

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

»O«

12x

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
HOUARI BOUMEDIENNE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية

Département d'Electronique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

présenté à

L' E. N. P. A.

pour l'obtention du titre de

INGENIEUR D'ETAT EN ELECTRONIQUE

THEME

**TESTEUR AUTOMATIQUE
D'ALIMENTATIONS STABILISEES**

Proposé par :

M. IVANOV IVAN

Docteur - Ingénieur

Professeur à l'E. N. P. A.

Etudié et réalisé par :

L. ABED

H. AMRANE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

»O«

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
HOUARI BOUMEDIENNE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

»O«

Département d'Electronique

PROJET DE FIN D'ETUDES

présenté à

L' E. N. P. A.

pour l'obtention du titre de

INGENIEUR D'ETAT EN ELECTRONIQUE

THEME

**TESTEUR AUTOMATIQUE
D'ALIMENTATIONS STABILISEES**

Proposé par :

M. IVANOV IVAN

Docteur - Ingénieur

Professeur à l'E. N. P. A.

Etudié et réalisé par :

L. ABED

H. AMRANE

* Dedicaces *

A mon père et ma mère
A mes frères Salih et Salim
A ma petite sœur Lamia
A ma fiancée Beïla
A tous mes amis

J. Abed

A ma grand-mère
A mon père et ma mère
A ma sœur
A mes oncles
A tous mes amis.

H. Amrane

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier chaleureusement notre promoteur M^r "Ivanov Ivan" qui nous a beaucoup aidé tout au long de ce projet.

Nous remercions aussi M^{me} "Jbtouen", d'avoir mis à notre disposition le laboratoire et sa documentation personnelle, ainsi que M^r "Benabbes G" qui nous a trop aidé pour la réalisation de notre projet.

Que tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à l'enrichissement de nos connaissances trouvent ici l'expression de notre sincère gratitude.

Yommaire

Cahier de charge.

Introduction

page 1.

Chapitre premier : Rappel sur Les alimentations stabilisées

page 2.

I.1. Introduction

I.2. Principe et étude des différents blocs de L'A.L.S

I.2.1. Principe

I.2.2. Etude

Chapitre deux : Etude et Conception

page 11.

II.1. Synoptique

II.2. Définition de chaque bloc

II.2.1. Stabilisateur de La tension de reseau

II.2.2. L'autotransformateur

II.2.3. La charge

II.2.4. Les comparateurs

II.2.5. Tensions de références

II.2.6. Bloc de Logique

II.2.7. Bloc de mémoires

II.2.8. Bloc d'indicateurs

II.2.9. Bloc de commande

II.2.10. Bloc d'alimentation.

II.3. Schéma de principe et fonctionnement.

II.3.1. Schéma de Principe

II.3.2. fonctionnement

Complémentaire

Chapitre trois : Calcul et choix des éléments

page 31.

III.1. L'autotransformateur

III.2. Charge

III.3. Comparateurs

III.4. Tensions de références

III.5. Bloc d'A.L.S

III.6. Les indicateurs

III.7. Bloc de Commutation (Relais)

III.8. Le stabilisateur de la tension de reseau.

Chapitre quatre: Réalisation Pratique

Page 58.

IV.1. But

IV.2. Réalisation

IV.2.1. Circuits imprimés

IV.2.2. Complément

IV.3. Manipulation

IV.3.1. Matériel utilisé

IV.3.2 - Comparateur V_{MAX}

IV.3.3 - Comparateur V_{MIN}

IV.3.4 - Comparateur des ondulations

Conclusion

Page 65.

Bibliographie

Annexe

Cahier de charge

- Tension du secteur = $220V \pm 10\%$.
- Fréquence du secteur = 50 Hertz.
- Courant de consommation maximum de l'alimentation stabilisée à tester = 30 mA
- L'appareil doit tester des alimentations stabilisées délivrant des tensions de sorties ayant pour valeurs :
6 Volts, 9 Volts et 12 Volts. Avec le pôle négatif lié à la masse.
- La variation de la tension de sortie ne doit pas dépasser 1%
- La valeur des ondulations maximales est fixée à 0,1% de la tension de sortie.
- L'alimentation à tester assure un courant allant de 0,025A à 0,25A avec une variation maximale de 100%.
- D'après les données citées plus haut, les coefficients de régulation seront : $K_R = 0,04$ et $K_V = 0,1$ et $K_{\text{ondulation}} = 10^{-3}$
Cela pour les trois tensions de sortie : 6V, 9V et 12V.



Introduction

Le test ou la vérification d'un système, même de taille modérée, est nécessaire à tous les stades de développement, de réalisation et de maintenance de ce système. Il nous permet de vérifier le comportement de ce dernier, alors que l'affichage final, lié au test, est un diagnostic conduisant à localiser une panne si elle existe.

Le bloc d'alimentation stabilisée étant la partie la plus utile qui soit dans un montage électronique, celui-ci une fois adapté à ce dernier, ne devra présenter aucune fluctuation.

On doit dans ce but tester ce bloc une fois prêt à être utilisé puis détecter la panne à l'aide d'afficheurs. Pour cela nous proposons un appareil: "Testeur automatique des alimentations stabilisées". Cet appareil a pour but de tester les A.L.S* et en même temps de connaître leur état à l'aide d'afficheurs.

Dans cette étude nous présenterons une partie théorique comportant:

- Le schéma de bloc avec la définition de chaque bloc.
- Le schéma de principe et fonctionnement.
- Les calculs et le choix des composants.

Pour la partie pratique nous réaliserons certains étages de l'appareil dont nous communiquerons les résultats vers la fin de notre étude.

*: A.L.S; Abreviation de: Alimentation stabilisée.

Chapitre premier

Rappel sur Les alimentations stabilisées

I.1. Introduction:

En électronique, et particulièrement dans les appareils de mesure, on a souvent besoin de tensions continues pour faire fonctionner le montage, ou l'équipement, dans des conditions toujours semblables. Or la source la plus importante que nous avons est le réseau (220 volts, 50 Hertz); Il produit une tension alternative qu'il faut donc transformer en une tension continue, à l'aide d'un montage appelé "alimentation stabilisée".

I.2. Principe et étude des différents blocs de L'A.L.S :

I.2.1. Principe:

Le synoptique d'une telle "alimentation stabilisée", est donné par le schéma de la figure suivante:

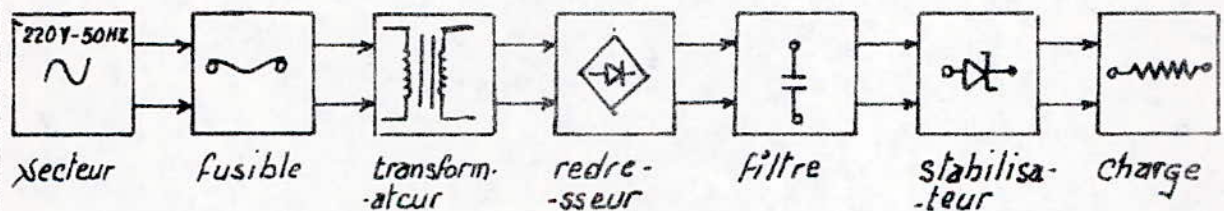


Figure I.1

- Le fusible assure la protection contre les surintensités.
- Le transformateur donne la tension alternative nécessaire pour l'obtention de la tension continue désirée.
- Le redresseur sert à redresser la tension alternative pour

obtenir un signal de valeur non nulle.

- Le filtrage sert à obtenir une tension continue en filtrant le plus possible la composante alternative (redressée).

- Le régulateur sert à réguler la tension continue c'est à dire la maintenir constante.

- La charge représente l'impédance d'entrée de l'appareil à alimenter (Parfois la charge est elle-même variable et l'on désire une tension continue d'où la nécessité de la régulation).

1.2.2. Etude des différents blocs de l'A.L.S.

a). Le transformateur: Voir le schéma électrique, d'un transformateur, donné par la figure 1.2.

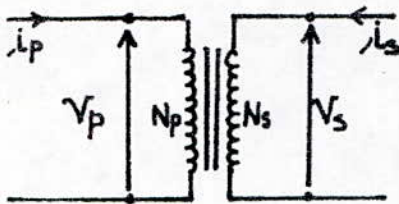


Figure 1.2

i_p = courant du primaire.

i_s = courant du secondaire.

V_p = tension du primaire.

V_s = tension du secondaire.

N_p = enroulement primaire.

N_s = enroulement secondaire.

On définit le rapport de transformation par :

$$m = \frac{N_s}{N_p} = \frac{V_s}{V_p} = \frac{i_p}{i_s} \quad \dots 1.1$$

Si l'on applique maintenant une tension $f(t) = V_{peff} \sin \omega t$ à l'entrée du transformateur; le secondaire aura pour schéma équivalent, la figure suivante:

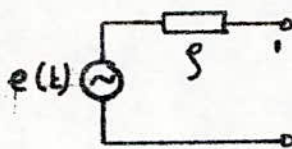


Figure 1.3

$$e(t) = E_M \sin \omega t \quad \dots 1.2$$

$$E_M = V_{seff} \sqrt{2} = m V_{peff} \sqrt{2} \quad \dots 1.3$$

$$f = r_2 + m^2 r_1 \quad \dots 1.4$$

r_1 étant la résistance du primaire.
 r_2 étant la résistance du secondaire.

b). Le redresseur: Il existe deux types de redresseurs:

- Le mono-alternance.
- Le bi-alternance ou double alternance.

Le redresseur double alternance est souvent utilisé vu ses caractéristiques performantes. En voici quelques unes d'entre elles données sous forme de tableau avec celles du mono-alternance pour montrer la performance du premier:

Facteur de forme: F	Taux d'ondulation: ζ	Rendement $\eta\%$	
$\pi/2$	1,21	40	MONO-ALTERNANCE
1,11	0,483	80	BI-ALTERNANCE

Ce tableau est calculé pour les formules suivantes:

$$F = \frac{V_{\text{eff}}}{V_{\text{moy}}} = \frac{E_M}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\pi}{2E_M} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \quad \dots 1.5$$

$$\zeta = \frac{V_{\text{seff}}}{V_{\text{moy}}} = \sqrt{F^2 - 1} \quad \dots 1.6$$

$$\eta = \frac{\text{Puissance débitée dans la charge}}{\text{Puissance totale dissipée dans le circuit}} = \frac{V_{\text{moy}}^2 / R_L}{V_{\text{eff}}^2 / R_{\text{TOT}}} \quad \dots 1.7$$

Les redresseurs double alternances sont de deux sortes: celui à point milieu et celui qui utilise un pont de diodes. Mais le choix du dernier s'impose pour deux raisons essentielles:

- Les deux diodes du montage à point milieu supportent, en

inverse, une tension double de celle de E_m supportée par les quatre diodes qu'on trouve dans le montage à pont de diodes.

Pour un transformateur à point milieu, les tensions ne sont pas rigoureusement symétriques. Donc on obtient une dissymétrie du signal et une ondulation plus forte après filtrage.

c. Le filtrage: L'entrée du filtre est formée, soit par une capacité en parallèle avec la résistance, soit par une self de choc en série. Dans ce dernier cas le filtrage est dit "Self en tête". Ce dernier est souvent non utilisé car les selfs emmagasinent de l'énergie:

Quant à la fréquence de la composante alternative, elle est de 100 Hertz (double alternance).

Pour le calcul de la capacité, il faut que la constante de temps de charge soit très petite tandis que celle de la décharge soit très grande devant la période qui est égale 10^{-2} s.

d). Le régulateurs

1. Introduction: On appelle régulateur ou système régulateur, un système asservi dans lequel le signal de référence ou commande d'entrée demeure constant pendant plusieurs périodes, ou souvent durant toute la durée de l'existence du système.

L'alimentation filtrée précédemment citée peut être assimilée à un générateur (E_g, R_g)

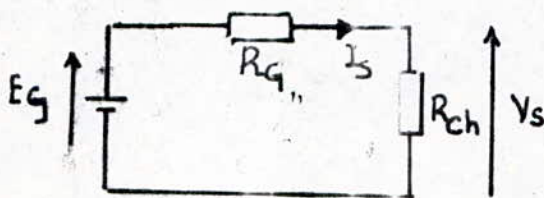
La plupart des régulateurs utilisés pour stabiliser une telle alimentation sont formés d'éléments actifs ou passifs branchés en série ou en parallèle avec la charge. Certains sont des

Dispositifs simples capables d'absorber les variations de tension, d'autres plus complexes utilisent les propriétés de contre-réaction réalisant de véritables asservissements.

Pour l'étude de régulation on distingue deux régimes différents. Un régime statique : Il définit les conditions d'utilisation sans perturbations. Ce régime qui n'intéresse que les signaux forts se traite directement sur les caractéristiques.

Un régime dynamique : lui caractérise l'amplitude du montage à corriger les perturbations. Ce régime qui intéresse les signaux faibles s'étudie à l'aide de circuits équivalents.

2. Etude Théorique : Il est intéressant de définir certaines grandeurs pour pouvoir comparer les performances de deux alimentations stabilisées différentes.



$$V_s = f(E_g, I_s)$$

Figure 1.4

La variation absolue de la tension de sortie donne :

$$\Delta V_s = \frac{\partial V_s}{\partial E_g} \cdot \Delta E_g + \frac{\partial V_s}{\partial I_s} \cdot \Delta I_s \quad \dots \text{I.8}$$

Soit $V_s = K_0 e_g - R_i I_s$

Le coefficient de régulation amont est défini par :

$$K_0 = \left(\frac{V_s}{e_g} \right)_{I_s=0} \quad \dots \text{I.9}$$

Ainsi le coefficient de régulation aval (ou résistance de sortie) est défini par :

$$R_i = - \left(\frac{\partial V_s}{\partial I_s} \right)_{e_g = 0} \quad \dots I. 10$$

La régulation est d'autant meilleure que K_o et R_i sont faibles
d'où le schéma équivalent aux variations :

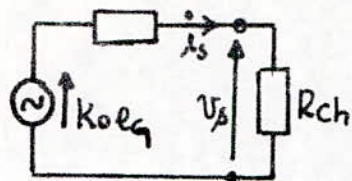


Figure I.5

On définit ainsi: le coefficient de régulation en charge par :

$$K = \frac{V_s}{e_g} = \frac{K_o \cdot R_{ch}}{R_i + R_{ch}} \quad \dots I. 11$$

Le facteur de mérite par :

$$M = \frac{V_s / V_s}{e_g / E_g} = K \cdot \frac{E_g}{V_s} \quad \dots I. 12$$

Et enfin le coefficient de stabilisation par :

$$S = \frac{1}{K} = \left(\frac{1}{K_o} \right) + \frac{R_i}{K_o \cdot R_{ch}} \quad \dots I. 13$$

L'alimentation est d'autant plus stable que S est élevé.

3. Les différents stabilisateurs : Dans cette partie on définit deux nouveaux coefficients qui sont très importants pour l'étude d'une A.L.S :

La réduction relative de la tension d'ondulation: K_v et la réduction de la variation de la tension de sortie en fonction de la charge: K_R .

La première est donnée par :

$$K_v = \frac{\partial V_s / V_s}{\partial V_e / V_e} \quad \dots I. 14$$

Tandis que la seconde réduction est donnée par :

$$K_R = \frac{\partial V_s / V_s}{\partial R_{ch} / R_{ch}} \quad \dots I.15$$

Maintenant, présentons quelques stabilisateurs simples :

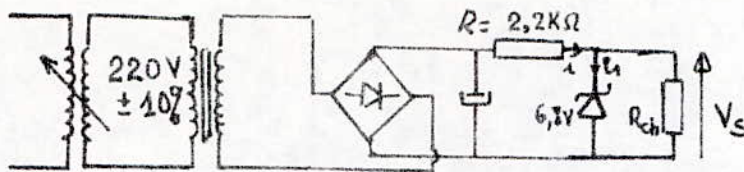


Figure I.6

Par un calcul rigoureux on trouve :

$$K_V = \frac{1}{1 + R \cdot \frac{V_Z}{R_Z \cdot V_e}} \quad \dots I.16$$

$$K_R = \frac{1}{1 + \frac{R_{ch}}{R} + \frac{R_{ch}}{R_Z}} \quad \dots I.17$$

Parmi les régulateurs, on trouve des régulateurs shunt et des régulateurs série

Le montage de la régulation shunt est un perfectionnement de la régulation simple à diode Zener et il est donné par :

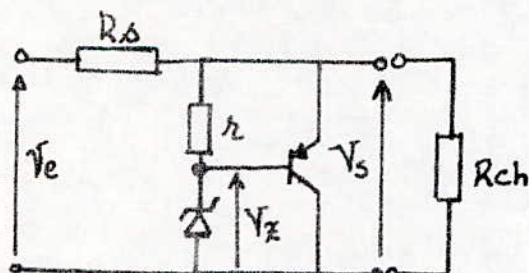


Figure I.7

Si la tension de sortie du régulateur V_s tend à augmenter, la

La tension de plus apparaît entre l'émetteur et la base du transistor d'où une augmentation du courant collecteur et par conséquent une chute de tension aux bornes de R_s . Ce qui empêche la tension d'augmenter aux bornes de la charge. Pour ce montage on peut vérifier aisément à partir du schéma équivalent :

$$K_V = \frac{1}{1 + \beta \frac{V_s \cdot R_s}{V_e \cdot R_s}} \quad \dots \text{I.18}$$

$$K_R = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_s} + \beta \frac{R_L}{R_T}} \quad \dots \text{I.19}$$

Seulement : dans la régulation shunt on rencontre un inconvénient qui réside dans le faible rendement résultant de l'énergie dissipée dans la résistance R_s ; On corrige cet inconvénient en améliorant le rendement par l'utilisation de la régulation série dont le schéma de montage est donné par la figure ci-dessous :

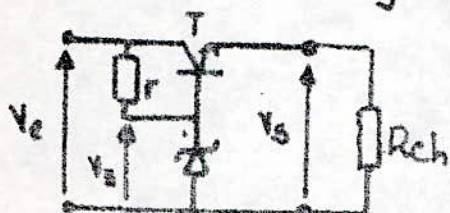


Figure I.8

Si la tension de sortie V_s tend à augmenter ; $V_{EB} = V_s - V_e$ décroît, le courant de base décroît et il en découle une augmentation de la tension émetteur-collecteur qui va compenser l'augmentation initiale de V_s tant que le transistor travaille en linéaire. D'après le schéma équivalent de ce montage on trouve facilement :

$$K_V = \frac{V_e \cdot h_{22e} \cdot h_{11e}}{V_s \cdot h_{21e}} \quad \dots \text{I.20}$$

$$K_R = \frac{h_{11e}}{h_{21e} \cdot R_s} \quad \dots \text{I.21}$$

Remarque :

Pour améliorer les caractéristiques de régulation on peut augmenter h_{11e} et diminuer h_{21e} ; Par conséquent on utilise plusieurs transistors.

Pour terminer l'étude des différents stabilisateurs on propose la troisième solution - qui apparaît en un emploi d'un stabilisateur à deux transistors complémentaires.

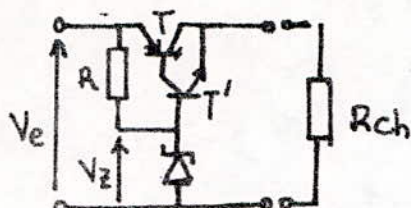


Figure 1.9

Sur ce montage, on voit qu'une augmentation ΔV_s de V_s est supportée par l'émetteur du transistor T' , alors que la base est maintenue à un potentiel fixe (V_z). La tension $V_{EB'}$ devient plus négative et le courant collecteur de T' (NPN) diminue. Ce courant étant le courant de base de T , sa diminution entraîne un abaissement compensateur du courant à travers R_{ch} .

Avec une représentation équivalente du montage on trouve :

$$K_V = \frac{V_e}{V_s} \times \frac{h_{21e} \cdot h_{11e}}{h_{21e}} \quad \dots I. 22$$

$$K_R = \frac{h_{11e}}{h_{21e} \cdot h_{21} \cdot R_{ch}} \quad \dots I. 23$$

L'étude succincte que nous venons de faire sur les A-L-S. nous permettra, dans ce qui suit, d'aborder la nécessité d'utiliser un testeur automatique et d'en expliquer son fonctionnement.

o-o Chapitre deux -o-o

Etude et Conception

II.1. Synoptique:

Pour un bon fonctionnement d'une A.L.S, il nous faudra, à la sortie, une tension qui ne doit pas dépasser les bornes d'une certaine plage. Cette dernière est généralement une fourchette de tolérance donnée par le constructeur; Dans notre cas, elle est spécifiée sur le cahier de charge.

Dans ce but nous prévoyons directement l'existence d'un bloc de tensions de références pour générer les extrêmes de la plage tolérée, et des comparateurs pour savoir l'état de sortie de l'A.L.S. Le résultat doit être mémorisé quelque part pour qu'il puisse nous être transmis à l'aide de voyants. On doit donc penser à des blocs de mémoires et d'indicateurs électroniques. Seulement pour passer des comparateurs aux mémoires, le signal doit subir un traitement qui se fait à l'aide d'un bloc appelé "logique".

En plus, notre A.L.S doit répondre, identiquement au 220V et aux tensions d'entrée $220V \pm 10\%$. Ce qui nous conduit à prendre, juste après le stabilisateur de tension de réseau, un autotransformateur donnant ces tensions.

Comme son nom l'indique, le testeur automatique doit travailler d'une façon séquentielle et ordonnée; d'où la nécessité, de prévoir un bloc de commande qui séquencera et ordonnera le travail de l'appareil, Enfin comme tout appareil électronique, notre testeur doit posséder une A.L.S, propre à lui,

qui doit pouvoir alimenter vos différents blocs.

Ayant rassemblé tous ces blocs, nous avons adopté le schéma synoptique donné par la figure II.1.

II.2. Définition de chaque bloc:

II.2.1. Le Stabilisateur de la tension de réseau: Comme nous l'avons indiqué avant, tout appareil de mesure électronique possède une alimentation stabilisée. Sauf que cette dernière a toujours besoin d'une tension, à l'entrée, plus ou moins stable. Pour cela, il est bon de prévoir un stabilisateur de tension de réseau. Un tel dispositif a pour but de réduire les variations de la tension de secteur (Ex: A l'entrée du stabilisateur on a une tension de secteur $220V \pm 10\%$, à la sortie de ce dernier on obtient $220V \pm 1\%$); De plus il comporte un filtre qui élimine pratiquement toutes les distorsions et délivre en sortie une tension sinusoïdale corrigée ne comportant qu'un taux d'harmoniques extrêmement simple (1 à 3%).

Les stabilisateurs de tension de réseau sont de deux sortes:

- Ceux qui utilisent la saturation d'un moyau ferromagnétique. Ils travaillent dans la partie constante de l'induction magnétique.
- Ceux qui utilisent le principe de la ferro-résonance. Ces stabilisateurs possèdent juste après le secondaire du transformateur qu'ils utilisent une capacité, et la résonance s'obtient quand: $LC\omega^2 = 1$. Seulement on doit choisir la courbe de résonance large et le point de fonctionnement dans la partie constante de cette dernière.

Pour notre montage, nous proposons le L112-H120-P242 m/m série "SL(X)" où X spécifie la puissance utile maximale qu'on verra dans le chapitre III.

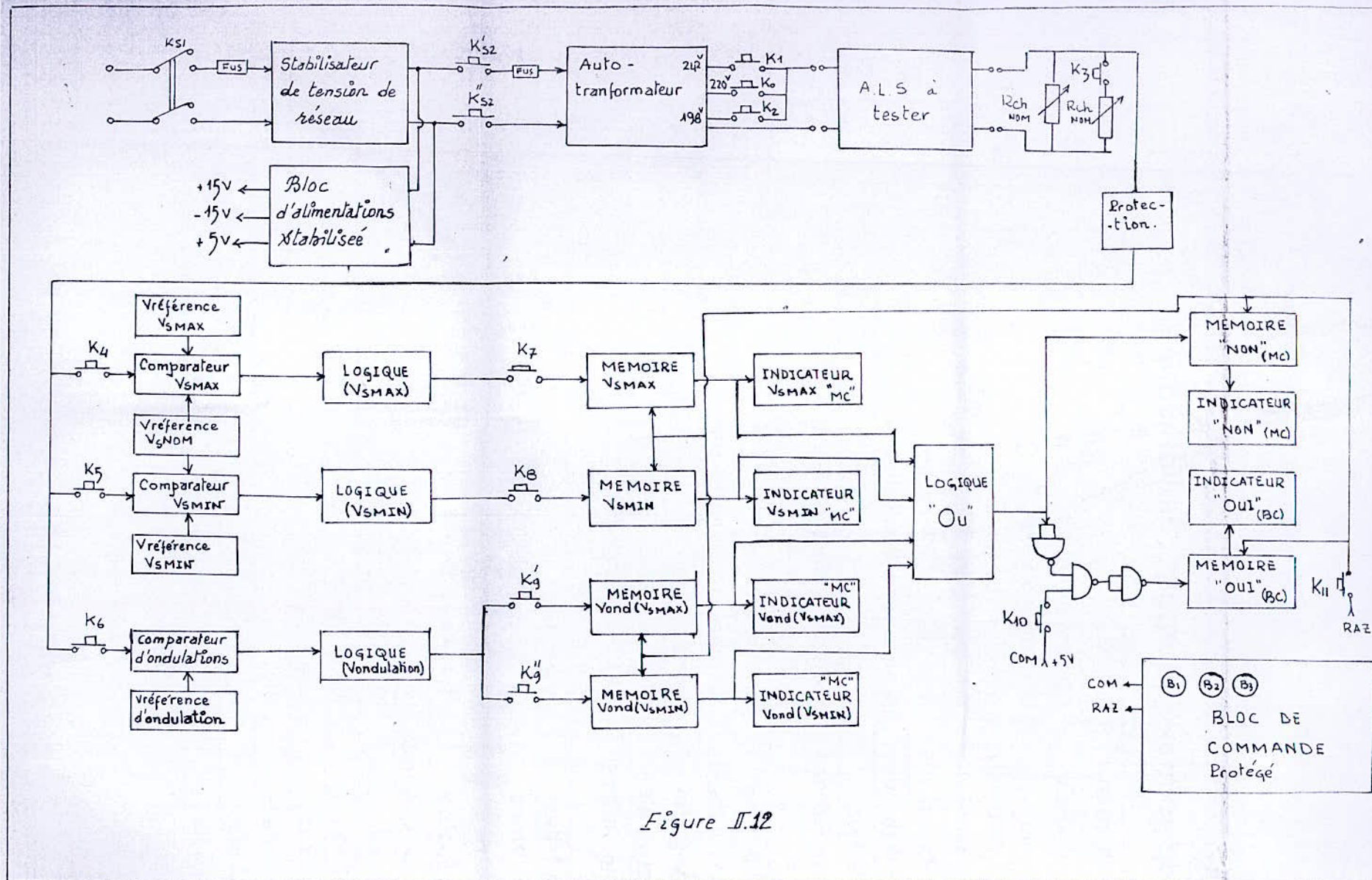


Figure II.12

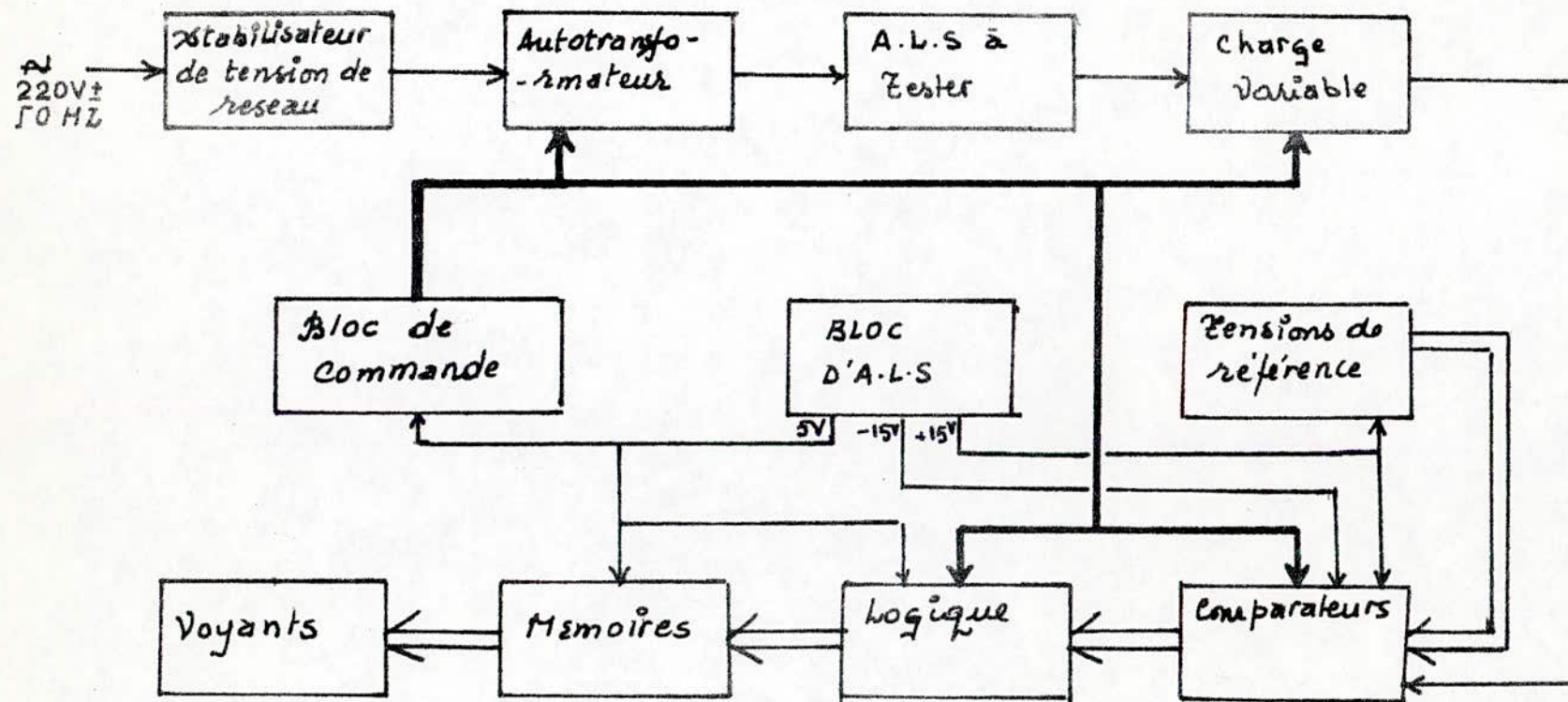


Figure II.1

II.2.2. L'autotransformateur :

C'est un transformateur comportant un bobinage unique. Cet enroulement comprend à la fois le secondaire et le primaire. Dans ces conditions le secondaire est relié électriquement au réseau de la distribution.

On utilise généralement un autotransformateur quand la tension du primaire est voisine de celle du secondaire ou au plus quand l'une est égale à la moitié de l'autre.

Dans notre cas, la tension du primaire est égale à peu près 220V alternatifs, tandis que celle du secondaire peut prendre les valeurs 198V ; 220V et 242V alternatifs. Le schéma électrique d'un tel autotransformateur est donné par la figure ci-dessous.

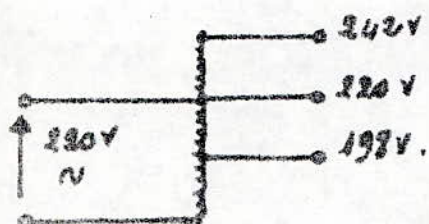


Figure II.2.

II.2.3. Sa charge :

Toute A.L.S est conçue pour alimenter un appareil qui représente pour elle une charge. Mais notre testeur n'est pas spécifié seulement pour des A.L.S alimentant un seul type d'appareils, ce qui entraîne des charges différentes. Dans ce but on a été amené à choisir une charge variable.

II.2.4. Les comparateurs :

Il est très difficile de donner une définition précise d'un comparateur. Disons qu'il s'agit d'une sorte d'amplificateur.

opérationnel fonctionnant en boucle ouverte, de gain modéré et de bande passante assez élevée dont la plage de variation de la tension de sortie est relativement plus faible que celle des amplificateurs opérationnels classiques; Ceci dans le but de permettre une commande directe des circuits du type D.T.L ou T.T.L.

Comme son nom l'indique un comparateur est destiné à comparer deux tensions et de déterminer la plus grande d'entre elles. Le principe de fonctionnement du comparateur se résume à l'aide des schémas de la figure suivante:

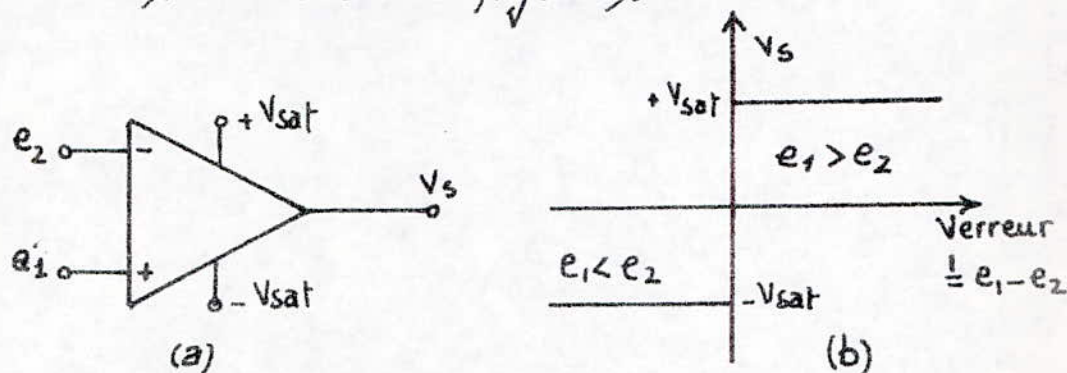


Figure II.3

L'une des deux tensions à comparer est généralement une tension de référence connue.

La figure II.3.b nous donne le signal de sortie en fonction de $\text{Verreur} = e_1 - e_2$; Et comme cette figure le montre:

$$V_{\text{sortie}} \approx V_{\text{sat}} \text{ quand } \text{Verreur} > 0$$

$$V_{\text{sortie}} \approx -V_{\text{sat}} \text{ quand } \text{Verreur} < 0$$

Or la tension de sortie de l'ALS qu'on doit tester, ne doit pas dépasser la valeur nominale plus ou moins un certain pourcentage donné par le constructeur (dans notre cas on se limite au cahier de charge), La nécessité d'un double comparateur s'impose.

Le double comparateur est constitué de deux comparateurs simples. Les sorties de ces derniers sont appliquées aux deux entrées d'un circuit logique dont la sortie est la seule disponible.

Le système se prête à comparer une tension à deux autres tensions dites de références. Ces dernières représentent le maximum et le minimum de la plage où doit se trouver la tension à comparer (cette plage correspond à la plage de tolérance).

Le schéma de montage d'un double comparateur est donné à la figure II.4.

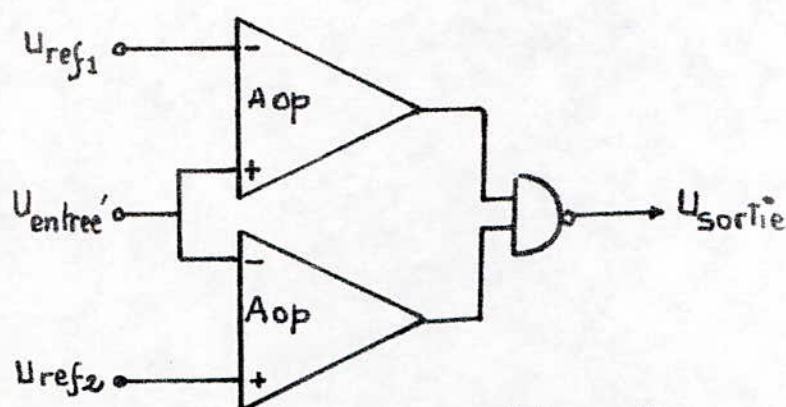


Figure II.4.

Si on suppose que U_{ref1} est inférieure à U_{ref2} , on aura les résultats suivants :

- . U_{sortie} à l'état haut quand $U_{entrée}$ est à l'extérieure de $[U_{ref1}, U_{ref2}]$,
- . U_{sortie} à l'état bas quand $U_{ref1} < U_{entrée} < U_{ref2}$.

II.2.5 - Bloc de tensions de référence:

Ce bloc permet de donner des tensions stables et précises pour qu'elles puissent être prises pour références. Son principe est donné, pour une référence, par le schéma de montage à la figure II.5

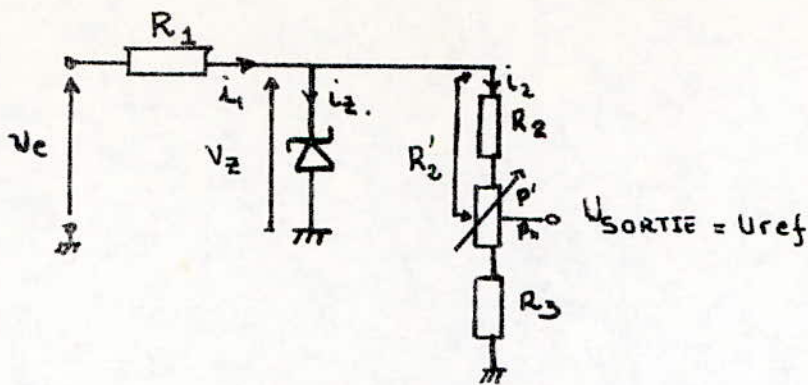


Figure II.5

Le courant de la diode Zener doit être au minimum égal à dix fois le courant i_2 .

Le Principe Général de calcul est le suivant :

$$R_1 = \frac{U_e - V_Z}{I_1} \quad \dots \text{II.1}$$

$$I_1 = I_Z + i_2 \text{ avec } i_2 = \frac{I_Z}{10} \quad \text{d'où } I_1 = \frac{I_Z + I_Z}{10}$$

$$\frac{V_Z - U_S}{R_2'} = i_2 = \frac{I_Z}{10} \text{ ce qui entraîne :}$$

$$U_S = V_Z - \frac{R_2'}{10} I_Z = V_Z \left(1 - \frac{R_2'}{R_Z} \right) \quad \dots \text{II.2}$$

Donc la tension de référence sera :

$$U_{ref} = V_Z \left(1 - \frac{R_2}{R_Z} \right) \quad \dots \text{II.2'}$$

On pourra la retrouver aussi d'une autre façon :

$$U_{ref} = V_Z - \frac{R_2' I_Z}{10} = V_Z - \frac{R_2 I_Z}{10} - \frac{P' I_Z}{10} \quad \dots \text{II.3}$$

$$U_{ref} = (P'' + R_3) \frac{I_Z}{10} \quad \dots \text{II.4}$$

avec $P = P' + P''$

$$V_Z = (R_2 + R_3 + P) \frac{I_Z}{10}$$

... II-5

En faisant II.4 sur II-5, on trouve:

$$U_{ref} = \frac{P'' + R_3}{R_2 + R_3 + P} \cdot V_Z$$

A l'aide d'un choix judicieux de P et en faisant un réglage de ce dernier à l'aide d'un voltmètre de précision, on obtient la tension de référence désirée.

||

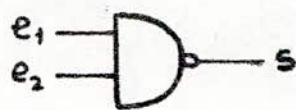
II.2.6. Bloc de logique:

C'est un ensemble de circuits de la famille des circuits intégrés logiques. Ce bloc travaille en commutation, en prenant deux états: H; l'état haut et L; l'état bas.

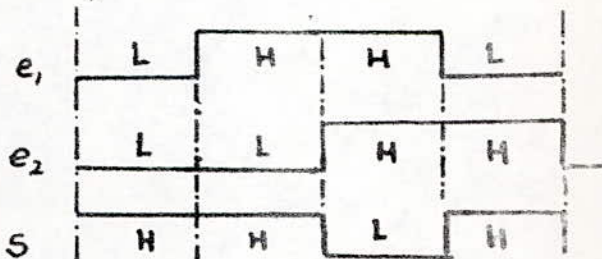
Les entrées et les sorties des circuits constituant ce bloc sont représentées par des variables binaires "0" et "1"

Cet ensemble de circuits pourrait être facilement réalisé à l'aide des portes and, or, nor ou nand. Les dernières de ces portes seront adoptées pour la logique de l'appareil.

D'une façon symbolique, on représente une porte nand de la manière suivante.



(a)



(b)

Figure II.6

La figure II.6.b donne le fonctionnement de la porte. De celle-ci

découle le tableau de vérité suivant.

e_1	L	L	H	H
e_2	L	H	L	H
s	H	H	H	L

Tab II.1

Le SN7400 de la famille T.T.L dispose de quatre portes non d'intégrées dans un seul boîtier. Alors pour réaliser le bloc de logique on adoptera celui-ci.

Le choix de la famille T.T.L se justifie par les raisons suivantes :

- Très bonnes caractéristiques dynamiques.
- Paramètres divers très bien spécifiés
- Gamme de circuits très étendue (Plus de 200 fonctions)
- Bons produits faciles à utiliser.
- Sous familles compatibles avec des règles d'assemblage bien définies et simples.
- Produits robustes.
- Bas prix.

Présentation du CI. SN7400 T.T.L

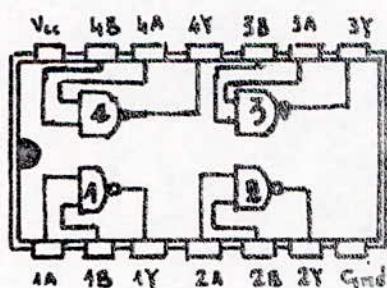


Figure II.7

$V_{cc} = 5 \text{ Volts nom.}$

$V_{cc \text{ min}} =$

$V_{cc \text{ max}} = 5,5 \text{ V}$

Gnd : Masse

A : Entrée A ; ex : e_1

B : Entrée B ; ex : e_2

Y : sortie ; s

Paramètres d'entrée

V_{IH} : Tension d'entrée à l'état haut = 2V minimum.

V_{IL} : Tension d'entrée à l'état bas = 0,8V maximum.

I_{IH} : Courant d'entrée à l'état haut = 40 μ A maximum.

pour $V_{CC} = V_{CC\text{MAX}} = 5,5\text{V}$ et $V_{IH} = 2,4\text{V}$

I_{IL} : Courant d'entrée à l'état bas = -1,6mA maximum

pour $V_{CC} = V_{CC\text{MAX}} = 5,5\text{V}$ et $V_{IL} = 0,4\text{V}$

Paramètres de sortie

V_{OH} : Tension de sortie à l'état haut = 3,4V nominale

V_{OL} : Tension de sortie à l'état bas = 0,2V nom ÷ 0,4V max

I_{OH} : Courant de sortie à l'état haut = -400 μ A maximum

I_{OL} : Courant de sortie à l'état bas = 16 mA maximum

I_{OS} : Courant de court-circuit à la sortie = -18mA (min) ÷ -55mA (max)

Pour $V_{CC} = 5,5\text{Volts}$.

II.2.7. Bloc de mémoires

La mémorisation est une fonction séquentielle très simple. La bascule ou flip-flop est le circuit logique le plus connu qui peut assumer cette fonction. Son rôle consiste donc à noter la présence d'une information fugitive et à conserver cet état lorsque l'information en question disparaît. La bascule est ainsi une mémoire élémentaire du bloc considéré.

La façon la plus simple de conserver une information est d'utiliser la bascule R-S. Cette dernière dispose de deux entrées R et S et d'une sortie Q avec son complémentaire \bar{Q} .

L'entrée R (reset) reçoit un signal d'effacement de la mémoire, ce qui se traduit par $Q=0$. Lorsque S (set) reçoit l'information fugitive à mémoriser, la sortie Q passe à 1.

L'exploitation de la bascule R-S est donnée par le chronogramme suivant :

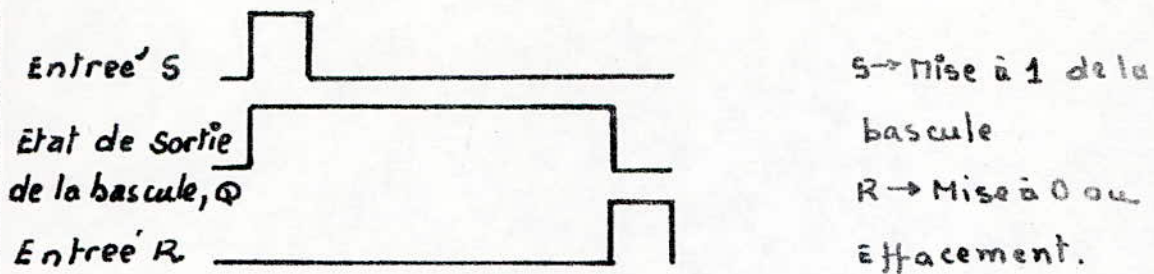


Figure II.8

En se basant sur le chronogramme donné plus haut, on dresse la table de vérité suivante :

S	R	Q^+
0	0	Q^-
1	0	1
0	1	0
1	1	x

Q^+ : Etat présent
 Q^- : Etat précédent
 0 : Etat bas
 1 : Etat haut
 x : Etat indéterminé.

Tab II.2

L'étude statique d'une telle mémoire nous conduit à deux sortes de bascules R-S. L'une est faite à l'aide des portes "nor" l'autre avec des portes "nand" et d'inverseurs

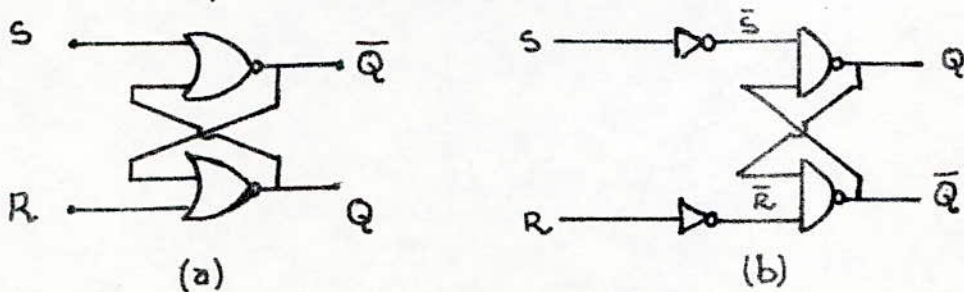


Figure II.9

Le SN7402 de la famille T.T.L qui comporte quatre portes NOR peut ainsi constituer deux bascules R-S du type de la figure II.9.2.

Présentation du CI SN7402

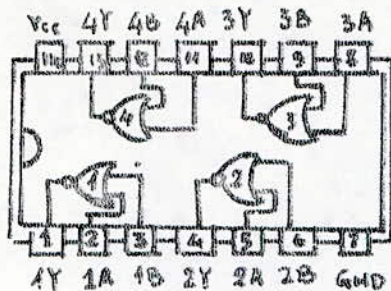


Figure II.10

Logique positive:

$$Y = \overline{A+B}$$

$$V_{cc} = \begin{cases} 5V \text{ nominale} \\ \text{minimale} \\ 5,5V \text{ maximale.} \end{cases}$$

Caractéristiques d'entrée

$$V_{IH} = 2V \text{ minimum.}$$

$$V_{IL} = 0,8V \text{ maximum}$$

$$I_{IH} = 40 \mu A \text{ maximum; pour } V_{cc} = V_{cc \text{ max}} \text{ et } V_{IH} = 2,4V$$

$$I_{IL} = -16 \text{ mA maximum; pour } V_{cc} = V_{cc \text{ max}} \text{ et } V_{IL} = 0,4V$$

Caractéristiques de sortie

$$V_{OH} = 2,4V \text{ minimum} \div 3,4V \text{ nom}$$

$$V_{OL} = 0,2 \text{ nom} \div 0,4V \text{ maximum}$$

$$I_{OH} = -400 \mu A \text{ maximum}$$

$$I_{OL} = 16 \text{ mA maximum}$$

$$I_{OS} = -18 \text{ mA minimum} \div -55 \text{ mA maximum; avec } V_{cc} = 5,5V$$

Le brochage du CI SN7402 pour l'obtention des Bascules R-S, est donné ci-dessous:

$$1^{\text{re}} \text{ Bascule : } (1A \rightarrow 4Y) - (4B \rightarrow 1Y) - (S = 4A; R = 1B \text{ et } Q = 1Y)$$

$$2^{\text{me}} \text{ Bascule : } (2A \rightarrow 3Y) - (3B \rightarrow 2Y) - (S = 3A; R = 2B \text{ et } Q = 2Y)$$

II.2.8. Le bloc d'indicateurs :

Un indicateur ou voyant est une diode dans laquelle la recombinaison des porteurs, dans la zone de transition, s'accompagne d'une émission de lumière. Cette émission est d'autant plus grande que le courant (direct) qui la traverse est important. Cette diode est appelée L.E.D (Diode électro-luminescente).

Une L.E.D peut être commandable par un circuit logique ou un transistor et est utilisée pour visualiser un niveau.

Présentation de la L.E.D

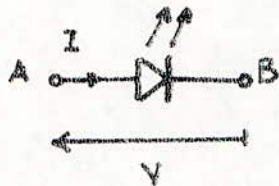


Figure II. 11

Caractéristiques

Temps de réponse = 15 ns.

Tension directe = 16 V à $I = 20$ mA.

Tension de claquage inverse = 3 V à $I = 10$ μ A.

Puissance dissipée = 32 mW (nom).

II.2.9. Le bloc de commande :

En réalité ce bloc se subdivise en trois parties :

Un circuit lié directement avec des boutons poussoirs externes. Il génère à sa sortie deux impulsions, l'une est une impulsion de commande pour faire démarrer la deuxième partie de ce bloc tandis que la seconde est une impulsion R.A.Z permettant d'effacer toutes les mémoires qui puissent exister dans l'appareil.

- Un circuit automatique, qui joue le rôle d'un séquenceur de commutations ; en d'autre terme celui-ci permet d'avoir une suite de commutations désirées.
- Un circuit de commutations permettant d'obtenir des liaisons logiques et analogiques. Un tel circuit est constitué essentiellement de clés analogiques, de commutateurs logiques et d'interrupteurs analogiques (relais).

II.2.10. Le bloc d'alimentations :

Ce appareil comporte, des circuits logiques d'une part et des circuits analogiques d'autre part ; Donc une tension continue de $+5V$ est nécessaire pour alimenter les premiers, tandis que des tensions de $+15$ et -15 Volts sont nécessaires pour les autres. Dans ces conditions le bloc d'A.L.S doit présenter des caractéristiques de stabilité très supérieures.

Le principe de ce bloc demeure toujours le même :

Transformation \rightarrow Redressement \rightarrow Filtrage \rightarrow Régulation.

Les différents constituants seront étudiés et calculés d'une façon détaillée dans le chapitre prochain.

Pour terminer "§ II - 2", on donne le schéma bloc détaillé, de l'appareil, à la figure II. 12

II.3. Schéma de principe et fonctionnement :

II.3.1. Schéma de principe :

La conception de cet appareil est basée sur le choix simple des éléments constituant les différents étages déjà

cités. Le schéma de principe sera donc présenté par les figures II. 13. a et II. 13. b

II. 3. 2. Fonctionnement :

A l'état initial, c'est à dire après avoir déjà testé une A.L.S, différentes indications persistent sur les voyants. On branche une nouvelle A.L.S à tester et on procède aux opérations suivantes :

Première opération :

C'est une opération manuelle qui consiste à appuyer sur le bouton poussoir B1. La capacité C_0 , du circuit correspondant, initialement non chargée aura alors une de ses bornes à la masse. Cette capacité va se charger à travers R_0 suivant la constante de temps ($R_0 C_0$) qui est de l'ordre de $22 \mu s$. Le contact de B1 dure légèrement plus de $100 \mu s$. Il y aura donc charge complète de C_0 .

Pendant cette charge, on obtient un "top" bref négatif à la base du transistor T_1 qui se bloque. Il apparaît par conséquent sur son collecteur un top positif. Le transistor doit travailler en commutation rapide.

Avec le top positif ainsi obtenu, on attaque l'entrée "MISE A UN" de la bascule RS1 - Celle-ci met K_{11} sur la "position fermée" et on a ainsi une impulsion "Remise à zéro" pour effacer toutes les mémoires et débrancher l'interrupteur K_3 via la bascule RS3. A l'aide de la sortie complémentaire de RS1 on ouvre K_{s2} : l'autotransformateur est alors débranché.

Deuxième opération :

Elle consiste à appuyer sur le bouton B2. Le principe de fonctionnement est le même que le précédent.

Avec le top positif obtenu sur le collecteur de T2, on attaque l'entrée "remise à zéro" du bistable RS1. On met ainsi à la position ouverte K11 et on ferme K12 (autotransformateur branché). La même impulsion attaque l'entrée "mise à un" du bistable RS2 assurant la fermeture de K0 qui relie l'entrée de l'A.L.S à la borne 220 volts de l'autotransformateur. Durant cette opération, on effectue un réglage de la tension nominale de sortie, suivant le type d'A.L.S testé, en utilisant un voltmètre numérique. On manipule également un potentiomètre faisant partie de l'appareil. Le réglage est effectué dans les conditions suivantes :

$$Rch = Rch_{nom}$$

$$I_{sortie} = I_{sortie\ nom}$$

Troisième opération :

On appuie sur le bouton B3, avec le top relatif à la tension du collecteur de T3, on attaque l'entrée "remise à zéro" de la bascule RS2. Ceci a pour conséquence d'ouvrir K0. Le même top provoque la fermeture de K12 qui génère "l'impulsion de commande". C'est à ce moment précis que commence le cycle automatique. Ce dernier s'effectue en deux phases en une durée totale de quatre secondes.

Première phase :

Elle s'exécute en deux secondes. On utilise l'impulsion commande pour attaquer les entrées "mise à un" des bascules RS3, RS4 et RS6.

- L'état Haut de RS3 ferme l'interrupteur K3. La charge à la sortie de l'A.L.S à tester devient :

$$Rch = \frac{Rch_{nom}}{2}$$

Ce qui donne un courant de sortie égal à :

$$I_s = 2I_{s\text{nom}} = I_{s\text{MAX}}.$$

- L'état haut de RS4 assure la fermeture de la clé analogique K4 et de l'interrupteur K1. Ce dernier permet de lier l'A.L.S à la sortie 242 volts de l'autotransformateur - Tandis que K4 lie le comparateur $V_{s\text{MAX}}$ à la sortie de l'A.L.S.

- L'état haut de RS6 ferme la clé analogique K6 et réalise ainsi le branchement du comparateur d'ondulations à la sortie de l'A.L.S. On aura de cette manière une comparaison de la tension de sortie de l'A.L.S et des ondulations correspondantes pour une entrée de 242 volts.

Avec un retard de 0,5 secondes sur K4 et K6, on ferme K7 et K9'. Les résultats (tensions traitées par les Logiques) des comparaisons passent dans les mémoires relatives et le comportement de l'A.L.S sera visualisé à l'aide des voyants.

Avec un retard, sur la fermeture de ces derniers, de 1,5 secondes ; On met RS4 à l'état bas et RS5 à l'état haut et la deuxième phase doit commencer et durera également deux secondes.

Deuxième phase :

Les états des bascules RS4 et RS5 ont pour conséquence :

- K1, K4, K7 et K9' ouverts.
- K5 et K2 fermés.

Il en résulte, une liaison entre l'entrée de l'A.L.S et la sortie 198 volts de l'autotransformateur. Voire, une autre entre la sortie de cette A.L.S et le comparateur $V_{s\text{MIN}}$. Le comparateur d'ondulation reste toujours en service - Et le cycle recommence identiquement au précédent. A La

différence qu'à la fin de cette phase, on ouvre K_6 et on ferme K_{10} via l'état bas de la bascule RS_6 .

Les quatre résultats conservés dans les mémoires: V_{SMAX} , $V_{OND}(MAX)$, V_{SMIN} et $V_{OND}(V_{SMIN})$ seront appliqués à une logique "OU" (3/4 de SN7432N). Un mauvais comportement de l'alimentation testée se traduit par l'état haut de la logique "OU" et l'indicateur MC (mauvais comportement) s'allume. Dans le cas contraire, l'indicateur B.C (Bon comportement) s'allume à l'aide de K_{10} déjà fermé et de l'état bas du sommateur logique.

0-0 COMPLEMENTAIRE 0-0

Réalisation des retards

Etant donné les durées de retard faibles obtenues avec les portes en technologie T.T.L, on était amené à réaliser des retards de 0,5 secondes et de 1,5 secondes à l'aide de monostables SN74121N.

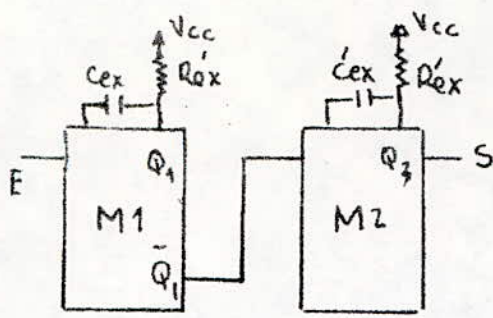
Remarques. Le retard de 0,5 s est conçu pour éviter l'enregistrement du régime transitoire de D.A.L.S. Tandis que celui de 1,5 s est prévu pour permettre à l'information exacte de se mémoriser.

La durée du retard dépend essentiellement des valeurs d'une capacité et d'une résistance placées à l'extérieur du premier monostable, tandis que la durée de l'impulsion retardée dépendra des valeurs de la résistance et de la capacité placées sur le deuxième.

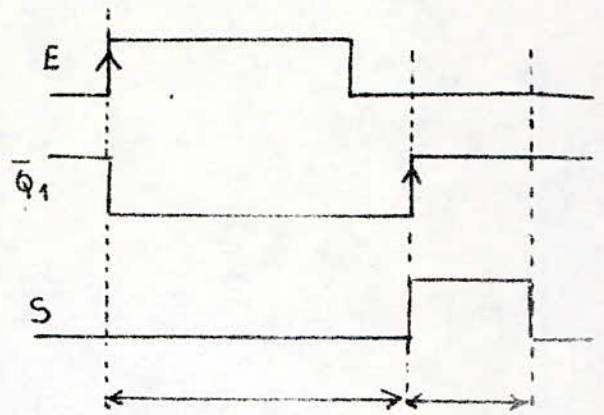
Présentation du circuit de retard:

Le circuit et son exploitation sont donnés par les figures II.14.(a) et II.14.(b)

a) ce circuit sera présenté en annexe.



(a)



(b)

Figure II. 14

D'après les caractéristiques du SN 74121 données en annexe on a :

$$\tau_R = R_{ex} \cdot C_{ex} \ln 2 \quad \dots \text{II. 6}$$

$$\tau_i = R_{ex} \cdot C_{ex} \ln 2 \quad \dots \text{II. 7}$$

Pour la durée de l'impulsion, on la fixe à "1 ms" pour les deux retards.

$$\tau_i = \tau_i' = 1 \text{ ms}$$

On fixe R_{ex} à $10 \text{ K}\Omega$ et d'après II. 7 - on tire $C_{ex} = 0,14 \mu\text{F}$ qu'on normalise à $0,16 \mu\text{F}$. $\Rightarrow R_{ex2} = 10 \text{ K}\Omega$; $C_{ex2} = 0,16 \mu\text{F}$
retard de $0,5 \text{ s}$.

On fixe $R_{ex} = 33 \text{ K}\Omega$ et en utilisant II. 6 - on obtient $C_{ex} = 21,86 \mu\text{F}$ on choisit donc : $R_{ex1} = 33 \text{ K}\Omega$ et $C_{ex1} = 22 \mu\text{F}$
retard de $1,5 \text{ s}$

On fixe $R_{ex} = 22 \text{ K}\Omega$ d'où $C_{ex} = 98,36 \mu\text{F}$. On prend donc $R_{ex} = R_{ex3} = 22 \text{ K}\Omega$, d'où : $C_{ex} = C_{ex3} = 100 \mu\text{F}$.

Les circuits de protection :

Protection de l'autotransformateur :

Il est possible que l'opérateur touche les boutons B2 et B3 simultanément, ou le bouton B2 quand le cycle automatique

est déclenché et met de cette façon le secondaire de l'auto-transformateur sur 220V et 198V ou 220V et 242V. Il en résulte une détérioration de celui-ci. Pour que telles fausses manoeuvres n'auraient pas de conséquences sur l'appareil, on a conçu le circuit de protection suivants

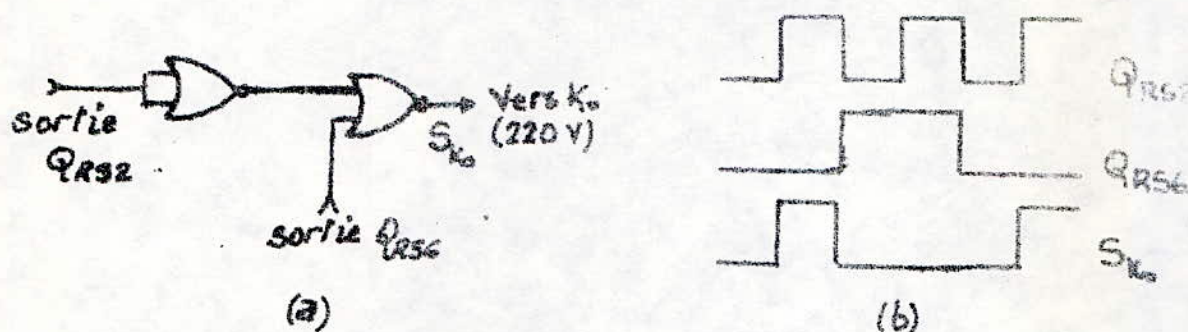
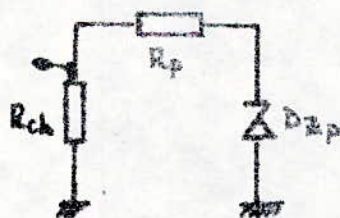


Figure II. 15

Quand on appuie sur le bouton B3, la sortie de RS6 se met à l'état haut pour y rester durant tout le cycle automatique. D'après le chronogramme de la figure II.15.(b), K0 reste ouvert quelque soit l'état de RS2 tant que QR56 = Haut et il ne dépendra de RS2 que si RS6 est remise à zéro.

Protection des Comparateurs :

Elle se fait en insérant une résistance en serie avec la diode Zener et la charge comme l'indique le schéma suivant :



on prend une diode de 15V
consommant un courant de
8,5 mA : 1N965

Figure II. 16

On se place dans le cas où le régulateur de l'A.L.S est hors service, pour plus de sécurité on prend 20V aux bornes du redresseur et on trouve :

$$R_p = \frac{20 - 15}{8,5 \text{ mA}} = 0,588 \text{ K}\Omega \text{ qu'on normalise à } 560 \Omega$$

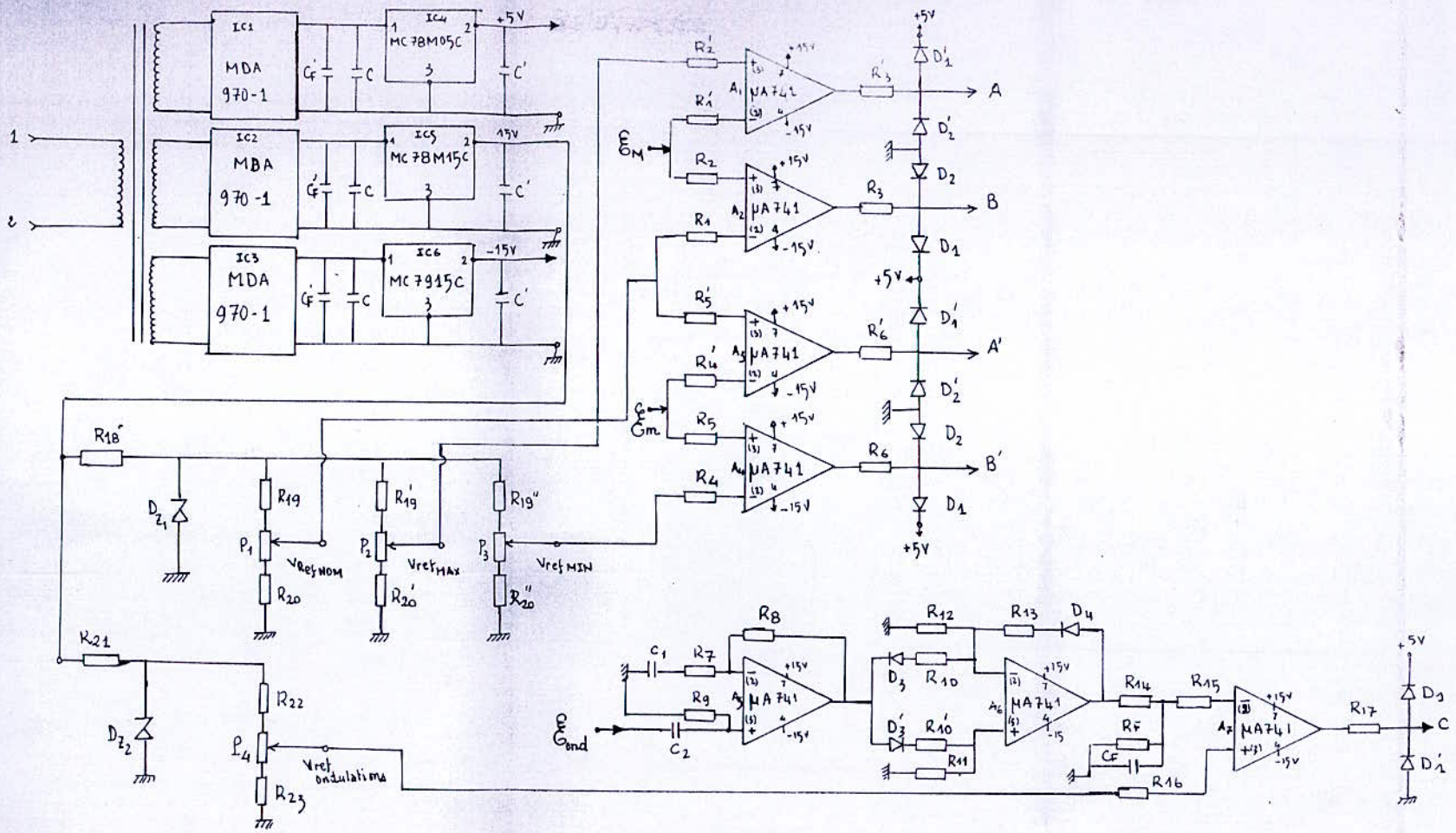


Figure T-13-b

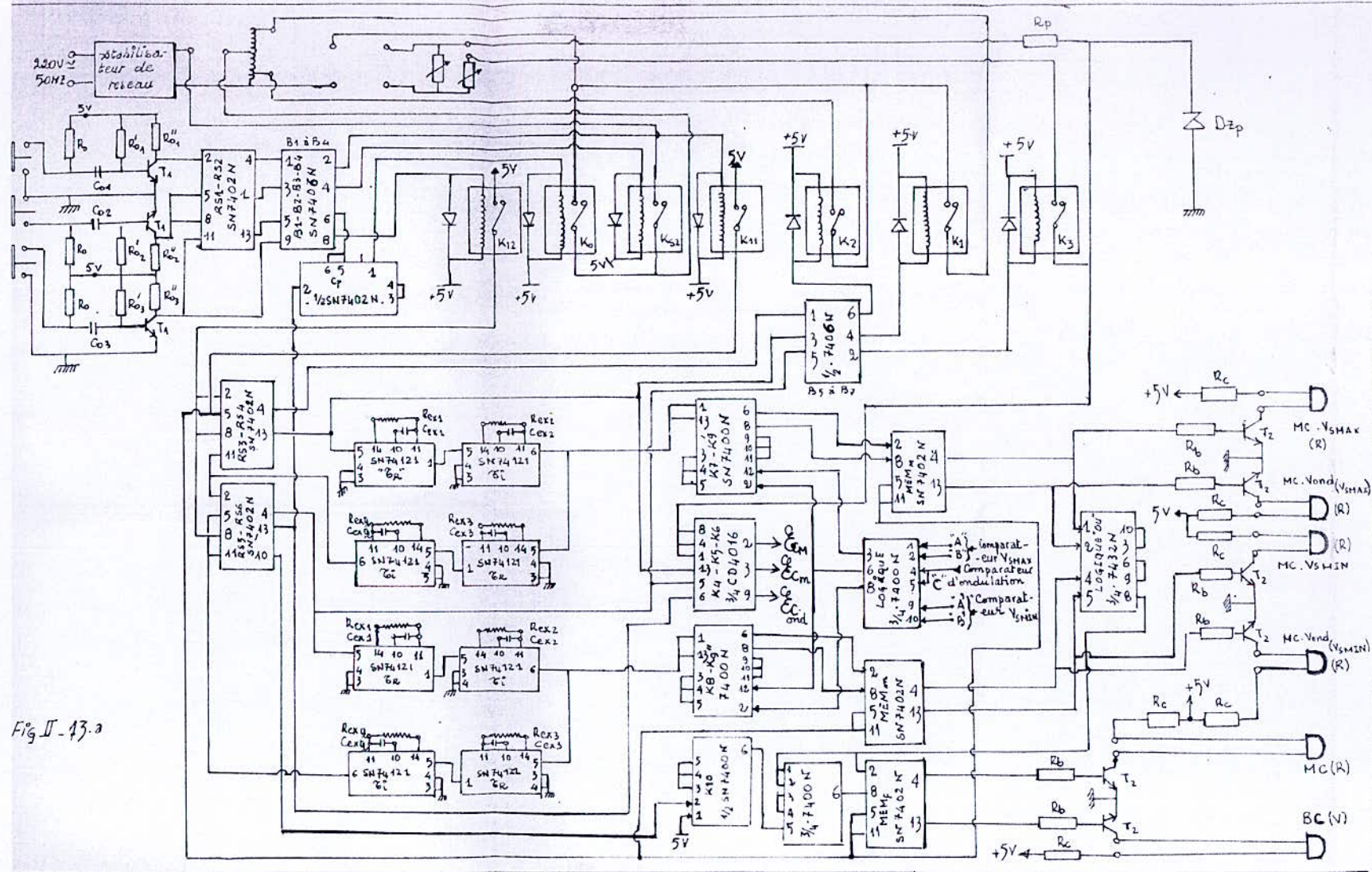


Fig II-13.2

00 * Chapitre Trois * 00

Calculs & Choix des éléments

III.1. L'autotransformateur:

La méthode générale, qui permet de calculer l'autotransformateur, consiste :

• En premier lieu, à déterminer la puissance apparente transmise en utilisant la relation suivante :

$$P_{tr} = V_1 \cdot I_1 \quad \dots \text{III.1}$$

V_1 et I_1 sont respectivement la tension et le courant à l'entrée.

• Ensuite, à calculer la surface du noyau correspondant en faisant appel à la relation empirique :

$$S_N \approx 1,2 \sqrt{P_{tr}} \quad \dots \text{III.2}$$

• Et enfin, à déterminer l'enroulement à l'entrée donné par l'expression ;

$$V_1 \cdot \sqrt{2} = N_1 B_{max} \cdot \omega \cdot S_N \quad \dots \text{III.3}$$

qui nous permettra de réaliser les enroulements, correspondant aux sorties désirées, à partir de la formule ci-dessous :

$$\frac{N_1}{N_{2i}} = \frac{V_1}{V_{2i}} \quad \dots \text{III.4}$$

Revenons maintenant aux calculs numériques, en utilisant les données du cahier de charge.

*) L'indice i sert à spécifier les sorties.

Les paramètres d'entrée sont $V_1 = 220\text{V}$, $I_1 = 30\text{mA}$ et $f = 50\text{Hz}$;
 D'après III.1, $R_r = 6,6\text{VA}$; celle-ci, une fois remplacée dans
 l'expression III.2, donne une surface de noyau $S_m = 3\text{cm}^2$
 Pour le calcul de l'enroulement à l'entrée et en admettant
 que l'induction magnétique maximale est égale à 1 Tesla, on
 trouve : $N_1 = 3300$ spires. Alors que pour les enroulements de
 sortie seront, en appliquant la relation III.4 :

$N_{21} = 2970$ spires pour la sortie $V_{21} = 198$ volts.

$N_{22} = 3300$ spires pour la sortie $V_{22} = 220$ volts.

$N_{23} = 3630$ spires pour la sortie $V_{23} = 242$ volts.

- on choisira un conducteur, pour réaliser les enroulem-
 ents, ayant un diamètre de $0,7\text{mm}$.

- La densité de courant est de $0,1\text{A/mm}^2 < 4\text{A/mm}^2$

III.2. Charge :

Les courants à la sortie de l'A.L.S sont fixés par
 le cahier de charge entre $0,025$ et $0,25$ Ampères avec une varia-
 tion de "100%". Le calcul simple qui suit, nous conduira sans
 difficulté à choisir la charge.

La charge minimale est déterminée par la tension de sortie
 minimale et le courant maximum de la plage $0,25\text{A}$.

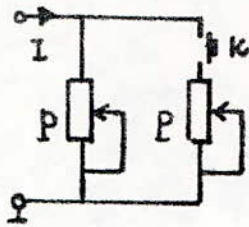
$$R_{ch\min} = \frac{6\text{V}}{0,25\text{A}} = 24\ \Omega$$

La valeur maximale correspondra à la tension de sortie max
 12V et au courant minimal $0,025\text{A}$ et sera :

$$R_{ch\max} = \frac{12\text{V}}{0,025\text{A}} = 480\ \Omega$$

La variation de courant de sortie étant de 100%, on branche
 dans ces conditions une charge, en parallèle avec une

autre qui lui est semblable, comme l'indique le schéma de la figure suivante :



Quand I est doublé par la variation la charge devient $R_{ch} = P/2$ où P est la valeur du potentiomètre.

$$24 \Omega \leq P \leq 480 \Omega$$

$$12 \Omega \leq R_{ch} \leq 480 \Omega$$

Figure III.1.

Pour cela deux potentiomètres de 500Ω pourront réaliser facilement cette charge. Le choix nous a conduit à prendre des potentiomètres multitours N° 3400 de la firme Burns qui ont pour caractéristiques :

- Précision de 3% ce qui donne $R_p = R_p \pm 3\%$
- Puissance nominale de 3 watts
- Nombre de tours égal à 10
- Température d'utilisation allant de -65°C à $+105^\circ\text{C}$.

III.3. Les comparateurs

III.3.1. Le comparateur V_{smax} :

Il intervient dans le test de L.A.L.S pour une sortie correspondant à une tension d'entrée égale à 242V . Il est constitué essentiellement de deux amplificateurs opérationnels, du type $\mu\text{A}741\text{C}^*$, assurant la double comparaison : de résistances de protection et de diodes jouant le rôle de limiteurs de tensions.

Le schéma de montage d'un tel comparateur est donné par la figure III.2.

Un bon comportement de L.A.L.S se traduit par une tension de sortie comprise entre deux valeurs nominale et maximale,

* : Présentation de ce circuit sera donnée en annexe.

Données de référence, données par le cahier de charge.

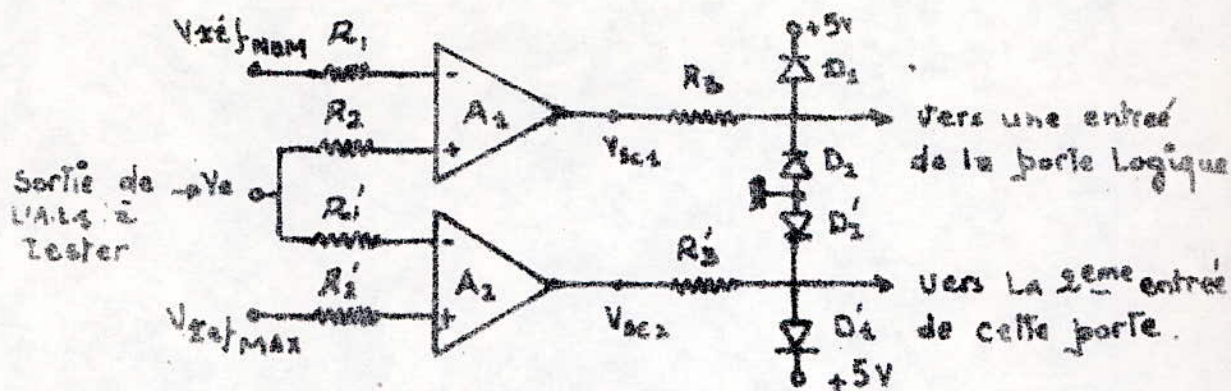


Figure III.2.

Calcul et choix des éléments :

Pour compenser la tension d'erreur, on a équilibré les courants de polarisation I_p^+ , I_p^- . Ces derniers sont de l'ordre de 200 nA, alors des résistances de l'ordre de 100 k Ω , en série avec les entrées des amplis A_1 et A_2 , donnent un bon équilibrage de I_p^+ et I_p^- . on a choisi, dans ce but :

$$R_1 = R_1' = R_2 = R_2' = 100 \text{ k}\Omega$$

Les résistances R_3 et R_3' sont destinées à protéger les amplificateurs opérationnels A_1 et A_2 contre les courants de court-circuit à la sortie.

Celles-ci sont déterminées en considérant l'état bas de A_1 et A_2 c'est à dire $V_{sc1} = V_{sc2} = -14$ volts qui entraînent le blocage de D_1 et D_1' . A ce moment D_2 et D_2' conduisent et on a à leurs bornes (cathodes) une tension égale à $-0,7$ V.

Si l'on suppose que le courant à la sortie de A_1 et A_2 est de 5 mA d'une part et le courant sortant de l'entrée de la porte logique est de 1,6 mA d'autre part; Les courants totaux traversant R_3 et R_3' seront de 6,6 mA.

L'application des lois de mailles nous conduit à avoir :

$$R_3 = R_3' = \frac{(14 - 0,7)V}{6,6 \text{ mA}} = 2,015 \text{ K}\Omega$$

On prend comme valeurs normalisées, les valeurs suivantes :

$$R_3 = R_3' = 2,2 \text{ K}\Omega$$

La limitation des tensions de sortie, pour attaquer les entrées de la porte logique, nécessite des diodes ordinaires de faible puissance. Pour cela l'utilisation des diodes au silicium 1N4148 conviendrait. Donc $D_1 \equiv D_1' \equiv D_2 \equiv D_2' \equiv 1N4148$.

III.3.2. Le comparateur $V_{s\text{min}}$:

Ce comparateur joue exactement le même rôle que le comparateur $V_{s\text{MAX}}$; Seulement au lieu de comparer une tension de sortie de L.A.L.S aux deux tensions V_{refNOM} et V_{refMAX} , il la compare aux tensions V_{refNOM} et V_{refMIN} pour une entrée égale à 198V.

Le schéma de montage du comparateur $V_{s\text{min}}$, est donnée par la figure ci-dessous :

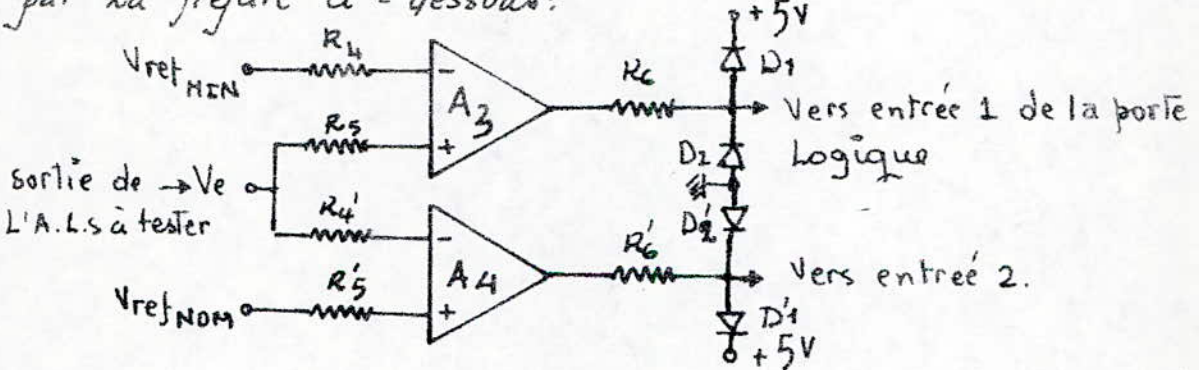


Figure III.3.

La méthode de calcul et de choix est parfaitement la même que précédemment. On aboutit par là à :

$$R_4 = R_4' = R_5 = R_5' = 100 \text{ K}\Omega$$

$$R_6 = R_6' = 2,2 \text{ K}\Omega$$

$$D_1 \equiv D_1' \equiv D_2 \equiv D_2' = 1N4148$$

III.3.3. Le comparateur des ondulations:

Son rôle principal, est de comparer les ondulations, à la sortie de l'A.L.S., à une tension imposée par le cahier de charge. Cette dernière est fixée dans notre cas à 0,1% de la tension de sortie. Dans ce but on doit disposer d'un amplificateur, d'un redresseur, d'un filtre et enfin du comparateur qui compare l'ondulation redressée et filtrée à la tension correspondant à la tension imposée par le cahier de charge.

La figure III.4. représente le schéma détaillé du comparateur des ondulations.

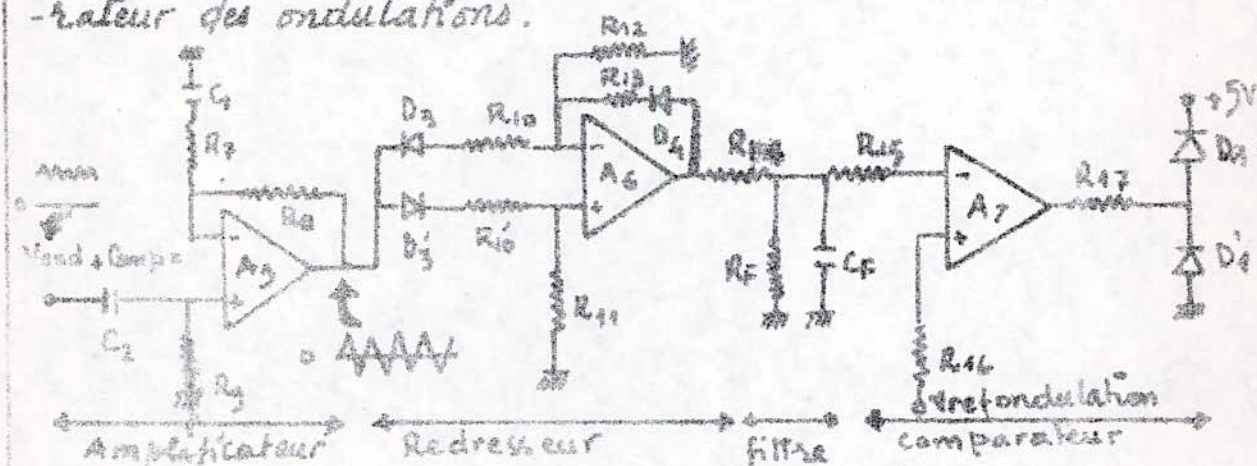


Figure III.4.

À l'entrée de ce montage, se présente, une tension continue affectée de très faibles ondulations. La composante continue étant éliminée par C_2 , alors que la composante alternative est amplifiée de 500 fois par A_5 .

En continu, l'impédance de C_2 étant infinie, R_8 stabilise donc le point moyen de fonctionnement. Pour les hautes fréquences celle-ci est faible devant R_7 et tout passe pour l'alternatif comme si C_2 est un court-circuit.

La résistance R_9 sert de résistance de fuite pour l'entrée

positive de l'amplificateur A_5

Calcul et choix des éléments de l'amplificateur.

La fréquence des ondulations étant de 100 Hz , C_1 doit représenter un court-circuit ; ceci entraîne que l'impédance de C_1 doit être très inférieure devant celle de R_7 .

$$X_{C_1} = \frac{1}{2\pi f \cdot C_1} \ll R_7 \quad \dots \text{III.5.}$$

Le gain de A_5 est donné par :

$$G = 1 + \frac{R_8}{R_7} \quad \dots \text{III.6.}$$

Ce dernier est fixé à 500 ; d'après III.6 on a $R_8 = 499R_7$ si on prend $R_7 = 10\text{ k}\Omega$; R_8 sera égale à $4,99\text{ M}\Omega$ - Les valeurs normalisées les plus proches de R_7 et R_8 sont donc :

$$R_7 = 10\text{ k}\Omega \quad \text{et} \quad R_8 = 5,1\text{ M}\Omega$$

D'après la relation III.5 on a : $X_{C_1} \ll 10\text{ k}\Omega$, en prenant $X_{C_1} = \frac{1}{10} \cdot 10\text{ k}\Omega$ on trouve :

$$C_1 = 1,6\ \mu\text{F} \quad \text{La valeur normalisée}$$

$2\ \mu\text{F}$ peut être utilisée sans gêne pour C_1 .

La résistance R_9 doit à la fois équilibrer le courant de polarisation I_p et présenter une impédance d'entrée de l'amplificateur. donc :

$$R_9 = \frac{R_7 \cdot R_8}{R_7 + R_8} = (R_7 \parallel R_8) \approx 10\text{ k}\Omega.$$

Mais d'après les caractéristiques, l'impédance de sortie de la clé analogique étant faible, alors pour transmettre le signal sortant de la clé analogique au somplet il faut que R_9 soit suffisamment grande. Dans ce but on a choisi

$$R_9 = 51\text{ k}\Omega.$$

La capacité C_2 sert de liaison et d'éliminer la composante continue. Elle doit présenter un court-circuit pour la composante alternative et un circuit ouvert pour la composante continue. Pour cela on l'a choisie égale à $2 \mu F$ supportant une tension égale à $16 V$

$$\text{donc : } C_2 = 2 \mu F / 16 V$$

A la sortie de l'amplificateur se trouve un redresseur double alternance. La tension de sortie de ce dernier ne varie que dans le sens positif; elle est toujours proportionnelle à la valeur absolue de la tension d'entrée.

Quand la tension d'entrée est positive, la diode D_3 est bloquée tandis que D_2 conduit. Si on prend $R_{10} = R_{10}' = R_{11} = R_{12} = R_{13}$; le signal à l'entrée non inverseuse sera égal à la moitié de la tension d'entrée du redresseur et cela grâce au diviseur de tension formé par R_{10}' , R_{11} . Dans ce cas R_{12} et R_{13} présentent une contre-réaction ordinaire d'un amplificateur non inverseur et par conséquent la tension de sortie sera:

$$V_s = A_v \cdot \frac{V_e}{2} = \left(\frac{R_{13}}{R_{12}} + 1 \right) \frac{V_e}{2} = V_e \quad \dots \text{III.7}$$

Quand la tension d'entrée est négative, D_2 conduit tandis que D_3 est bloquée. Le point gauche de R_{12} étant à la masse fictive alors que le point droit est aussi à la masse. Il passera donc un courant négligeable et on ne tiendra pas compte de cette résistance dans le calcul du gain. La tension de sortie aura pour expression:

$$V_s = A_v' V_e \approx - \frac{R_{13}}{R_{10}} V_e = -V_e \quad \dots \text{III.8}$$

D'après III.7 et III.8; l'amplification du montage est ~~est~~ égale

à +1 ou -1 selon la polarité de la tension d'entrée.

Pour éviter l'instabilité du montage et pour que A_5 puisse travailler en circuit ouvert, les résistances citées plus haut doivent être de quelques centaines de $k\Omega$ et très précises. Dans le but de la réalisation de ce redresseur on choisit avec une précision de 0,1% : $R_{10} = R_{10}' = R_{11} = R_{12} = R_{13} = 510k\Omega$

En ce qui concerne les diodes, elles sont des diodes de détection, ordinaires et de faible puissance. On prend comme diodes par exemple : CLES 14

La résistance de protection R_{14} est calculée tout en supposant que la capacité C_F est un court-circuit, l'ampli A_6 est saturé et que le courant sortant de L_6 dernier est de 15mA (ce courant pourrait atteindre même 20mA):

$$V_{sat} = 14V = R_{14} \cdot 15mA \Rightarrow R_{14} = 0,933k\Omega$$

Pour plus de sécurité on prend $R_{14} = 1k\Omega$.

Après redressement notre tension doit être filtrée d'une façon parfaite, même si la charge de la capacité C_F se fait sur plusieurs périodes.

Pour cela on prend la constante de charge égale à trois fois la période. ce qui donne :

$$C_F = \frac{3T}{R_g} = \frac{3 \cdot 10^{-2}s}{10^3} = 30\mu F$$

on normalise cette valeur à : $C_F = 33\mu F$.

• Le calcul de R_F : Toujours pour le bon filtrage il faut que la capacité C_F se recharge le plus lentement possible. Un temps de recharge égal à 10 fois la période nous donne :

$$R_F = \frac{10 \cdot T}{33\mu F} = 3,03k\Omega$$

on ramène notre valeur à $R_F = 33 \text{ k}\Omega$.

Les résistances R_{15} et R_{16} placées en série avec les entrées du comparateur A_7 doivent être très grandes pour compenser les courants de polarisation I_p^+ et I_p^- d'une part et pour éviter la décharge de C_f dans l'Ampli A_7 d'autre part. On prend $R_{15} = R_{16} = 100 \text{ k}\Omega$.

La résistance R_{17} étant une résistance de protection pour le comparateur lorsque sa sortie est à l'état bas $V_{sat}^- - V_{sat}^+$ on trouve, d'après un calcul analogue à celui des comparateurs $V_{s\text{MAX}}$, $R_{17} = 2,2 \text{ k}\Omega$.

N.B: Tous les amplificateurs opérationnels, $A_1, A_2, A_3, A_4, A_5, A_6$ et A_7 sont des $\mu A 742C$.

II.4. Les tensions de références

L'idée sur les tensions de références a été développée au cours du chapitre II. Nous en donnerons ici deux schémas différents. L'un présentant les mailles qui génèrent les tensions de références $V_{REF\text{MAX}}, V_{REF\text{MIN}}, V_{REF\text{NOM}}$ et l'autre générant la tension de référence des ondulations $V_{REF\text{OND}}$. On fournira également tous les calculs correspondants.

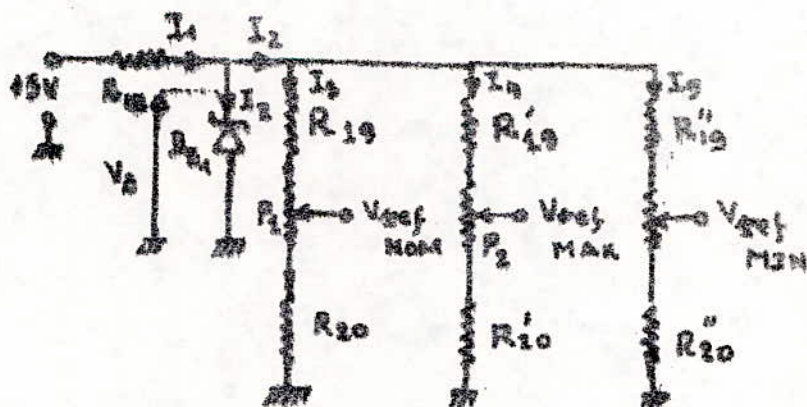


Figure II.5

On prend une diode donnant une tension égale à 13 Volts et consommant un courant égal à 19 mA.

Pour qu'il n'y ait pas influence sur la régulation.

on s'arrange à avoir : $I_2 \ll I_Z$ et $I_3 = I_4 = I_5 = 1 \text{ mA}$.

$$\left. \begin{array}{l} \text{Comme : } I_2 = I_3 + I_4 + I_5 \\ \text{et } I_1 = I_2 + I_2 \end{array} \right\} \Rightarrow I_1 = 22 \text{ mA}.$$

De la première maille on tire l'équation suivante :

$$V_e = R_{18} I_1 + V_Z \quad \dots \text{III.9}$$

Sachant que : $V_e = 15 \text{ V}$; $V_Z = 13 \text{ V}$ et $I_1 = 22 \text{ mA}$, on trouve :

$$R_{18} = 91 \Omega$$

Pour le calcul de R_{19} , on admet une réserve de 0,5 V à ses bornes, quand le potentiomètre est au maximum. I_3 étant égal à 1 mA, on tire :

$$0,5 \text{ V} = R_{19} I_3 \quad \dots \text{III.10}$$

$$\text{d'où } R_{19} = 500 \Omega$$

Une valeur normalisée proche de celle-ci, est $R_{19} = 510 \Omega$.

En remplaçant cette dernière dans l'expression III.10, on remarque facilement que le courant change et devient :

$$I_3 = 0,9804 \text{ mA}.$$

Pour la tension nominale de référence 12 V, et quand le potentiomètre est au maximum, on a :

$$(P_1 + R_{20}) I_3 = 13 \text{ V} - 0,5 \text{ V} = 12,5 \text{ V} \quad \dots \text{III.11}$$

I_3 nouvellement calculé est égal à 0,9804 mA. On obtient donc :

$$P_1 + R_{20} = 12,7498 \text{ k}\Omega$$

On fixe : $R_{20} = 2,7 \text{ k}\Omega$ et $P_1 = 10 \text{ k}\Omega$ multivours.

On revient pour connaître la variation de I_3 et voir son influence sur R_{19} .

Des valeurs fixées R_{20} et P_1 , on a : $R_{20} + P_1 = 12,7 \text{ k}\Omega$

En remplaçant cette dernière valeur dans III.11 on trouve

$$I_3 = 0,9842 \text{ mA}$$

En la remplaçant dans l'expression III.10, elle donne :

$$R_{19} = 510,2 \Omega$$

La précision ϵ donnée par :

$$\epsilon = \frac{\Delta R}{R} = \frac{R_{\text{calculée}} - R_{\text{norm}}}{R_{\text{norm}}} \quad \dots \text{III.12}$$

$$R_{\text{cal}} = 510,2 \Omega$$

$$R_{\text{norm}} = 510 \Omega$$

$$\epsilon \approx 0,4 \cdot 10^{-3} = 0,04\%$$

Puisqu'on utilise des résistances de $\pm 5\%$, ce changement de courant n'influe nullement pas sur R_{19} .

En résumé :

$$R_{18} = 91 \Omega$$

$$R_{19} = 510 \Omega$$

$$P = 10 \text{ K}\Omega \text{ multitours}$$

$$R_{20} = 2,7 \text{ K}\Omega$$

A l'aide d'un voltmètre précis on ajustera la tension de référence V_{refNOM} , en agissant sur le potentiomètre P . La valeur de ce dernier correspondant à 12V est donnée par :

$$V_{\text{refNOM}} = 12 \text{ V} = (R_{20} + P'_1) I_3 = (R_{20} + P'_1) 0,9842 \text{ mA}$$

$$\text{donc } P'_1 = 9,1926 \text{ K}\Omega$$

$$P_1 = P'_1 + P''_1 \quad \text{donc : } P''_1 = 10 \text{ K}\Omega - 9,1926 \text{ K}\Omega = 0,5074 \text{ K}\Omega$$

$R_{19} = 0,51 \text{ K}\Omega \Rightarrow V_{(R_{19} + P''_1)} = 1,001 \text{ V}$ qui en principe devrait être 1V. Ceci entraîne une erreur de 0,1%.

En utilisant la branche donnant V_{refmax} et en prenant comme précédemment une réserve de 0,5V aux bornes de R'_{19} on aboutit aux mêmes résultats car $I_4 = I_3$.

$$R'_{19} = 510 \Omega ; R'_{20} = 2,7 \text{ K}\Omega ; P_2 = 10 \text{ K}\Omega \text{ multitours}$$

V_{refMAX} est égale à 12,12V ; Un calcul analogue à celui de V_{refnom} nous a conduit à trouver :

La valeur du potentiomètre, correspondant à V_{refMAX} , est égale à 9,6145 K Ω et une erreur de 17 mV pour 1V.

La dernière branche donnant V_{refMIN} est calculée d'une façon analogue à celle de la branche 1 et de la branche 2 donnant respectivement V_{refNOM} et V_{refMAX} . On trouve :

$$R_{19}'' = 510 \Omega ; R_{20}'' = 2,7 K\Omega ; P_3 = 10 K\Omega \text{ multivoirs.}$$

La valeur du potentiomètre donnant $V_{refMIN} = 12,88V$ est :

$$P_3' = 9,3707 K\Omega ; \text{L'erreur dans ce cas est de } 0,1\%.$$

Le calcul précédent était établi pour une tension de sortie de L'A.L.S égale à 12 volts. Voyons maintenant ce qui peut se passer avec une tension de sortie égale à 6 volts.

Pour le calcul de R_{19} on procédera comme pour 12V. celle-ci est inchangée et elle est égale à 510 Ω .

Cherchons maintenant la position du potentiomètre P_3 :

$$6V = (P_3' + R_{20}) \times 0,9842 \text{ mA.}$$

$$\text{D'où : } P_3' = 3,3963 K\Omega$$

aux bornes de R_{19} et P_3' on doit trouver : $13V - 6V = 7V$

In même temps on a :

$$[(10 K\Omega - 3,3963 K\Omega) + 0,5 K\Omega] \times 0,9842 = 7,0013 V.$$

L'erreur dans ce cas est :

$$\epsilon_{II} = \frac{7,0013 - 7}{7} = 0,02\%.$$

Par conséquent les éléments des branches 1, 2 et 3 restent les mêmes pour la tension de sortie 6 volts.

Remarques

La tension de sortie de L'A.L.S 9 volts est comprise entre

les tensions 6V et 12V, ceci implique le non changement dans le choix des éléments trouvés précédemment. Un passage d'une tension de sortie de l'A.L.S à une autre nécessite un réglage des potentiomètres P_1 , P_2 et P_3 .

Tension de référence des ondulations:

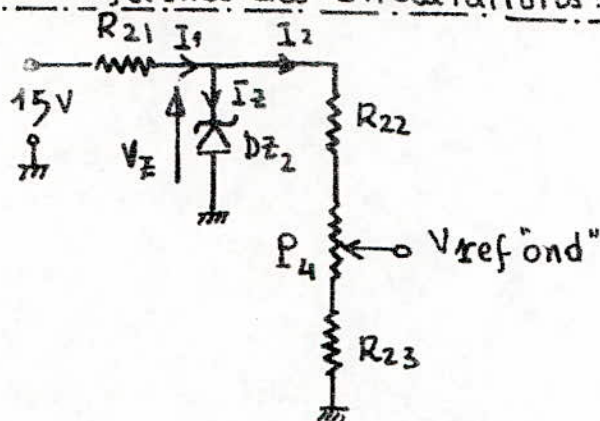


Figure III.6.

La diode Zener choisie dans ce montage assure une tension à ses bornes égale 6,2V et consomme un courant égal à 20mA. $I_Z \gg I_2$; 0

En prenant $I_2 = 2\text{mA}$, la première maille nous amène à avoir :

$$R_{21} = \frac{(15 - 6,2)\text{V}}{22\text{ mA}} = 0,4\text{ K}\Omega$$

on normalise cette valeur à : $R_{21} = 390\ \Omega$.

on remarque bien que la tension aux bornes de cette résistance est un peu élevée. Donc la puissance que doit supporter R_{21} est un peu élevée et elle est égale à :

$$P_{R_{21}} = \frac{U_{21}^2}{R_{21}} = \frac{(8,8)^2}{390} \approx 0,2\text{ Watt}$$

Pour plus de sécurité on prend une résistance de 0,5 Watt. Le calcul de R_{22} ne diffère pas de celui de R_{19} . on prend une réserve à ses bornes égale à 0,5W et on effectue le calcul suivant :

III.13 ... $0,5\text{W} = R_{22} \cdot 2\text{ mA} \rightarrow R_{22} = 250\ \Omega$.

Comme valeur proche normalisée, on trouve 240Ω . Mais en remplaçant cette dernière dans III.13 on obtient un courant égal à $2,0833 \text{ mA}$.

Sur la branche donnant V_{refond} , et quand le potentiomètre a une valeur maximale, la tension $V_{\text{refond}} = 5,7 \text{ V}$. On peut écrire :

$$5,7 = (P_4 + R_{23}) \times 2,0833 \text{ mA} \quad \text{III.14}$$

ce qui implique que :

$$R_{23} + P_4 = 2,730 \text{ K}\Omega$$

On choisit $R_{23} = 510 \Omega$ et $P_4 = 2,2 \text{ K}\Omega$ multitour.

La somme devient $R_{23} + P_4 = 2,710 \text{ K}\Omega$. En remplaçant $2,71 \text{ K}\Omega$ dans III.14, I_2 devient égal $2,1 \text{ mA}$.

Voyons maintenant son influence sur R_{22} . On remplace $I_2 = 2,1 \text{ mA}$ dans l'expression III.13 et on tire :

$$R_{22} = 238 \Omega$$

D'après la formule III.12, la précision est :

$$\delta = 0,8\% < 5\%.$$

Un réglage du potentiomètre P_4 permet d'avoir les tensions de références des ondulations - 3 V , $2,25 \text{ V}$ et $1,5 \text{ V}$. Correspondants respectivement aux tensions de sortie de l'A.L.S 12 V , 9 V et 6 V .

III.5 - Bloc d'alimentation

Le bloc d'A.L.S qui alimente l'appareil, comme c'est indiqué au chapitre II, doit présenter des caractéristiques de stabilité en tension supérieures. Pour qu'il puisse répondre à nos besoins, on a préféré le réaliser à base de circuits intégrés de la famille MOTOROLA.

Le schéma de la figure III.7 présentera le bloc d'A.L.S ainsi choisi:

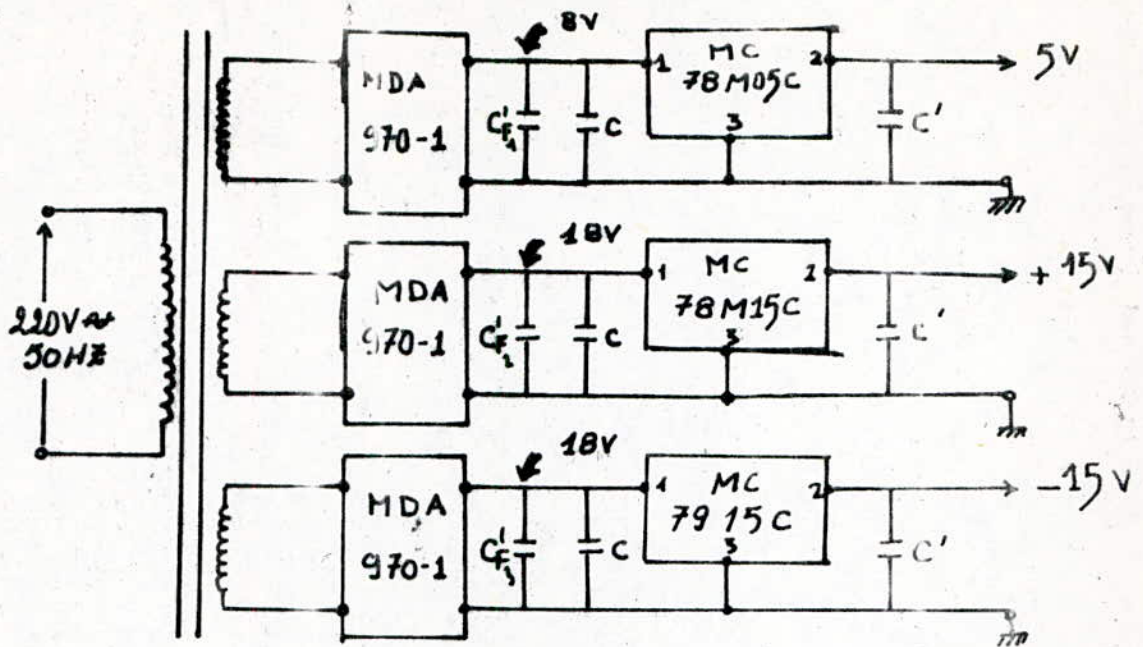


Figure III.7.

Définition de chaque Circuit Intégré:

- Le MDA 970-1 : C'est un redresseur double alternance présentant une impédance de sortie faible. A sa sortie le courant ne dépasse pas 4 ampères et la tension est inférieure à 50V.
- Le MC 78M05C : Constitue l'étage régulateur. Il est destiné à donner 5V à la sortie, avec une grande stabilité. On note aussi que la tension à son entrée est de 8V.
- Le MC 78M15C : Constitue lui aussi un étage de régulation. A son entrée on a une tension de 18V tandis qu'à la sortie, on obtient une tension stable de +15V.
- Le MC 7915C : est aussi un régulateur. La tension d'entrée égale à 18V est transformée et stabilisée à

-15V à sa sortie.

Rôle de chaque capacité

La capacité C_f est une capacité de filtrage. C_1 est une capacité de protection des régulateurs. Alors que C' sert pour réduire les bruits aux différentes sorties du bloc de 2'A.L.S.

Calcul des différents éléments:

Le transformateur:

La borne +15Volts doit alimenter 7 amplificateurs opérationnels et 2 montages de tensions de référence.

Chaque amplificateur opérationnel consomme 3mA; ce qui implique un courant total de 21mA pour les 7.

Les deux montages de tensions de références consomment chacune 22mA.

Le courant total tiré de la borne +15V est de 65mA. Mais en même temps on doit avoir une réserve de 50% car l'appareil peut travailler dans des conditions mauvaises. Donc pour la borne +15V on prend un courant total définitif égal à :

$$I_{t(+15V)} = 97 \text{ mA}$$

La borne -15V n'alimente que les 7 amplis opérationnels et avec une réserve de 50%, on a un courant total, sortant de cette borne, égal à :

$$I_{t(-15V)} = 31 \text{ mA}$$

La borne +5V alimente à la fois :

- 7 relais consommant chacun 24mA, seulement sur les 3 relais K_0, K_1 et K_2 , il y a tout le temps un qui est fermé et les autres ouverts. ce qui réduit la consommation à :

$$I_{r_2} = 5 \times 24 \text{ mA} = 100 \text{ mA}$$

- 50 portes dont 30 uniquement sont fonctionnelles.
Chaque porte consommant 10 mA, la consommation totale sera de :

$$I_{\text{porte}} = 300 \text{ mA}$$

vu que la limite du courant à la sortie du régulateur MC 78M05C est de 500 mA, on prend une réserve de 100 mA.
Le courant total extrait de la borne 5V est alors 500 mA.

Quels seraient les courants aux entrées des 3 redresseurs?
Connaissant les valeurs en sortie du montage, nous déduisons les courants des secondaires :

$$I_{\text{sec}}(+15V) = I_t(+15V) \times 0,707 = 68,58 \text{ mA}$$

$$I_{\text{sec}}(-15V) = I_t(-15V) \times 0,707 = 21,92 \text{ mA}$$

$$I_{\text{sec}}(+5V) = I_t(5V) \times 0,707 = 353,50 \text{ mA}$$

Les tensions des trois secondaires sont :

$$V_{\text{sec}}(+15) = 18V \times 1,11 = 19,98V$$

$$V_{\text{sec}}(-15V) = 18V \times 1,11 = 19,98V$$

$$V_{\text{sec}}(+5V) = 3V \times 1,11 = 3,33V$$

La puissance au secondaire sera donc :

$$P_{\text{sect}} = P_s(+15V) + P_s(-15V) + P_s(+5V)$$

Si l'on suppose que le secondaire est à faibles pertes, on aura :

$$P_{\text{sect}} = (68,58 \text{ mA} \times 19,98V) + (21,92 \text{ mA} \times 19,98V) + (353,50 \text{ mA} \times 3,33V)$$

$$\Rightarrow P_{\text{sect}} \approx 4,95 \text{ V.A}$$

La puissance du primaire est définie par :

$$P_{\text{prim}} = \frac{P_{\text{second}}}{\eta} \quad \dots \text{III.15}$$

η étant le rendement du transformateur, il est souvent

choisi égal à 0,8 pour les transformateurs de faibles puissances.
D'après l'expression III.15, on trouve :

$$P_{\text{prim}} = 6,19 \text{ Watts.}$$

En remplaçant cette valeur dans l'expression III.2 ; on obtient donc :

$$S \approx 2,99 \text{ cm}^2$$

on la prendra égale à : $S = 3 \text{ cm}^2$.

Pour le calcul de l'enroulement du primaire, on prend l'induction magnétique maximale égale à 1 Tesla.

La fréquence étant de 50 Hz, la tension aux bornes du primaire est 220V et S est égale à 3 cm^2 . En remplaçant dans la formule III.2, on tire :

$$N_1 = 3303 \text{ spires}$$

Cette valeur remplacée dans l'expression III.4, donne pour les sorties +15 Volts et -15 Volts un enroulement :

$$N_{2(+15V)} \approx 300 \text{ spires.}$$

Et pour la sortie +5 Volts, on a trouvé

$$N_{2(+5V)} = 133 \text{ spires.}$$

Les données nécessaires pour la construction du transformateur du bloc d'A.L.S sont :

- Puissance à l'entrée = 6,19 Watts.
- Puissance à la sortie = 4,95 Watts
- Section du noyau = 3 cm^2
- L'enroulement du primaire = 3303 spires
- Enroulement secondaire pour la sortie +5V = 133 spires
- Enroulement secondaire pour les sorties +15V et -15V = 300 spires.
- Tension à l'entrée du primaire = 220V.
- La capacité de filtrage.

Le H.D.A 970-1 est un redresseur double alternance, on

peut donc l'assimiler à un pont de diodes. Pour chaque alternance, il n'y a que deux diodes qui conduisent; la résistance d'une diode dans le sens passant étant de quelques dizaines d'Ohms ($r_d \approx 50 \Omega$), l'impédance de sortie du M.D.A. 970-1 sera donc :

$$R_s \approx 2r_d \approx 100 \Omega$$

Une fréquence de 50 Hz devient après un double redressement égale à :

$$f' = 2f = 2 \cdot 50 \text{ Hz} = 100 \text{ Hz}.$$

Ce capacité C_f se charge à travers R_s avec une constante de temps très petite devant $\frac{1}{f'}$

$$\tau_{\text{charge}} = R_s \cdot C_f$$

En prenant la constante de temps égale au dixième de la période du signal redressé, on obtient.

$$\tau_{\text{charge}} = 10^{-3} \text{ secondes.}$$

$$R_s \approx 100 \Omega$$

C_f sera donc :

$$C_f = \frac{10^{-3}}{10^2} = 10^{-5} \text{ F} = 10 \mu\text{F}$$

Pour un bon filtrage on choisira $C_f \approx 100 \mu\text{F}$. On pourra prendre une capacité de 330 μF / 25 V

• La capacité de protection C .

Cette capacité jouera le rôle d'un filtre fin; sa valeur est donnée par le constructeur et elle est égale à :

$$C = 0,33 \mu\text{F}.$$

• La capacité réductrice de bruit C' .

Sa valeur, aussi, est donnée par le constructeur et elle est égale à :

$$C' = 0,33 \mu\text{F}.$$

III.6. Les indicateurs ou voyants :

Dans le chapitre II, on a défini deux catégories de voyants : ceux qui sont commandés par l'état bas d'un circuit intégré et ceux qui sont commandés par l'état haut. Dans notre cas et d'après le schéma de principe de notre appareil, on s'intéresse seulement aux indicateurs commandés par l'état haut du circuit intégré. Dans ce but on donne le schéma de montage suivant :

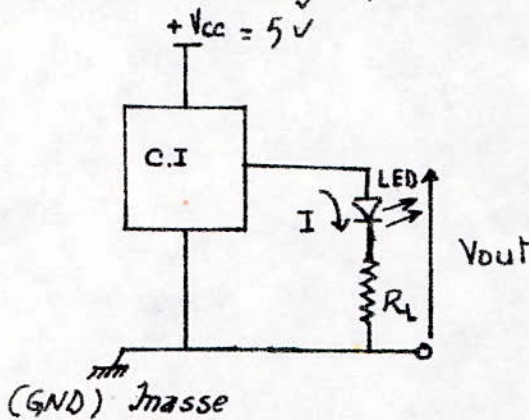


Figure III.8

$$V_{out} = V_d + V_r \quad \dots \text{III.16}$$

Pour le calcul et le choix des éléments, on utilise les caractéristiques des diodes électro-luminescentes et celles des circuits intégrés données respectivement par III.9.(a) et III.9.(b).

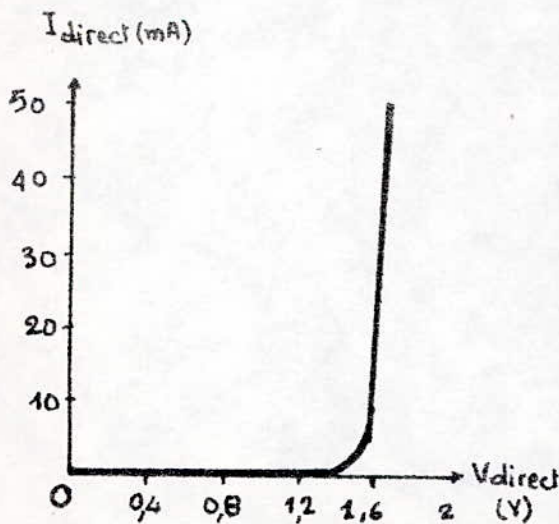


FIGURE III.9 (a)

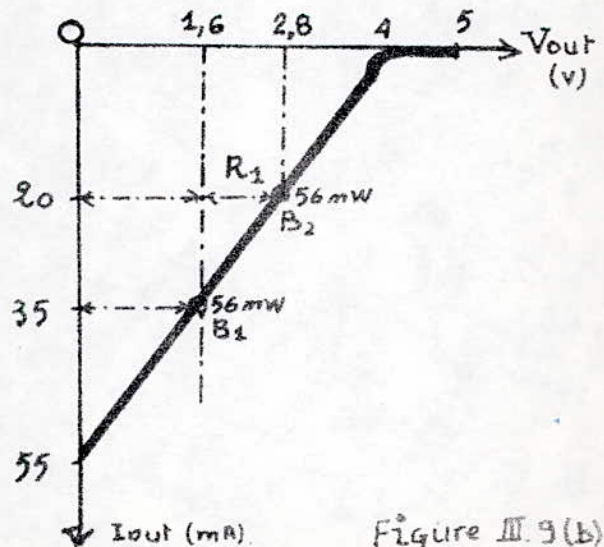


Figure III.9(b)

Si l'on met pas de résistance, on se trouve au point B₁ de la figure III. 9. (b). Donc aux bornes de la diode, on va trouver une tension égale à 1,6 Volts et un courant qui la traverse égal à 35 mA ; soit une puissance de 56 mW. En regardant la caractéristique donnant l'intensité lumineuse (%) en fonction du courant direct de la L.E.D ; on note tout de suite que l'intensité lumineuse est plus élevée (+75%).

La puissance dissipée dans le circuit intégré est plus élevée que la normale (20 mW). De plus, à 1,6 V on ne peut plus considérer cette sortie comme un état Haut pour les autres C.I.

Si l'on vient se placer au point de fonctionnement B₂ toujours de la figure III. 9. (b) ; on a $I = 20 \text{ mA}$ qui lui correspond une tension de sortie égale à 2,8 V. D'après l'expression III.16 on tire $R_c = 60 \Omega$.

- La résistance : 20 mA et 1,2 V soit 24 mW
- La diode L.E.D : 20 mA et 1,6 V soit 32 mW
- Le C.I : 20 mA et 2,8 V soit 56 mW

On a toujours les mêmes remarques sur le C.I. En augmentant R_c , on améliorera les conditions d'utilisation du C.I mais on diminuera la luminosité jusqu'à l'extinction de la L.E.D. Il faut donc avoir recours à un transistor pour amplifier le courant.

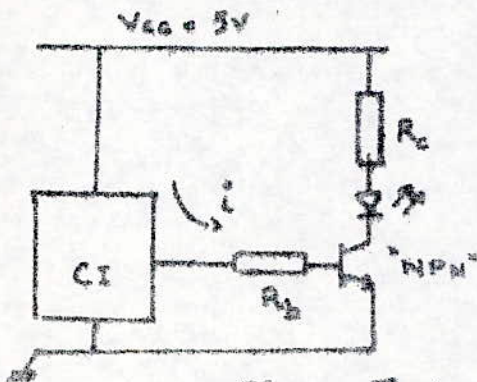


Figure III. 40

- a) Le transistor est saturé et le courant est limité par la résistance R_c
- b) Le transistor est non saturé et limite lui-même le courant.

Si l'on met pas de résistance, on se trouve au point B_1 de la figure III.9. (b). Donc aux bornes de la diode, on va trouver une tension égale à 1,6 Volts et un courant qui la traverse égal à 20 mA ; Soit une puissance de 32 mW. En regardant la caractéristique donnant l'intensité lumineuse (%) en fonction du courant direct de la L.E.D ; on note tout de suite que l'intensité lumineuse est plus élevée (+75%).

La puissance dissipée dans le circuit intégré est plus élevée que la normale (10 mW). De plus, à 1,6 V on ne peut plus considérer cette sortie comme un état Haut pour les autres C.I.

Si l'on vient se placer au point de fonctionnement B_2 toujours de la figure III.9. (b) ; on a $I = 20$ mA qui lui correspond une tension de sortie égale à 2,8 V. D'après l'expression III.16 on tire $R_2 = 60 \Omega$.

- La résistance : 20 mA et 1,2 V soit 24 mW
- La diode L.E.D : 20 mA et 1,6 V soit 32 mW
- Le C.I : 20 mA et 2,8 V soit 56 mW

On a toujours les mêmes remarques sur le C.I. En augmentant R_2 , on améliorera les conditions d'utilisation du C.I mais on diminuera la luminosité jusqu'à l'extinction de la L.E.D. Il faut donc avoir recours à un transistor pour amplifier le courant

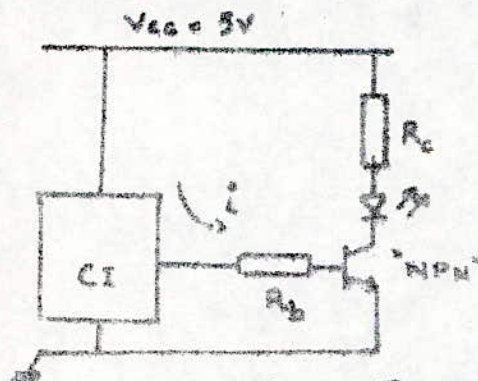


Figure III.40

- a) Le transistor est saturé et le courant est limité par la résistance R_C
- b) Le transistor est non saturé et limite lui-même le courant.

$$V_{cc} = R_c \cdot I + V_d + V_{cesat} \quad \dots \text{III. 17}$$

$$V_d = 1,6V ; V_{cc} = 5V ; I = 20 \text{ mA} ; V_{cesat} = 0,2V.$$

D'après l'expression ci-dessus on a trouvé :

$$R_c = 160 \Omega$$

$$V_{out} = R_b i + V_{be} \quad \dots \text{III. 18}$$

$$\text{Or } i \geq i_{sat} = \frac{I}{\beta} \quad \dots \text{III. 19}$$

$$\text{Si } \beta = 100 \quad \text{alors } i \geq 0,2 \text{ mA.}$$

D'après les caractéristiques

- d'entrée du transistor, on a : $V_{besat} = 0,8 \text{ Volt.}$

- de sortie du CI., on a : $V_{out} = 3,9 \text{ Volts.}$

D'après III.18 on tire donc :

$$R_b = 15,5 \text{ K}\Omega$$

Cette valeur n'est pas normalisée, on la ramène donc à :

$$R_b = 15 \text{ K}\Omega.$$

Comme transistor, on choisira : Le 2N2219 et comme L.E.D : une LED commandée par l'état haut.

III. 7. Bloc de commutation

Ce bloc est d'extrême importance, par conséquent le choix de ses éléments doit être judicieux. Il comporte trois types de commutateurs qui sont :

- Des commutateurs logiques : Réalisables à l'aide des portes NAND, ces commutateurs sont placés juste après les logiques.

- Des clés analogiques : L'appareil teste de différentes alimentations donnant 6V, 9V et 12V, donc le signal de sortie varie d'une A.L.S à une autre. Dans ce but on a utilisé des clés analogiques du Type CD4016 de la famille National semiconductor. Le CD4016 est un CI

Comportant quatre clés, et chacune d'elles est prise comme commutateur. La présentation d'un tel circuit sera faite dans la partie annexe.

- Des relais 8U sont caractérisés par un seuil d'enclenchement et un seuil de déclenchement.

Les relais utilisés dans notre montage sont du type :

V23154 - D0717 - B110 de la firme Siemens.

Les caractéristiques essentielles présentées par ces relais.

	Ventrée (V)	Ientrée (mA)
Etat haut	5	24
Etat bas	0,5	12

On remarque d'après ce tableau que les seuils sont égaux à ceux du C.I du point de vue tension. Donc les relais peuvent être commandés directement par l'état haut du C.I à travers un buffer, comme l'indique le schéma de la figure suivante :

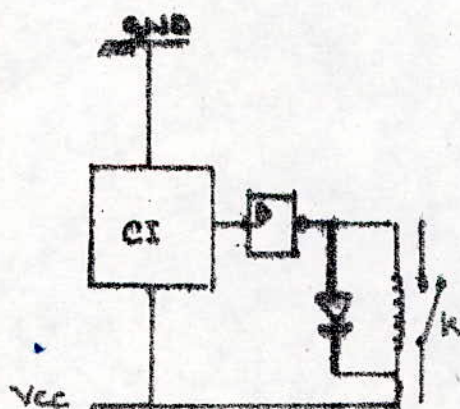


Figure III

Pour éviter le problème de l'induction inverse, on protège le CI par une diode du type : BAW21 (200mW).

III.8. Le stabilisateur

Ce bloc était laissé à ce paragraphe, pour la simple raison qu'on doit connaître la puissance maximale que fournit le stabilisateur. Celle-ci est la somme de la puissance consommée par le bloc d'alimentation et celle consommée par l'autotransformateur.

D'après le paragraphe III.1, on a trouvé que la puissance donnée au primaire de l'autotransformateur est égale à 6,6 Watts.

En révisant le paragraphe III.5 on note une puissance, à l'entrée du bloc d'alimentation, égale à 6,19 Watts.

Pour plus de sécurité on prend une réserve de puissance égale à 100% de la somme qui est égale à 12,79 Watts. Dans ce but on choisira "X" = 25, et on donne la série au complet du stabilisateur: SL 25T à fer saturé de la firme Dynatra.

Liste des composants.

Résistances 0,25 Watts :

$$R_0 = 10 M\Omega \pm 5\%$$

$$R'_0 = R_3 = R'_3 = R_6 = R'_6 = R_{17} = 2,2 K\Omega \pm 5\%$$

$$R''_0 = R_{14} = 1 K\Omega \pm 5\%$$

$$R_1 = R'_1 = R_2 = R'_2 = R_4 = R'_4 = R_5 = R'_5 = R_{15} = R_{16} = 100 K\Omega \pm 5\%$$

$$R_7 = R_9 = 10 K\Omega \pm 5\%$$

$$R_8 = 5,1 M\Omega \pm 5\%$$

$$R_{10} = R'_{10} = R_{11} = R_{12} = R_{13} = 510 K\Omega \pm 0,1\%$$

$$R_{18} = 91 \Omega \pm 5\%$$

$$R_{19} = R'_{19} = R''_{19} = R_{23} = 510 \Omega \pm 5\%$$

$$R_p = 560 \Omega$$

$$R_{21} = R_{20} = R_{20} = 2,7 \text{ k}\Omega \pm 5\%$$

$$R_{22} = 250 \Omega \pm 5\%$$

$$R_b = 15 \text{ k}\Omega \pm 5\%$$

$$R_c = 160 \Omega \pm 5\%$$

Résistances 0,5 Watts

$$R_{21} = 390 \Omega \pm 5\%$$

. Potentiomètres (Linéaires):

$$P_1 = P_2 = P_3 = 10 \text{ k}\Omega \text{ ajustable, multitours.}$$

$$P_4 = 2,2 \text{ k}\Omega \text{ ajustable, multitours.}$$

. Capacités :

$$C_{01} = C_{02} = C_{03} = C_{04} = 10 \text{ nF}$$

$$C_1 = C_2 = 2 \mu\text{F} / 16\text{V}$$

$$C_f = 33 \mu\text{F} / 10\text{V}$$

$$C_{f1} = C_{f2} = C_{f3} = 330 \mu\text{F} / 25\text{V}$$

$$C' = C = 0,33 \mu\text{F}$$

. Transistors

$$T_1 = 2\text{N}2369$$

$$T_2 = 2\text{N}2219$$

. Diodes

$$D_1 = D_2 = D_1' = D_2' = 1\text{N}4148$$

$$D_3 = D_3' = D_4 = \text{CLES } 14$$

$$D_{p1} = \text{BAW}21$$

$$D_{z1} = 1\text{N}759\text{A}$$

$$D_{z2} = 1\text{N}709$$

$$D_{zp} = 1\text{N}965$$

5 L.E.D rouges, 1 L.E.D verte.

. Circuits intégrés

de RS1 à RS6 : 1/2 de SN7402N

$M_1 = M_2 = M_3 = M_4 = 2 \times \text{SN74121N}$

$B_1 \text{ à } B_7 = 1/6 \text{ de SN7406N}$

$\text{Ic}_1 \text{ à } \text{Ic}_3 = \text{MDA 970-1}$

$\text{Ic}_4 \text{ à } \text{MC78M05C}$

$\text{Ic}_5 = \text{MC78M15C}$

$\text{Ic}_6 = \text{MC7915C}$

$\text{CA} : 3/4 \text{ de CD4016}$

$K_7 = K_8 = K_9' = K_9'' = K_{10} = 1/2 \cdot \text{SN7400N}$

$3/4 \text{ SN7400N (Logique)}$

$3/4 \cdot \text{SN7432N (L.O)}$

$3/4 \cdot \text{SN7400N}$

$\text{MEM}_F = \text{MEM}_m = \text{MEM}_M = \text{SN7402N}$

Complémentaire:

$K_0 \text{ à } K_5, K_{s2}, K_{11} \text{ et } K_{12} : \text{relais Siemens référence V23154-DD711-B3110}$

Stabilisateur de tension de réseau : SL25T

$R_{ex1} = 33 \text{ k}\Omega$

$C_{ex1} = 22 \mu\text{F}$

$R_{ex2} = 10 \text{ k}\Omega$

$C_{ex2} = 0,16 \mu\text{F}$

$R_{ex3} = 22 \text{ k}\Omega$

$C_{ex3} = 100 \mu\text{F}$

$\text{De } A_1 \text{ à } A_7 : \mu\text{A741C}$

$2 \times \text{E } n = 3400 \text{ de la firme Burns multihours.}$

◊ Chapitre Quatre ◊

Réalisation pratiques

IV.1. But.

Le but de cette réalisation, est de mettre en évidence les données théoriques pour réaliser certains blocs du testeur Automatique d'A.L.S et de donner les résultats expérimentaux correspondants.

On limite notre réalisation aux blocs comparateurs et tensions de références qui jouent un rôle primordial dans le fonctionnement de l'appareil.

IV.2. Réalisation :

IV.2.1. Circuits imprimés :

Les circuits imprimés des comparateurs et des tensions de références sont donnés comme suit :

Le circuit imprimé du comparateur V_{SMAX} et des tensions de références 12V et 12,12V est donné par la figure IV-1.

Quant au comparateur V_{SMIN} et ses tensions de références, ils ont pratiquement le même circuit imprimé que celui de la figure IV-1. La seule différence est que la tension de référence nominale prendra la place de la tension de référence maximale et la tension minimale (11,88V) prendra la place de V_{refnom} . Les tensions de références V_{refMAX} et V_{refMIN} sont réalisées par une seule branche ajustable via 2 potentiomètres. Le circuit imprimé du comparateur V_{OND} et sa tension de référence est donné par la figure IV-2.

IV.2.2. Compléments

Les comparateurs V_{SMAX} et V_{SMIN} et tensions de référence correspondantes

Les composants constituant les comparateurs gardent les mêmes valeurs données sur la liste au chapitre III. Par contre les valeurs des éléments constituant leurs tensions de référence ont été changées

Comme suit :

$$R_{18} \leftarrow 100\Omega$$

$$R_{19} = R_{19}' \leftarrow 470\Omega$$

$$R_{20} = R_{20}' \leftarrow 2,7K\Omega \text{ en série avec } 1,5K\Omega$$

$$P_1 = P_2 \leftarrow 2 \times 4,7K\Omega \text{ unitour}$$

$$DZ_1 \leftarrow BZX83C.$$

La branche donnant V_{refmin} a été totalement éliminée.

Le comparateur d'ondulation et tension de référence correspondante

Vu le manque de résistances précises (0,1%) on était obligé de changer complètement l'étage redresseur et de prendre à sa place le redresseur donné par la figure suivante :

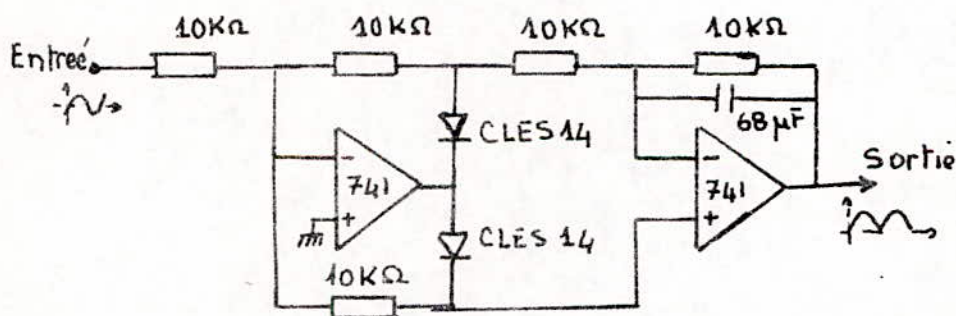


Figure IV.3

Pour l'amplificateur, deux résistances à l'entrée ont été changées :

$$R_A \leftarrow 47K\Omega \quad \text{et} \quad R_B \leftarrow 5,6M\Omega$$

De même, pour la tension de référence, les valeurs des composants ont été remplacées par d'autres.

R_{21} inchangée

$R_{22} \leftarrow 470 \Omega$

$R_{23} \leftarrow 560 \Omega$

P_4 garde la même la valeur, mais il est unitour

$D_{22} \leftarrow ZPD 6,2 ITT$

IV.3. Manipulations :

IV.3.1. Matériel utilisé :

- . Alimentations stabilisées : MC 4020C P. FONTAINE x 2
- : MC 6015C P. FONTAINE x 1
- . Oscilloscope : PM 3234 Philips x 1
- . Multimètres numériques : PM 2522 Philips x 2
- . Générateur basse fréquence : GBT 515 CRC x 1

IV.3.2. Comparateur V_{SMAX} :

a) Schéma de montage :

Le schéma de montage permettant de relever quelques résultats expérimentaux concernant le comparateur V_{SMAX} est donné par la figure

IV.4.

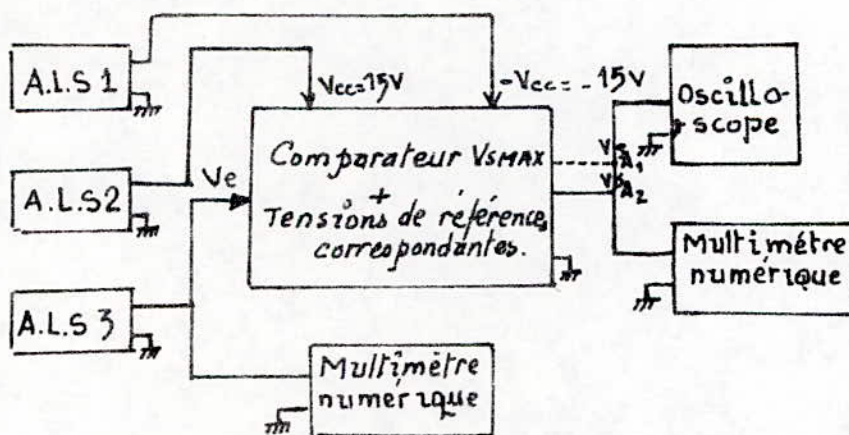


Figure IV-4

b. Résultats expérimentaux

On fixe la tension $V_{ref,max}$ à 12,12 Volts, et la tension $V_{ref,nom}$ à 12V à l'aide des potentiomètres P_1 et P_2 . On fait varier la tension d'entrée (V_e) autour des tensions de référence et on note les tensions de sortie des amplificateurs opérationnels A_1 et A_2 à l'aide du multimètre. Les résultats sont donnés par le tableau ci-dessous:

Tension d'entrée (V)	V_s "A1" (V)	V_s "A2" (V)
11,99	-13,95	+13,31
12,01	+13,25	+13,31
12,10	+13,25	+13,31
12,11	+13,25	+13,31
12,13	+13,24	-12,07

C). Conclusion:

D'après les résultats trouvés, on constate que la zone de basculement du comparateur $V_{s,max}$ est de 10mV. On peut en conclure que ce comparateur donne de bons résultats. Ces derniers auraient été bien déterminés si on disposait d'un multimètre donnant le résultat à $1/1000^e$ près.

IV. 3.3 - Comparateur $V_{s,min}$:

a). Schéma de montage:

Le schéma de montage pour le comparateur $V_{s,min}$ est le même que celui de la figure IV-4; à la différence qu'on doit régler les tensions de références de telle façon à avoir $V_{ref,nom} = 12V$ à la place de $V_{ref,max} = 12,12V$ et $V_{ref,min} = 11,88V$ à la place de $V_{ref,nom}$.

b). Résultats expérimentaux:

En injectant différentes tensions à l'entrée, on prélève les tensions des sorties de A_1 et de A_2 comme indiquées dans le

Tableau suivant :

Tension d'entrée (V)	V_s "A1" (Volts)	V_s "A2" (Volts)
11,87	- 11,98	+ 13,31
11,89	+ 13,26	+ 13,32
11,95	+ 13,26	+ 13,32
11,99	+ 13,26	+ 13,32
12,01	+ 13,25	- 11,98

c) Conclusion:

A l'aide de l'oscilloscope et d'après le tableau des résultats, on constate que la plage de basculement est large de 10mV. Ainsi, et en tenant compte de l'insuffisance d'information du multimètre, ce dernier pourrait être utilisé pour la conception de l'appareil.

IV-3-4 - Comparateur des ondulations:

a) Schéma de montage:

Le schéma de montage est donné par la figure suivante:

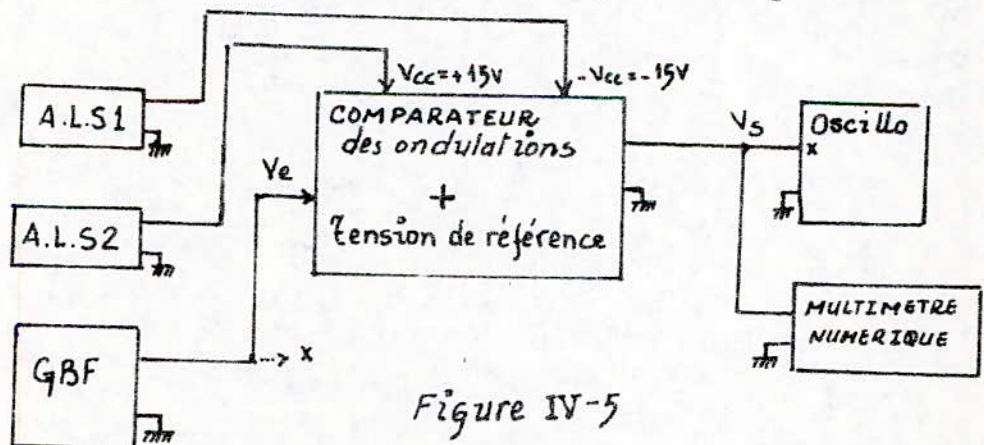


Figure IV-5

Au début on a un minimum de tension de sortie du G.B.F. égale à 20mV.

Ceci nous a amené à fixer la tension de référence à une valeur arbitraire égale à 4V, pour pouvoir déterminer le seuil de basculement du comparateur. Pour expliciter cela, on doit connaître la tension moyenne de sortie du redresseur. L'amplificateur à l'entrée du comparateur nous donne une tension de sortie de 11,22 volts pour une entrée de 20 mV, la tension moyenne calculé après redressement étant de 4,4 volts. Ce résultat est purement théorique. Pour les résultats pratiques, on pourrait trouver d'autres valeurs qui ne seront pas semblables à celles trouvées théoriquement.

b) Résultats expérimentaux.

Ayant fixé la tension de référence à 4V et en ayant varié la tension d'entrée du comparateur l'ondulation, on a dressé le tableau des valeurs suivant :

V_e (mV)	V_s (volts)
20	+ 13,93
22	+ 13,93
26	+ 13,92
28	+ 13,87
30	- 13,32
32	- 13,32
34	- 13,31
36	- 13,31

c) Conclusion

Lors de la manipulation, on a constaté que le basculement se fait entre 28 mV et 30 mV à l'entrée du comparateur. Ce basculement est instable et ceci est à une dissymétrie dans le redressement.

Conclusion

Notre travail comme vous avez pu le constater comporte principalement deux parties :

- Une partie théorique dans laquelle nous espérons avoir fourni les éléments essentiels, avec leurs calculs et leurs choix, pour une réalisation concluante de l'appareil "Testeur automatique d'A-L-S".
- Une partie pratique relativement réduite, parce que les circonstances ne nous ont pas permis de faire une réalisation complète. Néanmoins le banc d'essai réalisé, concernant la partie analogique (bloc des comparateurs et bloc des tensions de références) de l'appareil, a fourni des résultats acceptables lors des manipulations. Nous aurions pu aboutir à de meilleurs résultats si nous avions pu disposer d'un matériel plus performant pendant l'expérimentation. C'est ainsi que notre étude, d'un sujet dont nous aurions aimé voir l'entière réalisation, s'avère plus théorique que pratique. Seulement nous ne désespérons pas que ce but soit atteint dans un proche avenir.

Pour d'éventuelles améliorations du testeur étudié, nous nous permettons de faire les suggestions suivantes :

- . Rendre la totalité de l'appareil à base de circuits intégrés, opération qui diminuerait le volume de ce dernier et augmenterait sa rapidité et sa stabilité.

- . Pouvoir, à l'aide d'un code approprié, interpréter les résultats du test sur des afficheurs.

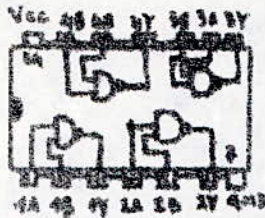
- . Incorporer un voltmètre numérique pour effectuer le réglage demandé à la 2^{ème} opération manuelle.

Quant à l'exploitation de cette appareil, elle pourrait servir, dans les industries produisant des appareils munis de A-L-S, pour tester, voire nous renseigner sur l'état de celles-ci, et ce de façon rapide, précise et économique.

- Annexe -

1. Présentation et Caractéristiques des CI SN74-- utilisés.

- Le SN7400N :



Logique positive : $Y = \overline{A \cdot B}$

$V_{CC} = 4,75 \text{ min} - 5V_{nom} - 5,25V_{max}$.

Caractéristiques d'entrée

$V_{IH} = 2V$ minimum.

$V_{IL} = 0,8V$ maximum.

$I_{IH} = 40\mu A$ max avec $\begin{cases} V_{CC} = \text{Max} \\ V_{IH} = 2,4V \end{cases}$

$I_{IL} = -1,6 \text{ mA}$ max avec $\begin{cases} V_{CC} = \text{Max} \\ V_{IL} = 0,4V \end{cases}$

$I_I = 1 \text{ mA}$ avec $\begin{cases} V_{CC} = \text{Max} \\ V_I = 5,5V \end{cases}$

Caractéristiques de sortie

$V_{OH} = 2,4V \text{ min} \div 3,4V_{nom}$

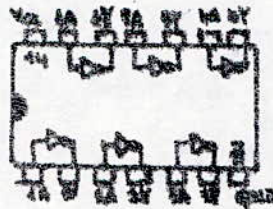
$V_{OL} = 0,2V \text{ nom} \div 0,4V \text{ max}$

$I_{OH} = -400\mu A$ maximum

$I_{OL} = 16 \text{ mA}$ maximum.

$I_{OS} = -18 \text{ mA min} \div -55 \text{ mA max}$

- Le SN7408N



Logique positive : $Y = A$

$V_{CC} = 4,75 \text{ V min} - 5V_{nom} - 5,25V_{max}$.

Caractéristiques d'entrée

$V_{IH} = 2V$ min

$V_{IL} = 0,8V$ max

$I_{IH} = 40\mu A$ à $\begin{cases} V_{CC} = \text{Max} \\ V_{IH} = 2,4V \end{cases}$ (max)

$I_{IL} = -1,6 \text{ mA}$ à $\begin{cases} V_{CC} = \text{Max} \\ V_{IL} = 0,4V \end{cases}$ (max)

$I_I = 1 \text{ mA}$ à $\begin{cases} V_{CC} = \text{Max} \\ V_I = 5,5V \end{cases}$

Caractéristiques de sortie

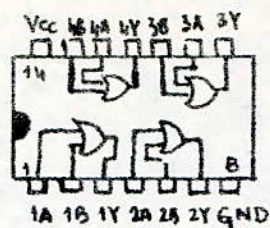
$V_{OH} = 30V$ maximum

$V_{OL} = 0,7V$ max à $I_{OL} = \text{Max}$

$I_{OH} = 250 \mu A$ max

$I_{OL} = 40 \text{ mA}$ max

- Le 7432 N.



Logique positive : $Y = A + B$

$V_{CC} = 4,5V_{min} - 5V_{nom} - 5,5V_{max}$

Caractéristiques d'entrée :

$V_{IH} = 2V$ minimum

$V_{IL} = 0,8V$ maximum

$I_{IH} = 40\mu A$ max à $\begin{cases} V_{CC} = Max \\ V_{IH} = 2,4V \end{cases}$

$I_{IL} = -16 mA$ max à $\begin{cases} V_{CC} = Max \\ V_{IL} = 0,4V \end{cases}$

Caractéristiques de sortie :

$V_{OH} = 2,4V$ min ÷ $3,4V$ nom

à $\begin{cases} V_{CC} = min \\ V_{IH} = 2V \\ I_{OH} = Max \end{cases}$

$V_{OL} = 0,2V$ nom ÷ $0,4V$ max.

à $V_{CC} = Min; V_{IL} = min$ et $I_{OL} = Max$

$I_{OH} = -800\mu A$ max

$I_{OL} = 16 mA$ max.

- Le SN74121 N

$V_{CC} = 4,5V - 5V_{nom} - 5,25V$

$R_{int} = 2K\Omega$ nom

$R_{ext} = 1,4K \div 40K\Omega$

$C_{ext} = 0\mu F \div 1000\mu F$

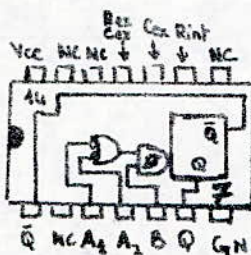


Table de Fonction

entrées		sorties		
A1	A2	B	Q	Q̄
L	X	H	L	H
X	L	H	L	H
X	X	L	L	H
H	H	X	L	H
H	↓	H	⌊	⌋
↓	H	H	⌊	⌋
↓	↓	H	⌊	⌋
L	X	↑	⌊	⌋
X	L	↑	⌊	⌋

Caractéristiques d'entrée :

$V_{T+A} = 1,4V$ nom ÷ $2V$ max; à $V_{CC} = min$

$V_{T-A} = 0,8V$ min ÷ $1,4V$ nom; à $V_{CC} = min$

$V_{T+B} = 1,55V$ nom ÷ $2V$ max; à $V_{CC} = min$

$V_{T-B} = 0,8V$ min ÷ $1,35V$ nom; à $V_{CC} = min$

$I_{IH} = 40\mu A$ max à $V_{CC} = max; V_I = 2,4V$

$I_{IL} = -16 mA$ max à $V_{CC} = max; V_I = 0,4V$

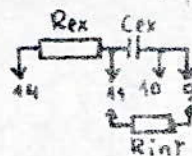
Caractéristiques de sortie :

$V_{OH} = 2,4V$ min ÷ $3,4V$ nom à $V_{CC} = min; I_{OH} = max$

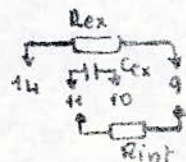
$V_{OL} = 0,2V$ nom ÷ $0,4V$ max à $V_{CC} = min; I_{OL} = max$

$I_{OH} = -400\mu A$ max

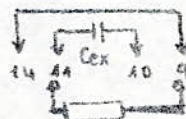
$I_{OL} = 16 mA$ max.



$T \approx R_{C_{ex}} \cdot \ln 2$

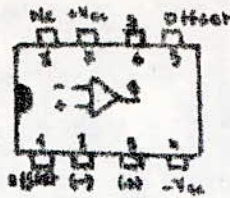


$T \approx (R_{ex} + R_{int}) C_{ex} \ln 2$



$T \approx R_{int} C_{ex} \ln 2$

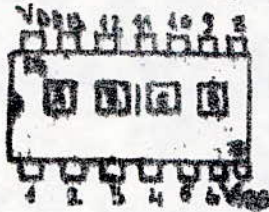
2. Présentation et Caractéristiques du μ 742



Principales Caractéristiques

Gain en tension en boucle ouverte	= 100dB
Impédance d'entrée	= 1M Ω
Impédance de sortie	= 150 Ω
Courant de polarisation I_p	= 200nA
$V_{ce\ MAX}$	= \pm 18V
Tension d'entrée maximale	= \pm 13V
Tension de sortie maximale	= \pm 14V
Tension résiduelle d'entrée	= 2mV
Taux de réjection en mode commun	= 90dB
fréquence de transition	= 1MHz

3. Présentation et Caractéristiques du CD4016



1 - entrée A	8 - entrée C
2 - sortie A	9 - sortie C
3 - sortie B	10 - sortie D
4 - entrée B	11 - entrée D
7 - Contrôle B	12 - Contrôle D
6 - Contrôle C	13 - Contrôle A
3 - Vss	14 - VDD

Caractéristiques :

Le CD4016 est un commutateur bilatéral quadruple. Si le signal de commande d'une porte V_c est égal à V_{DD} , l'inverseur attaque fournit la V_{SS} et la porte de transfert correspondante est conductrice dans les 2 sens, à l'inverse, une attaque $V_c = V_{SS}$ aboutit à bloquer cette porte. Un tel commutateur transmet des signaux logiques ou analogiques jusqu'à 15V crête pour $V_{DD} = 15V$ - sa résistance est de 300 Ω .

4. Caractéristique de sortie des circuits MOTOROLA utilisés

— Le MDA 970-1.

Single-phase full-wave bridge

$$I_{out} \leq 4 \text{ A}$$

$$V_{out} \leq 50 \text{ V}$$

— Le MC78M05C.

Three terminal positive fixed
voltage regulators

$$I_{out} = 0,5 \text{ A max}$$

$$V_{out} = +5 \text{ V fixe}$$

— Le MC78M15C.

Three terminal positive fixed
voltage regulators

$$I_{out} = 0,5 \text{ A max}$$

$$V_{out} = +15 \text{ V fixe}$$

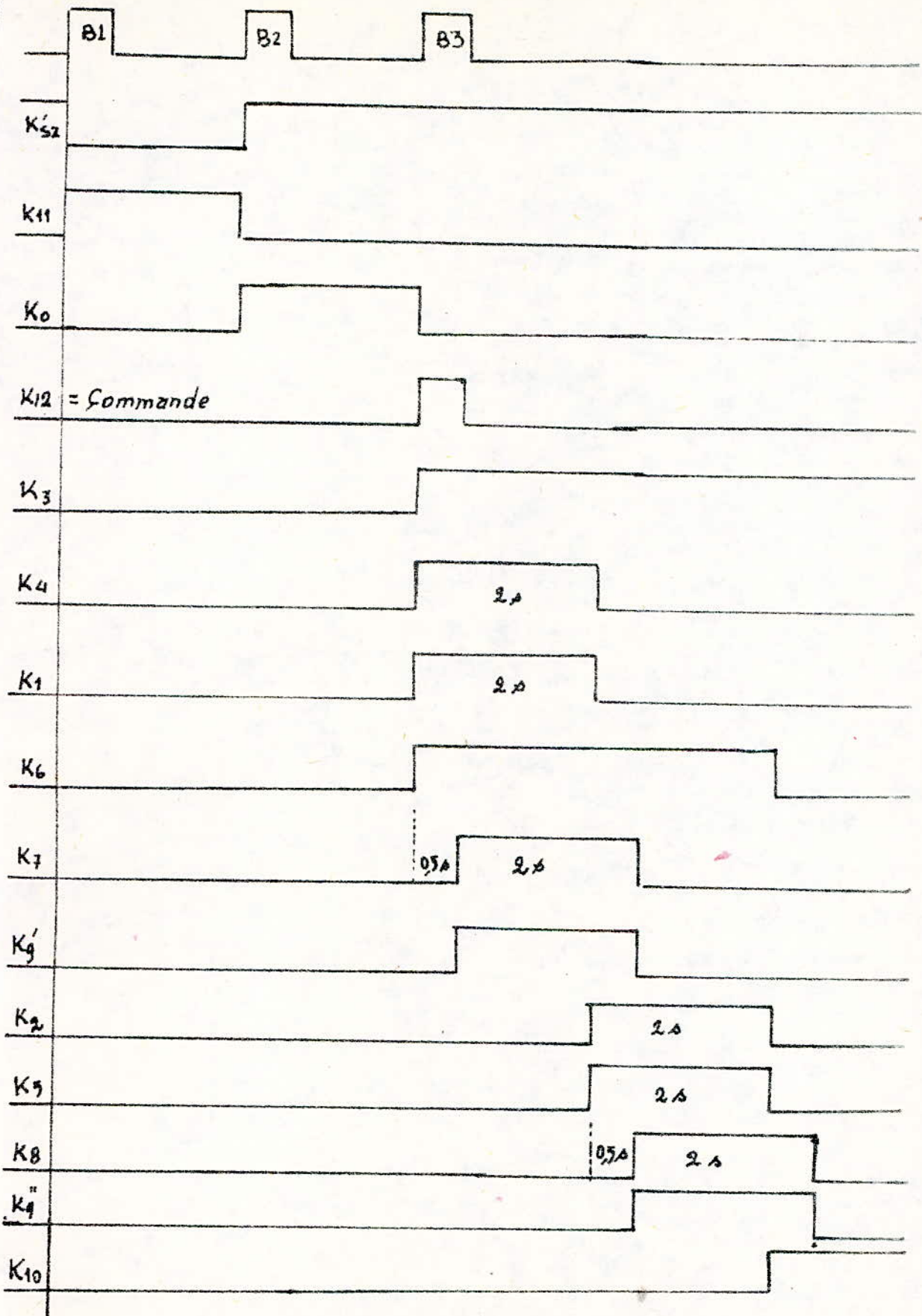
— Le MC7915C.

Three terminal negative fixed
voltage regulators

$$I_{out \text{ max}} = 1 \text{ A}$$

$$V_{out} = -15 \text{ V fixe}$$

5. Chronogramme des différents commutateurs pendant le fonctionnement



Bibliographie

- De la logique câblée aux microprocesseurs - Tome 1
J. M. Bernard ; J. Hugo ; R. Lecorvec.
- Les fonctions essentielles en commutation
C. Verbeek.
- Emploi rationnel des circuits intégrés.
J. P. Oehmichen.
- Semi-Conducteurs et amplificateurs
Boylestad - Nashelsky
- The T.T.L Data Book for design engineers
Texas Instruments
- Cours d'électronique Logique et analogique
A. Renou.
- Electronique Appliquée 2
Duez / Auclerc
- Calcul des petits transformateurs
R. BEYAERT
- L'Amplificateur opérationnel (Principe et Application)
Damaye - R