

# Les déphaseurs

Par Gérard Fiderspil et Gérard Lallié

Y a-t-il encore la place pour une réflexion sur les circuits d'amplification à tubes électroniques ? 100 ans presque après l'invention de la triode, après 30 ans au moins de domination outrageuse des transistors, pourquoi s'intéresser ainsi à la paléo électronique ? Nous n'avons pas appris les tubes à l'école, c'était déjà l'ère des amplis op et des circuits TTL, juste un peu côtoyé au début de la vie professionnelle.

Mais quel plaisir de chercher à reconstituer la logique intellectuelle des glorieux prédécesseurs, de réécrire une petite partie d'histoire en appliquant les méthodes d'analyse les plus récentes! La tâche est plus aisée quand on dispose d'un générateur audio à 0,000 % de distorsion ou d'un analyseur de spectre BF. Impossible, sauf à se replacer dans l'esprit d'un moine copiste, de mener tant de tests sans appareillage moderne, si rapide à faire des mesures de référence. Et puis, un logiciel comme Proteus qui permet de défricher par simulation, ça aide !

Repardons donc au début avec une façon de concevoir globalement un amplificateur à tubes pour en tirer le constat que les glorieux prédécesseurs n'ont pas manqué de créativité. C'est justement le foisonnement de leurs idées qui rend indispensable une analyse des circuits déphaseurs. Enfin, si on veut comprendre sans forcément copier. Plus on cherche, moins on trouve ; quête du Graal avez vous dit?

## 1 : Exemple de conception d'un amplificateur à tubes

### 1.1 : une conception en trois parties

La conception d'un amplificateur à tubes peut se diviser en trois parties:

- L'étage de puissance dont le premier critère de sélection est la puissance souhaitée.
- Les circuits amplificateurs de tension qui vont porter le signal issu du préamplificateur aux niveaux de tension nécessaires à l'étage de puissance.
- Les alimentations hautes tension et filaments.

Pour l'étage de puissance, une fois la puissance choisie, le rôle du concepteur est de choisir le type de tubes (triode ou pentode), le type de circuit (single end ou push pull) et la structure du circuit de puissance (ultra linéaire par exemple dans le cas des pentodes).

Considérons un amplificateur de moyenne puissance, 30 W environ:

- Single end : démesuré à ce niveau de puissance.
- Push pull de triodes : puissance au-delà des capacités d'une 300B, juste à la portée d'une 6550 montée en triode mais le gain est faible, imposant une tension d'attaque de grille élevée (largement. 40 V efficaces par grille) et avec un rendement modeste ; ce montage reste donc estimé comme difficile.
- Push pull de pentodes : KT66, KT88 et EL34, au choix. Par exemple, push pull d'EL34, tubes moins chers à l'achat.
- Structure en pentodes ou en ultra linéaire: en ultra linéaire pour un faible taux de distorsion dans l'étage de puissance.

Ce premier choix étant fait, certains paramètres généraux de la conception sont immédiatement déterminés:

- L'alimentation haute tension se situe vers 430 V à partir de laquelle s'alimentent les étages amplificateurs de tension.

- La tension d'attaque nécessaire au push pull sera de 25 V efficaces par grille selon la documentation **Mullard**. A ce stade, le schéma est très proche de la note d'application des fournisseurs des tubes de puissance.

La définition des amplificateurs de tension peut suivre un cahier des charges relativement aisé à établir une fois effectuée la démarche de conception sur la partie puissance (ou une autre si celle ci ne convient pas). Les points de repère sont les suivants:

- Une alimentation haute tension ne dépassant pas 400 V (430 V déjà disponibles pour le push pull moins une marge pour un découplage sérieux par résistance capacité ou pour une régulation électronique.

- Une tension de 25 V efficaces disponible sur deux sorties en opposition de phase pour l'attaque du push pull.

- Le gain qui se détermine en deux temps:

- En fixant la sensibilité d'entrée: mettons 0,7 V pour suivre sans peine un préamplificateur.
- En déterminant un taux de contre-réaction, mettons 15 dB pour rester raisonnable

- Le gain minimum se calcule ensuite :  $25 \text{ V en sortie} / 0,7 \text{ V en entrée} = 35$  (31 dB) auxquels s'ajoutent les 15 dB de contre réaction souhaité. D'où un gain des étages amplificateurs de tension de 46 dB

- La définition de l'alimentation se limite au choix du transformateur d'alimentation et à quelques circuits simples comme le redressement haute tension, son filtrage et le mode de chauffage des filaments (en continu ou en alternatif).

## 1.2 : Pourquoi revenir sur les déphaseurs ?

La lecture attentive de la bibliographie fournit des solutions et même un grand nombre de solutions sans qu'il soit aisé de faire un choix circonstancié. Les schémas proposés regroupent toutes les fonctions des amplificateurs de tension mais le coeur de conception reste sans contestation, le déphaseur lui-même. C'est le concept de cet article que de revisiter les solutions si souvent décrites en effectuant une analyse détaillée du principe de fonctionnement et en mesurant les performances sur des circuits tests dûment maquetés.

C'est donc bien la structure du déphaseur qui définit le montage et pratiquement toutes les solutions décrites peuvent se regrouper en quatre montages seulement :

- Le cathodyne qui est au coeur de l'application **Williamson** avec une variante, celle du schéma **Dynaco**.
- Le paraphase que l'on trouve dans le célèbre **Quad II** avec comme variante, le **Worthen /Amémiya** (ou Isodyne)
- Le Schmitt qui est au coeur des **Marantz** et autres **Leak**.
- Le cross coupled (couplages croisés) qui se retrouve dans les amplificateurs **Audio Research**.

Pour chacun d'eux, le présent article propose :

- Le rappel du schéma de principe avec une première explication du fonctionnement.

- La modélisation par la détermination des équations caractéristiques : un peu de mathématiques simples permet de mieux comprendre la vie du montage étudié. Si ce point est un peu ardu, le lecteur pressé pourra passer directement aux conclusions du paragraphe et poursuivre ensuite par les aspects plus pratiques.
- Des propositions de schémas maquetés et testés.

Une courte synthèse finale permet de capitaliser l'ensemble du travail de recherche et de conserver en mémoire quelques repères indispensables avant de choisir une solution pour l'amplification de tension. Pour finir, tous ces essais ne valent que par les composants utilisés et la précision des mesures effectuées. Ils permettent toutefois de mettre en évidence les caractéristiques de chaque solution.

## 2 : Le cathodyne

### 2.1 : Description de principe

Le déphaseur cathodyne aurait été décrit pour la première fois à l'aube des années 30 ; c'est le circuit le plus simple et le plus instinctif.

Dans un amplificateur à triode, on sait:

- Que si le signal est récupéré en sortie sur la plaque, il est en opposition de phase avec le signal d'entrée qui a été appliqué à la grille ; autrement dit, quand le signal d'entrée augmente, le signal sur la plaque baisse.
- Que si le signal est récupéré en sortie sur la cathode, il est en phase avec le signal d'entrée ; autrement dit, quand le signal d'entrée augmente, celui sur la cathode augmente aussi.
- Si un signal utile est appliqué à la grille d'un amplificateur à triode et s'il est récupéré à la fois sur la plaque et la fois sur la cathode, alors les signaux sur les deux sorties seront de phase opposée. Pour en faire un bon déphaseur, il ne reste plus qu'à s'arranger pour que les deux signaux aient la même amplitude.

Le schéma électrique du déphaseur cathodyne est donc très simple (voir fig 1) avec une résistance de charge de plaque ( $R_a$ ) et une de charge de cathode ( $R_k$ ). Le signal d'entrée est appliqué sur la grille qui est ici polarisée à la masse par la résistance  $R_g$ . L'alimentation haute tension + HT est découplée par le condensateur C de forte valeur (au moins 50  $\mu$ F).

Quand le signal d'entrée varie, le courant dans la triode varie en conséquence. Par exemple, si la tension sur la grille augmente, le courant plaque va augmenter : la tension sur la cathode va augmenter de même que la chute de tension dans la charge de plaque ( $R_a$ ) ; la tension plaque (tension d'alimentation - tension aux bornes de  $R_a$ ) va donc baisser. La notion de phase opposée entre sortie sur la plaque et sortie sur la cathode est ici, bien illustrée.

Les variations du courant dans la triode traversent à la fois la résistance de charge de plaque et à la fois la résistance de charge de cathode: si ces deux résistances sont identiques, les variations de tension qui résultent des variations du courant dans la triode seront égales: c'est le but recherché.

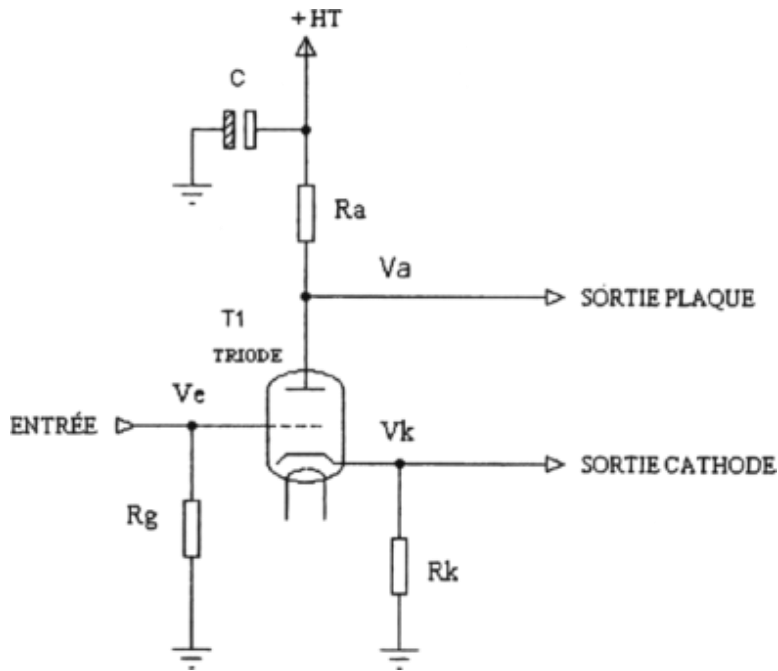


Figure 1: schéma de principe du déphaseur cathodyne

## 2.2 : Schéma équivalent et équations caractéristiques

Pour mieux appréhender le fonctionnement d'un amplificateur à triode, il est plus aisé de le modéliser par un schéma équivalent. Le but de ce type de schéma est de remplacer la triode par des éléments simples (générateur de tension, résistances ou condensateurs supposés parfaits) dans un schéma donné qui, s'il était réalisé, se comporterait exactement comme la triode. Les éléments retenus n'ont pas nécessairement de réalité physique, simplement, la triode se comporte comme eux.

Pour les signaux de faible amplitude (on parle de schéma petit signaux), une triode se comporte comme un générateur de tension de force électromotrice  $-\mu \cdot V_g$ , expression dans laquelle  $V_g$  est la tension du signal utile appliquée entre grille et cathode.

- Le signe (-) met en évidence la notion d'opposition de phase entre l'entrée sur la grille et la sortie sur la plaque.

-  $\mu$  est le coefficient d'amplification tel qu'il est donné dans les documents techniques du constructeur de la triode. Il matérialise le fait que les variations de la tension de plaque sont plus grandes que celles sur la grille pour une même variation du courant dans la triode

- Ce générateur a une résistance interne désignée par  $p$  qui est disposée en série entre la cathode et la plaque de la triode. Cette résistance interne matérialise le fait que le générateur de tension équivalent à la triode, n'est pas capable de fournir n'importe quel courant à une charge externe (par exemple, l'étage suivant) sans que la tension réellement disponible ne s'affaiblisse.

Le schéma équivalent final est donné en figure 2 en considérant que le point + HT est à la masse pour le signal audiofréquence du fait du condensateur de découplage de forte valeur qui est installé en sortie de l'alimentation stabilisée.

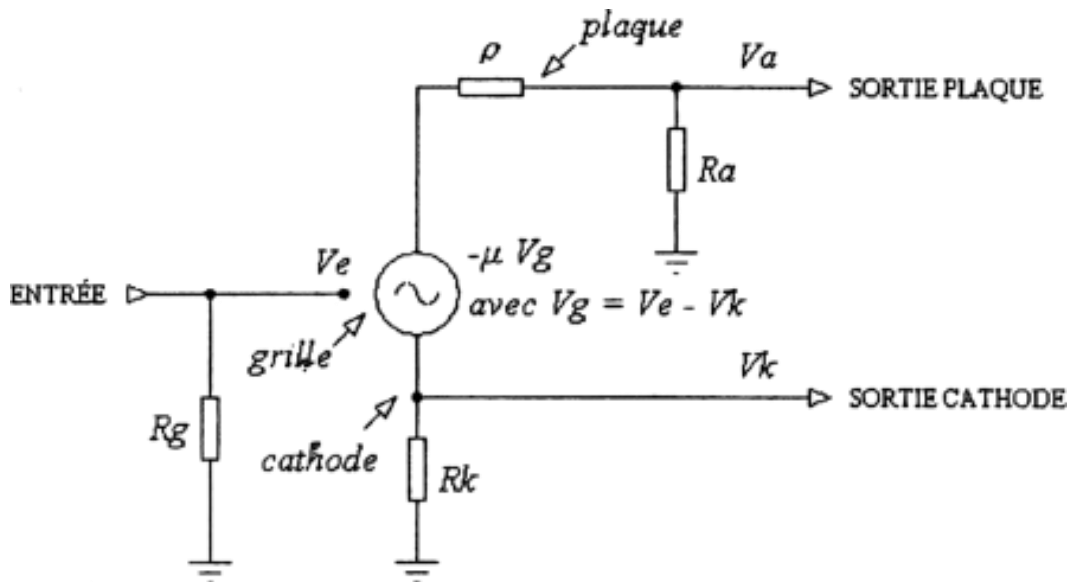


Figure 2: schéma équivalent du déphaseur cathodyne

### Calcul du gain :

Le calcul simple d'électrocinétique du schéma donne :

$$G_p = \frac{V_a}{V_e} = \frac{-\mu R_a}{R_a + (\mu + 1)R_k + \rho} \quad (1) \quad \text{avec } G_p = \text{gain sur la plaque}$$

$$G_k = \frac{V_k}{V_e} = \frac{\mu R_k}{R_a + (\mu + 1)R_k + \rho} \quad (2) \quad \text{avec } G_k = \text{gain sur la cathode}$$

Pour un bon fonctionnement en déphaseur, il faut  $G_p = -G_k$ , ce qui est toujours vrai si  $R_a = R_k = R$ . On retrouve la condition d'équilibre trouvée lors du descriptif simple du déphaseur. Dans ce cas, les équations caractéristiques deviennent :

$$G_{\text{déphaseur}} = -G_p = G_k = \frac{\mu R}{(\mu + 2)R + \rho}$$

On peut comparer les valeurs des deux termes du dénominateur avec deux exemples qui seront conservés tout au long de l'exposé (le choix de  $R = 39$  kohms est réaliste mais arbitraire):

- avec une ECC82 où  $\mu = 17$ ,  $\rho = 7,7$  kohms et  $R = 39$  kOhms,  $(\mu + 2)R = 741$  kOhms qui est très grande devant  $\rho = 7,7$  kohms,

- Avec une ECC83 où  $\mu = 100$ ,  $\rho = 62$  kohms et  $R = 39$  kOhms,  $(\mu + 2)R = 3978$  kohms qui est très grande devant  $\rho = 62$  kohms).

En conséquence,  $\rho$  peut être négligé dans l'équation (3) et le gain sur chacune des deux sorties, qui sera désormais appelé Gain Déphaseur, est  $G_d \approx \mu / \mu + 2$ . Ce gain est très voisin mais toujours inférieur à 1.

### Calcul des impédances de sortie:

Par définition, l'impédance de sortie est l'impédance qu'il faut placer en parallèle sur la sortie pour que le gain soit divisé par 2. C'est, par exemple, la résistance que pourrait présenter un étage amplificateur monté en aval du déphaseur ou celle que présenterait un appareil de mesure. En considérant le montage à

sa condition d'équilibre ( $R_a=R_k= R$ ) et en conservant la remarque que  $(\mu + 1)R$  est très grande devant  $p$ , les impédances de sortie sont respectivement :

$$Z_{\text{plaque}} \approx \frac{R(\mu + 1)}{\mu + 2} \approx R \quad (5) \quad Z_{\text{cathode}} \approx \frac{R + \rho}{\mu + 2} \quad (6)$$

En reprenant les exemples avec ECC82 et ECC83, toutes les deux dans un montage avec des résistances de charge de plaque et de cathode de 39 kohms:

- Avec l'ECC82,  $Z_{\text{plaque}}= 39$  kohms et  $Z_{\text{cathode}}= 2,45$ kohms.
- Avec l'ECC83,  $Z_{\text{plaque}}= 39$  kohms et  $Z_{\text{cathode}}= 0,99$  kohms.

### Analyse des résultats:

- Les gains entre l'entrée et chacune des deux sorties peuvent être rendus strictement égaux en valeur absolue en chargeant la plaque et la cathode de la triode par des résistances de valeur strictement égales.
- Cette propriété n'est pas affectée par les autres caractéristiques du montage telles que la résistance interne du tube  $p$  ou son coefficient d'amplification  $\mu$ , ce qui garantit l'équilibre entre les tensions aux deux sorties même lorsque ces paramètres varient (dispersion entre triodes d'origine différente, vieillissement du tube).
- Le gain entre entrée et chacune des sorties est légèrement, mais strictement inférieur à 1 (0,89 avec une ECC82, 0,98 avec une ECC83).
- Comme le montage présente deux tensions de sortie au gain voisin de 1 à chaque fois, certains articles mentionnent que le déphaseur cathodyne a un gain voisin de 2 : c'est un abus de langage.
- L'équation (4) montre la faible influence de la variation de  $\mu$  sur le gain et le tableau ci-dessous en donne un exemple avec l'ECC82 :

	$\mu$	G déphaseur	Ecart de gain	Ecart entre sorties
ECC82 neuve	17	0,894	référence	0
ECC82 en fin de vie	8,5	0,81	-1dB	0

- Il faut garder à l'esprit que si le coefficient d'amplification a baissé de 50 %, les tensions sur chacune des sorties ont bien baissé un tout petit peu mais elles sont restées strictement égales.
- La seule exigence est de choisir une valeur suffisamment élevée pour la résistance de charge de plaque et de cathode pour que  $(\mu+1) R$  reste très grande devant  $p$ , la résistance interne du tube.
- Dans la pratique, cette condition est très facilement respectée : il suffit que  $R$  soit très grande devant  $p/\mu+1$ , ce qui donne avec une ECC82,  $R \gg 0,47$  kohms et avec une ECC83,  $R \gg 0,61$  kohms ; en choisissant  $R$  au moins 50 fois plus grande,  $R$  doit être  $> 22$  kohms avec l'ECC82 et  $> 30$  kohms avec l'ECC83.
- Les impédances de sortie sur la cathode et sur la plaque sont de valeurs très différentes ; par exemple, avec des résistances de charge de 39kOhms

	Z plaque en Kohms	Z cathode en Kohms
--	-------------------	--------------------

ECC82	39	2,45
ECC83	39	0,99

- Ce déséquilibre est sans influence sensible si le déphaseur est suivi par un étage driver sur chacune de ses sorties, lesquels présenteront une impédance d'entrée nettement supérieure aux impédances de sortie du déphaseur.

## 2.3 : Schémas opérationnels et optimisations

Le schéma de principe mérite d'être complété en intégrant les polarisations en courant continu, des règles pour la détermination des valeurs des composants, des règles d'optimisation et des exemples. Pour ce premier montage, la description sera plutôt lente et progressive pour permettre de rappeler certains principes de fonctionnement des amplificateurs triode ; ce ne sera plus le cas avec les descriptions des autres déphaseurs.

### 2.3.1 : Schéma opérationnel

Le schéma opérationnel très classiquement publié dans la littérature est donné en figure 3 ci-dessous et il reste à analyser le rôle de chacune partie et la raison des évolutions intervenues par rapport au schéma de principe de la figure 1.

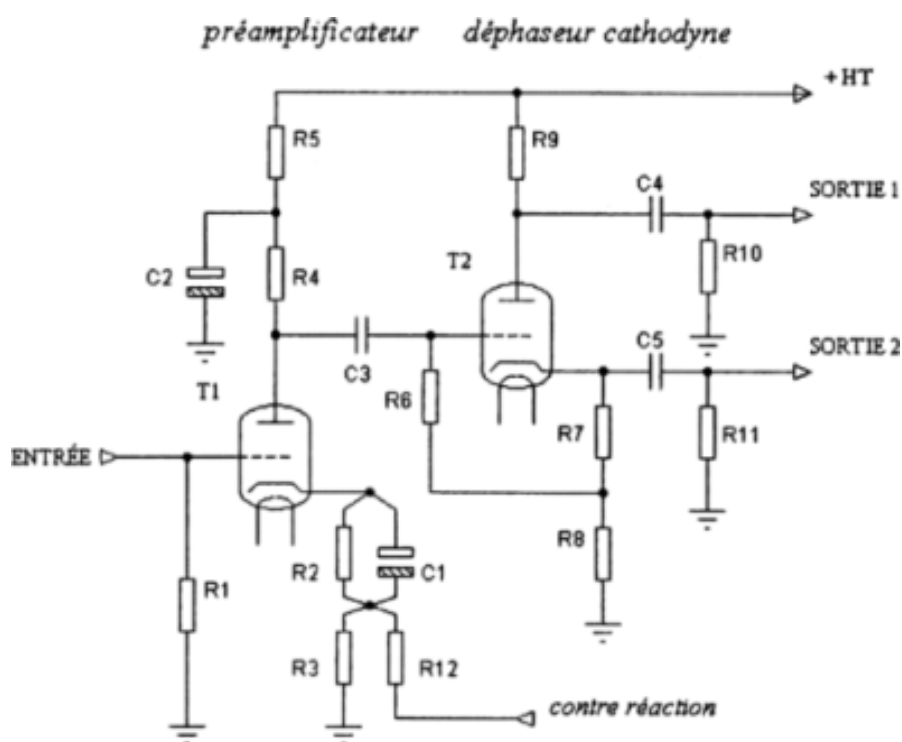


Figure 3: schéma pratique d'un déphaseur cathodyne précédé d'un préamplificateur

En premier lieu, le déphaseur n'est plus considéré seul mais en association avec une seconde triode par homogénéité avec les autres déphaseurs. Cette seconde triode est aisément disponible dans l'enveloppe de doubles triodes de la série des ECC et il est tentant de l'associer au déphaseur proprement dit en l'utilisant comme préamplificateur précédant le déphaseur, T1 est cette triode utilisée en préamplificateur et le schéma se décrit ainsi. R1 est la résistance de grille qui fixe son potentiel en continu à la masse. Il faut rappeler qu'avec les tubes, il n'existe aucun courant grille, donc aucune chute de tension dans la résistance de grille.

R2 et R3 constituent la polarisation en continu de la cathode: le courant continu moyen traversant la triode y provoque une chute de tension qui porte la cathode à une tension continue légèrement positive (+ 3 à + 5 V pour une ECC82, + 1 à + 2 V pour une ECC83).

- Dans ces conditions (cathode à une tension positive, grille à la masse) la tension continue entre grille et cathode est bien négative, ce qui est le fonctionnement normal de la triode.

- R2 est découplée par C1. Par ce découplage, les variations du courant dans la triode produites par le signal utile appliqué à la grille, ne provoquent pas de variation de la tension sur la cathode, donc pas de changement dans la polarisation grille / cathode.

- R3 n'est pas découplée et les variations du courant dans la triode vont bien y provoquer des variations de tension mais la faible valeur de R3 n'aura qu'un impact faible (une légère contre réaction).

- En fait, le non découplage de R3 est justifié par la volonté d'appliquer une contre réaction globale entre le secondaire du transformateur de sortie et l'entrée ; c'est ce que permet R3 en association avec R12.

- La charge de plaque de T1 est R4 ; R5 découplée par C2 permet de fixer la tension d'alimentation du préamplificateur à la valeur souhaitée.

- Cette cellule R5 - C2 améliore également le filtrage des résidus d'alimentation, effet recommandé avec le montage cathodyne assez sensible aux accrochages aux très basses fréquences.

**En second lieu, pour le déphaseur**, le calcul des conditions d'équilibre a montré que la résistance de cathode est de valeur élevée. Elle provoque donc une chute de tension au repos (en continu) elle-même assez élevée ce qui porte la cathode à un potentiel positif assez élevé (entre 50 V et 150 V par exemple). Si la grille reste connectée à la masse comme dans la figure 1, elle se retrouve portée à un potentiel très négatif par rapport à la cathode, bien loin de l'optimum de polarisation, voire même au cut-off (aucun courant ne traverse plus la triode). Pour satisfaire aux deux conditions : tension de polarisation grille / cathode optimale et forte charge de cathode, il convient de fractionner la résistance de cathode ;

- Une première résistance, connectée à la cathode est de faible valeur, celle qui convient à la polarisation grille - cathode ; c'est R7 de la figure 3 (par exemple 3,9 kohms pour une ECC82).

- Une seconde résistance est connectée à la masse ; c'est R8 de la figure 3,

- R7 et R8 constituent ensemble la charge de cathode.

- Pour conserver l'équilibre entre les deux tensions de sortie du déphaseur, il faut garder  $R7 + R8 = R9$  (charge de la plaque). Par exemple avec une charge de plaque de 39 kohms comme avec l'ECC82, R8 est égale à la résistance de plaque R9 (39 kohms) - R7 (3,9 kohms), soit 35,1 kohms.

- La résistance de grille R6 est connectée au point commun des deux résistances. La tension de polarisation grille / cathode est bien celle qui est aux bornes de R7, comme prévu.

- La grille est portée à une tension positive par rapport à la masse, ce qui impose que la liaison en entrée se fasse par le condensateur C3 de la figure 3, chargé de l'isolation en continu.

- R9, déjà mentionnée, est la charge de plaque, sans autre commentaire. Elle respecte toutefois la règle absolue d'équilibre du déphaseur :  $R9=R7=R8$

**En troisième lieu, l'ensemble préamplificateur - déphaseur, n'est pas isolé :**



- Il convient de récupérer les tensions de sortie audiofréquences pour les étages situés en aval ; les condensateurs C4 et C5 se chargent de transmettre les signaux audiofréquence à l'exclusion des tensions continues. Les signaux audiofréquences sont disponibles aux bornes des résistances R10 et R11 qui représentent les résistances de polarisation de grille des étages suivants (drivers ou tubes de puissance selon le cas).

- L'étage préamplificateur est le premier sous ensemble d'un amplificateur complet et la résistance R3 dans la cathode de T1, va recueillir la tension de contre réaction en provenance du secondaire du transformateur de sortie ; R12 est chargée de ramener cette tension et c'est le rapport entre R3 et R12 qui définit le gain de l'amplificateur une fois la contre réaction appliquée.

### 2.3.2 : Optimisations :

Un premier critère porte sur la nature de la liaison entre préamplificateur et déphaseur. Le schéma de principe montre une liaison par condensateur mais une simplification évidente serait de réaliser une liaison directe. C'est toute la valeur du schéma de **D.T.N Williamson**.

A partir de ce point, les fonctionnements en continu des deux étages (préamplificateur et déphaseur) sont liés et un compromis est nécessaire:

- La tension sur la plaque du préamplificateur se retrouve (à très peu près) sur la cathode et aux bornes de la résistance de charge du déphaseur.

- La même chute de tension est présente aux bornes de la charge de plaque, identique par principe à celle de cathode.

- La tension restante pour l'espace cathode / plaque du déphaseur est donc égale à la tension d'alimentation moins deux fois la tension plaque du préamplificateur.

- Si la tension plaque du préamplificateur est trop élevée, elle ne va laisser qu'une faible tension disponible pour l'espace cathode / plaque du déphaseur qui risque de se saturer rapidement aux faibles tensions en entrée de préamplificateur.

- Trop faible, elle favorise la saturation du préamplificateur aux fortes tensions d'entrée.

Le compromis généralement retenu consiste à choisir une tension plaque sur le préamplificateur comprise entre le quart et le tiers de la tension d'alimentation. Ce raisonnement montre que le déphaseur cathodyne a une contrainte forte sur les tensions maximales qu'il peut fournir. En pratique toutefois, ce critère de saturation est largement précédé par le taux de distorsion acceptable qui est atteint bien avant toute saturation.

Cette condition de polarisation du préamplificateur n'est pas toujours facile à tenir en fonction de la triode choisie et c'est la raison pour laquelle une triode comme l'ECC82 est très souvent utilisée car elle travaille aisément sous une faible tension plaque.

Sur la figure 3, cette simplification entraîne la suppression de C3 et de R6 et le regroupement de R7 et de R8 qui sont remplacées par une seule résistance de valeur égale à la résistance de charge de plaque (39 kohms dans l'exemple avec ECC82) connectée entre cathode du déphaseur (T2) et masse. Le schéma pratique de la figure 4 à ECC82 illustre bien cette simplification.

**Le second critère** concerne le choix des valeurs des résistances de charge du déphaseur. Trois pistes sont a priori possibles et elles sont toutes les trois explorées avec les montages expérimentaux :

- En partant de l'observation que les variations de courant sont de sens opposé dans le préamplificateur et dans le déphaseur, peut-on s'arranger pour que ces variations soient égales et de sens opposé ? Ainsi, la somme des deux resterait constante et ne provoquerait aucun appel de courant sur l'alimentation haute tension. Pour cela, les résistances de charge du déphaseur doivent être de même valeur que celle du préamplificateur (sur la figure 3,  $R_9 = R_7 + R_8 = R_4$ ), sachant que  $R_4$  est toujours de valeur élevée (100 kohms à 220 kohms).

- En rendant égaux les courants au repos dans les deux triodes (préamplificateur et déphaseur) sans autre justification. Cette condition conduit à des valeurs de charge du déphaseur plus basses que précédemment tout en gardant un courant de repos raisonnable pour le déphaseur.

- En abaissant volontairement la valeur des résistances de charge du déphaseur pour équilibrer au mieux les impédances de sortie et pour élargir les bandes passantes.

**Le troisième critère** porte juste sur le fait d'assurer le bon équilibre du déphaseur en conditions opérationnelles. Les équations (1) et (2) ont montré qu'il est strictement nécessaire de veiller à la stricte égalité des résistances de charge de plaque et de cathode. Dans le schéma opérationnel de la figure 3, la résistance de charge de plaque est  $R_9$  en parallèle avec  $R_{10}$  alors que la résistance de charge de cathode est  $R_7$  en série avec  $R_8$ , le tout en parallèle avec  $R_{11}$ . En pratique,  $R_7$  est petite devant  $R_8$  et  $R_9$ , de même que  $R_8$  et  $R_9$  sont petites devant  $R_{10}$  et  $R_{11}$ . Pour garantir l'équilibre du déphaseur,  $R_8$  et  $R_9$  sont choisies de préférence dans des séries de précision à 1% alors qu'une précision de 5 % est suffisante pour  $R_7$ ,  $R_{10}$  et  $R_{11}$ .

**Premier exemple avec le tube ECC82** avec une alimentation de 300V:

- La documentation RTC donne des conditions de fonctionnement type de la triode: avec une résistance de plaque de 100 kOhms, la tension plaque est de 103 V et avec 220 kOhms, la tension plaque est de 84,4 V ; pour respecter la règle d'une tension plaque comprise entre le quart et le tiers de la tension d'alimentation, on retient 220 Kohms.

- RTC précise que la résistance de cathode est de 3,9 Kohms et que le courant de repos est de 0,98 mA, soit une polarisation de grille de - 3,82 V.

- La liaison est voulue directe avec le déphaseur et on retient l'égalité des courants entre les deux triodes, soit 0,98 mA ; la cathode sera donc portée à une tension de  $84,4 + 3,8 = 88,2$  V. La résistance de cathode sera donc de  $88,2 / 0,98 = 90$  Kohms (91 Kohms en valeur normalisée).

- Sous 300 V, la tension cathode - plaque du déphaseur serait de  $300 - 2 \cdot 88,2 = 123,6$  V.

- Ce calcul est un peu rapide mais sa précision est largement suffisante.

- D'ailleurs, les calculs de simulation confirment les valeurs mentionnées. Comme ce montage a été testé, la figure 4 en donne le schéma.

**Second exemple avec le tube ECC83**, toujours sous 300V :

- La documentation RTC donne une tension plaque de 160 V avec une charge de 220 Kohms ; le courant de repos est de 0,63 mA et la polarisation grille de - 1,38 V.

- En poursuivant la logique, la tension de cathode du déphaseur serait de 161,38 V et la charge de  $161,38 / 0,63 = 256$  Kohms (240 Kohms ou 270 Kohms en valeurs normalisées) ;

- La tension cathode / plaque du déphaseur serait alors de  $300 - 2 * 161,38 = -22,7 \text{ V}$  ; impossible. Dans des conditions optimales de fonctionnement de l'ECC83 en préamplificateur, la liaison directe est impossible. L'ECC83 est d'ailleurs toujours présentée en liaison capacitive dans l'usage préamplificateur - déphaseur cathodyne.

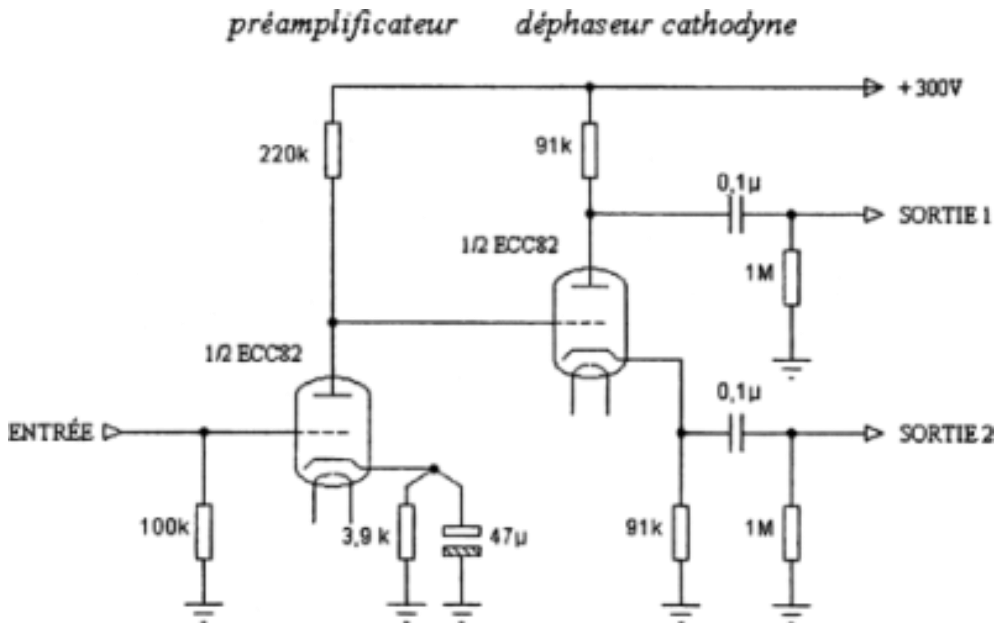


Figure 4: déphaseur cathodyne et préamplificateur ECC82

## 2.4 : Essais de trois montages caractéristiques

L'objectif de réalisation est d'alimenter un push pull d'EL34 montées en pentode et couplage ultra linéaire: le gain nécessaire est de 46 dB alors que l'ensemble préamplificateur déphaseur à deux triodes n'a que le gain du seul étage préamplificateur (entre 20 et 30dB). Il est donc nécessaire de le faire suivre par deux amplificateurs de tension (un par voie) qui porteront les signaux jusqu'aux 25V nécessaires aux EL34. Leur gain doit se situer entre 18 et 26 dB environ.

Pour illustrer le comportement de ces circuits, il est retenu d'en expérimenter trois selon des schémas différents ou des combinaisons de triodes différentes. Tous retiennent une liaison directe entre préamplificateur et déphaseur.

**Le premier schéma** (figure 5) est directement repris d'une note d'application de RTC pour l'ECC82 dans l'application préamplificateur déphaseur cathodyne. Le gain attendu est faible (20 à 22 dB environ) et chaque driver devra offrir un gain de 24 dB au moins. Une nouvelle ECC82 ne donnerait qu'un gain trop juste, une ECC83 donnerait au contraire trop de gain (36 dB environ) et c'est une ECC81 qui est choisie avec une polarisation à courant moyen (2,5 mA environ).

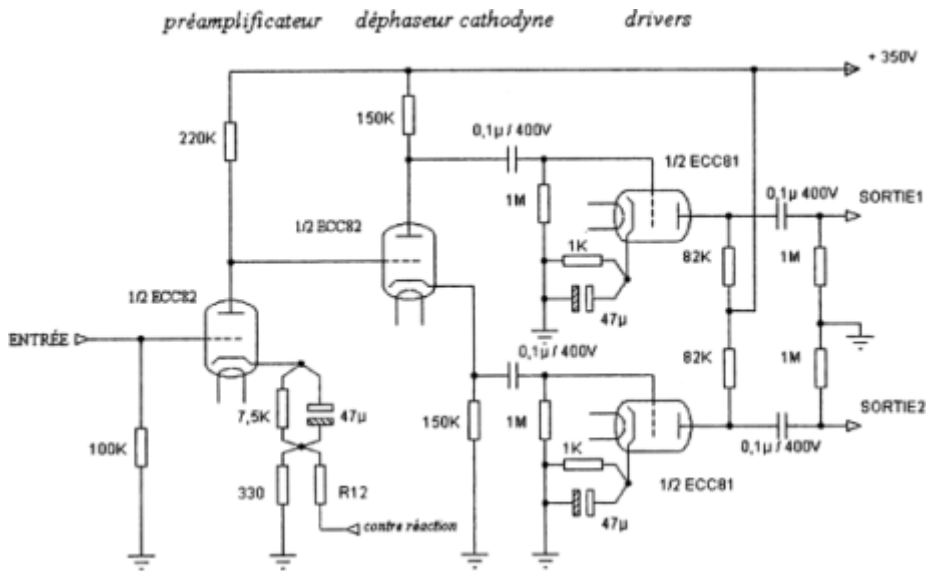


Figure 5: préamplificateur déphaseur cathodyne à ECC82 et drivers à ECC81 selon RTC

**Le second schéma** (figure 6) est une réalisation commerciale qui utilise le même jeu de tubes : ECC82 en déphaseur et ECC81 en drivers mais avec des points de polarisation différents. A noter dans ce schéma que les résistances de cathode des deux étages drivers ainsi que celle de l'étage préamplificateur, ne sont pas découplées, ce qui induit deux contre réactions locales (modestes).

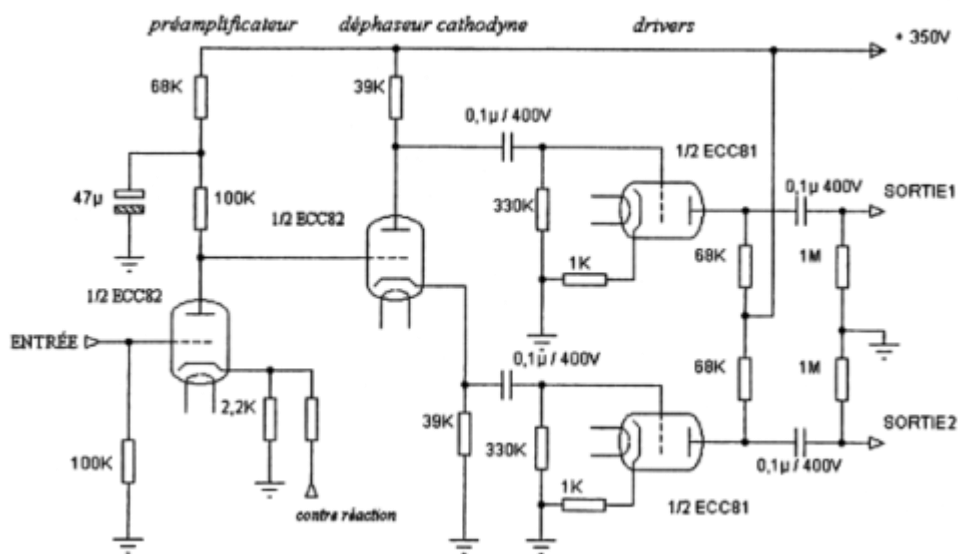


Figure 6: préamplificateur déphaseur cathodyne à ECC82 et drivers à ECC81 (réalisation commerciale)

**Le troisième schéma** (figure 7) utilise l'ECC88 en déphaseur et préamplificateur car ce tube est également capable de travailler sous une faible tension plaque qui permet la liaison directe entre préamplificateur et déphaseur. Son gain plus élevé permet de se contenter d'une ECC82 en driver.

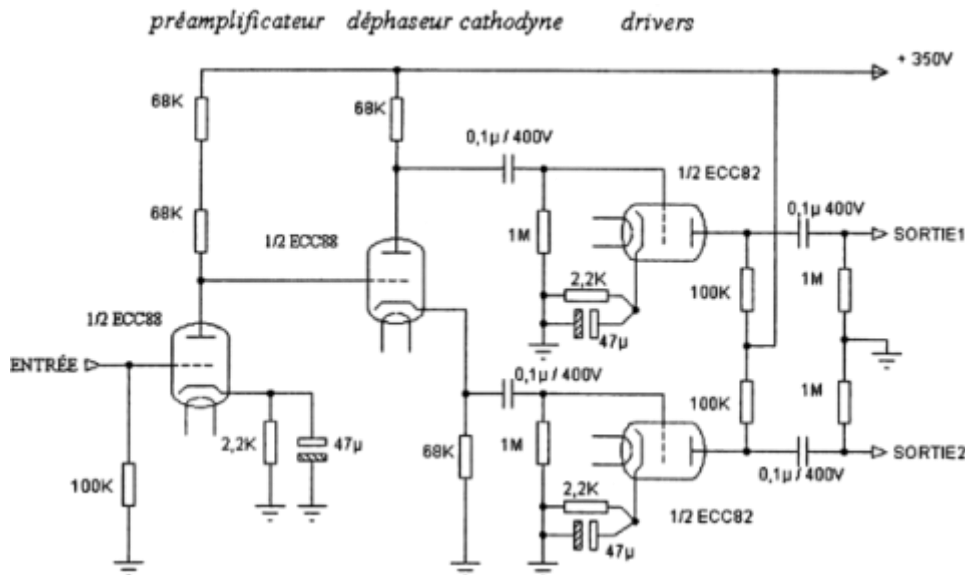


Figure 7: préamplificateur déphaseur cathodyne à ECC88 et drivers à ECC82

## 2.5 : Résultats de mesures et synthèse

Pour tous ces montages, les tests ont porté sur cinq grandeurs considérées comme déterminantes dans le choix du sous ensemble d'amplification de tension :

- Le gain mesuré à 1kHz exprimé en dB (note 1).
- L'écart de gain entre les deux sorties qui matérialise l'équilibre du déphaseur (note 2).
- La limite de fréquence haute exprimée en kHz à -3dB (note 3).
- La distorsion harmonique à 1 kHz et pour 10 V et 20 V efficaces en sortie (notes 4 et 5) exprimée en dB par rapport à la puissance de la fondamentale ainsi qu'en pourcentage.
- Les valeurs relatives des harmoniques 2 et 3 dans les mêmes conditions qui permettent d'évaluer la musicalité des schémas.

Note 1: la tension d'entrée est choisie suffisamment basse pour ne pas induire d'écrtage de la tension de sortie.

Note 2: les montages sont assemblés avec des résistances de précision standard (5%) alors qu'une précision de 1 % est recommandée pour celles qui conditionnent l'équilibre des déphaseurs, de fait, des résistances à 5% prises dans une bande de résistances, sont souvent de valeurs très proches, bien mieux qu'à 5% attendu. Il reste que les écarts de gain qui peuvent être jugés anormalement élevés par rapport à la théorie, doivent être portés au passif de ce choix de composants.

Note 3: la mesure est effectuée avec une sonde à haute impédance et à faible capacité d'entrée (<15pF), de plus la tension de sortie est choisie de valeur moyenne de manière à éviter tout phénomène de distorsion de slew-rate.

Note 4: les tensions choisies correspondent aux conditions de fonctionnement des étages d'amplification de tension pour la pleine puissance de l'amplificateur cible avec un push pull d'EL34 en ultra linéaire.

Note 5: les mesures sont effectuées sur la sortie plaque du déphaseur. Note importante : les résultats portés dans ce tableau ne valent que par les composants utilisés dans les maquettes, des résultats légèrement différents peuvent être relevés avec d'autres composants de même type et de même valeur penser aux origines et aux dispersions des caractéristiques des tubes par exemple ainsi qu'aux dispersions des composants).

Les résultats des mesures portent sur sept montages :

- Le déphaseur à ECC82 comme décrit en figure 4.
- Le déphaseur pris isolément dans chacun des schémas des figures 5, 6 et 7.
- Les trois ensembles déphaseurs / drivers des figures 5, 6 et 7.

Montages	Gain (dB)	Ecart gain (dB)	Bande passante en kHz		Distorsion à 10V			Distorsion à 20V		
			cathode	plaque	totale	H2	H3	totale	H2	H3
ECC82 (fig4)	20,2	1,27	750	85	-51 0,28%	-51	-75	-41 0,89%	-41	-63
ECC82 (fig5)	20,2	1,8	590	80	-51 0,28%	-51	-	non relevée		
ECC82+ECC81 (fig5)	51,6	1,4	351	385	-42 0,79%	-42	-	-36 1,6%	-36	-
ECC82 (fig6)	21,8	0,07	445	197	-42,3 0,77%	-43	-65	non relevée		
ECC82+ECC81 (fig6)	46,5	0,02	236	386	-44 0,63%	-44	-	-37,5 1,33%	-38	-72
ECC88 (fig7)	26,3	0,06	1000	140	-45 0,56%	-45	-78	non relevée		
ECC88+ECC82 (fig7)	49	0,38	580	740	-42,7 0,73%	-43	-78	-36,4 1,51%	-37	-65

### Conclusion pour les déphaseurs seuls :

- L'étage déphaseur seul permet d'atteindre un équilibrage quasi parfait entre ses deux sorties à la précision des valeurs des composants près.
- Les résistances de charge de plaque et de cathode du déphaseur seront choisies dans les séries de précision à 1% alors que les écarts relevés aux essais proviennent de la précision moyenne des composants utilisés (5 %).
- Les bandes passantes en sortie sont nettement plus larges sur la sortie côté cathode, résultat directement lié à la plus faible impédance de sortie qui réduit la sensibilité, à la capacité parasite présentée par la sonde de mesure.
- En comparant les résultats des montages des figures 4 et 5, on relève que les bandes passantes s'élargissent quand le déphaseur utilise des résistances de charge plus faibles, résultat tout à fait logique. Cette propriété a une limite qui est que cette valeur doit rester suffisamment élevée pour respecter l'inégalité  $(\mu+1) R$  très grande devant  $p$ ; mais les calculs ont montré que cette limite n'est pas contraignante en pratique.
- En conséquence, les résistances de charge seront toujours choisies de valeurs moyennes - basses, vers 30 - 40 Kohms pour des ECC81, 82 ou ECC88, vers 50 Kohms pour une ECC83.
- Une relativement faible valeur de résistance de cathode présente également l'avantage de réduire certains effets de couplage entre le filament et la cathode (courant de fuite, isolation, ronflette).
- La distorsion à 10 V en sortie est raisonnable sans être vraiment faible. Elle est essentiellement composée d'ordre 2 et elle est exclusivement due à l'étage préamplificateur.
- Les préamplificateurs des figures 4 et 5 travaillent exactement aux mêmes conditions (courant plaque, charge de plaque), ce qui explique la stricte similitude des résultats de distorsion.
- Aux tensions nécessaires à l'attaque directe du push pull (+ de 20V), la distorsion n'est pas négligeable (plus de 1%), c'est pour cette raison qu'il est préférable de faire suivre le déphaseur

cathodyne d'étages amplificateurs de tension de préférence à des étages préamplificateurs supplémentaires. Ceci justifie à posteriori les choix des schémas des figures 5 à 7.

- Par contre, une fois retenue la structure de post-amplification entre déphaseur et étages de puissance, la distorsion en condition opérationnelle est négligeable par rapport à celle des drivers.
- En effet, la tension de sortie est alors bien inférieure (2 V minimum) pour une distorsion qui est sensiblement proportionnelle à la tension de sortie: pour l'ECC82 de la figure 4, si la distorsion est de 0,28% à 10 V alors à 2 V, elle ne sera plus que de  $2,8 \cdot 2/10$ , soit 0,05% environ.

### Conclusions pour les ensembles déphaseurs drivers:

- L'ensemble déphaseur amplificateurs drivers permet également d'atteindre un équilibre parfait entre chacune des deux sorties.
- Une cause supplémentaire de déséquilibre peut venir des différences de gain entre les deux étages drivers (caractéristiques différentes de chacune des deux triodes, valeurs exactes des résistances de charge).
- Elle peut être réduite par l'utilisation d'un tube double triode (ECC81 comme dans les schémas proposés) et de résistances choisies dans les séries de précision à 1%.
- Pour les puristes, un réglage de gain est obtenu facilement en ajustant la résistance de charge d'un des drivers mais cette astuce est rarement stable dans le temps ; à déconseiller.
- Les bandes passantes en sortie sont très larges et bien au-delà des limites de la bande audiofréquence. Elles sont plus équilibrées qu'en sortie de déphaseur car l'effet de la sonde de mesure se fait désormais sentir sur deux amplificateurs identiques.
- Les larges bandes passantes sont une des caractéristiques les plus intéressantes du montage cathodyne car elles permettront de maintenir une bonne marge de stabilité après application de la contre-réaction. Cette propriété a été largement mise en avant par **D.T.N Williamson** que l'histoire a retenu comme un des promoteurs de ces schémas.
- Elles sont plus larges que celle relevée sur la sortie plaque du déphaseur pris isolément, ce qui s'explique par le fait que la capacité présentée par l'étage driver est sensiblement plus faible que celle de la sonde de mesure (évaluée comme =15pF par la simulation [Proteus](#)).
- Les distorsions à 20 V en sortie sont assez élevées avec une forte prédominance de l'ordre 2. Elles sont très essentiellement dues aux étages drivers car les tensions de sortie du déphaseur sont désormais nettement plus basses (moins de 2 V).

### 2.6 : Variante

Il existe une variante célèbre, le déphaseur cathodyne des amplificateurs **Dynaco** qui utilise un tube mixte triode - pentode 6AN8. La partie pentode est utilisée comme préamplificateur alors que la partie triode est utilisée en déphaseur cathodyne.

La 7199, autre tube mixte triode - pentode, est également utilisée par **Dynaco** et par Heathkit pour driver des push pull d'EL34 ou de 6550. Attention toutefois, le brochage de la 7199 est totalement différent de celui de la 6AN8. Parmi des schémas légèrement différents proposés par **Dynaco** ou par **Heathkit**, c'est le schéma de la figure 8 qui a été testé.

Le descriptif ne s'écarte guère des circuits décrits précédemment :

- Le préamplificateur utilise la partie pentode de la 6AN8 avec une résistance de plaque élevée (270kOhms), une polarisation automatique dans la cathode (47kOhms) en série avec 680kOhms), toutes les deux non découplées) et une polarisation d'écran par 1,5 Mohms).

- Ces choix conduisent à des tensions faibles sur la plaque (environ 90 V) et sur l'écran (20,4 V) mais la forte charge de plaque permet un gain élevé.
- Le déphaseur utilise la partie triode avec les deux résistances de charge de 4,7 Kohms.
- Les résistances de polarisation de grille du push pull en aval sont de 270 Kohms, va leur peu supérieure aux 47 Kohms en sorties déphaseur, ce qui les fait intervenir dans l'équilibre du déphaseur ; c'est pour cette raison que **Dynaco** mentionne que les quatre résistances sont des modèles appairés deux à deux (série de précision à 1% ou sélection après mesure des valeurs réelles).

Les performances relevées sur une maquette ont donné :

- Gain de 45,8 dB avec un déséquilibre entre sorties de 0,05 dB.
- Bandes passantes de 61 kHz sur la sortie côté plaque et de 72,5 kHz sur la sortie côté cathode.
- Distorsion totale à 10 V par sortie de 59 dB (0,1 %) avec H2 à -60 dB et H3 à -65 dB.
- Distorsion totale à 20 V par sortie de -55,6 dB (0,16%) avec H2 à -57 dB et H3 à -60 dB.
- Tension de sortie à 1% de distorsion : 38 V.

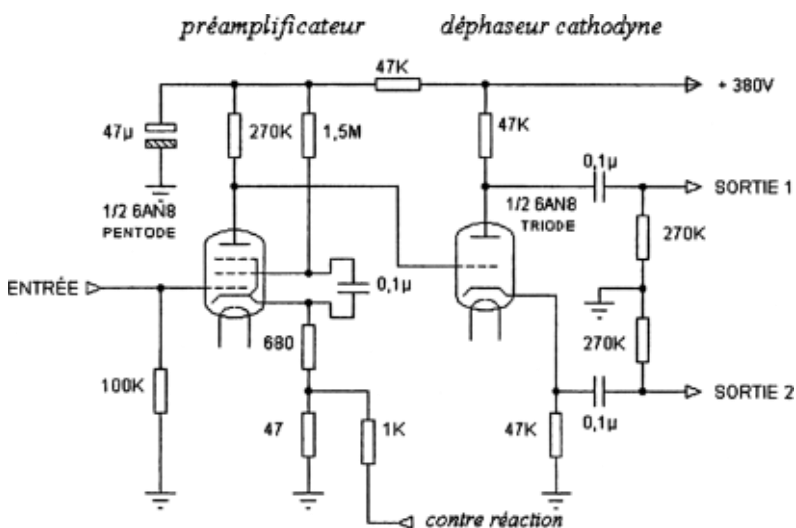


Figure 8: préamplificateur et déphaseur cathodyne selon **Dynaco**

Le tube mixte européen ECF82 est présenté comme une alternative mais, lui aussi, a un brochage différent, à la fois de la 6AN8 et à la fois de la 7199. Il a été évalué dans le strict respect du schéma **Dynaco** et les performances sont inférieures à celles atteintes par la 6AN8 :

- Gain de 45 dB avec un déséquilibre entre sorties de 0,1 dB.
- Bandes passantes de 65 kHz sur la sortie coté plaque et de 83 kHz sur la sortie côté cathode.
- Distorsion totale à 10 V par sortie de -56 dB (0,16%) avec H2 à -58 dB et H3 à -68 dB.
- Distorsion totale à 20 V par sortie de -48 dB (0,4% avec H2 à -49 dB et H3 à -60 dB).
- Le spectre de distorsion est ("mouvant") une fois 10 V en sortie à contrario de la dégradation, régulière de la 6AN8.



## Conclusion :

- Le montage **Dynaco** avec une 6AN8 donne des résultats particulièrement performants pour un montage aussi simple et ce driver est tout à fait adapté à un push pull d'EL34, les bandes passantes un peu justes exigent divers correcteurs de phase pour garantir la stabilité.
- Belle alternative pour qui dispose de deux 6AN8.
- Les performances atteintes avec l'ECF82 sont quand même plus modestes que celles de la 6AN8, ce qui en fait plus une solution de repli qu'une solution de remplacement ; il faut insister sur la partie pentode de l'ECF82 qui a été optimisée pour des applications en mélangeur radiofréquence, ce qui rend délicate la détermination des points de polarisation.
- Pour la 6AN8 comme pour l'ECF82 (et sans doute pour la 7199), la tension d'alimentation doit être portée vers 380 V pour laquelle les performances de distorsion sont nettement améliorées par rapport à celles obtenues avec des tensions d'alimentation plus basses.

## 3 : Le paraphase

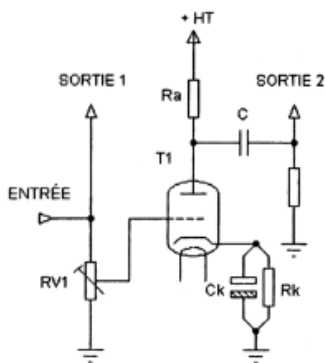
### 3.1 : Descriptif de principe

Le principe du déphaseur paraphase est simple: **pour déphaser un signal audiofréquence, il suffit de le faire passer dans un amplificateur de gain -1**, ce qui est la définition même du déphaseur (deux signaux de même amplitude mais de phase opposée). Le signal à déphaser est appliqué en entrée du déphaseur et il constitue lui-même le premier signal de sortie: le second signal de sortie est celui récupéré en sortie de la partie active du déphaseur.

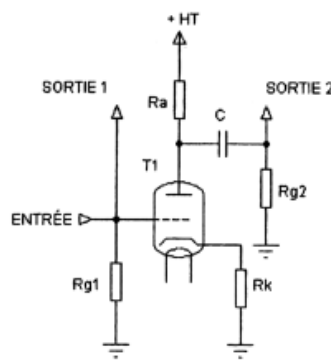
Un amplificateur de gain -1 est aisé à réaliser si l'on considère qu'un amplificateur à triode qui reçoit un signal sur sa grille, le restitue en opposition de phase sur la plaque. Comme la triode le fait avec du gain, il ne reste plus qu'à trouver le moyen de ramener ce gain à 1 (en valeur absolue). La figure 9 propose trois scénarios pour réduire le gain d'un étage à triode :

- **Le premier** consiste à atténuer le signal avant de l'amplifier: si l'atténuation est strictement égale à l'amplification, alors le gain de l'ensemble sera bien de -1. Ce montage d'une simplicité biblique a l'inconvénient majeur de ne pas être suffisamment prédictible: entre deux triodes du même modèle ou au cours du temps, le gain de la triode va changer alors que l'atténuation risque fort de rester constante ; le bel équilibre de début ne durera jamais bien longtemps : par prudence, un ajustement est prévu par le potentiomètre RV1.
- **Le second** consiste à contre ré actionner fortement l'amplificateur en ne découplant plus sa résistance de cathode. Plus la résistance de cathode est de valeur élevée, plus le gain baisse et il reste à trouver la valeur qui va bien. Un calcul simple et rapide montre qu'il faut que la résistance de cathode soit très légèrement inférieure à celle de plaque. Avant d'aller plus loin, le schéma mérite d'être bien observé : avec une résistance de cathode à peu près égale à celle de plaque, le signal disponible sur la cathode est quasiment égal à celui sur la plaque. Si le signal pour la sortie 1 est récupéré sur la cathode au lieu de le prendre en parallèle sur l'entrée, alors ce déphaseur est un cathodyne.
- **La troisième** solution est la bonne: pour ramener le gain de l'amplificateur à 1, il suffit d'appliquer une contre réaction entre la sortie sur la plaque et l'entrée sur la grille. Pour qui a l'habitude des schémas à amplificateur opérationnel, il suffit de considérer la triode comme un amplificateur inverseur à grand gain et de réaliser le très classique montage inverseur : une résistance R1 en série entre l'entrée du signal et l'entrée de l'amplificateur (entrée notée (-)) des amplificateurs opérationnels) et une résistance de rebouclage entre la sortie et l'entrée de l'amplificateur. Pour que le gain soit égal à -1, il suffit que les deux résistances soient égales.

première solution : atténuation suivie d'amplification



seconde solution : contre réaction de cathode



troisième solution : contre réaction entre plaque et grille

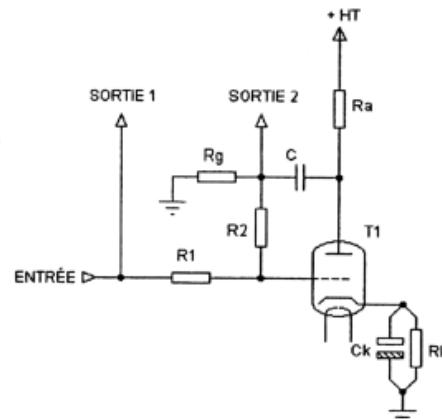


Figure 9: schéma de principe pour des amplificateurs à gain -1

**Le circuit proposé** est celui de droite sur la figure 9. La première partie de la description porte sur l'amplificateur T1 :

- T1 est une amplificatrice de tension avec sa résistance de charge  $R_a$  ; la cathode est portée à un potentiel positif assurant la polarisation correcte entre grille et cathode par la chute de tension qui apparaît dans la résistance  $R_k$ .
- $R_k$  est découplée par  $C_k$ , condensateur de forte valeur.
- Le signal apparaissant sur la plaque est transmis par le condensateur  $C$  à la résistance  $R_g$  connectée à la masse: ce sera la sortie 2 du déphaseur.
- $R_g$  assure la polarisation correcte de l'étage en aval en le référant à la masse.
- La grille de T1 est également bien référée à la masse via  $R_2$  en série avec  $R_g$ .

**La seconde partie de la description** porte sur l'explication du fonctionnement de l'amplificateur déphaseur en amplificateur de gain -1, ce qui nécessite un petit peu d'attention.

- Tout d'abord, l'entrée constitue aussi la première sortie au gain de +1 par principe.
- C'est le réseau  $R_1 / R_2$  qui fait de T1 un amplificateur de gain -1, c'est à dire un inverseur de phase: la grille de T1, connectée au point commun des deux résistances, voit la demie somme des tensions en entrée et en sortie 2 car  $R_1=R_2$ .
- Pour que le montage soit un bon déphaseur, il faut que la tension en sortie 2 soit égale et opposée à celle en sortie 1, c'est à dire en entrée. La demie somme de ces deux tensions est donc zéro et c'est une tension nulle qui est appliquée à la grille de la triode.
- Si cette tension n'est pas nulle, l'amplification par la triode T1 modifiera la tension de sortie 2 de manière à ramener à 0 la tension au point commun  $R_1/R_2$  (qui est aussi celle sur la grille de T1).
- Par exemple, si cette tension (grille de T1)  $\uparrow$ , la tension en sortie plaque  $\downarrow$  et la demie somme des tensions en entrée et en sortie 2  $\downarrow$ : la tension grille de T1  $\downarrow$  donc, elle varie en sens contraire de sa position initiale, c'est à dire vers un retour à sa position d'équilibre.

- Si la tension grille de T1 ↓ la tension plaque ↑ et la demie somme des tensions en entrée et en sortie 2 ↑ : la tension grille de T1 ↑ donc, elle varie en sens contraire de sa position initiale, donc vers un retour au point d'équilibre.

- Cette action de T1 est d'autant plus efficace que T1 a un grand gain qui permet un retour plus ferme au point d'équilibre.

- C'est cet équilibre automatique qui a fait nommer le déphaseur paraphase de "balançoire".

La tension en sortie de T1 est donc telle qu'elle est toujours d'amplitude égale et de phase opposée à celles du signal d'entrée. Comme le signal d'entrée constitue lui-même une des sorties, les signaux aux deux sorties sont bien convenablement déphasés.

### 3.2 : Schéma équivalent et équations caractéristiques

Dans l'étude du déphaseur cathodyne, la notion de schéma équivalent a permis une parfaite modélisation du fonctionnement du déphaseur et ce principe d'étude est repris avec le paraphase. Une triode se comporte toujours comme :

- Un générateur de tension de valeur  $-\mu * V_g$  ayant une résistance interne  $p$ .

-  $\mu$  est le coefficient d'amplification de la triode (de 17 pour une ECC82 à 100 pour une ECC83).

-  $V_g$  est la tension du signal utile (signal audiofréquence) qui apparaît entre la grille et la cathode de la triode ; c'est la tension qui "module" le courant dans la triode.

Toujours pour établir le schéma équivalent, il est considéré que :

- La cathode de la triode est à la masse par le découplage par le condensateur  $C_k$ .

- La résistance  $R_a$  est également à la masse du fait du découplage de l'alimentation haute tension par un condensateur de forte valeur (non représenté sur la figure 9).

- La résistance  $R_g$  connectée entre sortie 2 et masse n'est pas mentionnée car elle est toujours de valeur très élevée par rapport à  $R_a$  ; si nécessaire, il suffit de la considérer comme en parallèle sur la résistance  $R_a$ .

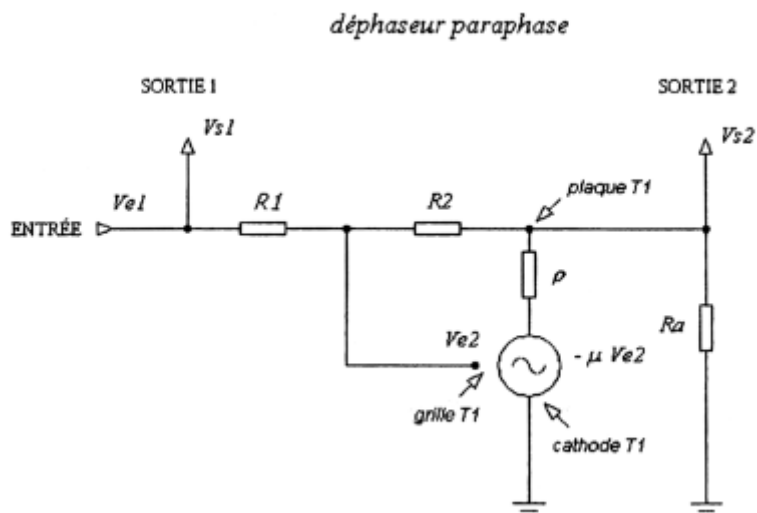


Figure 10: schéma équivalent du déphaseur paraphase

### Calcul du gain:

Pour préserver toutes les ressources des optimisations, les résistances R1 et R2 sont considérées comme différentes et les calculs chercheront à déterminer leurs valeurs optimales, c'est à dire celles qui garantissent que le gain du déphaseur sera bien de -1.

Les équations caractéristiques du gain sont:

$$G_1 = \frac{Vs_1}{Ve_1} = +1 \text{ par définition}$$

$$G_2 = \frac{Vs_2}{Ve_1} = \frac{Vs_2}{Vs_1} = \frac{-Ra(\mu R_2 - \rho)}{R_1(\rho + Ra + \mu Ra) + R_2(\rho + Ra) + \rho Ra} \quad (7)$$

Pour que l'amplificateur soit un déphaseur parfait, il faut que G2 soit égal à -1. La condition résultante

$$R_2 = R_1 \times \frac{(\mu+1)Ra + \rho}{(\mu-1)Ra - \rho} + \frac{2\rho Ra}{(\mu-1)Ra}$$

sur R1 et R2 est alors :

Comme dans le montage cathodyne, on peut considérer que  $(\mu+1)Ra$  et  $(\mu-1)Ra$  sont très grandes devant  $\rho$ , d'où la condition simplifiée entre R1 et R2 qui garantit un gain de -1 :

$$R_2 = \frac{\mu+1}{\mu-1} R_1 + \frac{2\rho}{\mu-1} \text{ qui se simplifie en pratique par } R_2 \approx \frac{\mu+1}{\mu-1} R_1 \quad (9)$$

En revenant aux deux exemples pris avec les ECC82 et ECC83:

- ECC82 chargée par 100 Kohms: la formule (8) donne  **$R_2=1,135 R_1+0,962$**  en Kohms alors que la formule pratique (9) donne :  **$1,125 R_1$**  (écart de 1,70%) ; la formule simplifiée est donc largement suffisante en pratique.
- ECC83 chargée par 220 Kohms : la formule complète (8) donne :  **$1,026 R_1+1,25$**  alors que la formule pratique (9) donne :  **$R_2=1,02*R_1$**  (écart de 1,14 %) ; la formule simplifiée reste valable et on retrouve R2 très peu différente de R1, ce qui était l'hypothèse retenue dans la description du fonctionnement au § précédent

### Calculs des impédances de sortie:

A la condition d'équilibre simplifiée (équation 9), l'impédance de sortie sur la sortie 2 est donnée par l'expression simplifiée :

$$Z_{out} \approx \frac{2\rho Ra}{(\mu+1)Ra + 2\rho} \quad (10)$$

Dans les deux exemples avec ECC82 et ECC83:  $Z_{out}=0,84$  Kohms pour l'ECC82 et  $Z_{out}=1,22$  Kohms pour l'ECC83 ; ces valeurs sont proches de celles obtenues sur la sortie côté cathode du déphaseur cathodyne. L'impédance de sortie d'un déphaseur paraphase est très basse en regard des valeurs habituelles du fonctionnement de la même triode en simple amplificateur de tension. Ce résultat est très logique car l'amplificateur de tension qui a habituellement un gain compris entre 15 et 100 se retrouve ici fortement contre ré actionné pour que le gain soit ramené à -1.

## Analyse des résultats

Le déphaseur paraphase constitué d'un amplificateur dont le gain est ramené à (-1) permet un déphasage parfait dès l'instant où les deux résistances ( $R_1$  et  $R_2$  sur le schéma figure 9) du pont déphaseur respectent une relation simple (équation 9). Il est tout à fait aisé de prévoir un ajustement très fin en rendant une des deux résistances variable:

Une résistance de valeur fixe légèrement inférieure à la valeur calculée (90% par exemple) en série avec une résistance ajustable de valeur plus faible (20% par exemple). Toutefois, ce dispositif introduit aussi une instabilité du point de réglage: à réserver aux puristes, voire à déconseiller.

La condition d'équilibre reste fonction des paramètres de la triode utilisée ( $\mu$  et  $p$ ) mais la sensibilité à leurs variations reste très faible: par exemple, avec l'ECC82, une variation de  $\mu$  de 17 à 8 fait que le gain du déphaseur passe de (-0,9891) à (-0,9788), soit une variation d'environ 1%.

L'impédance de sortie de l'étage déphaseur est très basse alors que celle sur la sortie 1 (l'entrée) sera celle de l'étage attaquant le déphaseur ; celle-ci pourra être de valeur nettement plus élevée (sortie d'un préamplificateur à triode par exemple), ce qui peut constituer une source de déséquilibre entre les deux sorties.

Le taux élevé de contre réaction de l'étage déphaseur laisse espérer une très large bande passante ainsi qu'un très faible taux de distorsion.

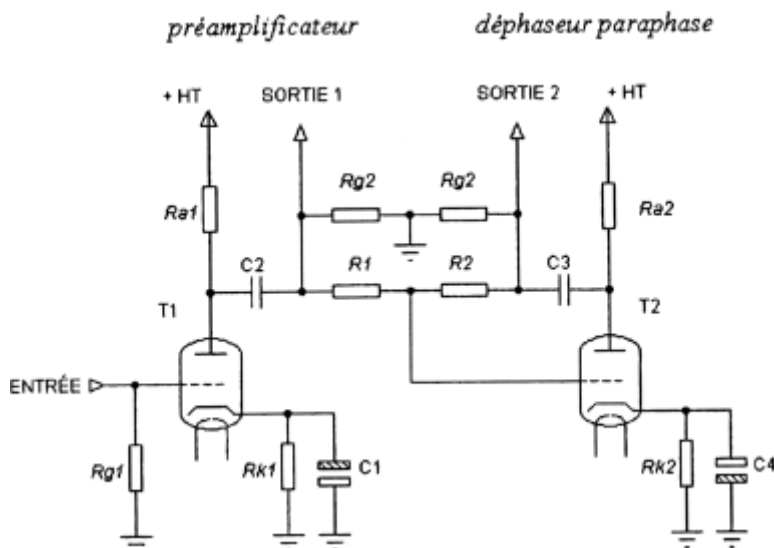
### 3.3 : Schémas opérationnels et optimisations

Comme pour le montage en cathodyne, le schéma de principe doit être complété pour passer aux schémas pratiques publiés dans la littérature. Il conviendra d'examiner l'association si naturelle avec un étage préamplificateur (la deuxième triode d'un tube double telle qu'une ECC), la façon de réaliser les bonnes polarisations en courant continu et de rechercher certaines optimisations.

Par rapport aux descriptifs du § sur le cathodyne, les descriptions faites ici seront plus rapides.

#### 3.3.1: Schéma opérationnel

Le schéma opérationnel très classiquement publié dans la littérature est donné en figure 11 ci-dessous et il reste à analyser le rôle et la raison des évolutions intervenues par rapport au schéma de principe de la figure 9.



*Figure 11: schéma pratique du déphaseur paraphase avec son préamplificateur associé*

**En premier lieu**, le déphaseur n'est plus considéré seul mais en association avec une seconde triode par homogénéité avec les autres déphaseurs. Cette seconde triode est aisément disponible dans l'enveloppe de double triode de la série des ECC et il est tentant de l'associer au déphaseur proprement dit en l'utilisant comme préamplificateur précédant le déphaseur. T1 est cette triode utilisée en préamplificateur et le schéma s'explique comme suit:

- Rg1 est la résistance de grille qui fixe son potentiel en continu à la masse.
- Rk1 est la résistance qui détermine la polarisation en continu entre grille et cathode ; Rk1 est découplée par Ck. Par ce découplage, les variations du courant dans la triode produites par le signal utile appliqué à la grille, ne provoquent pas de variation de la tension sur la cathode, donc pas de changement dans la polarisation grille cathode.
- La charge de plaque de T1 est Ra1.
- C2 assure la transmission des signaux audiofréquences présents sur la plaque de T1 vers la sortie 1 et vers l'étage déphaseur T2, à l'exclusion de la tension continue.
- Rg2 fixe les potentiels en continu à la masse pour les deux sorties. Le déphaseur proprement dit est construit autour de T2 et le schéma opérationnel est la stricte recopie du schéma de principe (troisième solution de la figure 9). On y retrouve :
- Le fonctionnement en amplificateur de tension de T2 avec la polarisation automatique de cathode (Rk2 découplée par C4), la charge de plaque par Ra2 et le condensateur de liaison dans la boucle de contre réaction C3.
- Les deux résistances R1 et R2 qui fixent le gain de l'étage déphaseur à -1.

**En second lieu**, dans les liaisons entre les deux étages T1 et T2, il existe plusieurs variantes permettent d'assurer à la fois la condition d'équilibre entre R1 et R2 et à la fois la bonne polarisation de la grille de T2. La figure 12 ci-dessous donne leurs schémas de principe.

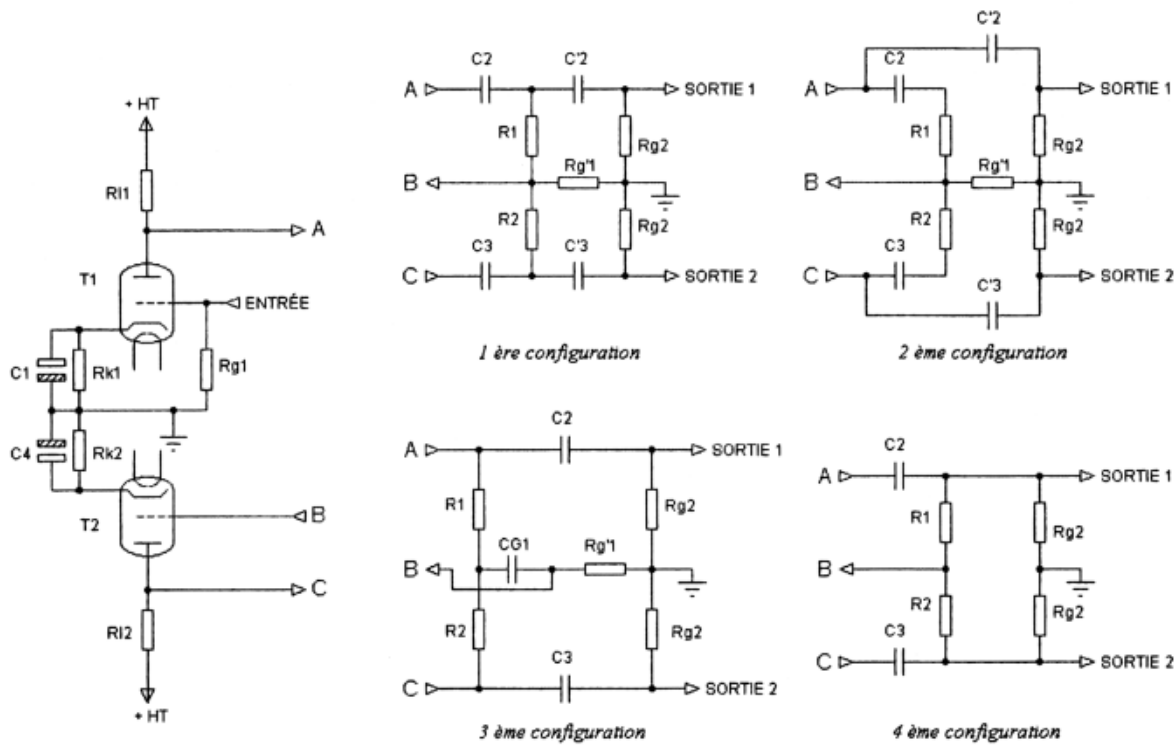


Figure 12: variantes des schémas pour la polarisation et pour le pont déphaseur

Dès l'instant où les résistances  $R_{g2}$  sont reliées à la masse (ce qui exclut le cas où  $R_{g2}$  seraient des résistances de polarisation des tubes de puissance en polarisation fixe), le schéma le plus simple reste celui de la quatrième configuration, celui déjà utilisé dans le schéma de principe et dans le schéma opérationnel. Dans le cas où les étages en aval ont une polarisation différente de la masse (grilles du push pull par exemple), le schéma le plus simple est celui de la 3 ème configuration dans lequel  $R_{g1}$  reste à la masse et où les deux résistances  $R_{g2}$  sont connectées à la polarisation souhaité.

Aucune configuration ne conduit à une liaison directe comme dans le cathodyne à l'exception de la solution spécifique proposée par M Worthen qui est étudiée plus complètement au § 3.6.

**En troisième lieu**, l'ensemble préamplificateur- déphaseur n'est pas isolé:

- Il convient de récupérer les tensions de sortie audiofréquences pour les étages situés en aval: les condensateurs  $C2$  et  $C3$  se chargent de transmettre les signaux audiofréquence à l'exclusion des tensions continues. Les signaux audiofréquences sont disponibles aux bornes des résistances  $R_{g2}$  qui représentent les résistances de polarisation de grille des étages suivants (drivers ou tubes de puissance selon le cas).
- Dans la pratique,  $R_{k1}$  pourrait être décomposée en deux parties : une première résistance de valeur légèrement inférieure à  $R_{k1}$ , convenablement découplée, le tout en série avec une résistance de faible valeur qui ne serait pas découplée. Ceci tout simplement pour pouvoir appliquer la tension de contre réaction en provenance du secondaire du transformateur de sortie comme dans le cathodyne.

### 3.3.2 : Optimisations :

**Un premier critère** peut être la recherche d'une capacité à fournir des tensions de sortie de grandes amplitudes car elles sont nécessaires à l'excitation à fond des étages de puissance. Ceci s'exprime par les notions de distorsion et de saturation.

Pour la distorsion, un bon critère d'optimisation est de disposer du préamplificateur le plus linéaire possible car le signal à sa sortie est directement exploité comme sortie 1 du circuit. Un exemple est donné plus avant avec l'utilisation d'une ECC83 montée en SRPP.

Pour les saturations, les deux étages préamplificateur et déphaseur sont généralement identiques, ce qui symétrise les saturations en sortie du déphaseur (sortie 2) même si elles sont dissymétriques en sortie du préamplificateur (sortie 1). Il reste à choisir un préamplificateur à la saturation la plus symétrique possible tout en retenant que les conditions de fonctionnement normales se situent souvent suffisamment loin du point de saturation.

**Le second critère** est un constat: le sens de variation du courant dans le déphaseur est opposé à celui dans le préamplificateur. Si les deux étages sont identiques, la somme des deux courants reste constante, ce qui est un élément favorable en regard de la charge présentée à l'alimentation (pas d'appels de courant en fonction du signal d'entrée).

**Le troisième critère** concerne le choix des valeurs des résistances du pont déphaseur. Pour faire simple, R1 est vue comme une charge par la plaque de T1 alors que R2 est vue comme une charge par la plaque de T2, En fonction de l'amplificateur retenu en T1 et T2, il sera plus ou moins aisé de choisir les valeurs de R1 et R2 comme petites ou grandes:

- Petites les, bandes passantes seront plus larges mais la charge sur les plaques sera plus faible augmentant ainsi les distorsions.
- Grandes, les bandes passantes seront plus réduites.

**Le quatrième critère** porte juste sur le fait d'assurer le bon équilibre du déphaseur en conditions opérationnelles. L'équation (9) a montré qu'il existe une relation claire entre les valeurs des résistances du pont déphaseur qui garantit la symétrie mais aucun autre composant du montage n'influence cette relation. Il suffit donc de retenir pour ces deux résistances des composants pris dans les séries de précision à 1%.

### 3.3.3 : exemples de montages préamplificateur déphaseur

Il suffit de reprendre trois triodes courantes, ECC82, ECC83 et ECC88, et de les installer dans le schéma de la figure 11 en retenant la nomenclature donnée dans le tableau ci-dessous :

Tube	R1=R2 en Kohms	Rg1 en Kohms	Rg2 en Kohms	R11=R12 en Kohms	Rk1=Rk2 en Kohms	C1=C4 en µF	C2=C3 en µF
ECC82	1000	100	680	100	2,2	47	0,1
ECC83	1000	100	680	220	1,5	47	0,1
ECC88	1000	100	680	100	2,2	47	0,1

Le choix des valeurs des résistances en sortie du préamplificateur et du déphaseur (2 fois 680 Kohms et 2 fois 1 Mohms) est relativement arbitraire à ce stade ; il est tiré d'une note d'application de RTC pour l'ECC82.

A noter que les deux résistances du pont déphaseur sont de valeur identique, donc ne respectent pas nécessairement l'équation (9), ce qui mettra en évidence le déséquilibre de gain entre les deux sorties. De plus, les valeurs retenues ne sont pas nécessairement conformes au critère d'optimisation du 3.3.2 qui vise à élargir la bande passante.



Parmi les critères d'optimisation, la linéarité de l'étage préamplificateur a été mise en avant ; en conséquence, un test supplémentaire est intégré qui utilise deux circuits SRPP à ECC83 en lieu et place de triodes simples conformément à la figure 13 ci-dessous:

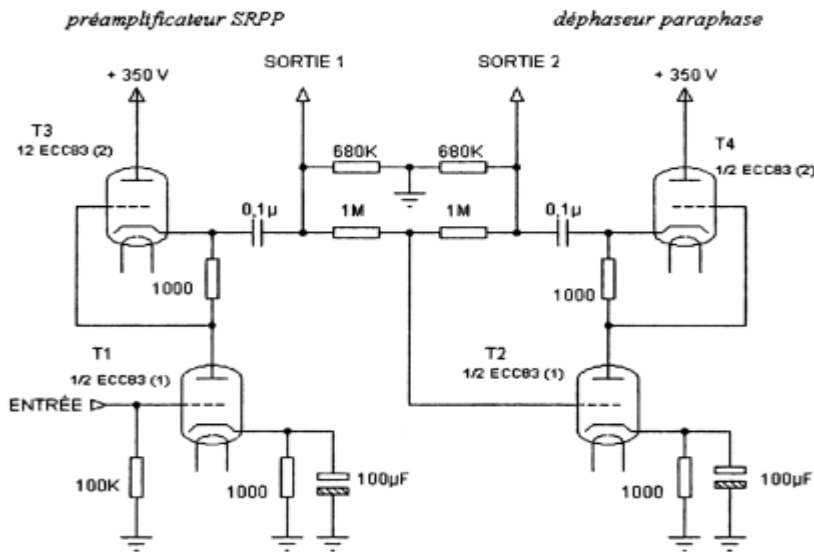


Figure 13: déphaseur paraphase à base SRPP

### 3.4 : Essais de trois montages caractéristiques

Comme dans le cas de la cathode, l'objectif reste la réalisation d'un ensemble préamplificateur et déphaseur capable d'alimenter un push pull d'EL34: le gain nécessaire est de 46 dB alors que L'ensemble préamplificateur / déphaseur à deux triodes n'a que le gain du seul préamplificateur (entre 20 et 30 dB). Il faut donc faire suivre le déphaseur par deux amplificateurs de tension (un par voie) qui amplifieront les signaux audiofréquences en sortie de déphaseur jusqu'aux 25 V nécessaires. Leur gain doit se situer entre 18 et 26 dB environ.

Pour le choix des schémas, trois montages sont réalisés sur la base du schéma opérationnel de la figure 11 avec comme nomenclature celle du tableau du chapitre 3.3.3. Dans la configuration complète (piloter un push pull d'EL34), chaque préamplificateur / déphaseur est simplement suivi d'un étage amplificateur de tension (étage driver) qui fournit le gain supplémentaire nécessaire.

- Le premier conserve l'ECC82 en préamplificateur - déphaseur suivi d'une ECC81 en amplificateur de tension (drivers).
- Le second est à base d'ECC83 car ce tube présente un excellent équilibrage naturel en déphaseur du fait de son grand gain. Le gain élevé des premiers étages permet de se contenter d'une ECC82 en amplificateur de tension (drivers).
- Le troisième prend en compte les optimisations possibles en choisissant des valeurs des résistances du pont déphaseur conformes à l'équation (9) pour un parfait équilibre en sortie et en les prenant de valeurs suffisamment basses pour obtenir une large bande passante. Pour aider à tout cela, le tube préamplificateur et déphaseur est l'ECC88 (ou 6922) et le driver est l'ECC82. Les schémas sont donnés ci-dessous.
- Le montage optimisant à base de SRPP pour les fonctions préamplificateur et déphaseur est évalué seul, juste pour apprécier la validité de la logique d'optimisation.

Les schémas sont donnés dans, les trois figures ci-dessous.

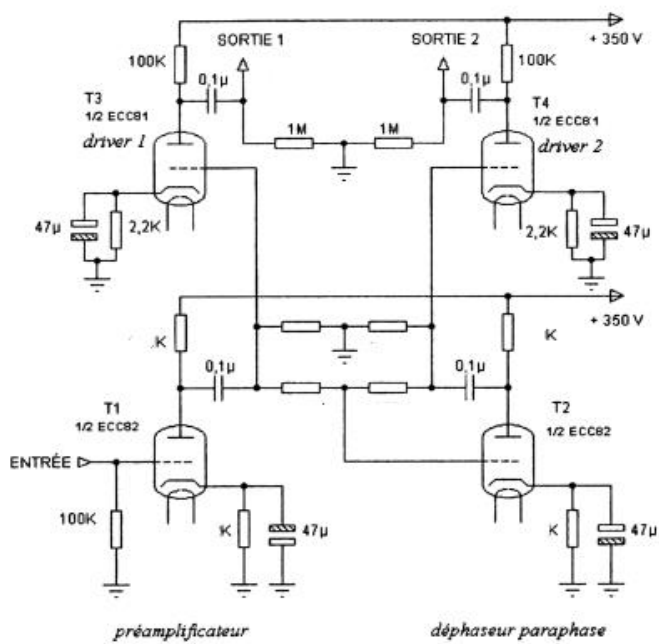


Figure 14: schéma de l'ensemble préamplificateur, déphaseur paraphase à ECC82 et drivers à ECC81

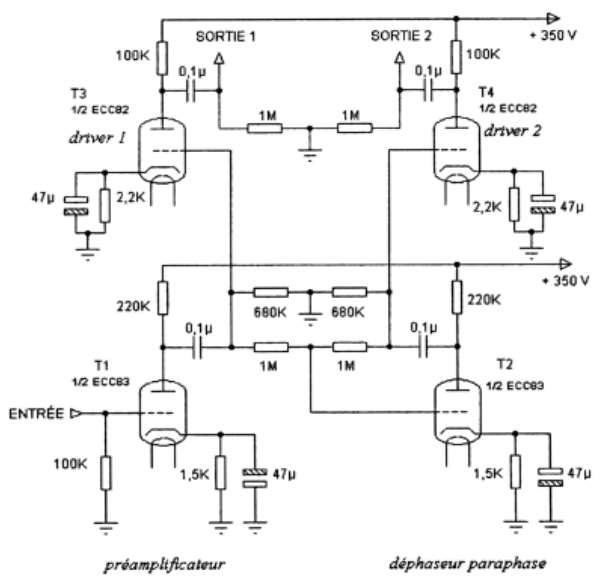


Figure 15: schéma de l'ensemble préamplificateur, déphaseur paraphase à ECC83 et drivers à ECC82

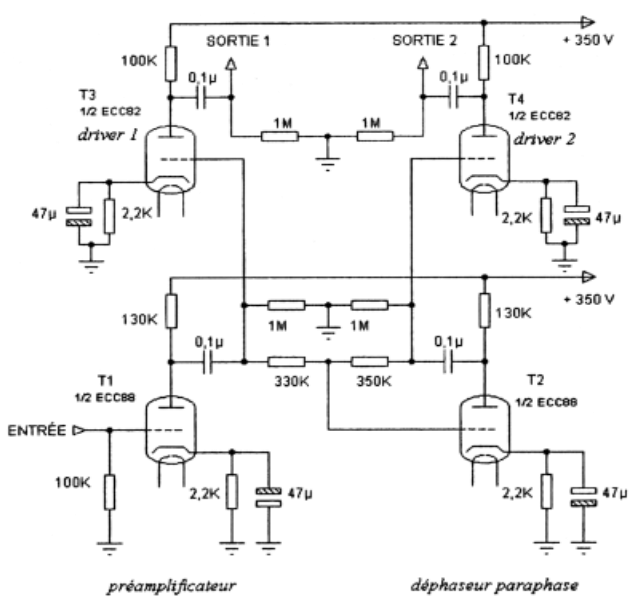


Figure 16: schéma de l'ensemble préamplificateur, déphaseur paraphase à ECC88 et drivers à ECC82

### 3.5 : Résultats de mesures et synthèse

Les résultats de mesures portent sur sept montages:

- Le déphaseur paraphase à deux ECC83 en SRPP selon figure 13.
- Les déphaseurs paraphase seuls avec ECC82, ECC83 et ECC88 selon les schémas des figures 15 et 16.
- Les trois ensembles déphaseurs / drivers selon les schémas des figures 14, 15 et 16.

Les performances mesurées sont le gain, l'écart de gain entre sorties, les bandes passantes à -3dB ; et la distorsion harmonique à 10 V et 20 V efficaces sur la sortie correspondant à la cascade préamplificateur/ driver (l'autre sortie étant la cascade préamplificateur/ déphaseur/ driver).

Montages	Gain (dB)	Ecart gain (dB)	Bande passante en kHz		Distorsion à 10V			Distorsion à 20V		
			préampli	déphaseur	totale	H2	H3	totale	H2	H3
ECC82 (fig14)	21,9	1,2	850	59,4	-44 0,63%	-44	-	non relevée		
ECC83 (fig15)	36,1	0,28	200	63	-47 0,45%	-47	-	non relevée		
ECC88 (fig16)	28,8	0,7	975	61,8	-43 0,7%	-43	-	non relevée		
ECC83 SRPP (fig13)	36,2	0,3	215	65	non relevée			-43,5 0,67%	-44	-
ECC82+ECC81 (fig14)	49,4	1,2	128	81	-44 0,63%	-44	-	-38 1,26%	-38	-76
ECC83+ECC82 (fig15)	59,1	0,1	81,1	68,5	-43,7 0,65%	-44	-76	-37,5 1,33%	-38	-62
ECC88+ECC82 (fig16)	46,3	0,25	258	290	-46,7 0,46%	-47	-75	-40,5 0,95%	-41	-65

#### Conclusions pour les préamplificateurs / déphaseurs seuls:

- Le gain d'un ensemble préamplificateur - déphaseur est celui du préamplificateur, tout à fait conforme au principe même du déphaseur paraphase au gain nominal de (-1).
- Le gain est fonction du tube utilisé, de 22 dB à 36 dB environ.
- Avec des résistances égales pour le pont déphaseur (résistances R1 et R2 du schéma 10), l'écart de gain entre les deux sorties déphasées est à l'inverse du gain de la triode utilisée en déphaseur.
- L'écart de gain peut être ramené à zéro en choisissant R1 et R2 conformes à l'équation (9), ce que montre l'association de la figure 16 avec le couple ECC88 / ECC82.
- Les bandes passantes en sortie du préamplificateur sont fonction des tubes retenus, sans autre commentaire.
- Par contre, les bandes passantes en sortie du déphaseur sont sensiblement constantes ; en fait, elles ne sont fonction que de la valeur de la résistance R2 du pont du déphaseur et de la capacité ramenée en parallèle (espace grille / plaque) par le tube déphaseur.
- Elles sont peu satisfaisantes et l'association du schéma 16 avec le couple ECC88 / ECC82 montre le bénéfice que tire de valeurs plus réduites pour R1 et R2.
- Cette partie de l'expérimentation valide le troisième critère d'optimisation du § 3.3.2.

- La distorsion à 10 V est faible, essentiellement d'ordre 2, un peu plus élevée que pour les cathodynes.
- En pratique, elle est plus faible car la tension de sortie du déphaseur en condition opérationnelle est plus réduite (2 V efficaces environ).

### **Conclusions pour les ensembles préamplificateur, déphaseur et driver**

- Un équilibrage de gain quasi parfait peut être atteint entre chacune des deux sorties dès l'instant où il est respecté en sortie du déphaseur.
- Cette propriété est parfaitement démontrée avec l'ECC83 ou l'ECC88 en déphaseur dès l'instant où la condition d'équilibre pour le pont  $R1 / R2$  du schéma équivalent est respectée. Elle ne l'est pas avec l'ECC82 pour laquelle les deux résistances du pont déphaseur étaient de valeur égale, alors que le faible gain du tube imposait des valeurs différentes conformément à l'équation (9).
- Une cause supplémentaire de déséquilibre provient des différences de gain des deux étages drivers (caractéristiques différentes des deux tubes, valeurs exactes des résistances de charge) mais elle peut être réduite par l'utilisation d'un tube double (ECC81 ou ECC82 comme dans les schémas proposés) et par des résistances de charge choisies dans les séries de précision (1%).
- Les bandes passantes en sortie de la cascade préamplificateur/ déphaseur/ driver restent modestes comme dans la première partie des essais et ceci, pour les mêmes raisons
- Par contre, elles sont bien meilleures dans l'association ECC88 / ECC82 pour laquelle les valeurs des résistances du pont déphaseur sont nettement plus faibles (330 Kohms et 350 Kohms respectivement au lieu de 1 Mohms).
- Les distorsions à 20 V en sortie sont assez élevées avec une forte prédominance de l'ordre 2. Elles sont essentiellement dues aux drivers, ce qui renvoie vers les améliorations évoquées au chapitre précédent avec les drivers pour le cathodyne.

A noter la bonne performance du montage avec deux ECC83 en SRPP qui justifie pleinement la démarche intellectuelle de son auteur. Par rapport à la configuration d'essai, une amélioration est possible en choisissant des valeurs plus faibles pour les deux résistances du pont déphaseur, ce qui améliorera la bande passante côté déphaseur ; le schéma original utilise d'ailleurs des résistances de 330 Kohms. Conçu pour un push pull d'EL84, il sera alors très performant alors que le gain est un peu faible pour un push pull d'EL34.

### **3.6 : Variante, le schéma Isodyne ou Worthen - Amémiya**

Il existe une variante, le déphaseur Isodyne ou Worthen - Amémiya, qui utilise deux tubes mixte pentode/triode 6AN8.

Généralement décrit comme un montage spécifique, il est aisé de montrer qu'il s'agit d'un paraphase avec comme originalité, le couplage en continu obtenu par un schéma de polarisation complexe. Le schéma pratique expérimental donné par M. Worthen est donné ci-dessous:

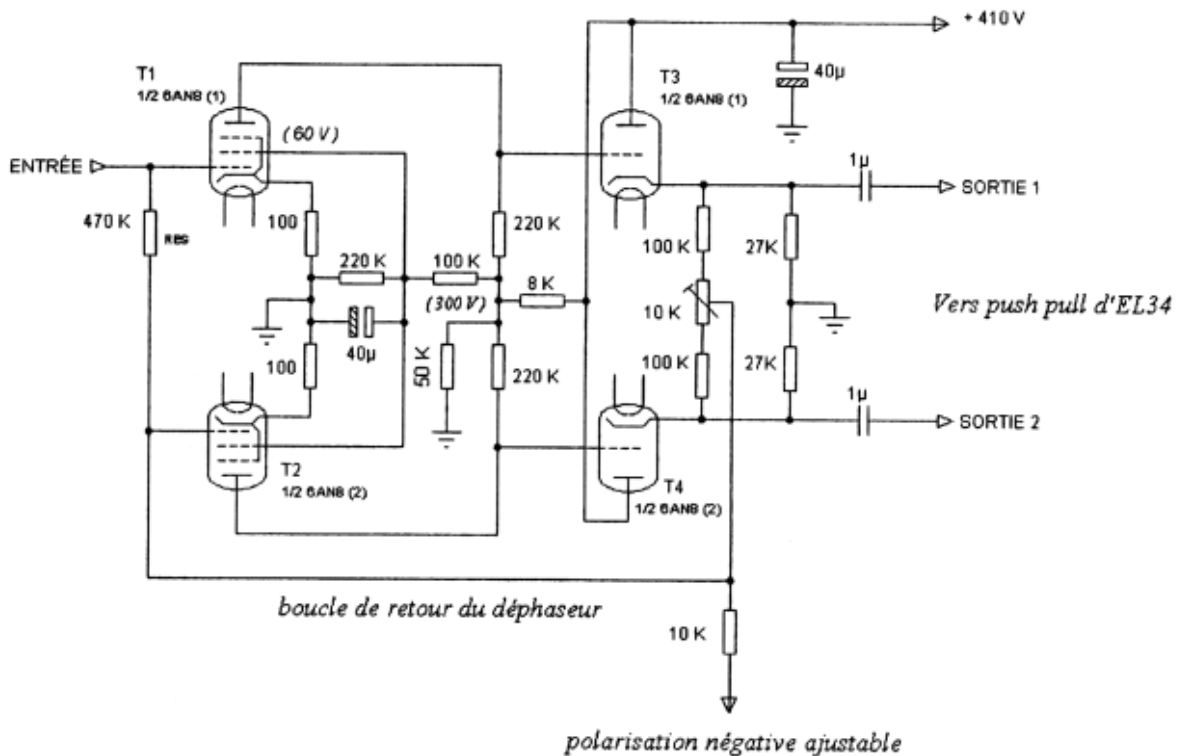


Figure 17 : schéma proposé par M. Worthen

### Comment analyser un tel schéma ?

T1 et T2 (les deux parties pentode des 6AN83 sont montées en amplificatrices de tension avec 220 Kohms comme charge de plaque, ce qui donne un gain élevé (se souvenir du schéma Dynaco du § 2)

- Leurs cathodes sont potarisées par les deux résistances de 100 Ohms non découplées et leurs écrans par un pont diviseur commun 100 Kohms 220 Kohms avec découplage par 40 µF.
- Les pentodes travaillent sous 300 V environ de tension d'alimentation et les écrans seraient polarisés vers 90 V ; sensiblement plus que dans le schéma de polarisation retenu par Dynaco.
- T3 et T4 (les deux parties triode des 6AN8) sont montées en cathode follower (gain de 1 et sortie basse impédance) avec comme résistances de charge les deux résistances de 27 Kohms.
- La première sortie est sur la cathode de T3 alors que la seconde sortie est sur la cathode de T4.

### Pourquoi ce montage est-il un paraphase ?

- L'ensemble T1 / T3 (première 6AN8) se comporte en amplificateur de tension de gain élevé et avec une impédance de sortie basse; c'est l'étage préamplificateur associé au déphaseur paraphase comme dans les schémas de la figure 11.
- Le signal audiofréquence est appliqué sur la grille de la pentode et il est récupéré comme première sortie sur la cathode de T3.
- Le couple T2 / T4 a les mêmes propriétés que le couple T1 / T3, c'est à dire amplificateur de tension à grand gain et à faible impédance de sortie.

- T2 / T4 fonctionne bien en amplificateur de gain (-1), le principe même du paraphase, car le pont déphaseur fait des deux résistances de 100 Kohms (avec le trimmer de 10 Kohms pour un ajustement fin de l'équilibre) applique à la grille de T2, la demie somme de la tension en sortie de T3 et de la tension en sortie de T4.

- On retrouve aussi le principe des amplificateurs inverseurs à amplificateur opérationnel avec un amplificateur à grand gain (ici le couple T2 / T4) avec une contre réaction de deux résistances entre l'entrée (ici sortie de T3) et la sortie (ici sortie de T4), le point commun des deux résistances étant connectée à l'entrée inverseuse (ici, la grille de T2).

### **Pourquoi une polarisation négative ?**

Imaginons que le schéma soit légèrement différent et plus conventionnel:

- La grille de T1 est polarisée à la masse par la 470 Kohms et la résistance de cathode de 100 Ohms est revue pour la polarisation correcte de la pentode T1. A priori, aucun problème.

- La grille de T2 est directement raccordée au curseur du trimmer de 10 Kohms, condition strictement nécessaire si l'on veut "passer le continu".

- Les tensions sur les cathodes de T3 et T4 sont positives (environ + 100V et nominalement égales) ; de ce fait, la tension au curseur du trimmer de 10 Kohms sera fortement positive (+ 100V).

- T2 se retrouve alors avec une grille fortement positive, polarisation qu'il faudrait compenser par une tension également fortement positive sur sa cathode. M Worthen a préféré faire autrement en forçant la tension au curseur du trimmer par la polarisation négative : un courant s'écoule au travers des deux résistances de 100 Kohms, au travers du trimmer de 10 Kohms et au travers de celle de 10 Kohms. Il fait baisser la tension au curseur du trimmer au point qu'elle devient compatible avec la polarisation souhaitée pour les grilles des pentodes T1 et T2.

### **Quel est l'intérêt de ce montage ?**

- La sortie cathode follower est à basse impédance qui permet de choisir des résistances de valeur basse pour le pont déphaseur, ce qui favorise la bande passante.

- M Worthen revendique une limite haute à 1 MHz. Cette performance est aisément tenue par le déphaseur seul dont l'essai a montré (6AN8 en schéma de polarisation Dynaco comme au § 2.6) une bande passante supérieure à 2 MHz avec une remontée de +6 dB vers 2 MHz.

- Par contre, l'étage préamplificateur dans les mêmes conditions (la partie triode montée en simple cathode follower au lieu d'un cathodyne) reste limité vers 110 kHz.

- La liaison est en continu, ce qui permet aussi de revendiquer une bande passante atteignant le continu (0 Hz) ; cette performance est sûrement intéressante dans d'autres applications, mais pour de l'audio, quelques Hertz auraient suffi.

- La très bonne performance de la 6AN8 en distorsion permet une attaque de grande qualité du push-pull, meilleure que ce qui a été relevé avec les montages à double triode. L'essai en préamplificateur sous 380 V permet de garantir -57 dB (0,014%) de distorsion totale à 20 V alors que le déphaseur seul reste en dessous de -80 dB (0,01%).

- Les sorties à basse impédance par les deux triodes en cathode follower favorisent l'attaque du push pull: elles garantissent une large bande passante malgré les capacités qui seront ramenées par les pentodes de puissance.
- Le montage reste simple, deux tubes comme dans tous les autres schémas avec seulement deux étages en cascade ; cette propriété est totalement due au grand gain que procure la pentode 6AN8.
- Très belle opportunité pour celui qui possède quatre 6AN8.

## 4 : Le Schmitt

### 4.1 : Descriptif de principe

Le déphaseur de Schmitt utilise deux triodes identiques et cette hypothèse est retenue pour toutes les analyses qui vont suivre ; cette hypothèse de départ exclut la seule exception connue à la règle, le déphaseur " pseudo Schmitt " de l'amplificateur **Radford** qui utilise une pentode associée à une triode (celles du tube mixte ECF82). Le schéma électrique de principe est le suivant.

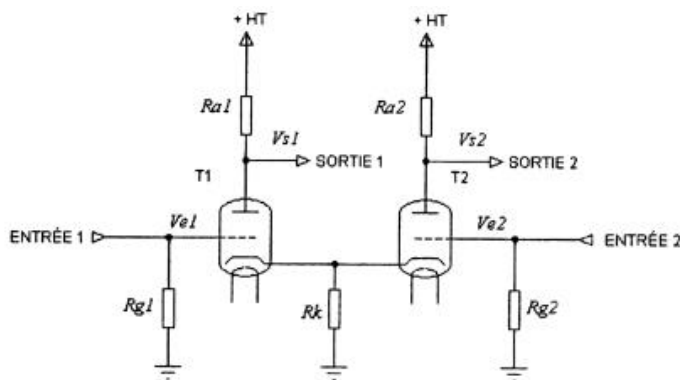


Figure 18 : schéma de principe du déphaseur de Schmitt

Le circuit proposé est complexe et cette première explication contient certaines affirmations qui ne seront validées qu'après avoir mené l'analyse théorique.

Pour simplifier encore plus, ce premier exposé ne considère que le fonctionnement en déphaseur, c'est à dire avec la grille de T2 connectée à la masse.

- Les deux triodes T1 et T2 sont montées en amplificatrices de tension avec Ra1 et R2 comme résistances de charge de plaque.
- Les grilles de T1 et de T2 sont polarisées à la masse par les résistances Rg1 et Rg2.
- La résistance de cathode Rk est commune et elle est de faible valeur ; elle assure le couplage nécessaire entre les deux triodes.
- La tension d'entrée est présentée sur la grille de T1 et une partie se retrouve sur Rk, un peu comme dans un cathode follower.
- T2 voit cette tension sur sa cathode et aucune tension sur sa grille ; cette tension provoque donc une variation du courant dans T2.

- T1 voit comme tension entre grille et cathode, la tension d'entrée  $V_e$  moins la tension sur la cathode.
- Supposons  $V_e$  positive : la tension sur la cathode sera positive mais plus faible que sur la grille.
- T1 voit donc comme tension entre grille et cathode une tension positive et le courant dans T1 va augmenter.
- T2 voit comme tension entre grille et cathode, la masse (tension sur la grille) moins la tension sur la cathode qui est une tension positive dans notre exemple ; la tension entre grille et cathode de T2 est donc négative et le courant dans T2 va baisser.
- Les variations du courant dans T1 et T2 sont de sens opposé et provoquent des chutes de tension de sens opposés dans la résistance de cathode,  $R_k$ .
- L'équilibre est atteint quand la tension aux bornes de  $R_k$  est proche de la moitié de la tension d'entrée présentée sur la grille de T1 (à ce stade, il faut admettre cette affirmation qui sera démontrée au § 4.23).
- T1 voit donc comme tension entre grille et cathode la tension d'entrée  $V_e$  moins la tension sur la cathode, environ  $V_e/2$  ; la différence de tension est donc de  $+ V_e/2$  environ.
- T2 voit comme tension entre grille et cathode, la masse moins la tension sur la cathode,  $V_e/2$  environ ; la différence de tension est donc de  $- V_e/2$  environ.
- Les variations de courant dues à la différence de tension entre grille et cathode sont donc de valeur quasi égale et de sens opposé.
- Aux bornes de  $R_{a1}$  et  $R_{a2}$  apparaissent deux tensions provoquées par des courants de même valeur mais de sens opposé ; si  $R_{a1} = R_{a2}$ , les tensions de sortie sont bien de même valeur mais de signe opposé: on a bien les deux tensions déphasées nécessaires au push pull.
- Chaque triode n'est excitée entre grille et cathode que par la moitié de la tension d'entrée ; le gain sera donc de moitié de ce qu'il aurait été dans un montage amplificateur "normal".
- Le calcul détaillé donné ci-après permet de retrouver le fondement de ces affirmations et il n'y a pas d'autre explication simple par analogie.

## 4.2 : Schémas équivalent et équations caractéristiques

Comme pour l'étude des déphaseurs cathodyne ou paraphase, c'est en introduisant à nouveau la notion de schéma équivalent que les analyses théoriques peuvent être menées. Le schéma équivalent est donné en figure 19 ci-dessous en conservant les principes suivants:

- Chaque triode se comporte comme un générateur de tension de valeur  $-\mu * V_g$ ,  $V_g$  étant la tension d'excitation entre grille et cathode ; il est important de le retenir car dans le montage de Schmitt, cette tension n'est pas égale à la tension entre grille et masse. Ce générateur a une résistance interne  $p$  et  $\mu$  est le coefficient d'amplification de la triode.
- Pour le signal audiofréquence, la haute tension est considérée comme connectée à la masse du fait du découplage par un condensateur de forte valeur (50  $\mu F$  au moins).



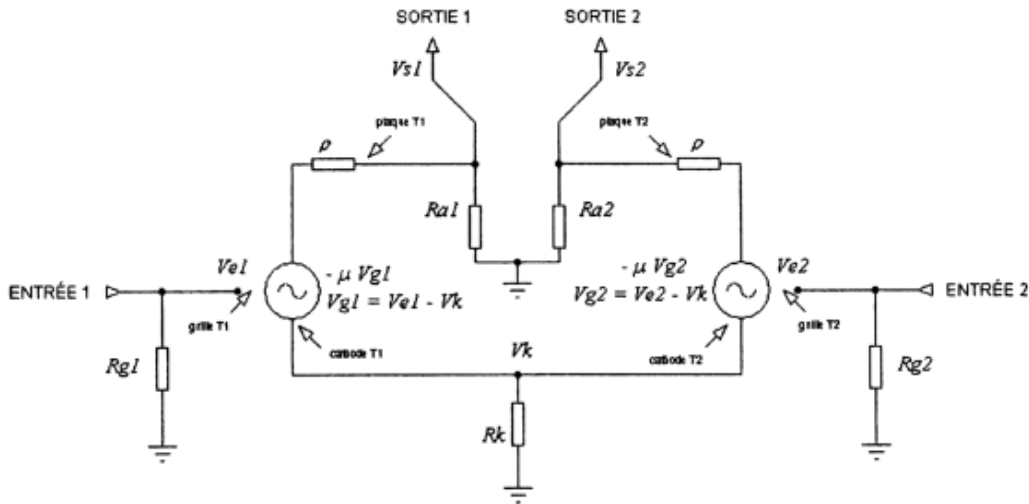


Figure 19: schéma équivalent du déphaseur de Schmitt

Pour approcher les équations caractéristiques, il est utile de revenir au montage différentiel initial, c'est à dire avec deux entrées, chacune attaquée par des signaux utiles d'amplitudes respectives  $V_{e1}$  et  $V_{e2}$ .

Pour permettre tous les développements de l'analyse, les deux tubes sont considérés identiques mais avec des charges de plaque  $R_{a1}$  et  $R_{a2}$  différentes.

#### 4.2.1 : Calcul des gains.

Les premières équations portent sur la détermination des tensions de sortie.

$$V_{s1} = \frac{-\mu R_{a1} (\mu + 1) R_k (V_{e1} - V_{e2}) - \mu R_{a1} (\rho + R_{a2}) V_{e1}}{(\rho + R_{a1})(\rho + R_{a2}) + (\mu + 1) R_k (2\rho + R_{a1} + R_{a2})} \text{ tension sur la sortie 1} \quad (11)$$

$$V_{s2} = \frac{-\mu R_{a2} (\mu + 1) R_k (V_{e2} - V_{e1}) - \mu R_{a2} (\rho + R_{a1}) V_{e2}}{(\rho + R_{a1})(\rho + R_{a2}) + (\mu + 1) R_k (2\rho + R_{a1} + R_{a2})} \text{ tension sur la sortie 2} \quad (12)$$

Ces équations sont complexes et pour y voir plus clair, leur expression est reformatée comme suit:

$$V_{s1} = G_{d1} (V_{e1} - V_{e2}) + G_{c1} V_{e1} \quad (13)$$

- $G_{d1}$  est dit gain différentiel car il exprime l'influence de  $(V_{e1} - V_{e2})$  sur la tension de sortie  $V_{s1}$ .
- $G_{c1}$  est dit gain de mode commun car il exprime l'influence de  $V_{e1}$  seule sur  $V_{s1}$ .

On peut écrire:

$$G_{d1} = -\mu R_{a1} (\mu + 1) R_k / ((\rho + R_{a1})(\rho + R_{a2}) + (\mu + 1) R_k (2\rho + R_{a1} + R_{a2})) \quad (14)$$

$$G_{c1} = -\mu R_{a1} (\rho + R_{a2}) / ((\rho + R_{a1})(\rho + R_{a2}) + (\mu + 1) R_k (2\rho + R_{a1} + R_{a2})) \quad (15)$$

Par symétrie, on peut déduire les équations de même nature sur  $V_{s2}$  :

$$V_{s2} = G_{d2} (V_{e2} - V_{e1}) + G_{c2} V_{e2} \quad (16)$$

- $G_{d2}$  est dit gain différentiel car il exprime l'influence de  $(V_{e2} - V_{e1})$  sur la tension de sortie  $V_{s2}$ .

- $Gc_2$  est dit gain de mode commun car il exprime l'influence de  $Ve_2$  seule sur  $Vs_2$ .

On peut écrire:

$$Gd_2 = -\mu Ra_2 (\mu + 1)Rk / (\rho + Ra_1)(\rho + Ra_2) + (\mu + 1)Rk (2\rho + Ra_1 + Ra_2) \quad (17)$$

$$Gc_2 = -\mu Ra_2 (\rho + Ra_1) / (\rho + Ra_1)(\rho + Ra_2) + (\mu + 1)Rk (2\rho + Ra_1 + Ra_2) \quad (18)$$

Parvenu à ce stade de complexité dans les calculs théoriques, il faut savoir qu'il existe deux approches dans l'utilisation de l'amplificateur différentiel:

- En amplificateur différentiel où les deux tensions d'entrée sont conservées ainsi que la symétrie générale.
- En déphaseur de Schmitt où une seule entrée est conservée (l'autre étant connectée à la masse) et où les deux sorties doivent être d'amplitudes égales mais de phases opposées.

### En amplificateur différentiel :

Dans cette approche, les deux entrées sont utilisées et on cherche  $Gd_1 = -Gd_2$ , ce qui est toujours vrai si  $Ra_1 - Ra_2 = R$  (1ère condition d'équilibre du Schmitt).

Il ne faut pas oublier l'objectif qui est de faire que les deux tensions de sortie soient d'amplitudes égales et de phases opposées, ce qui impose de revenir aux formules donnant les tensions de sortie avec la simplification  $Ra_1 = Ra_2 = R$ .

$$Vs_1 = \frac{-\mu R(\mu + 1)Rk}{(\rho + R)[\rho + R + 2(\mu + 1)Rk]} \times (Ve_1 - Ve_2) - \frac{\mu R}{\rho + R + 2(\mu + 1)Rk} \times Ve_1 \quad (19)$$

$$Vs_2 = \frac{-\mu R(\mu + 1)Rk}{(\rho + R)[\rho + R + 2(\mu + 1)Rk]} \times (Ve_2 - Ve_1) - \frac{\mu R}{\rho + R + 2(\mu + 1)Rk} \times Ve_2 \quad (20)$$

Pour que ces deux tensions de sortie soient identiques en valeur absolue quelque soient les valeurs de  $Ve_1$  et de  $Ve_2$ , il faut rendre négligeables les deux termes uniquement fonction de  $Ve_1$  ou de  $Ve_2$ . Ceci s'exprime par la notion de taux de mode commun qui est le rapport entre le gain en différentiel (celui influencé par la différence entre  $Ve_1$  et  $Ve_2$ ) et le gain de mode commun (celui influencé soit par  $Ve_1$  seule, soit par  $Ve_2$  seule). On définit ainsi :

$$\tau = \text{taux de mode commun} = Gc/Gd = \rho + R / (\mu + 1)Rk$$

La seconde condition d'équilibre d'un Schmitt est que le taux de mode commun soit le plus petit possible. Reprenons deux exemples avec les triodes ECC82 et ECC83:

- Avec une ECC83 où  $p=62$  Kohms,  $\mu=100$ ,  $R=150$  Kohms et  $Rk=68$  KOHms ; alors  $\tau=0,031$  (1/32,4), ce qui veut dire que les deux tensions de sortie seront égales en valeur absolue à 1/32,4 ème près (négligeable).

- Toujours avec la même ECC83 mais avec  $Rk=220$  KOHms, alors  $\tau=0,0095$  (1/105), ce qui veut dire que les deux tensions de sortie seront égales en valeur absolue à 1/105 ème près, encore plus négligeable.

avec une ECC82 où  $p=7,7$   $\mu=17$   $R=100$  Kohms  $Rk=220$  KOHms ; alors  $\tau=0,158$  (1/6,3) ce qui veut dire que les deux tensions de sortie seront égales en valeur absolue à 1/6,3 ème près (non négligeable).

- Toujours avec la même ECC82 mais avec  $R_k=220$  Kohms, alors  $\tau = 0,029$  (1/35), ce qui veut dire que les deux tensions de sortie seront égales en valeur absolue à 1/35 ème près (enfin non négligeable).

- Dans les critères d'optimisation, on retrouvera la préférence pour une double triode à grand gain ainsi que la recherche d'une résistance de cathode de la valeur la plus élevée possible.

### En déphaseur de Schmitt:

Dans cette approche, une seule entrée est conservée et on cherche la relation entre  $R_{a1}$  et  $R_{a2}$  qui rende  $V_{s1}$  et  $V_{s2}$  de même amplitude. Il faut reprendre les formules (11) et (12) dans lesquelles  $V_{e2}$  sera égale à 0.

$$V_{s1} = -\mu R_{a1} \times \frac{(\mu + 1) R_k + \rho + R_{a2}}{(\rho + R_{a1})(\rho + R_{a2}) + (\mu + 1) R_k (2\rho + R_{a1} + R_{a2})} \times V_{e1} \quad (22)$$

$$V_{s2} = \mu R_{a2} \times \frac{(\mu + 1) R_k}{(\rho + R_{a1})(\rho + R_{a2}) + (\mu + 1) R_k (2\rho + R_{a1} + R_{a2})} \times V_{e1} \quad (23)$$

Revenons aux deux exemples avec ECC82 et ECC83 avec des résistances de cathode respectives de 40 Kohms et de 62 Kohms:

- Avec ECC83,  $R_{a2}= 1,031 R_{a1}= 154,7$  Kohms.

- Avec ECC82,  $R_{a2}=1,173 R_{a1}=117,3$  Kohms) ; les deux résistances de charge sont relativement déséquilibrées (environ 20%), ce qui peut perturber le fonctionnement en courant continu.

- Dans les montages expérimentaux, une autre astuce pour parfaire l'équilibrage sera proposée et validée, celle-ci sans incidence sur le fonctionnement en continu.

### 4.2.2 : Retour sur quelques caractéristiques

Retour sur la tension de cathode  $V_k$ .

Pour déterminer qu'elle est la tension présente sur la cathode, on revient au montage différentiel avec deux résistances de charge égales. On peut écrire :

$$V_k = \mu R_k (V_{e1} + V_{e2}) / \rho + R + 2(\mu + 1) R_k \quad (25)$$

Comme on peut retenir que  $2(\mu + 1) R_k$  est très grande devant  $p$  (avec une ECC82,  $2(\mu + 1) R_k$  avec  $R_k$  de l'ordre de 40 Kohms atteint 1440 Kohms alors que  $p$  est de l'ordre de 7,7 Kohms), l'équation se simplifie avec :

$$V_k \approx \mu (V_{e1} + V_{e2}) / 2(\mu + 1) \approx (V_{e1} + V_{e2}) / 2 \quad (26)$$

Cette relation démontre bien l'affirmation utilisée au § 4.1 dans laquelle on indiquait que la tension de cathode était proche de la moitié de la tension présentée sur la grille.

Revoyons ce calcul autrement: on peut aussi écrire en posant  $i^1=$  courant dans la triode T1 et  $i^2=$  courant dans la triode T2 ;  $V_k = R_k (i^1 + i^2)$ . Les courants se déduisent des équations (29) et (30) et on peut alors écrire:

$$V_k = \frac{Rk}{R} \times [Gd_1(Ve_1 - Ve_2) + Gc_1Ve_1 + Gd_2(Ve_2 - Ve_1) + Gc_2Ve_2] \quad (27)$$

Comme on a fait  $Ra1=Ra2=R$  pour que  $Gd1$  soit égal à  $Gd2$ , on voit que les termes en  $(Ve1-Ve2)$  s'annulent. Il reste :

$$V_k = \frac{Rk}{R} \times [Gc_1Ve_1 + Gc_2Ve_2] \quad (28)$$

**Note importante:** cette équation montre que la tension de cathode est uniquement fonction des deux gains de mode commun. C'est une contradiction apparente du fonctionnement du déphaseur de Schmitt que:

- Le meilleur équilibre est atteint quand le taux de mode commun est minimal.
- Le mode commun est pourtant nécessaire au fonctionnement car c'est lui qui assure la tension commune des cathodes, c'est à dire la tension de couplage entre les deux triodes.
- C'est cette contradiction qui permet d'écrire que le déphaseur de Schmitt ne fonctionne qu'avec un déséquilibre (un mode commun non nul).

Retour sur le gain entre chaque entrée 1 et chaque sortie 1 :

$$|Gd| = \frac{\mu R(\mu + 1) Rk}{(\rho + R)[\rho + R + 2(\mu + 1) Rk]} \approx \frac{\mu R}{2(\rho + R)} \quad (29)$$

De la même manière, pour le gain entre entrée 1 et sortie 1:

Ce gain est la moitié du gain de la même triode utilisée en amplificateur à cathode commune =  $(\mu R/p+R)$ : la seconde affirmation utilisée au § 4.1 est démontrée.

#### 4.2.3 : Calcul des impédances de sortie

Toujours dans la configuration en amplificateur différentiel (charges de plaque égales pour les deux triodes) mais en utilisation, déphaseur de Schmitt (une seule tension d'entrée  $Ve1$ ,  $Ve2$  étant à la masse), les impédances de sortie sont identiques sur chacune des deux sorties et elles sont données par une expression algébrique assez complexe que l'on peut formater comme suit:

$$Z_{out} = \frac{R}{\rho + R} \times \frac{\rho(\rho + R) + (\mu + 1) Rk(2\rho + R)}{\rho + R + 2(\mu + 1) Rk} \quad (30)$$

Si  $(\mu+1) Rk$  grande devant  $p+R$ , critère pour un taux de mode commun minimal (voir équation 21), alors:

$$Z_{out} \approx R(2\rho + R)/2\rho + 2R \text{ plus petite que } R \quad (31)$$

Si on compare cette valeur à celle d'un amplificateur à simple triode ayant la même charge ( $Z_{out}=pR/p+R$ ), l'impédance de sortie d'un amplificateur différentiel en est supérieure:

- Avec l'ECC82,  $Z_{out}$  en différentiel = 7,5 fois celle en triode simple.

- Avec l'ECC83,  $Z_{out}$  en différentiel = 2,2 fois celle en triode simple.

#### 4.2.4 : Synthèse

L'étude du déphaseur de Schmitt a conduit à de nombreux développements de mathématiques simples mais donnant des résultats assez complexes. Ils sont incontournables pour comprendre l'équilibre de fonctionnement de ce type d'amplificateur.

Quelques conclusions simples:

- Le déphaseur peut être parfaitement équilibré pour peu que le choix se porte sur une triode à grand gain et que la résistance commune de cathode soit de valeur suffisamment élevée.
- Il n'est pas souhaitable de rechercher l'équilibre exact des tensions de sortie par un déséquilibre des deux résistances de charge de plaque ; en fonction du tube, ce déséquilibre peut conduire à des conditions de fonctionnement sensiblement déséquilibrées en courant continu.
- La tension sur les cathodes n'est pas nulle mais proche de la demie somme des tensions présentées aux entrées : c'est elle qui explique le gain divisé par deux et les deux tensions de sortie en opposition de phase.
- La tension commune de cathodes est due au mode commun, ce qui permet de dire que le déphaseur de Schmitt ne fonctionne qu'en présence, d'un certain déséquilibre.
- L'impédance de sortie est égale sur les deux sorties et elle est supérieure à celle de la même triode montée en amplificateur simple.

### 4.3 : Schéma opérationnel et optimisations

#### 4.3.1 : Schéma opérationnel

**En premier lieu**, le déphaseur de Schmitt utilise par principe les deux triodes d'un tube type ECC et, par homogénéité avec les cathodyne et paraphase, on ne poursuivra pas plus loin dans cette voie.

**En second lieu** les calculs des conditions d'équilibre ont montré que la résistance de cathode est de valeur élevée. Elle provoque donc une chute de tension au repos (en continu) elle-même assez élevée et la cathode se retrouve ainsi portée à un potentiel positif assez élevé (entre 50 V et 150 V par exemple). Si la grille reste connectée à la masse comme dans la figure 19, elle se retrouve portée à un potentiel très négatif par rapport à la cathode, bien loin de l'optimum de polarisation, voir même au cut off (aucun courant ne traverse plus la triode).

Pour satisfaire aux deux conditions: tension de polarisation grille / cathode optimale et forte charge de cathode, il convient de fractionner la résistance de cathode comme le montre le schéma opérationnel de la figure 21 ci-dessous:

- Le schéma de polarisation de grille est donc un peu plus complexe: la résistance de cathode est fractionnée en deux, une résistance de faible valeur (R1) donnant la tension grille - cathode souhaitée raccordée côté cathode et une résistance de forte valeur (R2) connectée à la masse

- La grille de T1 est reliée au point commun de R1 et R2 par une résistance de forte valeur (680 Kohms), par exemple, résistance habituelle de fuite de grille), la tension de polarisation grille - cathode sera la tension aux bornes de R1.

- La liaison en entrée est nécessairement effectuée par un condensateur.

- La grille de T2 est aussi reliée au point commun des deux résistances de cathode R1 et R2 par une résistance de valeur élevée (680 Kohms) comme pour T1), la tension de polarisation entre grille et cathode sera la tension aux bornes de R1.
- La grille de T2 est maintenue à une tension constante (équivalente à la masse) par le découplage du condensateur de 0,1  $\mu$ F.
- Cette façon de réaliser les polarisations avait déjà été explicitée avec le montage cathodyne (cf. § 2.3).

**En troisième lieu**, l'ensemble préamplificateur - déphaseur, n'est pas isolé: Il convient de récupérer les tensions de sortie audiofréquences pour les étages situés en aval : les condensateurs de 0,1  $\mu$ F en sortie plaque de chaque triode se chargent de transmettre les signaux audiofréquences à l'exclusion des tensions continues. Les signaux audiofréquences sont disponibles aux bornes des résistances de 1 Mohms qui représentent les résistances de polarisation de grille des étages suivants.

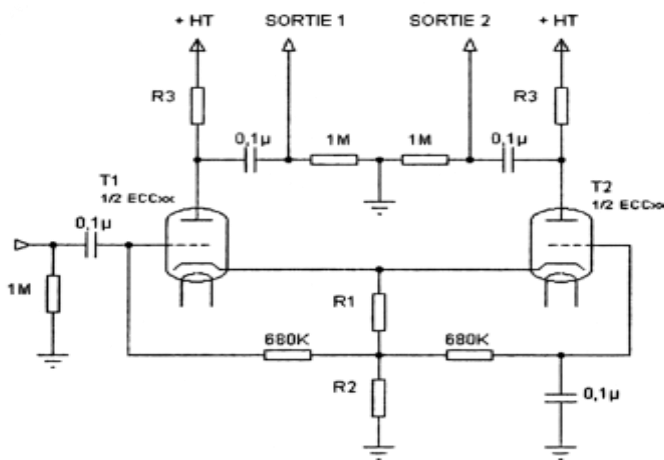


Figure 20: schéma opérationnel du déphaseur de Schmitt

#### 4.3.2 : Comment optimiser un tel schéma ?

**Un premier critère** peut être la recherche d'une capacité à fournir des tensions de sortie de grandes amplitudes car elles sont nécessaires à l'excitation à fond (tension nécessaire à obtenir la pleine puissance) des étages de puissance. Ceci s'exprime par la notion de saturation qui devra, en plus, être symétrique pour chacune des deux tensions de sortie.

- La résistance de cathode de valeur élevée introduit une chute de tension importante qui décale les points de polarisation des deux amplificateurs.
- Pour un bon équilibrage, la première tentation est de minimiser la résistance de cathode mais une telle démarche ne laissera qu'une faible tension pour la charge de plaque.
- Une trop faible tension disponible pour la résistance de charge de plaque signifie une trop faible valeur des résistances de charge, ce qui entraîne une réduction du gain ainsi qu'une remontée des distorsions d'ordre trois.

Le premier compromis retient:

- D'accorder 1/5 ème de la tension d'alimentation pour la tension de cathode, soit 70 V environ pour une alimentation HT de 350 V.

- D'accorder 2/5 ème de la tension d'alimentation (soit 140 V) pour l'espace cathode / plaque de la triode et pour la résistance de charge ; cette équipartition garantit une saturation symétrique de chaque triode.
- Cette répartition égale n'est pas toujours aisée à respecter car certaines triodes présentent de meilleurs points de fonctionnement, soit avec des tensions supérieures (ECC83), soit avec des tensions inférieures (ECC82 ou ECC88).

Avec ce type de compromis, l'excursion maximale de tension d'un déphaseur de Schmitt est théoriquement de 2/5 ème (40%) de la tension d'alimentation alors qu'elle peut atteindre la moitié dans un paraphase. Cette limitation théorique n'est pas confirmée en pratique parce que le seuil de distorsion acceptable prend le pas sur le phénomène de saturation.

**Le second critère** porte sur la nature des liaisons en entrée et en sortie du déphaseur. Comme pour le cathodyne, toute liaison directe en lieu et place d'une liaison par condensateur sera la bienvenue: ce sera le cas dans trois des quatre montages d'essais adaptés à l'alimentation d'un push pull d'EL34 qui exige la mise en place d'un étage préamplificateur (voir § 4,4 ci-après).

**Le troisième critère** concerne le choix des valeurs des résistances de charge du déphaseur. Les premières réflexions ont déjà été vues au titre du premier critère. Il ne reste :

- A respecter une stricte égalité des résistances de charge de plaque des deux triodes. La charge effective de chaque triode est constituée de la résistance en série avec l'alimentation haute tension (R3 sur la figure 21) en parallèle avec celle de 1 Mohms de polarisation de l'étage suivant.
- En pratique, R3 n'est pas nécessairement très éloignée de la résistance de polarisation et la solution la plus sûre est de choisir toutes ces résistances dans une série de précision à 1%

Le quatrième critère est un constat: le sens de variation du courant dans chaque triode est de sens opposé et la somme des deux, reste constante, ce qui est un élément favorable en regard de la charge présentée à l'alimentation (pas d'appels de courant en fonction du signal d'entrée). Plus encore, toute perturbation apparaissant sur la ligne d'alimentation sera symétrique sur les sorties et réjectée par l'équilibrage du push pull en aval.

A partir de ces éléments, trois schémas de déphaseur utilisant les ECC81, ECC82 et ECC83 ont été câblés et testés. Par rapport au schéma opérationnel de la figure 20, il suffit de préciser la nomenclature des composants passifs utilisés, ce que donne le tableau ci-dessous.

Triode	R1 en kOhms	R2 en kOhms	R3 en kOhms
ECC81	1,0	30	110
ECC82	1,8	39	220
ECC83	1,2	60	220

#### 4.4 : Définition de montages caractéristiques

Comme pour le cathodyne ou le paraphase, l'objectif est d'évaluer l'ensemble préamplificateur - déphaseur pour alimenter un push pull d'EL34: le gain nécessaire est de 46 dB alors que le déphaseur à deux triodes n'aura que le gain moitié de celui d'un étage préamplificateur en cathode commune (entre 16 et 30 dB). Il est donc nécessaire de faire précéder ou suivre le déphaseur par des amplificateurs de tension qui porteront les signaux audiofréquences de sortie aux 25 V nécessaires. Dans le cas du déphaseur de Schmitt, la solution toujours retenue, et les essais le justifieront, est d'adjoindre un étage préamplificateur. Leur gain doit se situer entre 16 et 30 dB environ.

Pour le choix des schémas, on repart des schémas des déphaseurs seuls de la figure 20 auxquels on adjoint un préamplificateur à triode avec deux optimisations supplémentaires :

- En s'inspirant des schémas anciens avec une tension de cathode un peu inférieure à 100 V, 250 V environ restent disponibles pour chaque amplificateur. La valeur un peu supérieure accordée à la tension de cathode (celle des montages proposés en figure 20 est plutôt vers 70 V) permet une augmentation de la résistance de cathode qui favorise l'équilibrage des tensions de sortie.

- 100V environ sur la cathode donnent environ 100 V (moins la polarisation grille - cathode) sur les grilles ; cette valeur est suffisamment élevée pour que l'on puisse imaginer que la tension plaque du préamplificateur qui précède soit justement de cette valeur: dans ce cas favorable, la liaison directe est possible, schéma standard des ensembles préamplificateur déphaseur de Schmitt

**Le premier schéma** utilise l'ECC81 en déphaseur et un préamplificateur à 1/2 ECC82 suffit ; cette triode travaille sous faible tension plaque et elle sera donc en liaison directe avec les grilles du déphaseur.

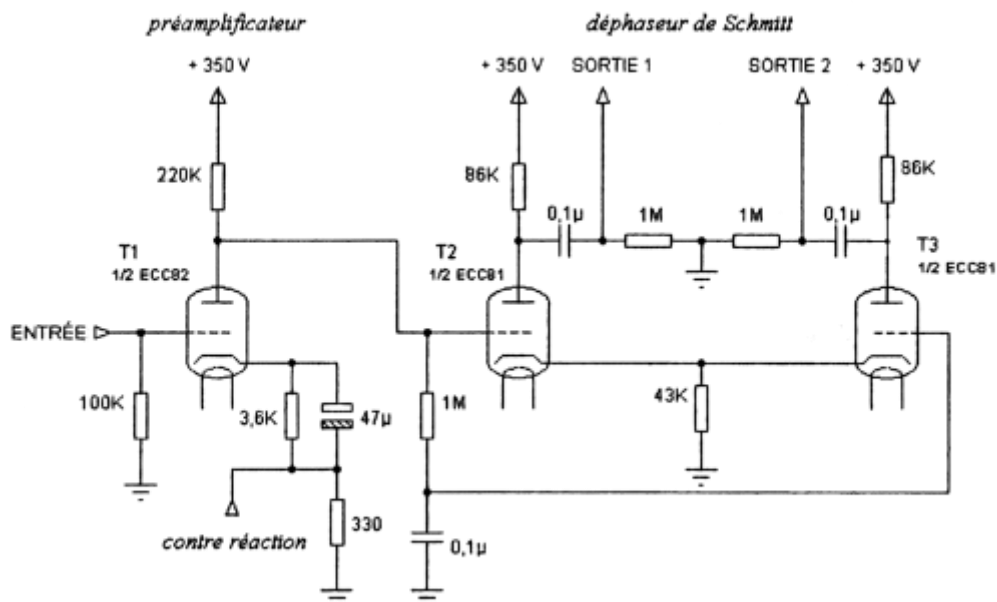


Figure21: déphaseur de Schmitt à ECC81 et préamplificateur à ECC82

**Le second schéma** utilise l'ECC82 en déphaseur malgré les calculs faits en exemple qui montrent la difficulté d'obtenir un bon équilibrage des gains sur les deux sorties. Le faible gain de l'ECC82 impose un préamplificateur à grand gain, ce qui sera fait avec une 1/2 d'ECC83 ; cette triode travaille avec des tensions plaque assez élevées ce qui rend la liaison directe impossible (se souvenir que cela a déjà été le cas avec l'ECC83 en cathodyne).



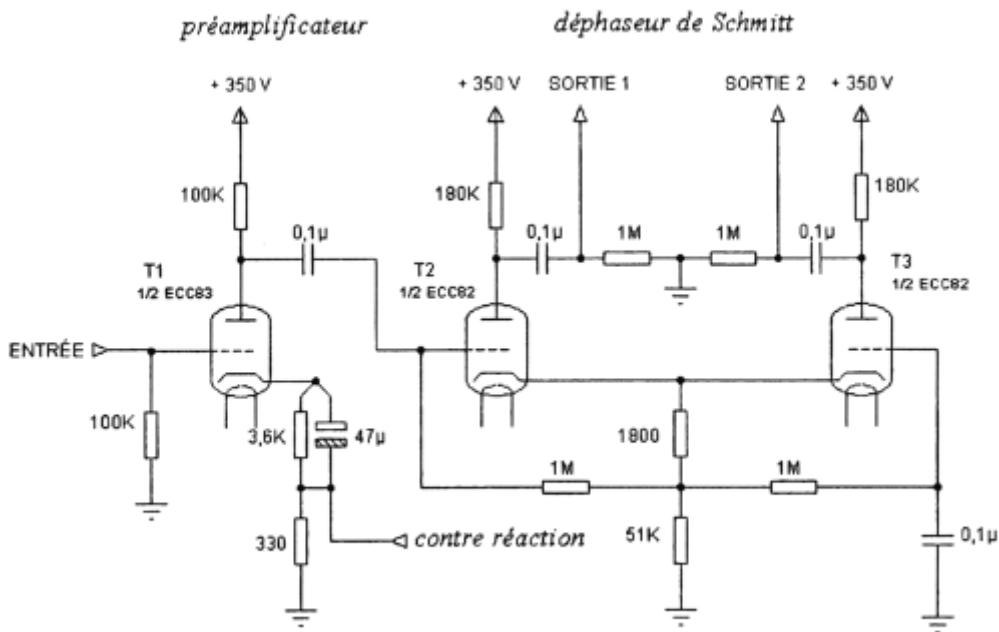


Figure 22: déphaseur de Schmitt à ECC82 et préamplificateur à ECC83

Le troisième schéma est à base d'ECC83 car ce tube présente un excellent équilibrage naturel en déphaseur du fait de son grand gain. Une ECC82, tube à faible gain, suffit comme préamplificateur et sa capacité à travailler sous faible tension plaque permet de revenir à la liaison directe entre préamplificateur et déphaseur.

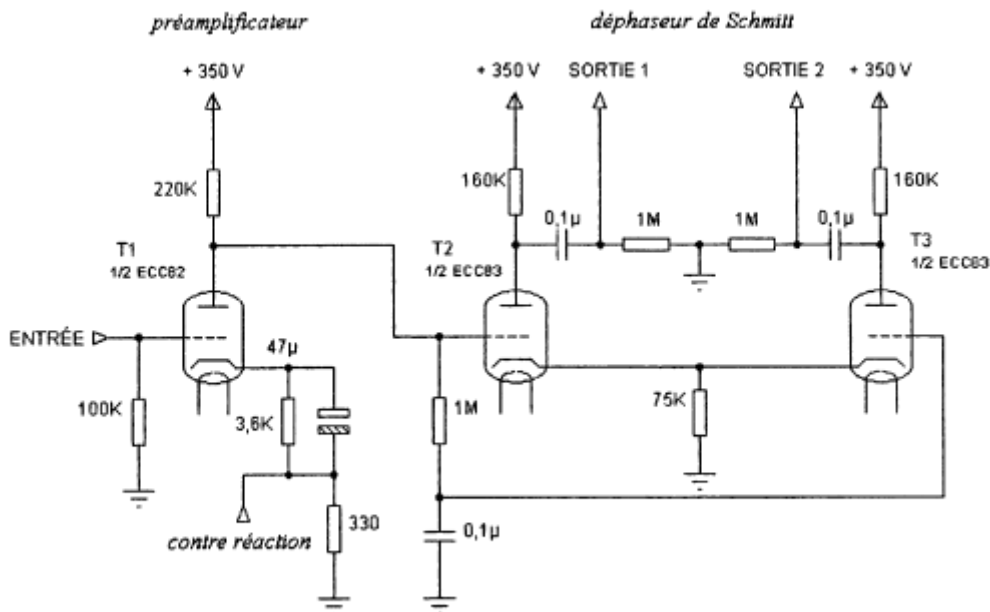


Figure 23: déphaseur de Schmitt à ECC83 et préamplificateur à ECC82

Le grand gain du déphaseur à ECC83 aggrave l'effet Miller et la capacité d'entrée vue par le préamplificateur est assez importante pour entraîner une réduction sensible de la bande passante.

**Le quatrième schéma** reprend une solution correctrice qui consiste à intercaler un étage cathode follower entre préamplificateur et déphaseur. Avec l'ECC82, ce montage est aisé car il utilise les deux triodes de l'enveloppe du tube et il permet de conserver les liaisons directes entre tous les étages en cascade.

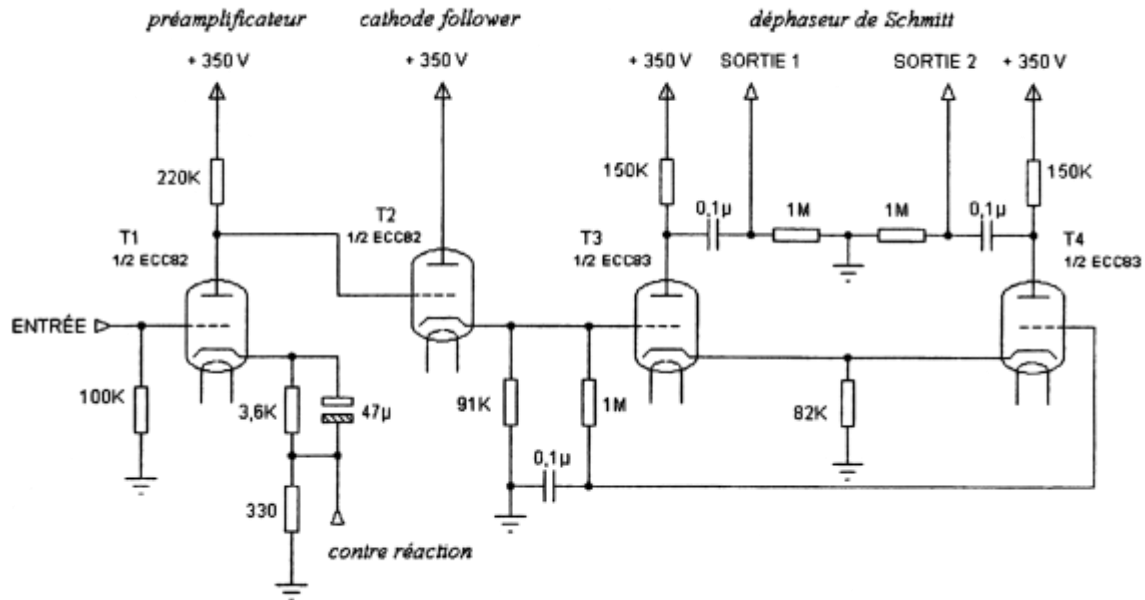


Figure 24: déphaseur de Schmitt à ECC83, préamplificateur et cathode follower à ECC82

#### 4.5: résultats de mesures et synthèse

Les résultats de mesures portent sur sept montages :

- Les déphaseurs de Schmitt seuls avec ECC81, ECC82 et ECC83 selon les schémas de la figure 20.
- Les quatre ensembles préamplificateur déphaseur selon les schémas des figures 21 , 22, 23 et 24.

Les performances mesurées sont le gain à sa valeur la plus faible, l'écart de gain entre sorties, les bandes passantes à -3 dB sur les deux sorties et la distorsion harmonique à 10 V et 20 V efficaces sur la sortie 1 (voir schémas).

Montages	Gain (dB)	Ecart gain (dB)	Bande passante en kHz		Distorsion à 10V			Distorsion à 20V		
			Sortie 1	Sortie 2	totale	H2	H3	totale	H2	H3
ECC81 (fig20)	24,3	0,5	197	167	-55 0,18%	-55	-	-48,8 0,36%	-50	-66
ECC82 (fig20)	15,8	2,2	125	138	-49,3 0,34%	-50	-80	-42,4 0,75%	-43	-60
ECC83 (fig20)	30	0,36	91	78	-68 0,03%	-75	-72	-61 0,09%	-68	-63
ECC82+ECC81 (fig21)	46,2	0,1 note1	130	140	-55,4 0,17%	-55	-65	-48 0,4%	-49	-55

ECC83+ECC82 (fig22)	50,9	0,1	87	86	-49 0,35%	-49	-69	-41,8 0,81%	-42	-55
ECC82+ECC83 (fig23)	52,5	0,2	64,5	70,7	-69 0,035%	-69	-	-56,4 0,15%	-65	-57
ECC82+ECC83 (fig24)	51,8	0,2	108	111	-72 0,025%	-72	-	-56,7 0,146%	-68	-57

### Conclusions pour les déphaseurs seuls :

- Le gain est fonction du tube utilisé ; par d'autres essais, il se confirme que le gain en déphaseur est bien la moitié du gain en amplificateur simple (-6dB).
- L'écart de gain diminue quand le coefficient d'amplification du tube augmente (2,2 dB avec ECC82 contre 0,36 dB avec ECC833. Par l'équation (31), on a vu que l'expression du taux de mode commun est un peu plus complexe en faisant intervenir  $\mu$ ,  $p$  la résistance interne,  $R$  et  $R_k$  les résistances de charge des triodes.
- Cet écart peut être ramené proche de 0 en connectant la sortie 1 (celle qui a le plus de gain) à un point intermédiaire ad hoc de la résistance de charge. Sur la figure 21, la charge  $R_3$  de  $T_2$  (86 Kohms) est en fait une 10 Kohms côté plaque en série avec une 76 (33 + 43) Kohms côté + HT, ce qui a permis de ramener l'écart de gain de -0,55 dB à +0,1 dB (légère surcompensation).
- Cette astuce est sans conséquence sur les autres performances et elle plus sûre de mise en oeuvre que celle qui consiste à prendre des résistances de charge de valeurs différentes (se souvenir de l'exemple numérique avec l'ECC82).
- Les bandes passantes sont satisfaisantes, plus larges avec les tubes à faible résistance interne et faiblement chargés, (par exemple ECC82 par rapport à ECC83)
- Les distorsions sont faibles même à 20 V en sortie ; ceci est essentiellement dû à la compensation des distorsions d'ordres pairs inhérentes au montage en différentiel.
- Ces faibles distorsions permettent aux sorties d'un déphaseur de Schmitt d'attaquer directement le push pull sans amplificateur driver. Ceci justifie a posteriori le choix d'un préamplificateur précédant le déphaseur, à contrario des solutions cathodyne ou paraphase qui utilisaient un post-amplificateur ou driver.

### Conclusions pour les ensembles préamplificateur déphaseur :

- Les gains sont nominaux, somme en dB des gains de chaque étage. L'objectif de 46 dB est aisément atteint avec deux étages seulement, ce qui est une autre qualité du déphaseur de Schmitt.
- L'équilibrage est meilleur que dans les essais de déphaseur seuls parce que le choix de la liaison directe a conduit à augmenter la résistance commune de cathode en réduisant à proportion celle de charge de plaque (revoir la formule 31).
- Les bandes passantes sont plus faibles, effet combiné de la mise en cascade préamplificateur - déphaseur dans laquelle les limitations de bande passante de chaque étage se cumulent mais surtout, de l'effet Miller entre préamplificateur et déphaseur.
- D'ailleurs, le montage de la figure 24 dans lequel un étage séparateur cathode follower est inséré entre préamplificateur et déphaseur, montre le net regain de bande passante (108 kHz contre 64,5 kHz).
- Il n'y a pas d'explication simple aux déséquilibres de bande passante relevé entre les deux sorties, sans compter que la bande passante la plus élevée (ou la plus faible) passe de la sortie 1 à la sortie 2 selon les montages.
- Les distorsions à 20 V en sortie restent nettement plus faibles que dans les deux solutions cathodyne ou paraphase, même si une légère dégradation est relevée (effet de cumul avec le préamplificateur).

## 5 : Le cross coupled (couplage croisés)

### 5.1 : Descriptif de principe

Ce circuit déphaseur peut être décrit directement à partir des schémas ayant donné lieu à réalisation commerciale mais il est intellectuellement agréable de rechercher la logique qui a pu conduire à ce type, de déphaseur. Dans un amplificateur à triode, on sait que :

- Si le signal est injecté sur la grille, le signal récupéré sur la plaque est en opposition de phase avec le signal d'entrée ; autrement dit, quand le signal d'entrée sur la grille augmente, le signal sur la plaque baisse.

- Si le signal est injecté sur la cathode (montage dit grille à la masse), le signal récupéré sur la plaque est en phase avec le signal d'entrée ; autrement dit, quand le signal d'entrée sur la cathode augmente, celui sur la plaque augmente aussi. Si les signaux sont injectés à la fois sur la grille d'une première triode et à la fois sur la cathode d'une seconde, les signaux récupérés sur leur plaque seront en opposition de phase. Toutefois, attaquer une triode par sa cathode suppose de le faire à basse impédance car l'impédance d'entrée d'un étage grille à la masse est très basse: on va donc introduire un étage séparateur de type cathode follower. Le premier schéma de principe en figure 25, en trois parties, montre une première phase de la conception d'un déphaseur cross coupled.

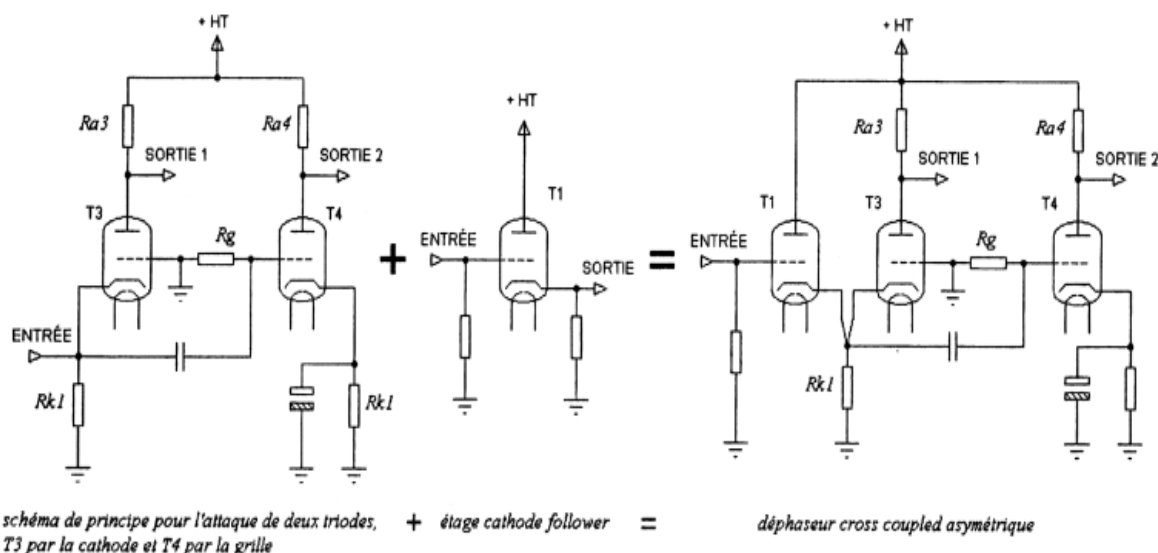


Figure 25 : logique intellectuelle conduisant au déphaseur asymétrique

Un tel schéma devrait fonctionner mais la détermination précise des points de fonctionnement reste peu optimale. Deux évolutions sont nécessaires pour retrouver les schémas commerciaux:

- Rendre le montage symétrique comme dans le déphaseur de Schmitt. Pour y parvenir, il suffit d'imaginer comment pourrait se faire une seconde entrée, symétrique de la première.

- Pour cela, il faut créer une entrée par un cathode follower autour de T4, c'est à dire créer un couple T2/T4 tout à fait identique au couple T1/T3 du schéma asymétrique de la figure 28.

- Mettre en oeuvre des liaisons continues entre cathodes et grilles ce qui s'obtient en insérant une résistance de polarisation dans les cathodes de T3 et de T4, un peu à la façon des schémas de polarisation des cathodyne ou Schmitt quand la liaison directe n'est pas possible.

La figure 26 montre comment arriver au schéma commercial en deux temps:

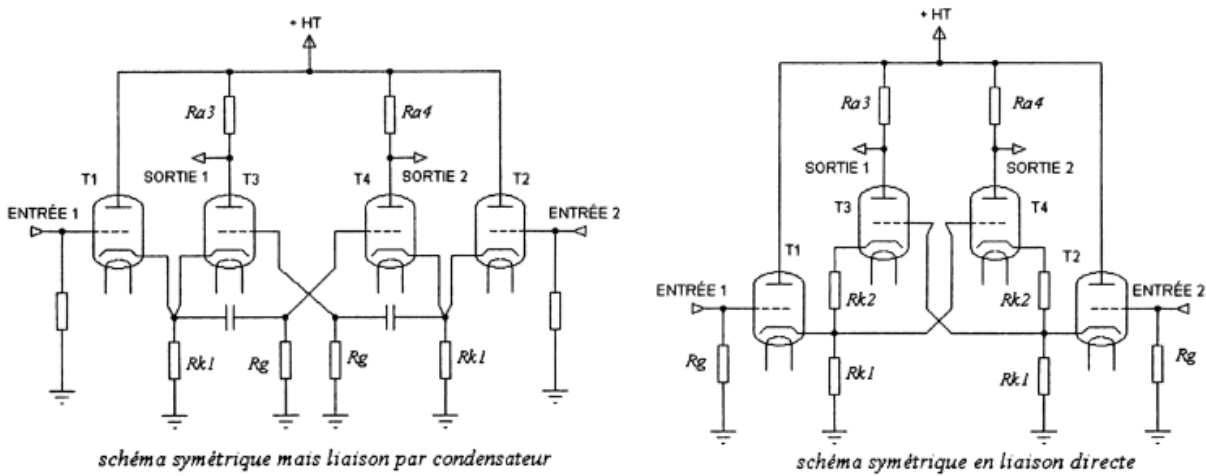


Figure 26: logique conduisant au déphaseur symétrique

Pour comprendre le fonctionnement en déphaseur, il faut d'abord passer par une description simplifiée en ne gardant que l'entrée 1. La figure 27 ci-dessous reprend le schéma final (schéma symétrique en liaison directe) en repérant les tensions aux différents points du montage.

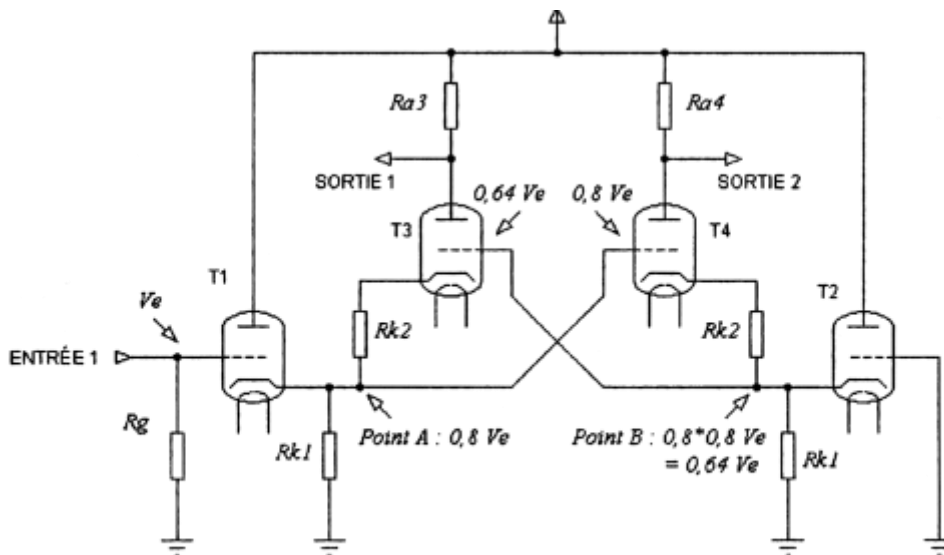


Figure 27: repérage des tensions dans le schéma symétrique

En suivant le schéma de la figure 27 :

- La tension présentée à l'entrée 1 (grille de T1) est  $V_e$ .
- Elle se retrouve sur la cathode de T1 avec un gain inférieur à 1, mettons 0,8.

- La tension sur la cathode de T3 (en négligeant l'influence de Rk2) et sur la grille de T4 est donc de  $0,8 V_e$ .

- T4 se comporte comme T1 et la tension présentée sur sa grille se retrouve sur la cathode, toujours avec un gain inférieur à 1 ; gardons un gain de 0,8.

La tension sur la cathode de T4 est donc de  $0,8 * 0,8 V_e$ , soit  $0,64 V_e$ .

- Cette tension se retrouve au point B (toujours en négligeant l'influence de Rk2), c'est à dire aussi sur la grille de T3.

- T3 est excitée par la différence de tension entre sa grille et sa cathode ; dans notre exemple :  $0,64 V_e - 0,8 V_e = - 0,16 V_e$

- T4 est excitée par la différence de tension entre sa grille et sa cathode ; dans notre exemple :  $0,8 V_e - 0,64 V_e = + 0,16 V_e$

- Les deux triodes sont excitées par des tensions égales mais de signe opposé les courants dans les deux seront égaux mais de sens opposé.

- Ils créent sur les résistances de charge de plaque des tensions dans égales mais de phases opposées si R3 et Ra4 sont de même valeur.

Le montage fonctionne bien en déphaseur. Toutefois, **cette explication est simplissime** car plusieurs phénomènes ont été négligés tels que le rôle de Rk2 et le couplage en retour qui apparaît du fait d'avoir croisé les deux entrées:

- Le signal en provenance de l'entrée 1 est envoyé sur la grille de T4 et il y provoque une variation de courant.

- Cette variation de courant provoque une variation de tension dans Rk1 de T1 et T3, donc modifie les fonctionnements de T1 et de T3.

- Dans le schéma asymétrique, T1 n'était influencé que par le signal d'entrée injecté sur la cathode. Idem bien sûr pour le signal en provenance de l'entrée 2 : il y a du Schmitt qui pointe son nez. Ce n'est que par les calculs du schéma équivalent que la caractérisation du montage sera complète.

## 5.2: Schéma équivalent et équations caractéristiques

Pour déterminer les conditions de fonctionnement du déphaseur, il suffit de retourner à la notion de schéma équivalent pour chacune des triodes. Dans les conditions normales de fonctionnement d'une triode, elle peut être assimilée à :

- Un générateur de tension de force électromotrice  $-\mu * V_g$  où  $V_g$  est la tension d'excitation prise entre grille et cathode ; c'est elle qui provoque la variation du courant entre plaque et cathode.

- Dans le montage cross coupled, il faut être très attentif à cette définition de la tension d'excitation entre grille et cathode car, pour toutes les triodes, elle est différente de la tension grille car toutes les cathodes sont actives (non découplées)

-  $\mu$  est le coefficient d'amplification, caractéristique de la triode choisie ; par exemple,  $\mu = 17$  pour une ECC82 ou 100 pour une ECC83.



Si  $V_{s1}$  s'écrit  $V_{s1} = Gd(V_{e1} - V_{e2}) + GcV_{e1}$ , alors :

$$Gd = \frac{V_{s1}}{V_{e1} - V_{e2}} = \frac{\mu_1 \mu_2 R_1 R_2 RaRk_1}{[R_1 R_2 + \rho_1 Rk_1][R_1 R_2 + (2\mu_2 + 1)\rho_1 Rk_1]} \quad (33)$$

$$Gc = \frac{V_{s1}}{V_{e1}} = \frac{\mu_1 RaRk_1}{R_1 R_2 + \rho_1 Rk_1}$$

En s'appuyant sur l'analyse simplissime du fonctionnement du déphaseur au § 5.1, le schéma équivalent a retenu d'entrée que les résistances de charge de plaque de T3 et de T4 étaient de même valeur ; cette hypothèse est en fait un premier critère d'équilibre du cross coupled en fonctionnement différentiel. On peut donc écrire immédiatement:

$$V_{s2} = Gd(V_{e2} - V_{e1}) + GcV_{e2} \text{ avec}$$

$$Gd = \frac{V_{s2}}{V_{e2} - V_{e1}} = \frac{\mu_1 \mu_2 R_1 R_2 RaRk_1}{[R_1 R_2 + \rho_1 Rk_1][R_1 R_2 + (2\mu_2 + 1)\rho_1 Rk_1]} \quad (34)$$

$$Gc = \frac{V_{s2}}{V_{e2}} = \frac{\mu_1 RaRk_1}{R_1 R_2 + \rho_1 Rk_1}$$

Le montage est parfaitement symétrique dans l'expression du gain en fonction des tensions d'entrée  $V_{e1}$  et  $V_{e2}$ . Le gain différentiel est positif (non inverseur) a contrario du Schmitt: c'est à dire que  $V_{s1}$  est en phase avec  $V_{e1}$ .

Il ne faut pas oublier l'objectif qui est de faire que les deux tensions de sortie soient d'amplitudes égales et de phases opposées. Pour cela, il faut que le terme uniquement fonction d'une des tensions d'entrée ( $V_{e1}$  pour  $V_{s1}$  ou  $V_{e2}$  pour  $V_{s2}$ ) soit négligeable par rapport au terme fonction de la différence des deux tensions d'entrée ( $V_{e1} - V_{e2}$ ).

Cette notion a été introduite avec le déphaseur de Schmitt, c'est la notion de taux de mode commun. Si, par définition, on appelle taux de mode commun le rapport entre le gain de mode commun et le gain différentiel, alors le montage sera le plus parfaitement symétrique si ce taux est le plus faible possible. Des équations (33) ou (34), on déduit:

$$\tau = \text{taux de mode commun} = \frac{Gc}{Gd} = \frac{R_1 R_2 + 2(\mu_2 + 1)\rho_1 Rk_1}{\mu_2 R_1 R_2}$$

$$\tau = \frac{1}{\mu_2} + \frac{2(\mu_2 + 1)}{\mu_2} \times \frac{\rho_1 Rk_1}{R_1 R_2} \quad (35)$$

Arrivé à ce stade de la modélisation du déphaseur cross coupled, il est temps de passer aux analyses d'optimisation de son fonctionnement:

- En ayant retenu dès le départ que les résistances de charge de plaque des triodes T3 et T4 étaient égales, seule le travail en amplificateur différentiel est accepté ; le schéma d'optimisation en déphaseur avec une seule tension d'entrée et recherche d'une relation entre les deux résistances de charge des triodes de sortie est écarté, un peu parce que dans le Schmitt, cette recherche avait conduit à des possibles errements dans les polarisations en continu.
- Le meilleur équilibre est atteint quand le taux de mode commun est le plus faible, ce qui conduit à trois conditions:



- $\mu_2$ , le coefficient d'amplification des triodes de sortie, doit être le plus élevé possible ; les triodes de sortie seront plutôt des modèles ECC83 ou ECC81 ; ce critère est comparable à celui trouvé dans le Schmitt.
- $R_2$  doit être la plus grande possible ; or comme  $R_2 = p_2 + R_a + (p_2 + 1) R_{k2}$ , la résistance de charge de plaque  $R_a$ , pourra être avantageusement de valeur élevée. Ce critère est par contre, a contrario du critère comparable dans le Schmitt.
- L'analyse sur  $p_1$  et  $R_{k1}$  est un peu plus complexe et une étude plus détaillée montrerait qu'en fait, le taux de mode commun est le plus faible possible si la pente des triodes d'entrée est la plus grande possible ; ces triodes seront donc choisies dans les modèles type ECC82 par exemple.

### 5.2.2 : Calcul de l'impédance de sortie

L'impédance de sortie est identique sur les deux sorties du fait de la nature totalement symétrique du montage. Elle reste définie comme l'impédance qui, présentée comme charge sur la sortie, ferait que le gain est divisé par 2.

Dans ces conditions, on peut écrire: 
$$Z_{out} = R_a \times \frac{\rho_2 R_1 + (2\mu_2 + 1)\rho_1 R_{k1}}{R_1 R_2} \quad (36)$$

Une telle formule est difficile à analyser sans hypothèses sur les valeurs relatives de ses différents termes ; ce sera l'objet du retour sur les équations qui suit.

### 5.2.3 : Retour sur quelques caractéristiques

#### Retour sur le gain:

L'expression complète du gain différentiel est donnée par (rappel de l'équation 33 ou 34) :

$$Gd = \frac{V_{s2}}{V_{e2} - V_{e1}} = \frac{\mu_1 \mu_2 R_1 R_2 R_a R_{k1}}{[R_1 R_2 + \rho_1 R_{k1}][R_1 R_2 + (2\mu_2 + 1)\rho_1 R_{k1}]}$$

Par une petite analyse détaillée comparant les valeurs respectives des différents termes, il est aisé de montrer que  $R_1 R_2$  est très grand devant  $p_1 R_{k1}$ , ce qui permet de simplifier un petit peu:

$$Gd \approx \frac{\mu_1 \mu_2 R_a R_{k1}}{R_1 R_2 + (2\mu_2 + 1)\rho_1 R_{k1}} \quad (37)$$

Pour que le gain soit le plus élevé possible,  $R_a$  doit être la plus élevée possible, comme dans un montage à simple triode. Il a déjà été mentionné que ce critère favorise en même temps la minimalisation du taux de mode commun, à contrario de ce qui a été trouvé dans le déphaseur de Schmitt. Par contre, tout en conservant  $R_a$  maximale, il peut être intéressant de minimiser  $R_2$ .

Comme  $R_2 = R_a + p_2 + (\mu_2 + 1)R_{k2}$ , ceci revient à réduire le seul terme sur lequel on a encore toute latitude, c'est à dire à faire  $R_{k2}=0$ . Pour maximiser le gain d'un déphaseur cross coupled, il est intéressant de découpler les résistances de cathode des triodes de sortie.

Un nouveau reformatage de l'expression du gain différentiel peut être établi en introduisant en parallèle les expressions des gains de la triode d'entrée en cathode follower et celui de la triode de sortie en cathode commune. L'expression du gain différentiel devient alors:

$$Gd \approx G_1 \times G_2 \times \frac{1}{1+A} \quad \text{avec} \quad A \approx 2\mu_2 \rho_1 Rk_1 / R_1 R_2$$

$$G_1 = \frac{\mu_1 Rk_1}{\rho_1 + (\mu_1 + 1)Rk_1} = \text{gain de la triode d'entrée en cathode follower} \quad (38)$$

$$G_2 = \frac{\mu_2 Ra}{\rho_2 + Ra} = \text{gain de la triode de sortie en cathode commune}$$

Cette formulation de l'expression du gain du déphaseur est intéressante en ce sens qu'elle met en évidence l'effet successif des gains des triodes d'entrée (gain G1 en cathode follower), de ceux des triodes de sortie (gain G2 en cathode commune), le tout pondéré d'un facteur correctif.

### Retour sur l'impédance de sortie:

Il peut être intéressant de revenir de la même manière sur l'expression de l'impédance de sortie. Avec les mêmes hypothèses simplificatrices ( $Rk_2=0$  et  $\mu_2$  grand devant 1), on peut écrire:

$$Z_{out} \approx \frac{Ra\rho_2}{Ra + \rho_2} \times \left\{ 1 + \frac{2\mu_2\rho_1 Rk_1}{\rho_2 [\rho_1 + (\mu_1 + 1)Rk_1]} \right\} \quad (39)$$

Le premier terme de l'expression est celui de l'impédance de sortie de la triode de sortie en amplificateur en cathode commune, le second un facteur correctif supérieur à 1.

L'impédance de sortie d'un déphaseur cross coupled est donc plus élevée que celle de ses triodes de sortie en amplificateur simple en cathode commune. Ce type de résultat avait déjà été repéré avec le déphaseur de Schmitt.

### 5.2.4: Synthèse

- L'étude du déphaseur cross coupled a conduit aux développements les plus complexes de mathématiques simples. Ils sont incontournables pour apprécier les meilleures pistes d'optimisation du déphaseur. Quelques conclusions simples:
- Le déphaseur peut être parfaitement équilibré pour peu que le choix se porte sur des triodes de sortie à grand gain.
- La résistance de charge de plaque des triodes de sortie pourra être de la valeur la plus élevée possible, tant pour favoriser le gain que pour favoriser l'équilibre entre les sorties du déphaseur.
- Le meilleur équilibre est obtenu avec des triodes d'entrée à grande pente.
- Le gain sera le plus élevé possible en augmentant la résistance de charge de plaque des triodes de sortie et en découplant leur résistance de cathode.
- L'expression du gain peut se formuler en le produit du gain en montage cathode follower des triodes d'entrée par le gain en cathode commune des triodes de sortie tout associé d'un Facteur correctif inférieur à 1.
- L'impédance de sortie est peut aussi se formuler en le produit de l'impédance des triodes de sortie en amplificateur à cathode commune par un facteur correctif supérieur à 1.

## 5.3 : Schémas pratiques

### 5.3.1: Schéma opérationnel

**En premier lieu**, le déphaseur cross coupled est déjà complexe avec ses quatre triodes. Il n'y a donc pas d'évolution naturelle du schéma comme dans le cathodyne ou le paraphase quand la seconde triode de l'enveloppe d'un tube double était intégrée au montage de base.

**En second lieu**, le déphaseur n'est pas isolé : il convient de récupérer les tensions de sortie audiofréquences pour les étages situés en aval ; les condensateurs de  $0,1\mu\text{F}$  en sortie plaque des triodes de sortie se chargent de transmettre les signaux audiofréquence à l'exclusion des tensions Continues. Les signaux audiofréquences sont disponibles aux bornes des résistances de  $1\text{ MOhms}$  qui représentent les résistances de polarisation de grille des étages suivants.

### 5.3.2 : Comment optimiser un tel schéma ?

**Un premier critère** est la recherche d'une capacité à fournir des tensions de sortie de grandes amplitudes car elles sont nécessaires à l'excitation à fond (tension nécessaire à obtenir la pleine puissance) des étages de puissance : ceci s'exprime par la notion de saturation.

Comme dans le paraphase, chaque triode travaille pratiquement sous toute la valeur de sa haute tension ; Ce qui n'est pas le cas avec le cathodyne (partage égal entre tension aux bornes de la charge de cathode et celle aux bornes de la charge de plaque) et avec le Schmitt (partage entre tension accordée à la résistance commune de cathode et tension accordée pour les charges de plaque). Le cross coupled a donc la meilleure ressource disponible pour fournir des tensions de sortie élevées.

Toutefois, comme dans les autres déphaseurs, la capacité maximale en tension de sortie ne sera pas due à une saturation mais au seuil de distorsion acceptable, lequel sera de valeur nettement plus faible (voir résultats des essais des maquettes).

**Le second critère** concerne le choix des valeurs des résistances de charge du déphaseur. L'étude du gain combinée à celle du taux de mode commun a montré que celle ci pouvait être de la valeur la plus élevée possible: en conséquence, le fonctionnement de chaque étage de sortie (triodes T3 et T4 des schémas) sera optimisé comme un préamplificateur isolé disposant de pratiquement toute la tension d'alimentation ; une charge de plaque de valeur élevée induisant en plus une plus faible distorsion. Pour garantir le meilleur équilibre en sortie, elles seront choisies parmi des séries de précision à 1%.

Le troisième critère est un constat ; le sens de variation du courant dans chaque groupe de triodes est de sens opposé et la somme deux par deux reste constante, ce qui est un élément Favorable en regard de la charge présentée à l'alimentation. Plus encore, toute perturbation apparaissant sur la ligne d'alimentation sera symétrique sur les sorties et sera réjectée par l'équilibrage du push pull en aval.

### 5.4 : Essais de trois montages caractéristiques

Pour les essais de montages caractéristiques, trois schémas sont retenus.

- Le premier est celui de l'amplificateur **White Powerton** qui utilise deux ECC82 : triode bien choisie pour la fonction "triode d'entrée " mais sans doute moins optimale pour la Fonction "triode de sortie".

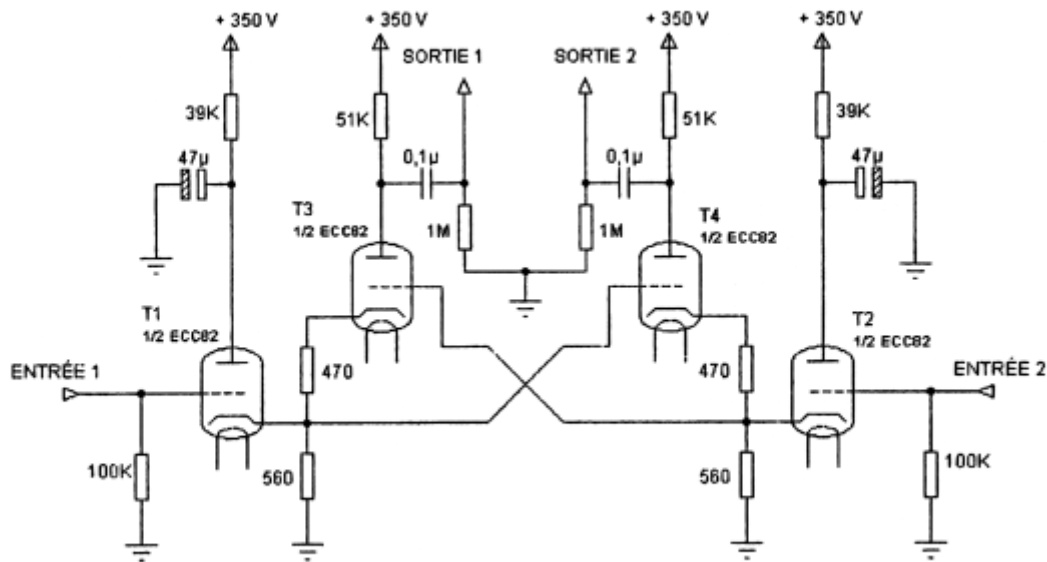


Figure 29: déphaseur de l'amplificateur White Powerton

- Le second est celui de **Marshall** Golden Ear Junior qui utilise une ECC82 comme "triode d'entrée " et une ECC83 comme "triode de sortie " : ce choix est sans doute plus optimal.

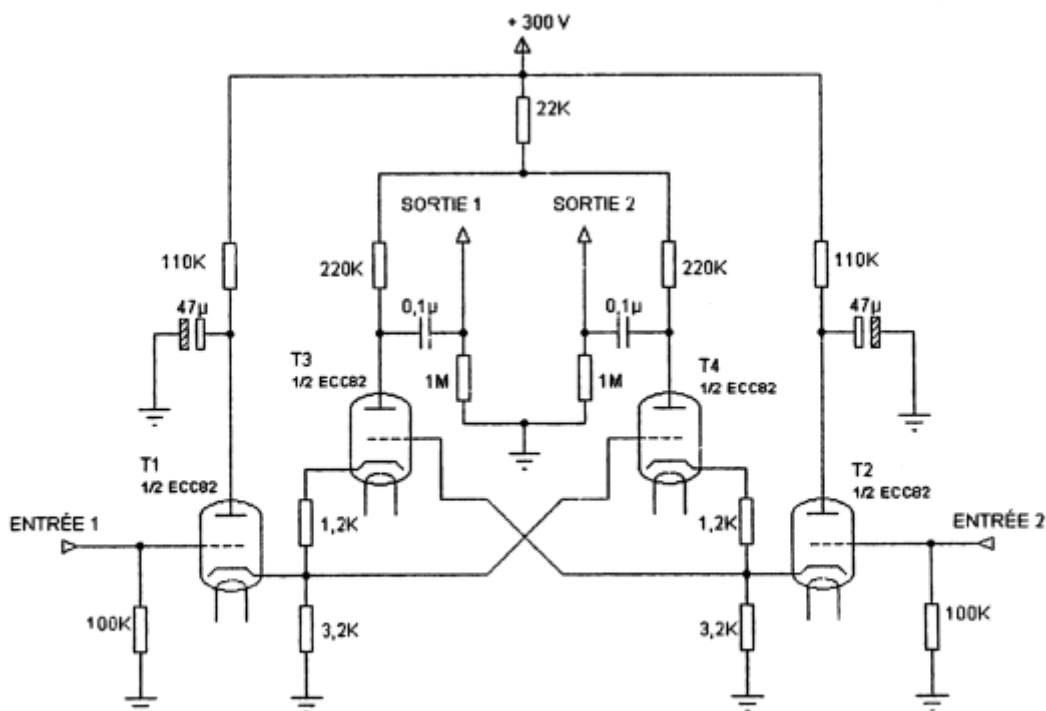


Figure 30: déphaseur de l'amplificateur Marshall Golden Ear

- Le troisième utilise deux ECC81 qui devraient satisfaire convenablement tous les critères d'optimisation

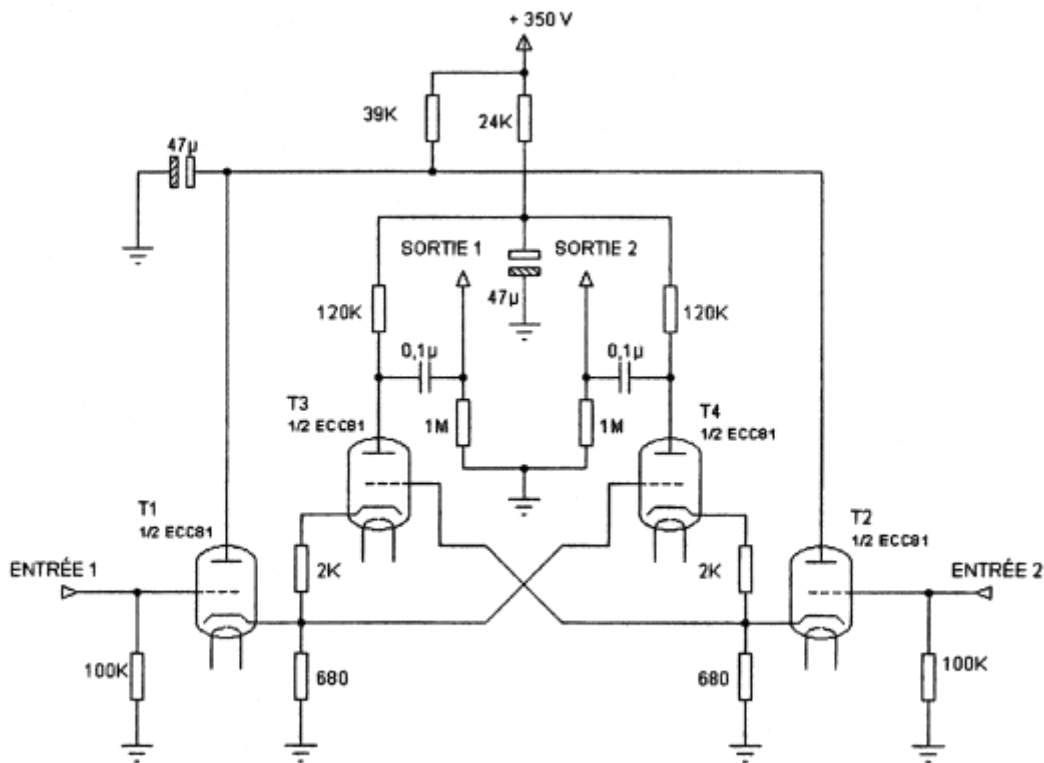


Figure 31: déphaseur cross coupled à deux ECC81

Comme dans les essais des déphaseurs cathodyne, paraphase ou Schmitt, l'objectif reste de réaliser un ensemble préamplificateur déphaseur tri capable d'alimenter un push pull d'EL34 en ultra linéaire. Le gain nécessaire est de 46 dB alors que le déphaseur cross coupled n'offre qu'un gain compris entre 20 et 30 dB. Pour les deux montages commerciaux, **White Powerton** et **Marshall**, les circuits d'origine comprennent des étages drivers en aval des déphaseurs : amplificateurs à forte contre réaction de cathode dans la **Marshall**, différentiel dans le **White Powerton**. Trois post-amplificateurs (drivers) ont également été testés en aval de chacun des montages déphaseurs qui reprennent la disposition générale du circuit commercial pour le premier et des circuits originaux pour les deux autres :

- Pour suivre le déphaseur **White Powerton**, le driver retenu est un différentiel à deux triodes ECC81 en liaison semi directe ; le montage d'origine utilisait un étage différentiel en liaison directe totale mais les mesures en continu sur le déphaseur montrent un déséquilibre sensible des tensions sur les plaques de ses triodes de sortie. Il est donc préférable de limiter la cascade d'étages en liaison directe pour éviter des aberrations de polarisation: plus de deux étages est acrobatique.

- Pour suivre le déphaseur **Marshall**, le driver retenu est un étage avec contre réaction mais c'est une contre réaction entre plaque et grille du driver qui a été préférée à la contre réaction par une résistance de cathode non découplée. Le montage proposé utilise une triode ECC88 par voie.

- Pour suivre le déphaseur à deux ECC81, le driver retenu est un amplificateur  $\mu$  follower à tube mixte triode pentode ECF82 dont on escompte une meilleure linéarité. Pour exploiter le travail sur les drivers

fait avec les cathodynes, les résistances de cathode des deux drivers sont couplées sans découplage par un condensateur.

La figure 32 regroupe les schémas des trois modèles de drivers retenus et testés en aval des montages déphaseurs seuls.

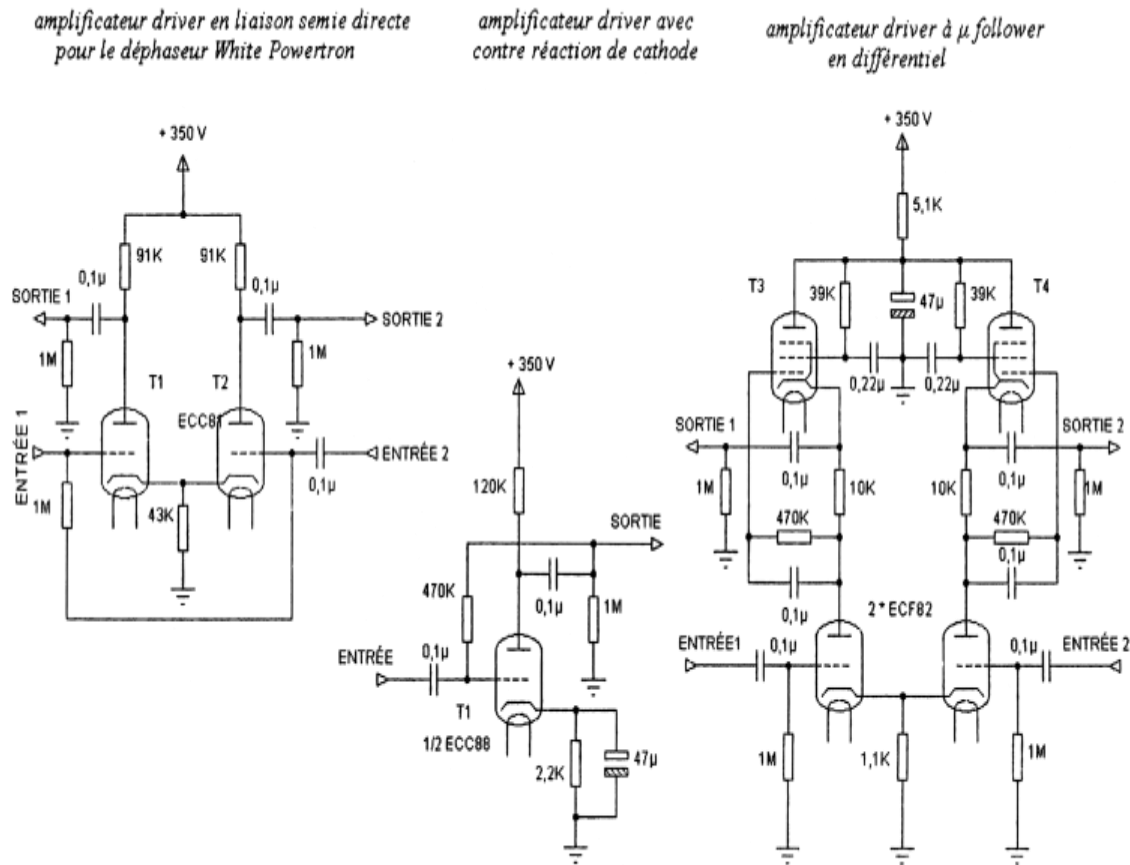


Figure 32 : schémas des drivers associés aux déphaseurs

Les résultats portent sur six montages :

- Les déphaseurs cross coupled White Powerton, Marshall et à deux ECC81 selon les schémas des figures 29, 30 et 31.

- Chaque déphaseur précédent associé à son driver tel qu'il est décrit en figure 32. Les performances mesurées sont le gain à sa valeur la plus faible, l'écart de gain entre sorties et les bandes passantes à - 3 dB sur les deux sorties, Pour la distorsion harmonique, les tensions retenues sont de 1 V et 3V efficaces en sortie pour les déphaseurs seuls et de 10 V et 20 V efficaces pour l'ensemble déphaseur / driver.

Montages	Gain (dB)	Ecart gain (dB)	Bande passante en kHz		Distorsion à 1V/10V			Distorsion à 3V/20V		
			Sortie 1	Sortie 2	totale	H2	H3	totale	H2	H3
White Powerton (fig29)	16,2	0,57	772	747	-55,3	-	-	-45,3	-	-
					0,17%	55,3		0,54%	45,3	

Marshall (fig30)	29,5	0,5	98	103	non relevée à 1V			-66 0,05%	-66	-
2* ECC81 (fig31)	23,6	1,6	306	301	-57,6 0,13%	- 57,6	-	-48,4 0,38%	-49	-76
W. Powerton + ECC81 (fig29+32)	46,2	0	128	124	-56,8 0,14%	-57	-68	-50 0,31%	-51	-60
Marshall + ECC88 (fig30+32)	45	0,04	104	94	-51 0,28%	-51	-	-44,8 0,571%	- 44,8	-
2*ECC81+2ECC82 (fig31+32)	51	1,5	45	38	-51,7 0,26%	- 51,7	-	-45 0,28%	-46	-68

### Conclusions pour les déphaseurs seuls:

- Le gain est fonction des triodes utilisées en sortie: faible avec ECC82, moyen avec ECC81 et plus élevé avec ECC83.
- Le gain est inférieur au résultat du calcul théorique pour le cas du déphaseur Marshall sans explication autre que la différence entre caractéristique théorique des triodes et caractéristiques réelles des triodes utilisées.
- Les mesures ont toutes été effectuées avec un découplage des résistances de cathode des triodes de sortie ; il est systématiquement plus élevé qu'en absence de découplage.
- L'écart de gain reste faible sauf avec les ECC81 (1,6 dB).
- Les bandes passantes sont fonction des triodes de sortie utilisées: très larges avec ECC82 et ECC81, plus réduite avec ECC83 ; on retrouve là une caractéristique constante de ces triodes même lorsqu'elles sont utilisées en amplificateur simple.
- Pour les faibles tensions de test utilisées (1V et 3V), les distorsions sont faibles ; elles correspondent aux conditions opérationnelles d'usage.
- Cette performance reste toutefois modeste, ce qui justifie à posteriori l'association avec des post amplificateurs (drivers) au lieu de préamplificateurs.
- Ici encore, le découplage des résistances de cathode des triodes de sortie induit une amélioration de la performance avec une réduction de l'ordre de 3 dB des distorsions.

### Conclusions pour les ensembles préamplificateur déphaseur :

- Les gains sont nominaux, somme en dB des gains de chaque étage. L'objectif de 46 dB est atteint par tous les montages.
- Les écarts de gain en sortie des drivers sont plus faibles qu'en sortie de déphaseur mais ce résultat est à mettre au compte de compensation entre les gains du déphaseur et des drivers. Dans la pratique, il reste recommandé de choisir des résistances de précision (1%) pour les charges des triodes de sortie du déphaseur et pour celles des drivers.
- Les bandes passantes sont sensiblement plus faibles que celles du déphaseur seul ou de des drivers pris isolément. Il faut voir là l'impact de l'effet Miller dans l'interconnexion entre déphaseur et drivers.
- C'est la seule contre partie à la possibilité d'utiliser de fortes résistances de charge pour les triodes de sortie du déphaseur, très sensible avec le circuit Marshall à ECC83 comme triodes de sortie.
- Les distorsions à 20 V en sortie sont plus faibles que dans les deux solutions cathodyne ou paraphase ; ce gain est à mettre au bénéfice des expérimentations de solutions nouvelles pour les drivers (différentiel, contre réaction plaque / grille ou étage  $\mu$  follower).

## 6 : Synthèse

Oser proposer une synthèse sur un sujet somme toute aussi vaste, est ambitieux. La problématique première est la façon d'aborder une analyse multicritères et si la logique des chapitres précédents a été : "toutes les performances pour un déphaseur", cette fois, la logique sera "tous les déphaseurs face à une performance".

### 6.1 : Le gain

- Le cathodyne et le paraphase ont un gain nominal de 1: presque 1 sur chaque sortie du cathodyne, (-1) pour le paraphase.
- Ces déphaseurs n'utilisent qu'une seule triode et il est tentant d'associer la seconde triode d'un tube double comme les ECC ; la seconde triode de l'enveloppe du tube double est alors utilisée en préamplificateur.
- Dans cette configuration, préamplificateur suivi du déphaseur, le gain est celui du préamplificateur (entre 20 dB et 36 dB selon le type de triode).
- Le Schmitt a un gain moitié de celui des triodes choisies lorsqu'elles sont utilisées en amplificateur de tension (cathode commune). le gain est alors compris entre 16 dB (ECC82 ou 6CG7) et 27 dB (ECC83).
- Le cross coupled a un gain qui est le produit du gain des triodes d'entrée (un peu inférieur à 1 car en cathode follower) par celui des triodes de sortie en amplificateur de tension cathode commune, le tout multiplié par un facteur de correction nettement inférieur à 1. Selon les triodes choisies, il est compris entre 23 dB et 30 dB.
- Pour utiliser ces déphaseurs en alimentation d'un push pull de tétrodes ou de pentodes comme les EL34, il est nécessaire de prévoir des étages supplémentaires pour atteindre le gain nécessaire ; entre 45 dB et 55 dB par exemple, selon les tubes de puissance retenus et la sensibilité souhaitée (voir l'exemple de conception du chapitre 1).
- Le complément de gain est toujours obtenu par des étages de post amplification (drivers) dans le cas du cathodyne, du paraphase et du cross coupled.
- A contrario, il est obtenu par un préamplificateur dans le cas du Schmitt.
- Cette structuration du schéma est exclusivement due et justifié par les performances de distorsion.

### 6.2 : Ecart de gain entre les sorties

- L'écart de gain entre sorties est nominalement nul avec le cathodyne et le paraphase.
- Cet équilibre parfait est obtenu en respectant une relation simple entre deux valeurs de résistance et il très peu sensible aux caractéristiques précises des triodes utilisées (coefficient d'amplification ou résistance interne), ce qui rend l'équilibre stable dans le temps.
- L'écart de gain n'est jamais nul dans le cas du Schmitt ou du cross coupled ; le déséquilibre de principe introduit la notion de taux de mode commun.
- C'est par la minimalisation du taux de mode commun que les sorties auront la même amplitude, ce qui est atteint par une optimisation de certaines caractéristiques du montage: forte valeur pour la résistance commune de cathode dans le Schmitt, triode de sortie à fort coefficient d'amplification pour le cross coupled.
- Les drivers installés en aval des déphaseurs cathodyne, paraphase et cross coupled introduisent eux-mêmes des écarts de gain supplémentaires qui peuvent être minimisés par l'utilisation préférentielle de tube double triode.
- Le préamplificateur du Schmitt n'a pas d'influence sur l'écart de gain du déphaseur placé en aval.
- L'écart de gain est également minimisé en choisissant des composants de précision (série à 1%) pour ceux qui y contribuent directement: résistances de charge de cathode et de plaque du cathodyne, résistances de charge des drivers.



- Par contre, il est déconseillé de prévoir un ajustement fin du gain par une résistance variable bien placée car ce réglage aura toute probabilité d'être instable, plus instable que le montage pur réalisé avec des composants de précision.

### 6.3 : Bandes passantes

- Les bandes passantes en sortie du cathodyne sont très larges et cette performance est obtenue aisément ; c'est une caractéristique très intéressante de ce montage.
- Les bandes passantes en sorties du paraphase sont limitées par celle de la triode pré amplificatrice d'une part et par l'influence de la capacité de l'espace grille / plaque de la triode déphaseuse.
- Elles peuvent être très larges quand les étages utilisés sont eux-mêmes à large bande passante et que les résistances du pont déphaseur sont de valeur moyenne (100 kOhms) par exemple ; les montages à SRPP et Worthen exploitent intelligemment cette ressource pour atteindre des résultats tout à fait remarquables.
- Les bandes passantes en sorties du Schmitt sont généralement plus modestes, entre 70 kHz et 250 kHz selon le type de triode utilisé. Elles sont de plus déséquilibrées contrairement à ce que laisse supposer la belle symétrie du schéma.
- Les bandes passantes sont également plus modestes dans le cross coupled mais elles sont bien équilibrées.
- En aval des drivers, les performances restent très bonnes dans le cas du cathodyne ou du paraphase alors qu'elles se dégradent sensiblement dans le cas du cross coupled.
- Le préamplificateur en amont du Schmitt est très influencé par l'effet Miller de sa connexion au déphaseur et l'insertion d'un étage séparateur cathode follower est une excellente solution pour conserver la bande passante la plus large.
- Du côté des fréquences basses, les liaisons directes dans le cathodyne ou le Schmitt sont recommandées, c'est ce qui fait l'intérêt de la solution Williamson.

### 6.4 : Distorsions

- En condition opérationnelle, les distorsions en sorties du cathodyne ou du paraphase sont bonnes.
- Toutefois, elles sont celles du préamplificateur utilisé, ce qui rend difficile une attaque directe des étages de puissance par les sorties du déphaseur. Cette remarque est non avenue quand le préamplificateur est lui-même très performant: solution Dynaco ou paraphase à SRPP.
- Les compensations des distorsions d'ordre 2 dues au montage différentiel des triodes dans le Schmitt permette d'atteindre des performances remarquables à tel point que ce déphaseur est systématiquement utilisé en attaque directe des étages de puissance.
- Les performances du cross coupled sont fonction des triodes de sortie utilisées avec des résultats moyens (White Powerton) pouvant devenir nettement meilleurs (Marshall). Toutefois, elles ne sont jamais réellement suffisantes pour autoriser une attaque directe des étages de puissance.
- Les drivers en aval des cathodyne, paraphase ou cross coupled contribuent lourdement à la performance finale et les différentes solutions utilisées dans les maquettes d'essai ne sont pas pleinement satisfaisantes.
- C'est la recherche de meilleures performances de distorsion qui constitue la principale voie d'exploration pour des solutions " de concours ".

### 6.5 : Et les alimentations ?

- Le cathodyne est sensible aux découplages de l'alimentation haute tension et de sévères cellules de découplage entre étages sont recommandées (cellules R / C ou alimentation stabilisée simple à transistors).
- A l'inverse, le Schmitt ou le cross coupled y sont largement insensibles en raison de leur structure différentielle.

- Dans le Schmitt, le problème réapparaît avec le préamplificateur qui le précède.
- Le paraphase et le cross coupled associés à leurs drivers, présentent une consommation constante pour l'alimentation haute tension, ce qui est un avantage.
- Pour les tensions de chauffage, une alimentation en courant continu est préférable pour tous ces étages et la faible consommation (relative) l'autorise sans débauche de moyens. Quand c'est possible, 12V6 est préférable à 6V3.
- Ceci est particulièrement sensible avec les déphaseurs dans lesquels la cathode d'une triode n'est reliée à la masse qu'au travers d'une résistance de forte valeur (cathodyne ou Schmitt).

## 6.6 : Et pour finir

- Le travail de recherche développé ici est encore incomplet car il aurait pu aussi traiter de circuits encore différents, le Loyez par exemple.
- Il aurait pu aborder également des aspects plus théoriques pour expliquer les résultats quelques fois surprenants en matière de bandes passantes. Toutefois, sur ce point, les approches analytiques deviennent vite inextricables et il est préférable de faire appel à un logiciel de simulation.
- La recherche de solutions performantes pour les drivers est restée partielle même si plusieurs pistes ont été abordées ; des essais avec des 6CG7 ou des 12BH7 auraient pu donner des solutions agréables.
- Pour le cross coupled, les gains mesurés sont inférieurs aux gains théoriques: alors, erreur dans les équations ou écarts entre caractéristiques théoriques et caractéristiques réelles.

**Une seule ultime conclusion : chercher et expérimenter encore.**

ui, c'est LE grand défaut du déphaseur cathodyne : l'excursion des tensions est limitée, même avec une HT élevée.  
 Le Schmitt n'a pas ce défaut, et en plus il donne du gain, mais il est très sensible à l'appairage des deux triodes, et n'est pas rigoureusement symétrique (une triode est attaquée par la grille, l'autre par la cathode).