

La distorsion thermique

Elle existe, je l'ai rencontrée

Héphaïstos

A plusieurs reprises, j'ai évoqué dans ces colonnes des phénomènes thermiques, sources de distorsion. Mais ces évocations (principalement dans « La distorsion dans l'amplificateur de puissance », L'Audiophile n° 28) ne permettaient pas de se faire une idée exacte de l'importance des distorsions thermiques. C'est pour répondre aux questions que certains se sont posées, que cet article est uniquement consacré à ce problème souvent méconnu ou négligé. Après avoir examiné le maigre résultat d'une enquête bibliographique sur le sujet, nous verrons une expérimentation destinée à mettre le phénomène en évidence dans différents transistors. Puis nous tenterons de faire une corrélation entre les résultats de cette expérimentation et les mesures traditionnelles de distorsion. Enfin, nous chercherons à comprendre les effets de cette distorsion dans les circuits où son action est la plus néfaste.

Combien d'électroniciens, traitant des signaux analogiques, se préoccupent aujourd'hui de la distorsion thermique ? A moins que ce ne soit un secret bien gardé, il semblerait qu'ils soient bien peu nombreux.

Pourtant dès le début du transistor, ses premiers utilisateurs ont été surpris par sa sensibilité aux phénomènes thermiques. Cette sensibilité et le courant d'entrée étaient les points qui déroutaient le plus ceux qui avaient l'habitude de travailler avec des tubes.

Les problèmes thermiques s'imposaient, même, parfois, de façon brutale, car souvent les premiers transistors qui avaient été difficiles à obtenir, étaient détruits avant qu'on ait compris ce qui se passait : l'emballement thermique est impitoyable. Puis on découvrit l'usage de la contre-réaction d'émetteur en continu au moyen d'une résistance d'émetteur découplée. On se familiarisa avec les calculs de résistances thermiques pour refroidir les transistors de puissances qui avaient fait leur appa-

rition.

Les problèmes thermiques semblaient résolus quand avec l'accroissement des puissances et des tensions, un scandale éclata : une puissance inférieure à la puissance maximale détruisait les transistors de puissance. Le phénomène de seconde avalanche (dû à la concentration de la puissance à cause de l'instabilité thermique) fut alors découvert, analysé et circonscrit à défaut d'être totalement maîtrisé.

Il ne restait alors pour être sensibilisé aux dérives thermi-

ques des transistors, que ceux qui traitaient des signaux quasiment continus. Ils avaient recours à des techniques de « chopper » pour résoudre leurs problèmes. Mais bientôt l'usage du montage différentiel et de la contre-réaction (en éléments discrets d'abord, puis sous la forme de circuits intégrés aux performances de plus en plus extraordinaires) leur a permis à eux aussi de s'affranchir des problèmes posés par la sensibilité des transistors à la température.

La température des transistors n'a donc pratiquement plus d'importance pour les signaux amplifiés : elle reste toutefois une question à l'ordre du jour pour les problèmes de fiabilité dont on se préoccupe heureusement plus sérieusement qu'autrefois.

Il n'est ainsi pas surprenant, aujourd'hui alors que l'on ne forme pratiquement plus personne pour utiliser des transistors en éléments discrets, que le problème de la distorsion thermique ne tourmente personne.

Si on effectue une recherche bibliographique relative aux problèmes thermiques des transistors, on retrouve les préoccupations des électroniciens dans l'ordre où elles ont été décrites ci-dessus. On voit par exemple les explications du phénomène de seconde avalanche culminer avec les deux numéros d'août et novembre 1966 de la revue « IEEE Transactions on Electron Devices » spécialement consacrés au « second breakdown ».

Dans « Thermal Feedback in Power Semiconductor Devices » (IEEE Transactions on Electron Devices vol. ED-17 de septembre 1970) O. Müller et J. Pest qui veulent faire une étude exhaustive des problèmes thermiques liés à l'instabilité des transistors, commencent par définir la contre-réaction thermique appliquée à un quadripôle puis ils utilisent ce modèle dans le montage

base commune. Ils obtiennent alors des paramètres y dans lesquels la contre-réaction thermique joue un rôle à des fréquences voisines des constantes de temps thermiques et expliquent ainsi l'admittance de sortie inductive. Avec leur modèle, ils expliquent encore la seconde avalanche et la diminution du gain en courant pour les forts courants quand la tension augmente. Ils signalent la contre-réaction thermique dans les circuits intégrés monolithiques puis grâce à la contre-réaction thermique trouvent une explication au mystère du bruit en $1/f$ dans les semiconducteurs. C'est un article très intéressant, très documenté (avec 93 références bibliographiques) mais comme le modèle utilisé par les auteurs est linéaire (par soucis de simplification) ils ne parlent pas de distorsion provoquée par les phénomènes thermiques.

Il se publie encore de temps en temps des articles consacrés aux problèmes thermiques : les uns cherchent à préciser l'effet de la température sur les lois fondamentales des semiconducteurs comme Y.P. Tzividis dans « Accurate Analysis of Temperature Effects in I_c-V_{be} Characteristics with Application to Band-gap Reference Sources » (IEEE Journal of Solid-state Circuits de déc. 1980), ou G.C. Meijer et K. Vingerling dans « Measurement of the Temperature Dependence of the $I_c(V_{be})$ Characteristics of Integrated Bipolar Transistors » (IEEE Journal of Solid-state Circuits d'avril 1980) ou encore R.U. Martinelli dans « The Temperature Dependence of the DC Base and Collector Currents in Silicon Bipolar Transistors » (IEEE Transactions on Electron Devices de nov. 1976).

D'autres s'intéressent encore à la seconde avalanche : soit pour la décrire en utilisant les nouvelles techniques de simulation sur ordinateur comme S. P. Gaur, D. H. Navon et R. W. Teerlinck dans « Transistor Design and

Thermal stability » (IEEE Transactions on Electron Devices de juin 1973) ou M. Latif et P. R. Bryant dans « A New Model for the Second Breakdown of Bipolar Transistors » (IEDM 1980) et dans « Network Analysis Approach to Multi-dimensional Modeling of Transistors Including Thermal Effects » (IEDM 1981) ou R.U. Martinelli, C. F. Wheatley et K.A. Sassaman dans « A Study of Forward Second-breakdown in Silicon Bipolar Power Transistors using the Unit-cell Concept » (IEDM 1982) ou encore P.L. Hower, G.L. Martinelli et S.A. Mittelman dans « the Topography of Current Density in Bipolar Transistors » (IEDM 1982), l'étude peut être divisée en étude statique (« Two-dimensional Carrier Flow in a Transistor Structure Under Nonisothermal Conditions » de S.P. Gaur et D.H. Davon dans IEEE Transactions on Electron Devices de janv. 1976) et étude dynamique (« Time-dependent Carrier Flow in a Transistor Structure Under Nonisothermal Conditions » de V.C. Alwin, D.H. Navon et L.J. Turgeon dans IEEE Transactions on Electron Devices de nov. 1982). Soit pour lui trouver un remède comme R.J. Widlar (le fameux concepteur, chez Fairchild puis chez NS, de circuits intégrés linéaires devenu depuis des standards de l'industrie) dans « Controlling Secondary Breakdown of Bipolar Power Transistors » (ISSCC 1981). Celui-ci en divisant un transistor de puissance en une multitude de petits transistors ayant chacun en série avec sa base un transistor à effet de champ commandé par la tension collecteur, obtient un transistor de puissance exempt de seconde avalanche. Ce transistor de puissance (commercialisé par NS sous la référence LT 10) présente en outre une fréquence de coupure très élevée (50 kHz) mais souffre d'une résistance de base

assez importante.

Parmi les nouvelles techniques utilisées pour l'étude des problèmes thermiques des transistors notons la thermographie infrarouge microscopique qui permet de suivre avec précision l'évolution de la température de surface (« Scanning I.R. Microscopy techniques for Semiconductor Thermal Analysis » de C. A. Lidback, dans 17th Annual Proceeding Reliability Physics IEEE).

Les nouvelles techniques conduisent à réexaminer les problèmes : cela nous vaut une étude très bien faite sur les transitoires thermiques dans les transistors micro-ondes par B.S. Siegal dans Microwave News de nov. 83, mais bien évidemment les constantes de temps thermiques n'ayant rien à voir avec les fréquences micro-ondes, l'auteur ne parle pas de distorsion thermique.

Il y a finalement peu de monde pour parler de distorsion thermique ; jusqu'ici je n'en ai trouvée mention que trois fois : une évocation dans un article et deux articles consacrés à ce sujet.

Tout d'abord C.C. Brannon dans « Chip, CRT, and assembly automation bring in a new era of portable scopes » (Electronics du 10 fév. 83) en nous présentant la nouvelle famille d'oscilloscopes de Tektronix, parle de certains circuits utilisés présentant un gain stable, une bonne linéarité et une faible distorsion thermique. Il définit alors ainsi la distorsion thermique « La distorsion thermique est une erreur dans la réponse transitoire ou dans la réponse en fréquence, causée par les variations de la température de jonction base-émetteur, qui ont lieu quand la puissance dissipée varie en fonction du signal d'entrée. (Dans les circuits de balayage, la distorsion thermique peut donner lieu à des erreurs de linéarité ; dans les circuits verticaux, elle peut causer des aberrations dans

la réponse à un échelon telles que des combinaisons de dépassements et de traînées dus à des variations dans les constantes de temps thermiques) ».

Décidément, les concepteurs d'oscilloscopes sont des fréquences passionnantes pour les audiophiles (cf. l'effet Hook, p. 63 de l'Audiophile n° 16) car ils recherchent des amplifications linéaires et s'imposent de respecter la forme des signaux quels qu'ils soient.

En décembre 1980, paraissait en Union Soviétique dans la revue « Radio-tekhnika » (vol. 35 n° 12) un article au titre prometteur qu'on peut traduire par « Distorsion dans les amplificateurs linéaires causée par la variation de la température des jonctions de transistor ». L'auteur, A. M. Fishtein, considère que les variations de température ont sur le courant collecteur, une action équivalente à celle d'une tension supplémentaire appliquée sur la jonction base-émetteur : $U_T(t)$.

En régime établi U_T est proportionnel à la puissance dissipée dans le transistor P. En régime transitoire, si l'action d'un échelon de puissance P est une variation de la tension V_{be} selon une loi $q.P.h(t)$, la tension équivalente à l'action de P(t) sera donnée par :

$$U_T(t) = q.P(0).h(t) + \int_0^t q.p(\tau).h(t-\tau).d\tau$$

$h(t)$ qui caractérise le comportement thermique du transistor peut être approximé par une somme de fonctions exponentielles ayant différentes constantes de temps :

$$h(t) = \sum_{i=1}^n A_i \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}})$$

Les coefficients A_i correspondent au poids relatif de chacune des constantes de temps τ_i :

$$\sum_{i=1}^n A_i = 1$$

Pour un signal sinusoïdal qui donne un courant dans le transistor de la forme

$$i = I_0 + I_m \sin \omega t,$$

l'auteur calcule la tension équivalente à l'action de la puissance dissipée dans le transistor et obtient une formule très compliquée qui contient deux termes $U_{TL}(t)$ et $U_{TL}(t)$.

$U_{TL}(t)$ est un terme linéaire qui correspond à une distorsion linéaire (distorsion d'amplitude et de phase). $U_{TL}(t)$ est un terme non-linéaire.

Avec le terme linéaire, l'auteur calcule la tangente du déphasage entre le signal d'entrée et celui de sortie φ , et obtient une autre formule très compliquée.

Pour les fréquences pour lesquelles $\omega \gg \frac{1}{\tau_{i \min}}$, l'influence des variations de température de jonction est négligeable. Pour les fréquences voisines des constantes de temps thermiques, l'auteur calcule alors l'action sur le niveau due au terme linéaire et le taux de distorsion par harmonique 2 produite par le terme non-linéaire.

Il en déduit que dans les conditions d'utilisation d'un transistor dans un préamplificateur, d'après des données relatives à un transistor, le déphasage est la somme de fonctions ayant l'allure de la courbe de la figure n° 1, chacune correspondant à une constante de temps thermique.

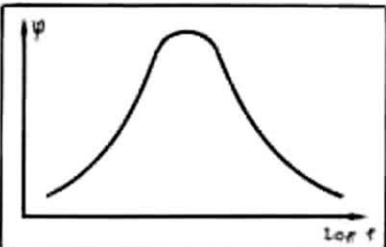


Fig. 1 : Action linéaire de la distorsion thermique.

En réduisant $h(t)$ à l'action d'une seule constante de temps, φ_{\max} qui correspond alors au plus grand $A_i = A_{\max}$ est obtenu pour une fréquence $\omega = \frac{1}{\tau_p}$ où τ_p est la constante de temps associée à A_{\max} .

En tenant compte de l'amplitude de φ_{\max} qui n'excède pas quelques degrés, on peut simplifier les formules donnant les variations d'amplitude et le taux d'harmonique deux. Ce dernier présente un maximum pour une fréquence nulle.

Pour compenser les effets de la distorsion thermique, l'auteur propose d'ajouter au signal d'entrée un signal opposé à $U_{T1}(t)$; $U_{T1}(t)$ peut être compensée en injectant sur la base une fraction de la tension collecteur via un réseau ayant une fonction de transfert :

$$h(t) = \sum_{i=1}^n A_i (1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}})$$

$U_{T1}(t)$ étant non-linéaire ne peut pas être compensé par un réseau linéaire mais on peut limiter ses effets en utilisant un montage cascade.

L'auteur donne deux exemples de schémas propres à éliminer la distorsion thermique par compensation de $U_{T1}(t)$ et limitation de $U_{T1}(t)$ (reproduits en figure n° 2).

Dans les conditions ordinaires d'utilisation de transistors large bande dans des étages d'amplification, jusqu'à quelques dizaines de kHz, la valeur de φ due aux phénomènes thermiques est supérieure de plusieurs ordres de grandeur à celle qui résulte de la distorsion linéaire, et peut atteindre plusieurs degrés; la variation d'amplitude commence quand la fréquence descend, à des fréquences de l'ordre de 10^4 - 10^5 Hz et peut atteindre 20-30 % à quelques Hz; le taux de distorsion par harmonique 2 peut atteindre plusieurs %.

L'article de A. M. Fishtein est très intéressant car il dénonce un

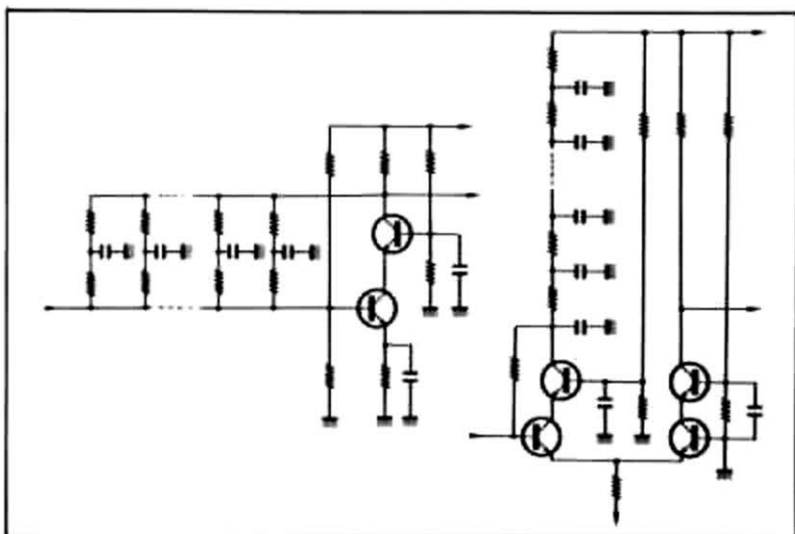


Fig. 2 : Solutions proposées par A.M. Fishtein pour combattre la distorsion thermique.

phénomène physique généralement ignoré. Ses calculs sont très compliqués et pourtant ils résultent d'hypothèses simplificatrices :

- la diffusion de la chaleur dans un solide n'est pas un phénomène linéaire ;
- l'effet de la température sur la tension base-émetteur n'est pas une fonction linéaire ;
- les calculs sont faits pour un signal sinusoïdal. Pour un signal plus complexe, les conclusions seraient différentes puisque le phénomène est non-linéaire.

Ces calculs n'ont qu'un intérêt purement théorique.

Pour ce qui est des solutions proposées, je pense qu'il faut retenir l'idée du montage cascade. La compensation par un réseau linéaire me semble illusoire pour plusieurs raisons :

- le modèle théorique n'est qu'approximatif ;
- les coefficients A_i et leurs constantes de temps associées sont difficiles à apprécier et si on peut penser qu'ils sont à peu près stables pour un procédé de fabrication donné, ils ne sont pas utilisables dans la pratique car les fabricants de transistors n'ont aucun scrupule à livrer sous la même référence des transistors fabriqués avec des « process »

différents (même chez un même fabricant) sous réserve que les caractéristiques principales soient bonnes.

Un membre de l'équipe de l'Audiophile a signalé et m'a fort aimablement fourni le texte d'un exposé fait par T. Sato, K. Higashiyama et H. Jiko à la 72^e convention de l'AES (oct. 82) sous le titre « Amplifier Transient Crossover Distortion Resulting from Temperature Change of Output Power Transistor ».

Pour les auteurs, la distorsion de croisement dans l'étage de sortie des amplificateurs de puissance peut être combattue par la contre-réaction et un courant de repos approprié. Mais pour des signaux musicaux dont le niveau varie de façon permanente, le courant de repos s'écarte de sa valeur optimale à cause des problèmes thermiques. Ainsi un amplificateur ayant de très bonnes performances de distorsion en régime établi, peut présenter des distorsions de croisement importantes pour des signaux dont le niveau varie fortement.

La distorsion de croisement est due aux non-linéarités statiques au point de recoupe entre les transistors NPN et PNP de l'étage de sortie. La caractéristi-

que de transfert de chaque transistor est une fonction exponentielle ce qui impose un courant dans les transistors de sortie même en l'absence de signal : le courant de repos.

Ce courant de repos a une valeur optimale qui minimise la distorsion de croisement, et est fixé par la tension de polarisation (cf. figure n° 3).

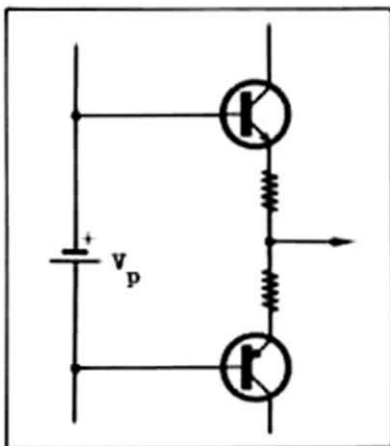


Fig. 3 : Etage de sortie classique.

$$I_0 = \frac{V_p - (V_{be1} + V_{be2})}{2 \cdot R_e}$$

V_{be1} et V_{be2} sont fonctions de la température de chaque transistor, c'est pourquoi il faut faire évoluer V_p pour compenser ces variations.

Habituellement, on utilise pour cela le montage de la figure n° 4.

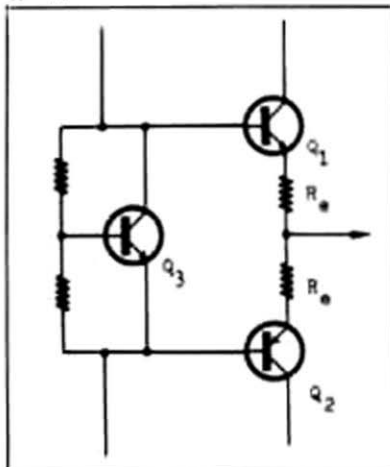


Fig. 4 : Circuit de polarisation classique.

En utilisant une formule linéaire pour définir le comportement de V_{be} en fonction de la température, les auteurs montrent que déjà en statique la puissance dissipée dans les transistors de sortie empêche ce montage de compenser avec précision l'évolution des V_{be} des transistors de sortie à cause des résistances thermiques entre les transistors.

Lorsque la puissance dissipée dans les transistors de sortie varie brutalement, c'est pire à cause de l'action des constantes de temps thermiques au niveau des jonctions et entre les jonctions des différents transistors : la température de Q_1 évolue en retard par rapport à celles de Q_2 et Q_3 , et la valeur du courant de repos s'écarte beaucoup de sa valeur optimale.

Pour mettre ce phénomène en évidence, les auteurs ont réalisé un amplificateur dans lequel la contre-réaction ne traite pas la distorsion de croisement (cf. figure n° 5) et utilisé des signaux sinusoïdaux dont le niveau varie brutalement de 1 à 10 W de puissance fournie à la charge.

Les appareils de mesure de distorsion classiques ne permettant pas d'analyser les déformations de ce type de signaux, la distorsion a été obtenue en faisant la différence entre le signal d'entrée et le signal de sortie (divisé par le gain de l'amplificateur).

Ils ont obtenu une distorsion de croisement qui croît fortement après les changements de niveau, et ont envisagé trois solutions à ce problème :

- modifier la fonction de transfert des transistors ;
- mesurer en temps réel la température de chaque transistor ;
- calculer la puissance dissipée dans chaque transistor de sortie à partir du signal de sortie, d'en déduire la température de chaque transistor et les variations de V_{be} et d'agir sur la tension de polarisation pour compenser ces variations.

La solution a est impossible car les caractéristiques de transfert des transistors résultent de lois physiques. La solution b n'est pas compatible avec les transistors de puissance disponibles. La solution c est donc la meilleure.

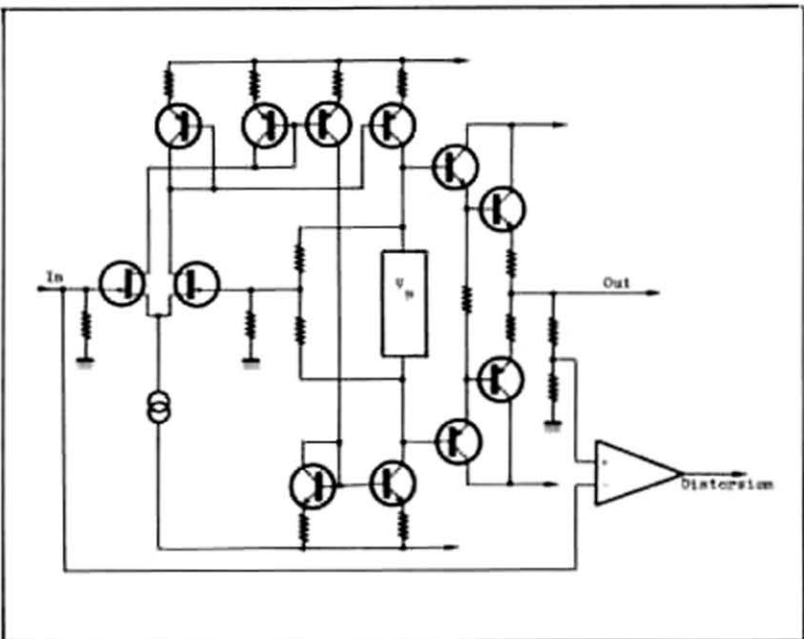


Fig. 5 : Amplificateur avec distorsion de croisement mise en évidence.

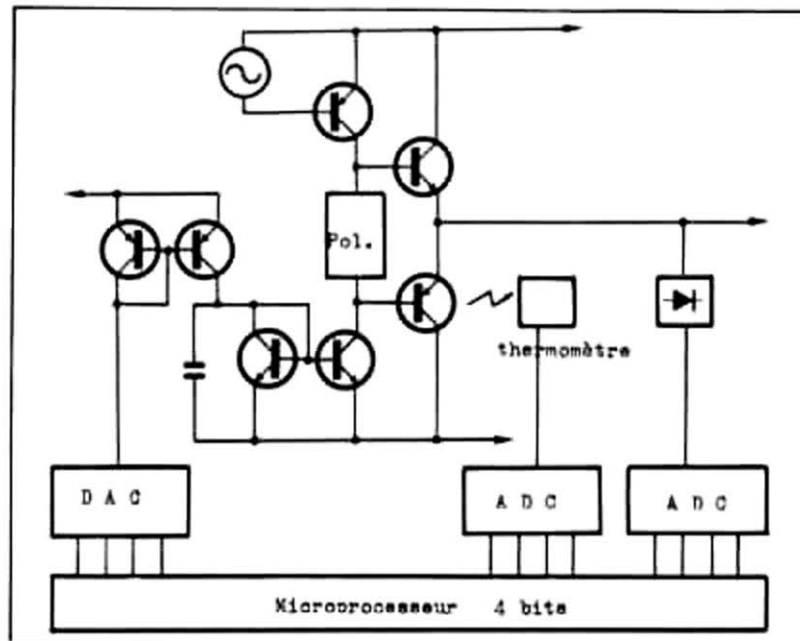


Fig. 6 : Solution proposée pour commander la polarisation de sortie.

Le contrôle de la tension de polarisation peut être obtenu en utilisant un réseau de polarisation parcouru par un courant que l'on commande en fonction du V_p voulu (cf. figure n° 6). La constante de temps du dispositif de commande reproduit la constante de temps thermique des transistors de sortie.

Le calcul de la tension de polarisation optimal peut être fait par un microprocesseur qui reçoit comme informations d'entrée la température du radiateur des transistors et le signal de sortie (codés sur 4 bits) et qui commande un convertisseur digital-analogique qui pilote la tension de polarisation grâce à une résistance. Le principal avantage de l'utilisation d'un microprocesseur est la possibilité d'effectuer des calculs même non-linéaires, les constantes de temps thermiques restant compatibles avec les vitesses de calcul du microprocesseur.

Les auteurs concluent en disant que si les amplificateurs ont atteint des valeurs de distorsion extraordinairement faibles sur des signaux sinusoïdaux, c'est sur des signaux transitoires

(même si ces mesures sont difficiles) qu'il faut tester les amplificateurs si on veut les utiliser pour amplifier des signaux musicaux.

Ils pensent que la distorsion de croisement transitoire qu'ils décrivent est une des principales distorsions que les mesures sur signaux transitoires peuvent révéler, et que l'utilisation de signaux complexes ou musicaux jouera un rôle important pour comprendre ce qui se passe dans les amplificateurs et pour la conception des amplificateurs futurs.

C'est un article intéressant qui dénonce un phénomène important consciencieusement ignoré par beaucoup de concepteurs. La mise en évidence de la distorsion est remarquable : l'idée d'exclure le comportement de l'étage de sortie de la boucle de contre-réaction est excellente, et la méthode de mesure de distorsion utilisée reste la seule valable à mes yeux car elle permet des mesures sur toute sorte de signaux (sinusoïdes, signaux musicaux réels, bruit blanc ou rose, impulsions, etc.). Le fait que cette mesure de la distorsion inclue les distorsions linéaires

(contrairement aux mesures traditionnelles) n'est pas un inconvénient à mon avis, au contraire, malgré ce que pensent ceux qui défendent les mesures classiques.

Il est dommage que dans cet exposé la distorsion de croisement ait été mal analysée : d'après les auteurs cette-ci est uniquement de nature statique, or sur leurs oscillogrammes, celle-ci est loin d'avoir la forme symétrique qu'elle devrait avoir dans ce cas, quand le signal traverse en montant ou en descendant le point de recoupe (il y a aussi vraisemblablement une distorsion due à la commutation des transistors). Cette remarque reste valable pour la distorsion de croisement qui subsiste dans leur amplificateur à microprocesseur.

Quant à la solution proposée, elle relève d'un délire technophile : d'une part le comportement thermique à la surface d'un transistor de puissance est un phénomène hautement instable (c'est la cause de la seconde avalanche) et par conséquent difficilement prévisible, d'autre part la connaissance du signal de sortie ne permet de connaître la puissance dissipée dans chaque transistor que sur une charge connue (de préférence résistive pour que les calculs restent à la portée des possibilités d'un microprocesseur).

J'aurais beaucoup aimé que MM. Sato, Higashiyama et Jiko proposent aussi une solution : d. Séparer dans deux transistors différents les deux fonctions assurées par chaque transistor de sortie : commande du courant fourni et dissipation de la puissance (ce qui conduit à des solutions telles que celle que je décris dans mes articles sur l'étage de sortie).

Cette solution que je pense plus efficace et plus simple, n'a malheureusement pas le look commercial qui sied à notre époque plus avide souvent d'apparences de progrès que de progrès

réel. On ne nous propose pas encore de bicyclette ou de balai à microprocesseur, mais je suis sûr que, quelque part dans le monde, les laboratoires de recherche d'un grand industriel œuvrent pour combler au plus tôt ces lacunes impardonnables à notre civilisation.

Notre enquête bibliographique montre que de toute évidence la distorsion thermique est un problème négligé. Pourtant le peu qui a été écrit sur le sujet (heureusement la qualité compense la faible quantité) laisserait à penser que pour les audiophiles à la recherche d'amplification de haute qualité, le problème risque fort de ne pas être négligeable. C'est pour bien cerner ce point qu'un montage expérimental de test du comportement thermique des transistors a été réalisé.

Que se passe-t-il dans un transistor quand la température augmente ? Il y a deux phénomènes qui interviennent : tout d'abord la résistivité du matériau semi-conducteur augmente, ensuite la mobilité des électrons augmente, réduisant la largeur de bande interdite ce qui se traduit par une diminution de V_{be} pour un courant collecteur donné. Dans les transistors bipolaires, ce second phénomène prédomine. En première approximation on peut considérer que V_{be} décroît d'environ 2 mV par °C, indépendamment du courant collecteur (pour des précisions sur le sujet, se reporter aux articles cités ci-dessus). Comme l'impédance vue par la base est généralement basse, le courant augmente avec la température et si cette augmentation de courant accroît la puissance dissipée nous avons affaire à une contre-réaction positive source d'instabilité. Ce sont cette instabilité et la « mémoire thermique » qui sont à redouter pour les audiophiles et que nous avons cherché à mettre en évidence dans notre montage.

retenu le montage émetteur suiveur (ou collecteur commun) car c'est lui qui permet le mieux de constater le comportement thermique du transistor sous l'effet de la puissance dissipée. Celle-ci est donnée par :

$P(t) = I_B \cdot V_{be} + I_C \cdot V_{ce} \approx I_C \cdot V_{ce}$
car I_B est bien plus faible que I_C et parce que $V_{be} \approx 0,6$ V, $V_{be} \ll V_{ce}$ dans les conditions habituelles.

$I_C \approx I_E$ est imposé par le signal d'entrée, donc en jouant sur V_{ce} nous pouvons commander la puissance dissipée dans le transistor testé.

Le circuit collecteur commun dont le gain vaut

$$g = \frac{R_c}{R_e + r_e} \approx 1$$

$$\text{avec } r_e = \frac{0,026}{I_e} \Omega$$

n'est pas à proprement parler un montage amplificateur, mais en séparant notre action pour contrôler la puissance (sur le collecteur) de l'observation du comportement du transistor (sur l'émetteur), il nous simplifie le travail et devrait être représentatif des avatars thermiques du transistor.

Pour observer finement le

comportement du transistor à la suite d'une variation de la puissance dissipée, nous avons retenu des signaux continus dont le niveau varie très rapidement entre deux valeurs. Cela nous permet de séparer les phénomènes dus au comportement classique du transistor et ses dérives thermiques. Avec un signal sinusoïdal par exemple, il est difficile de séparer les distorsions dues aux non-linéarités de la loi exponentielle du transistor et ses réactions thermiques.

Le principe du montage expérimental utilisé est représenté sur la figure n° 7. Le générateur d'impulsion est un modèle de la firme Hewlett-Packard que nous avons modifié pour en extirper toute velléité de distorsion thermique. R_e est destinée à prévenir une oscillation parasite du montage collecteur commun (la tendance à osciller du montage collecteur commun est bien connue) R_c est de valeur relativement faible (10 Ω) de façon à pouvoir obtenir des courants relativement importants dans le transistor (et donc des puissances correspondantes) avec des impulsions d'entrée relativement faibles.

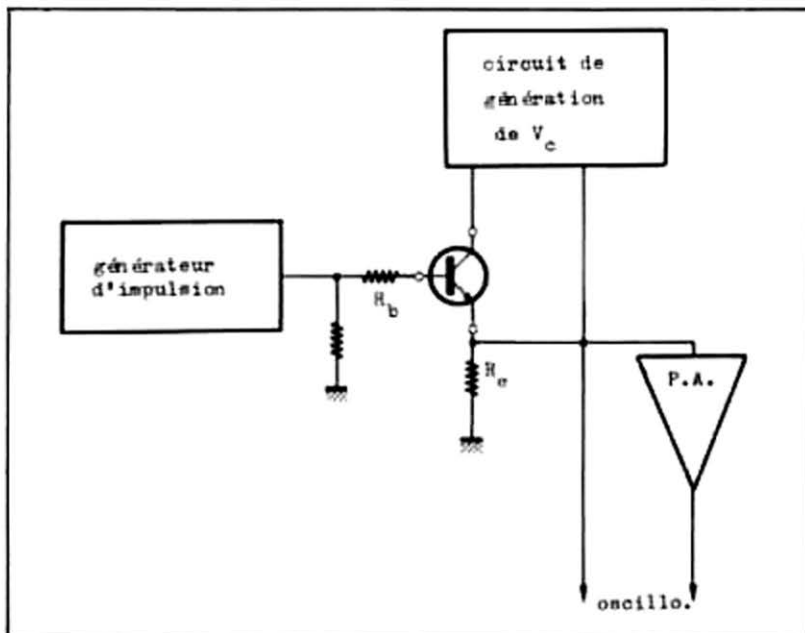


Fig. 7 : Principe de la mise en évidence de la distorsion thermique.

Pour celui-ci nous avons

Pour le circuit de commande de V_{ce} , nous avons retenu deux circuits entre lesquels on peut commuter le montage (cf. figure n° 8) : le premier permet de travailler avec une tension V_c fixe (à l'impédance de sortie du circuit près), ce qui donne une tension V_{ce} variable :

$$V_{ce} = V_c - V_e = V_c - I_e \cdot R_e$$

$$V_{ce} \approx V_c - I_e \cdot R_e$$

cela revient donc pour la puissance dissipée, à avoir R_e (10 Ω) en plus dans la résistance de l'alimentation. Le second circuit de commande de V_c est accroché à V_e , on peut donc travailler avec une tension V_{ce} fixe. Ce circuit réalise un montage cascode, cela nous permettra ainsi de tester la validité de cette solution pour résoudre les problèmes thermiques.

Le préamplificateur (cf. fig. n° 9) de l'oscilloscope est un montage qui permet d'observer de faibles variations de tension sur un signal bien plus important sans saturer les étages d'entrée de l'oscilloscope. En effet observer quelques millivolts sur des signaux de quelques volts n'est pas possible avec les oscilloscopes courants. Ce préamplificateur réalise une espèce de « loupe » en tension ; ceux qui ont déjà utilisé un oscilloscope un peu évolué connaissent la loupe temporelle obtenue grâce à la seconde base de temps, eh bien ce circuit réalise la même fonction pour le balayage vertical. Pour ce préamplificateur nous nous sommes inspirés d'un schéma publié dans *Electronic Design* (p. 146 du numéro du 17 mars 1983) et utilisé pour tester le temps de ralliement des convertisseurs digital-analogique de haute résolution. Nous l'avons un peu modifié, pour l'améliorer en l'adaptant mieux à notre propre contexte d'utilisation ; Sa fonction de transfert est représentée sur la figure n° 10. La position de la zone loupe est fonction de la position du potentiomètre P_1 .

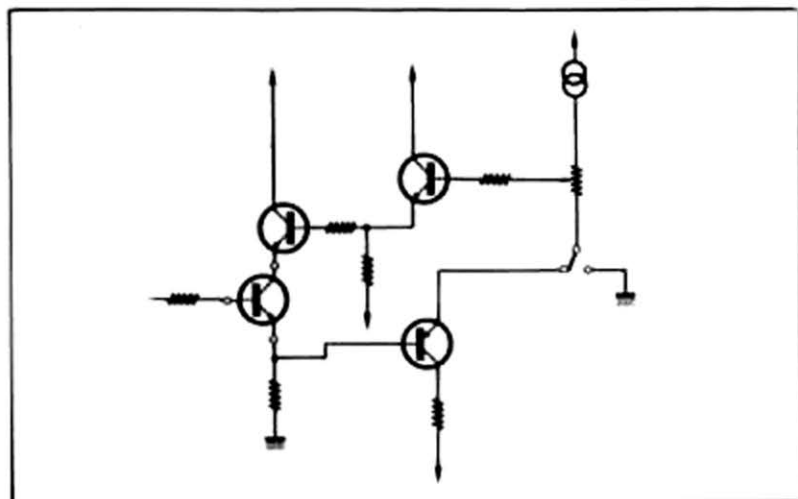


Fig. 8 : Génération de V_c .

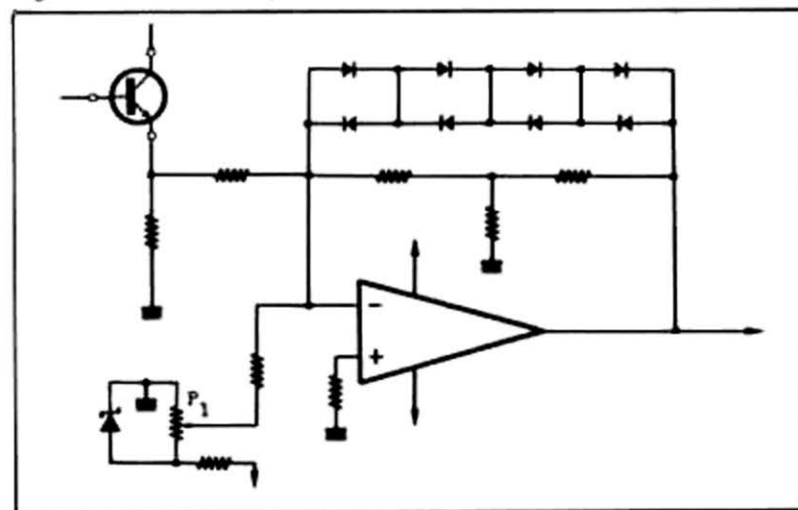


Fig. 9 : Schéma du préamplificateur.

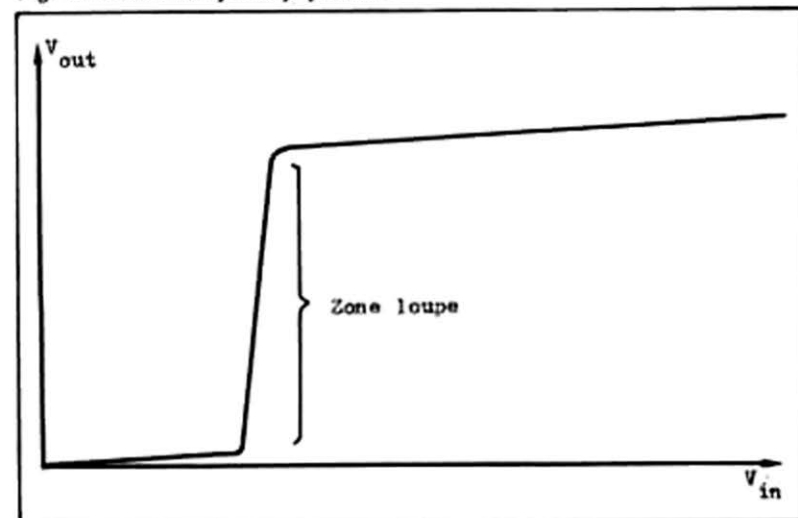


Fig. 10 : Fonction de transfert de la « loupe » verticale.

Avant d'utiliser notre montage nous avons voulu tester ses fonctions essentielles. Pour vérifier le bon fonctionnement de la loupe, nous avons utilisé un signal triangulaire ; l'oscillogramme de la figure n° 11 nous montre alors le signal d'entrée et de sortie de la loupe. Une fois la loupe ainsi testée nous avons pu l'utiliser pour contrôler les impulsions fournies par le générateur d'impulsion et vérifier que celui-ci nous délivrait bien sans charge des signaux rectangulaires pour lesquelles le niveau continu était pratiquement plat (les modifications ont été efficaces).

Les oscillogrammes de la figure n° 12 montrent la partie supérieure et la partie inférieure du signal de test utilisé ; la variation du niveau est inférieure à 100 μ V dans un cas et à 200 μ V dans l'autre ; soit respectivement inférieure à 0,01 % et à 0,02 % du signal de test, dont l'amplitude vaut ici 1 Vcc.

Pour définir les puissances à mettre en jeu pour une première série d'expérience, nous nous sommes inspirés de ce qui se passe dans un étage amplificateur banal : sur le réseau de caractéristiques de la figure n° 13 nous avons représenté la droite de charge.

Si le point de repos « R » est

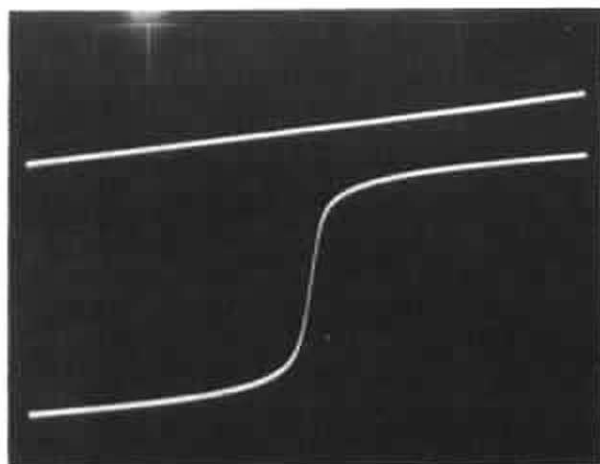


Fig. 11 : Fonctionnement de la loupe (0,5 V/div. pour V_{out}).

bien situé à $\frac{V}{2}$ et s'il n'évolue pas (ce n'est pas tout à fait vrai à cause des problèmes thermiques, mais pour les calculs de puissance, nous pouvons négliger ses petites variations) nous pouvons calculer la puissance dissipée dans le transistor en l'absence de signal :

$$P_r = I_r \cdot V_r = \frac{V}{2R} \cdot \frac{V}{2} = \frac{V^2}{4R}$$

$P_r = 50$ mW dans notre exemple.

En présence d'un signal, la puissance instantanée vaut

$$P(t) = I(t) \cdot V(t)$$

Si le signal de sortie est un signal sinusoïdal d'amplitude A

$$V(t) = V_r + A \sin \omega t$$

$$I(t) = I_r - \frac{A}{R} \sin \omega t$$

Si on calcule la puissance moyenne dissipée par le transistor pour un signal sinusoïdal

$$P_{ms} = \frac{1}{T} \int_0^T I(t) \cdot V(t) \cdot dt$$

$$P_{ms} = \frac{1}{T} \int_0^T \left(P_r + \left(A \cdot I_r - \frac{V_r \cdot A}{R} \right) \sin \omega t - \frac{A^2}{R} \sin^2 \omega t \right) dt$$

$$P_{ms} = P_r - \frac{A^2}{2R}$$

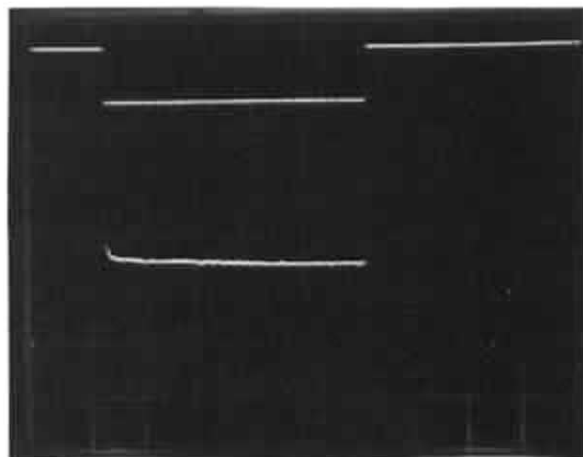
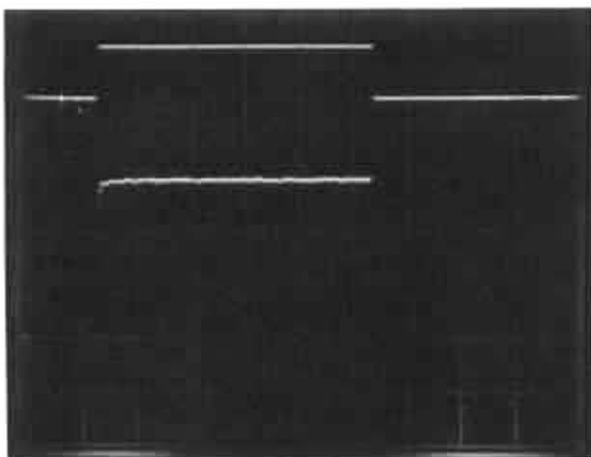


Fig. 12 : Test des signaux fournis aux transistors (1 V et 0,4 mV/div., 20 ms/div.).

Sur la figure n° 13, on a représenté la puissance instantanée et la puissance moyenne sur un signal sinusoïdal. On voit que la puissance moyenne décroît avec l'amplitude du signal sinusoïdal ; elle est minimale pour le signal d'amplitude maximale :

$$A = \frac{V}{2}$$

$$P_{\text{moy}} = P_r - \frac{V^2}{8R} = \frac{V^2}{8R}$$

$$= \frac{P_r}{2}$$

$P_{\text{moy}} = 25 \text{ mW}$ dans notre exemple.

Dans notre première expérimentation, nous avons voulu simuler le comportement thermique d'un transistor qui amplifie des trains de sinusoïdes d'une fréquence bien supérieure aux constantes de temps thermiques des transistors, c'est pourquoi nous avons fait varier la puissance dissipée entre les valeurs de P_r et de P_{moy} , soit entre 25 et 50 mW. Pour cela nous avons cherché à obtenir sur l'émetteur un signal carré variant entre 12,5 et 25 mA, et avec une tension de collecteur de 2,25 V nous avons à peu près les variations de puissance souhaitées ; nous avons fait intervenir ces variations de puissance tous les 45 ms (cf. figure n° 14).

Pour nos essais, nous avons retenu un échantillonnage de transistors de faible et moyenne puissance :

- 2N 2222 ($P_D = 500 \text{ mW}$, $BV_{\text{ceo}} = 40 \text{ V}$, boîtier TO 18) un transistor à tout faire
- 2N 2484 ($P_D = 360 \text{ mW}$, $BV_{\text{ceo}} = 60 \text{ V}$, boîtier TO 18) un transistor avec faible bruit et grand gain
- BC 109 C ($P_D = 300 \text{ mW}$, $BV_{\text{ceo}} = 20 \text{ V}$, boîtier TO 18) un autre transistor faible bruit et grand gain
- 2 SC 1775 ($P_D = 300 \text{ mW}$, $BV_{\text{ceo}} = 90 \text{ V}$, boîtier TO 92) un

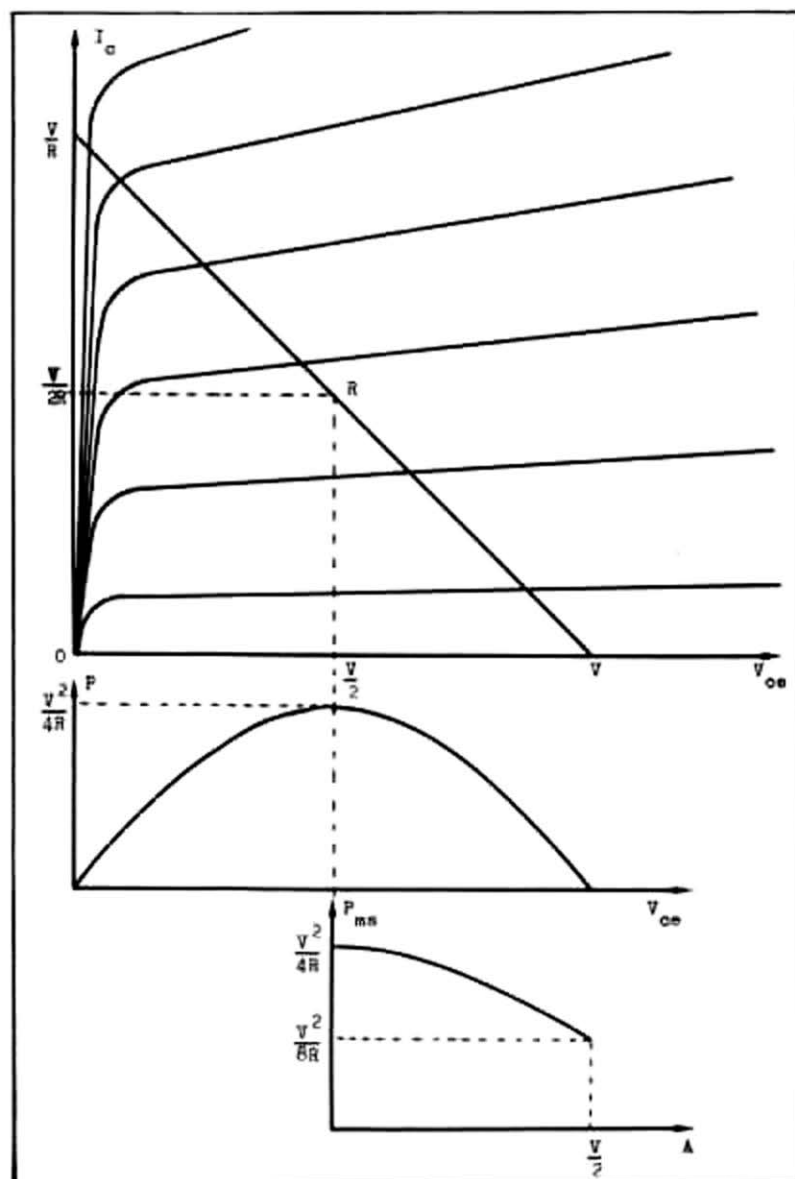


Fig. 13 : Étude de la puissance dissipée dans un étage ordinaire.

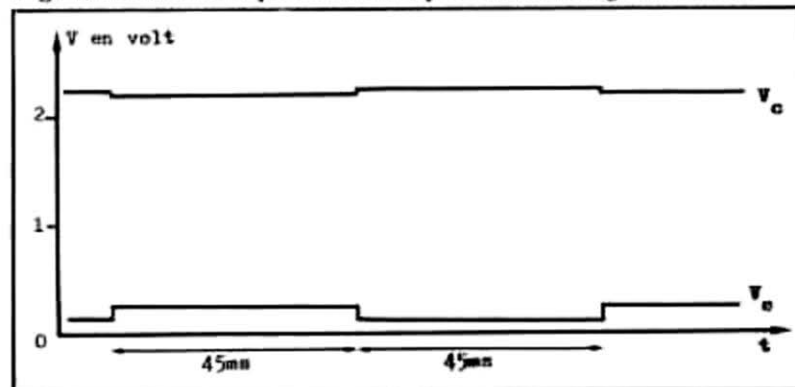


Fig. 14 : Signaux retenus pour la première expérimentation.

transistor connu des audiophiles et utilisé dans l'étage d'entrée du 20 W classe A Hiraga et dans la version de base du prépré Hiraga

- 2SC 984 ($P_D = 350$ mW, $BV_{ceo} = 50$ V, boîtier TO 1) un autre transistor connu des audiophiles et utilisé sur l'étage de sortie du préamplificateur Kanéda

- 2N 918 ($P_D = 200$ mW, $BV_{ceo} = 15$ V, boîtier TO 72) un transistor HF ayant donc une géométrie adaptée à cette fonction, en particulier une base très fine

- BSS 73 ($P_D = 500$ mW, $BV_{ceo} = 300$ V, boîtier TO 18) un transistor haute tension et la géométrie correspondante : un collecteur épais pour pouvoir tenir la tension

- BF 393 ($P_D = 625$ mW, $BV_{ceo} = 300$ V, boîtier TO 92) en principe la même puce que le transistor précédent mais dans un boîtier plastique, pour voir un éventuel effet du boîtier sur les phénomènes qui nous intéressent

- 2N 2219 A ($P_D = 800$ mW, $BV_{ceo} = 40$ V, boîtier TO 5) un transistor qui a la même puce que le 2N 2222 mais dans un boîtier plus gros pour pouvoir dissiper plus de puissance

- MM 3007 ($P_D = 1$ W, $BV_{ceo} = 100$ V, boîtier TO 39) un transistor qui est utilisé dans l'étage qui précède l'étage de sortie dans les amplificateurs de puissance.

Les résultats de notre première expérimentation montrent que beaucoup de transistors ont un comportement très voisin : les oscillogrammes de la figure n° 15 nous montrent par exemple le comportement du 2SC 984, les variations qui résultent de la stabilisation thermique sont de l'ordre de 2 mV. (Nota : Il ne faut pas faire attention aux petites irrégularités qui apparaissent sur les signaux ; elles sont dues à une mémorisation digitale de ceux-ci, utilisée pour simplifier la prise des photographies à des vitesses de balayage assez lentes).

A côté des transistors qui ont ce comportement, on trouve un autre groupe correspondant à des tensions de claquage plus élevées : 2SC 1775, BSS 73, BF 393 et MM 3007. Pour eux les variations du niveau en sortie sont de l'ordre de 1 mV. A titre d'exemple, la figure n° 16 montre ce que donne le 2SC 1775.

Il y a encore le cas du 2N 918 qui s'écarte du comportement de la majorité des transistors (cf. figure n° 17), mais cette fois la variation est plus importante (4 et 3 mV).

On peut tirer de cette première série d'expérience un certain nombre d'enseignements : tout d'abord, les faibles variations de puissance ont un effet thermique

réel, bien que faible (rappelons que pour les transistors au silicium à la température ambiante une variation du V_{be} de 2 mV correspondant à 1° C). L'hypothèse que la jonction est isotherme semble se vérifier pour de faibles variations de puissance.

La géométrie, en particulier l'épaisseur des diffusions, semble jouer un rôle important pour déterminer le comportement thermique du transistor.

On peut déduire des formes des signaux obtenus les conclusions suivantes : ils ne résultent pas de phénomènes purement électriques (les constantes de temps ne s'accordent pas avec les impédances et les capacités mises en jeu) ; les signaux obtenus ne correspondent pas à un modèle linéaire ; on n'obtient pas de belles courbes exponentielles.

Comme les variations de tension sont faibles, la non-linéarité de V_{be} en fonction de la température est négligeable, c'est la non-linéarité des phénomènes thermiques que l'on peut constater sur ces courbes.

Les variations obtenues pour la plupart des transistors (environ 2 mV) représentent un peu moins de 2 % du signal (125 mV), c'est dire que pour la

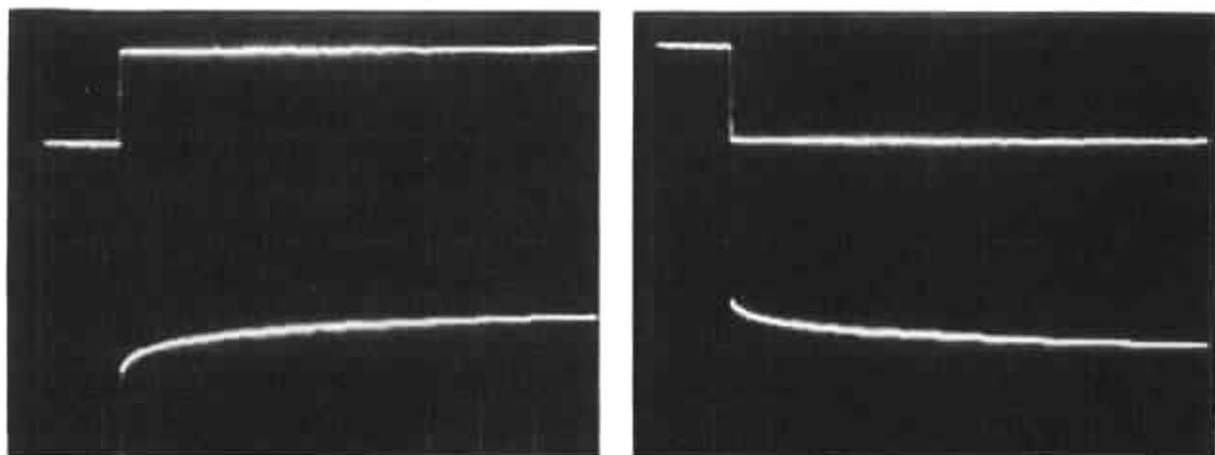


Fig 15 : 2SC 984 dans la première expérience (100 mV et 2 mV/div., 5 ms/div.)

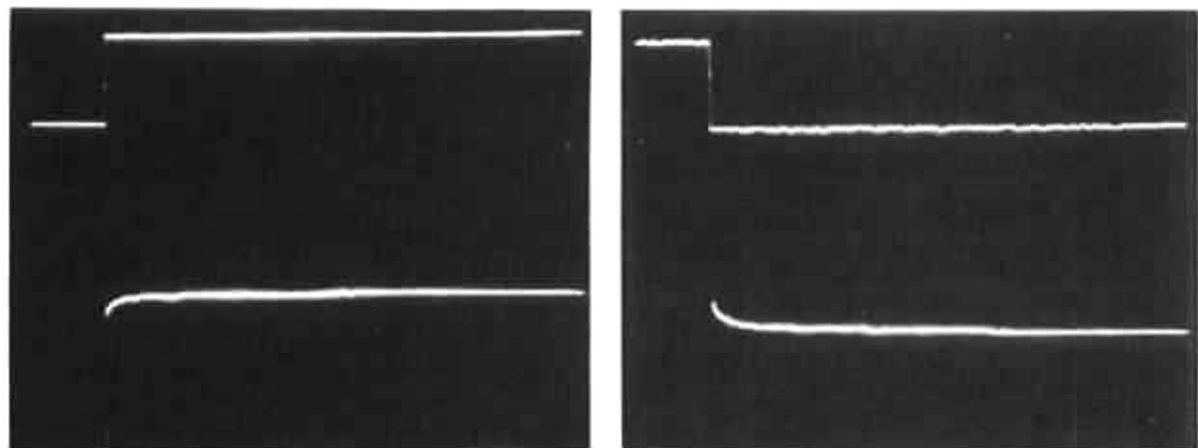


Fig. 16 : 2SC 1775 dans la première expérience (100 mV et 1 mV/div., 5 ms/div.).

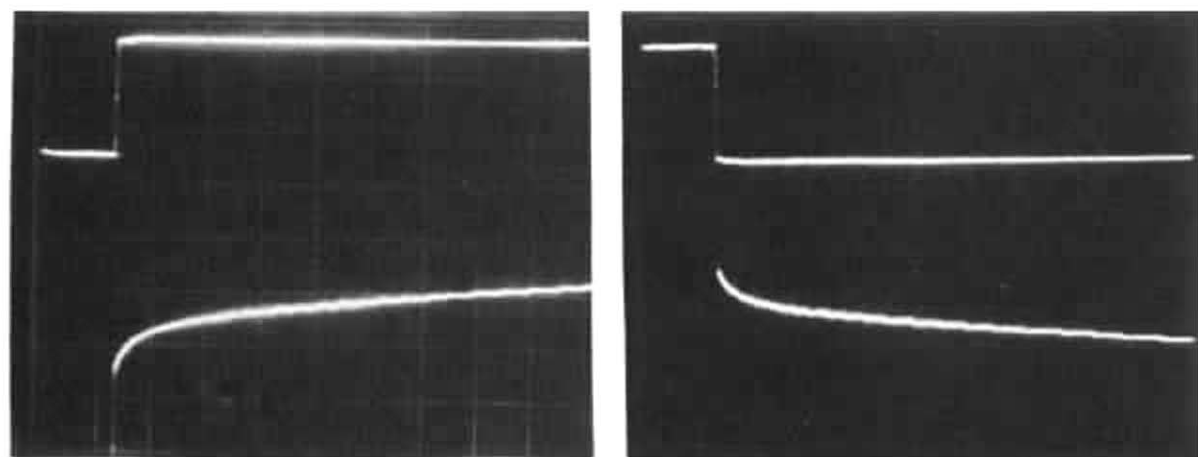


Fig. 17 : 2N 918 dans la première expérience (100 mV et 2 mV/div., 5 ms/div.).

précision que recherchent les audiophiles, elles sont loin d'être négligeables. Il se trouve que les constantes de temps associées à ces phénomènes, font qu'ils ont toutes les chances de passer inaperçus dans un test sur un signal sinusoïdal à 1 kHz, au moyen d'un distorsiomètre. Pour les déceler au distorsiomètre, il faut descendre à quelques dizaines de Hz ou plus bas. Les mesures classiques ne pousseront donc pas les concepteurs de circuit électroacoustiques à lutter contre la distorsion thermique. Pourtant dans un signal musical dont le niveau varie en permanence un signal faible qui succède à un signal plus fort risque d'être pol-

lué par la mémoire thermique des transistors.

Après cette première expérimentation qui correspondait aux transistors faibles signaux, nous en avons fait une autre pour des signaux plus importants. Les signaux retenus pour cette nouvelle expérience (cf. figure n° 18) correspondent pour une tension collecteur de 3 V, à 35 et 200 mW de puissance instantanée; La puissance moyenne vaut donc

$$P_m = 200 \times 0,2 + 35 \times 0,8 \\ = 68 \text{ mW}$$

Cette fois-ci les différences entre les transistors testés sont plus marquées : pour la partie

inférieure du créneau du signal ($P = 35 \text{ mW}$) pendant que la température du transistor baisse on retrouve des résultats voisins de ceux de la première expérience, mais la dispersion des variations est plus importante : 1,5 mV pour le BF 393 (cf. figure n° 19), 1,6 mV pour le 2SC 1775 (cf. figure n° 20), 2,4 mV pour le BSS 73, 2,8 mV pour le MM 3007 et autour de 4 mV pour les autres transistors (voir le cas du 2N 222 sur la figure n° 21, par exemple) (sauf pour le 2N 918 qui est un cas particulier comme nous le verrons plus loin).

Pour la partie supérieure des créneaux (200 mW), il y a plu-

sieurs comportements des transistors. Pour certains on retrouve une croissance du signal de sortie du transistor comme pour la première expérience, avec des amplitudes de variation diverses : 15 mV pour le 2N 2222, 30 mV pour le 2N 2484, 15 mV pour le 2SC 984, 10 mV pour le 2N 2219 A (cf. figure n° 22), 6 mV pour le MM 3007.

Pour d'autres transistors, la variation se stabilise au bout d'un certain temps (voir la figure n° 23 pour le 2SC 1775) ou même s'inverse légèrement (voir la figure n° 24 pour le BC 109 C et la figure n° 25 pour le BF 393). Pour le BSS 73 la variation

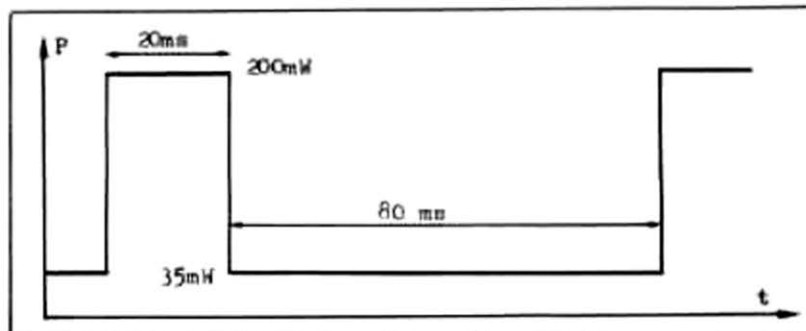


Fig. 18 : Signaux de la seconde expérience.

positive est très brève avant une variation négative importante (cf. figure n° 26). Pour le 2N 918, il n'a pas été possible d'obtenir le courant prévu dans cette expérience, à cause du fai-

ble gain en courant de ce transistor, pourtant malgré la moindre puissance dissipée dans le transistor durant le créneau positif, le comportement de ce transistor est très original (cf. figure 27)

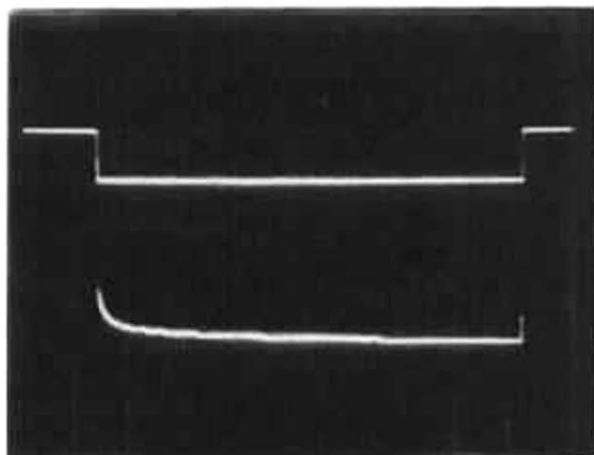


Fig. 19 : BF 393 dans la seconde expérience (1 V et 2 mV/div. et 10 ms/div.).

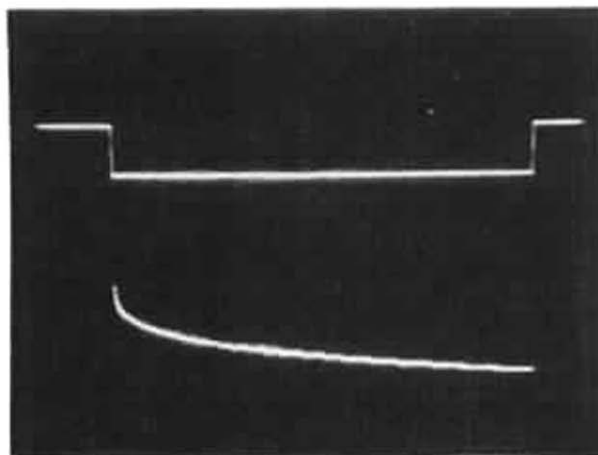


Fig. 20 : 2SC 1775 dans la seconde expérience (1 V et 1 mV/div. et 10 ms/div.).

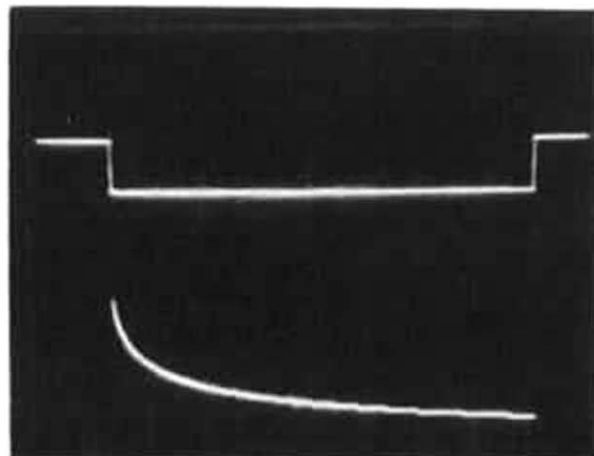


Fig. 21 : 2N 2222 dans la seconde expérience (1 V et 2 mV/div. et 10 ms/div.).

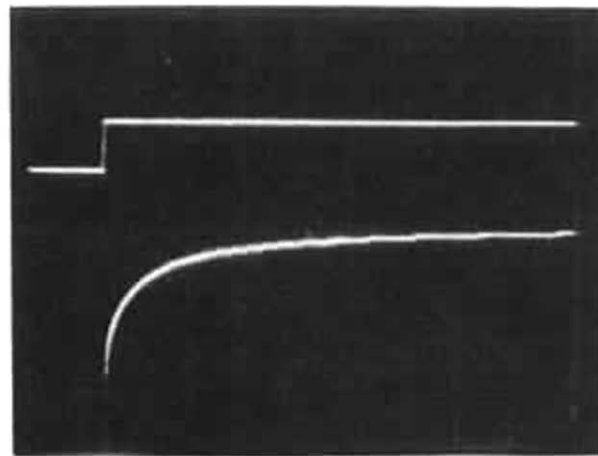


Fig. 22 : 2N 2219 A dans la seconde expérience (1 V et 4 mV/div. et 2 ms/div.).

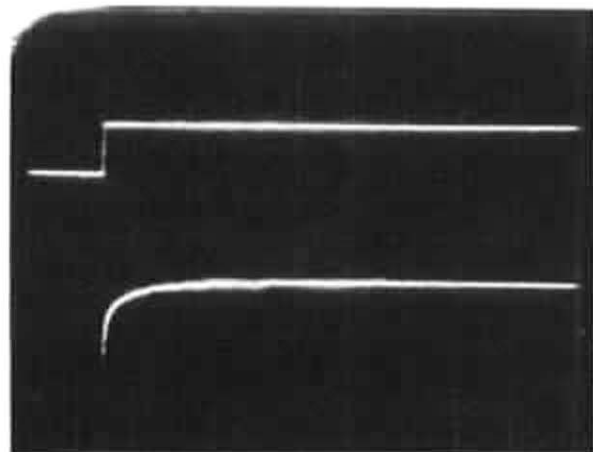


Fig. 23 : 2SC 1775 dans la seconde expérience (1 V et 1 mV/div. et 2 ms/div.).

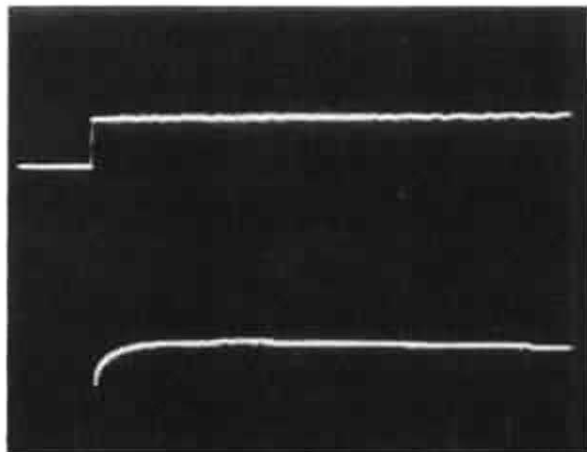


Fig. 24 : BC 109 C dans la seconde expérience (1 V et 2 mV/div. et 2 ms/div.).

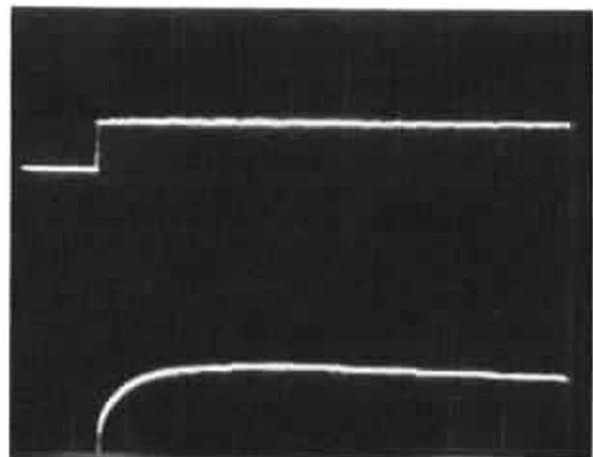


Fig. 25 : BF 393 dans la seconde expérience (1 V et 1 mV/div. et 2 ms/div.).

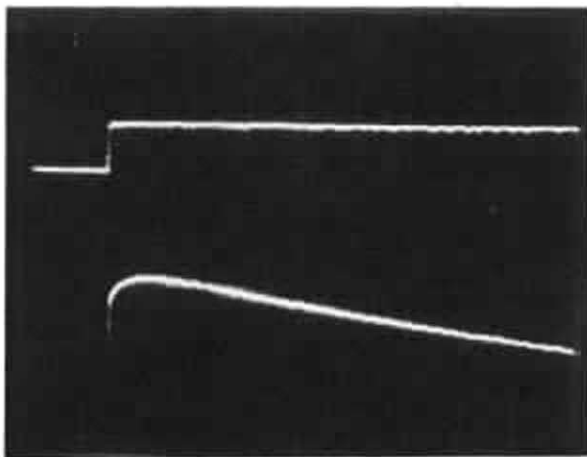


Fig. 26 : BSS 73 dans le seconde expérience (1 V et 1 mV/div. et 2 ms/div.).

la variation est uniquement négative.

Ces variations négatives ont de quoi surprendre, car l'augmentation de la puissance dissipée provoque une élévation de la température qui fait décroître la valeur de V_{be} pour un courant collecteur donné : c'est oublier le courant d'entrée du transistor. Dans nos expériences, nous examinons les variations de V_e or

$$V_e = V_b - V_{be}$$

V_b résulte de la tension du générateur d'impulsions et de l'action de I_b sur sa résistance interne (cf. figure n° 28).

$$V_b = V_1 - R_b \cdot I_b$$

$$V_e = V_1 - R_b \cdot I_b - V_{be}$$

Quand la température du transistor augmente, il y a deux effets qui se conjuguent ou se combattent : les variations de V_{be} et de I_b pour un courant collecteur donné (on peut le considérer comme presque fixe étant donné les faibles variations que nous avons mesurées).

$$V_e = V_1 - R_b \cdot I_b(T) - V_{be}(T)$$

C'est ce que confirme l'observation au moyen de notre loupe des tensions sur les bases des transistors testés. La figure

n° 29 montre le signal sur la base du 2N 2219 au cours de notre deuxième série d'expérience. La figure n° 30 montre celui du 2SC 1775 dans les mêmes conditions et la figure n° 31 montre le signal sur la base du 2N 918 pendant la seconde série d'expériences. Si on compare les signaux de base et d'émetteur dans ces trois cas, on constate bien une diminution V_{be} avec l'accroissement de la température.

Il y a donc deux sources de distortion thermique dans les transistors bipolaires : les variations de V_{be} en fonction de la température, qui sont en général bien

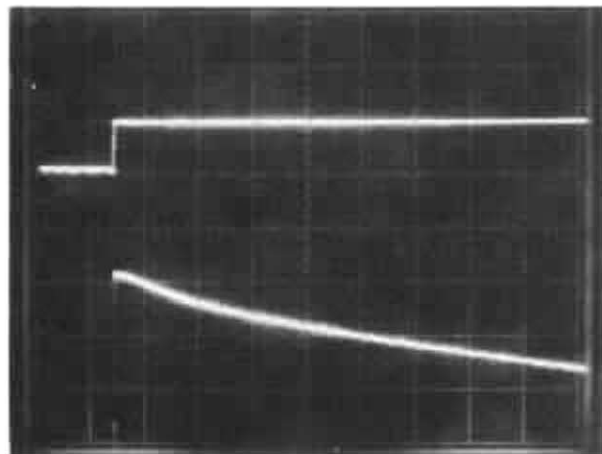


Fig. 27 : 2N 918 dans la seconde expérience (1 V et 2 mV/div. et 2 ms/div.).

connues et les variations du courant de base (dans un sens ou l'autre selon le point de fonctionnement) dont l'effet est fonction de l'impédance vue par la base du transistor et donc essentiellement variable. Ce second phénomène est moins évident, c'est pourquoi on y pense guère. Par exemple, dans notre montage de test, la résistance vue par la base des transistors testés est d'environ 700 Ω , ce qui n'est pas une valeur particulièrement élevée.

En jouant sur la résistance vue par la base, on peut obtenir des distorsions thermiques pour les-

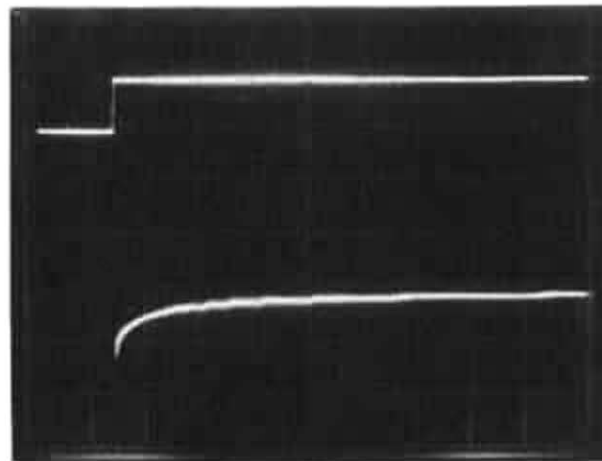


Fig. 29 : Base du 2N 2219 A dans la seconde expérience (1 V et 4 mV/div. et 2 ms/div.).

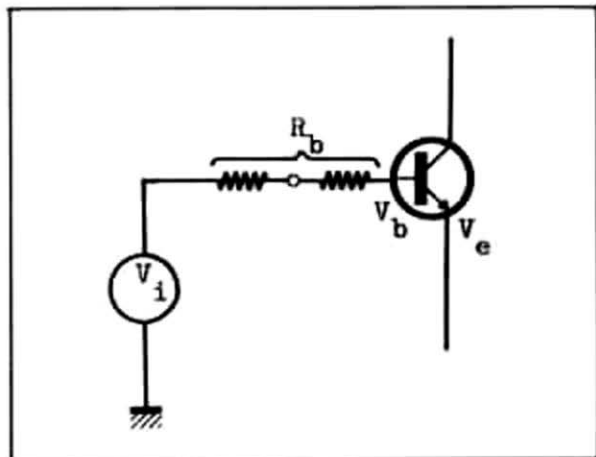


Fig. 28 : Circuit d'entrée du transistor.

quelles les variations de la tension V_e ont des allures extraordinaires, comme celles de la figure 32. On est bien loin du modèle généralement utilisé pour décrire le fonctionnement du transistor.

Quelles peuvent être les conséquences des distorsions thermiques dans les circuits d'amplification électroacoustiques ? Pour les transistors travaillant en classe A, nous avons vu que la puissance instantanée est une fonction parabolique du signal ; si le point de repos est bien centré les distorsions thermiques interviendront pour des variations de niveau et pour les

signaux graves. Si l'impédance vue par le collecteur est faible (collecteur commun ou collecteur chargé par un miroir de courant ou une base commune, par exemple) la fonction parabolique se réduit à une droite et la distorsion thermique sera fonction de la symétrie des signaux (le violon par exemple fournit des signaux dissymétriques) pour les fréquences supérieures à celles correspondantes aux constantes de temps thermiques et interviendra également pour les fréquences basses. Toutes ces distorsions devront être combattues par la contre-réaction avec toutes les limites que nous avons vues à

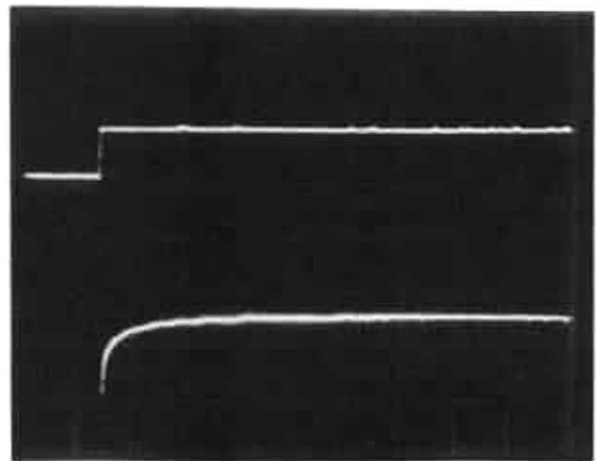


Fig. 30 : Base du 2SC 1775 dans la seconde expérience (1 V et 1 mV/div. et 2 ms/div.).

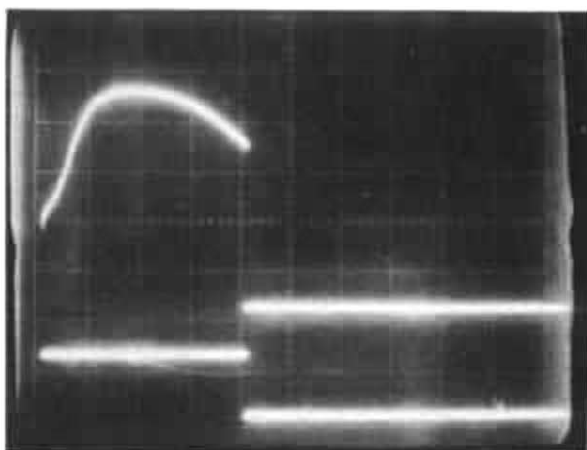
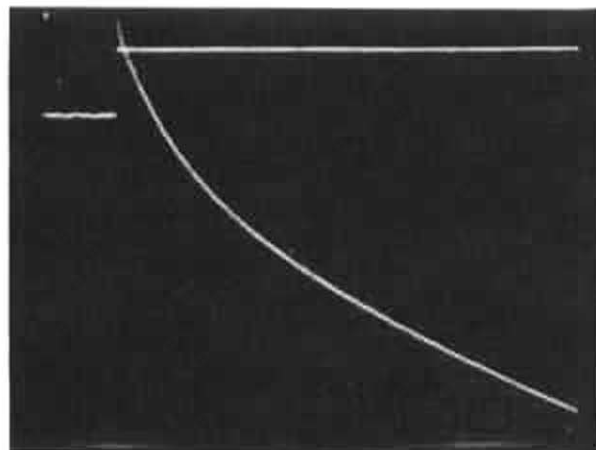


Fig. 31 : Base du 2N 918 dans la seconde expérience (1 V et 2 mV/div. et 2 ms/div.). Fig. 32 : « Le transistor, cet inconnu ».

son action (cf. L'Audiophile n° 28).

Pour les étages de sortie, les dissipations importantes conduisent à des distorsions thermiques conséquentes en classe B comme l'ont dénoncé MM Sato, Higashiyama et Jiko et comme je l'explique dans L'Audiophile n° 29 ; pour les circuits en classe A l'effet est beaucoup atténué. Ici encore ce sera du travail pour la contre-réaction.

A propos de contre-réaction, il me semble que le point le plus sensible aux phénomènes de distorsions thermiques est le premier étage où s'effectue la com-

paraison entre le signal d'entrée et celui issu du réseau de contre-réaction : les erreurs résultant de la distorsion thermiques ne seront pas prises en compte par la contre-réaction, mais seront amplifiées avec le signal d'entrée ; cette distorsion thermique n'est pas fonction du signal d'entrée de l'amplificateur mais du signal de sortie du premier étage. Celui-ci peut être assez différent de celui d'entrée, comme cela a déjà été montré à plusieurs reprises pour les circuits mal rebouclés qui produisent de la distorsion d'intermodulation transitoire.

Nous avons voulu compléter nos mesures par des tests de tran-

sistors à effet de champ. Malheureusement notre montage de test n'était pas très adapté à ce genre de test pour lequel il n'était pas prévu. Néanmoins il a été possible de faire la seconde expérience sur un 2N 4393 ; la figure n° 33 montre les résultats obtenus.

Nous avons aussi essayé cette expérience sur un 2SK 30 A (connu des audiophiles et utilisé en étage d'entrée de la partie linéaire du préamplificateur Kanéda) mais nous avons été limité pour la puissance dissipée durant le créneau supérieur, à 140 mW. Le résultat de cette expérience (cf. figure n° 34) est

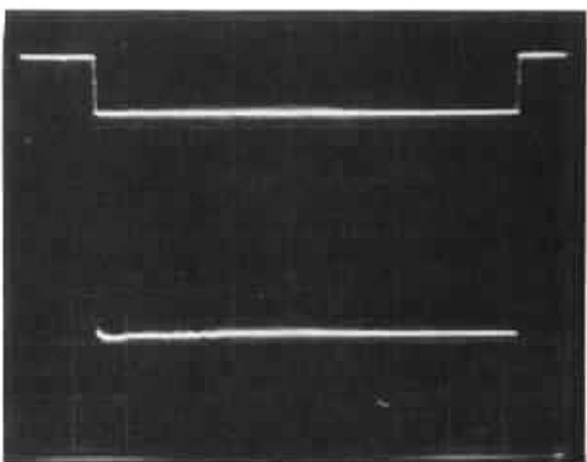
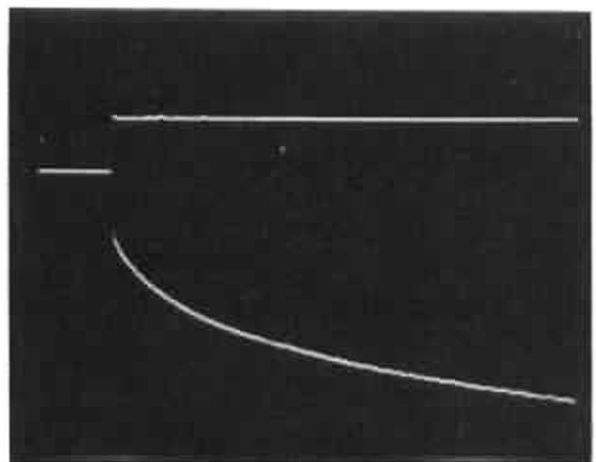


Fig. 33 : 2N 4393 dans la seconde expérience (1 V et 0,4 mV/div. et 2 ms/div.) (1 V et 0,4 mV/div. et 10 ms/div.).

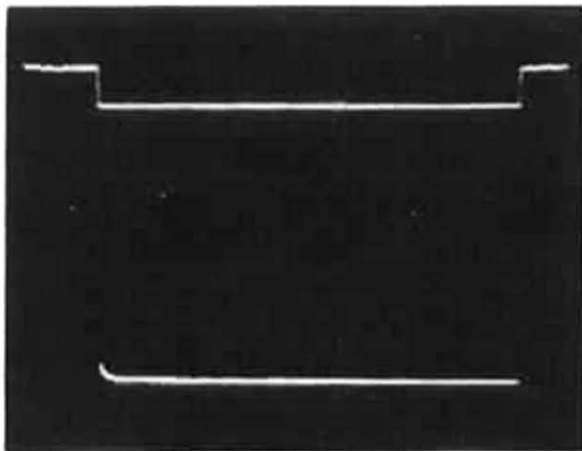
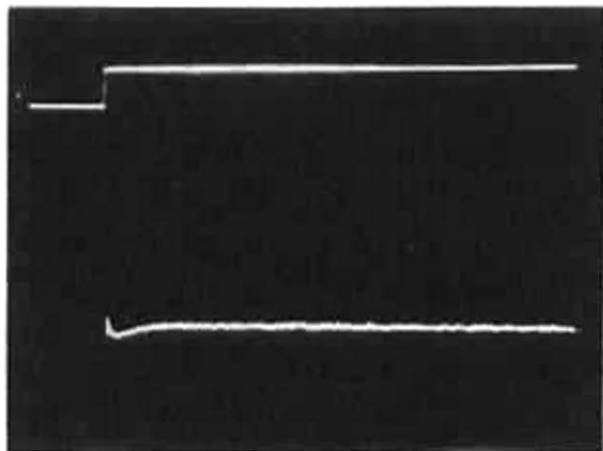


Fig. 34 : 2SK 30 A dans la seconde expérience (200 mV et 100 μ V/div. et 2 ms/div.) (200 mV et 400 μ V/div. et 10 ms/div.).

absolument remarquable : pratiquement pas de distorsion thermique ! Je suis bien conscient des limites de cette expérimentation qui finalement ne teste la distorsion thermique qu'en deux points de la caractéristique du transistor, mais j'ai été stupéfait par les performances de ce transistor choisi sur des critères subjectifs.

Pour conclure cette première approche de la distorsion thermique, qui voulait avant tout mettre le phénomène en évidence, on

peut dire que :

- la distorsion thermique existe bien et qu'on peut la montrer ;
- elle a pour les transistors bipolaires deux causes ;
- les mesures classiques qui utilisent des signaux symétriques et de niveau stable ont peu de chances de déceler ce phénomène ;
- on peut y voir une des causes des divergences entre jugement subjectif et mesures classiques ;
- il n'est plus possible après avoir vu les résultats de telles expériences de traiter de fou ou d'escroc,

les audiophiles qui disent que les mesures classiques ne mesurent pas tout puisqu'ils entendent d'autres différences et que les équivalences « officielles » entre transistors sont à considérer avec la plus grande prudence.

C'est pourquoi il va falloir prolonger cette étude dans les axes suivants : essais plus fouillés sur les transistors à effet de champ, essais sur tube, recherche et test de remèdes à la fièvre des transistors.

A suivre...

