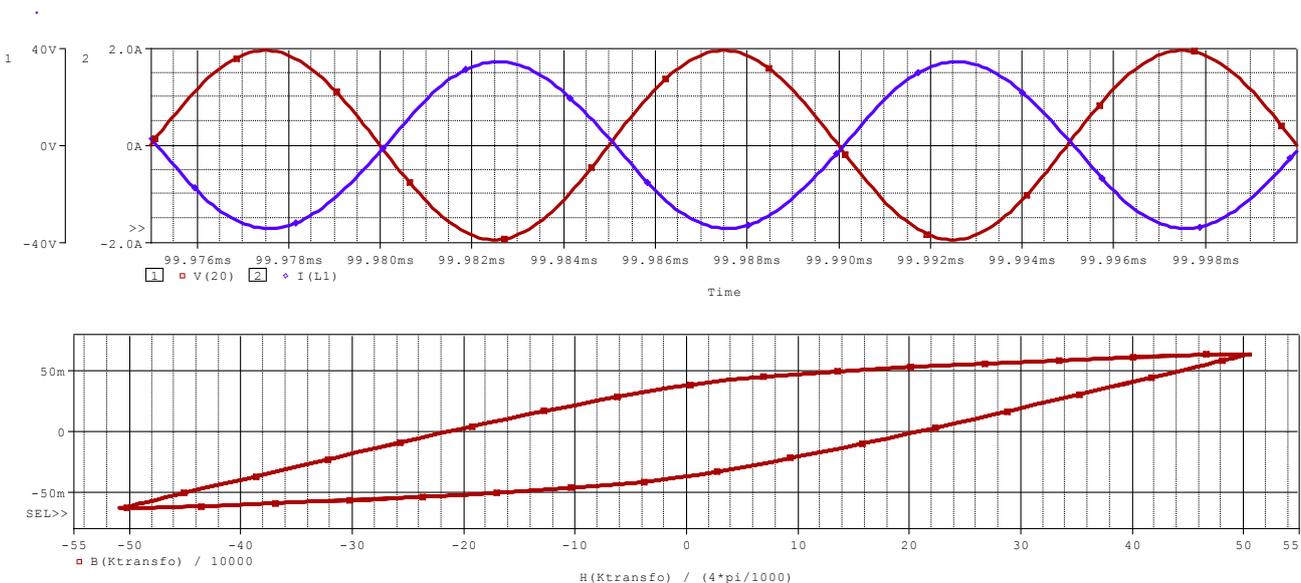
Remarque importante : la simulation .AC linéarise le circuit étudié, et travaille en petits signaux. La caractéristique magnétique est réduite à l'expression  $B = \mu_0 \mu_r H$ , avec  $\mu_0 \mu_r = 4 \pi 10^{-7} \times 750 = 9,42 10^{-4}$ . On ne peut donc pas voir dans cette analyse le comportement en fréquence du circuit magnétique.

### b) Réponse temporelle

On choisit d'injecter en entrée un signal sinusoïdal, de fréquence 100 kHz, c'est-à-dire dans la bande passante en puissance.

Il faut un run *très* long pour être en régime permanent (attendre 100 ms avec un signal de 100 kHz, revient à laisser passer 10 000 périodes). Le régime permanent est atteint quand le cycle d'hystérésis est bien centré sur l'origine. La directive .TRAN montre qu'on enregistre qu'à partir de 99,95 ms, pour éviter un fichier .dat trop volumineux.

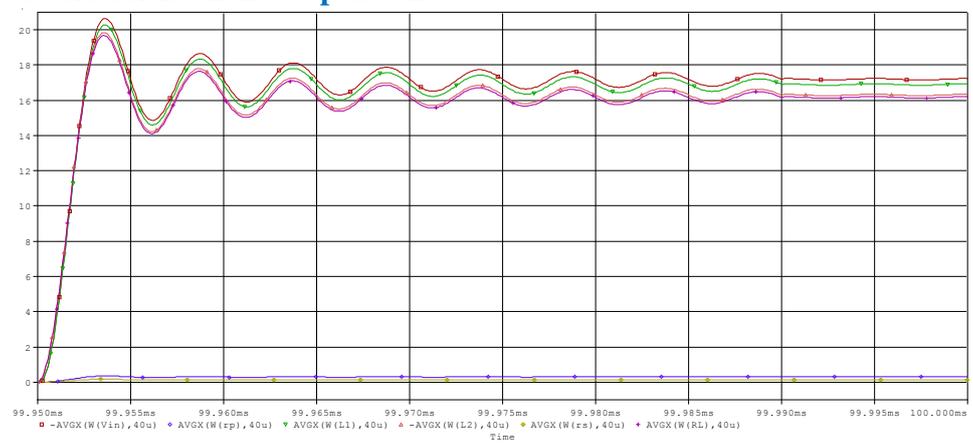
Le choix de 20 V d'amplitude permet de travailler en « forts signaux », c'est-à-dire ici avec un large cycle d'hystérésis. La valeur efficace est donc 14,14 V.



On visualise la tension secondaire, aux bornes de  $R_L$  : son amplitude est 38,96 V, légèrement en dessous de  $2 \times 20$  V, comme prédéterminé en AC.  
 Le courant primaire a pour amplitude 1,7175 A. Le déphasage est quasi nul (la contribution de  $L_f \omega / m^2 = 2,16 \Omega$  est faible, et l'opposition de phase visualisée est liée à notre convention de signe). L'impédance vue du primaire est donc équivalente à une résistance égale à  $20/1,7175 = 11,6448 \Omega$ . Avec un transformateur parfait (point de vue courant et circuit magnétique), on aurait, par le théorème de transfert d'impédance,  $(47+0,4)/2^2 + 0,2 = 12,05 \Omega$ .

Sur ce même run, on peut afficher le cycle d'hystérésis, en S.I. Il est clair qu'on ne travaille plus en petits signaux, car le cycle est décrit largement.

Il est intéressant de dresser le **bilan des puissances** :



**Les puissances sont données par la valeur moyenne de  $p(t)$ . On choisit d'intégrer sur 4 périodes.**

| X Values         | 99.995m  |
|------------------|----------|
| -AVGX(W(in),40u) | 17.237   |
| AVGX(W(rp),40u)  | 297.769m |
| AVGX(W(L1),40u)  | 16.940   |
| -AVGX(W(L2),40u) | 16.342   |
| AVGX(W(rs),40u)  | 137.908m |
| AVGX(W(RL),40u)  | 16.204   |

**Mesuré en fin de calcul de valeur moyenne :**  
 La source fournit 17,237 W.  
 La résistance primaire consomme 0,297 W.  
 L'inductance primaire reçoit 16,940 W.  
 Le circuit magnétique transfère 16,342 W  
 La résistance secondaire consomme 0,138 W.  
 La charge consomme 16,204 W

Explications  
 $\approx U^2/R = 200 / 11,6448 = 17,175$  W  
 On retrouve 17,237 W – 0,297 W  
**Perte de 16,94 – 16,34 = 0,6 W**  
 On retrouve 16,342 W – 0,138 W

- Le bilan complet montre :
- que les résistances internes dissipent peu (0,297 W et 0,138 W)
  - que le rendement global est très bon :  $16,204 / 17,237 = 94 \%$ .
  - **que le circuit magnétique dissipe 0,6 W.**

Examinons plus finement ce dernier point :

La puissance perdue dans le circuit magnétique (appelée pertes fer) est donnée par la relation  $P_f = V S f$ .

$V$  : volume du circuit magnétique.

Il peut être calculé par : section x longueur moyenne, soit  $24,8 \text{ mm}^2 \times 56,26 \text{ mm} = 1395 \text{ mm}^3$

$S$  : surface du cycle d'hystérésis.

Elle peut être grossièrement estimée en comptant les cases rectangulaires inscrites dans le cycle.

On a alors 44 u.a. (1 u.a. = 1 unité d'aire =  $2 \text{ A/m} \times 50 \text{ mT} = 0,1$ ).

La surface du cycle d'hystérésis est :  $S = 44 \times 0,1 = 4,4 \text{ J/m}^3$ .

$f$  : fréquence = 100 kHz.

Par  $P_f = V S f$ , on a  $1395 \cdot 10^{-9} \times 4,4 \times 100 \text{ k} \approx 0,6 \text{ W}$ .

Ce calcul élémentaire est confirmé par l'outil Pspice calculator « hysteresis core loss ».

Il faut placer un écart de temps qui doit être au moins une période du signal, pour que le cycle soit parcouru entièrement.

Il donne la surface du cycle : 556,47 en

Gauss.Oersted soit, en S.I. :

$556,47 / (10^4 \times 4 \pi \cdot 10^{-3}) = 4,428 \text{ J/m}^3$

En plaçant 1395 dans le champ Core Volume, le résultat est 0,617 W.

|                      |           |                                |           |
|----------------------|-----------|--------------------------------|-----------|
| Core                 | Ktransfo  | Core Volume (mm <sup>3</sup> ) | 1395      |
| Start Time (Seconds) | 9.99e-002 | End Time (Seconds)             | 1.00e-001 |
| Frequency (Hz)       | 99995.33  | Core Loss (Watts)              | 6.17e-001 |
| Calculate            |           |                                |           |
| Reset                |           |                                |           |
| Close                |           |                                |           |

Hysteresis loop area = 556.47

## Conclusion

Ce document a montré l'utilisation de Pspice avec un « vrai » transformateur, c'est-à-dire connu par son circuit magnétique (matériau et forme) et le nombre de spires primaire et secondaire. On retrouve des résultats en accord avec la théorie (transformateur parfait et ses défauts), et qui tient compte du comportement du matériau magnétique.

Néanmoins, dans ce document qui se voulait facile à comprendre, on n'a pas tenu compte de l'effet de peau (phénomène important à 100 kHz), ni de la température ( $\mu_r$  est sensible à la température) ...

De plus, une fluctuation, même minime, du coefficient de couplage change beaucoup la valeur de l'inductance de fuite, et donc modifie la bande passante du transformateur (en tension et en puissance).

Une simulation qui se voudrait réaliste d'un transformateur vrai, notamment en hautes fréquences, est donc un travail bien plus délicat.

articles 1 à 43 : sur le livre

**Tableau récapitulatif des articles PDF disponibles sur ce site**

| n° | titre  | lien présentation            | lien direct article          |
|----|--|------------------------------|------------------------------|
|    | Guide d'installation et d'emploi simplifié                   | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 44 | Exemples basiques et des exercices...                        | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 45 | Un exemple de circuit passif                                 | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 46 | Un oscillateur Colpitts                                      | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 47 | Compensation en fréquence des amplificateurs opérationnels   | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 48 | Un amplificateur à transistors bipolaires                    | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 49 | Une bascule D Flip Flop CMOS                                 | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 50 | Une porte XOR à transistors MOS                              | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 51 | Un VCO à 12 transistors MOS                                  | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 52 | Une PLL à moins de 20 transistors MOS                        | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 53 | Un oscillateur à résistance négative                         | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 54 | Une charge électronique                                      | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 55 | Un amplificateur en classe C                                 | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 56 | Le monostable 74 123   | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 57 | Un amplificateur en classe D                                 | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 58 | Le transformateur en linéaire                                | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 59 | La loi d'ohm thermique                                       | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 60 | Le transformateur en non linéaire                            | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 61 | Robustesse d'un oscillateur en anneau                        | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 62 | Une alimentation stabilisée                                  | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 63 | Modélisation d'un haut-parleur                               | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 64 | Un synthétiseur de fréquence                                 | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 65 | Un ampli audio de Sparkfun                                   | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 66 | Simulation logique et analogique                             | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 67 | Un oscillateur à relaxation                                  | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 68 | Lecteur de TAG RFID 125 kHz                                  | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 69 | Diagramme de l'œil avec Pspice                               | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 70 | Un amplificateur hautes fréquences                           | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 71 | Une bizarrerie enfin expliquée...                            | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 72 | Comprendre le paramétrage de la FFT                          | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 73 | La relation de Bennett                                       | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 74 | Simuler un circuit à plus de 20 transistors avec PSpice Eval | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 75 | Une horloge biphasé sans recouvrement                        | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 76 | Quelques simulations sur la diode                            | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 77 | Un ampli classe A, avec transformateur de sortie             | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 78 | Des stimuli pour PSpice                                      | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 79 | Simuler le TL431 : zener ajustable                           | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 80 | Un ADC flash   | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 81 | Une chaîne d'acquisition : S&H, ADC, DAC                     | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 82 | Un amplificateur 50 MHz                                      | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 83 | Un dérivateur non inverseur                                  | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 84 | Un amplificateur bipolaire avec push pull CMOS               | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 85 | Rôle des répéteurs logiques dans un circuit intégré          | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 86 | Un driver logique CMOS pour charge 50 ohms                   | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 87 | Des triggers de Schmitt et des applications                  | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 88 | Un filtre gaussien analogique                                | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 89 | Un générateur de bruit rose                                  | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |

|  |  |                              |                              |
|--|--|------------------------------|------------------------------|
| 90   | Un anémomètre à fil chaud : simulation comportementale     | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 91   | Un oscillateur à pont de Wien stabilisé par CTN            | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 92   | L'emballement thermique d'une diode                        | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 93   | Les puissances dans un amplificateur                       | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 94   | Asservissement de puissance dans une résistance            | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 95   | Asservissement de la puissance émise par une antenne radio | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 96   | Un driver de LED de puissance                              | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 97   | Exploiter Pspice pour simuler des filtres numériques       | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 98   | Un filtre en cosinus surélevé avec Pspice                  | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 99   | Effet de la température sur un amplificateur en classe A   | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
| 100  | Un amplificateur à transistors JFET et bipolaires          | <a href="#">présentation</a> | <a href="#">document PDF</a> |
|  |  |                              |                              |
|  |  |                              |                              |
|  |  |                              |                              |
|  |  |                              |                              |
|  |  |                              |                              |
|  |  |                              |                              |
|  |  |                              |                              |
| <b>Supplément, hors article :</b>  |  |                              |                              |
| <b>mon cours « Electronique pour les communications numériques », <a href="#">polycopié couleur 201 pages en pdf</a></b> |  |                              |                              |

[retour à l'écran d'accueil de ce site](#)