

Simuler un transformateur Fonctionnement en 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 un peu de théorie sur le transformateur et comment exploiter Pspice pour faire des simulations.

1) Comment simuler un transformateur parfait avec Pspice

Un transformateur est obtenu par un...

Couplage de deux inductances

On appelle **inductance propre**, (ou coefficient d'auto inductance) : de même pour L_2 .

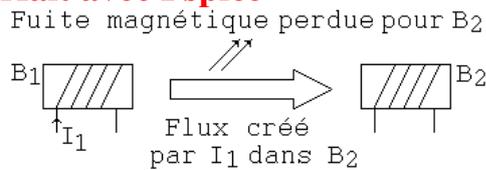
La **mutuelle inductance**, (ou coefficient de mutuelle inductance) est :

M peut varier entre 0 (L_1 et L_2 séparées magnétiquement) et $\sqrt{L_1 L_2}$ (couplage maximum)

On appelle K , le coefficient de couplage : $0 < K = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} < 1$

On appelle σ , le coefficient de dispersion : $\sigma = 1 - K^2$. ($1 > \sigma > 0$ respectivement)

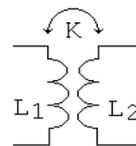
Un transformateur **sans modèle de noyau magnétique** est défini par Pspice par les valeurs de L_1 , L_2 , K , ce qui se traduit par le modèle donné ci-contre :



$$L_1 = \frac{\text{Flux créé par la bobine B1 à travers elle même}}{\text{courant dans la bobine B1}} \quad (\text{H})$$

$$M = \frac{\text{Flux créé par la bobine B1 à travers la bobine B2}}{\text{courant dans la bobine B1}} \quad (\text{H})$$

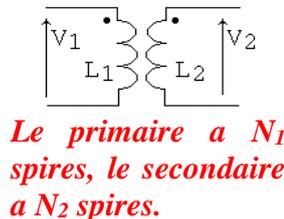
(et réciproquement dans un milieu isotrope)



$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$$

Convention de signe

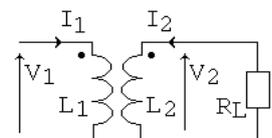
Il est d'usage de représenter, sur le schéma, par un point, le « départ » des enroulements : c'est la borne d'entrée des courants pour obtenir les flux (ϕ_1 créé par i_1 , ϕ_2 créé par i_2) orientés dans le même sens. Ce sont les bornes « homologues ».



On pose $m = \frac{N_2}{N_1}$, valeur donnée par construction du trans-formateur, appelé « rapport de transformation ».

Équations fondamentales en régime variable

Posons $V_1 = V_{IM} \sin \omega t$. Dans ce cas, on peut exploiter l'écriture complexe, ou vectorielle. Quand on applique une tension variable au primaire, il se crée une tension variable au secondaire. **Les tensions qui pointent vers les points sont en phase.** Avec cette convention de fléchage, on a, dans ce transformateur parfait :



Convention quadripôle

$$\vec{V}_2 = m\vec{V}_1$$

Si une charge R_L est connectée au secondaire, il se crée un courant I_2 , et par conséquent un courant I_1 . On a : $\vec{I}_1 = -m\vec{I}_2$. Le signe « - » montre que le primaire agit en récepteur, le secondaire en générateur.

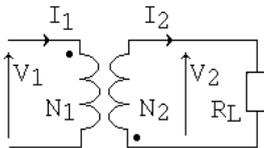
En régime harmonique, avec la convention "quadripôle", les relations du transformateur à $K = 1$ soit $M = \sqrt{L_1 \cdot L_2}$, deviennent :

$$\begin{cases} V_1 = j \omega L_1 I_1 + j \omega M I_2 \\ V_2 = j \omega M I_1 + j \omega L_2 I_2 \end{cases}$$

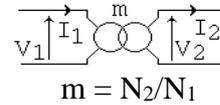
Soit, sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = j \omega \begin{bmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

On utilise la convention de signe suivante, plus intuitive, et généralement adoptée :



Autre symbole, couramment utilisé en électricité (les points n'apparaissent plus) :



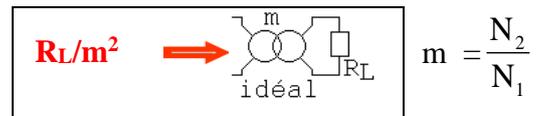
Il en résulte :

$$\begin{cases} \vec{V}_2 = -m \vec{V}_1 \\ \vec{I}_1 = -m \vec{I}_2 \end{cases}$$

- Dans le cas de **couplage magnétique parfait** on a : **$K = 1$** .

On a alors : $m = \frac{M}{L_1} = \frac{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}{L_1} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \frac{N_2}{N_1}$.

Dans un transformateur idéal, on montre que la résistance "vue" du primaire s'écrit : R_L/m^2 . C'est le théorème du **"transfert d'impédance"**.



2) Simulation d'un transformateur parfait

Le transformateur est défini par : $L_2 = 100 \text{ mH}$ et $L_1 = 1 \text{ mH}$. Cela donne implicitement $m = 10$. C'est donc élévateur de tension.

On choisit pour le tester une fréquence de 100 kHz . On place, sur le secondaire, une résistance de charge $R_L = 500 \Omega$.

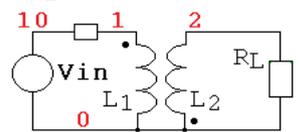


Schéma de la netlist

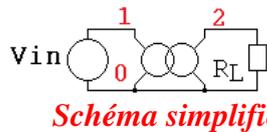
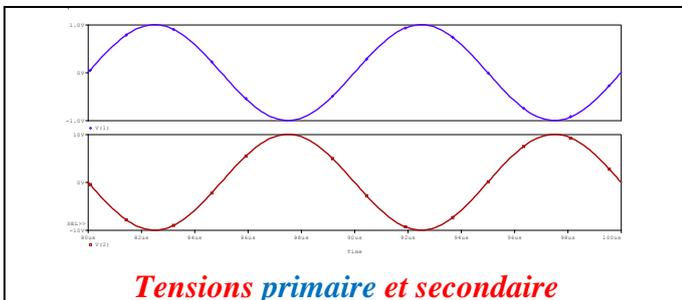


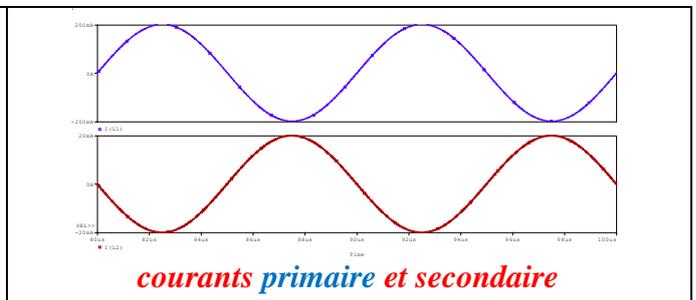
Schéma simplifié

```
test d'un transfo
* fichier transfo.cir
* circuit :
Vin 10 0 sin (0 1 100k) AC 1
rp 10 1 0.1u ; bidon
L1 1 0 1mH
L2 0 2 100mH
Ktransfo L1 L2 1
RL 2 0 500
.TRAN 100n 100u 50u 100n
.probe
.end
Netlist prête à simuler
```

- Remarque : Pspice ne peut pas simuler une inductance parfaite en // sur une source de tension. D'où la présence d'une résistance en série quasi nulle ($0,1 \mu\Omega$) pour éviter un message d'erreur.
- Rappel : le transformateur est défini par la ligne `Ktransfo L1 L2 1`. Le sens des enroulements est défini par l'ordre des nœuds : le point est en 1 pour le primaire et, son homologue secondaire, en 0. Pour éviter des potentiels non connectés à la masse, il a été placé une liaison primaire secondaire.



Tensions primaire et secondaire



courants primaire et secondaire

Interprétation :

- On visualise bien : $\vec{V}_2 = -m \vec{V}_1$ (élévateur de tension et opposition de phase).
- Le courant secondaire est en phase avec V_2 (charge résistive).
- L'affichage du courant primaire $I(L1)$ montre bien : $\vec{I}_1 = -m \vec{I}_2$.

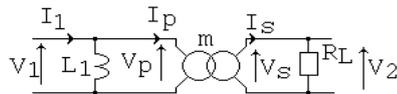
Bilan des puissances. Par produit en croix, on a les puissances (active, réactive, apparente) qui "traversent" le transformateur. Vérifions :

X Values	95.200u
-AVGX(W(Vin),10u)	100.096m
AVGX(W(RL),10u)	100.096m
AVGX(W(L1),10u)	100.096m
-AVGX(W(L2),10u)	100.096m
AVGX(W(rp),10u)	2.0023n

L'alimentation fournit 100 mW.
 Cette puissance est injectée dans le primaire.
 Le secondaire fournit 100 mW.
 Cette puissance est injectée dans la charge RL.
 La résistance rp ne consomme quasi rien.

Les défauts des transformateurs, et leur modélisation

- Un premier défaut concerne le circuit magnétique : sa perméabilité n'est pas infinie : L₁ est parcouru par un courant à vide, appelé courant magnétisant. Le modèle du transformateur débitant sur R_L montre L₁ suivi d'un transformateur idéal :



Le courant magnétisant circule dans L1.

- Dans le cas de **couplage magnétique imparfait : K < 1**,

Un autre défaut concerne le couplage entre les enroulements : il y a des fuites magnétiques : une partie du flux créé par le primaire ne circule pas dans le secondaire. On montre que ce flux de fuite peut se modéliser par une inductance de fuite L_f placée en série au secondaire*. On a : $L_f = \sigma L_2$. Quand le secondaire débite un courant, une chute de tension apparaît alors.

Il vient le schéma équivalent du dipôle primaire, par application du transfert d'impédance :

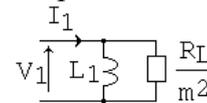


Schéma équivalent, vu du primaire

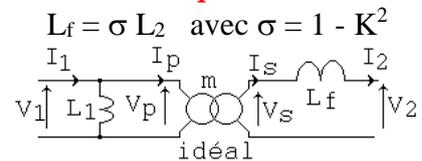


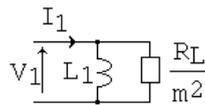
Schéma équivalent avec K < 1
Une chute de tension apparaît au secondaire, créée par Lf.

* on peut également citer une inductance au primaire qui symbolise le flux du secondaire qui ne traverse pas entièrement le primaire. En appliquant le théorème de transfert d'impédance, le schéma équivalent se limite à une seule, L_f, coté secondaire. Cette façon simple de représenter la pratique est d'autant plus valable qu'on est en basses fréquences.

Les conséquences de ces inductances : limitation de la bande passante, sur charge résistive.

Coupure basse

Le schéma équivalent d'un transformateur, vu du primaire, à K = 1 est :



En posant $R = R_L/m^2$, par simplicité d'écriture, l'impédance complexe équivalente V_1/I_1 est :

$$Z(j\omega) = \frac{jR L_1 \omega}{R + jL_1 \omega}$$

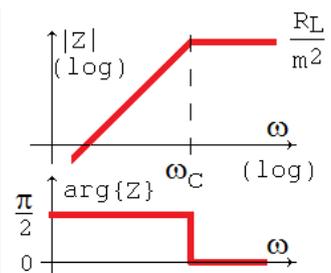
Ce qui s'écrit : $Z(j\omega) = \frac{R(L_1\omega)^2}{R^2 + (L_1\omega)^2} + j \frac{R^2 L_1 \omega}{R^2 + (L_1\omega)^2}$.

En posant $\omega_C = R/L_1$, on peut donner un comportement asymptotique de Z :
 pour $\omega \ll \omega_C$, c'est-à-dire $L\omega \ll R$, le dipôle est essentiellement selfique.
 pour $\omega \gg \omega_C$, c'est-à-dire $L\omega \gg R$, le dipôle est essentiellement résistif.

En résumé, le module et l'argument de Z, impédance du primaire, secondaire chargé par R_L, se représentent par les graphes asymptotiques ci-contre :

pour $\omega \rightarrow 0$, $Z \approx jL_1\omega$: phase $\pi/2$, module ≈ 0
 pour $\omega \rightarrow \infty$, $Z \approx R$: phase 0, module $\approx R = R_L/m^2$.

Il faut être à $f \gg \frac{1}{2\pi(\frac{L_1}{R_L/m^2})} = \frac{R_L}{2\pi L_2}$ pour que la résistance ramenée par



le transfert d'impédance soit prépondérante devant l'inductance du primaire.

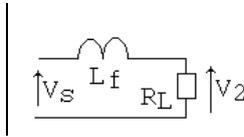
Exprimé autrement, le pont diviseur de **courant** doit être telle de $R_L/m^2 \ll L_1\omega$, ce qui est équivalent à la condition $\omega \gg R_L/L_2$.

Pour $f < \frac{R_L}{2\pi L_2}$, le transformateur n'assure plus la relation $\vec{I}_1 = -m\vec{I}_2$.

Cela explique la constitution lourde (noyau magnétique et nombre de spires élevé) pour les transformateurs « B.F. » comme 50 Hz, pour avoir L_2 important (de l'ordre du H), et les transformateurs plus légers pour les transformateurs « radio fréquence » (des centaines de MHz, avec L_2 de quelques μH).

Coupure haute

Le secondaire montre un circuit passe bas, formé par L_f, R_L .



La tension V_2 sera égale à $-mV_1$ pour des fréquences telles que :

$$f \ll \frac{R_L}{2\pi L_f}$$

Sans autre considération, c'est la **limite haute en fréquence en tension du transformateur**.

3) Simulation d'un transformateur avec fuite magnétique

On reprend la simulation précédente ($m = 10$ par $L_1 = 1 \text{ mH}$ et $L_2 = 100 \text{ mH}$), mais avec un coefficient de couplage de 0,995.

On déduit $\sigma = 1 - K^2 = 0,009975$.

L'inductance de fuite résultante est :

$$L_f = 0,009975 \times 100 \text{ mH} = 0,9975 \text{ mH}$$

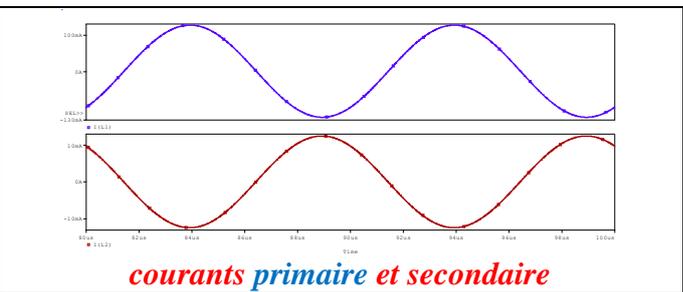
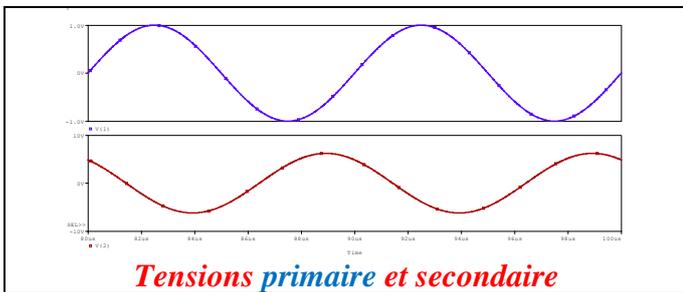
Le calcul de la fréquence de coupure haute donne :

$$500 / (2 \pi 0,9975 \cdot 10^{-3}) \approx 80 \text{ kHz}$$

Le signal est toujours à 100 kHz : on attend une atténuation de la tension V_2 car on est au-delà de la coupure haute.

```
test d'un transfo
* fichier transfo.cir
* circuit :
Vin 10 0 sin (0 1 100k) AC 1
rp 10 1 0.lu ; bidon
L1 1 0 1mH
L2 0 2 100mH
Ktransfo L1 L2 0.995
RL 2 0 500
.TRAN 100n 100u 50u 100n
.probe
.end
```

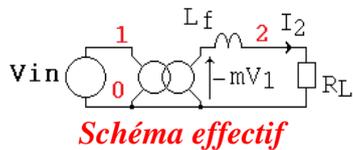
Netlist prête à simuler



Interprétation :

• on visualise en $I(L_2)$ une amplitude de 12,41 mA, et, en, $V(2)$ une amplitude de 6,23 V.

Ces valeurs sont conformes aux calculs qui exploitent le schéma effectif :



La maille secondaire :

$$-m\vec{V}_1 - L_f \omega \vec{I}_2 = R_L \vec{I}_2$$

$$|\vec{I}_2| = \frac{mV_1}{|Z|} \text{ où } |Z| = \sqrt{(R_L)^2 + (L_f \omega)^2}$$

Le déphasage de \vec{I}_2 vers $-m\vec{V}_1$ est :

$\text{artg}(L_f \omega / R_L)$ arrière.

A.N. :

$$R_L = 500 \Omega$$

$$L_f \omega = 626,75 \Omega$$

$$\text{d'où } |Z| = 801,756 \Omega$$

On a donc l'amplitude de I_2 vaut $10 / 801,756 = 12,47 \text{ mA}$.

Le déphasage est $\text{artg}(626,75/500) = 51,4^\circ \text{ AR}$. La mesure de temps au curseur donne $1,38 \mu\text{s}$, soit devant $10 \mu\text{s}$ de période, représente 50° .

Le courant secondaire est en retard vis-à-vis de $-mV_1$.

On retrouve ces informations sur le diagramme de Fresnel ci-contre (non à l'échelle). Quand $L_f \omega I_2$ tend vers 0, alors $\vec{V}_2 = -m\vec{V}_1$.

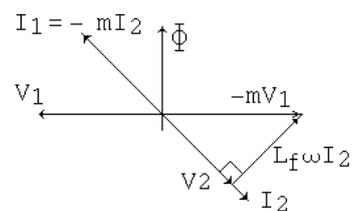


Diagramme de Fresnel

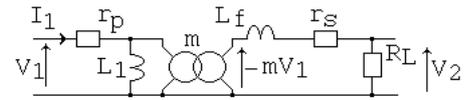
Comme prédéterminé, la fréquence 100 kHz est trop élevée pour ce transformateur : sur 10 V fourni par le transformateur parfait (mV_2), on récupère 6,23 V sur R_L .

- Les résistances des bobinages

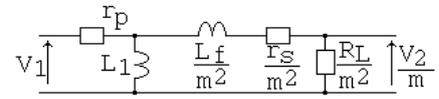
Posons r_p , r_s , les résistances du primaire, secondaire respectivement. Ces résistances des enroulements, associées aux inductances, interviennent dans la réponse harmonique.

- Transformateur en charge (cas usuel)

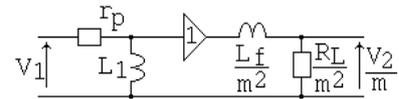
Observons le schéma du transformateur :



Donnons un schéma équivalent après application du transfert d'impédance :



Dans le cas où l'impédance de sortie de la cellule r_p , L_1 , est très faible devant l'impédance d'entrée de la cellule formée de L_f/m^2 , r_s/m^2 , R_L/m^2 , le schéma équivalent peut être vu comme 2 cellules indépendantes, *comme séparées par un suiveur*.

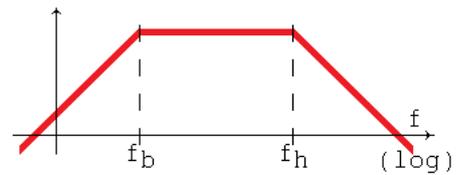


De plus, avec $r_s \ll R_L$, on a alors une écriture simple des fréquences de coupure de la réponse harmonique **en tension** :

$$f_b = \frac{r_p}{2\pi L_1}$$

$$f_h = \frac{R_L}{2\pi L_f}$$

Rappel : $L_f = (1 - K^2)L_2$

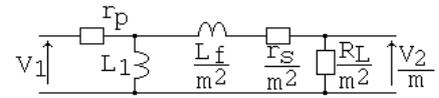


La bande passante en tension est [f_b ; f_h]

Cela explique la constitution des transformateurs basse fréquence : des fils de forte section pour le primaire (r_p faible) et un nombre important de spires au primaire (L_1 important).

Pour $f < \frac{r_p}{2\pi L_1}$, le transformateur n'assure plus la relation $\vec{V}_2 = -m\vec{V}_1$.

Remarquons que les hypothèses permettant de prédéterminer facilement les fréquences de coupure peuvent ne pas être validées. Dans ce cas, il faut calculer la fonction de transfert du schéma non simplifié.

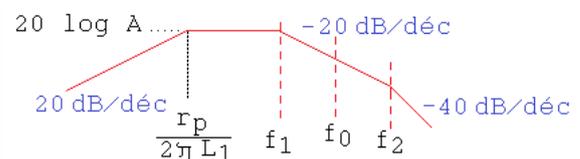


On obtient : $\frac{V_2}{V_1} = A \frac{\tau p}{\frac{p^2}{\omega_0^2} + 2z \frac{p}{\omega_0} + 1}$ $A = \frac{m R_L}{r_s + R_L}$ $\tau = \frac{L_1}{r_p}$ $\omega_0 = \sqrt{\frac{(r_s + R_L)r_p}{L_f L_1}}$

$$z = \frac{\omega_0}{2} \frac{\frac{L_f}{m^2} r_p + \frac{r_s + R_L}{m^2} L_1 + r_p L_1}{\frac{r_s + R_L}{m^2} r_p}$$

Avec $z > 1$, le deuxième ordre de fréquence propre f_0 se décompose en 2 premiers ordres, de fréquence de cassure f_1 , f_2 , avec $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$. La réponse harmonique asymptotique en est :

La bande passante en tension est [f_b ; f₁]



Dans le cas où le transformateur est utilisé pour transmettre une tension, comme par exemple, un étage pré amplification : on exploite la bande passante en tension.

Si on veut transférer une puissance, par exemple un étage de sortie vers un haut-parleur, ou vers une antenne : on exploite la bande passante en puissance. C'est la bande dans laquelle on a la double condition de transfert de tension et de courant. C'est donc la partie commune des 2 bandes passantes.

4) Simulations pour vérifier la bande passante d'un transformateur

On reprend le transfo précédent :

- $L_1 = 1 \text{ mH}$,
- $L_2 = 100 \text{ mH}$,
- $K = 0,995$
- $L_f = 0,9975 \text{ mH}$.
- et :
- $r_p = 0,1 \Omega$; $r_s = 10 \Omega$

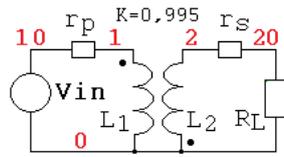


Schéma de principe

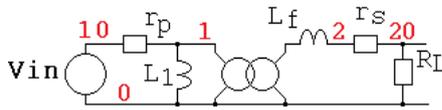


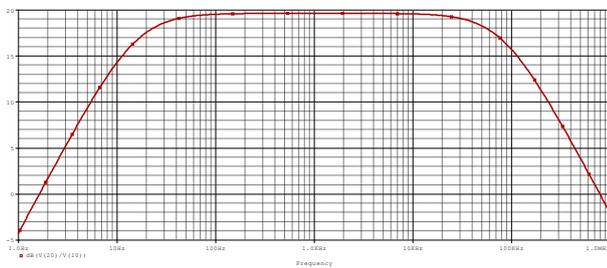
Schéma de la netlist.

L_f est ajoutée et sa valeur calculée par Pspice d'après les valeurs de K et L_2 .

```
transfo avec ses résistances
* fichier transfo_r.cir
* circuit :
Vin 10 0 sin (0 1 100k) AC 1
rp 10 1 0.1 ; primaire
L1 1 0 1mH
L2 0 2 100mH
Ktransfo L1 L2 0.995
rs 2 20 10 ; secondaire
RL 20 0 500
.AC DEC 100 1 1MEG
*TRAN 10n 100u 80u 10n
.probe
.end
Netlist prête à simuler
```

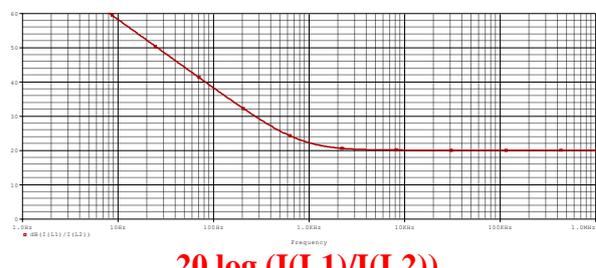
On observe les réponses harmoniques

en tension :



$20 \log (V(20)/V(10))$

en courant :



$20 \log (I(L1)/I(L2))$

Interprétation pour la réponse harmonique en tension :

Le calcul approché donne :

$$f_b = \frac{r_p}{2\pi L_1} = \frac{0,1}{2\pi \cdot 1\text{m}} = 15,6 \text{ Hz.}$$

$$f_h = \frac{R_L}{2\pi L_f} = \frac{500}{2\pi \cdot 0,9975\text{m}} = 79,8 \text{ kHz.}$$

Measurement	Value
Bandwidth_Bandpass_3dB(V(20)/V(10))	82.77119k
Cutoff_Highpass_3dB(V(20)/V(10))	15.64562
Cutoff_Lowpass_3dB(V(20)/V(1))	81.17944k

On obtient respectivement 15,6 Hz et 81,2 kHz

En milieu de bande, on attend une amplification en tension de 10, soit 20 dB, affectée de l'atténuation apportée par les résistances. Cette dernière se calcule aisément coté primaire :

$$(R_L/m^2) / (r_s/m^2 + R_L/m^2) = 5 / 5,1 = 0,98, \text{ soit une chute de } 0,172 \text{ dB.}$$

D'où 19,828 dB attendu.

X Values	1.0000K
DB(V(20)/V(10))	19.616

19,616 dB simulé

Interprétation pour la réponse harmonique en courant :

La valeur de $m = 10$ est atteinte pour des fréquences au-delà de 813 Hz. (- 3 dB pour le rapport $I(12)/I(11)$)

Cutoff_Highpass_3dB(I(L2)/I(L1))	813.63716
----------------------------------	-----------

Le calcul approché donne une fréquence de coupure : $\frac{R_L}{2\pi L_2} = \frac{500}{2\pi \cdot 0,1} = 796 \text{ Hz}$

Du point de vue des courants, il faut donc travailler au-delà de 800 Hz.

Par exemple, à 100 kHz, on vérifie clairement que le transformateur

assure $\vec{I}_1 = -m\vec{I}_2$

X Values	100.000K
dB(I(L1)/I(L2))	20.044

On observe la réponse harmonique en puissance :

Interprétation :

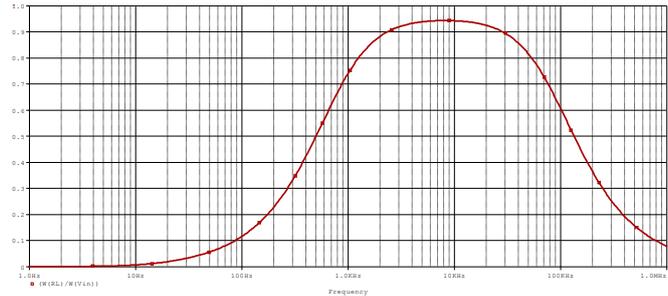
On a la contribution des réponses harmoniques courant et tension.

La plage de fréquence pour laquelle le transformateur assure un transfert de puissance est réduite. On peut mesurer que la bande d'emploi (à mi-puissance) du transfert de puissance du transformateur extrinsèque est :

503 Hz ; 133,8 kHz.

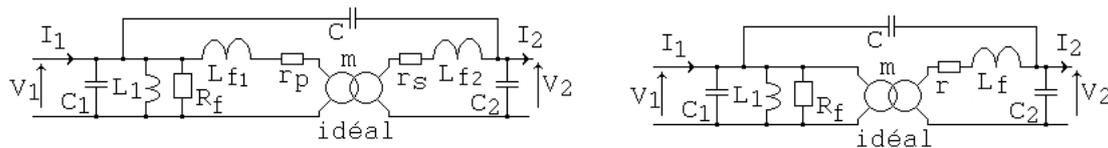
Par exemple, à 100 kHz, bien que le transformateur soit parfait point de vue des courants, il présente une chute de tension, et cela se répercute sur le bilan des puissances.

En milieu de bande, on n'atteint pas la valeur de 1, car les résistances des enroulements présentent des pertes.



P. de la charge / P. de l'Alim

En hautes fréquences il faut prendre en compte les condensateurs parasites : capacités inter spires, inter couches, inter bobinages. La modélisation est complexe (liée aux techniques du bobinage utilisées, présence d'écran, de blindage), mais on peut, en première approximation, travailler avec un schéma montrant les éléments localisés :



- L_1 : inductance du bobinage primaire
- R_f : représente les pertes fer (lire plus loin)
- L_{f1} : inductance de fuite de l'enroulement primaire
- L_{f2} : inductance de fuite de l'enroulement secondaire
- r_p : résistance du bobinage primaire
- r_s : résistance du bobinage secondaire

- C_1 : capacité équivalente du bobinage primaire
- C_2 : capacité équivalente du bobinage secondaire
- C : capacité équivalente inter bobinage
- Schéma après avoir fait glisser L_{f1} , r_p :
- $r = r_s + m^2 r_p$
- $L_f = L_{f2} + m^2 L_{f1}$

Le secondaire montre un circuit RLC série qui peut présenter une résonance, mais placée dans une gamme de fréquence où d'autres phénomènes interviennent : atténuation de la perméabilité du circuit magnétique, modélisation à constantes localisées mise en défaut. Il faut donc être plus rigoureux si on veut que la simulation soit représentative de la réalité.

De plus, pour modéliser l'effet de peau, il faut majorer la valeur numérique des résistances r_p , r_s par rapport à la valeur obtenue en continu.

Conclusion

Ce document a montré les bases à connaître pour réaliser des simulations Pspice d'un transformateur : principe, couplage magnétique de 2 bobinages, défauts des enroulements. L'étude s'est limitée à un fonctionnement linéaire du transformateur : le champ magnétique est proportionnel au courant primaire.

Un autre document dans ce site montre la conséquence de la saturation, phénomène couramment présent et qui nécessite un modèle plus élaboré du transformateur, en exploitant la caractéristique magnétique du matériau utilisé.

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

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

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