

L'amplificateur de Mike Renardson à transistors Mosfet

Une réalisation et ses performances

Forr

version 04
2012-09-03

Les électroniques au circuit simple et comportant un nombre réduit de composants rencontrent un certain succès auprès des audiophiles. Revers de cette simplicité, souvent qualifiée de « zen », une distorsion qui n'est pas des plus basses en raison d'une réaction négative globale faible voire nulle. Qu'en est-il d'un amplificateur ainsi dépouillé mais conçu pour jouir d'un fort taux de contre-réaction globale ? C'est ce que propose Mike Renardson avec son MRJ-7. Ce document illustré de nombreuses photos en montre une réalisation accompagnée de quelques mesures.



La description de cet amplificateur figure sur le site de son créateur :

<http://www.renardson-audio.com/mjr7-mk5.html>

Elle s'accompagne de notes relatives à sa conception :

<http://www.renardson-audio.com/mjr7-mk5-notes.html>

Avec une alimentation unique de 60 V, il est capable de sortir plus de 15 Vrms sur une charge résistive de 8 Ohm, soit environ 30 W.

Un coup d'oeil trop rapide à son schéma ne permet pas de prévoir quelque chose de très prometteur quant à ses performances. Doté de cinq transistors « petits signaux » et deux transistors de puissance de type Mosfet, il est pourvu en sortie d'un condensateur électrochimique, composant décrié par certains audiophiles lorsqu'il est disposé sur le trajet du signal.

Une survol des mesures présentées sur le site de l'auteur permet d'apprécier combien la modestie des moyens mis en oeuvre concourt à tout sauf à compromettre les qualités objectives.

Détails de la construction

La version du circuit imprimé proposé pour le MJR7-MK5 est peu encombrante, 160 x 100 mm et comprend deux canaux. Le trajet de leur masse commune en conjugaison avec celle de l'alimentation, très court, permet de s'abriter d'inductions intempestives.

N'ayant jamais été fasciné par les amplificateurs de 75 kg et appréciant le matériel peu encombrant, j'ai monté l'une de ces plaquettes dans un boîtier de marque Teko 300 x 160 x 70mm.

Le transformateur d'alimentation secteur provient d'un ancien ampli-tuner Bang & Olufsen 2 x 20 W, le condensateur de filtrage y avait une valeur de 3300 µF. J'en ai utilisé deux de 2200 µF 63 V en parallèle. S'y ajoute donc 1000 µF installé sur la plaquette en découplage local après un fusible lent de 2A.

Les transistors de puissance ont été fixés en interne à la face avant du boîtier sur laquelle vient s'appliquer, de l'autre côté, le radiateur de dissipation. Cette disposition du radiateur en face avant, vue notamment sur le Quad 405, me paraît la plus adaptée à un bon refroidissement, elle facilite par ailleurs la câblage interne.

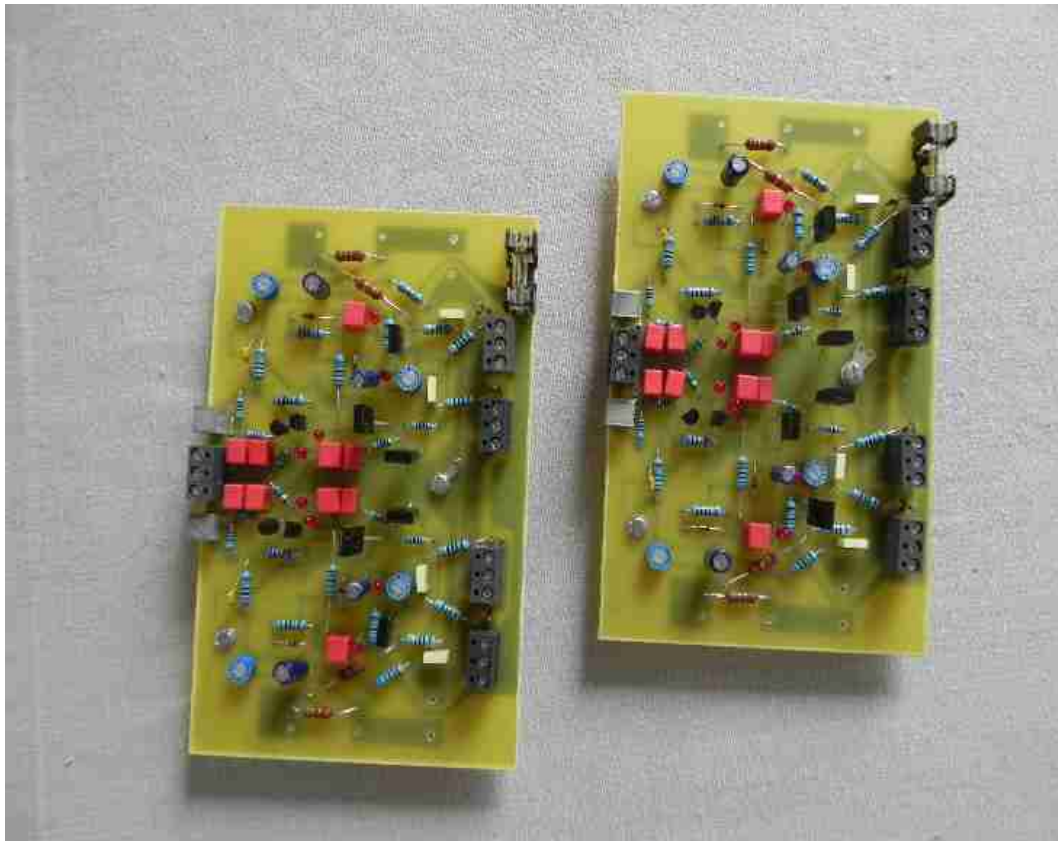


Fig001. Plaquettes de circuit imprimé, en cours de montage des composants. Avec deux amplificateurs par plaquette, il en suffit d'une pour un ampli stéréo.



Fig002. Montage final en boîtier Teko 300 x 160 x 70mm. En utilisation, il sera installé sur un support, le radiateur débordant de la face inférieure.



Fig003. La liaison de masse au boîtier se fait sur la vis au centre du circuit imprimé. Il y a d'autres possibilités.

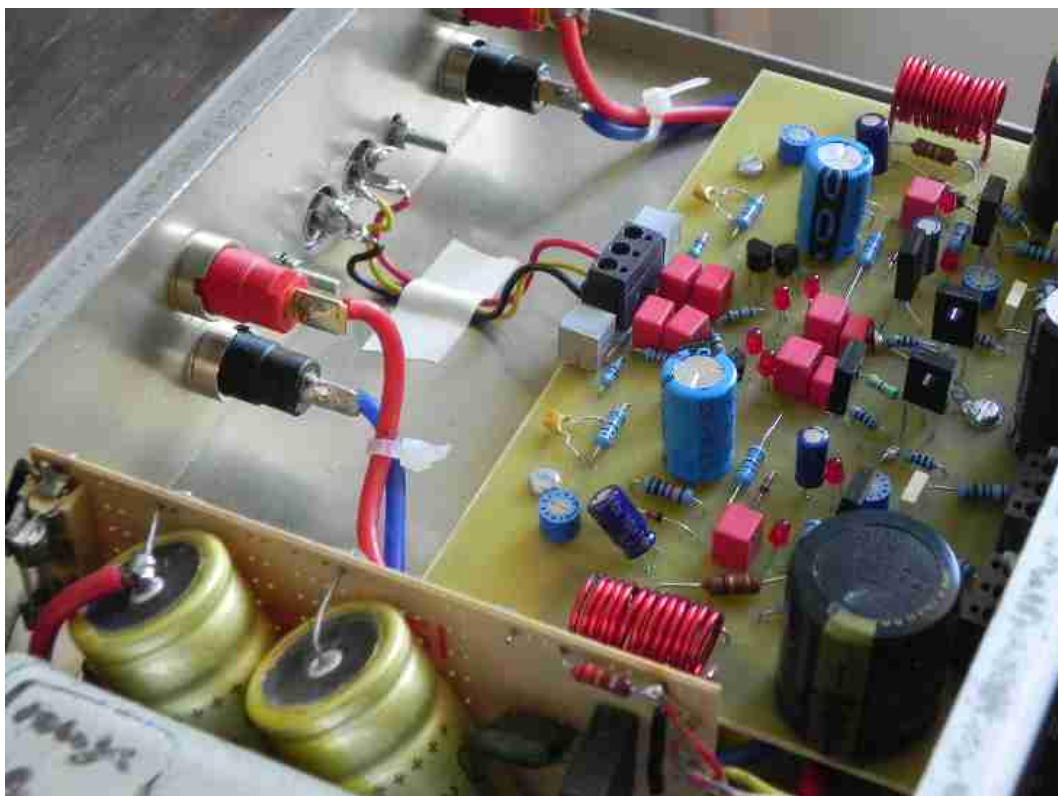


Fig004. Les embases « banane » rouge et noire de sortie vers les haut-parleurs sont d'origine MultiContact, disponibles chez St Quentin Radio.



Fig005. Les transistors de puissance sont fixés avec isolant et pâte thermique à la face avant sur laquelle est rapporté, côté extérieur, le radiateur. Pas très élégant mais suffisant ici.



Fig006. L'alimentation est montée sur une plaquette d'origine Conrad. Elle accueille deux condensateurs SIC-SAFCO de 2200 μ F, 63 V.



Fig007. Boîtier avant fermeture du couvercle.



Fig008. Vue arrière, couvercle en place.

La présentation des mesures qui suit vise à reproduire ou plutôt à vérifier sur ma réalisation les mesures déjà parfaitement menées par Mile Renardson,

Gain et bande passante

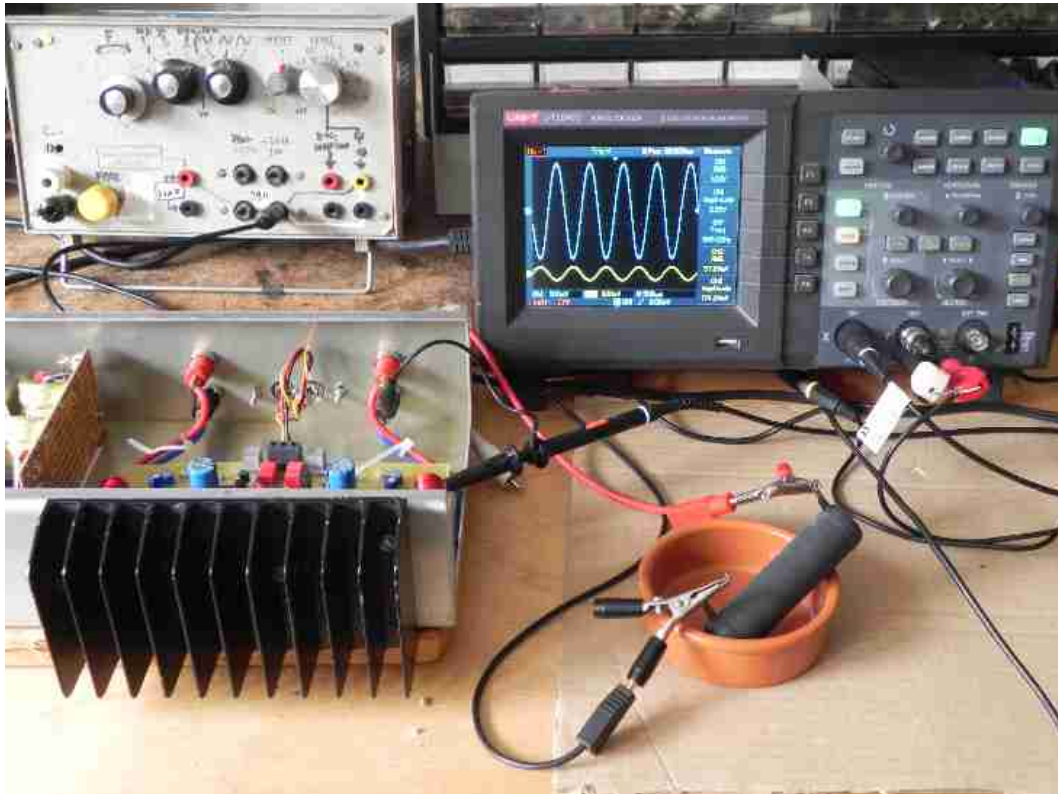


Fig011. Mesure de la bande passante.

A gauche, en arrière-plan, un vieux générateur basses fréquences (BF) encore bon pour le service. Devant lui, l'amplificateur chargé par une résistance de puissance de 8 Ohm, disposée à droite dans une coupelle en grès pour que son échauffement ne se transmette pas au carton en dessous qui en noircirait et est susceptible de s'enflammer si la température atteint 451° Farenheit.

En retrait à droite, un oscilloscope numérique à deux voies qui permet d'afficher des valeurs calculées sur les signaux montrés. Son entrée à gauche est reliée, via le raccord à sonde à anneau blanc, directement à la sortie du circuit sur la plaquette ; son entrée droite via un câble maison permet de surveiller la tension d'entrée prélevée grâce à une doublette RCA.

La première opération consiste à régler le générateur BF pour un signal sinusoïdal à 1000 Hz avec une tension telle, ici 0,058 V, qu'on obtiendra 1,0 Vrms sur 8 Ohm à la sortie de l'ampli.

A un sommet de tension du signal périodique d'entrée correspond un creux en sortie, et vice-versa. Le montage est dit inverseur et l'on peut calculer en premier lieu le **gain en tension** de l'amplificateur :

$$1,02 / 0,058 = 17,6 \text{ fois soit } +24,9 \text{ dB}$$

On peut voir sur les photos les fréquences pour lesquelles la tension de sortie vaut 0,707 fois (= racine de 2) celle à 1000 Hz et qui définissent la bande passante à -3 dB. Elle s'étend de 7 Hz à 63 kHz. On verra par la suite que, contrairement à ce que l'on pourrait croire au premier abord, sa limite inférieure n'est absolument pas due au condensateur chimique de découplage en continu de la sortie mais est déterminée par le filtre passe-haut en entrée, constitué d'un condensateur C de 2,2 μ F chargé par l'impédance résistive d'entrée R de 10 kOhm, selon la formule de la fréquence f-3

dite de coupure : $f-3 = 1/(2 \cdot \pi \cdot C \cdot R)$
 $f-3 = 1 / (2,2 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 3,14) = 7,2 \text{ Hz}$

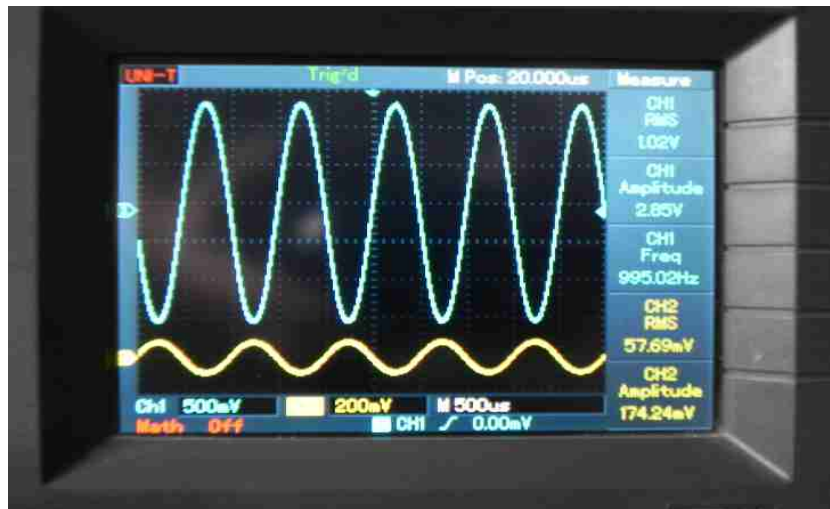


Fig012. Réglage du signal sinus d'entrée de 0,58 V à 1000 Hz pour une tension de sortie d'environ 1,0 V sur 8 Ohm.

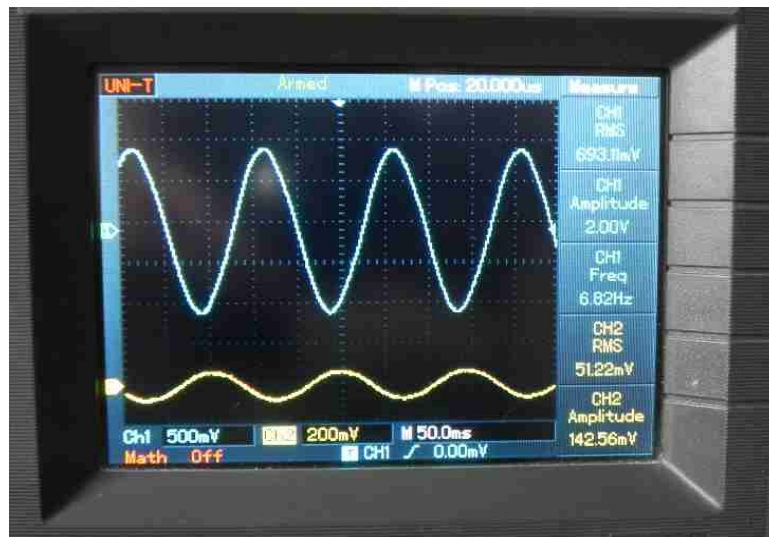


Fig013. Réponse dans les fréquences basses ; tension de sortie à 0,707 V à 7 Hz, soit -3 dB par rapport à celle à 1000 Hz, pour une tension d'entrée identique (valeurs approximatives...).

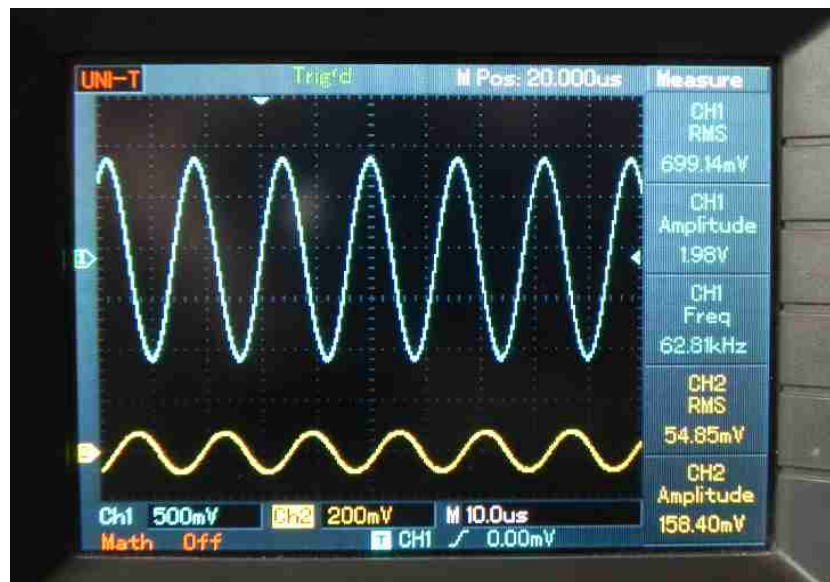
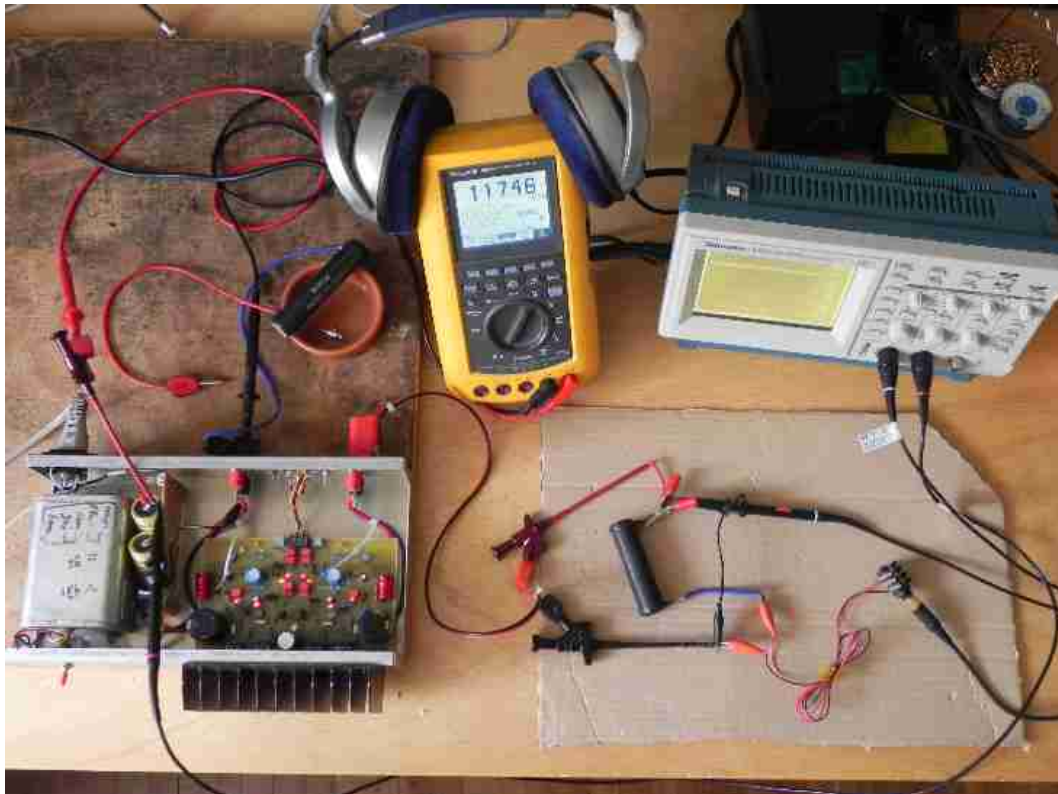


Fig014. Réponse dans les fréquences élevées : tension de sortie à 0,707 V à 63 kHz, soit -3 dB par rapport à celle à 1000 Hz, pour une tension d'entrée identique (valeurs approximatives...).

L'alimentation en continu et la réjection de son ondulation

La réjection d'alimentation est le rapport, habituellement exprimé en dB, entre l'ondulation de la tension d'alimentation et ce qui en subsiste en sortie. Lors d'une analyse poussée, on présente un graphique de sa valeur selon la fréquence, ici l'on s'est contenté d'une appréciation globale. L'utilisateur non technicien peut se faire une idée de la réjection en court-circuitant les entrées de l'ampli et en collant son oreille aux haut-parleurs. Attention toutefois à ne pas confondre la résiduelle entendue avec des ronflettes induites par un câblage de masse incorrectement réalisé. La sensibilité de ce test sommaire peut être améliorée en augmentant l'ondulation de l'alimentation par une charge supplémentaire sur celle-ci, constituée d'une résistance de puissance. Si celle-ci a une valeur en Ohm à peu près égale à la tension continue de l'alimentation, elle lui fera débiter environ 1 A.



*Fig021. Vue du dessus de l'installation de test de l'alimentation.
Le multimètre indique la tension d'ondulation, sa forme et sa fréquence.
Quand l'amplificateur ne débite pas de courant, on dit « à vide »
sa consommation propre étant alors de 0,23A.*

L'amplificateur est à alimentation unique à pôle négatif relié à la masse, son pôle positif se trouvant aux bornes des condensateurs électrolytiques de couleur jaune, à gauche

Le potentiel du pôle positif est prélevé par la sonde à bague rouge reliée à la borne d'entrée droite de l'oscilloscope ainsi que par un « grip-fil » pour l'amener au multimètre. La référence de masse est prélevée sur l'embase « banane » noire de la sortie gauche de l'amplificateur.

Afin de faire débiter du courant à l'alimentation pour en augmenter l'ondulation lors de tests, une résistance de puissance de 39 Ohm, placée dans la coupelle en céramique, peut venir en parallèle sur le circuit du multimètre.

Les entrées de l'amplificateur sont court-circuitées et la sortie de son canal droit est branchée sur un casque de 32 Ohm. On en aperçoit le jack, en série avec une résistance de puissance de 8 Ohm dont le seul but est d'éviter un court-circuit en cas de fausse manoeuvre.

La tension de cette sortie droite est prélevée pour la voie gauche de l'oscilloscope par la sonde à anneau blanc ; sa voie droite étant reliée via la sonde à anneau rouge à l'alimentation pour en observer l'ondulation..

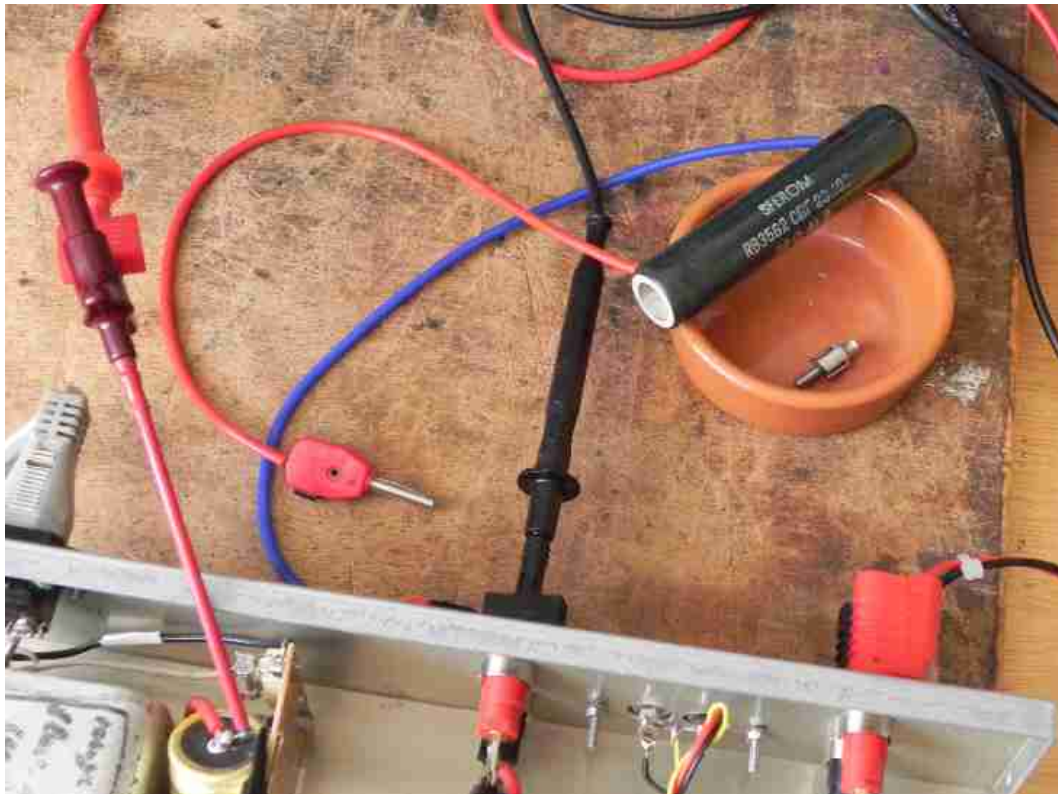


Fig022. Résistance de puissance de 39 Ohm pouvant se brancher sur l'alimentation. Au fond de la coupelle, une fiche RCA court-circuitante qui sert pour certains tests à relier les entrées d'une électronique à la masse.



Fig023. Vue rapprochée de la connexion du canal droit au casque avec mise en série d'une résistance de 8 Ohm. Les canaux gauche et droite du jack 6,35 mm sont reliés ensemble.

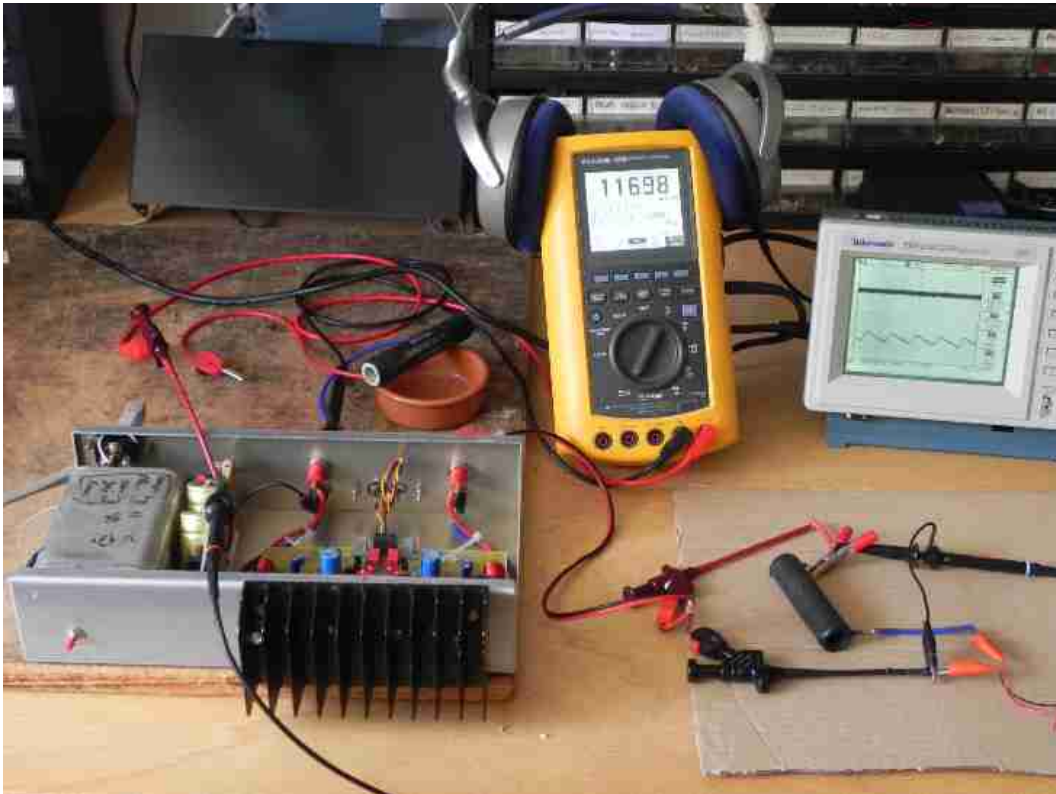


Fig024. Autre vue où l'on distingue mieux l'affichage de l'oscilloscope.

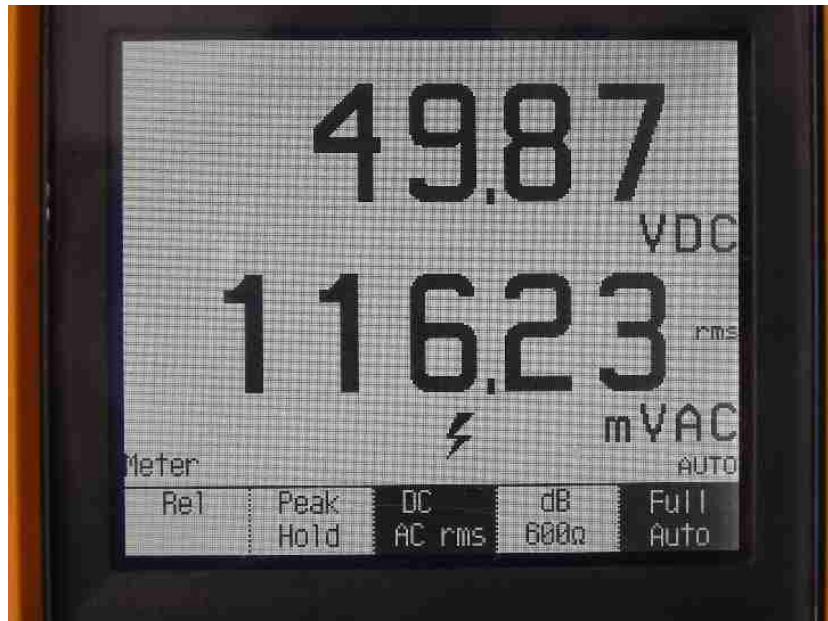


Fig025. L'affichage du multimètre a été programmé pour montrer la tension continue de l'alimentation 50 V environ, ampli à « vide » en même tant que sa tension d'ondulation.

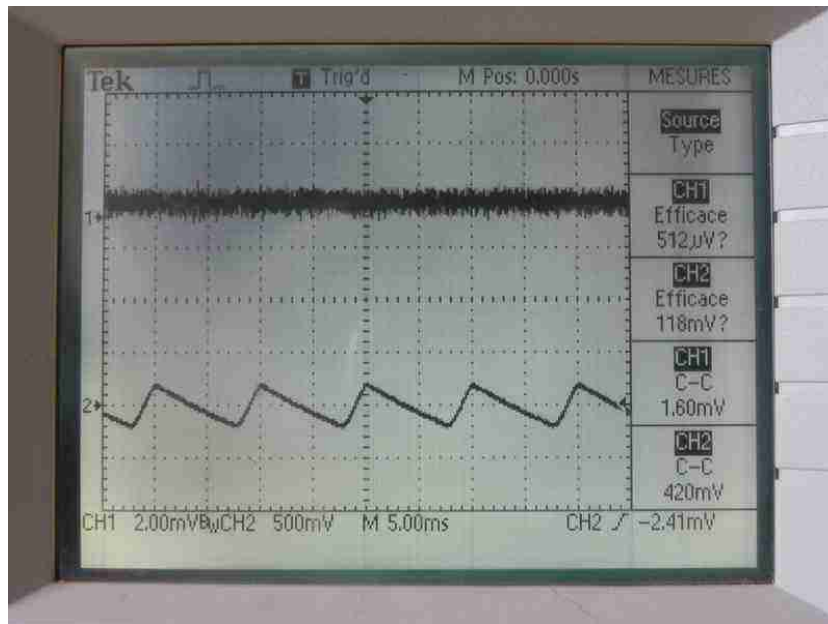


Fig026. Sur l'écran de oscilloscope, dans les mêmes conditions (amplificateur à vide), l'ondulation de l'alimentation, trace du bas ; au dessus la tenson résiduelle en sortie d'amplificateur : ce n'est que du bruit.



Fig027. Branchement de la résistance de puissance de 39 Ohm sur l'alimentation.



Fig028. La tension d'alimentation chute et l'ondulation augmente.

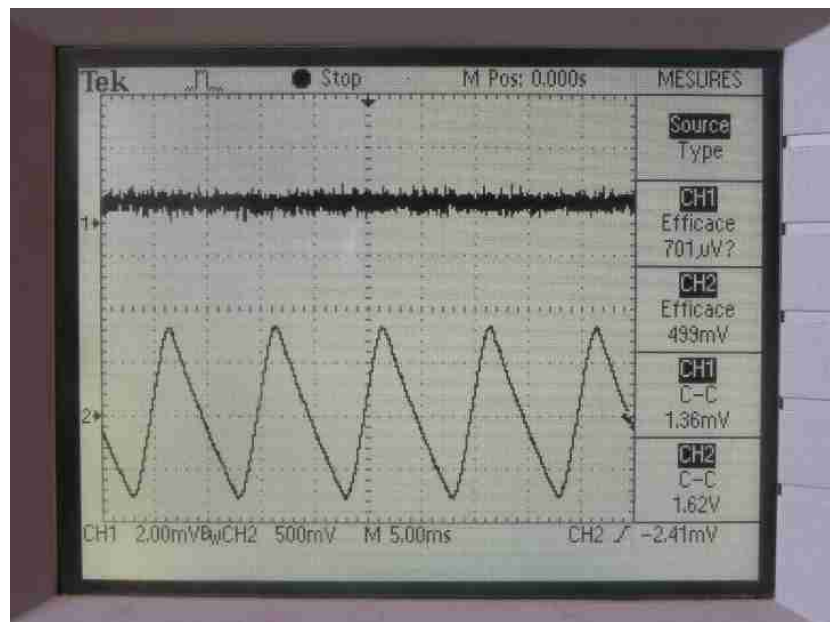


Fig029. Mêmes réglages que précédemment pour le nombre de mV par division pour l'oscilloscope, 500 mV pour l'ondulation, 2 mV par division pour la résiduelle de sortie : seul le bruit de cette dernière a légèrement augmenté, de 0,5 à 0,7 mV.

L'écoute au casque révèle, tout au plus, un bruit de fond plutôt grave, à peine perceptible (circulation du sang dans la tête de l'auditeur ?).

Le comportement de l'amplificateur sur une charge résistive, son impédance de sortie.

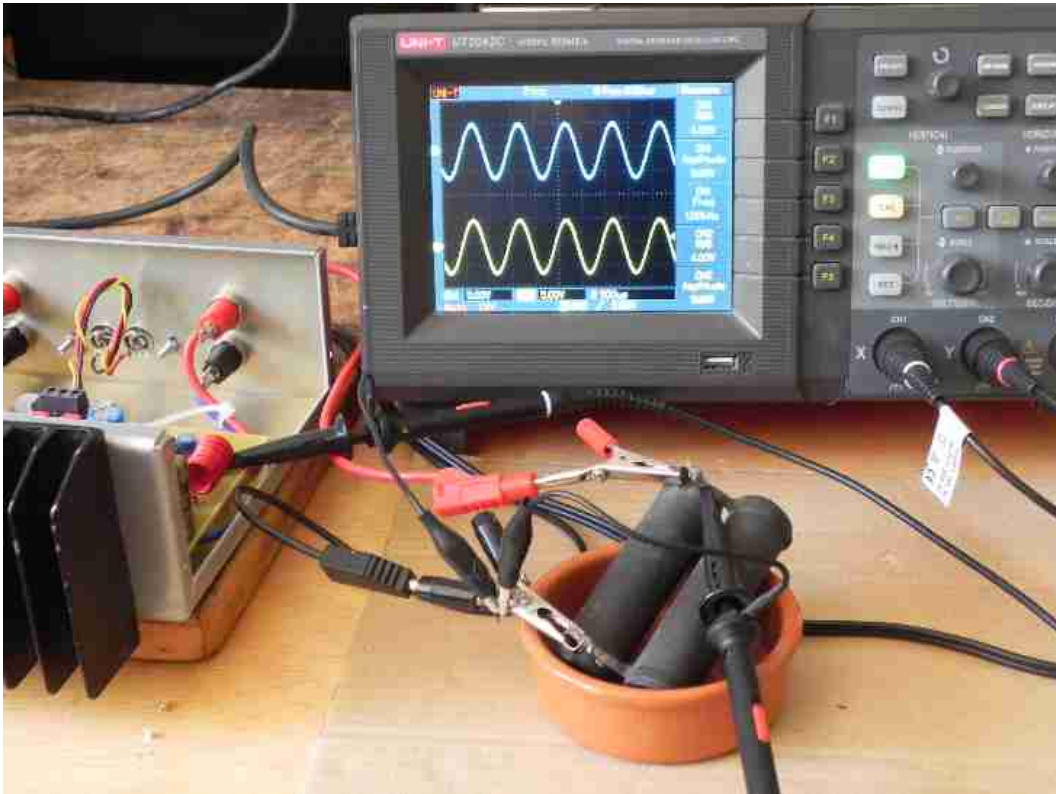


Fig031. Charge de l'amplificateur par 4 Ohm, noter l'emplacement des sondes.

La sonde à anneau blanc est branchée sur l'inductance de sortie, côté aval, et non sur les embases banane du boîtier. La charge résistive est de 4 Ohm, et la tension d'entrée du générateur sinus est réglé pour obtenir 4 Vrms à ses bornes, l'amplificateur débite donc 1 A. La référence de masse est prise pour les deux sondes sur la résistance.

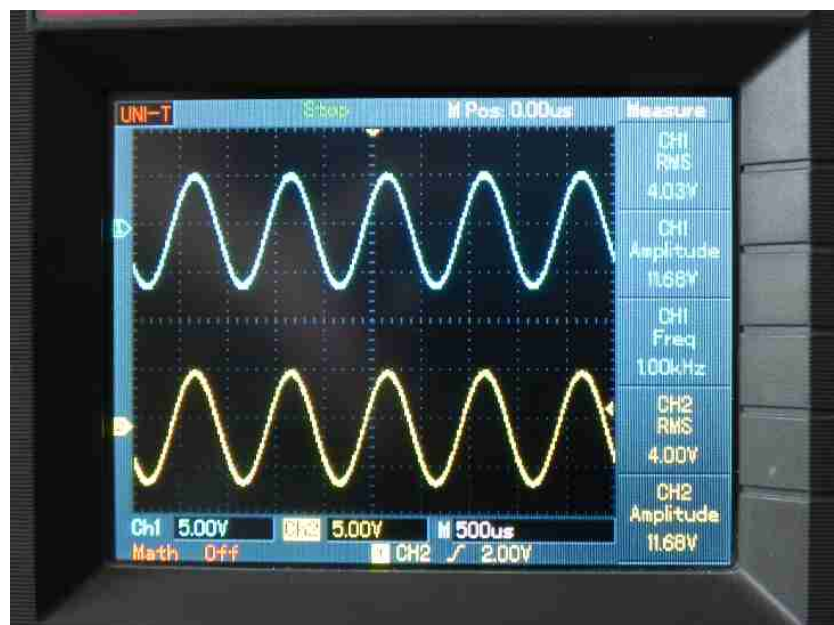


Fig032. Les tensions prélevées par les sondes sont un peu différentes. Il faut peu de choses pour que des résistances série parasites s'immiscent dans le trajet vers la charge !

On relève une différence de tensions de 0,03 V entre les deux points de mesures, la connexion introduisant une résistance parasite de 0,03 Ohm. L'origine de celle-ci réside principalement dans les contacts, et tout spécialement ceux des pinces crocodiles.

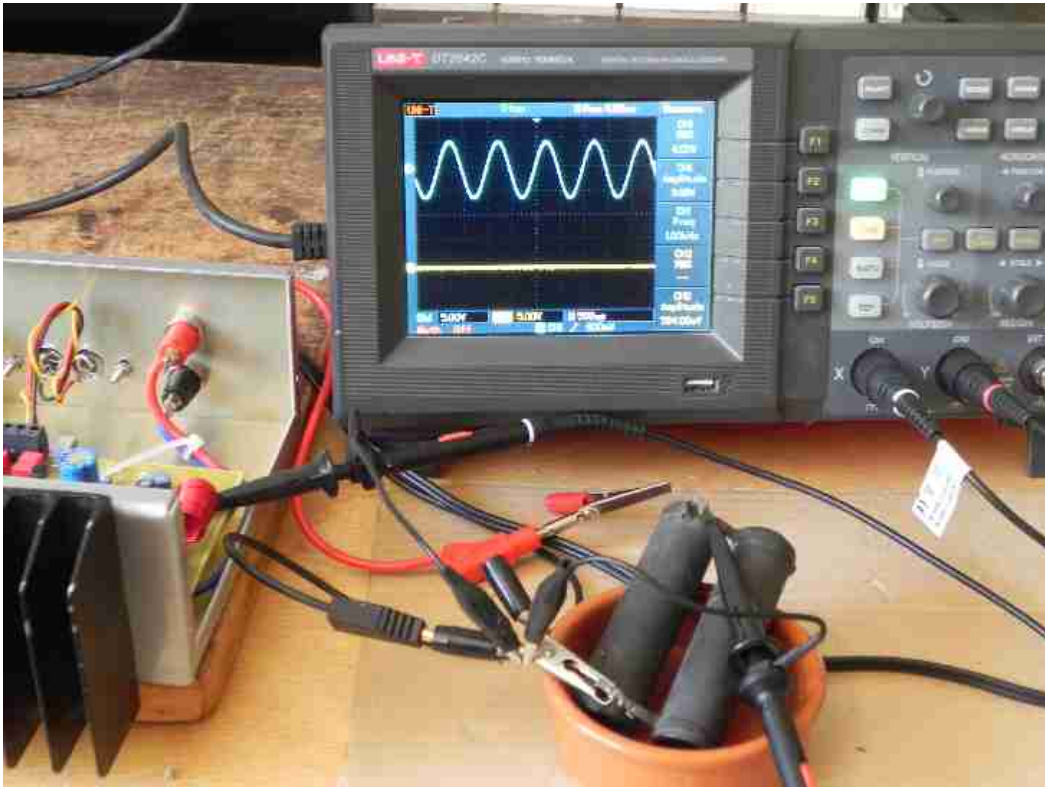


Fig033. Débranchement de la charge de 4 Ohm par déconnexion de l'une des pinces crocodiles.

La trace bleue est celle de la tension de sortie de l'amplificateur « à vide ». Elle est remontée à 4,05 Vrms, elle était de 4,02 Vrms pour un débit de 1 A. L'impédance de sortie de l'amplificateur est donc leur différence divisée, 0,02 V par cette intensité de 1 A, soit 0,02 Ohm.

Pour une charge de 8 Ohm, ce que l'on appelle le « facteur d'amortissement » serait $8 / 0,02 = 400$. L'ensemble des connecteurs et câbles véhiculant le courant aux haut-parleurs introduisent toujours une résistance série nettement supérieure....

Une autre méthode pour relever l'impédance de sortie consiste à déplacer la connexion de masse de la charge à la sortie de l'autre canal de l'amplificateur dont on a court-circuité l'entrée. Parcouru par du courant, cette sortie dernier va afficher une petite chute de tension proportionnelle à son impédance. Avec cette façon de faire, j'ai obtenu un signal trop bruité pour être correctement exploité.

Après vérification (non montrée ici) par la même procédure que l'impédance de sortie à 30 Hz ainsi qu'avec une charge de 8 Ohm restent similaires, poursuivons nos investigations en dessous de la fréquence de coupure basse à -3 dB qui est de presque 7 Hz.

L'amplificateur dans la présente réalisation comprend un condensateur électrolytique de 4700 μF en sortie. Il constitue avec une résistance de 8 Ohm un filtre passe-haut à 6 dB/o de 4,2 Hz. Autrement dit, le condensateur de 4700 μF présente une impédance de 8 Ohm à cette fréquence.

Vérifions...

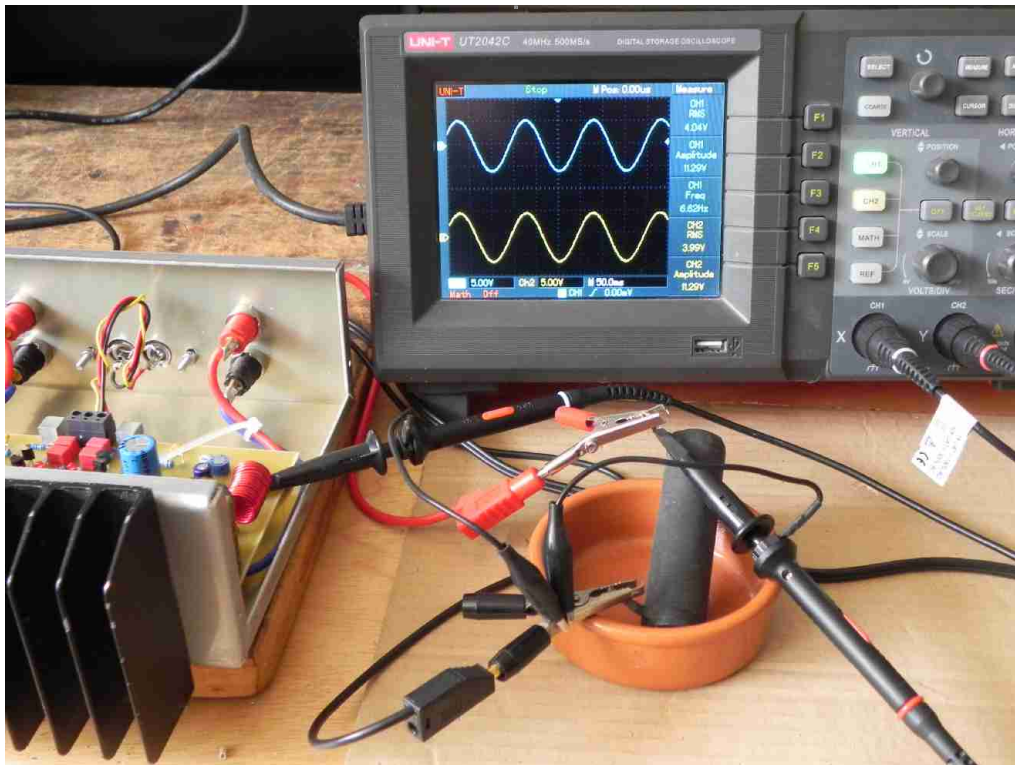


Fig034. Réglage de la tension 4,04 V aux bornes de la charge de 8 Ohm qui est donc parcourue par un courant de 0,5 A (à 1 % près, la précision de la résistance est inférieure).

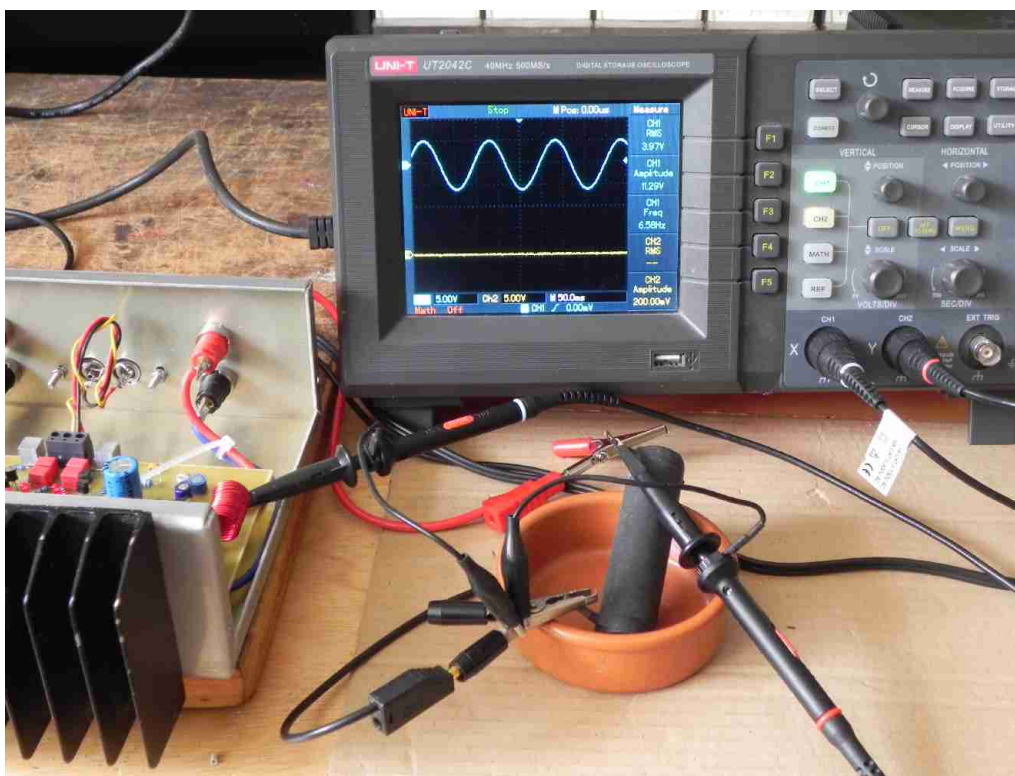


Fig035. Débranchement de la pince crocodile de la résistance. Ce n'est pas très visible, elle est posée en retrait de la pointe de la sonde et se confond un peu avec elle.

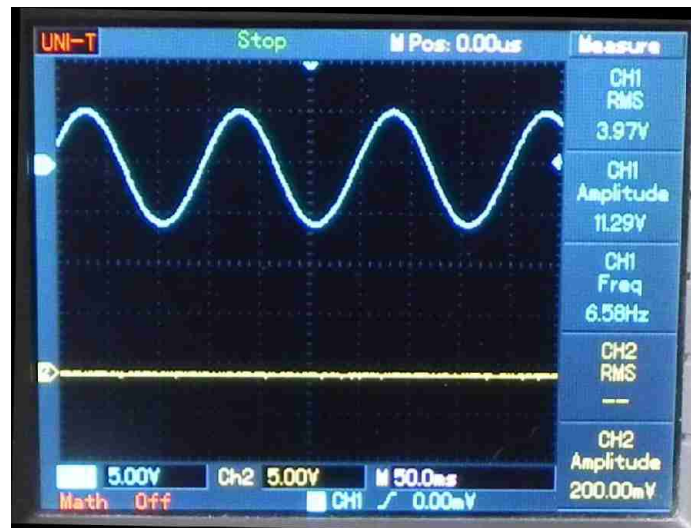


Fig036. De 4,04 V avec la résistance en charge, on est passé à 3,97 V à vide. la tension à vide est plus faible que lorsque l'amplificateur débite du courant !

Curieux phénomène : l'impédance de sortie fait normalement chuter la tension de sortie quand celui-ci débite du courant... sauf... si cette impédance de sortie est négative. Cette particularité assez rare provient ici d'un comportement particulier du circuit du au fait que le condensateur de couplage en sortie est inclus dans la boucle de contre-réaction.

Un amplificateur avec résistance négative en sortie porte un coup au concept fallacieux de facteur d'amortissement (rapport de l'impédance de charge à l'impédance de sortie de l'ampli) qui dépasse alors l'infini !

Notez que l'on obtient des résultats encore meilleurs pour les coefficients d'amortissement en prélevant la tension de sortie en amont de l'inductance, laquelle est un composant passif non inclus dans la boucle de contre-réaction.

Le comportement de l'amplificateur avec des signaux carrés sur charge capacitive

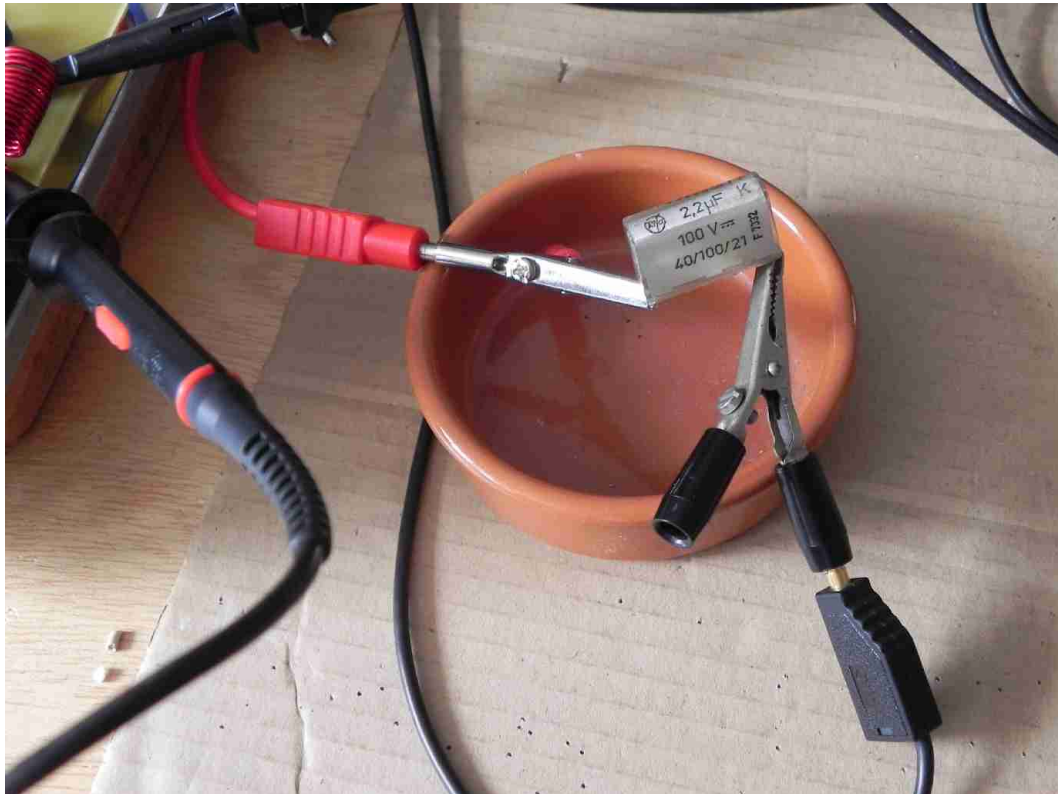


Fig041. Charge de l'amplificateur par un condensateur 2,2 µF sans résistance en parallèle.

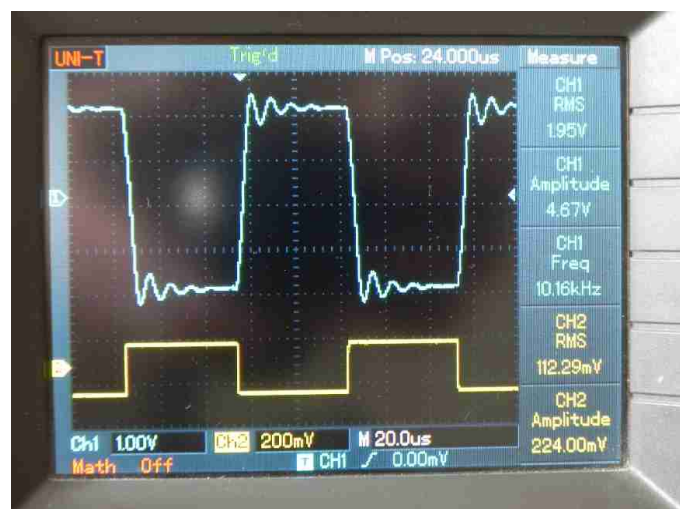


Fig042. En bas, trace jaune : le signal d'entrée de l'amplificateur.
Au dessus, trace bleue : réponse à sa sortie chargée par 2,2 µF.

Ce test est souvent réalisé à 1 KHz avec, en parallèle sur le condensateur de 2,2 µF, une résistance de 8 Ohm. Ici les conditions sont plus sévères : 10 kHz, capacité « pure ». La suroscillation fait partie des classiques. Regardons-y de plus près.

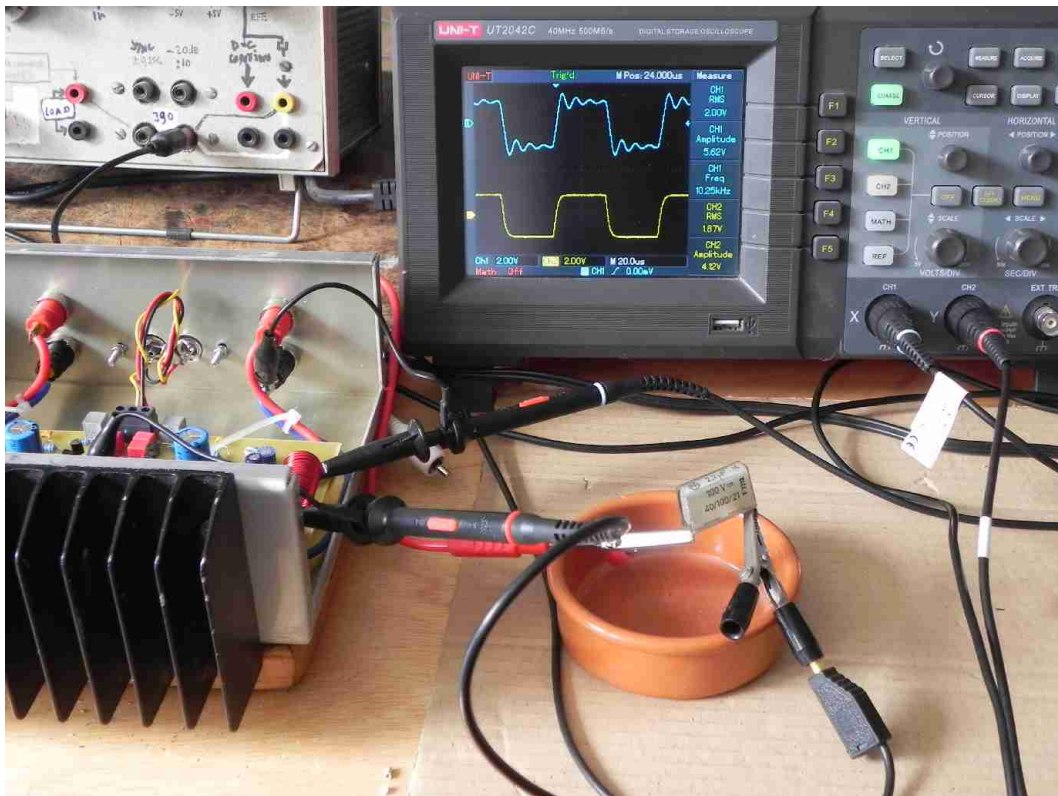


Fig044. On conserve le même signal carré d'excitation. Le sonde à anneau blanc, pour la trace bleue, est restée en place, en aval de l'inductance de sortie. Mais, en amont de cette dernière, on a branché une seconde sonde, à anneau rouge, pour la trace jaune.

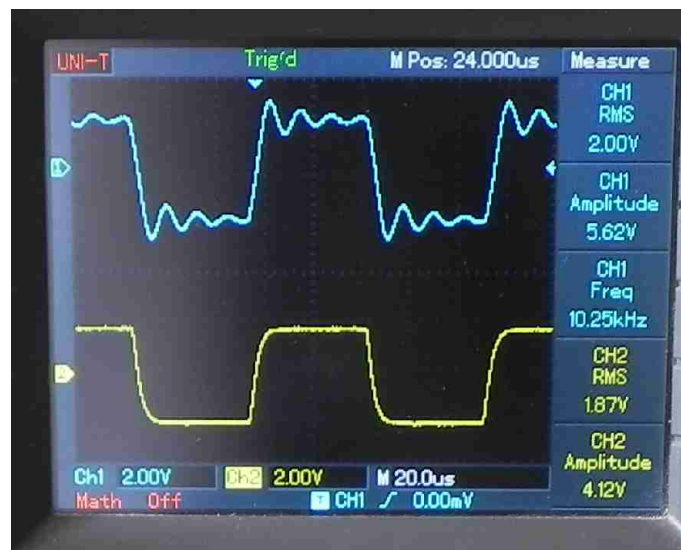


Fig045. Cette vue montre mieux les deux traces.
 Moralité : une sur-oscillation n'est pas nécessairement liée à une instabilité.

On constate le comportement impeccable en amont de l'inductance, trace jaune, la partie active du circuit n'est donc pas affectée par cette charge.

Ce test n'est pas très significatif et sujet à de mauvaises interprétations si c'est sur le signal après l'inductance que l'on réalise l'oscillogramme.

La sur-oscillation n'est due qu'à la résonance de l'inductance avec la charge capacitive, elle est amortie par la résistance en parallèle sur la première.

Avec 470 nF, essai non montré, la trace bleue n'est pas loin de se superposer à la trace jaune.
Il est bon de vérifier que tout se passe de même avec 100 nF, (c'est le cas ici) certains amplificateurs, stables sur 2,2 μ F, ne le sont plus sur 100 nF.

Distorsion harmonique

Sa mesure fait appel à l'ensemble à très hautes performances mais limité à une seule fréquence, 1000 Hz ici, conçu par Cyril Bateman. IL est décrit dans les 6 documents PDF de « capsound » du lien suivant :

http://www.waynekirkwood.com/Images/pdf/Cyrl_Bateman/Bateman_Notes_Cap_Sound_1.pdf

http://www.waynekirkwood.com/Images/pdf/Cyrl_Bateman/Bateman_Notes_Cap_Sound_2.pdf

http://www.waynekirkwood.com/Images/pdf/Cyrl_Bateman/Bateman_Notes_Cap_Sound_3.pdf

http://www.waynekirkwood.com/Images/pdf/Cyrl_Bateman/Bateman_Notes_Cap_Sound_4.pdf

http://www.waynekirkwood.com/Images/pdf/Cyrl_Bateman/Bateman_Notes_Cap_Sound_5.pdf

http://www.waynekirkwood.com/Images/pdf/Cyrl_Bateman/Bateman_Notes_Cap_Sound_6.pdf

Dans la version la plus élaborée de ce système, l'analyse de la distorsion harmonique dispose de trois systèmes d'affichage différents :

- instantané par échelles de LED, qui permet d'observer des variations rapides de distorsion, limite inférieure -120 dB.
- tensions RMS des harmoniques 2 et 3, à convertir en dB, 6V y correspondant à -60 dB et 6mV à -120 dB, limite inférieure -123 dB.
- spectre audio qui, par moyennage (je compte en général une trentaine de secondes au moins), permet de minimiser l'influence du bruit, peut descendre vers -140 dB.

Le plus gros problème avec un générateur de signaux sinusoïdaux analogique est sa stabilité que ce soit en fréquence, en niveau, ou en distorsion. Il est par ailleurs toujours moins performant que l'appareil qui l'analyse, la faute en incombant à la régulation de niveau qui ne peut être impeccablement linéaire. Parfaitement réglé, la limite de mesure de l'ensemble générateur plus distorsiomètre de Cyril Bateman se situe aux alentours de 0,00005 %, dit aussi 0,5 ppm (ppm = part pour un million).

Je privilégie depuis longtemps l'étude de la distorsion des signaux audio à des tensions aux environs de 4Vrms, valeur maximale dont est capable le générateur sinus. En sortie d'amplificateur, c'est elle qui est susceptible de la meilleure mise en évidence d'éventuelles distorsions de croisement. 4 Vrms aux bornes des haut-parleurs correspond par ailleurs aux maxima atteints dans bien des installations d'amateur. Les essais avec des excursions en tension plus fortes donnent des résultats un peu meilleurs, la zone de non-linéarité de croisement devenant proportionnellement moindre par rapport au signal.

Quelques copies d'écran de l'analyse spectrale par décomposition de Fourier sont présentées un peu plus loin. Pour les résultats de chaque essai, on trouve :

- le nom du circuit en test, le générateur lui-même ou la voie de l'amplificateur, gauche (L pour Left en anglais) ou droite (R, Right en anglais),
- la valeur efficace (RMS en anglais) de la tension analysée, que l'on fait correspondre à 0 dB sur l'analyseur de spectre.
- la charge de l'amplificateur,
- la valeur de l'harmonique 2 (H2),
- la valeur de l'harmonique 3 (H3)
- la valeur de la distorsion harmonique totale (THD, Total Harmonic Distorsion en anglais),

Le banc d'essai utilisé ici est assez fouillis et souffre de quelques fluctuations dues à la température auxquelles s'ajoutent probablement des résidus de ronflettes introduits par à un câblage « à l'italienne ». En conséquence je prie l'aimable lecteur de bien vouloir m'excuser si les résultats que j'en ai tiré ne paraissent pas des plus constants. Ils concordent néanmoins d'assez près à ceux de Mike Renardson

Commençons par un bref survol du champ de bataille.

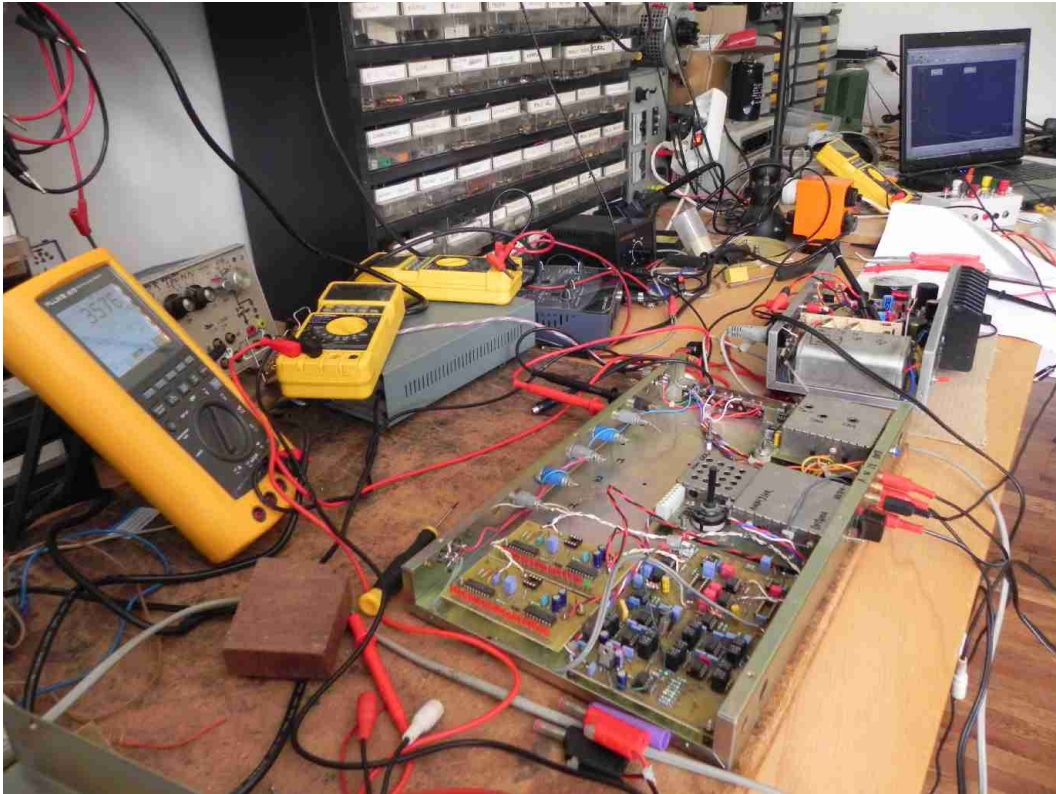


Fig051. Le banc d'essais. A droite, en partant du premier plan, le générateur-distorsiomètre, l'amplificateur Renardson. Au fond, l'ordinateur affichant l'analyse de spectre.

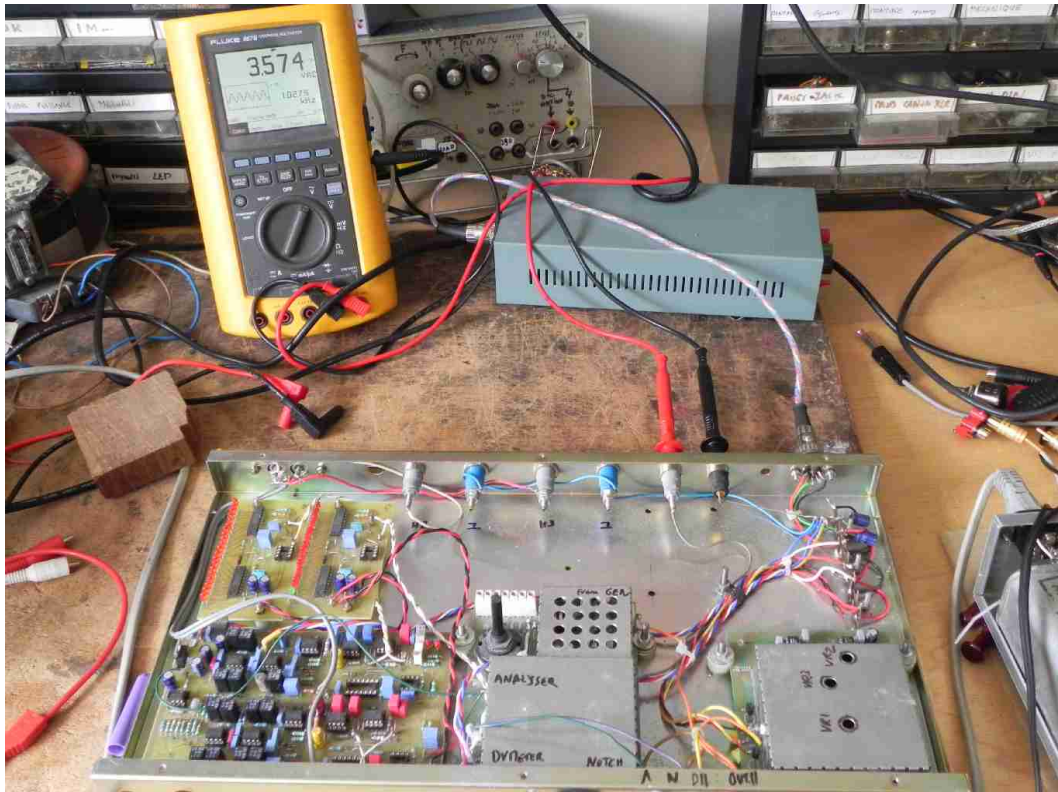


Fig052. Le générateur-distorsiomètre : le générateur sous capot blindé à droite, le réjecteur (« notch ») au milieu, les circuits d'affichage par LED et Voltmètre à gauche. Le signal analysé se retrouve sur les embases banane à droite, sa tension est affichée par le multimètre.

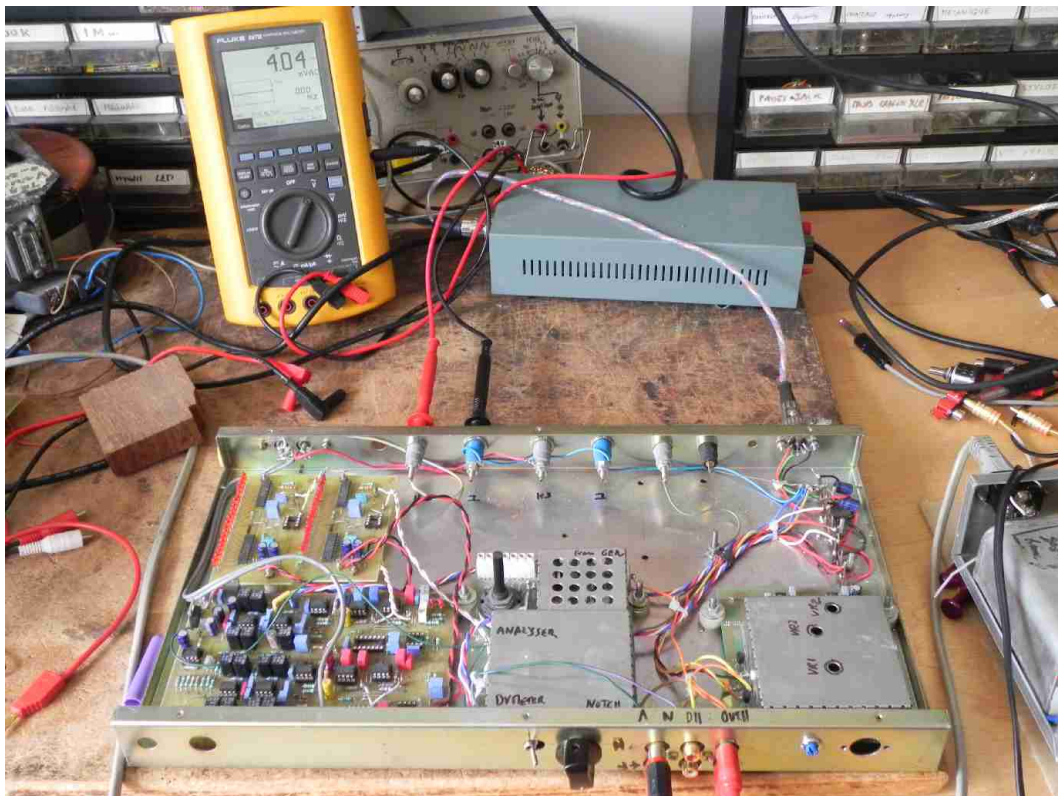


Fig052. Sur les embases banane à gauche, on retrouve l'harmonique 2, 6 V pour -60 dB, 6 mV pour -120 dB. Ici, 4 mV pour -123 dB.

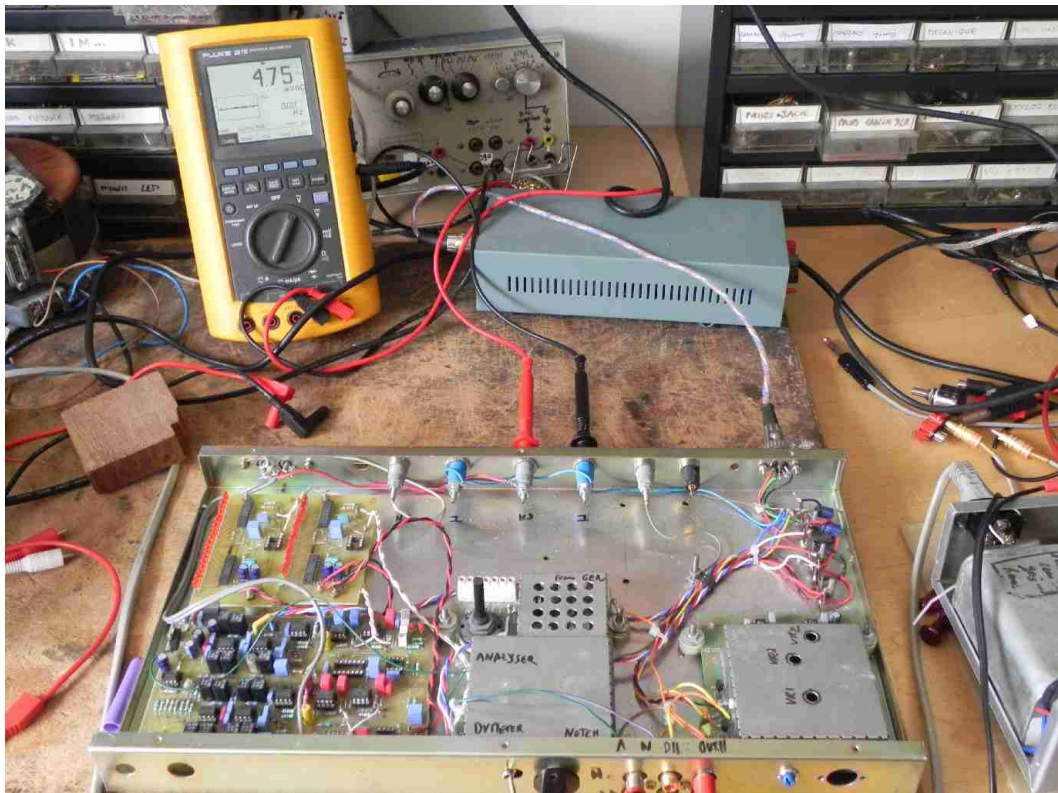


Fig053. Sur les embases banane du milieu, on retrouve l'harmonique 3. Même proportions que précédemment. Ici, 4,75 mV pour -122 dB.

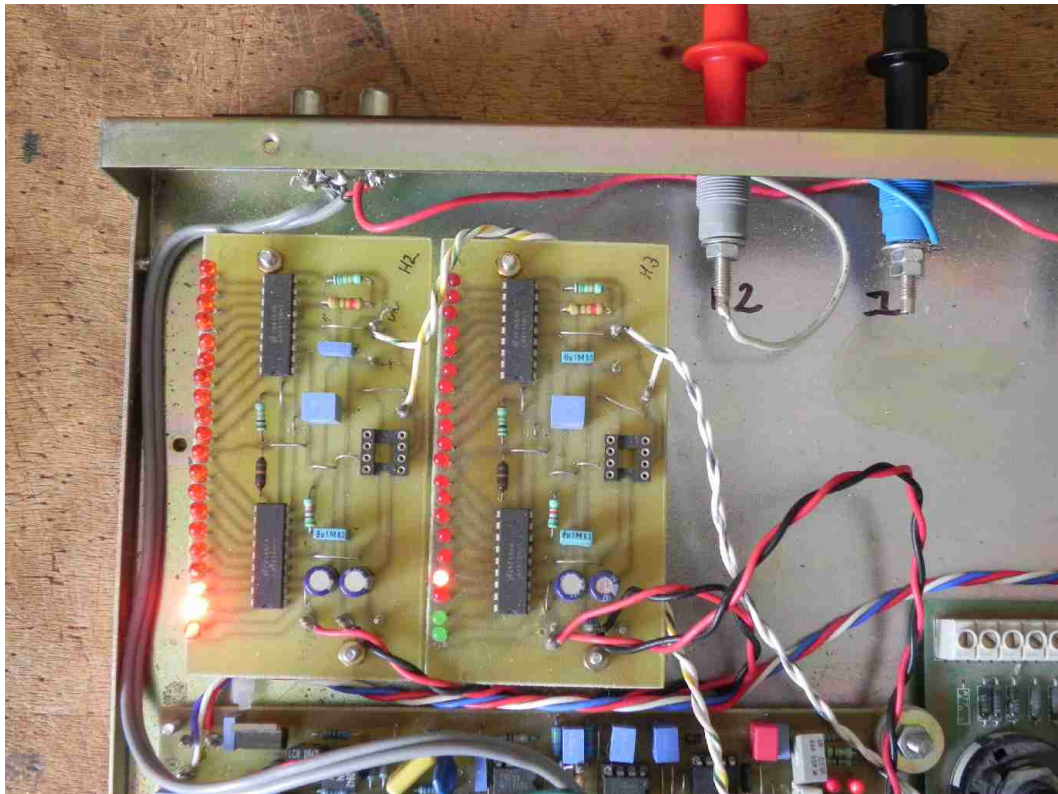


Fig055. L'afficheur « bar-graph », échelle de -60 à -120 dB par pas de 3 dB. Il permet de visualiser des évolutions rapides de distorsion, par exemple avec des variations de polarisation d'un condensateur. Ici, H2 à -117 dB, H3 à -111 dB.

C'est l'analyse de spectre qui été retenue pour les résultats qui suivent.

Les résultats en sont plus exacts (et plus flatteurs) puisque les bruits de toutes sortes en sont diminués. Vu les fluctuations du système et les très faibles valeurs de distorsion, il vaut mieux s'abstenir de toute tentative de relation entre le rapport des harmoniques H2 et H3 (cette dernière est très inconstante) et le rendu sonore du circuit.

Analyse de la distorsion harmonique à 1000 Hz de l'amplificateur

générateur 3.6V	:	H2 -136 dB, H3 -129 dB, THD 0,00005%
amplificateur L 3.6V à vide	:	H2 -133 dB, H3 -129 dB, THD 0,00011%
amplificateur L 3.6V 8 Ohm	:	H2 -132 dB, H3 -122 dB* THD 0,00013%
amplificateur L 6,0V 4 Ohm	:	H2 -123 dB, H3 -122 dB, THD 0,00016%
amplificateur L 8.0V à vide	:	H2 -130 dB, H3 -126 dB, THD 0,00011%
amplificateur L 8.0V sur 4 Ohm	:	H2 -111 dB, H3 -119 dB, THD 0,00037%
amplificateur R 8.0V à vide	:	H2 -128 dB, H3 -125 dB, THD 0,00011%
amplificateur R 8.0V sur 4 Ohm	:	H2 -111 dB, H3 -119 dB, THD 0,00036%
amplificateur L 12 V à vide	:	H2 -130 dB, H3 -128 dB, THD 0,00010%
amplificateur L 12 V sur 8 Ohm	:	H2 -114 dB, H3 -118 dB, THD 0,00033%
amplificateur R 12 V à vide	:	H2 -131 dB, H3 -129 dB, THD 0,00009%
amplificateur R 12 V sur 8 Ohm	:	H2 -117 dB, H3 -117 dB, THD 0,00032%

Dans tous les cas de figure la distorsion harmonique totale est très basse. Quelle que soit la charge avec les tensions et charges ci-dessus, je n'ai pas relevé de valeur supérieure à 0,0005 % avec les affichages directs tels que décrits plus haut.

La chasse à la distorsion selon Mike Renardson

Plutôt que la classique mesure de distorsion harmonique qui demande un générateur sinus et un filtre réjecteur très performants, Mike Renardson utilise une technique d'extraction de la distorsion sur laquelle il a écrit une thèse :

<http://www.renardson-audio.com/dtest.html>

Il s'agit d'opérer une soustraction entre le signal de sortie, dûment atténué et compensé en fréquence, et le signal d'entrée. Avec les bons réglages, il ne subsiste pratiquement plus rien du signal utile, qui peut être de n'importe quel type et non exclusivement sinusoïdal. Il ne reste alors qu'à amplifier les signaux intrus qui constituent l'écart entre ce qui se présente réellement en sortie et ce qui devrait être si le circuit était parfait, et à les observer.

Cette idée avait été proposée par Baxandall et Hafler dans les années 1980. Elle a mis du temps à faire son chemin mais elle commence à être mise en oeuvre par les électroniciens audio, par exemple :

http://www.cordellaudio.com/instrumentation/distortion_magnifier.shtml

Maintenant, si vous considérez que l'on dispose d'un signal correspondant à la distorsion isolée d'un circuit, la réflexion suivante vous viendra probablement à l'esprit : la réinjection de ce signal inversé dans le dit circuit permettrait d'en éradiquer toute distorsion. Et vous auriez raison et pourriez pour l'occasion enfin admettre que vous êtes un électronicien qui s'ignore. Ne vous étonnez donc pas si Mike Renardson, familier de ce type d'extraction de distorsion, ait mis au point des amplificateurs utilisant ce concept qui a pris nom de « correction d'erreur ».

<http://www.renardson-audio.com/classbff.html>

<http://www.angelfire.com/ab3/mjramp/mjr9.html>

Ces deux circuits ont pris leur inspiration dans l'idée fondamentale de la correction aval (« feedforward ») à la base du fameux Quad 405, avec un clin d'oeil au schéma du Quad 303 pour celui du premier lien.

Le second, le MRJ9, sophistication du MRJ7, arrive à des chiffres encore plus spectaculaires mais il n'est proposé qu'à titre expérimental par son auteur.

Bonus : distorsion harmonique sur charge complexe

Comme bonus, je vous propose de voir comment réagit le MRJ7 à des charges souvent imaginées comme « difficiles » par une certaine littérature à l'électronique floue. Je n'ai jamais vu de telles mesures publiées.



Fig061. Amplificateur L 3.6V à vide: H2 -133 dB, H3 -129 dB, THD 0,00011%

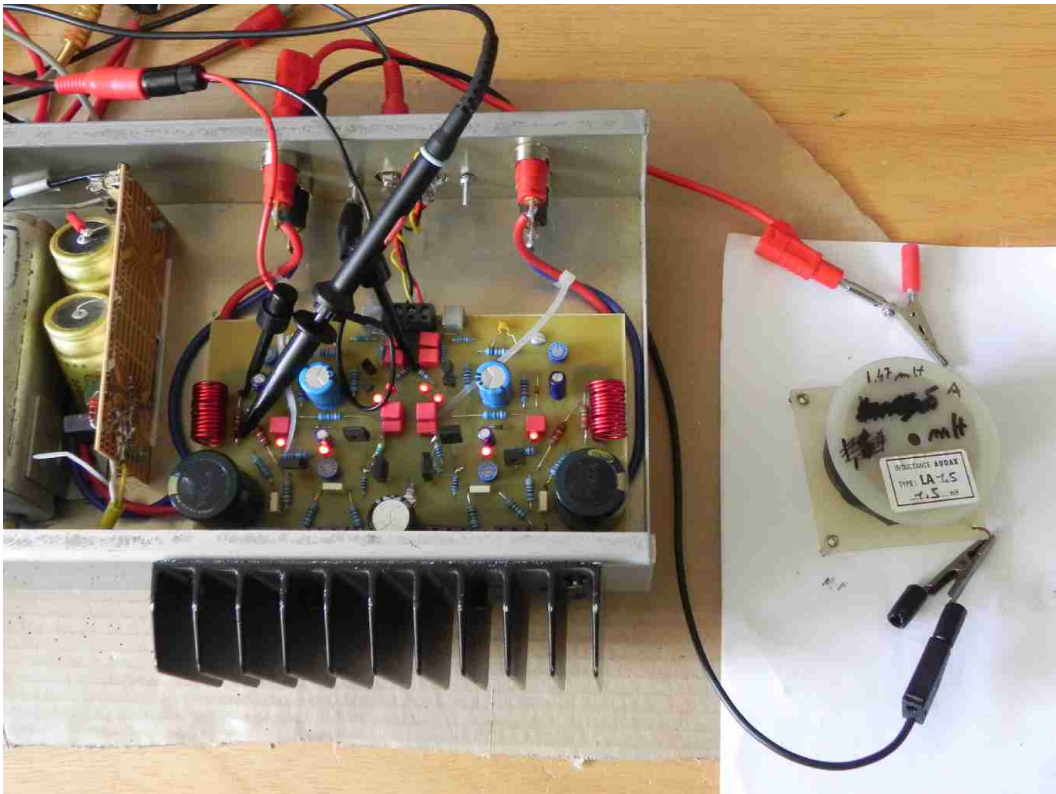


Fig062. Charge de l'amplificateur : 1,5 mH, impédance 8 Ohm à 1000 Hz.

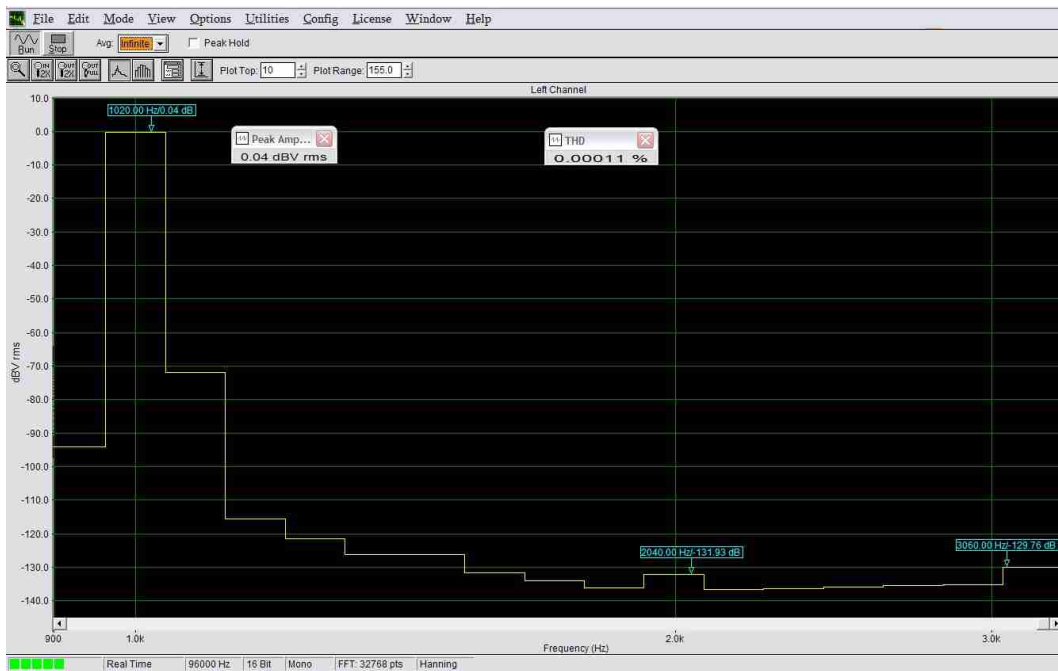


Fig063. Amplificateur L 3.6V 1,5 mH : H2 -132 dB, H3 -130 dB, THD 0,00011%.

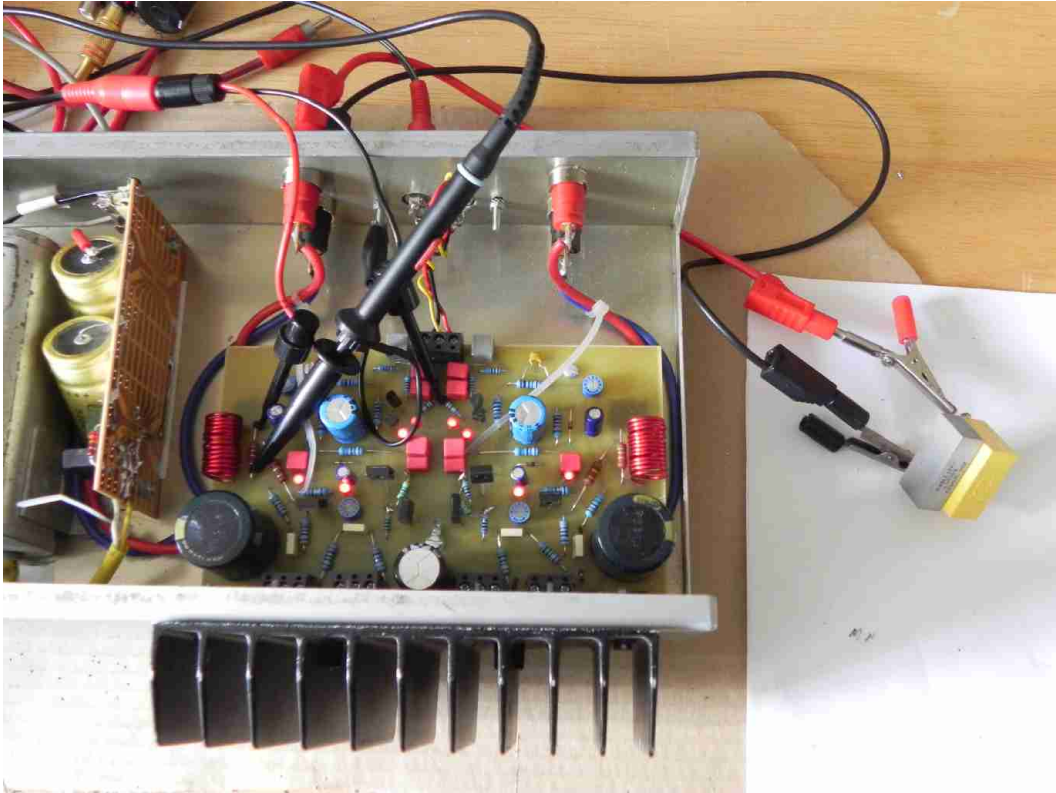


Fig064. Charge de l'amplificateur 16,8 μF , impédance 8 Ohm à 1000 Hz.



Fig065. Amplificateur L 3.6V 16,8 μF : H2 -131 dB, H3 -127 dB, THD 0,00012%.

Résumé du bonus

amplificateur L 3.6V à vide	:	H2 -133 dB, H3 -129 dB, THD 0,00011%
amplificateur L 3.6V 16,8 μF	:	H2 -131 dB, H3 -127 dB, THD 0,00012%
amplificateur L 3.6V 1,5 mH	:	H2 -132 dB, H3 -130 dB, THD 0,00011%

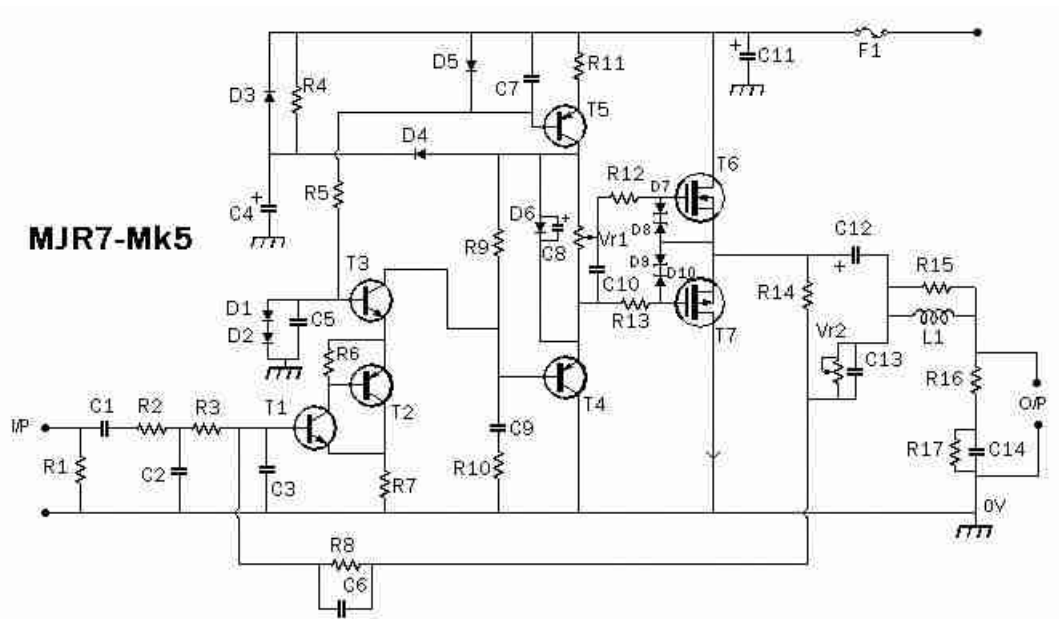
En plus de sa stabilité sur charge capacitive, cet amplificateur présente une imperturbable linéarité sur charge inductive ou capacitive. Qui a dit que les charges réactives troublaient le fonctionnement de la contre-réaction à cause du déphasage entre courant et tension ? Confondant ce qui tient du domaine fréquentiel et ce qui tient au domaine temporel, certains parlent même de retard à son propos !

Conclusion

Conçu sans tenir aucun compte des idées les plus en cours depuis une trentaine d'année, - contre-réaction locale et/ou de faible taux, symétrie, étages différentiels, liaisons en continu - cet amplificateur présente des performances qui se révèlent supérieures pratiquement à tous les autres, aux circuits autrement plus complexes et où les dites idées ont été exploitées.

En matière de résultats aux mesures, c'est une réhabilitation de la recherche d'une contre-réaction globale maximale parfaitement maîtrisée, c'est à dire qui ne sacrifie en aucune manière la stabilité du circuit.

On trouve sur le forum Audax quelques avis subjectifs des plus favorables sur le MRJ-7.



*Fig71. Le schéma de l'amplificateur.
Valeurs des composants, détails et précisions sur le site :*

<http://www.renardson-audio.com/mk5-comps.html>