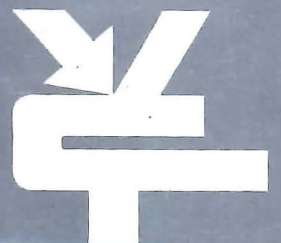


note d'application technique



Applications des planepox 16 N

réf. : 55.B.011



ses@sem

Société Européenne de Semiconducteurs et de Microélectronique
Direction commerciale : 101 Bd Murat - 75-Paris 16^e - Tél. 525.75.75
Service commercial région Sud-Est : 38-St-Egrève - Tél. (76) 88.40.61



Ces transistors NPN au Silicium, à enrobage époxy, sont réalisés au moyen d'une structure Planar épitaxiale passivée ; ils possèdent des caractéristiques qui les rendent aptes à être utilisés dans de nombreuses applications. Ils permettent d'obtenir d'excellentes performances à bas prix et peuvent être employés dans une multitude de circuits, tant industriels que Grand-Public.

I - CARACTERISTIQUES

La série 2 N 3402 - 3405 présente les mêmes caractéristiques que la série 2 N 3414 - 3417 mis à part la dissipation collecteur qui est plus élevée dans la première série du fait du refroidisseur en aluminium. Celui-ci peut être riveté sur un circuit imprimé si le transistor dissipe moins de 650 mW pour une température ambiante de 25°C. On peut s'approcher de la dissipation maximale de 900 mW à 25°C boîtier si le refroidisseur est fixé sur une surface métallique convenable. Le refroidisseur est électriquement isolé des connexions de sortie.

Si la dissipation collecteur reste inférieure à 560 mW à 25°C de température ambiante, il est possible d'employer des 2 N 3402 - 3405 ou encore des 2 N 3414 - 3417 fixés sur une plaque de circuit imprimé par un clip à ressort. Le circuit imprimé utilisé est d'épaisseur standard (1,5 mm) en résine phénolique. La surface du circuit imprimé n'est pas critique dans la mesure ou aucun autre composant dégageant de la chaleur ne se trouve à moins de 2 cm du transistor.

Dans chaque série, les types qui présentent un V_{CE} de 25 volts ont, en général, un gain en courant (h_{21E}) supérieur à ceux des types ayant un V_{CE} de 50 volts, ceci pour des courants collecteur inférieurs à 200 mA. Par conséquent, pour les applications nécessitant des courants collecteur compris entre 200 et 800 mA de crête, on aura intérêt à choisir les types à $V_{CE} = 25$ volts si les tensions des montages le permettent. En général, les types à 25 volts ont une meilleure tenue du h_{21E} et un plus faible $V_{CE} (SAT)$ aux forts courants collecteur parce qu'ils sont réalisés avec du Silicium à faible résistivité. Ceci peut se remarquer sur les caractéristiques, en examinant les tensions de saturation, particulièrement à 100°C.

La structure épitaxiale permet d'obtenir un bon fonctionnement aux fortes intensités et la technique Planar procure une bonne tenue du gain en courant pour de faibles courants collecteur. Pour fonctionner avec un faible courant collecteur, il est très important que le courant de fuite collecteur-base (I_{CBO}) soit petit ce qui est le cas avec ces dispositifs.

Toutes ces caractéristiques mentionnées ci-dessus permettent aux 2 N 3414 et 3416 de remplacer les transistors NPN au Germanium, tels que 2 N 1302, 4, 6, 8 dans les montages existants. Souvent d'ailleurs, la substitution n'entraîne qu'une modification dans la valeur d'une des résistances de polarisation.

Généralement les types 25 volts ne présentent pas de phénomène de second claquage pour des courants collecteur inférieurs à 100 mA (50 mA pour les types 50 volts). Le second claquage est un phénomène qui produit un point de transition abrupte dans la courbe $I_C = f(V_{CE})$ du transistor et ramène la tension collecteur-émetteur à une valeur assez basse (< 15 volts), tandis que I_C n'est limité que par la résistance en série dans le circuit collecteur (voir figure 1).

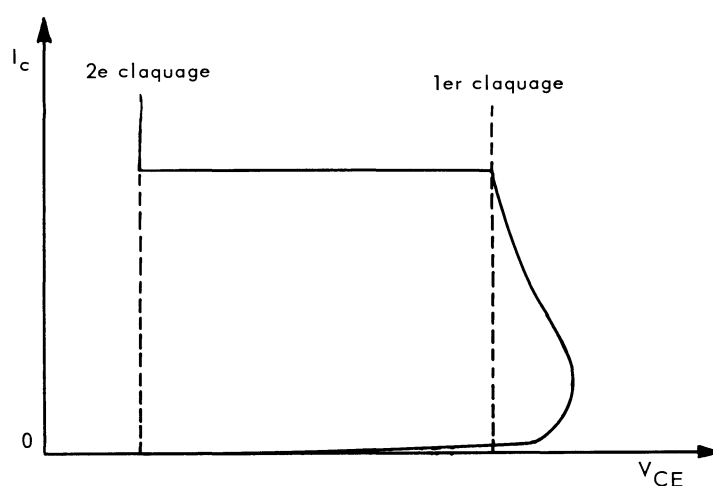


Figure 1

Ce point est atteint après le premier claquage (sustaining breakdown) et de ce fait est communément appelé deuxième claquage. Le second claquage provient d'une concentration excessive du courant à travers la jonction, ce qui en retour provoque des points chauds et une élévation excessivement rapide de la température de la jonction dans ces endroits, pouvant aller jusqu'à une fusion localisée et destructive. La puissance "de crête" pour laquelle le second claquage se produit est d'environ 5 à 7 watts pour des basses tensions, mais peut tomber à 4 watts pour des dispositifs présentant des tensions élevées (> 60 volts). Les caractéristiques de second claquage en question ont été relevées sur un traceur Tektronix. Le courant de second claquage et la puissance de crête admissible peuvent être augmentées si l'on diminue le temps de passage à travers la zone de second claquage. Le cas le plus délicat est obtenu lorsque le transistor faisant circuler un courant important dans une charge inductive (point A de la figure 2) est rendu brusquement non conducteur (point B de la figure 2).

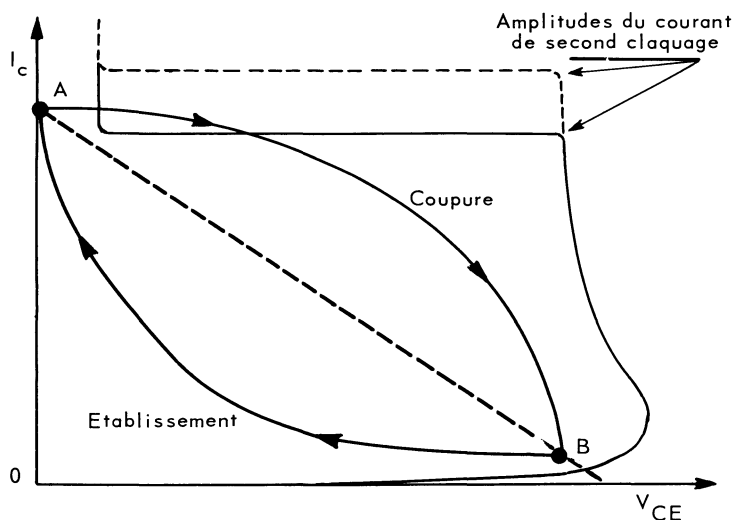


Figure 2

L'énergie emmagasinée dans la charge inductive continue à faire circuler un courant dans le transistor lors de la coupure de A à B tandis que, pendant le même temps, la tension V_{CE} augmente. L'amplitude du courant du second claquage peut être augmentée si l'on diminue le temps de passage de A à B et également si l'on diminue le courant inverse de commande de base. Ce dernier dépend à la fois de l'amplitude de la tension inverse base-émetteur et de l'impédance. Ainsi les exigences de la stabilité de la polarisation et l'immunité au deuxième claquage doivent faire l'objet d'un compromis.

Dans la plupart des cas on peut absorber une grande partie de l'énergie emmagasinée dans l'inductance et libérer lors de la commutation par l'emploi de diodes à avalanche, de diodes écrêteuses, de capacités, de lampes au néon ou de VDR (Résistances variant en sens inverse de la tension).

II - APPLICATIONS

II.1 - Amplificateurs

Les caractéristiques de ces deux séries de transistors permettent de les employer avec succès dans les amplificateurs Basse fréquence.

Dans la figure 3, le 2 N 3414 est employé dans un étage de sortie à transistors complémentaires. Le rendement de ce circuit peut atteindre 50 % : son impédance de sortie est voisine de $0,5 \Omega$. L'impédance d'entrée est d'environ $68 \text{ K}\Omega$ à 1000 Hz du fait de la contre réaction de 30 dB apportée par R_4 et R_3 .

Un signal d'entrée de 40 mV donne une puissance de sortie de 0,5 watt avec une distorsion harmonique de l'ordre de 0,25 % à 1000 Hz et de 2 % à 10 kHz.

La diode 1 N 91 sert d'élément stabilisateur pour la polarisation, tandis que la chute de tension directe aux bornes de la 1 N 4154 permet d'obtenir le courant de repos de l'étage Push Pull de sortie. Les dispositifs de sortie sont polarisés au voisinage de leur seuil de conduction afin de réduire la distorsion de raccordement. La réaction amenée par R_6 sert à diminuer les différences qui existent entre les signaux de commande nécessaires aux dispositifs de sortie dont l'un est au Germanium et l'autre au Silicium. Cet amplificateur ne doit pas être utilisé à pleine puissance (0,5 watt) en signaux sinusoïdaux dans une température supérieure à l'ambiante. Les variations normales de la température ambiante admises dans les matériels industriels et grand public ne posent aucun problème du moment que les composants passifs sont eux-mêmes prévus pour accepter de telles variations.

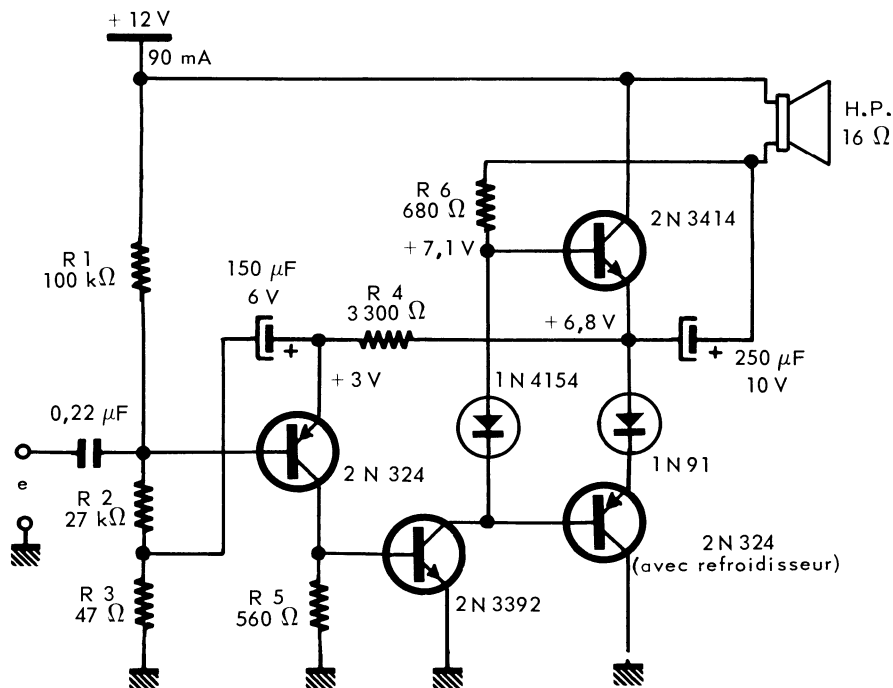


Figure 3

Dans le circuit de la figure 4, on utilise un étage complémentaire pour commander un étage de sortie plus puissant. Les différences de caractéristiques entre le Germanium et le Silicium ne présentent pas de difficultés dans ce type de montage. Les 2N 3402 de l'étage de sortie doivent être fixés sur un refroidisseur comme on l'a déjà dit.

Une réaction est appliquée aux bornes de R5 par C3 afin de compenser la dissymétrie du circuit de sortie et de permettre à l'alternance positive du signal d'atteindre une amplitude égale à celle de l'alternance négative en pleine modulation. On remarquera également une contre-réaction continue amenée par R2 et une contre-réaction alternative par R12. De plus, il y a la contre-réaction inhérente aux étages montés en configuration collecteur-commun. La valeur de la capacité de contre-réaction C2 est déterminée en fonction de la meilleure réponse en signaux rectangulaires (meilleur temps de montée et tension de dépassement minimum).

Un réseau série RC (22 Ω et 0,1 μ F) est monté en parallèle sur la bobine mobile du haut parleur afin de compenser l'augmentation continue de l'impédance de charge et les rotations de phase qui l'accompagnent hors du spectre audible.

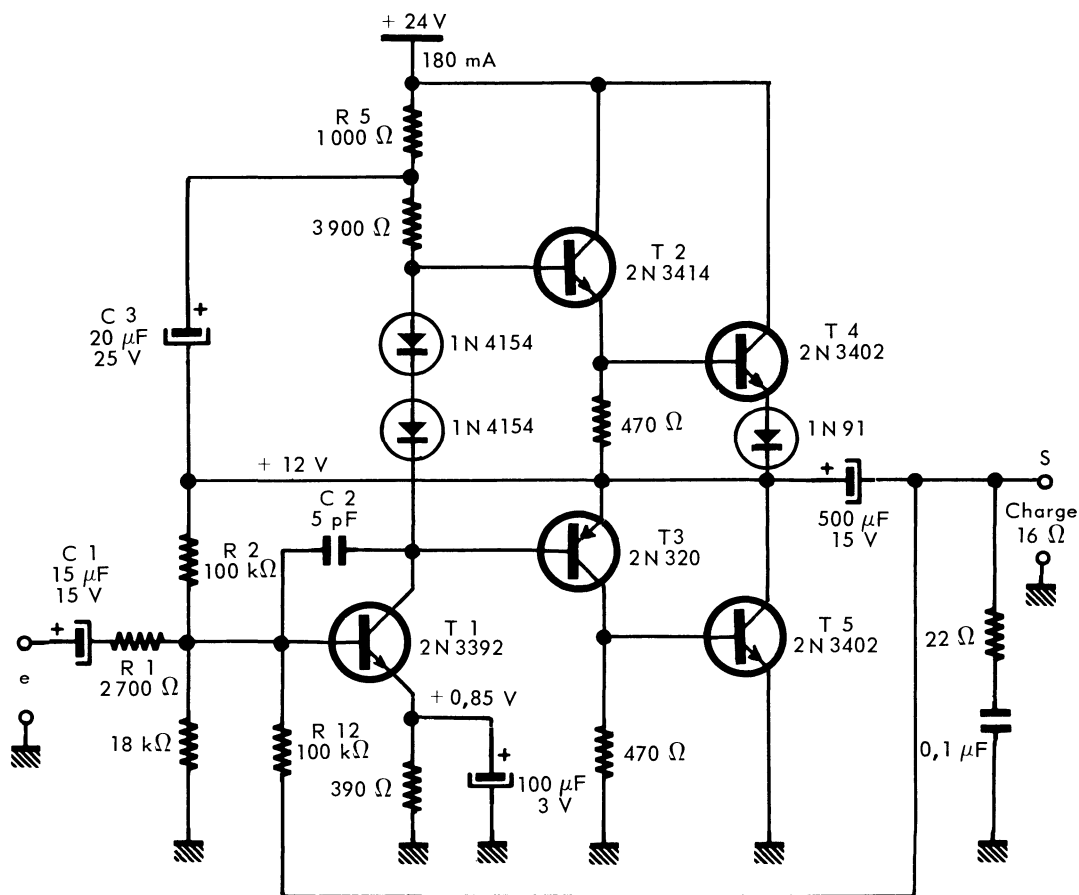


Figure 4

L'emploi d'un transistor PNP pour T₃ permet d'obtenir l'inversion de phase nécessaire à l'attaque de T₅. Les transistors de l'étage de sortie, T₄ et T₅ ont un petit courant de repos, de l'ordre de 5 mA dans le but de diminuer la distorsion de raccordement. T₂ et T₃ ont un courant de repos d'environ 1 mA, produit par la chute de tension directe aux bornes des diodes au Silicium. Celles-ci ont un coefficient de température identique à celui des jonctions émetteur-base des transistors si bien qu'elles compensent l'influence des variations de température sur les diodes émetteur-base de T₂, T₃ et T₄.

T₁ est un étage amplificateur polarisé en classe A et dont le courant de repos est de l'ordre de 2 mA. Une contre-réaction appliquée sur la base de T₁ diminue l'impédance d'entrée de l'étage et l'attaque de celui-ci nécessite une source dont l'impédance soit suffisamment élevée pour que le courant de contre-réaction circule dans T₁ plutôt que dans la source. La résistance R₁ limite la valeur minimale de la source. La résistance R₂ permet d'ajuster la tension aux bornes de T₅ à environ la moitié de la valeur de la tension d'alimentation.

Avec 380 mV à l'entrée, l'amplificateur délivre une puissance de sortie de 2,5 watts pour une distorsion harmonique totale de moins de 1 % et une distorsion d'inter-modulation inférieure à 2 %.

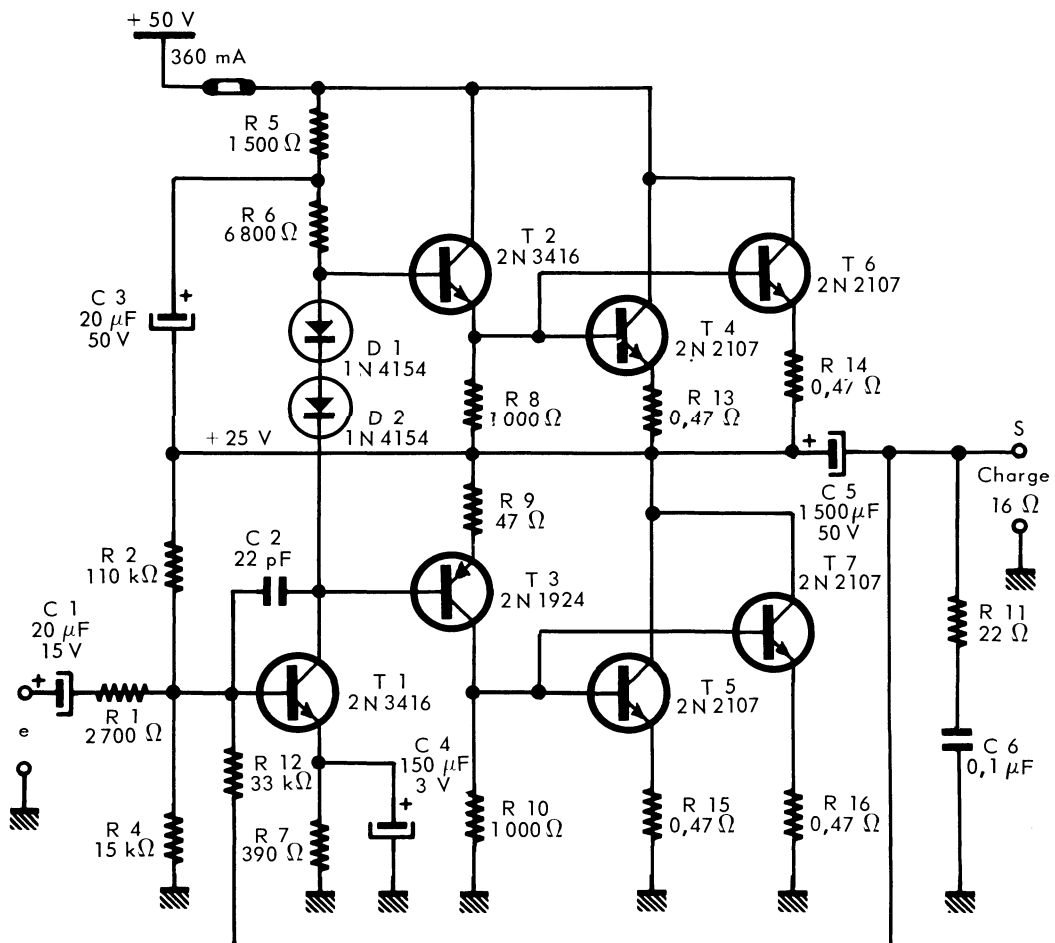


Figure 5

La figure 5 représente un amplificateur similaire à celui décrit ci-dessus mais avec une tension d'alimentation plus élevée (50 volts) et dans lequel on emploie des 2 N 3416. Cet amplificateur a une impédance de sortie inférieure à $0,5 \Omega$. La résistance R12 apporte un taux de contre-réaction d'environ 20 dB. Le temps de montée (ainsi que le temps de descente) d'un signal rectangulaire est de $2 \mu\text{s}$ approximativement.

Le rendement de l'amplificateur est de 67 % pour une puissance de sortie de 12 watts. Les transistors de sortie, montés en parallèle, doivent être munis d'unrefroidisseur.

Un signal d'entrée de 1,25 volt permet d'obtenir une puissance de sortie de 12 watts. La distorsion totale (harmonique et intermodulation) reste inférieure à 2 % pour une puissance de sortie de 10 watts dans tout le spectre des fréquences audibles. A 1000 Hz la distorsion harmonique totale est d'environ 0,5 % pour une puissance de sortie de 10 watts.

III - OSCILLATEURS

Les caractéristiques de ces deux séries de transistors permettent aussi de les utiliser dans les oscillateurs et les commutations à forts niveaux (tels que multivibrateurs, inverters, blockings, etc...)

Le montage de la figure 6 est un multivibrateur à couplage croisé et comportant une charge accordée. La fréquence est déterminée par la valeur de la capacité C_1 dans le circuit oscillant. Les résistances de 27Ω provoquent une contre-réaction qui aide à compenser les dispersions des différents éléments composant le circuit : l'interchangeabilité des transistors en fonction des performances du circuit est très bonne. Les jonctions émetteur-base de T_1 et de T_2 travaillent en avalanche pendant un court instant. Le circuit limite la puissance de crête dissipée en avalanche dans la jonction émetteur-base à 50 mW environ.

Du fait que le rendement des têtes d'effacement diminue pour des fréquences supérieures à 76 kHz, c'est cette fréquence qui a été choisie comme fréquence de travail, car les fréquences plus élevées sont plus difficiles à manier dans les montages à cause des pertes dans les câbles, des pertes par commutation, etc...

L'enroulement de la tête d'effacement est couplé à une prise du transformateur par une capacité de 560 pF qui constitue un circuit résonant série avec l'enroulement de la tête d'effacement. Ainsi, la charge sur l'enroulement secondaire du transformateur de l'oscillateur est donc pratiquement résistive, ce qui permet de remplacer la tête d'effacement par une résistance de 2700Ω sans changer la fréquence de l'oscillateur et d'enregistrer ou d'effacer un côté ou l'autre de la bande magnétique.

Du fait que le circuit résonnant série constitué par la capacité de 560 pF et l'enroulement de la tête d'effacement n'a pas un coefficient de surtension bien élevé (1,5 environ) les variations de L et de C n'ont que peu d'influences sur le courant d'effacement dans la tête.

Ce montage procure suffisamment de puissance pour effectuer un effacement de 60 dB sur une bande saturée (à 300 Hz) avec une tête d'effacement stéréo.

L'oscillateur symétrique push-pull de la figure 6 présente une distorsion par harmonique de rangs pairs négligeable, ce qui est très important pour l'obtention d'un bruit minimum pendant la lecture.

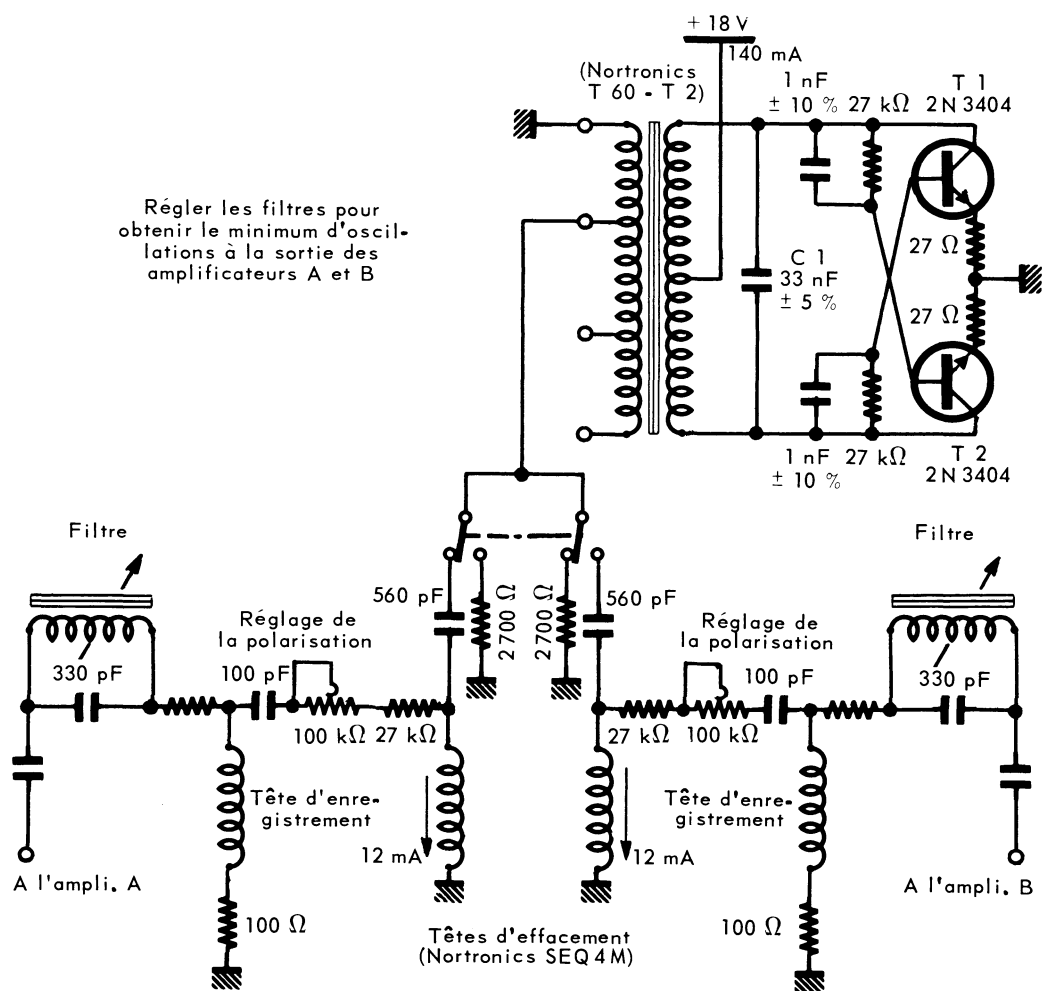


Figure 6

IV - MOTEUR SANS BALAI (Synchrone)

Le multivibrateur, constitué par deux 2 N 3394, est synchronisé par le transistor unijonction 2 N 2646 (figure 7). Le multivibrateur commande deux transistors 2 N 3416, qui sont montés dans les enroulements du moteur, et travaillent comme un convertisseur continu-alternatif. Le moteur est alimenté par une tension alternative à 50 Hz. La capacité de 10.000 pF branchée aux bornes des enroulements a pour but de diminuer la tension de crête qui apparaît sur les collecteurs des 2 N 3416 et qui est due à l'inductance de fuite des enroulements du moteur.

Le montage fonctionne à partir d'une tension d'alimentation de 12 volts avec des variations possibles de 9 à 16 volts.

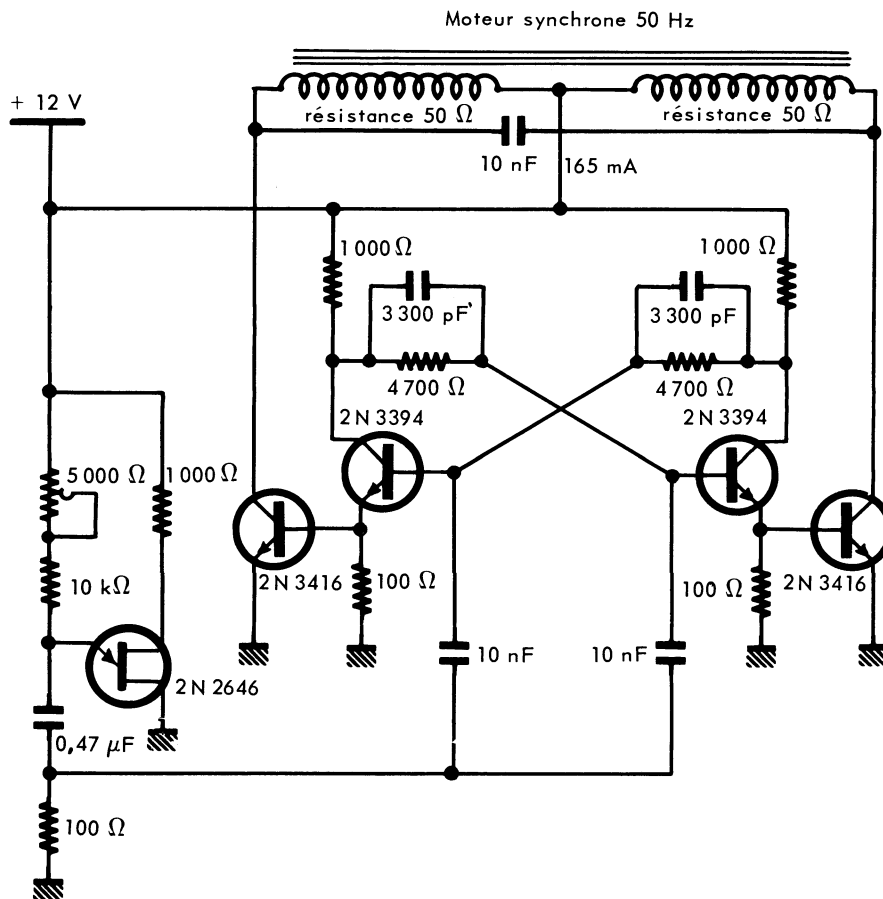


Figure 7