

12^F

N° 1676
JANVIER 82
LVII^e ANNÉE

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

ISSN 0337 1683

HI-FI.AUDIO.VIDEO.ELECTRONIQUE.ARGUS.CB.

Rencontre avec l'Hyper Technologie



Système 83

NEC

MICRO INFORMATIQUE

- NOUVEAU Réalisez votre ordinateur individuel

VIDEO

- Le magnétoscope PANASONIC NV 3000 F
- Réalisez un adaptateur UHF/TV noir et blanc pour monitor

MESURE

- Une super alimentation de laboratoire
- Réalisez un générateur marqueur 10,7 MHz

SONO

- Réalisez un micro subminiature pour prise de son discrète

HIFI

- 3 platines T.D. au banc d'essai Beogram 2202 Technics SL 15 Brandt P 216 P

BELGIQUE : 97 F.B. • ITALIE : 4000 LIRE • CANADA : 2,25 \$ • SUISSE : 6 F.S. • TUNISIE : 1,38 DIN • ESPAGNE : 275 PTAS.

Réalisez une alimentation de laboratoire



- 1 -

La genèse !

L'ALIMENTATION de laboratoire est probablement l'appareil le plus utile qui soit. En effet, le moindre montage doit être mis sous tension pour fonctionner et la possession d'une source de courant convenable est un problème sans cesse reposé.

En fait, le plus souvent, ce n'est pas UNE source de courant qui est nécessaire, mais DEUX ou TROIS !! C'est ce qui se produit lorsque le montage sur lequel on travaille contient des circuits logiques d'une part et des circuits analogiques d'autre part. Ainsi, il faut souvent + 5 V pour les premiers, à

intensité assez forte et ± 15 V pour les seconds, à moindre intensité.

Une banale alimentation à tensions fixes semblerait pouvoir faire l'affaire, mais bien vite, on s'aperçoit que cette solution figée a de gros inconvénients. Par exemple, si les circuits TTL requièrent effectivement toujours + 5 V, par contre les circuits C-MOS sont plus accommodants et leur alimentation peut varier de + 3 V à + 15 V selon les montages réalisés. Quant aux amplis opérationnels, parfois il leur faudra ± 5 V, parfois ± 9 V, ou ± 12 V... D'où la nécessité d'une source à tensions variables. Cette variation possible permettant d'ailleurs une étude plus poussée du comportement des circuits en fonction de leur tension d'alimentation.

Dès à présent, la **triple alimentation variable** s'impose à notre esprit. Il reste alors à déterminer les amplitudes de ces variations.

- Pour l'alimentation « de puissance », nous voulons pouvoir remplacer sans difficulté la fameuse batterie de « 12 V », source d'alimentation de très nombreux appareils susceptibles de fonctionner à bord de véhicules. Cette batterie donne en fin de charge presque 15 V. En prévoyant une fourchette de 0 à 20 V, nous sommes sûrs de couvrir la presque totalité des cas.

- Pour la double alimentation des amplis OP, en principe, on pourrait se contenter de ± 15 V maximum. Mais prévoyant d'autres utilisations, nous avons vu beaucoup plus large et avons choisi de couvrir de 0 à

± 50 V. Cela a l'avantage de donner 100 V en mettant les deux sections en série et même 120 V en mettant les trois.

Le problème des **intensités maximums** fournies est plus difficile. En effet, on est tenté de voir « grand » ! Mais, à la réflexion, on se dit que les grosses intensités coûtent très cher, ce qui incite à choisir une option plus raisonnable. En définitive, nous nous sommes arrêtés à 5 A pour l'alimentation de puissance, ce qui porte à 100 VA la puissance du transformateur d'alimentation de cette section et à 1 A, l'intensité des deux autres sections. Notons d'ailleurs, que moyennant quelques précautions, les trois sections peuvent être connectées en parallèle, portant alors à 7 A l'intensité

globale susceptible d'être fournie. Ce n'est pas mal du tout !

Une alimentation de laboratoire doit **résister aux mauvais traitements** ! Par exemple aux courts-circuits qui ne manquent pas de se produire lors des manipulations avec fils volants. L'alimentation que nous vous proposons est évidemment protégée ! Le court-circuit franc ne lui fait pas peur. Elle délivre simplement dans ce cas le courant maximum qui a été programmé. Ce maximum est réglable depuis 0 jusqu'à 5 A pour la section 0/20 V et de 0 à 1 A pour les sections 0/50 V. L'alimentation passe alors automatiquement du régime de TENSION CONSTANTE au régime de COURANT CONSTANT. La stabilité du courant étant dans le pire des cas de 0,2 %.

Une alimentation de laboratoire doit évidemment présenter des caractéristiques de **stabilité de tension** supérieures à celles des banales alimentations classiques. Le choix du montage est déterminant. Ici, c'est au circuit intégré MC1466L de Motorola que cette délicate mission a été confiée. Le résultat est excellent puisque nous obtenons une stabilité de la tension de sortie de 0,01 % + 1 mV. La résiduelle de ronflement et de bruit est de l'ordre de 1 mV, à pleine charge. La stabilité en fonction de la température est remarquable, de l'ordre de 0,01 %/°C.

Une alimentation de laboratoire doit indiquer clairement la **valeur des tensions et courants** qu'elle produit. Généralement, on se contente de galvanomètres à aiguilles pour mesurer intensités et tensions. C'est bien dommage, car ces appareils ont en général une fort mauvaise précision, se situant très en dessous des possibilités de l'électronique. De surcroît, un galvanomètre est cher, il est fragile et occupe une surface importante sur la face avant de l'appareil. Toutes ces considérations nous ont très vite amené à

opter pour des mesures numériques. Finalement à l'heure actuelle, un voltmètre numérique est à peine plus cher et combien meilleur ! Ainsi, la section 0/20 V est équipée d'un voltmètre 2 000 points, mesurant à 10 mV par point. Les sections 0/50 V sont équipées d'un modèle similaire mais mesurant en 500 points, à raison de 0,1 V par point.

L'action sur un commutateur transforme les voltmètres en ampèremètres et nous mesurons alors dans la première section de 0 à 5,00 A, donc à 10 mA par point et dans les deux autres de 0 à 999 mA, soit 1 mA par point.

Lorsqu'une alimentation fournit quelques ampères à une charge assez éloignée, la chute de tension inévitable dans les liaisons fait que la tension aux bornes effectives de la charge est légèrement inférieure à celle de sortie de l'alimentation. Pour éviter ce défaut, dans la section de puissance, la mesure de la tension réglée peut se faire AUX BORNES de la CHARGE. Cette tension étant exploitée d'une part par le régulateur interne et d'autre part par le voltmètre d'affichage. Dans ce but, les points de mesure de référence sont sortis sur la face avant et peuvent être connectés soit directement aux sorties + et - de l'alimentation, soit par l'intermédiaire de fils fins, aux bornes de la charge.

Les amplis OP sont en principe alimentés en tensions positives et négatives symétriques par rapport au potentiel OV, ou de masse. Si nous voulons étudier le fonctionnement du montage selon sa tension d'alimentation, il faut alors faire varier en même temps tension positive et tension négative. Une telle variation manuelle, en parfait accord, si elle peut constituer un bon test de coordination des mouvements de l'opérateur, n'en est pas moins une sorte de gageure.

L'alimentation LA3 décrite apporte la réponse à ce problème : il s'agit du mode

« Symétrique » ou « Tracking », s'obtenant simplement en enfonçant un poussoir et qui permet de faire varier symétriquement, à 1 point de voltmètre près les deux tensions. Une des sections devient « Maître », c'est son réglage de tension qui est déterminant. L'autre section est « Esclave » et se borne à suivre la tension du maître, son propre réglage étant hors circuit. On passe alors progressivement de ± 1 V à ± 50 V sans la moindre difficulté !

Imaginons un coûteux ensemble de circuits intégrés alimentés en 5 V par la section 0/20 V. Supposons que cet ensemble consomme 2 A. Une distraction fâcheuse, un faux mouvement peut faire passer les 5 V à une tension bien supérieure, allant jusqu'à 20 V ! C'est évidemment l'inconvénient d'avoir une tension réglable !

Gageons que nos circuits n'apprécieront pas cette petite plaisanterie et en profiteront pour rendre leur dernier soupir ! Pourtant il aurait suffi que nous réglions l'intensité maximale à une valeur très peu supérieure à 2 A, pour les sauver !

Un exemple : supposons l'alimentation réglée à vide pour donner une tension de 6 V. Cela s'obtient en gamme 0-10 V de la section 0/20 V.

Si nous commutons le changement de gamme en 10-20 V, la sortie grimpe de 10 V et arrive à 16 V.

Faisons la même expérience en charge, en supposant un débit de 2 A sous 6 V. Réglons l'intensité maximale admise à 2,2 A et passons brutalement en 10-20 V : l'alimentation passe alors en régime de courant constant de 2,2 A, ce qui donne aux bornes de la charge une tension de

$$\frac{6 \times 2,2}{2} = 6,6 \text{ V}$$

soit une élévation de tension de 0,6 V au lieu des 10 V précédents. La charge, même si elle est fragile, supportera sans peine une surtension aussi faible et sera épargnée !

Cette protection est assurée par la caractéristique rectangulaire de l'alimentation permettant le passage rapide du régime tension constante au régime courant constant, la régulation de tension se faisant très bien jusqu'au voisinage immédiat du seuil de basculement. Ceci est à porter au crédit du MC1466, évidemment !

Pour en terminer avec cette étude de présentation de l'alimentation de laboratoire LA3 que nous vous proposons aujourd'hui, signalons encore quelques détails :

— Nous avons muni chaque section d'un interrupteur individuel, mais il existe de plus un interrupteur général. Cela permet la mise sous tension simultanée des trois sections, ce qui est primordial pour certains montages. Par ailleurs, une section inutile peut rester à l'arrêt.

— La réalisation de LA3 est facile, le résultat final est certain. Aucune mise au point, sauf calibrage des affichages.

— Le jeu complet des composants nécessaires est fourni par la maison Selectronic de Lille. Donc pas de problème d'approvisionnement.

— Si vous ne désirez pas monter l'alimentation triple, mais une seule section, ce sera possible, un coffret spécial pour une section étant prévu.

— Pour ceux qui trouveraient l'investissement un peu lourd, nous signalons que l'équivalent commercial, disponible dans la catégorie professionnelle, vaut au moins trois fois le prix de l'ensemble complet des pièces détachées !

Alors, soyez-en persuadés, avec LA3, vous aurez une alimentation de grande classe, pour un prix amateur. Ainsi, encore une fois, les lecteurs du Haut-Parleur ont la possibilité de se doter d'un équipement de haut de gamme.

Avec LA3, vous jouerez juste !!!

Ne ratez pas cette occasion !

Les caractéristiques de LA3

Triple alimentation stabilisée de laboratoire.

Les trois sections sont parfaitement indépendantes.

1. Caractéristiques communes des sections

- Régulation série à caractéristique rectangulaire.
- Régime à tension constante ou régime à courant constant.
- Réglage de la tension constante par potentiomètre 10 tours.
- Réglage du courant constant par potentiomètre simple.
- Réglage de tension et de courant à partir de 0 vrai.
- Sorties flottantes, possibi-

lité de relier soit le +, soit le - à la masse.

- Mise en série des sections possible.
- Mise en parallèle des sections possible avec précautions.
- Régulation en fonction du réseau : 0,03 %.
- Régulation de la tension en fonction de la charge : 0,03 %.
- Régulation du courant : 0,2 %.
- Ondulation résiduelle : max. 1 mVcc à pleine charge.
- Coefficient de température : 0,01 %/°C.
- Mesure des tensions et intensités par multimètres numériques. Précision 0,1 %. Affichage à LEDS, chiffres de 10 mm.

2. Caractéristiques particulières aux sections

a) Section 0/20 V

- Deux gammes de tension : 0-10 V et 10-20 V. Changement de gamme par tumbler

à verrouillage mécanique, évitant les fausses manœuvres, variation de 1 V par tour de potentiomètre. - Intensité maximale de 5 A, réglable de 0 à 5 A.

- Sortie des bornes de référence pour une mesure aux bornes de la charge et régulation à distance.

- Mesure de la tension en 2 000 points, soit 10 mV par point.

- Mesure de l'intensité en 500 points, soit 10 mA par point.

b) Sections 0/50 V

- Une seule gamme de tension de 0 à 50 V. Variation de 5 V par tour de potentiomètre.

- Intensité maximale de 1 A, réglable de 0 à 1 A.

- Fonctionnement séparé des deux sections ou fonctionnement en symétrique (Tracking) erreur maximale de symétrie de 1 point de volt-

mètre. Vernier de figulage de la symétrie.

- Mesure de la tension en 500 points, soit 1/10 V par point.

- Mesure de l'intensité en 1 000 points, soit 1 mA par point.

3. Autres caractéristiques

- Dimensions : 1 = 290, h = 100, p = 270 (avec radiateur)

- Poids : environ 7 kg.

- Alimentation : 220 V, 50 Hz.

- Toutes sorties sur la face avant.

Etude théorique du MC1466L

Les trois sections de notre alimentation stabilisée utilisent le principe de la régula-

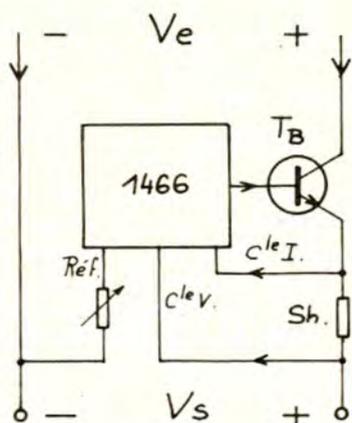


Fig. 1. - Principe de la régulation par le MC 1466 L.

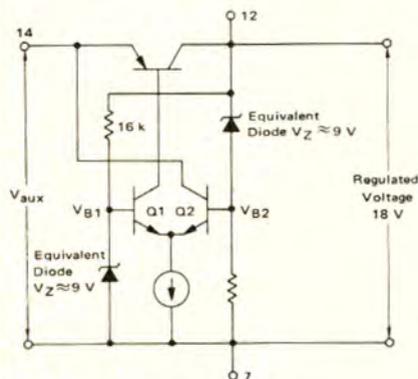


Fig. 3. - Le générateur de tension de référence interne.

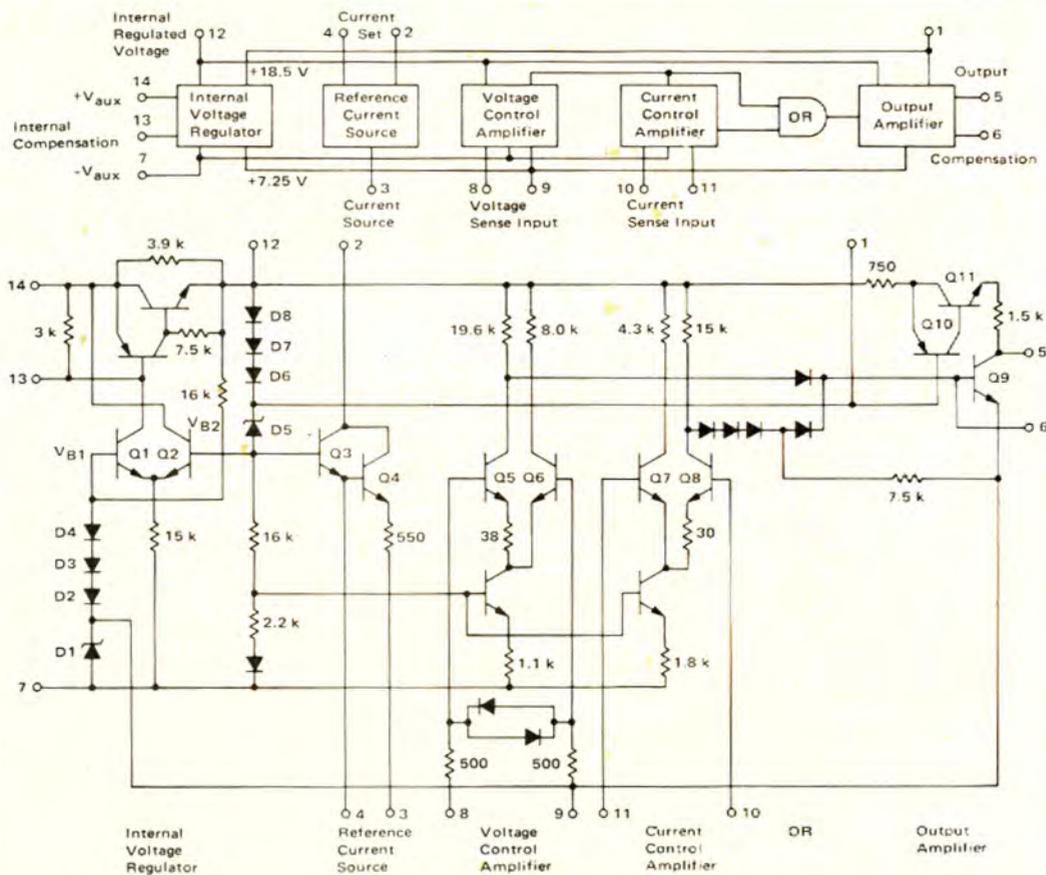


Fig. 2. - Structure interne détaillée du MC 1466 L.

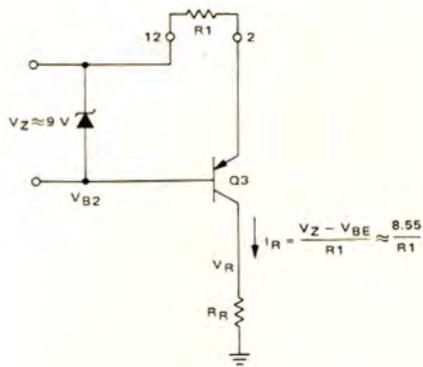


Fig. 4. — Le générateur de courant constant.

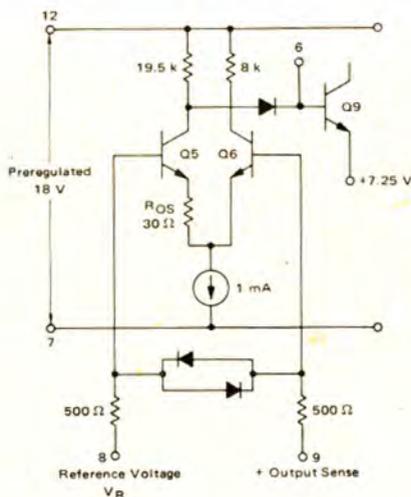


Fig. 5. — Amplificateur de contrôle « tension ».

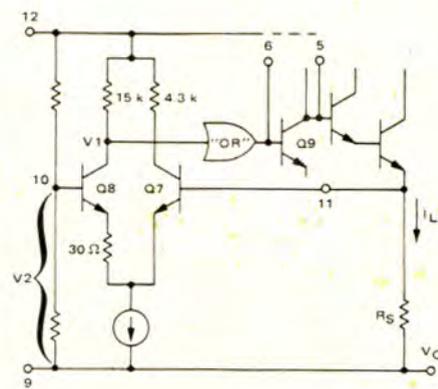


Fig. 6. — Amplificateur de contrôle « courant ».

tion série, dans laquelle un transistor ballast joue le rôle de résistance variable en ramenant la tension d'entrée du système de redressement et de filtrage à la valeur désirée (voir fig. 1).

La tension de sortie est constamment comparée à une tension de référence. Toute variation est immédiatement corrigée par le système de régulation contrôlant le transistor ballast.

L'intensité fournie est mesurée aux bornes d'un shunt. Dès que le débit excède la valeur limite prévue, le régulateur bloque assez le ballast pour que celui-ci ne laisse passer que l'intensité prévue.

Bien sûr, toute la régulation est assurée par un circuit intégré spécifique : c'est le MC1466L de Motorola. Nous allons étudier le fonctionnement de ce circuit.

La figure 2 donne la structure interne du 1466 et nous pouvons y distinguer clairement les six parties principales.

1. Le générateur de tension de référence interne

Ce générateur va assurer le propre fonctionnement du 1466, en alimentant un certain nombre de ses sections. La figure 3 en donne le schéma simplifié. Les zeners D₁ et D₅, avec leurs diodes polarisées D₂ à D₄ et

D₆ à D₈ forment une référence stable nécessaire à l'équilibre de l'ampli différentiel Q₁/Q₂. A l'équilibre (V_{B1} = V_{B2}) la tension de sortie entre 12 et 7 est égale à 2 fois la valeur d'entrée de l'ampli : V₁₂ - V₇ = 2 (V_{D1} + V_{D2} + V_{D3} + V_{D4}) donc 2 fois 9 V ou 18 V environ. Diverses tensions sont prélevées sur ces diodes pour l'alimentation des autres sections.

2. Générateur de courant

L'association composite des transistors Q₃ et Q₄ réalise un transistor NPN à fort gain, simplifié en Q₃ de la figure 4. On y reconnaît le classique générateur de courant constant, avec sa résistance d'émetteur déterminant la valeur du courant. Les 9 V sur la base donnent environ 8,55 V sur l'émetteur et on a ainsi un courant constant

$$I_R = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_1}$$

$$\text{soit } \frac{8,55}{R_1}$$

Si R₁ = 8,55 kΩ, on a I_R = 1 mA. Pratiquement, nous avons utilisé une résistance de 8,25 kΩ. Cette résistance doit avoir un faible coefficient de température, ce sera donc un modèle 1 %.

Le courant de référence I_R passe alors dans la résistance de référence R_R, qui n'est

autre que le potentiomètre multitours de réglage de tension, et y détermine la tension de référence du système donnant la valeur de la tension de sortie V_S.

3. Amplificateur de contrôle de tension

(voir fig. 5)

Il est constitué de l'ampli différentiel Q₅, Q₆, alimenté en courant constant. La tension de référence précédente est appliquée à l'entrée 8 et la tension de sortie à contrôler est appliquée à l'entrée 9. Noter les résistances et diodes internes de protection des deux entrées. Toute différence de tension entre 8 et 9 déséquilibre l'ampli différentiel qui commande le transistor de sortie Q₉ du 1466, cette sortie actionnant les transistors externes et le ballast. Notons que l'entrée 9 est référencée au + 7,25 V (voir fig. 2). Il faut donc que la tension d'alimentation du 1466 soit « flottante » par rapport à la tension régulée V_S. Ainsi, le picot 7 (-) du 1466 est-il toujours à 7,25 V en dessous de V_S, tandis que le picot 12 (+ réglé) est toujours à environ 11 V au-dessus de V_S. Cette particularité impose une alimentation complètement indépendante du 1466, avec enroulement de transformateur, redresseur et éléments

de filtrage, non reliés à la masse ou (-) général.

Remarquer aussi la présence de la résistance R_{OS} dans l'émetteur de Q₅. Cette résistance réalise un « offset » de 15 mV environ, permettant d'amener la tension de sortie V_S à 0 vrai.

4. Amplificateur de contrôle de courant

(voir fig. 6)

On y trouve un ampli différentiel Q₇, Q₈ pratiquement comparable au précédent. On applique sur 10 une tension V₂ déterminée par un pont situé entre le 12 (+ réglé) et le + 7,25 V (picot 9). Les résistances de ce pont sont externes et permettent la programmation du courant. Par ailleurs, la tension déterminée par l'intensité de sortie I_L passant dans le shunt externe R_S est appliquée sur l'autre entrée 11. Tant que la tension aux bornes de R_S est inférieure à V₂, l'ampli différentiel est sans action sur Q₉, permettant le fonctionnement du 1466 en mode tension constante, contrôlée par la paire Q₅-Q₆ (fig. 5). Par contre, lorsque la tension aux bornes de R_S atteint 15 mV en dessous de V₂, la tension du collecteur de Q₈ (V₁) commence à monter très rapidement et prend le contrôle de Q₉, par l'intermédiaire de la

liaison à 4 diodes. On notera que ces 4 diodes et la cinquième, venant de Q_5 constituent une fonction logique OU, n'autorisant qu'un mode à la fois. Dans les conditions précédentes, le 1466 passe en mode courant constant.

La résistance de 30Ω réalise l'offset des 15 mV et autorise le contrôle de courant à partir de 0. La valeur du courant constant est prédéterminée par l'ajustage de la tension V_2 , par les résistances externes.

Le gain de l'ampli différentiel étant important, le basculement entre les deux modes est très brutal et cela permet l'obtention de la fameuse caractéristique rectangulaire dont nous avons déjà parlé (voir fig. 7). La tension reste bien constante jusqu'au moment où l'intensité est atteinte.

5. Etage de sortie

(voir fig. 8)

Cet étage est nécessaire d'abord pour avoir la phase convenable du signal de sortie permettant de commander des transistors NPN externes. Il faut aussi que l'intensité de commande de ces transistors soit suffisante. Le transistor Q_9 est alimenté par un courant constant de 1,5 mA (par Q_{10} et Q_{11} de la figure 2). Ce courant va passer en partie dans Q_9 et en partie dans les transistors externes. Donc, si Q_9 se bloque, le courant sortant de 5 augmente et inversement. Pour que la régulation soit bonne, il ne faut pas que le courant sortant de 5 dépasse 0,5 mA. Au-delà, la qualité de la régulation diminue. Ainsi, pour une intensité de sortie I_L de l'alimentation de 5 A, il faut prévoir un ensemble de transistors externes ayant un gain total de $5000 : 0,5 = 10000$ minimum. C'est la raison pour laquelle nous avons utilisé en ballast de puissance, des Darlingtons dont le gain est de l'ordre de 1000. Commandés par des transistors intermédiaires de gain supérieur ou égal à 100, nous disposons d'un gain global de

l'ordre de 100 000 au moins garantissant une réserve considérable et du coup, une régulation excellente.

- IV -

Schémas pratiques des alimentations

1. Section 0/20 V

(voir fig. 9)

Le MC1466L est alimenté par un petit transfo 2×9 V. Le premier secondaire débite sur un doubleur de tension permettant d'obtenir, compte tenu du faible débit exigé (10 mA environ) une tension un peu supérieure à 25 V, entre les picots 7 et 14 du circuit. C'est tout à fait convenable, les limites de cette tension devant être 21 V et 30 V. Le condensateur C_4 est nécessaire pour la compensation en fréquence de 1466. Le condensateur C_3 le protège contre les transitoires véhiculées par le secteur. Notons que le deuxième secondaire 9 V du transfo sert à l'alimentation du voltmètre numérique.

Le transformateur principal (12 V + 9 V, en 100 VA) alimente un redresseur en pont supportant 10 A. La tension redressée est filtrée par un $10000 \mu F$, 40 V. Le modèle utilisé fait partie d'une nouvelle série de CEF, dite

« Taille Basse » et présentant de ce fait un très faible encombrement en hauteur.

Une commutation en deux gammes a été prévue pour soulager les ballasts. En effet, comme cette section sera souvent utilisée pour donner 5 V, ces derniers doivent dissiper l'excédent, soit au minimum 15 V, sous l'intensité demandée. Si nous tirons 5 A, les ballasts devront alors dissiper $15 \times 5 = 75$ W, d'où volumineux radiateur. Avec la commutation, réduisant la tension d'entrée à quelque 12 V, les ballasts, dans les mêmes conditions ne dissipent plus que $(12 - 5) \times 5 = 35$ W, ce qui est plus de 2 fois moins ! Attention cependant car si l'on court-circuite l'alimentation en gamme 10-20 V, la tension V_5 passe à 0 et l'on retrouve une dissipation dans les ballasts de $20 \times 5 = 100$ W, si l'intensité est préréglée à 5 A. On notera cependant qu'une alimentation stabilisée n'a pas pour mission première de débiter dans un court-circuit. Si vous désirez 5 A en régime de courant constant, il faudra vous mettre en gamme 0-10 V, pour laquelle la dissipation sera deux fois moindre.

Pour éviter une fausse manœuvre catastrophique consistant à confondre tumbler d'arrêt et tumbler de commutation de gammes, ce qui a pour effet, au lieu de

l'arrêt escompté, de faire passer brutalement la tension de sortie de 5 V à 15 V, par exemple, avec toutes les conséquences qui en découlent, le tumbler de changement de gammes est un modèle de verrouillage. Pour changer de gammes, il faut vraiment le vouloir et le faire exprès !

Pour avoir une marge considérable de sécurité, nous avons monté deux Darlingtons en parallèle pour fournir les 5 A. Chacun ne débite donc au maximum que 2,5 A. Les deux bases sont commandées par un petit transistor BC549C, à fort gain. Les condensateurs C_6 et C_7 , la résistance R_1 contribuent à la compensation en fréquence du système. Les résistances R_4 et R_5 évitent de volatiliser les ballasts dans le cas du court-circuit de V_5 , le condensateur de filtrage de $10000 \mu F$ risquant de provoquer une surintensité instantanée de décharge très élevée et destructrice.

Le courant de sortie traverse le shunt R_5 réalisé avec du fil de constantan. La tension développée est appliquée sur 11 du 1466 (revoir la fig. 6). Par ailleurs le potentiomètre P_1 , associé à R_7 donne la tension V_2 appliquée en 10 et destinée à fixer le point de basculement de l'ampli de contrôle de courant.

La résistance R_6 détermine l'intensité du générateur de

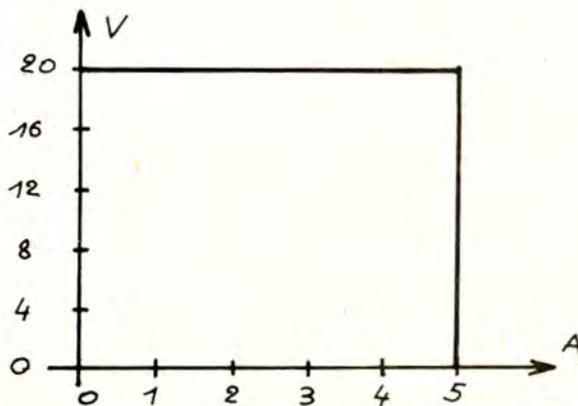


Fig. 7. - Caractéristique rectangulaire.

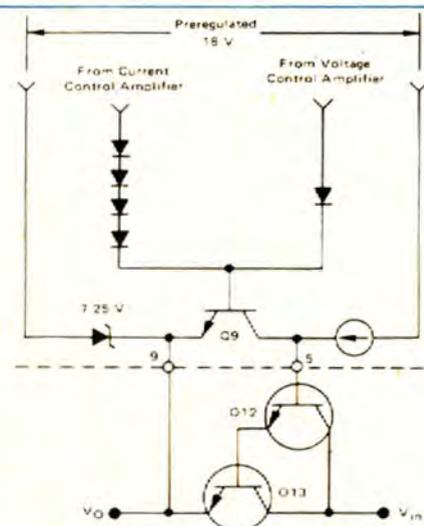


Fig. 8. - L'étage de sortie du MC 1466 L.

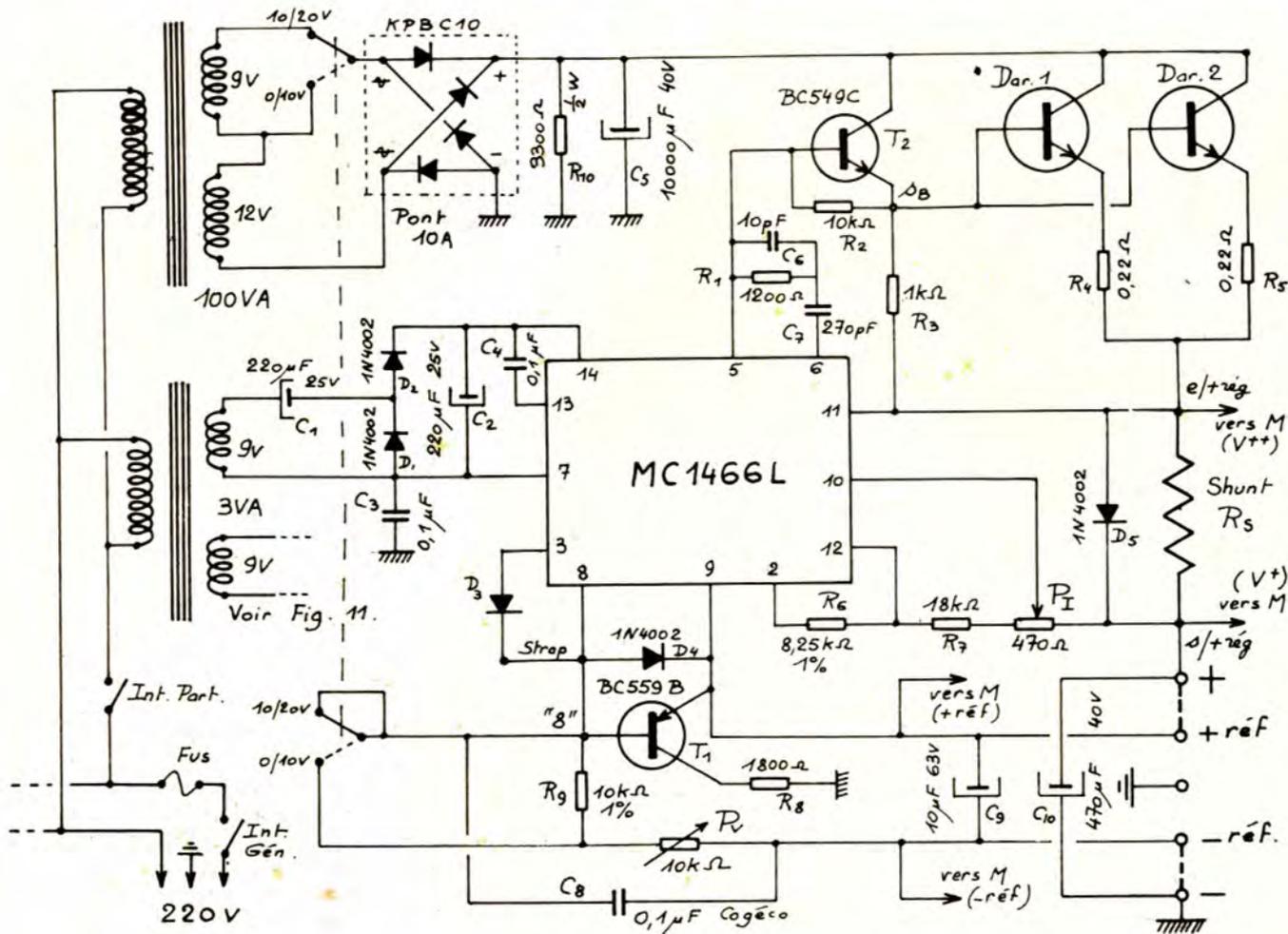


Fig. 9. - Schéma de l'alimentation 0-20 V.

courant constant (fig. 4). Ce courant sort par le picot 3 et traverse, via la diode de protection, les résistances R_9 et P_V déterminant la tension de référence. En gamme 0 - 10 V, seule P_V est branchée. Traversée par 1 mA, cette résistance variable de 10 k Ω au maximum donne bien une tension maximale de 10 V. En gamme 10 - 20 V, une résistance fixe de 10 k Ω est ajoutée en série, ce qui a pour effet d'augmenter de 10 V, toutes les tensions données par P_V .

La tension de référence est lue par l'entrée 8, tandis que la tension de sortie l'est par 9, reliée à V_S (+) soit par un strap direct (entre + et + réf.) soit par un fil relié au + charge dans le cas de la régulation à distance.

Le condensateur de sortie doit mesurer 100 μ F par ampère de I_L . Pour nos 5 A, C_{10}

vaudra donc 470 μ F. Le condensateur C_9 découple la liaison de la référence dans le cas de la régulation à distance. Par ailleurs, il se trouve simplement en parallèle sur C_{10} .

Le condensateur C_8 réduit le bruit de sortie de l'alimentation. Sa présence impose celle de la diode de protection entre 8 et 3. Petit détail pratique, ce condensateur ne doit pas se trouver sur le circuit imprimé, mais bien à l'emplacement que nous indiquerons dans le plan de câblage.

La diode entre 8 et 9, le transistor placé entre ces deux points, protègent le 1466, lors des courts-circuits de V_S . Par ailleurs, le transistor, utilisé pour cela en diode, a une autre mission importante : celle de protéger le coûteux potentiomètre multitoirs. En effet si nous ma-

nœuvrons le commutateur de gammes dans les conditions suivantes :

- fonctionnement à vide (sans charge)
- réglage initial en gamme 10-20 V à 10 V, soit avec $P_V = 0$

Alors la tension de référence sur 8 passe brutalement à 0, mais la tension de sortie de 10 V a chargé le condensateur C_{10} à cette valeur. Pour amener V_S à 0, la charge de C_{10} doit s'écouler et elle ne peut le faire qu'à travers le système de diodes de protection entre 8 et 9. Si T_1 était une simple diode, le courant de décharge s'écoulerait brutalement dans P_V et pourrait en volatiliser les dernières spires, le détruisant irrémédiablement ! Avec T_1 , au contraire, la charge va trouver un autre chemin : celui de l'espace émetteur-collecteur de ce transistor. La résis-

tance de 1 800 Ω réduisant ce courant à une valeur raisonnable.

La diode aux bornes du shunt protège le 1466 dans le cas du claquage d'un ballast avec court-circuit simultané de V_S .

Enfin signalons que la résistance R_{10} , disposée aux bornes de C_5 est une résistance de décharge de ce condensateur. On évite de retrouver, plusieurs heures après l'arrêt à vide de l'alimentation, ce condensateur encore chargé. Or, la décharge accidentelle et brutale d'un condensateur de 10 000 μ F est une expérience à ne pas conseiller aux cardiaques !!

2. Sections 0/50 V, 1 A (fig. 10 et 12)

Les deux sections 0/50 V se ressemblent fort, évidem-

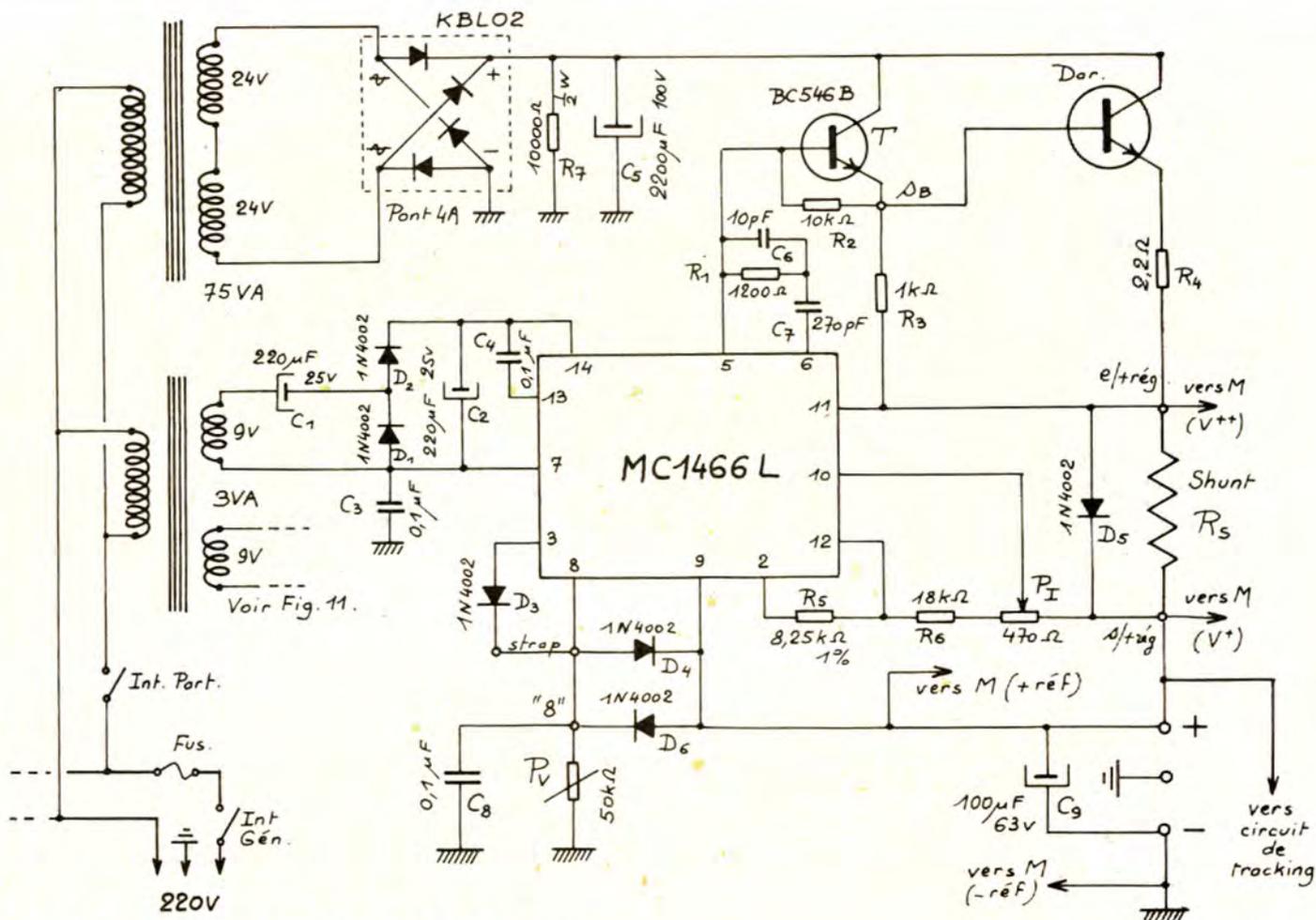


Fig. 10. — Schéma de l'alimentation 0-50 V - Maître.

ment et ressemblent fort à la section 0/20 V ! On notera donc le même système d'alimentation des 1466L. Le transformateur principal est cette fois un modèle 2 fois 24 V, 75 VA, donnant donc 48 V. Cette tension est redressée puis filtrée avant de se présenter à l'entrée de l'unique ballast Darlington. Ce ballast est commandé par un transistor BC546B ou similaire, présentant une tension de claquage suffisante (65 V).

On retrouve le shunt R_s , le pont diviseur donnant la tension V_2 et la résistance fixant la valeur du courant constant interne.

Le potentiomètre P_v doit mesurer 50 k Ω pour donner avec ce courant de 1 mA, les 50 V maximum prévus. Notons ici que selon la provenance de P_v , américaine ou européenne, ce potentiomètre sera pratiquement de 50 k Ω ou de 47 k Ω . Il faudra

s'en accommoder en corrigeant au besoin la valeur de R_5 pour avoir les 50 V nominaux.

On retrouve aussi les divers condensateurs de découplage et de suppression

des transitoires. Egalement les diodes de protection. Comme la manœuvre manuelle de P_v ne peut jamais faire chuter brutalement la valeur de la tension de référence, le transistor T_1 de la

section 0/20 V est ici inutile. On le remplace par une simple diode D_6 .

La figure 10 donne le schéma de la section « MAÎTRE ». Elle ne comporte aucune particularité supplémentaire, sauf le départ de la tension $V_s (+)$ vers la section esclave.

Le transistor de sortie ne fait que 100 μ F. Il n'a pas été jugé utile de sortir les tensions de référence, l'intensité maximale de 1 A, ne posant pas de problème particulier. Il suffit de faire des liaisons avec un conducteur de bonne section.

La figure 12 donne le schéma complet de la section « ESCLAVE ». Schéma globalement conforme au précédent sauf au niveau de la tension de référence du 1466. Nous notons la présence d'un commutateur K_{SY} permettant les modes « Séparés » ou « Symétriques ».

En fonctionnement « Sé-

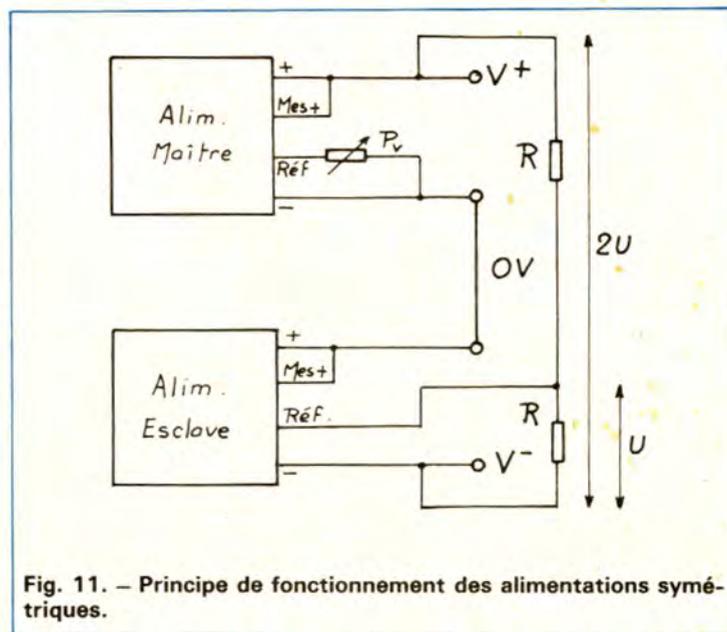


Fig. 11. — Principe de fonctionnement des alimentations symétriques.

parés », les commutations établissent les connexions exactes de la figure 10 d'où un fonctionnement identique. La tension de sortie est contrôlée par P_V et on peut la régler de 0 à 50 V, en toute indépendance.

Par contre, en mode « Symétrique » et à condition de relier extérieurement les bornes de sorties - de la section maître et + de la section esclave (ce qui revient à mettre les deux sections en série), on note les modifications suivantes :

- la liaison 3 à 8 est coupée, donc le courant constant de 1 mA ne sort plus de 3
- le potentiomètre P_V est déconnecté, donc inutile, tandis que l'entrée 8 lisant la tension de référence à répercuter en sortie, est reliée à un pont diviseur par 2, R_8 , R_9 , P_{SY} . La résistance de

1 500 Ω limite simplement le courant d'entrée. En se reportant à la figure 11, on constate que ce pont est branché entre V^+ et V^- de l'ensemble des deux alimentations. Si les deux résistances sont égales, l'entrée référence du 1466 esclave est alors portée à la 1/2 tension existant entre V^+ et V^- , ce qui force la sortie + de l'esclave à se fixer à cette 1/2 tension, donnant le 0 V, exactement au milieu de l'écart V^+/V^- .

La régulation du rapport 1/2 est automatique :

Ainsi, si par exemple, $V^+ = +20$ V et $V^- = -15$ V, la ddp entre V^+ et V^- est de 35 V. La tension au milieu du diviseur est de 17,5 V. Le 1466 esclave voit donc 15 V sur sa sortie V_S et 17,5 V sur sa référence. Il agit immédiatement pour provoquer une

élévation de sa tension de sortie afin d'annuler cet écart.

Inversement si $V^+ = +20$ V et $V^- = -25$ V, alors $V^+ - V^- = 45$ V donnant une 1/2 tension de 22,5 V. L'esclave voit 25 V sur sa sortie et 22,5 V sur sa référence : il agit alors dans le sens contraire du précédent pour annuler l'écart.

Ces deux exemples nous montrent que finalement, l'esclave va suivre docilement le maître et faire en sorte que sa tension de sortie soit toujours l'exacte moitié de la tension totale des deux sections, donnant un point milieu parfait. Notons également la difficulté d'une traduction simple du mot « Tracking » qui signifie « qui suit à la trace » et qui donne une image parfaite du fonctionnement électrique.

Pour obtenir un parfait rapport de 1/2, compte tenu de la dispersion inévitable des composants, nous avons préféré dans le pont diviseur par 2, un élément de figelage (de trim, comme disent les Anglo-Saxons !). C'est le petit potentiomètre P_{SY} . Bien réglé, la symétrie des tensions se conserve sur toute la gamme de ± 1 V à ± 50 V. En dessous de ± 1 V, la symétrie s'obtient plus difficilement. On nous le pardonnera, nous l'espérons !

- V -

Schéma des multimètres

Chaque section possède son propre multimètre numérique. Chaque multimètre est

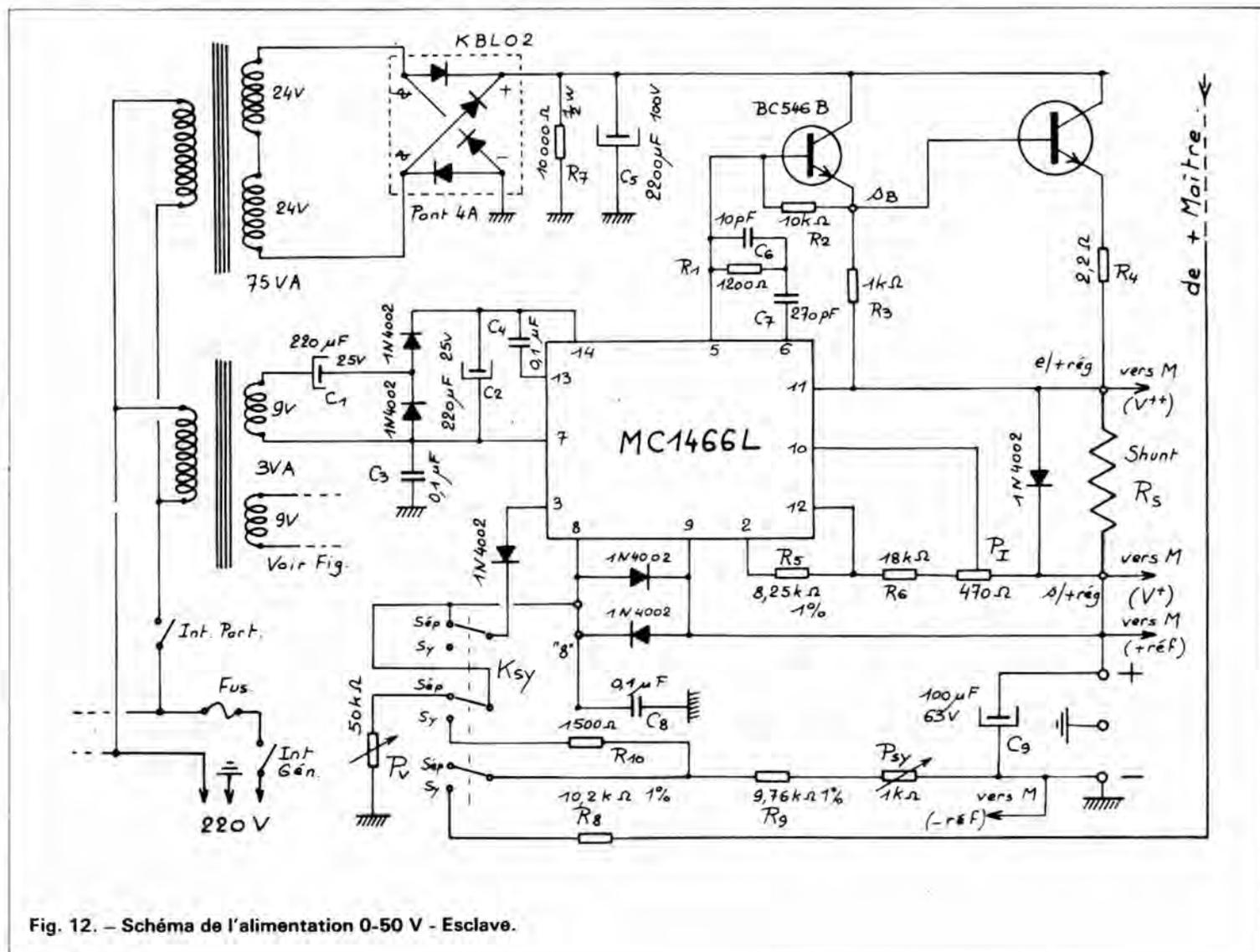


Fig. 12. - Schéma de l'alimentation 0-50 V - Esclave.

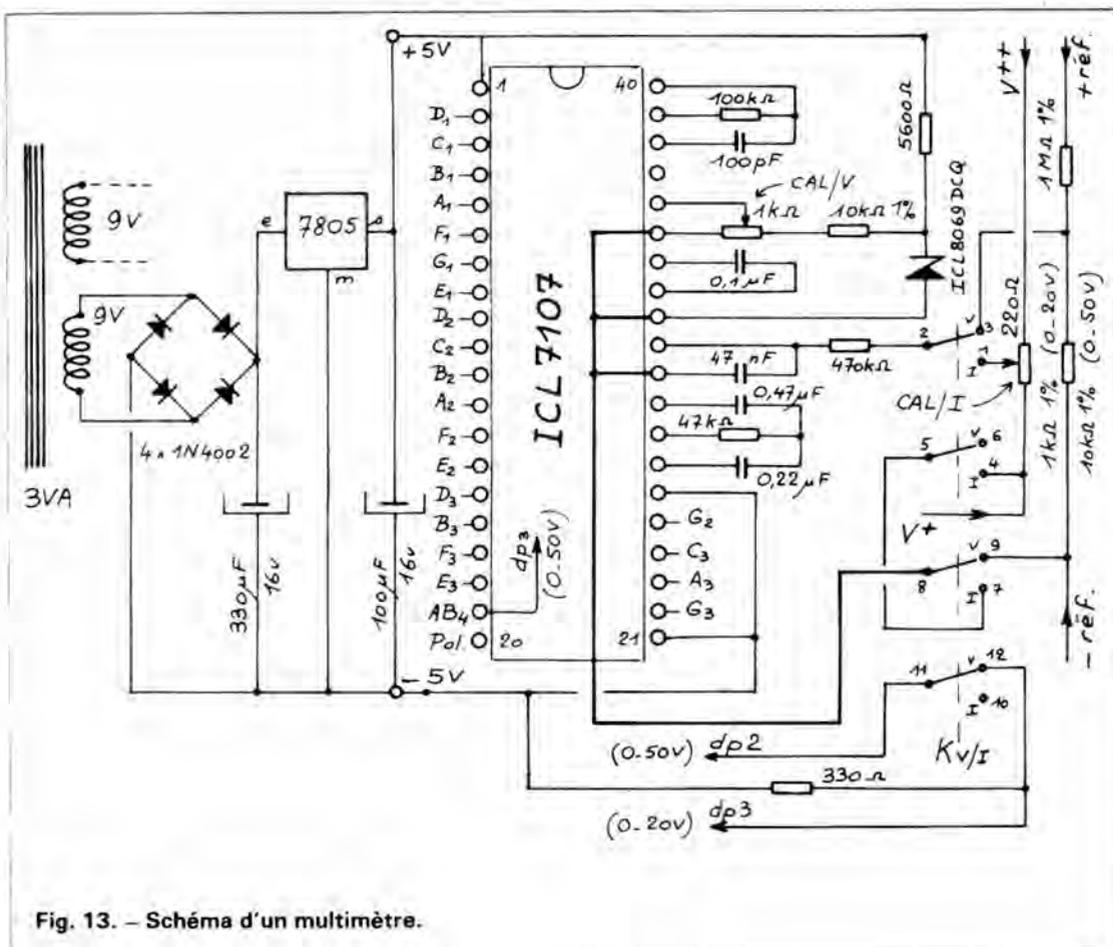


Fig. 13. — Schéma d'un multimètre.

réalisé autour d'un circuit ICL7107 de Intersil. Ce circuit intégré répond parfaitement à nos désirs et nous a donné toute satisfaction.

Conçu pour fonctionner avec ± 5 V, soit en double tension, une note d'Intersil indique cependant la possibilité d'une marche en tension unique de 5 V. Plutôt sceptique, nous avons essayé et constaté avec quelque surprise, que le 7107, fonctionne effectivement très bien dans ces conditions ! Constatation particulièrement agréable car la nécessité de la contre-tension négative ne nous plaisait pas du tout ! La figure 13 nous montre que l'alimentation du circuit se résume à un redressement en pont du 9 V fourni par le deuxième secondaire des petits transfo 2×9 V, un filtrage et une régulation par le classique 7805.

Nous n'insistons pas sur la mise en œuvre du 7107 lui-même, ni sur le fonctionnement du circuit, le problème de cet article n'étant pas là ! Se reporter au besoin à notre

article décrivant le multimètre complet MX7107 dans le HP n° 1643. La référence de tension interne étant inexploitable en mono-tension, il est fait usage d'une diode de référence « Band-Gap » la ICL8069DCQ de INTERSIL. La stabilité de ces diodes est absolument remarquable. La tension fournie est de 1,2 V. Le pont diviseur prélève une référence de 100 mV ajustée par le multi-tours.

En fonction « Voltmètre » le commutateur $K_{V/I}$ branche le commun analogique au - réf (ou -) de l'alimentation et l'entrée mesure au + réf (ou sortie +). Un pont diviseur est nécessaire pour adapter la sensibilité du voltmètre (rapport de 1 000 pour les sections 0 - 50 V et de 100 pour la section 0 - 20 V).

En fonction « Ampèremètre » $K_{V/I}$ branche les entrées du voltmètre sur le multi-tours de 220 Ω , celui-ci étant branché en parallèle sur le shunt R_S . On mesure ainsi la tension aux bornes du shunt, du moins une fraction ajusta-

ble de cette tension. On pourra alors calibrer le système pour lire l'intensité débitée.

Dans la section 0 - 20 V, la tension maximum de 20 V, s'adapte parfaitement avec la capacité de 2 000 points du voltmètre. Cette capacité nécessite quatre afficheurs donnant une lettre maximale de 1999. Le point décimal dp_3 permet de lire de 0,00 V à 19,99 V. Pour les intensités atteignant 5 A, on ne peut exploiter que 500 points l'affichage indiquant de 0,00 A à 5,00 A. Le point décimal est le même.

Le signe de polarité n'est pas utilisé, la tension ne s'inversant évidemment jamais.

Pour les sections 0 - 50 V, nous ne pouvons exploiter que 500 points pour la mesure de la tension. L'intensité ne dépassant pas 1 A, nous pouvons limiter l'affichage à 999 et par conséquent supprimer le 4^e afficheur (il n'y a pas de petites économies !!). Le point décimal dp_2 est nécessaire en voltmètre, donnant de 00,0 V à 50,0 V. Il

est supprimé en ampèremètre donnant de 000 mA à 999 mA. Dans le cas où l'intensité dépasse les 1 000 points, l'affichage est erroné, ainsi 1 020 mA est affiché 020 mA ou 20 mA au lieu de 1 020. Pour éviter cette confusion le « 1 » du 4^e digit est relié à dp_3 (c'est le picot AB_4 du 7107). Ainsi dans le cas précédent, nous lirons 0,20 la virgule indiquant le dépassement.

Toutefois, nous recommandons de faire, lors de la mise au point finale, un réglage du shunt R_S tel que l'intensité maximale soit toujours légèrement inférieure à 999 mA, ce qui garantit l'impossibilité de la lecture incriminée.

Dans le shunt R_S passe le courant de sortie de l'alimentation, mais hélas aussi un très faible courant consommé par les éléments de régulation. Ce courant résiduel est un peu inférieur au millième. Pour la section 0 - 20 V, c'est sans importance la lecture étant à 10 mA près. Par contre, pour les sections 0 - 50 V, on notera que l'ampèremètre bat, à vide entre 0 et 1 point.

Par ailleurs si cela est vrai en mode « Séparé », en mode « Symétrique » le pont diviseur par 2 est connecté entre les sorties de l'appareil et il consomme un certain courant qui sera mesuré et indiqué. La résistance totale du pont étant de 20 k Ω au total soit 10 k Ω par section, le courant supplémentaire consommé sera de 1 mA par 10 V de tension de sortie. Il faudra en tenir compte lors des mesures précises. Un rappel est d'ailleurs fait sur la face avant de l'alimentation. Il aurait peut-être été possible de concevoir un circuit supplémentaire de compensation de cette résiduelle. Nous avons préféré garder ce petit défaut et sauvegarder la simplicité du montage. Nous restons ouvert cependant à toute solution SIMPLE.

(A suivre)
F. THOBOIS