

COMMENT OBTENIR LA VÉRITABLE HAUTE FIDELITÉ D'UN MONTAGE P P

(avantages et inconvénients des dispositifs souvent rencontrés)

par R. GUIARD

Nous nous efforcerons au cours de cet article de revenir à ce qui a été dit à maintes reprises dans nos précédents articles.

Mais nous allons examiner plus en détail le pour et le contre des innombrables dispositifs les plus habituellement adoptés dans les réalisations d'amateurs — tout en restant dans le domaine de la simplicité.

Comme tous les amplis de cette nature comportent obligatoirement :

- A) une amplification de tension
- B) un système de déphasage
- C) et des tubes de puissance (tableau I).

Nous diviserons notre exposé en trois parties. Mais avant toutes choses (à l'usage des amateurs peu initiés) nous rappellerons brièvement quelques données essentielles, président à la réalisation de bons amplis, et souvent peu compliqués.

Il y a d'abord quelques questions à se poser à l'origine :

- A) Combien d'étages ?
- B) Quels tubes employer ?
- C) Quel système de déphasage choisir ?
- D) Et enfin, de quels moyens dispose-t-on ?

A1. — Combien d'étages ?

Nous allons donc faire l'économie d'un tube triode en adoptant le tourne-disque type semi-professionnel muni d'une cellule piézo — céramique — et nous laisserons de côté l'électromagnétique. Croyez-moi, on touche également ainsi, à la perfection, et l'on dispose d'un ensemble moins fragile.

Combien d'étages (en pré ou ampli BF de tension) ?

Il s'agit somme toute d'obtenir « du gain ». Le gain peut lui-même se diviser en deux parties distinctes :

- 1° le gain en tension

TABLEAU I

TABLEAU COMPARATIF entre certains tubes de puissance dignes de retenir l'attention :

Types	Culot	Débit Pl. en Simple	Charge Pl. à PL	à pleine puissance sous W			Pente	Prix de détail	Objections ou Remarques :
				180 V	250 V	300 V			
P EL 84 EL 84 F	N —	48 —	8.000 —	—	11 —	17 —	11.3 —	7.24 7.24	la plus connue et employée la même que ci-dessus, mais améliorée en ce qui concerne crachements
P 7320	—	—	—	—	—	—	—	32.50	dans la série sécurité - professionnelle (idem EL 84)
T 6V6	0	45	8 à 10 KΩ	4.7	10	13	4	15.00	robuste - volts eff. entrée 15 V en PP (préampli in peu plus poussé)
T 6V6. GT	d°	d°	d°	d°	8.5	13	d°	8.00	tout métal - distorsion plus réduite d'un quart - un peu moins robuste
T 6AQ5	M	d°	d°	d°	- 0 -	10	4.7	8.79	un peu fragile - Si on le peut, on mettra 20 V de moins à G2
T 6AQ5. W	M	idem que ci-dessus						23.22	en série sécurité (idem sous désignation du n° 6.005)
T Série KT	0	(KT 61 et 66)							tube d'origine anglaise (Tétrode) Excellent en Hi-Fi mais difficile à trouver
P 6BM5	M	30	7.000		7.8		7	12.42	bonne réputation - caractéristique se rapprochant de EL 41
P EL 95	M	24	11.000		6.4		5	9.83	(valait avant 11.38) - réputée solide - uniquement par Philips
PT ECL 86	N	36	7.000		9		10	13.45	triode penthode - partie triode K d'amplification 100
P EL 41	R	36	7.000		9.4		9	9.83	un peu ancien mais non démodé - assez solide
PT ECL 82	N	35	5.000		8.5		6.4	11.75	triode penthode - intéressant pour qui ne dépense que de 200 V H.T.
P EL 81	N	32	4.000		7.5		4.5	15.000	intéressante par sa faible RI = 15.000 mais filament 1.05 Amm.

Comme valeur : Indépendamment de la bien connue 5Y3 GB — voir EZ81 : meilleures possibilités et GZ32 : voltage filament 5 V ou 6 V 3

2° le gain en puissance et à cet égard rappelons qu'« en principe » deux triodes valent une penthode BF — vous le saviez évidemment déjà. — Rappelons-nous aussi que, moins il y a de tubes, moins l'on s'expose à la distorsion (donc la penthode) mais en revanche, moins il y a de grilles, et moins l'on a de souffle donc (une) ou deux triodes en série seraient préférables.

Alors ? question de goût. N'employez en tout cas que des résistances de charge à couche pour éviter ce souffle... ce « bruit » (blanc) — et de wattage suffisant — pour réduire « l'agitation thermique » en question.

On pourrait également se poser la question : quel gain donner à chaque étage ? car en radio « ça marchera toujours » mais en phono, la puissance sera passablement réduite, et il faut alors, par des essais successifs, considérer la sensibilité de votre pick-up ; et il faudra dès lors agir sur la

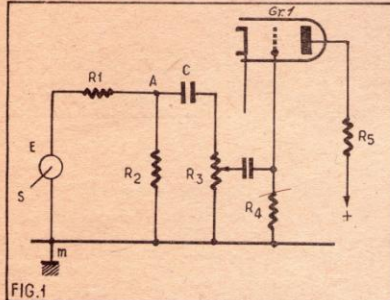


FIG. 1. — Suivant la sensibilité de la cellule utilisée en PU la valeur résultante de $R_2 + R_3 + R_4$ en parallèle aura généralement un rapport inférieur à R_1 — souvent le tiers entre le point A et la masse. Elle influe sur la tension transmise aux diverses fréquences.

résistance de charge (souvent constituée par un pont de résistances (du point chaud à la masse) pour obtenir un compromis de puissance dans les deux cas (fonctionnement en radio, fonctionnement en PU - fig. 1).

B1. — Quels tubes employer ?

Voyons en préamplification (ou amplification de tension). Nous retrouvons comme préamplificatrice penthode, presque toujours la fameuse EF86.

Elle a pour elle, comme qualité primordiale, une absence complète de souffle (elle est antimicrophonique) tout comme l'excellente mais ancienne EF40.

Mais nous avons quelquefois l'EF89 tous usages (très bonne également en moyenne fréquence).

Du fait qu'elle débite un peu plus à la plaque, le souffle est un peu plus prononcé, mais son gain est plus élevé, ses capacités interélectrodes plus faibles (ce qui est un bien) sa distorsion également plus faible de ce fait.

Ici encore question de goût. Pour le déphasage. — Prenez un tube à faible résistance interne — et à pente aussi élevée que possible — à polarisation assez élevée. La plus employée ECC82 (une seule triode à l'emploi) mais il en existe d'autres qui feraient tout aussi bien l'affaire.

Et pourquoi pas après tout une penthode de faible débit ; et de forte pente ; forte polar ; montée en triode ? Il en résulterait une très faible résistance interne, donc possibilité d'emploi pour un cathodyne, de faibles R_c de charge côté cathode et côté anode, d'autant plus nécessaires que les capacités inter-électrodes sont plus grandes.

Nous reviendrons plus loin sur ces considérations.

Comme tubes de puissance, nous en avons d'excellents, Tableau I.

Parmi les penthodes, la traditionnelle EL84, et mieux encore (au même prix) la EL84F améliorée au point de vue crachements. En débit plus faible (30 millis) la 6BM5 qui, en PP, donne 7 watts environ, alors que la EL84 donne 11 watts en pointe sous 250 Volts (tension de crête) et 17 W en pointe sous 300 Volts.

La EL95 fabriquée par Philips qui donne 24 millis sous 250 Volts.

La ECL86, 9 broches, qui donne 36 millis et qui est une penthode triode et s'apparente pour la R de charge en PP à l'ancienne Rimlock EL41 avec 7 000 Ω de plaque à plaque (comme la 6BM5).

La EL41 Rimlock avec charge Pl. à Pl. 7.000 et 36 millis.

Rappelons-nous que la penthode se contente en général d'une tension d'entrée très faible 4,5 à 7 V efficaces (donc plus sensible) et préamplification moins poussée pour résultat équivalent (surtout si la pente est élevée).

Mais en contre-partie des harmoniques III indésirables que l'on ne peut en partie éliminer que par la contre-réaction (la tétrode ne présente pas cet inconvénient). En tétrodes, le choix est plus limité, il faut généralement autour de 12 volts à l'entrée (au lieu de 6) à la penthode.

Nous avons en tétrode la 6L6 ou l'EL34. N'en parlons pas, elles débitent trop, et nous n'avons pas besoin de faire de la sonorisation. Que reste-t-il ? La 6V6 et la 6AQ5 (ou en solution améliorée au point de vue robustesse la 6AQ5 W, dénommée aussi 6005), si la place ne fait pas défaut, on prendra la 6V6 (plus robuste que la 6V6 GT et que la 6AQ5) la première pourra donner 12 watts modulés sous 300 V alors que la seconde donnera 10 watts sous 250 volts.

Mais attention, mariez bien vos éléments (watts de sortie, transfo, HP) si en multipliant le voltage par le débit plaque vous obtenez 15 watts prenez un transfo de modulation de 15 watts, et un haut-parleur de 15 watts, en valeur nominale. Voir tableau II.

Ne parlons pas du PP de triodes, qui pratiquement ne se fait plus guère ; et qui demande au moins 40 volts à l'entrée, ne supporte sans sans distorsion des puissances exagérées, bien qu'en puissance moyenne, il constitue le fin du fin (on pourrait l'obtenir par 2xEL84 montées en triode) à choisir entre deux tubes de puissance qui débitent :

— le premier relativement assez peu

FIG. 2. — Si l'on supprime R_3 — fig. B — il faudra nécessairement prévoir un condensateur (C1) isolé 50 V pour shunter R_1 et l'on prendra la ligne BF 2 au point B de

sous assez fort voltage 30 mA pour 250 V — le second beaucoup sous faible voltage, 50 mA pour 150 V (prenez le premier).

Ce qui tend à supposer que l'on a tout intérêt à s'approcher du voltage limite.

C1

Ici pas d'hésitation. Tout le monde est d'accord pour reconnaître que le cathodyne est : non seulement le plus simple, mais aussi le meilleur à la condition... de l'employer correctement (avec des valeurs justes) on apportera jamais trop de soin à veiller sur ce point.

Les résistances seront étalonnées disons à 2 % (pas plus) bien que certains initiés soient justifiés à entrer en controverse.

Devront supporter le wattage suffisant (0,5 à 1 W) selon R_c du tube, et valeur desdites résistances, (cathode et anode) 1 W pour $22\,000 \times 2$

1/2 W pour $50\,000 \times 2$ (pour être tranquille de ce côté). Voir figure 2.

D1. — Coût d'un ensemble

Pour les tubes, si vous prenez des tubes « sécurité » ou « série professionnelle », vous serez assuré de « constantes » bien meilleures, de variations de caractéristiques plus durables, de solidité mieux éprouvée, mais aussi de prix quelquefois trois fois plus élevés (à vous de faire votre calcul). Tableau I.

Un point sur lequel il n'y a aucune hésitation à avoir, le transfo de modulation et le haut-parleur coûteront obligatoirement cher. Tableau II. Un transfo anglais Par-

TABLEAU II :

Caractéristiques	CRITERIUM
d'un très bon transfo de sortie : il faut qu'il ait (si possible) à l'achat ces caractéristiques :	
Puissance nominale.	
1° identique à celle de votre HP	
2° que cette puissance atteigne la tension de crête (max.) des lampes employées en P.P.	
que sa self primaire soit élevée (200 ou 300 Hys)	
que sa self de fuite soit faible (4 à 5 Hys) entre P et S.	
qu'il ait si possible des prises d'écrans.	
qu'il soit du type à grains orientés et circuit en C.	
que son impédance secondaire soit aussi rapprochée que possible de la R. de la bobine mobile de votre HP.	
et qu'enfin ce dernier ait une résonance très basse (égale ou inférieure à 30 pps).	

la figure A. C2 isolé à 1500 de découplage à la masse aura aussi une forte valeur : 16 à 32 Mf. Toutes ces résistances à couche 1 W seront étalonnées au plus juste >< 2 %.

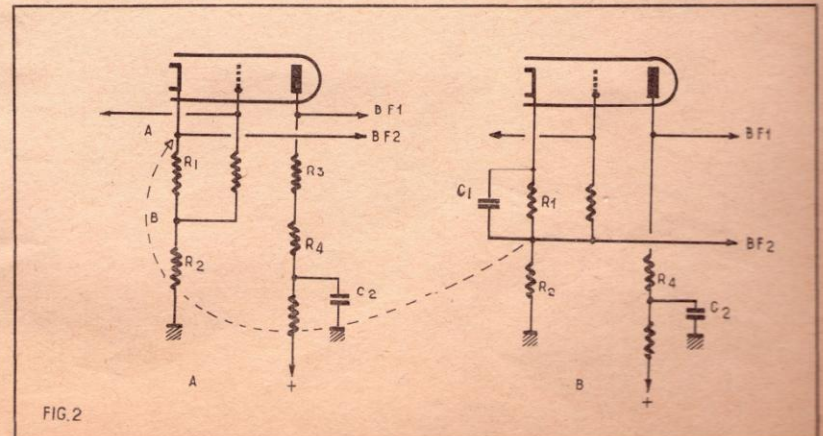


FIG. 2

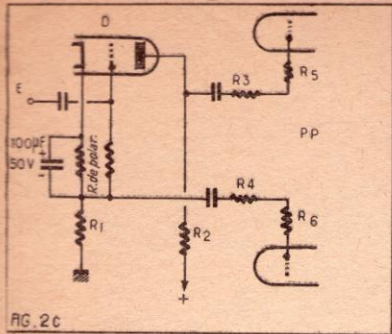


FIG. 2 C. — Le tube D sera choisi pour que sa valeur habituellement consacrée de polarisation soit (au moins) égale à la moitié de la tension de crête d'entrée des 2 tubes P.P. (puissance max. en W).

tridge, un des meilleurs je crois, vaut environ plusieurs dizaines de milliers de francs, mais pour trois fois moins vous pouvez avoir un très bon transfo (voir dans les marques Supersonic, Sonolux, Millerioux et autres) un bon petit transfo pour puissance moyenne, le TU101 d'Audax est moins cher. Prenez-le de préférence à grains orientés (les fuites plus faibles en général) et l'aigu ne s'en porte que mieux. Pour le haut-parleur, voyez le dernier modèle Audax 30 cm période de résonance assez basse.

Ceci dit, passons à un examen de détail.

A

Amplification en tension à partir du condensateur de liaison qui relie la détection au premier tube basse fréquence (et dont la valeur pourra au besoin n'être que de 20 000 au lieu de 50 000 cm), nous trouvons le potentiomètre de volume contrôle.

De deux choses l'une : il peut être ussi bien relié à la masse d'un côté et à la grille de l'autre, ou bien comporter encore une liaison avec un condensateur fixe et une résistance fixe, qui alors viendra en parallèle. Dans le premier cas la R de fuite peut faire varier la contre-réaction si celle-ci est appliquée à la grille, et nous préférons la seconde solution, de double liaison puisque nous sommes « en tête » de la préamplification, et que le passage des aigus demeure faible.

Mais quelle valeur donner à ces R de volume et de fuite? Si notre sortie est par la cathode, c'est-à-dire en basse impédance, nous pourrions prendre tout aussi bien un potentiomètre de 250 000 Ω qu'un potentiomètre de 2 MG, mais si nous « débouchons en haute impédance nous prendrions 1 MG (et pour le moins 500 000 Ω). Soit dit en passant, si nous plaçons sur cette résistance en pont un condensateur, il ne devra mesurer tout au plus que 200 pF en haute impédance, mais pourra aller jusqu'à 2 000 et même 4 000 pF en basse impédance (G1 à la masse) selon l'effet qu'on veut obtenir; sa capacité aura moins d'effet en sortie basse impédance. Les aigus sont donc moins affectés par une capacité en parallèle assez forte en basse impédance.

Comme résistance de fuite, toujours même principe : forte valeur sans atteindre le maximum limite à cause d'un courant grille qui pourrait apparaître (bien que dans le cas d'une préamplificatrice ce courant grille viendrait s'ajouter à la polarisation normale automatique) on polarise bien avec 15 ou 20 M Ω .

Résistance d'écran G2 (pour une penthode évidemment) on prend généralement

quatre fois plus (en Ω) que la résistance de charge, mais ceci n'a rien d'absolu, certaines penthodes demandent pour G2, de 30 à 50 volts, d'autres se contentent (comme la EF89) de 10 à 15 volts ce qui évidemment est bien peu.

Gain en PU : il nous est arrivé avec une EF89 en unique BF de tension de mettre, comme résistance de charge, 220 000 Ω . Le tourne-disques était un Mélodyne 530. Entre point chaud du PU et grille 1 M Ω , entre grille et masse 500 000 Ω . Nous ne pouvions éviter de réduire à presque zéro la résistance d'écran, sous peine de bruit d'induction du moteur. Il nous a fallu diminuer le gain et ramener la résistance de EF 89 à 150 000 Ω (fig. 1). A remarquer que la EF 86 est souvent employée avec résistance de charge 100 000 seulement au lieu de 220 000 habituels.

Encore une fois comme il est dit au début de cet article, il faut accorder le gain nécessaire à la sensibilité de la cellule PU, agir sur la résistance de charge et ajuster exactement la tension écran G2 au besoin par une résistance variable donc un potentiomètre de 1 M Ω et condensateur 0,2 μ F entre G2 et masse.

Si notre amplificatrice de tension est une triode, bien entendu on s'en tiendra à 100 000 Ω maximum comme résistance de charge (en tête de ligne) voir même à 50 000 si l'on veut que la capacité inter-électrode inévitable du tube ne nuise pas aux aigus. Car il faut se rappeler qu'en toutes circonstances, il vaut mieux découpler par une résistance additionnelle de chute de tension, tout en conservant une faible charge si l'on veut ne pas nuire « aux aigus », le gain ne se trouvera que légèrement diminué (fig. 3).

B. — Déphasage cathodyne

Quelles résistances de charge employer? (cathode-anode).

Quel mode de liaison?

Si nous avons eu loisir d'examiner de très nombreux schémas, nous avons pu constater la diversité qui existe dans ce domaine.

Essayons d'y voir clair et d'être logique. Partons du premier principe que voici (voir fig. 2) :

1° plus les résistances de charge auront une valeur élevée (100 000 Ω ou plus chacune) de chaque côté des électrodes, plus à chaque électrode nous aurons une tension importante à transmettre (ce qui est un bien) mais ceci n'est qu'assez relatif. Plus la résistance interne du tube sera forte (ex. ECC83) plus le voltage aux électrodes sera faible puisque du + HT à la masse nous aurons trois résistances en série — RK + RI + Ra — nous aurons donc avantage à avoir des résistances de valeur élevée dans ce cas.

Un autre avantage à l'actif des fortes résistances :

Elles contribueront à faire en sorte que, dans le temps, les caractéristiques du tube ne varient pas trop. A cet égard voir aussi figure 4; oui, mais, il y a le revers de la médaille : la capacité inéluctable du tube cathode masse; et il faut la subir, or elle crée une contre-réaction, d'autant moins forte que la fréquence est élevée et par conséquent exagération des aigus (ce qu'il faut éviter).

Faisons le contraire.

Prenez 2 résistances de charge très faible, mais exactement semblables. Comme de toute façon le gain est de 1, rien de changé, oui mais... il faut que la résistance qui se trouve « au milieu » de la HT et de la masse (autrement dit la résistance interne soit très faible) comparativement aux résistances de charge (environ et au moins du tiers de chacune d'elles). Montons alors un tube de puissance en triode, et

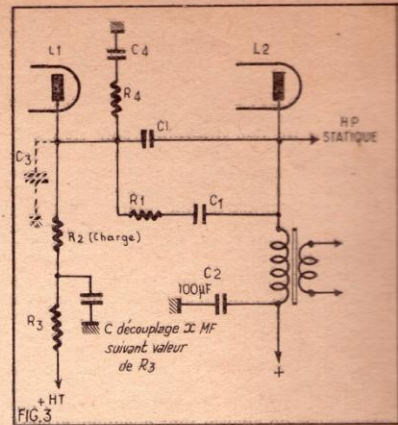


FIG. 3. — La présence de C1 (plaque à plaque) crée une contre-réaction pour les fréquences ultra-sonores (inaudibles) et protège le haut-parleur statique qui risque de ne pouvoir les supporter. Plus R1 sera faible plus C1 le sera également (et inversement) avec max. 4 à 20 Pf. Pour faire échec à la capacité parasite interne et inéluclable C3 on ne donnera pas à R2 une valeur trop forte. C2 sera de très forte valeur (en μ F) 1500 V pour diminuer la résistance du circuit d'alimentation et éviter le molor Boating. Si l'on tient, pour augmenter le gain, à augmenter la valeur de R2 prescrite, on ajoutera une cellule de correction C4 et R4 (150 et 10 000).

résistance interne tombera, et sera sans peut être vingt-cinq fois moins élevée (selon tube employé bien entendu). La solution est bonne, mais ici encore ne tombons pas dans les valeurs trop faibles, car n'oublions pas que si la charge est diminuée la tension transmise sera peut-être assez faible; et qu'il faut d'autre part tenir compte des capacités interélectrodes qui ici seraient généralement plus fortes.

Que faut-il alors en déduire? Tout simplement qu'il y a lieu de s'en tenir à des valeurs moyennes (20 000 à 50 000 Ω) pour chaque résistance avec des triodes ordinaires, puisqu'il n'y a pas de déphaseur absolument parfait, et 7 000 à 10 000 Ω avec penthode en triode. A cet égard et à titre purement indicatif, nous

FIG. 4. — Lorsque le transformateur PP ne possède pas de prise d'écrans, il est intéressant — les écrans G2 étant réunis — d'insérer une résistance (environ 4 000 Ω - 2 watts) entre écrans et haute tension, sans découpler. On crée ainsi une CR stabilisatrice des caractéristiques des lampes. Dans un même but on pourra opter pour 2 R de fuite de faible valeur (250 000 à 330 000 Ω).

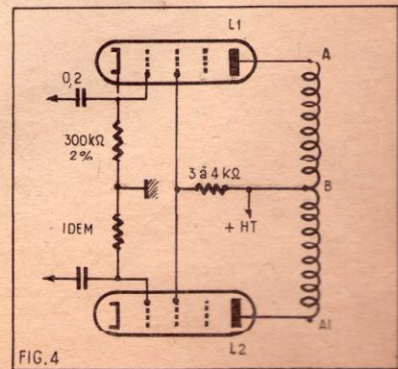


FIG. 4

voyons le plus souvent une demi ECC82 avec deux résistances de charge comprise entre 18 000 et 22 000 Ω (compromis que nous jugeons très acceptable).

Il nous arrive fréquemment de voir dans la sortie des électrodes de cathodyne deux montages un peu différents (voir figure 2), vous remarquerez que l'un comporte deux résistances côtés cathodes et deux résistances identiques côtés anodes, alors que l'autre ne comporte que deux résistances semblables seulement. Faites attention lors de votre montage, il faut nécessairement qu'en grille et mass nous ayons deux résistances de même valeur, tout en considérant que si l'une d'elles est shuntée par un condensateur de forte valeur, cette résistance ne compte pratiquement pas.

Si en effet pour, la polarisation de K vous ajoutez une résistance de 2 000 Ω non shuntée entre G1 et charge, si vos deux résistances de charge font chacune 20 000 Ω vous aurez 20 d'un côté 22 de l'autre tout comme si vous aviez opté pour une résistance avec tolérance de 10 % à votre détriment.

Liaison directe ou non ?

La liaison directe réduit l'écart de phase (permet donc un fort taux de CR), elle est donc fort recommandable.

Comment la réaliser ?

Ici encore si nous examinons et comparons de très nombreux schémas, nous voyons qu'il y a des écarts énormes dans la valeur des résistances de charge employées.

Il faut que la tension de G1 soit à peu près égale à la tension sur cathode du même tube ; si on paraît tenir si peu compte des valeurs dissemblables employées d'un côté ou d'autre, cela provient simplement d'une sorte de « compensation » fonctionnelle, une sorte de « compensation » presque automatique de la polarisation à sa valeur normale de la condition toutefois de ne pas trop s'écarter des valeurs adéquates.

C'est ainsi, par exemple, que l'on pourra mettre pour plaque grille commune 100 000 Ω si la résistance du cathodyne fait 50 000 Ω .

50 000 Ω avec découplage 50 000 Ω = 100 000 également si charges cathodyne 22 000 + 22 000

150 000 charge commune P1 et G1, si au cathodyne on a 100 000 \times 2.

Vous voyez par conséquent que rien ne préside à un calcul mathématique et que seul le voltmètre électronique pourrait vous renseigner à cet égard. Si vous voulez une meilleure assurance dans la polarisation la plus judicieuse possible, vous pouvez remplacer la liaison directe par une liaison par condensateur, mais pour se rapprocher d'un même résultat, donnez à celui-ci une forte valeur (par exemple 0,25 μ F) et essayez davantage encore tant que vous ne serez pas gêné par le motor-boating et si les aigus n'en sont pas affectés.

Tubes de puissance en PP

Si les deux tubes de puissance « sont gourmands » en millis, vous mettez entre déphaseuse et PP deux tubes en montage symétrique on dit « Driver » ; vous aurez ainsi un gain supplémentaire en tension et en puissance. Sinon vous passerez directement du déphaseur au PP. Voyez quelle est la tension de pointe « crête à pleine puissance de votre PP. Une EL84 donne 17 volts en pointe sous 300 V et 11 volts avec 250 HT, pour moduler à pleine puissance, la polarisation habituelle de votre tube cathodyne sera prévue au moins pour la moitié donc 8,5 V (la ECC82 va bien). Voir lexique des lampes.

Au PP, nous emploierons de préférence le montage ultra-linéaire (à prise d'écrans). Pourquoi ? Mais tout simplement parce que si la conception du bobinage du TR de modulation à la fabrication est bien établie, nous n'aurons pas à craindre des oscillations qui nous obligeraient à avoir recours à un montage croisé (c'est-à-dire neutrodyne) et de plus nous nous rapprocherons du montage triode idéal : moins d'harmoniques impairs et équilibrage meilleur. Nous pourrions (en ce qui concerne l'équilibrage et la durée dans le temps des caractéristiques initiales) avoir recours à un artifice si notre transfo ne possède pas de prise médiane. Ce serait de réunir ensemble les deux grilles auxiliaires 62 et de mettre immédiatement après en série une résistance non découplée de 4 000 Ω (2 W) (fig. 4). En même temps réduire les deux résistances de fuite très fortement (250 000 à 300 000 Ω). Nous créerions ainsi une CR d'intensité, mais nous préférons le mon-

tage en UL qui ramènerait à 0,9 % un taux de distorsion de 2 %, sans préjudice d'un abattement complémentaire par CR (0,09 % pour un taux de 10 %) on ne peut demander mieux.

Voyons maintenant côté polarisation PP (fig. 5). Si nous ne sommes pas en UL, on a le choix entre la résistance unique qui crée un CR compensatrice et la résistance shuntée par un condensateur de 200 (ou mieux 500 μ F). Inutile dira-t-on ? Non, mettez 500 μ F et vous verrez ! ou bien alors deux résistances séparées shuntées par un condensateur de 200 μ F sur chacune d'elle. Ce dernier procédé est recommandé lorsqu'on fonctionne en UL pour ne pas créer une CR différente à celle appliquée aux cathodes dans le cas contraire. A tout prendre et en toute circonstance, nous préférons les deux résistances séparées (chacune d'elles shuntées par au moins 200 μ F).

Bien entendu nous choisirons des résistances de fort wattage (2 à 5 W en pol.). Mais il s'agit maintenant d'équilibrer le débit. Nous avons deux moyens : l'emploi d'un potentiomètre dans les résistances de fuite = peu d'effet, aussi d'un potentiomètre loto, dans les cathodes (voir fig. 5). Celui-ci toujours à prévoir. Pour bien faire (50 Ω ou 100 Ω). Rien d'étonnant à ce que le curseur ne vienne pas exactement au milieu de la résistance bobinée du potentiomètre.

Fonctionnez-vous en classe A ou en classe AB ?

Regardez au lexique la polarisation habituelle du tube de puissance (en tube unique classe A). Si vous avez deux résistances séparées identiques ayant la même valeur, ou bien une résistance unique de valeur moitié moins forte, vous êtes en classe A, de plus grande musicalité.

Si vous dépassez d'environ 60 % vous êtes en classe AB ! donc plus de puissance pour musicalité très légèrement inférieure.

Un exemple vous fera mieux comprendre. Vous avez en PP deux 6BM5, celles-ci requièrent une résistance de polar. de 180 Ω pour un débit de 30 millis (le PP délivre environ 7 watts mod.), vous portez cette résistance à 225 Ω , vous n'aurez plus

$$\text{qu'un débit de } \frac{30 \times 180}{225} = 24 \text{ millis ce}$$

que confirme l'expérience.

Le point de repos se trouvera légèrement décalé vers le bas sur la droite de charge, mais vous serez quand même en classe A. La preuve : si vous intercalez un milliampèremètre de 0 à 50 millis dans le circuit plaque — dans les « fortes » de la musique — votre aiguille de milli ne restera pas complètement immobile mais variera peu entre 24 millis au repos et 30 millis aux fortes, alors que si vous augmentez la valeur de la résistance de polarisation aux repos vous aurez bien moins de 24 millis mais dans les fortes « une saute » de l'aiguille vers le débit supérieur, à noter qu'en classe AB fatigue un peu moins au cours des relatifs silences à l'émission. Votre ampli est terminé. Vous allez le passer au disque de fréquences sur votre tourne-disque.

Eh quoi direz-vous, encore une dépense ? Dame, comment vous rendez-vous compte de la « perfection » que vous venez d'accomplir ? Un instrument de mesure coûte bien plus cher.

Fig. 5. — Polarisation habituelle d'un PP.

