

IX PSPICE AU TRAVAIL

PSPICE permet de faire une étude préalable d'un circuit en effectuant les mesures qui sont traditionnellement faites sur le montage câblé. On parle parfois de **fer à souder logiciel**.

Reprenons l'exemple de l'amplificateur à un étage à JFET

Imposons nous une tension d'alimentation de 15V, une résistance de drain de 1K Ω et un JFET 2N3819 dont le modèle est disponible dans la librairie EVAL.LIB. Il faut d'abord chercher quelle valeur donner à la résistance RS de source pour placer le point de polarisation au milieu de la droite de charge, c'est-à-dire pour $V_{ds}=7V$ environ. Nous effectuerons pour cela une analyse continue avec comme paramètre balayé Rs en utilisant la procédure décrite page 23:

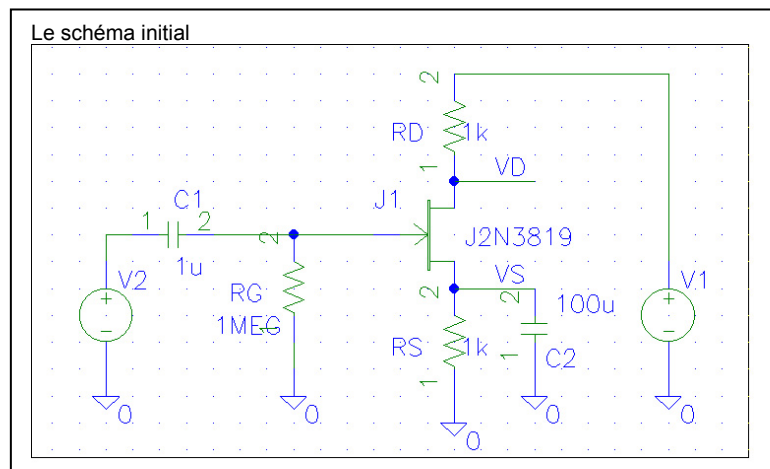
Dans la fenêtre PARAM:

NAME1 = RS

VALUE1=100

Et sur le schéma

remplacement de 1k, valeur initiale de RS par {Rsource}



Puis dans DCSweep::

Global parameter

Name RSource

Start value =10

End value = 1K

Increment = 10 (soit 100 points)

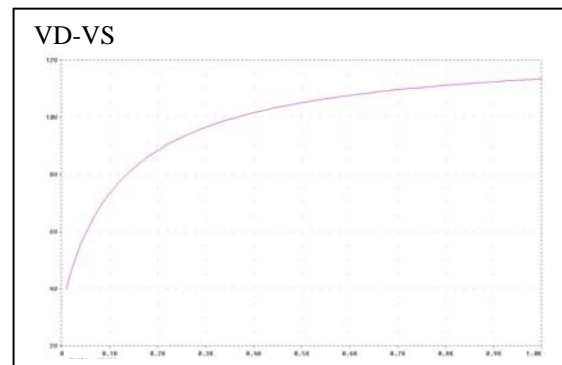
Sweep linear

Et le résultat de l'analyse DC dans Probe

VD-VS :

Sur cette courbe on peut observer que VD-

VC prend la valeur cherchée 7,5V pour un peu plus de 100 Ω . En remplaçant la 1k initiale par 100 Ω on obtient en relançant le programme $V_D=8,02V$ et $V_S = 0,7V$ soit $V_D-V_S=7,32v$ proche de la valeur cherchée.

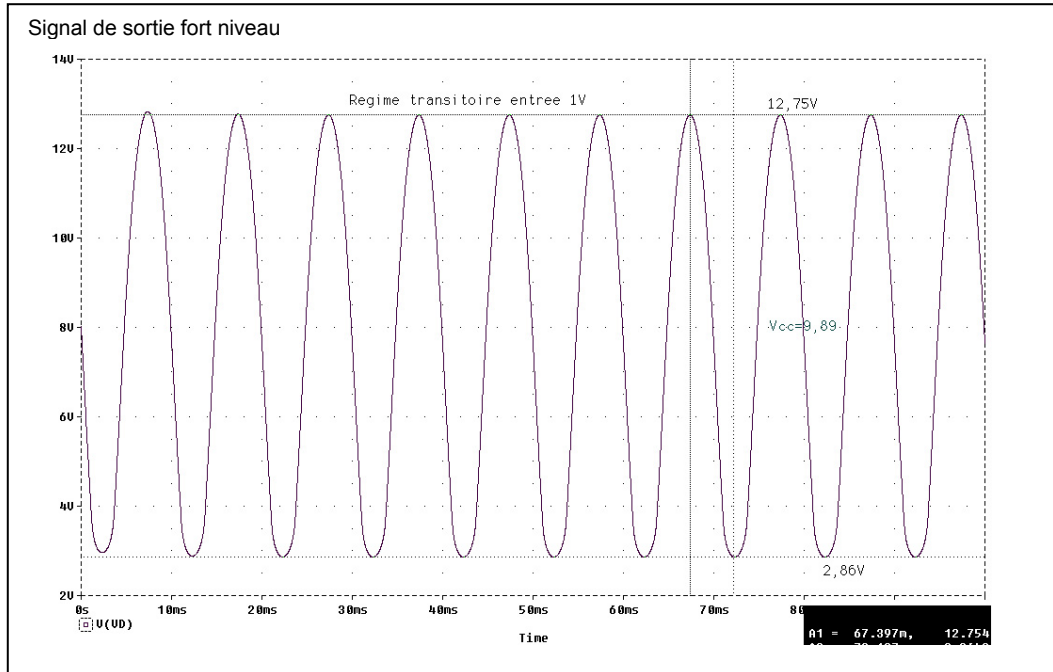


En découplant RS par une capacité de 100 μF l'analyse AC donne le gain en fonction de la fréquence, voisin de 3,5 aux fréquences basses il atteint 6 au-delà de 100Hz.

Pour observer le comportement aux forts signaux nous effectuerons une analyse transitoire avec pour V1 **TRANS=SIN(0 1 100)** 100Hz 1 volt Nous

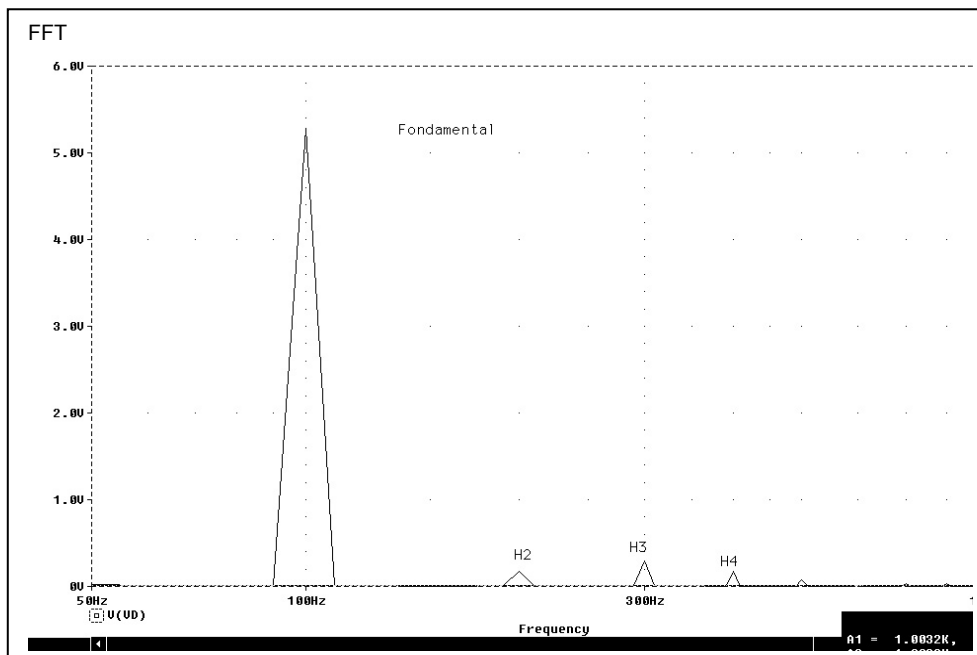
choisirons une durée d'analyse de 10mS (10 périodes) avec un temps maximal de calcul de 10µS de façon a avoir une bonne régularité de la courbe dans PROBE .

Avec un signal d'entrée de 2Vcc le signal sur le drain n'a que 9,9V d'amplitude crête à crête ce qui correspond à un gain apparent de 4,95 inférieur au gain petits signaux. Le signal de sortie n'est plus sinusoïdal.



Une analyse de Fourier met en évidence outre le fondamental à 100Hz d'amplitude 5,2 l'harmonique 2 d'amplitude 0,2V environ , l'harmonique 3 de 0,3V et le 4 à peine plus faible que le second.

L'analyse de Fourier a été effectuée sur 10mS avec un pas de 10µS soit 1000 points. Le logiciel prend la puissance de 2 directement inférieure soit 512 et recalcule par interpolation les 512 points écartés de $10\text{mS}/512=19,53\mu\text{S}$ L'analyse s'effectue donc dans une bande de fréquence de $0,5*(1/19,53)=25\text{kHz}$. Pour la figure ci-dessous le graphique a été recadré entre 50 et 1kHz



Etude d'un système bouclé : stabilité

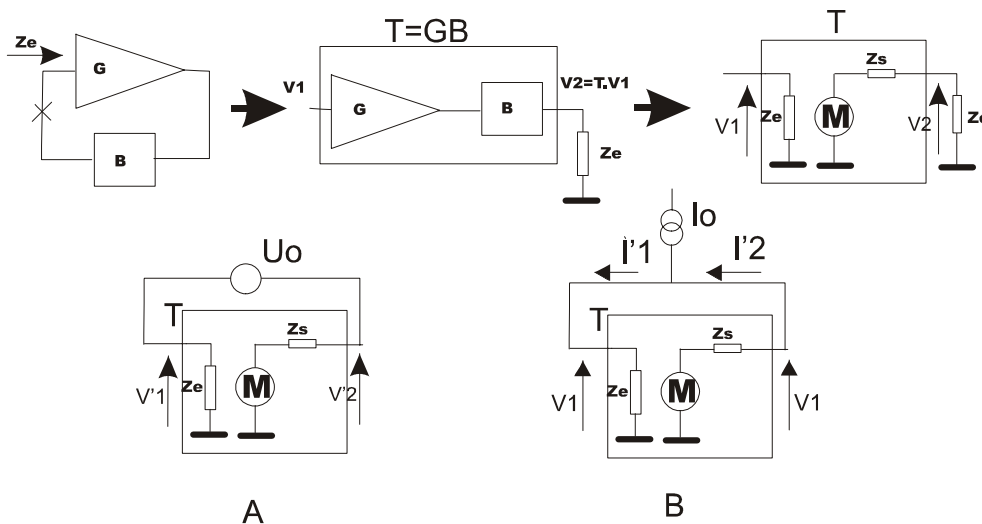
Un système bouclé peut être représenté par un amplificateur de gain G , un circuit de rétroaction de B et un soustracteur. On sait (Théorème de Nyquist) qu'il est stable si dans le plan complexe la courbe représentant le gain de boucle $T=G(j\omega).B(j\omega)$ n'entoure pas le point -1 . Dans le cas d'un oscillateur il n'y a pas de soustracteur, le point critique dans le plan complexe devient $+1$.

Pour déterminer le gain en boucle ouverte il faut ouvrir la boucle mais aussi placer comme charge du dipôle B l'impédance d'entrée Z_e de G car en boucle fermée c'est elle qui charge B . Il est commode de remplacer l'ensemble $G+B$ par un seul bloc T d'impédance d'entrée Z_e de gain M et d'impédance de sortie Z_s . (Figure ci-dessous). Alors :

$$T = \frac{V_2}{V_1} = \frac{MV_1 \frac{Z_s}{Z_s + Z_e}}{V_1} = \frac{M}{1 + \frac{Z_s}{Z_e}} \quad (1)$$

Mais ni M ni les impédances ne sont connues. Une méthode originale a été décrite par A Privat dans son livre *Logiciel de Simulation analogique PSPICE 5.30* (DUNOD 1994).

On ouvre la boucle et l'on insère entre les deux points une source de tension idéale, c'est-à-dire d'impédance interne nulle, ce que permet SPICE. Figure ci-dessous (A). Aucune impédance supplémentaire n'ayant été introduite, les impédances internes de G et B sont inchangées. Les deux tensions de part et d'autre de cette source annexe sont accessibles, on peut définir et mesurer un gain en tension T_v :



$$T_v = \frac{V_2'}{V_1'} = \frac{MV_1' - Z_s I_2}{V_1'} = \frac{MV_1' - Z_s \frac{V_1'}{Z_e}}{V_1'} = M - \frac{Z_s}{Z_e} \quad (2)$$

La boucle restant fermée insérons au point de coupure précédent une source idéale de courant I_o (Figure B).

On peut alors définir et mesurer un gain en courant T_i

$$T_i = \frac{I_2'}{I_1'} = \frac{\frac{MZ_E I_1' - Z_E I_1'}{Z_S}}{I_1'} = \frac{Z_E}{Z_S} (M - 1) \quad (3)$$

De ces 3 relations il est facile d'éliminer M et le quotient des impédances et exprimer T en fonction des seuls T_v et T_i .

$$T = \frac{T_i T_v - 1}{T_i + T_v - 2}$$

La méthode consiste donc à choisir un point de coupure, placer successivement une source de tension puis de courant, mesurer les deux gains T_v et T_i puis utiliser la formule précédente dont la valeur en fonction de la fréquence sera tracée dans le plan complexe. (Ce que PROBE fait très bien) On regardera ensuite la position du point +1.

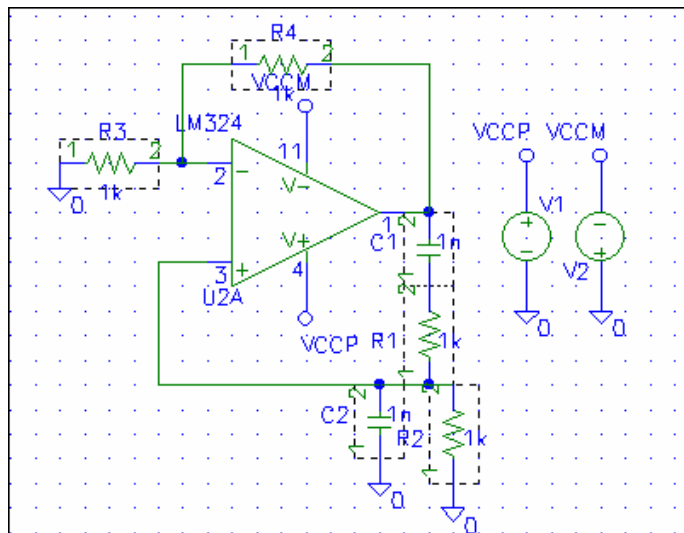
Exemple de l'oscillateur à pont de Wien.

Le schéma de cet oscillateur est classique, nous prendrons le point de coupure à l'entrée + de l'ampli op.

Rappelons que l'atténuateur constitué par R1 C1 R2 C2 a si $R1=R2$ $C1 = C2$ un gain positif de 1/3 pour la fréquence $1/2\pi R1C1$

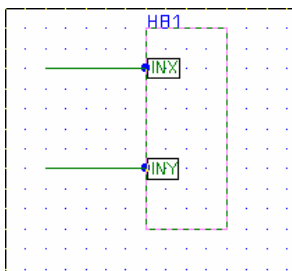
L'oscillation peut donc se produire si le gain apporté par l'ampli op est au moins de 3 c'est-à-dire que R4 est supérieur à 2R3..

Pour obtenir dans une seule analyse les deux gains T_i et T_v nous dupliquerons ce schéma qui sera introduit dans deux sous fichiers.



Le travail commence par la construction des blocs **Draw →Block**

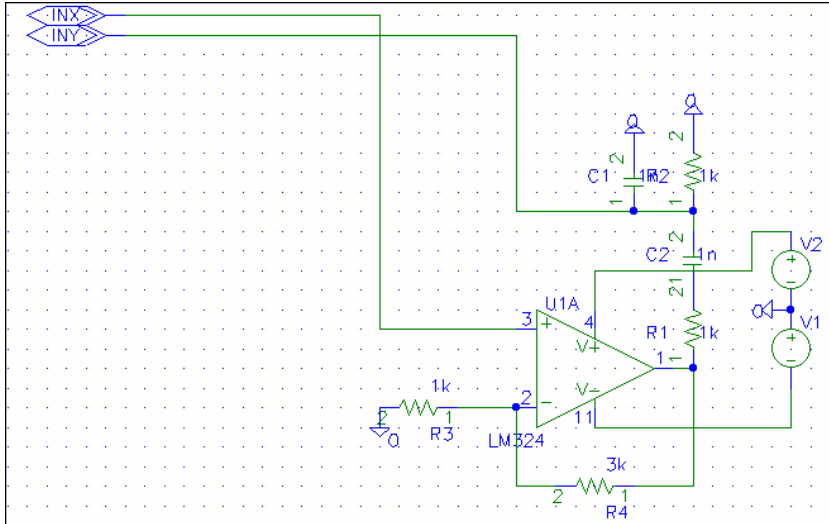
Le block avec comme nom initial HB1 apparaît à l'écran sous forme d'un rectangle. Lui ajouter deux accès (avec ^W) dont on remplacera les noms P1, P2 par INX INY (cliquer sur P1 et changer son nom dans la fenêtre de dialogue). En cliquant sur le block une fenêtre s'ouvre, vous devez y entrer le nom du fichier qui utilisera ce block (par exemple STABIL), une seconde fenêtre s'ouvre pour vous demander le nom que vous attribuez au block, (par exemple BKOSL). Le block vide apparaît à l'écran /



Vous pouvez alors sur l'écran construire le schéma interne. Les alimentations de l'ampli op peuvent être incluses. Il est également possible de les désigner par un BUBBLE qui sera relié automatiquement au BUBBLE de même nom attribué aux sources d'alimentation tracées en dehors du block. Les accès INX et INY sont connectés à l'entrée + de l'ampli op (pour INX) et au point milieu du pont de Wien (pour INY).

Pour sauver ce block terminé on remonte la hiérarchie par

NAVIGATE →POP le logiciel demande si l'on veut le sauver avec le nom choisi plus haut



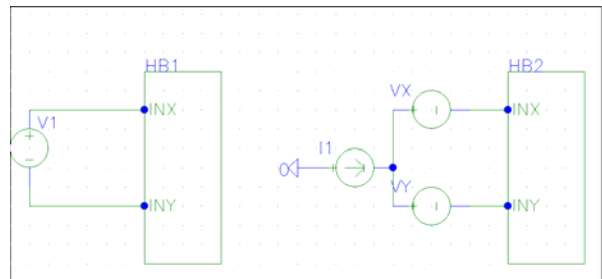
Noter que l'on a choisi pour ce premier essai un gain de 4 ($R4=3R3$)

Il faut maintenant compléter le schéma global. Le block est dupliqué (par un copier coller ^C ^V) et les sources de tension et de courant ajoutées. Pour lire les courants nécessaires au calcul de Ti on ajoutera deux sources nulles ($DC=AC=0$) VX et VY devant les deux accès .

On peut maintenant lancer une analyse AC avec comme bande de fréquence 10 à 1MEG

(l'oscillation se produit à 159kHz avec les valeurs des composants 1K et 1nF .

La courbe de Nyquist doit être tracée en utilisant PROBE et la formule démontrée plus haut. Pour cela nous définirons d'abord une macro dans PROBE .:



Dans PROBE **TRACE**→**MACRO**

Une fenêtre s'ouvre. Taper la définition :

$Par(a,b)=((a*b)-1)/(a+b-2)$ valider par **SAVE** , la fonction **PAR** vient se place en première ligne dans la fenêtre.

Puis de la même façon introduire $Ti=I(VY)/I(VX)$

$TV=V(HB1:INX)/V(HB1:INY)$ noter que les accès ayant le même nom sur les deux blocs il faut préciser le block choisi, ici HB1

$TB= Par(Ti,TV)$ le gain de boucle

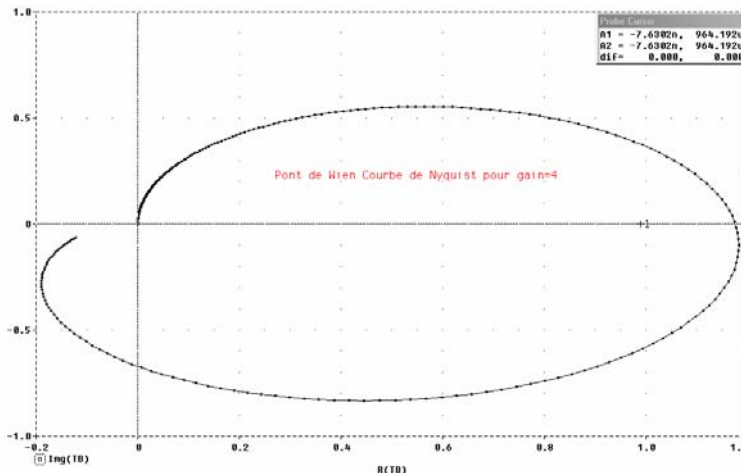
Sortir par **close** (il est possible de sauver ces macros avec **SAVE TO**)

Il faut maintenant définir les axes du graph

PLOT → **X_Axis Setting** → **Scale Linear** → **Axis Variable** → Trace Expression = $R(TB)$

Puis lancer PROBE **Trace Expression** = $Img(TB)$

Et le résultat : on constate que la courbe entoure bien le point +1 .

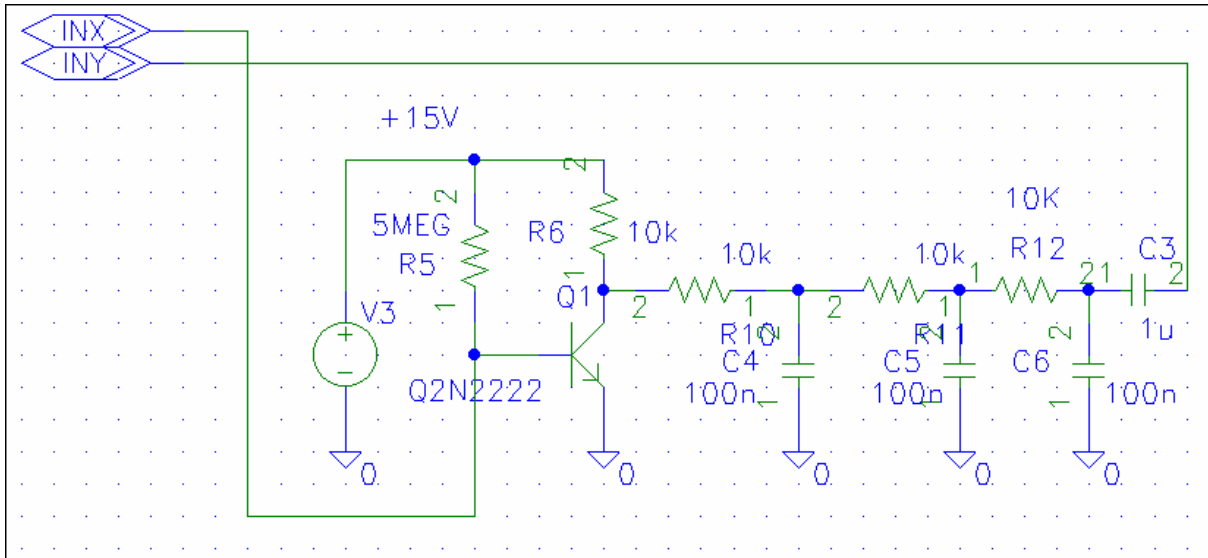


Note: Attention au sens des sources VX et VY , les éventuellement si la courbe obtenue a une position et une forme anormale.

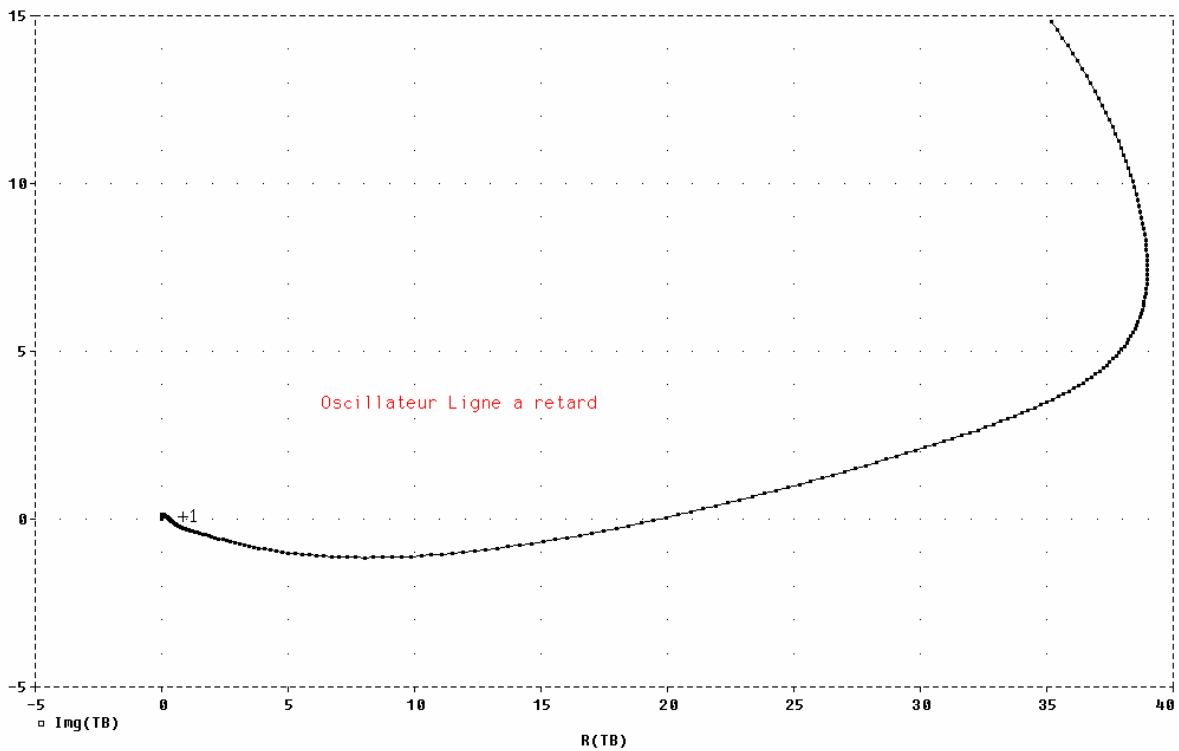
En modifiant le gain dans les blocks, par exemple $R3=R4$ donc un gain de 2 on obtiendrait une courbe n'entourant plus la point 1 .

Oscillateur à ligne à retard.

La méthode peut être appliquée à d'autres types d'oscillateurs, par exemple l'oscillateur à ligne à retard . Il suffit de modifier le contenu du block .La modification



de HB1 est automatiquement appliquée à HB2 . Là encore le point +1 est entouré , il y a bien oscillation.



Le calcul que l'on trouve dans tous les cours montre que pour la fréquence d'oscillation l'atténuation des 3 étages est de 29 pour un déphasage nul, elle doit être compensée par le gain du composant actif. On peut constater qu'en remplaçant le transistor par un JFET l'oscillation n'est plus possible car le gain est trop faible .

Note importante:

L'oscillation peut se produire parfois alors que l'analyse précédente conclut le contraire. Ceci est dû à la façon dont travaille le logiciel. En effet pour mettre en œuvre la méthode précédente il calcule d'abord un point de polarisation puis le gain en alternatif petits signaux autour de ce point. Il détermine alors le gain de boucle TB. Or dans certains cas le point de polarisation calculé est incorrect. C'est le cas par exemple des multivibrateurs type Abraham et Block dont les transistors sont apparemment polarisés en saturation. ou au blocage, leur gain en petits signaux en ce point est nul et la méthode conclut à une non oscillation. Elle se produit cependant, mais elle est initiée par un régime transitoire à la mise sous tension qui fait appel à un processus de relaxation qui n'est pas analysable en terme de petits signaux.

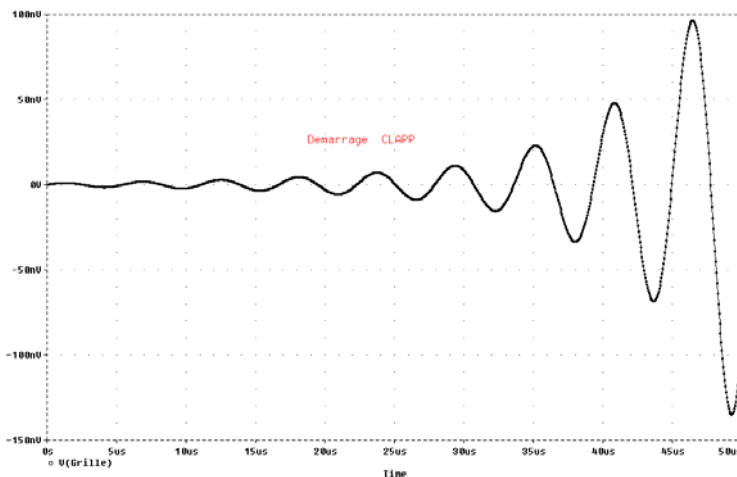
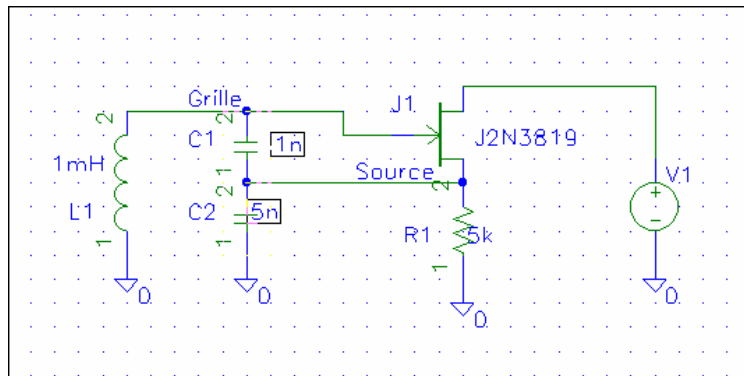
Etude d'oscillateurs

Un oscillateur est un système bouclé dont le comportement ne peut pas être décrit en régime harmonique. Une analyse AC n'est pas possible car il n'y a pas de source d'excitation. Seule une étude transitoire est possible, mais des conditions initiales doivent être imposées, parfois le bruit de calcul suffit à initier le démarrage mais c'est très aléatoire.

Soit par exemple l'**oscillateur CLAPP** à JFET: pour $L1=1mH$ $C1=1nF$ et $C2=5nF$ l'oscillation est attendue à une fréquence voisine de 175kHz (période 5,7µS). Nous lançons donc une analyse transitoire pour une durée de 50µS avec un intervalle maximal de calcul de 50nS (pour avoir un tracé sur 1000 points)

Alimentation 10V et polarisation automatique par $RS=5k$.

La courbe obtenue (tension sur la grille du JFET) montre un démarrage de l'oscillation au bout de 30µS. Ce démarrage est dû au bruit de calcul est comme on pourra le constater varie beaucoup avec les conditions imposées (durée de calcul, intervalle maximal etc...)

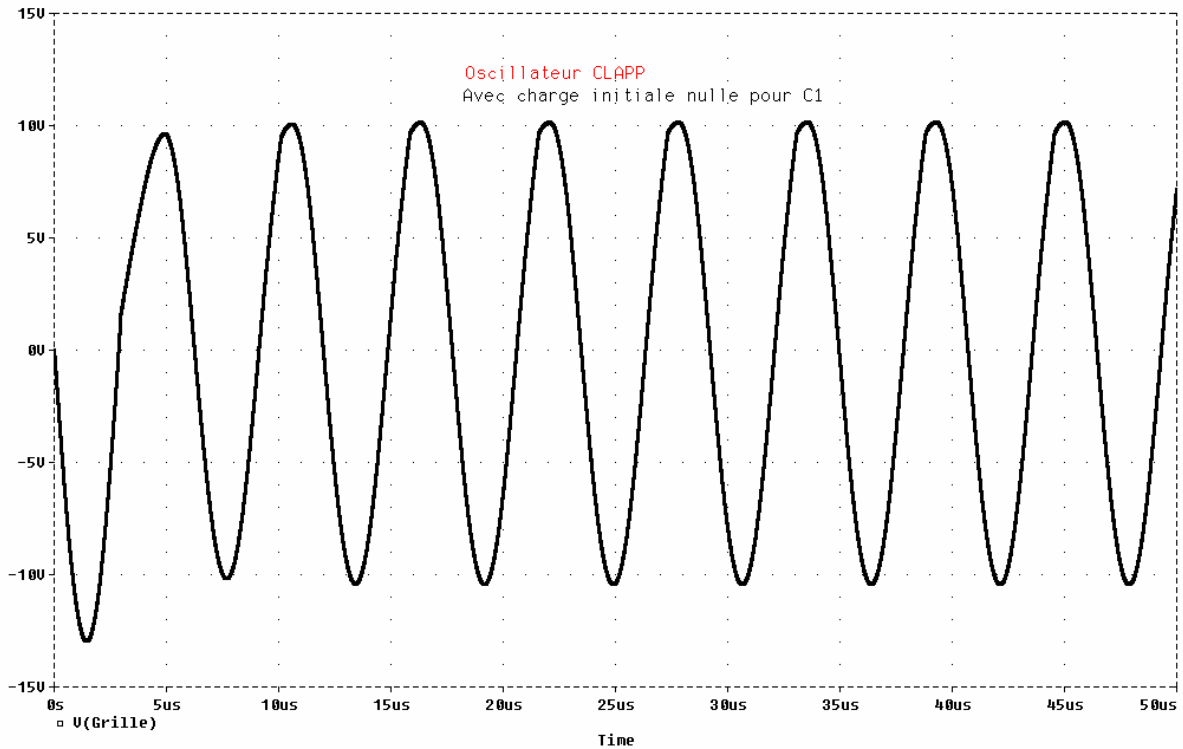


Si l'on impose une condition initiale, par exemple une tension nulle aux bornes de C1 :

$IC=0$ dans la fenêtre qui s'ouvre en cliquant sur C1.

(ce qui correspond à un courant maximal pour le

JFET) le démarrage d'oscillation est immédiat .La période observée $5,73\mu\text{S}$ est très proche de la valeur attendue.

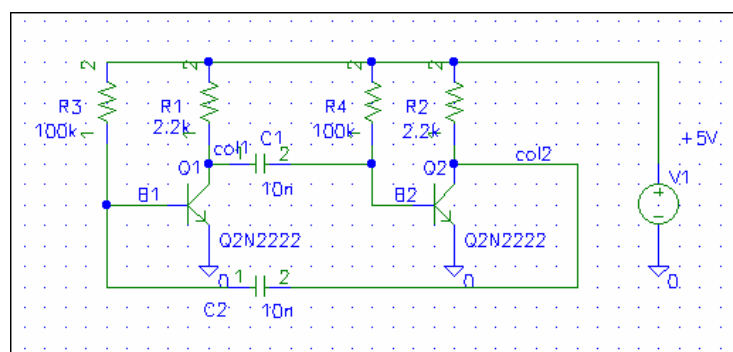


Le démarrage a été observé car le logiciel calcule d'abord un point de polarisation pour lequel le gain du JFET n'est pas nul. Il n'en est pas de même dans le cas du multivibrateur ou les transistors travaillent en saturation blocage

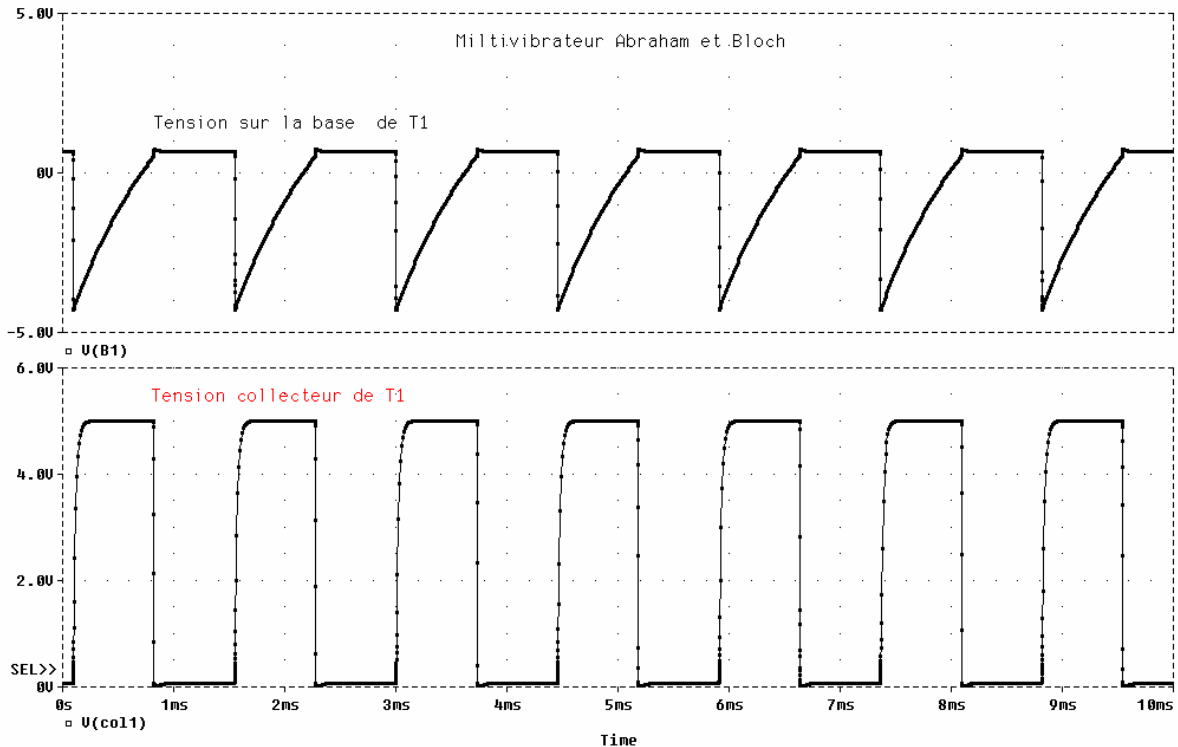
Multivibrateur d'Abraham et Bloch

Son schéma est des plus classiques:

En lançant une analyse transitoire sans précautions on obtient une tension continue sur les deux collecteurs voisine de 70mV .C'est la tension de saturation du transistor polarisé par une résistance de 100k avec une charge de collecteur de 2,2k.



Le résultat est complètement différent si en cliquant par exemple sur C1 on impose une charge initiale, par exemple nulle $IC=0$.Le comportement est bien celui qui est attendu , période $1,4RC$ soit 1,4ms (1,44 mesuré sur le graphique).



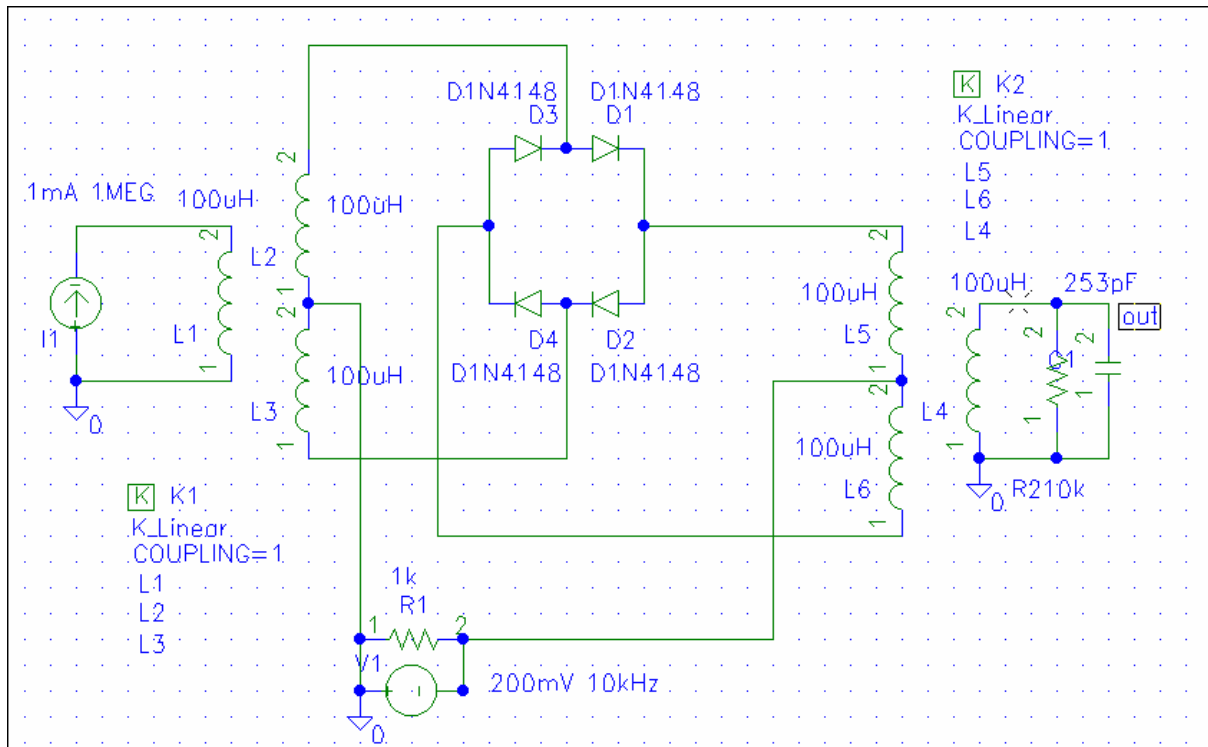
Circuits multifréquences

Ce sont des circuits pour lesquels les signaux aux divers points ne sont pas à la même fréquence. Il peut y avoir plusieurs signaux en jeu à des fréquences variées. C'est le cas des mélangeurs, modulateurs et détecteurs. Seule l'analyse transitoire est alors possible, mais sa mise en œuvre peut présenter de grandes difficultés. Soit par exemple un mélangeur recevant deux signaux à 10Mhz et 10Mhz+10Hz, le signal de sortie est un battement à 10Hz. Pour le visualiser une analyse transitoire doit durer au moins 100mS, mais cela correspond à un million de périodes du signal d'entrée. Pour ce dernier le théorème de Shannon nous impose au moins 2 points par période soit un pas de calcul de 50nS au maximum, mais en 100mS cela conduit à un fichier d'au moins 2 millions de valeurs. Et en pratique SPICE prendra bien plus de 2 points par période et ce sont des dizaines de millions de valeurs qui seront stockées dans le fichier de calcul.

Pour une fréquence de battement plus élevée le calcul devient possible mais il ne fournit aucune information sur la largeur de bande du montage. Une analyse AC est impossible puisqu'elle utilise une image linéarisée du circuit, or un circuit linéaire n'a aucune action sur les fréquences. La seule solution est d'effectuer de multiples analyses transitoires pour de nombreuses fréquences différentes. Le travail risque d'être long.

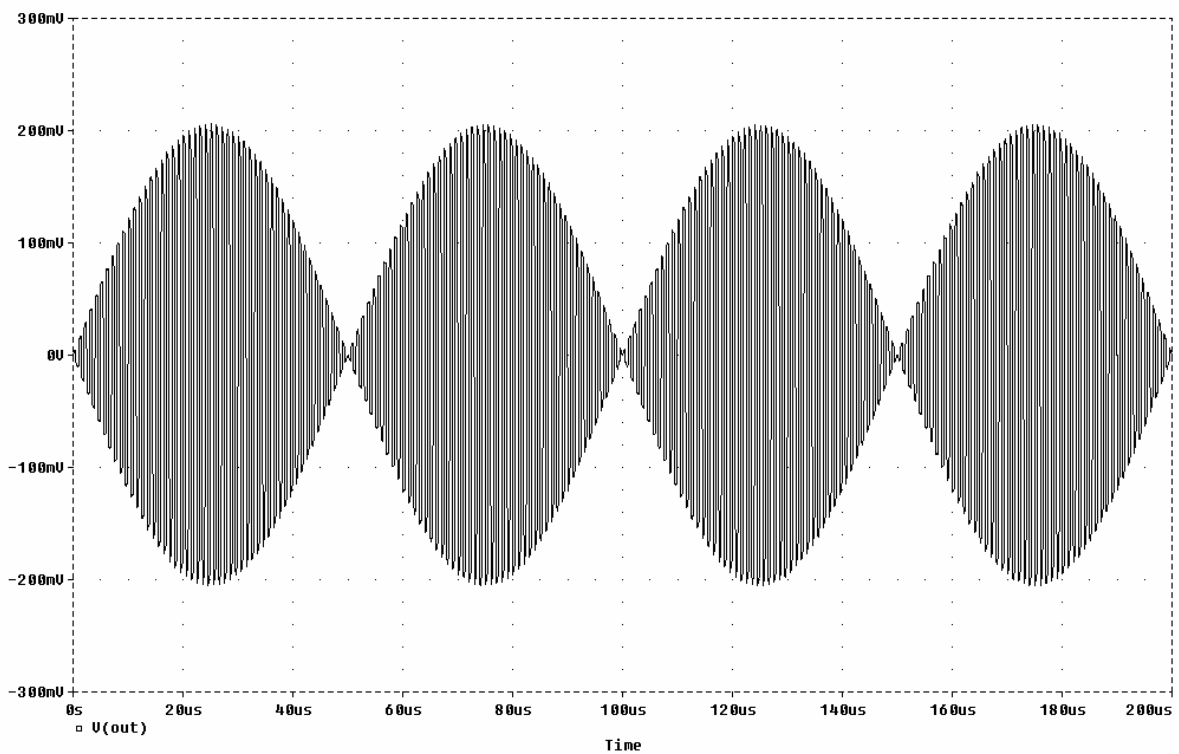
L'exemple suivant est le célèbre **modulateur en anneau** attaqué par une source de courant HF (le pont de diodes écrêtant le signal au secondaire du transformateur d'entrée la commande doit se faire en courant, la plupart du temps par un transistor.) et un signal BF modulant. Le signal de sortie est recueilli sur un circuit oscillant accordé sur la fréquence HF. Nous avons choisi un rapport 100 entre les fréquences HF et BF ce qui conduit à une analyse sur plusieurs milliers de points.

Lors de la saisie du schéma bien faire attention au sens des enroulements (points 1 et 2 sur la figure ci-dessus) Le couplage est assuré en faisant appel au



composant K_Linear

Le résultat est bien une modulation avec suppression de porteuse comme le montre la figure ci-dessous . (**Analyse TRANSIENT** avec **Print Step=100n** (les points qui seront notés dans le fichier texte de sortie , sans intérêt sous Windows), **Final Time= 200u** **Step Ceiling=50n**)



Circuits magnétiques non linéaires

La non linéarité des noyaux magnétiques est l'une des plus difficiles à modéliser. Cependant on la rencontre aussi bien aux basses fréquences (Alimentations à découpage) qu'en HF (amplificateurs HF, circuits de télécommunications).

PSPICE utilise un modèle inventé par Jiles et Altherson en 1986 (D C Jiles DL Altherson Theory of ferromagnetic hysteresis .Journal of Magnetism materials 61 48 1986)

Lorsque l'on modélise un bobinage linéaire, on utilise le composant K_Linear pour lequel la self est définie entièrement par sa valeur en Henry et les coefficients de couplage. (exemple précédent) Un couplage non linéaire fait appel en plus à un modèle spécifique caractéristique du matériau et du bobinage utilisé. La librairie fournie avec la version d'évaluation de PSPICE est limitée à seulement 4 noyaux et un seul matériau. 3C8

K3019PL_3C8
K502T300_3C8
K528T500_3C8
KRMLPL_3C8

Le modèle fait intervenir des paramètres géométriques :

La section du noyau en cm² (AREA)
La longueur moyenne des lignes de champ dans le noyau en cm PATH
La largeur d'un entrefer éventuel GAP

Des paramètres caractéristiques du matériau

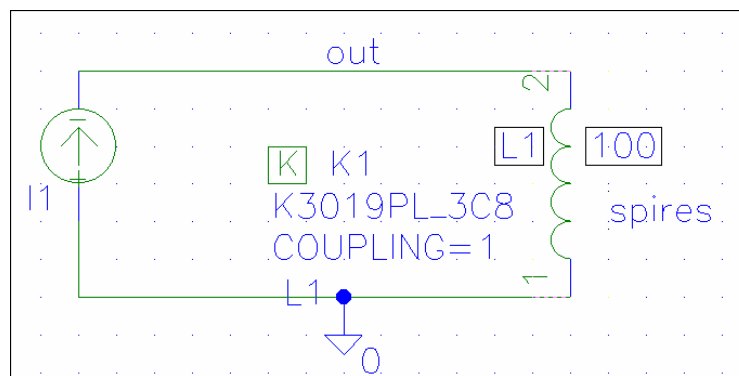
Le champ magnétique de saturation en A/m MS
Le paramètre de forme A en amp/m
Un paramètre de champ ALPHA *

Des constantes décrivant le comportement des limites de domaines magnétiques dans le matériau C, ce paramètre est lié à la perméabilité magnétique initiale et K (500) pertes d'énergie volumiques qui fixe la surface du cycle d'hystérésis.

La version complète de PSPICE fournit des centaines de modèles, la modification de l'un d'entre eux est difficile et n'est envisageable que si l'on maîtrise la théorie.

On peut observer le comportement du matériau en traçant les courbes d'hystérésis. Pour cela il faut faire passer un courant en dent de scie dans le noyau (H est proportionnel à ce courant) et observer l'induction B. Probe propose en effet de tracer B(K1) ou H(K1) (K1 étant le coefficient de couplage) Il suffit d'afficher B sur l'axe y et H sur x. B est mesuré en gauss (10^{-4} Tesla) et H en Oersteds ($1 \text{ oersteds} = 1000/4\pi = 79,577 \text{ amp/m}$)

Le schéma retenu est représenté ci contre. La source de courant est une dent de scie de 100mA d'amplitude et de durée 2 secondes.

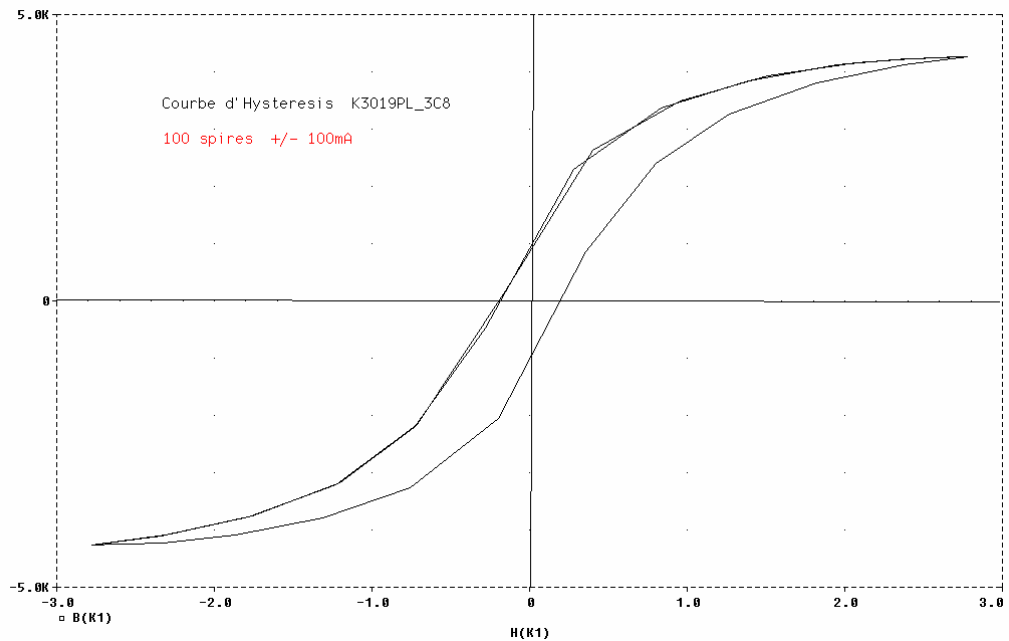
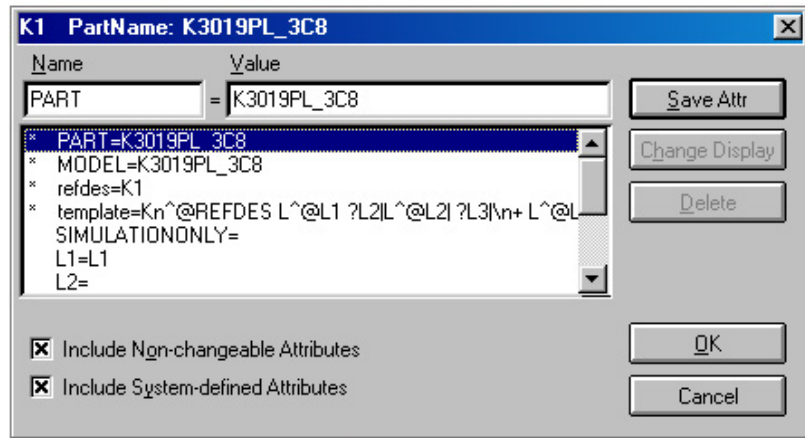


TRANS= PULSE(-100m +100m 0 1 0.999 1mS 2)

La bobine est introduite comme une self normale (^G L), on fait ensuite appel au composant K3019PL_3C8 pour lequel (en cliquant sur K) on indique que la self correspondante est L1 (L1=L1)

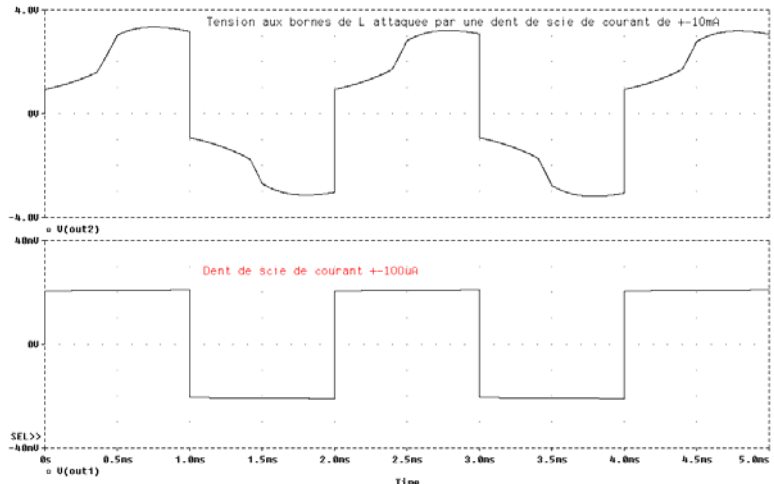
Il faut alors cliquer de nouveau sur la self pour introduire sa valeur qui n'est plus exprimée en henrys mais en nombre de spires.

On peut alors lancer l'analyse transitoire sur plus d'une période, 5 sec par exemple et afficher dans PROBE



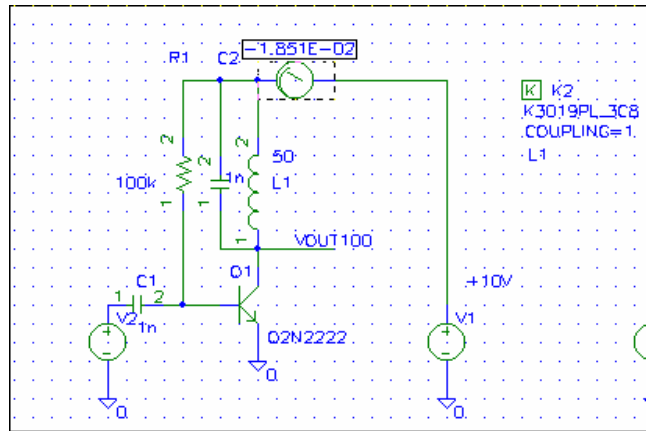
$$B(K1)=f(H(K1))$$

La non linéarité du bobinage a pour conséquence un comportement très différent de celui d'une self idéale (ou d'une bobine à air par exemple) Ci contre on a visualisé la tension aux bornes du bobinage attaqué par un courant en dent de scie de fréquence 500Hz.. Sur une inductance vraie cette

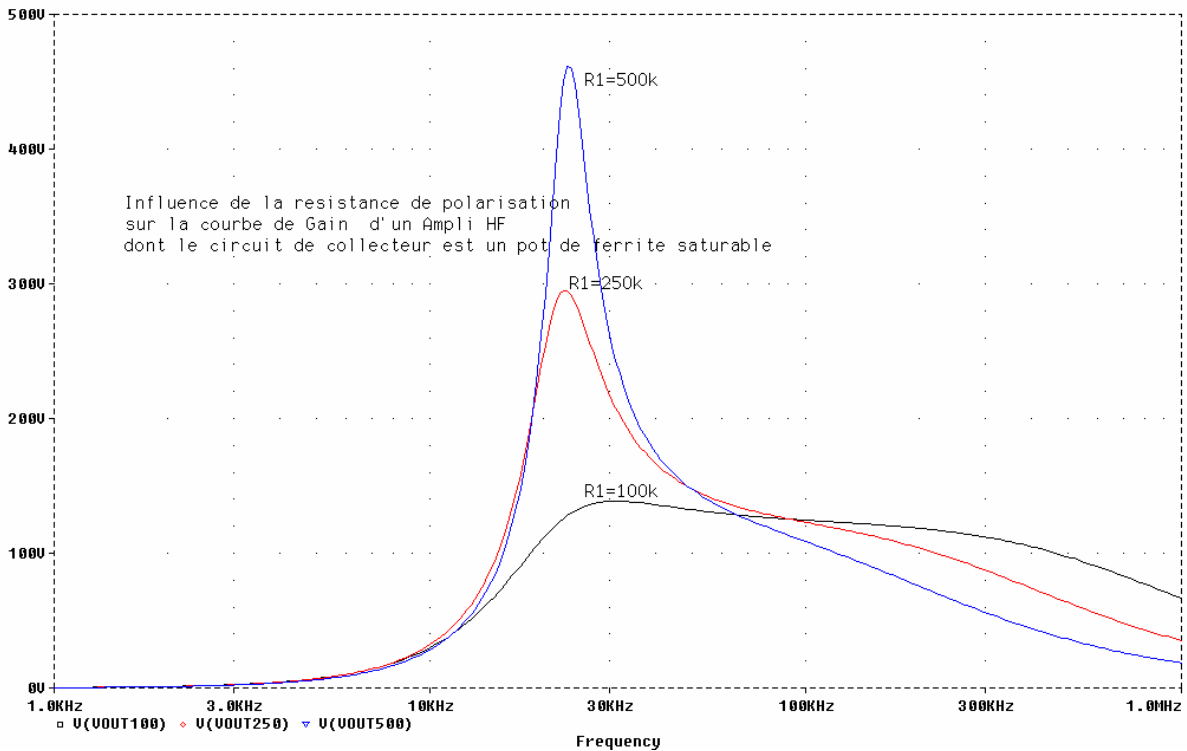


tension serait un signal carré ,elle a ici une forme très différente dès que l'amplitude de la dent de scie de courant est suffisante. On peut observer sur la figure que le signal est presque un carré parfait pour une dent de scie de courant de 100µA mais a une forme très différente pour 10mA .

Lorsque l'on utilise un pot de ferrite pour constituer le circuit accordé de collecteur dans un amplificateur HF, la saturation du noyau qui apparaît pour un courant collecteur élevé modifie complètement la fréquence d'accord ainsi que la largeur de bande , la saturation diminue la self apparente, donc augmente la fréquence d'accord ,mais diminue aussi fortement le coefficient de surtension , diminuant le gain et élargissant la bande passante



. La figure ci dessous illustre le phénomène en montrant la forte variation des performances en fonction de la résistance de polarisation de base. Pour R1=500k le courant base est voisin de 20µA le courant collecteur de 4mA , la self est presque linéaire , avec R1=100k le courant collecteur moyen est 5 fois plus fort et la saturation du noyau décale la courbe vers les hautes fréquences en l'écrasant complètement.



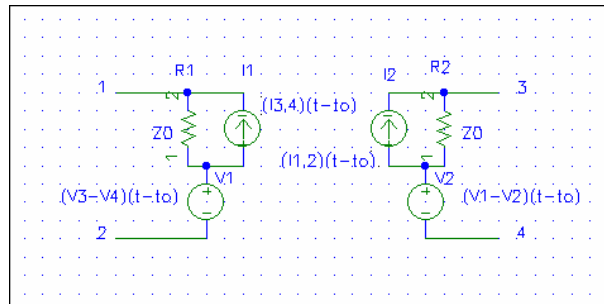
Les lignes de transmission sans pertes

PSPICE Modélise les lignes de transmission sans pertes conformément au schéma ci contre. Les paramètres sont :

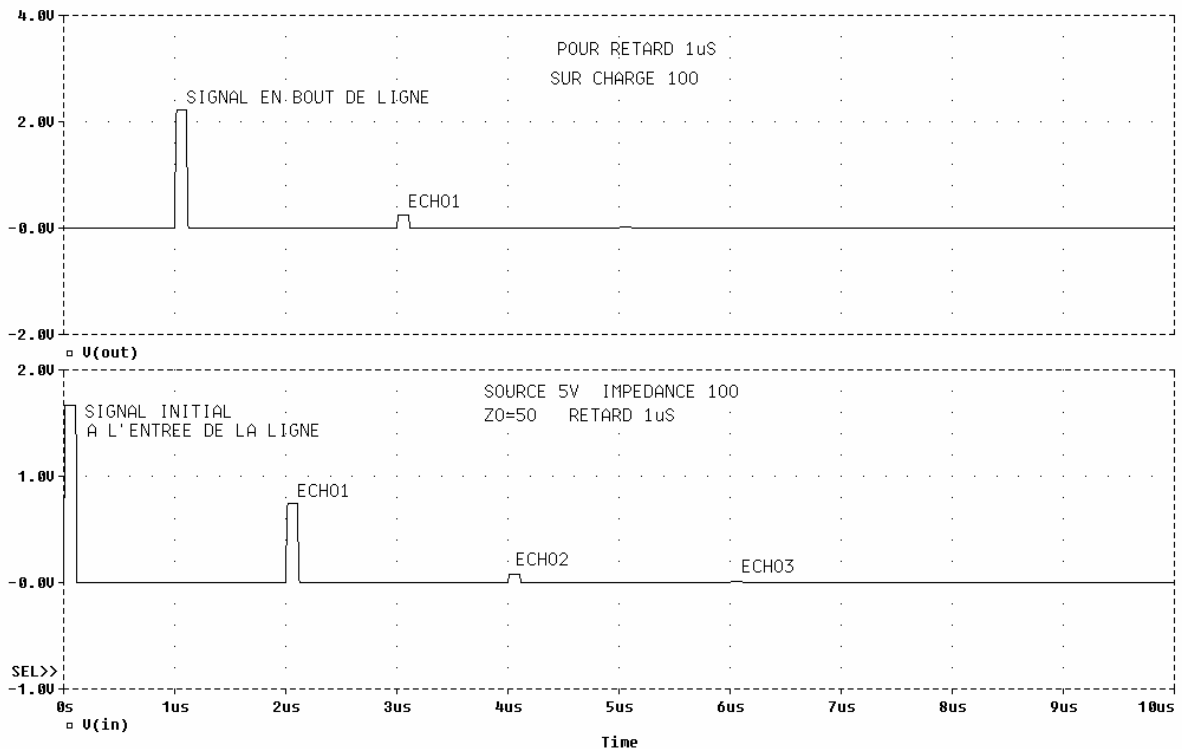
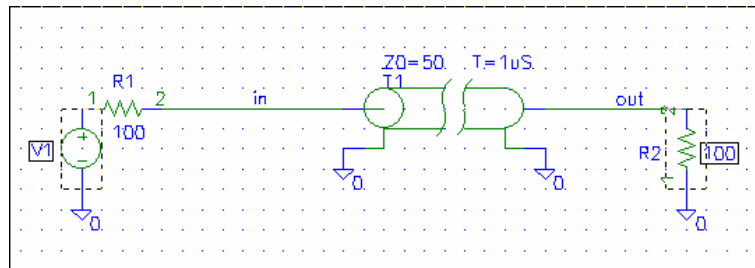
- L'impédance caractéristique Z_0
- Le retard t_0

La ligne peut aussi être caractérisée par une fréquence F et la longueur NL exprimée en longueur d'onde à la fréquence spécifiée. Si NL n'est pas précisé la ligne est considérée comme quart d'onde à la fréquence F . On notera que l'on ne peut pas définir simultanément t_0 et F .

La lettre caractéristique pour appeler les lignes est T.



Soit une ligne T d'impédance $Z_0=50\Omega$ et de retard $1\mu S$ attaquée par un générateur d'impédance interne 100Ω et chargée par 100Ω . La désadaptation va provoquer des réflexions multiples aux extrémités qui apparaissent nettement sur l'analyse ci dessous.



Les lignes à pertes sont bien plus difficiles à modéliser, le plus simple est d'utiliser une structure à multiples cellules LRC .

Les impédances non linéaires .

Grâce à ses possibilités de modélisation comportementale (Analog Behavior Modeling) PSPICE se prête très bien à la modélisation des impédances non linéaires dont voici quelques exemples :

Les varistances

Une varistance est une résistance dont la valeur est fonction de la tension qui lui est appliquée. Sa caractéristique I(V) peut être décrite par une expression en puissance de V . Dans l'exemple suivant nous avons modélisé la varistance par une expression du type :

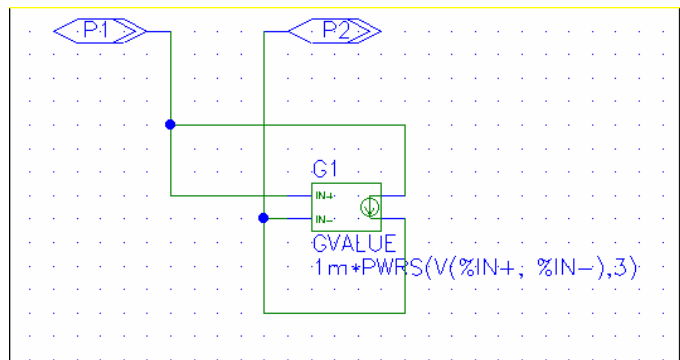
$$I=I_0.V^P$$

Elle est incluse comme sous circuit inclus dans un diviseur résistif.

Pour sa modélisation nous avons utilisé une source de courant commandée par une expression

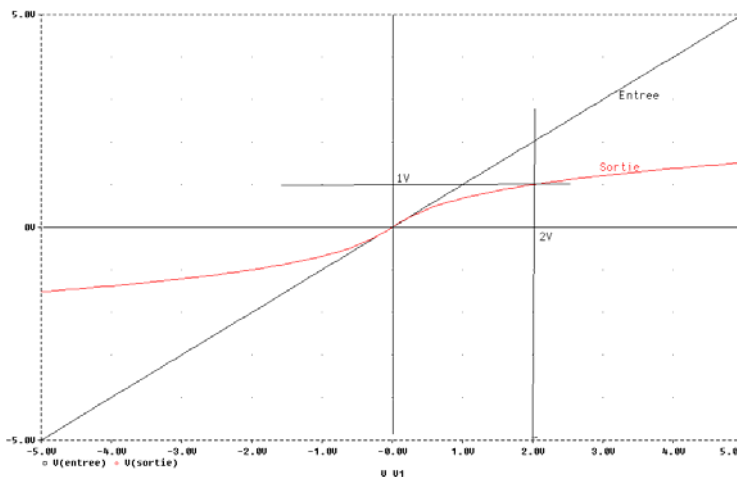
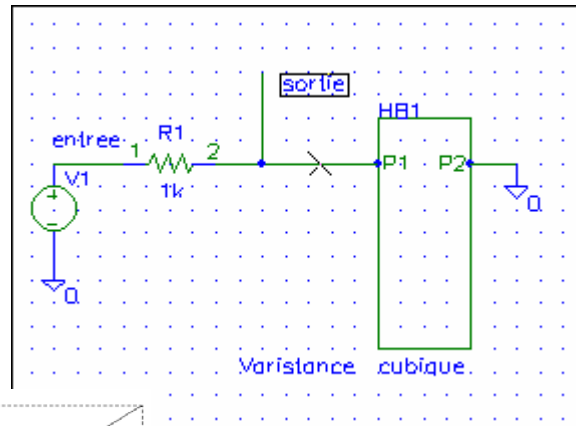
de la tension à ses bornes .

GVALUE 1m*PWRS[(Vin+-Vin-),3]



Soit un courant $I_1 = 1mA * V^3$

Pour une tension à ses bornes de 1V son courant d'entrée est de 1mA c'est à dire que sa résistance globale en ce point est de 1kΩ., la tension d'entrée du diviseur doit donc être de 2V .C'est bien ce que l'on observe sur la courbe qui est le résultat d'une analyse DC .



La Thermistance

C'est une non linéarité bien plus complexe, en effet il s'agit d'une résistance dont la valeur est fonction de sa température elle-même dépendant du courant qui la traverse et donc du temps car l'échauffement du matériau n'est pas instantané.

La résistance est fonction exponentielle de la température:

$$R = R_0 \exp\left[\frac{-(T - T_0)}{T_0}\right]$$

T_0 est une température de référence, souvent 20°C pour laquelle la résistance prend sa valeur nominale R_0

On supposera que l'échauffement ($T - T_0$) est proportionnel à la puissance dissipée. Alors on peut écrire :

$$R = R_0 \exp[-KP]$$

Mais il faut tenir compte enfin de la constante de temps thermique qui caractérise la vitesse d'échauffement du composant.

Pour la construction du modèle nous ferons appel à une source de tension commandée EVALUE dont la tension de sortie est la puissance d'entrée c'est-à-dire le produit du courant d'entrée (qui est le courant traversant une source ampèremètre (valeur nulle) située à l'entrée.) par la tension d'entrée

$$\text{Soit } P = \text{Abs}\{I(V1) \times V_{TH}\}$$

Cette tension (de 1V pour 1Watt) est filtrée par un passe bas de constante de temps $RT \times CT$, que nous avons choisie de 10mS. $RT = 1k$ $CT = 10\mu F$. C'est la constante de temps thermique du composant.

La source de courant d'entrée GVALUE détermine le courant d'entrée :

$$I = V_{TH} / R$$

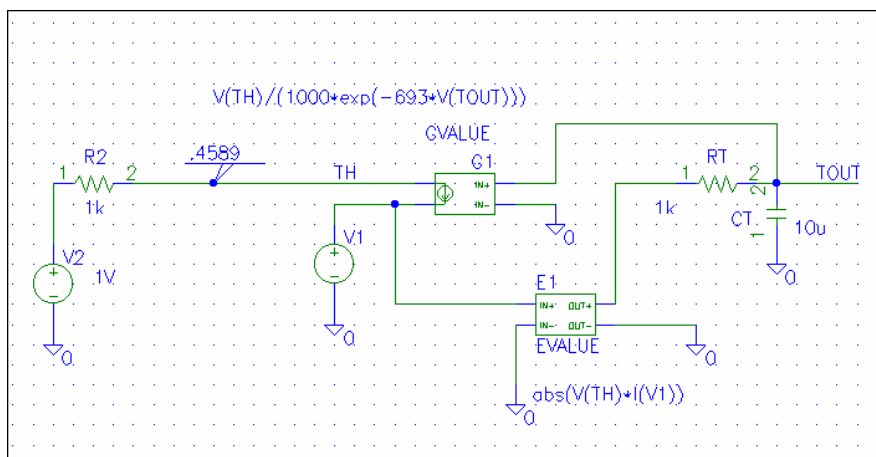
R étant la résistance de la thermistance (avec $R_0 = 1k$). Si cette valeur nominale est divisée par deux lorsque la puissance atteint 1mW :

$$R = \frac{R_0}{2} = R_0 \exp\left(-\frac{K}{1000}\right)$$

d'où $K = -1000 \cdot \text{LN}(0,5) = 693$

Alors le courant d'entrée est
$$I_E = \frac{V_{TH}}{1000 * \exp(-693P)}$$

C'est la formule de pilotage de GVALUE;



Pour une tension d'entrée continue de 1V la tension de sortie du diviseur constitué par une résistance de 1K et la thermistance est de 0,4571V .Valeur que l'on peut retrouver par le calcul.

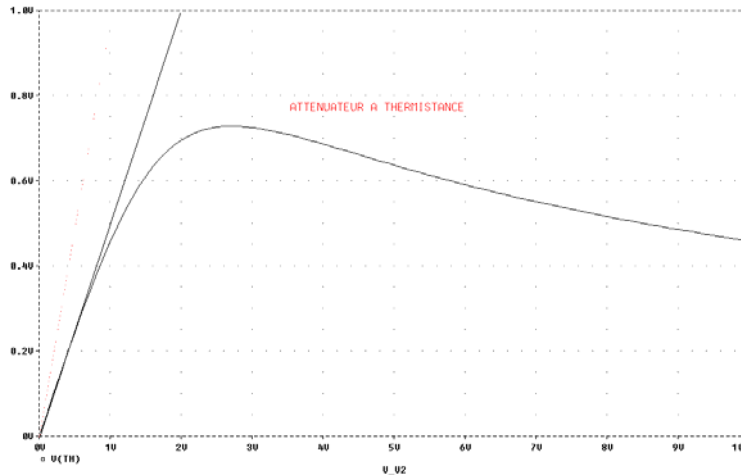
Le courant d'entrée est de 0,5429mA donc la puissance dissipée

$$P=0,5429 *0,4571=0,246mW$$

$$\text{Soit : } R= 1000*\exp(-693*0,246 \cdot 10^{-3})=843\Omega$$

Ce qui correspond bien à une tension de sortie de $1 \times 843 / 1843 = 0,457V$

Il est maintenant intéressant de voir comment varie la tension de sortie en fonction de celle d'entrée .Ceci est obtenu par une analyse DC .

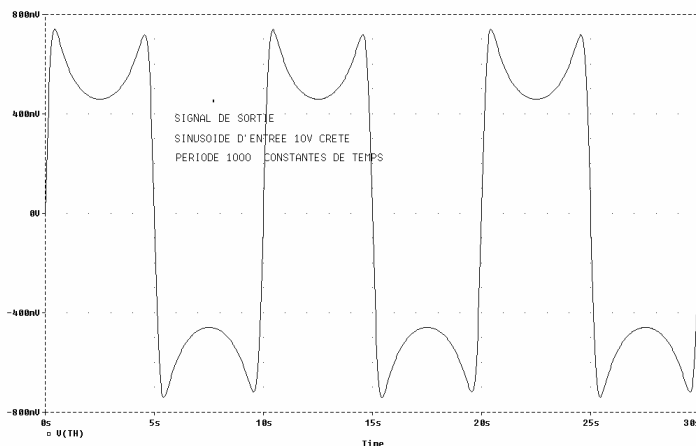


On peut observer que pour de faibles valeurs de la tension d'entrée la thermistance se comporte comme une résistance de 1k l'atténuation est de 2 .La tension de sortie augmente avec celle d'entrée jusqu'aux environs de 3V , ensuite elle décroît car la thermistance voit sa

résistance diminuer très vite.

Ceci est réalisé pour une tension continue; si la tension d'entrée est variable, par exemple sinusoïdale la constante de temps intervient et le résultat dépend fortement de la fréquence.

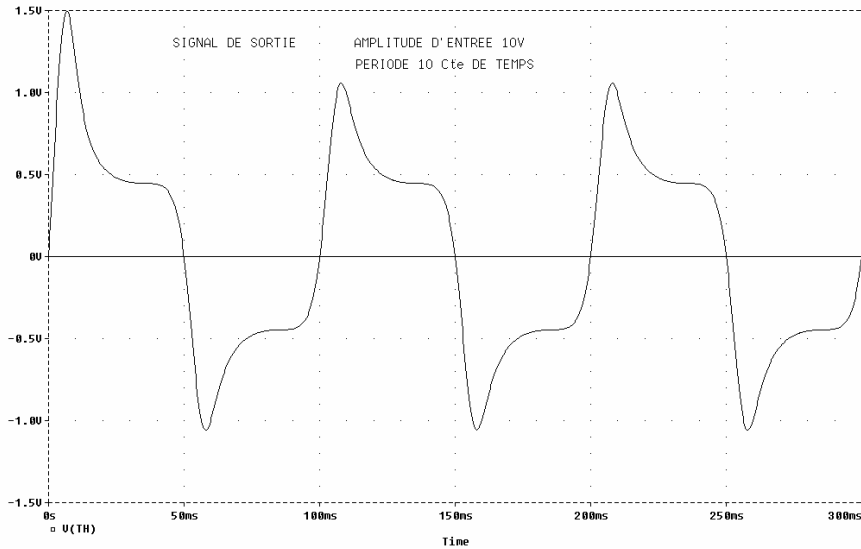
1° Pour une fréquence faible (par rapport à la constante de temps) par exemple 0,1Hz la courbe précédente permet de prévoir au moins approximativement le résultat. Une sinusoïde de faible amplitude est seulement atténuée , si l'amplitude est grande les sommets sont complètement déformés et inversés car à chaque instant la thermistance à le temps d'atteindre sa température d'équilibre. (figure ci contre pour 10V d'entrée et une période égale à 1000 constantes de temps.)



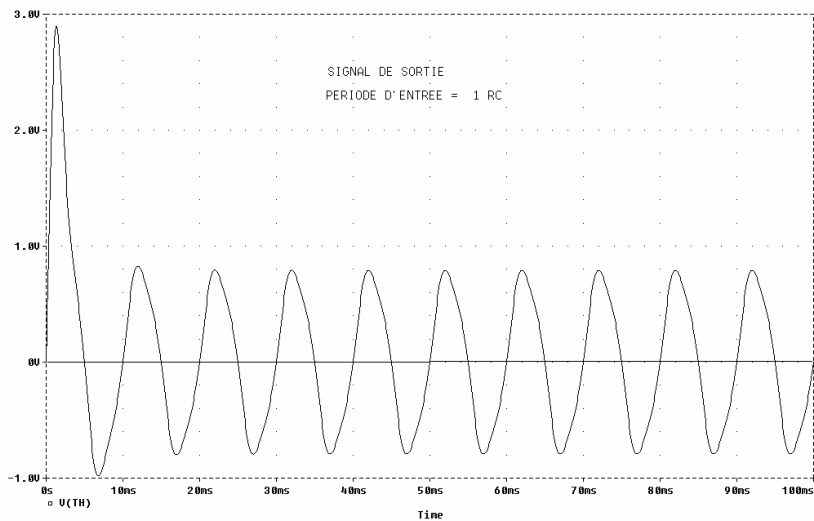
2° Si la période de la sinusoïde d'entrée est comparable à la constante de temps.Par exemple pour un signal d'entrée de 10Hz la

déformation est dissymétrique comme le montre la figure suivante (Tracée pour période=10RC) On notera que l'amplitude atteinte pour le premier maximum est plus grand que les autres et que les maxima suivants sont plus grands que dans la

figure précédente car la capacité CT n'a pas le temps d'atteindre sa valeur maximale.



3° Pour une période égale à la constante de temps (100Hz) le signal de sortie est une sinusoïde à peine déformée, sauf au début avant la fin du régime transitoire de charge de CT.



4° Pour des fréquences élevées la thermistance se comporte comme une résistance pure et la sortie est sinusoïdale.

Ces signaux sont très proches de ceux que l'on observe sur le montage réalisé avec une vraie thermistance bien que le modèle que nous avons utilisé ne soit qu'une approximation.

Trigger et switches

Les commutateurs parfaits sont très difficiles à modéliser car ils provoquent souvent de graves problèmes de convergence des algorithmes. C'est pour contourner le plus souvent possible cette difficulté que les interrupteurs commandés proposés dans les bibliothèques de SPICE sont en réalité des résistances variant très rapidement en fonction d'une grandeur de commande.

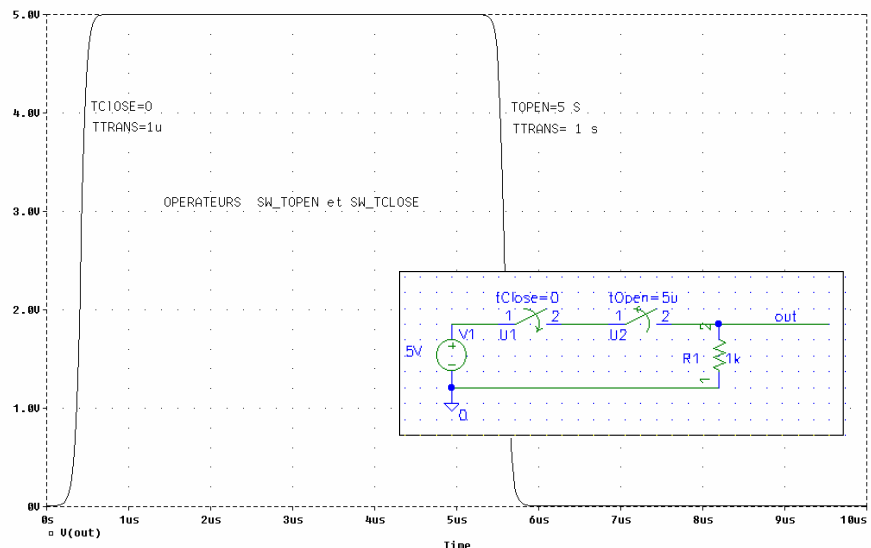
Dans la bibliothèque eval.slb fournie avec la version d'évaluation on trouve deux interrupteurs qui s'ouvrent ou se ferment à des instants spécifiés.

SW_topen et SW_tclose

En cliquant sur le composant une fenêtre présente les paramètres, par exemple pour SW_tClose:

- tClose= 0 l'instant à partir duquel le switch commence à se fermer
0 par défaut mais on peut y mettre une valeur quelconque.
- Ttrans= La durée de fermeture (ou de transition)
- Rclosed la valeur de la résistance lorsque l'interrupteur est fermé .Par défaut 0,01Ω
- Ropen La valeur de la résistance lorsque l'interrupteur est ouvert.Par défaut 1Meg

Dans l'exemple ci contre un SWClose est placé en série avec un SWOpen . Pour les deux les temps de transit sont choisis de 1μS. Le SWClose se ferme à l'instant initial alors que le SWOpen s'ouvrira au bout de 5μS .



La bibliothèque **Breakout.slb** fournit deux autres interrupteurs pilotables par une tension . **SBreak** et **WBreak**

SBreak est un interrupteur piloté par une tension.

- Si $V > V_{on}$ $R = R_{on}$
- Si $V < V_{off}$ $R = R_{off}$

Par défaut $V_{on}=1V$ $V_{off}=0$ $R_{on}=1\Omega$ et $R_{off}=1M\Omega$

Ces valeurs peuvent être modifiées en activant le composant puis :

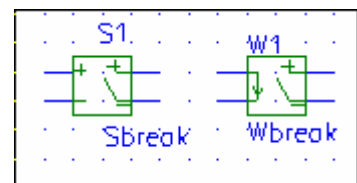
Edit / Model / Edit Instance Model s'ouvre alors une fenêtre où figure la ligne

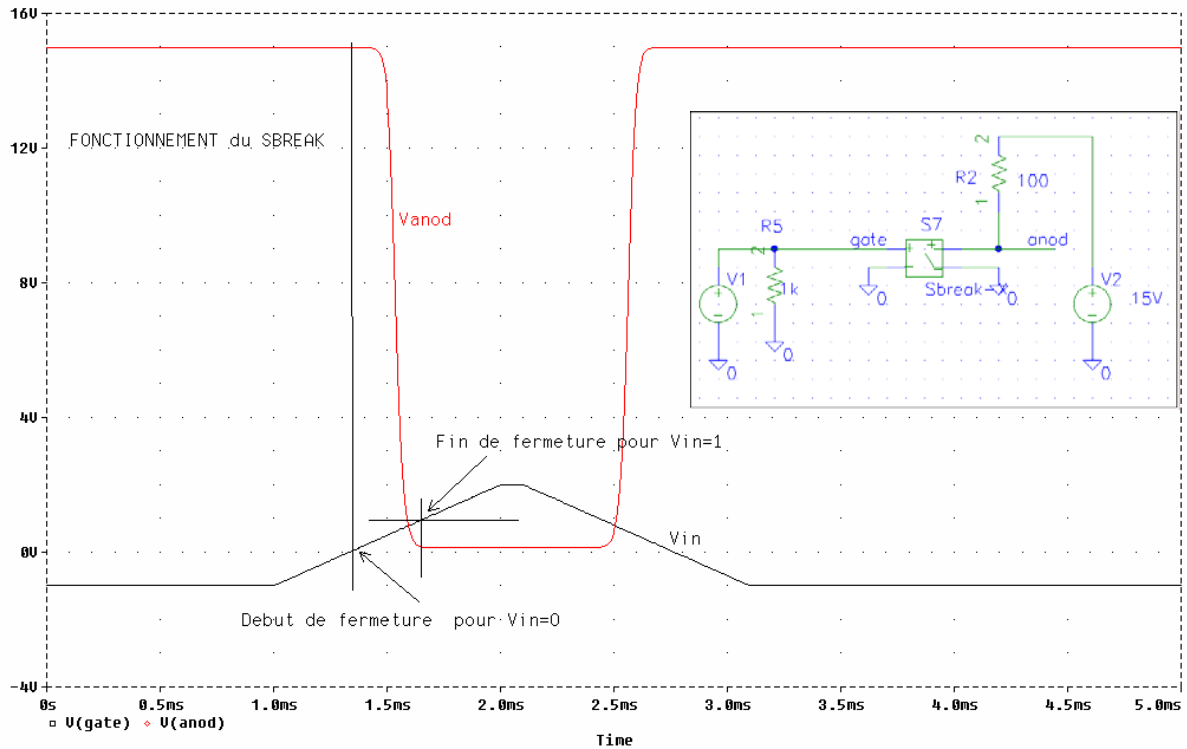
Model SBreak X Switch

\$

Remplacer le \$ par les nouvelles valeurs , par exemple $R_{ON}=1K$ $V_{ON}=2V$ $V_{OFF}=-1V$ $R_{OFF} = 100K$

Lorsque la tension de commande est comprise entre ces deux limites la résistance varie de R_{ON} à R_{OFF} suivant une loi logarithmique.



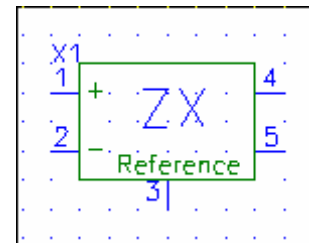


WBreak est semblable mais est commandé par un courant

La librairie **MISC.slb** fournit aussi deux composants qui peuvent remplacer les précédents mais aussi faire bien d'autres choses.

ZX est tel que le dipôle 4-5 (figure) a une impédance qui est égale à celle du dipôle connecté entre 3 et la masse multipliée par la tension de commande en volts appliquée entre 1 et 2.

YX est identique pour des admittances. Il peut par exemple être utilisé pour faire varier la valeur d'un condensateur connecté sur l'accès 3.



De façon générale l'emploi de ces composants est délicate et provoque souvent des défauts de convergence.

Note: PSPICE effectue ses calculs avec un format de 15 bits.

Les algorithmes utilisés par SPICE ne peuvent converger que :

Si les variations des grandeurs présentes tensions et courants sont des fonctions continues du temps.

Courants et tensions lors du calcul ne peuvent pas dépasser $\pm 10^{10}V$

Les dérivées sont limitées à 10^{14}

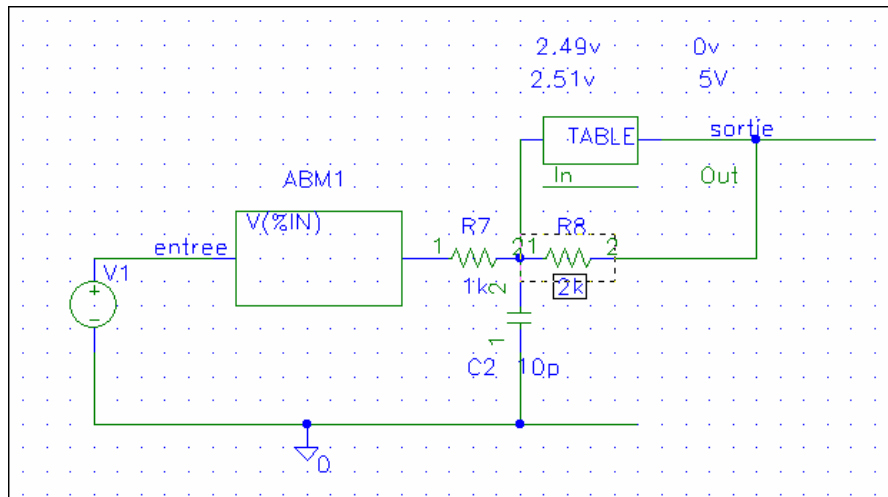
Le pas de calcul ne doit pas être inférieur à 10^{-15} sec (cette valeur minimale dépend aussi de la durée de la simulation)

Ces composants sont utilisés pour la modélisation des circuits du type trigger et des composants non linéaires comme les Thyristors et les triacs.

Le Trigger de Schmitt

C'est un commutateur à hystérésis, il bascule lorsque la tension à son entrée dépasse un seuil V_0 et revient dans son état initial si cette tension descend en dessous de $V_1 < V_0$. Il est construit classiquement avec un amplificateur opérationnel ou 2 transistors, mais la modélisation comportementale permet de le réaliser avec un nombre réduit de nœuds. Ce qui est particulièrement important lorsque l'on utilise la version d'évaluation du logiciel.

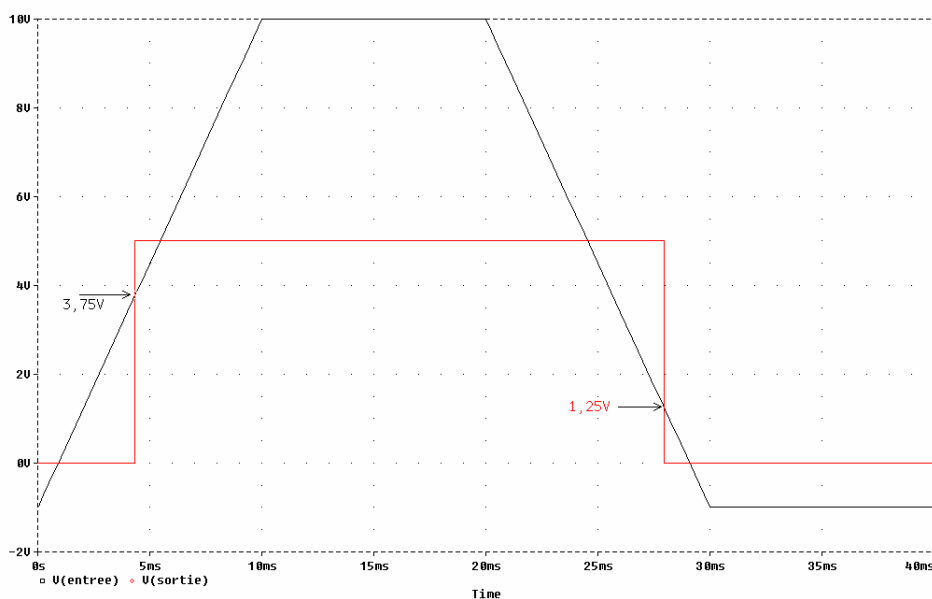
Dans l'exemple suivant le bloc ABM1 de gain 1 recopie la tension d'entrée assurant une impédance d'entrée infinie. La source de tension commandée est ici un module TABLE dont la sortie vaut 0 si l'entrée est inférieure à 2,49V et égale à 5V si elle dépasse 2,51V.



La courbe suivante montre le comportement du circuit lorsqu'il est attaqué par une tension en dent de scie. A la montée le basculement se produit pour 3,75V, le retour à la valeur initiale pour 1,25V. En effet si V_1 est inférieure à 3,75V la tension de sortie est nulle et la tension à l'entrée de TABLE

$$V = V_1 * \frac{2}{3} \text{ atteint } 2,49 \text{ pour } V_1 \text{ proche de } 3,75V$$

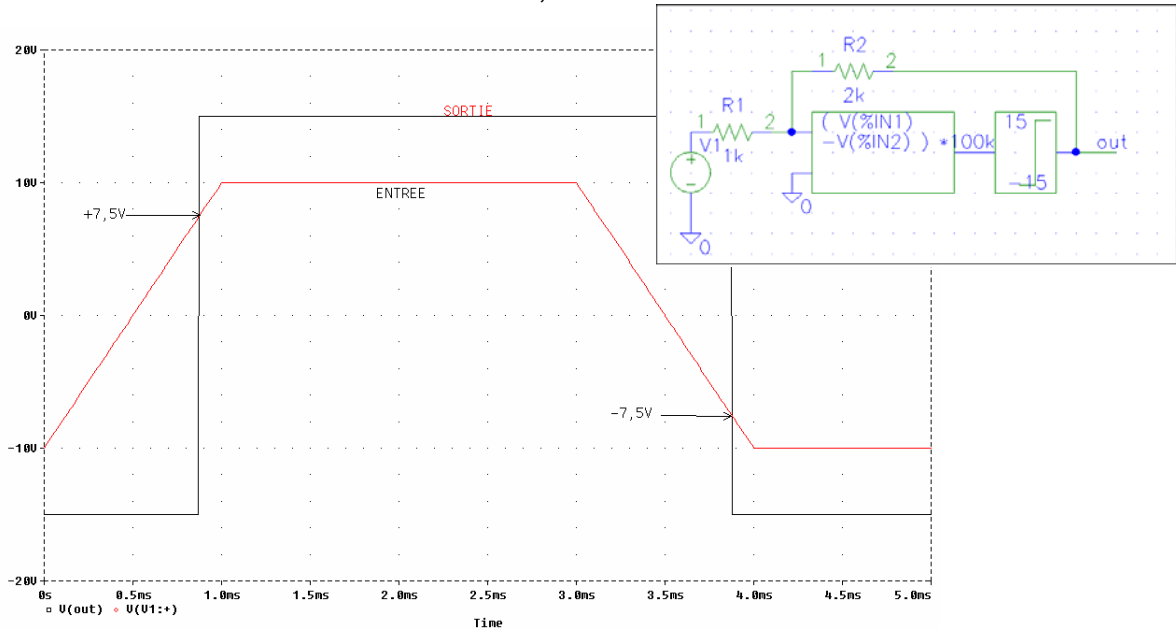
au-delà la tension de sortie de la TABLE est de 5V et pour avoir 2,51v en entrée de TABLE il faut V_1 voisin de 1,25V.



On remarquera la présence du condensateur de très faible valeur qui n'intervient pas dans le calcul mais est nécessaire pour assurer la convergence de l'algorithme.

Ce modèle n'est pas le seul possible, on peut aussi utiliser une simulation d'ampli op.

Dans l'exemple ci-dessous l'ampli op est modélisé par un bloc ABM2 effectuant l'opération $(V_{in+} - V_{in-}) * 100000$ suivi d'un limiteur $\pm 15V$. Cet ampli est ensuite bouclé sur l'entrée + par une résistance de 2K. Avec une résistance en série sur l'entrée de 1K les deux seuils sont $\pm 7,5 v$

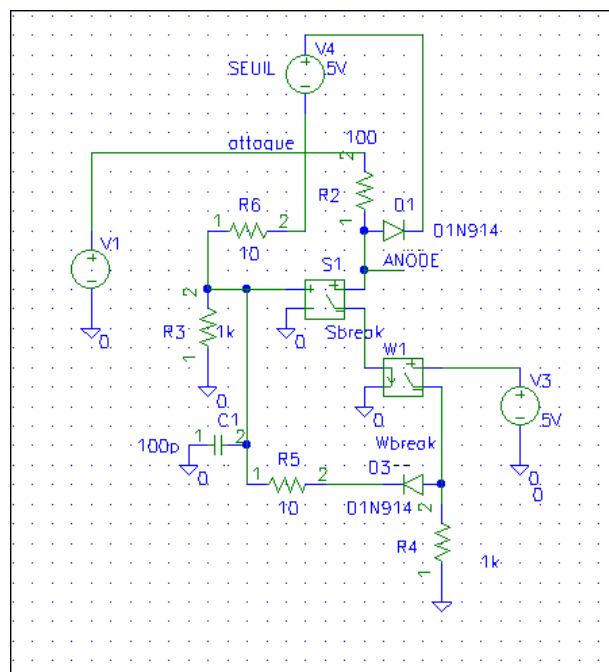


L'éclateur

C'est un dipôle qui devient conducteur lorsque la tension à ses bornes atteint une limite (tension d'amorçage) il ne se bloque que si le courant qui le traverse s'annule. En conduction il se comporte comme une résistance faible.

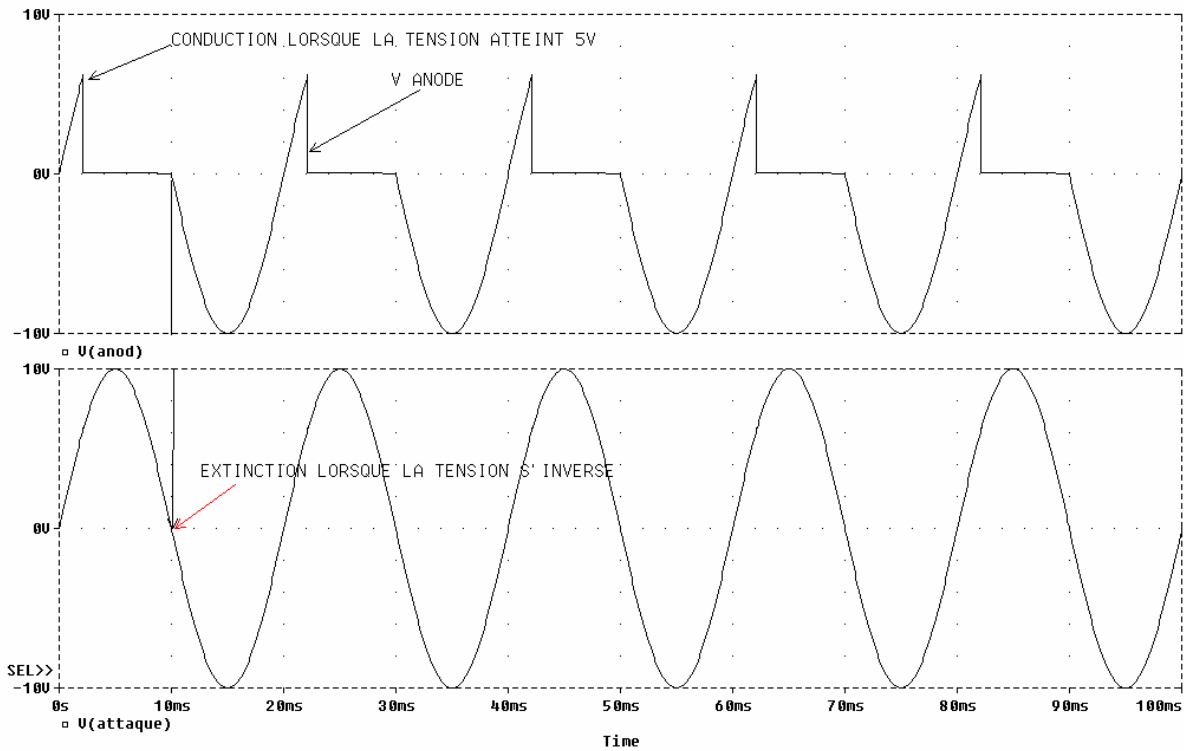
Un tel circuit peut être modélisé avec un SBreak associé à un WBreak. C'est ce qui est illustré dans le schéma ci contre. (Le Sbreak a pour seuils 0 et 1V valeurs par défaut dans PSPICE)

À l'origine la tension de commande du SBreak est nulle, sa résistance est grande, aucun courant ne traverse le circuit d'entrée du WBreak dont la résistance est donc également grande. La tension sur l'anode de D3 est nulle. Lorsque la tension d'attaque atteint 5V (ce seuil est déterminé par V4), la diode D1 applique une tension positive sur l'entrée du SBreak, qui devient conducteur. Un courant traverse alors le circuit d'entrée de la WBreak, la



tension monte sur l'anode de D3 qui maintient le SBreak en conduction (bien que le potentiel sur l'anode ai chuté et que la diode D1 ne conduise plus)..La conduction du SBreak conduction ne cesse que si la tension aux bornes de R4 s'annule ce qui se produit à l'inversion de tension de la tension d'attaque. Le circuit se comporte bien comme un éclateur.

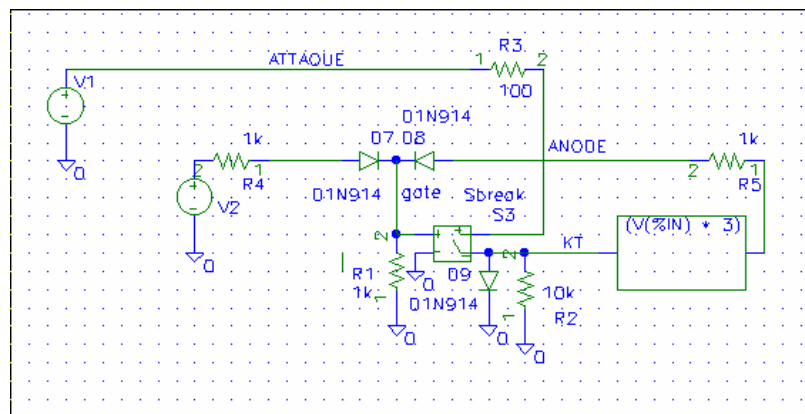
Les résistances R5 R6 et le condensateur C1 ne jouent aucun rôle mais sont nécessaires pour assurer la convergence des algorithmes. +



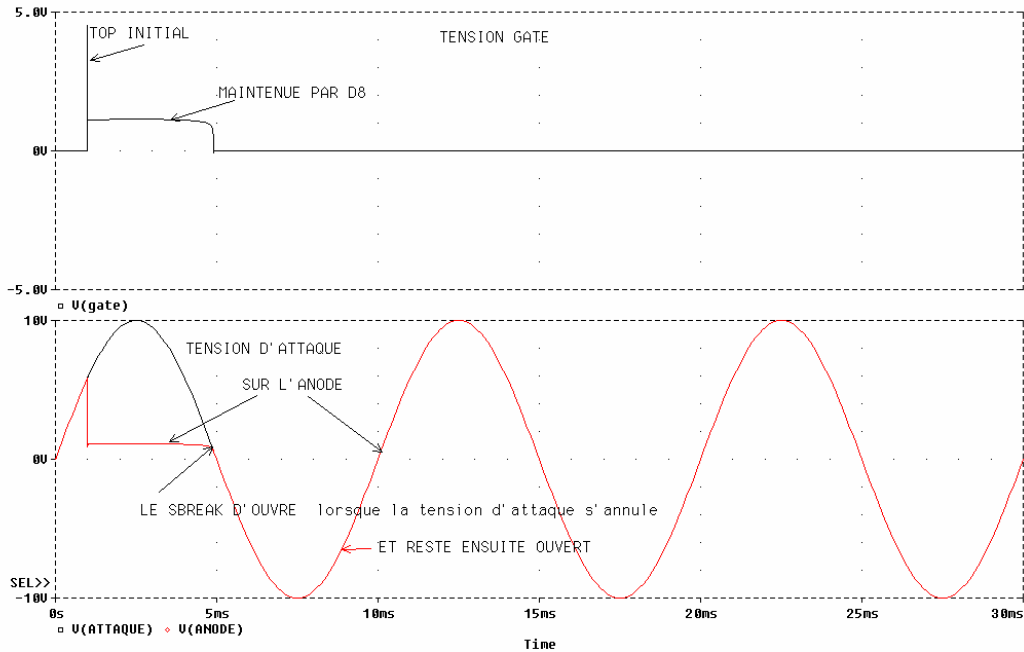
Thyristor

L'accès de commande du SBreak n'est pas accessible de l'extérieur. Ce n'est pas le cas schéma suivant qui se comporte comme un thyristor; la conduction est déclenchée par une impulsion sur la grille (figure) et ne cesse que si le courant anodique s'annule .

Si la tension de grille délivrée par la source V2 est nulle le SBreak est ouvert (résistance forte) en effet la tension sur KT est nulle ; il en est de même à la sortie du ABM1 multiplicateur par 3 .La tension gate est bien nulle . Une impulsion positive de V2 via D7 rend le SBreak conducteur, la tension anode chute mais le potentiel en KT augmente et la diode D8 maintient le SBreak en conduction., du moins temps que la source d'attaque V1 maintient un courant dans l'interrupteur. Si la tension



V1



s'inverse le Sbreak se bloque car sa tension gate (via R1) redevient nulle.

Les schémas précédents peuvent être simplifiés en modifiant les seuils des commutateurs. Le lecteur pourra en trouver bien d'autres. Attention aux problèmes de convergence.

Les bibliothèques de PSPICE fournissent des modèles de thyristors , mais ce sont des sous-circuits complexes qui possèdent un grand nombre de nœuds .Ainsi il n'est pas possible avec la version d'évaluation de placer plus de 2 thyristors 2N1595, avec 3 on dépasse les limitations intrinsèques de cette version.

Les limitations de la version d'évaluation.

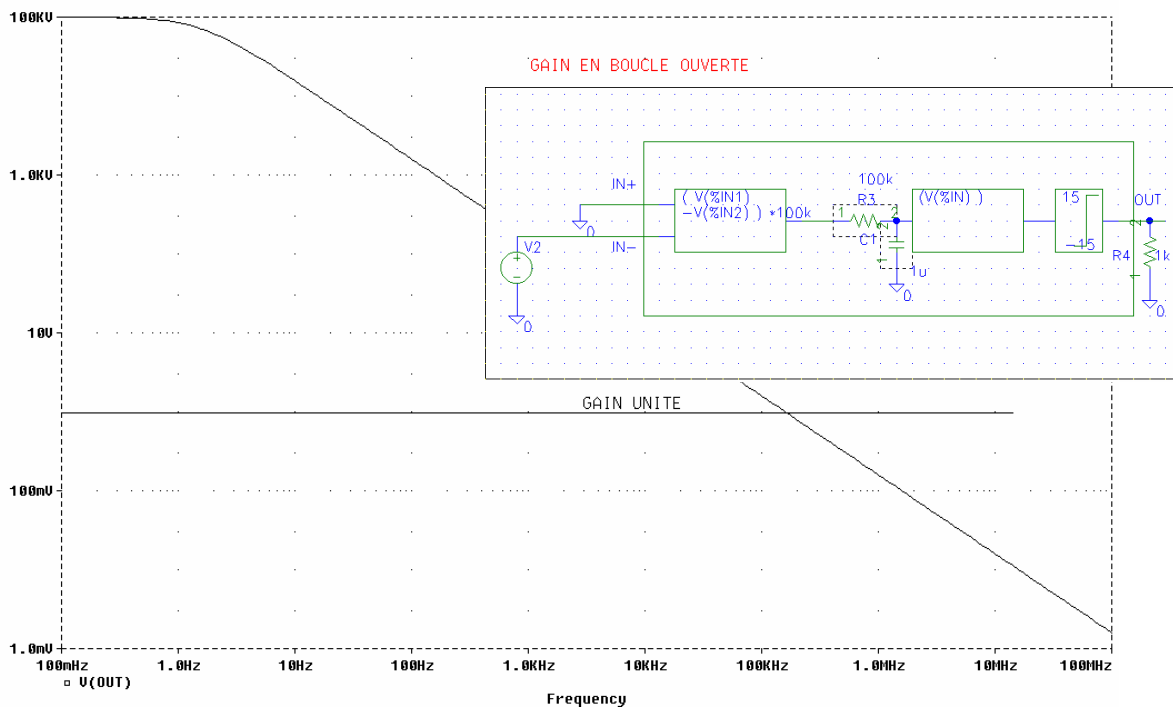
Les limitations de la version d'évaluation sont les suivantes;

- Une bibliothèque de modèles réduite à 39 en analogique et 134 en numérique
 Cette limitation n'est pas trop gênante car on peut créer les composants dont on a besoin et utiliser par exemple ceux fournis sur le WEB par les constructeurs
- Le schéma est limité à 64 équipotentielles ou 10 transistors 2 ampli op ou 65 fonctions logiques

Il existe deux types de composants, les intrinsèques ; circuits passifs R L C Sources Diodes et Transistors

Les composants qui sont en réalité des sous circuits. Dans ce cas les nœuds des circuits internes sont comptabilisés dans les 39 autorisés et la limitation est vite atteinte. C'est le cas des thyristors , triacs mais aussi ampli-op. Il faut donc à chaque fois que c'est possible remplacer ces composants complexes par des modèles simplifiés utilisant un nombre réduit de nœuds. Le résultat de l'analyse sera un peu moins exact mais cela suffit souvent par exemple lorsque PSPICE est utilisé dans un but pédagogique.

Un modèle simplifié pour un amplificateur opérationnel peut être le suivant:



Le comportement en fréquence est simulé par le RC interne, la courbe de gain en boucle ouverte est semblable à celle d'un 741 .

Noter que les tensions d'alimentation ne figurent pas, elles sont simulées par le limiteur de sortie. Il est facile si le besoin s'en fait sentir d'ajouter une résistance de sortie ou un offset.

Le fichier msim.ini

Ce fichier placé dans le répertoire Windows lors de l'installation du logiciel pilote le comportement de ce dernier .C'est un fichier texte que l'on peut facilement modifier, mais attention ne pas faire n'importe quoi !

La première ligne indique la position des bibliothèques de composants :Par exemple pour une version 7 ;1

LIBPATH " " C:\msim71\lib

La partie **[SCHEMATIC]** définit la couleur des composants à l'écran.

La partie **[PROBE]** décrit les paramètres de PROBE , par exemple

MARKDATAPPOINTS=off (ou on) indique si les points obtenus lors du calcul doivent être pointés sur la courbe à l'écran. Attention ces points noirs masquent en partie la courbe et en particulier sa couleur. Par défaut il vaut mieux laisser off.

NUMTRACECOLORS=6 indique combien de courbes peuvent être simultanément affichées par PROBE.

Dans **[PROBE DISPLAY COLOR]** :

BACKGROUND=black (ou autre couleur par exemple Brightwhite) est la couleur de fond d'écran. Par défaut il est noir mais si l'on désire imprimer les courbes (copy to clipboard) il vaut mieux choisir WHITE (un gris pâle) ou BRIGHTWHITE (blanc).

TRACE 1= color détermine la couleur de la 1ère trace dans PROBE. Sur un fond blanc on peut choisir BLACK (noir)

TRACE n = (n=2 à 6) détermine la couleur des autres traces.

Dans **[PART LIBS]** sont indiquées les bibliothèques disponibles .