

36/83

2 ex

FILIERE D'INGENIEUR EN  
ELECTRONIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET : ETUDE & REALISATION  
D'UN DISPOSITIF ELECTRONIQUE  
SUR LA SECURITE DE L'AUTOMOBILE

PROPOSE PAR :

M<sup>r</sup> SLUSZKIEWICZ

REALISE PAR :

M<sup>lle</sup> S. Khenchelaoui

M<sup>r</sup> A. Bellahcene

DEDICACES



- A nos parents  
et beaux-parents  
respectifs
- A nos amis .

*Talima & Alcène*

## ~ Avant-propos ~

Ce travail a été réalisé à l'Ecole Nationale Polytechnique.

Nous remercions le Prof. SLUSZKIEWICZ pour nous avoir guidés et conseillés tout au long de ce projet. Qu'il veuille bien trouver en ces lignes l'expression de notre profonde reconnaissance.

Nous avons été très sensibles à l'intérêt que M<sup>c</sup> KHOUCHANE a porté à notre travail. Ses suggestions pertinentes et ses conseils avisés nous ont été d'un précieux apport. Nous le remercions particulièrement.

Que tous ceux qui ont contribué à notre formation, trouvent ici l'expression de notre sincère gratitude.

# Sommaire

## - Introduction

CHP.1 : Evolution de l'électronique dans la sécurité de l'automobile.

I - Introduction

II - La sécurité

III - Exemples d'application.

1 - Avertisseur analogique de dépassement de vitesse.

a. Principe.

b. schéma général du dispositif

c. Fonctionnement

2. Contrôleur d'éclairage pour automobile.

a. Principe.

b. schéma de principe et fonctionnement.

3. Détecteur électronique de la somnolence.

a. Principe.

b. schéma de principe simplifié et fonctionnement

IV - L'ordinateur et la sécurité dans l'automobile.

CHP.2 : Avertisseur de dépassement de vitesse à principe digital.

I. Principe.

II. Fonctionnement.

### III - Etude du dispositif.

- 1 - Alimentation.
- 2 - Captage et mise en forme des signaux.
- 3 - Le compteur vitesse.
- 4 - Dispositif avertisseur.
- 5 - La base de temps.
- 6 - Synchronisation
- 7 - Remise à zéro périodique du compteur
- 8 - Algorithme de fonctionnement.

### IV - Réalisation pratique.

- 1 - Circuit imprimé et implantation des composants.
- 2 - Mise en marche et tarage de l'appareil.
- 3 - Résultats de mesure et observations.

### - Conclusion.

### - Annexes.

- 1 - Les circuits intégrés SN 7400, SN 7490 et CD 4011 MOS
- 2 - Le transistor uni jonction

# Introduction

• Peut-on parler d'une électronique spécifique à l'automobile?

En d'autres termes, existe-t-il plusieurs électroniques?

En fait, il est nécessaire de préciser « automobile » car si l'électronique est « une » dans ses éléments et ses principes, elle est par contre multiforme dans ses applications.

D'autre part, l'électronique de l'automobile, de par les connaissances qu'elle requiert, constitue un domaine particulier de l'électronique générale.

• Force est de constater, aujourd'hui, que l'électronique a investi les différents organes du véhicule automobile, touchant à plusieurs domaines, notamment à celui de la sécurité qui nous intéresse en premier lieu, puisqu'il est l'objet de notre étude.

La sécurité étant une préoccupation et une exigence légitimes pour tout automobiliste, il est naturel qu'elle serve de champ d'application privilégié à l'électronique.

Notre travail consistera donc à mettre en relief, dans ce domaine précis, le rôle important de cette branche scientifique pleine de promesses.

• Cette étude sera divisée en deux parties principales:

- Dans la première partie, nous traiterons de l'évolution de l'électronique dans la sécurité de

l'automobile, évolution que nous illustrerons par la description de quelques exemples d'application.

- La deuxième partie sera réservée à l'étude complète d'un dispositif électronique avertisseur de dépassement de vitesse.

L'intérêt de ce dispositif est, à notre avis, évident quand on sait que la plupart des accidents graves sont dûs, dans notre pays, à l'excès de vitesse.

A ce propos, les statistiques que nous a aimablement fournies la S.A.A (Société Algérienne d'Assurances) sont formelles. Il se produit 5000 accidents corporels par an à travers le territoire national, dont plus de 60% sont dûs à l'excès de vitesse. Parmi ces derniers, près de la moitié sont mortels.

Nous sommes donc convaincus qu'un tel appareil, placé à l'intérieur d'une automobile, évitera bien des déboires à son propriétaire et, permettra à la circulation de bénéficier d'une plus grande sécurité.

# Chapitre:1

## EVOLUTION DE L'ELECTRONIQUE DANS LA SECURITE DE L'AUTOMOBILE

### I - Introduction :

L'électronique a fait son entrée dans la structure du véhicule automobile dès le moment où les composants de cette technologie se sont avérés capables de remplir sans défaillance, une fonction assurée auparavant par les dispositifs mécaniques ou électromécaniques.

Elle a pour but l'amélioration du rendement et de la sécurité tout en répondant à deux impératifs conjoncturels : l'anti-pollution et l'économie d'énergie.

Cependant la montée de l'électronique dans l'automobile se heurte à des problèmes de coûts. A titre d'exemple, le rapport entre le coût de l'affichage des informations par aiguille et celui par cristaux liquides est de un à quinze. Une période transitoire est donc nécessaire, ne serait-ce que pour donner aux nouvelles techniques le temps d'affirmer leur supériorité. (c.f: B3 et B4)

### II - La sécurité :

Parmi les principales applications de l'électronique dans l'automobile, la sécurité représente un domaine



particulièrement important.

Il existe un large éventail de dispositifs de sécurité dont l'avertisseur de dépassement de vitesse qui fera l'objet de notre étude.

On citera également le limiteur de vitesse et de régime, le régulateur de freinage agissant séparément sur chaque roue, évitant ainsi tout dérapage et, les détecteurs de proximité ou d'obstacles permettant notamment de surveiller la distance entre deux voitures qui se suivent, signalant tout ralentissement de la première et réduisant de la sorte les risques de collision.

Il existe également des correcteurs d'assiettes automatiques maintenant un éclairage constant de la route, donc une bonne visibilité; des projecteurs à allumage automatique dont l'intensité varie en fonction de l'éclairage ambiant; un système détecteur d'humidité évitant la buée; un dispositif de surveillance de gonflage des pneus et d'autocorrection des réglages moteur; une centrale clignotante de détresse ainsi qu'un détecteur électronique de la somnolence.

On citera enfin les problèmes de sécurité divers: ceinture automatique, fermeture des portes, usure des freins et sobriété du conducteur.

Les composants électroniques déjà disponibles permettent d'élaborer des accessoires simples et robustes se substituant

de façon économique à ceux faisant appel à des dispositifs mécaniques ou électriques.

Ainsi les indicateurs d'usure des freins, de fermeture automatique des portes et de bouclage des ceintures peuvent être composés à partir de dispositifs semi-conducteurs sur circuits imprimés gravés ou en couches épaisses.

De même, le fonctionnement des essuies-glaces, des clignotants de détresse, la régulation du freinage et l'ajustage des intensités lumineuses des phares sont facilement assurés par des circuits électroniques.

À titre d'exemples, nous allons donner une description sommaire de quelques dispositifs de sécurité déjà réalisés ou en voie de l'être.

Nous décrirons en premier lieu un dispositif avertisseur de dépassement de vitesse, à principe analogique, comportant un voyant lumineux, alors que l'étude complète portera sur un avertisseur sonore, à principe digital.

Nous étudierons ensuite un système électronique permettant de contrôler l'éclairage des feux de la voiture, puis un détecteur électronique de la somnolence et, enfin nous terminerons par les diverses applications de l'ordinateur dans l'automobile, particulièrement dans le domaine de la sécurité.

### III - Exemples d'applications :

#### 1 - Avertisseur analogique de dépassement de vitesse :

##### a - Principe :

Le signal est constitué par les impulsions générées par le rupteur de l'allumage et dont la fréquence sur route - avec le rapport de vitesse le plus élevé - correspond à la vitesse à surveiller. La vitesse ainsi détectée est comparée à la vitesse affichée grâce à un potentiomètre réglé par une molette. L'avertissement est donné au conducteur par un voyant lumineux quand la vitesse réalisée dépasse la vitesse affichée. (cf. B<sub>1</sub>)

##### b - Schéma général du dispositif :

Ce schéma est donné par la figure I.

- La tension de 12V provenant de la batterie est stabilisée en 9V au moyen d'un montage classique comportant une résistance  $R_{16}$  et une diode Zener  $Z_1$ , complétées par un condensateur  $C_5$  qui sert à absorber les impulsions transitoires.

- Les impulsions sont prélevées au niveau du circuit du primaire et du rupteur, et sont mises en forme par les résistances  $R_1, R_2, R_3$  et  $R_4$  et par les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ . La diode  $D_1$  élimine les impulsions négatives et la diode  $D_2$  limite les impulsions à la tension

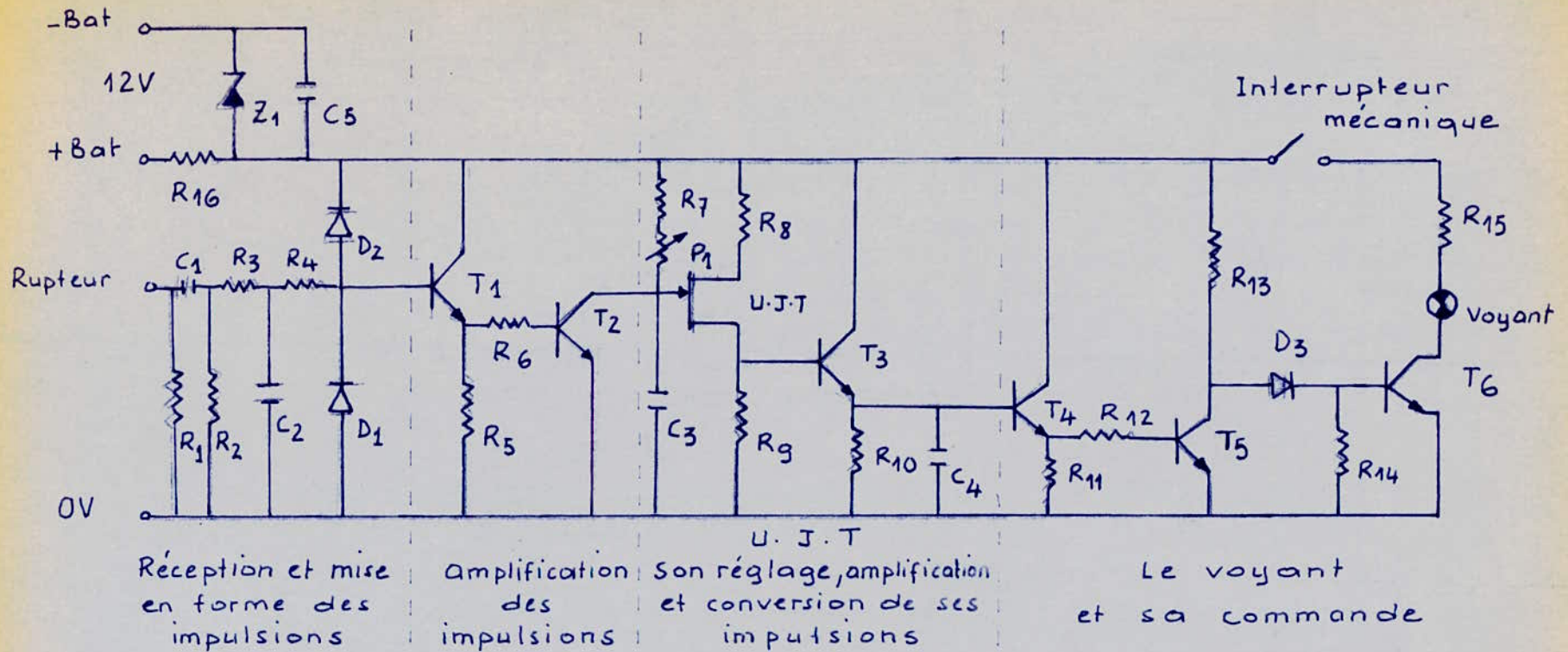


Fig. I: Schéma général du dispositif analogique avertisseur de dépassement de vitesse

d'alimentation stabilisée de 9V.

- L'amplification des impulsions est réalisée par les transistors NPN  $T_1$  et  $T_2$ .

- La fréquence des signaux en dents de scie produits par le transistor unijonction: U.J.T, dépend du potentiomètre  $P_1$  réglé par une molette. Le montage comprend les résistances:  $R_7$ ,  $R_8$ ,  $R_9$  et  $R_{10}$ , le transistor d'amplification  $T_3$ , le condensateur  $C_4$  qui convertit les impulsions en niveau continu et qui commande le transistor  $T_4$ .

- La commande électronique du voyant se fait par l'intermédiaire des transistors  $T_4$ ,  $T_5$  et  $T_6$  montés en cascade, la diode  $D_3$  et les résistances:  $R_{11}$  à  $R_{15}$ .

### c. Fonctionnement du dispositif:

Si les impulsions se produisent à des intervalles suffisamment longs, les transistors  $T_1$  et  $T_2$  ne conduisent pas et l'U.J.T relaxe en permanence à l'aide de  $R_7$ ,  $P_1$  et  $C_3$ , à la cadence définie par leurs valeurs relatives.

Le transistor  $T_3$  amplifie les impulsions et charge le condensateur  $C_4$  qui commande  $T_4$ , dont la conduction détermine celle de  $T_5$ . Il en résulte que le transistor  $T_6$  est en quelque sorte court-circuité par  $T_5$ . Il ne conduit donc pas et le voyant reste éteint, même si son interrupteur mécanique est fermé.

Si les impulsions du rupteur sont nombreuses et si la vitesse

affiché par la molette est dépassé, autrement dit si les impulsions venant du transistor  $T_2$  sont plus nombreuses que celles qu'émet l'U.J.T, les conduction de  $T_2$  interviennent avant que la tension du condensateur  $C_3$ , qui fait partie du mécanisme de l'unijonction, ait atteint le seuil du déclenchement.

Le condensateur  $C_3$  est remis à zéro puisque le point A est mis à la masse par le transistor  $T_2$ , avant que l'U.J.T ait démarré. Tant que la vitesse du véhicule est inférieure à la vitesse limite, les impulsions du rupteur sont trop espacées pour empêcher la charge de  $C_3$ ; l'U.J.T peut émettre ses impulsions et faire conduire le transistor  $T_5$ , empêchant la conduction de  $T_6$ .

La résistance  $R_{15}$ , en série avec le voyant, limite le courant d'appel et sous-volte la lampe.

Le potentiomètre réglé par la molette permet d'introduire la vitesse choisie ou imposée.

## 2 - contrôleur d'éclairage pour automobile :

### a - Principe :

De nos jours, il est très courant de rencontrer des automobilistes qui roulent avec des feux défectueux. Quand il s'agit par exemple d'une des veilleuses ou d'un code, le conducteur venant en sens inverse pourrait, à juste titre, prendre la voiture pour un deux-roues, ce qui augmente

Les risques d'accident. L'utilité d'un contrôleur de feux est donc évidente. Le montage proposé vérifie que les feux commandés (veilleuses, codes, phares, stop) sont bien allumés. Si tel n'est pas le cas pour une raison quelconque (lampe ou fusible grillés, fil débranché) une lampe témoin s'allume au tableau de bord, indiquant aussitôt le défaut. Ce voyant servira aussi pour indiquer que le conducteur a laissé ses feux allumés, le moteur étant arrêté, ce qui lui évite de retrouver sa batterie à plat. (cf. B2)

b - schéma de principe et fonctionnement du dispositif :

La figure II représente le schéma de principe général.

Lorsque le conducteur appuie sur la pédale de frein, les deux lampes s'allument par l'intermédiaire de  $R_{17}$ . Le courant qui traverse cette résistance crée à ses bornes une chute de tension de 0,5V si les deux lampes sont bien allumées. Un courant de base circule donc dans le transistor  $T_7$  à travers la résistance  $R_{12}$ .

Ce transistor se débloque et applique une tension positive sur  $R_7$ . Par contre, le transistor  $T_2$  reste bloqué car son émetteur et sa base sont au même potentiel. La lampe témoin n'est pas alimentée. En revanche, si une ou même les deux lampes venaient à s'éteindre, la d.d.p aux bornes de  $R_{17}$  ne serait plus que de 0,25V. Cette tension étant insuffisante pour débloquent  $T_7$ , celui-ci n'alimente donc

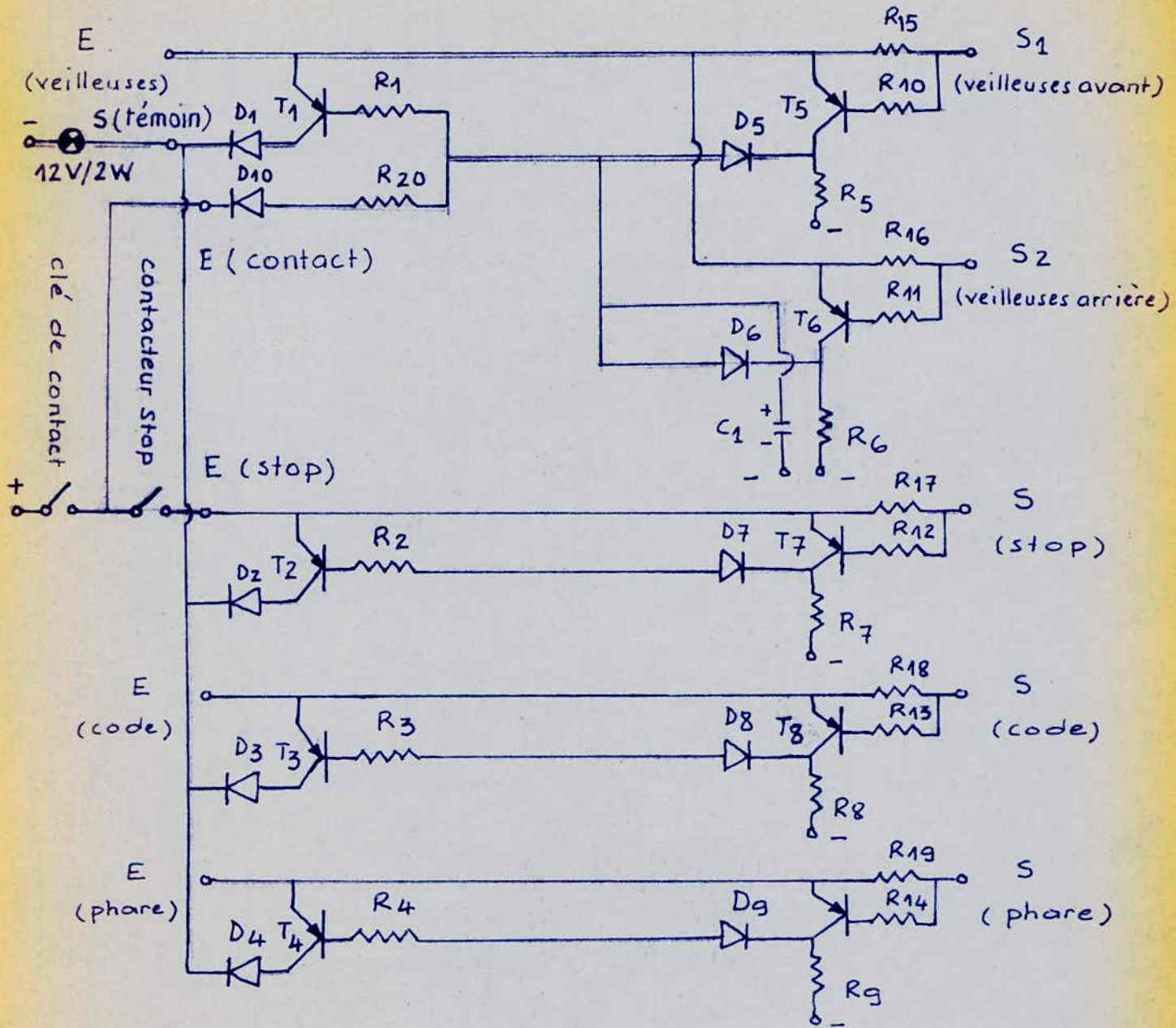


fig.-II: schéma de principe général du contrôleur d'éclairage



plus  $R_7$ . Le courant de base de  $T_2$  peut maintenant circuler par  $R_2$ ,  $D_7$ ,  $R_7$  et la masse.  $T_2$  se débloquent et alimente la lampe témoin à travers  $D_2$ , cette lampe indiquant le défaut. Le principe de fonctionnement est identique pour les codes et les phares, sauf  $R_{18}$  et  $R_{19}$  qui sont fonctions des puissances des lampes. En ce qui concerne les veilleuses, trois particularités sont à signaler :

- Eu égard le nombre de lampes à contrôler (cinq), il est nécessaire de scinder le circuit en deux parties distinctes : d'une part les veilleuses avant, d'autre part les veilleuses arrière et la plaque d'immatriculation. Par conséquent, nous aurons une sortie pour chaque groupe.
- Un tel montage apparemment correct présente un défaut. La lampe témoin, ne servant que rarement, peut être grillée. Le conducteur ne s'en rendrait pas compte et le contrôle ne se ferait plus. C'est pourquoi on trouve un condensateur électrolytique  $C_1$ . Au moment de l'allumage, les lampes étant bonnes, le condensateur se charge par la base de  $T_1$  et la résistance  $R_1$ . Durant le temps de la charge, deux secondes environ,  $T_1$  se débloquent et allume la lampe témoin à travers  $D_1$ . Le conducteur peut donc, dès l'allumage des veilleuses, contrôler sa lampe témoin.
- Lorsque le conducteur laisse ses feux allumés, le moteur étant arrêté, la base de  $T_1$  est alimentée par  $R_1$ ,  $D_{10}$ ,  $R_{20}$ , la bobine et la masse.  $T_1$  étant débloquent il alimente la lampe témoin au tableau de bord attirant ainsi l'attention du

conducteur et lui permettant d'épargner sa batterie.

On utilisera pour  $T_5$  à  $T_9$  des transistors au germanium.

Les résistances  $R_{15}$  à  $R_{19}$  seront réalisées en fil bobiné.

### 3. Détecteur de somnolence :

Ce petit dispositif électronique marque peut-être le début d'une ère nouvelle dans l'organisation de la sécurité de l'automobile en y faisant intervenir le conducteur lui-même.

Cet appareil lutte contre la très redoutable somnolence qui guette les conducteurs souvent obligés de rouler la nuit, ou lorsque la fatigue engourdit ou supprime les réflexes.

Ce dispositif utilise le relâchement musculaire, la diminution du tonus des muscles qui accompagne le ralentissement de l'activité cérébrale et de l'attention, en quoi consiste la somnolence. Il les traduit par un signal avertisseur qui permet au conducteur de se ressaisir et, s'il y a lieu de couper l'allumage. (Cf. B<sub>1</sub>)

#### a. Principe de l'appareil :

Ce principe est fondé sur la détection par un système électrique des variations de la résistance électrique du corps qui accompagne les variations du tonus musculaire.

Sur le volant de la voiture est monté un détecteur constitué par deux bandes conductrices ou électrodes, l'une reliée à la masse, l'autre à la batterie par l'intermédiaire d'une boîte électronique placée sur le tableau de bord et, par

La clé de contact.

Lorsque le conducteur tient normalement le volant, un courant très faible (quelques mA) s'établit entre les deux bandes du volant par le contact des mains. Dans ce cas, le dispositif électronique interdit l'alarme.

Dans l'état de somnolence, le contact des mains sur les bandes conductrices est insuffisant : le courant diminue ; le dispositif provoque le déclenchement de l'alarme. L'intervention se fait en deux temps. Une alarme visuelle est d'abord donnée par l'allumage d'une lampe rouge. Si le conducteur ne réagit pas, une alarme sonore est déclenchée par un vibreur "BUZZER" en même temps que l'allumage est coupé ; le véhicule s'arrête sans heurt, à moins que le conducteur ne se ressaisisse, ce qui rétablit immédiatement le fonctionnement. Si on le désire l'intervention peut comporter, en même temps que le fonctionnement du BUZZER et la coupure de l'allumage, le déclenchement de l'avertisseur de route. Si ce système était répandu, il créerait un avertissement compris par les autres usagers de la route et leur permettrait de prendre toutes précautions utiles.

La mise en fonctionnement est faite par un interrupteur manuel porté par l'appareil de sorte que si l'on s'arrête pour un instant, on peut penser à couper pour éviter l'alarme sonore et la coupure de l'allumage.

## B. Schéma de principe simplifié et fonctionnement :

La figure III donne un schéma de principe simplifié.

Dans le fonctionnement normal par le contact des mains nues, tout se passe comme si le contact entre les deux bandes du volant était assuré par une résistance  $R_1$ . Le courant qui peut venir de la clé de contact, par le potentiomètre de réglage  $R_2$ , produit une tension entre A et B, qui si elle est suffisamment élevée (0,6 V au minimum), entretient un courant de quelques mA dans la base du transistor NPN  $T_1$ . Celui-ci conduit et, par la résistance  $R_3$ , alimente la base du transistor NPN  $T_2$  qui conduit à son tour et bloque (court-circuite) la base du transistor NPN  $T_3$ . Le voyant  $L_1$  (petite ampoule) n'est pas allumé, mais il est traversé par un faible courant qui, par la diode  $D_1$  et la résistance  $R_5$ , alimente la base de  $T_4$ . Celui-ci conduisant, bloque  $T_3$  c'est-à-dire le buzzer et le relais E. Le primaire de la bobine reste en circuit, et l'avertisseur de route n'est pas alimenté.

En cas de relâchement musculaire, la valeur de  $R_1$  augmente et l'intensité qui la traverse diminue. Le courant diminue dans la base de  $T_1$  qui se bloque, de même que  $T_2$ . Le transistor  $T_3$  conduit et allume le voyant  $L_1$  en donnant le premier temps de l'alerte. Le condensateur  $C_1$  qui s'était chargé par le petit courant traversant  $L_1$ , se décharge, non par  $D_1$  qui est en sens inverse, mais par  $R_5$ , dans le transistor  $T_4$ .

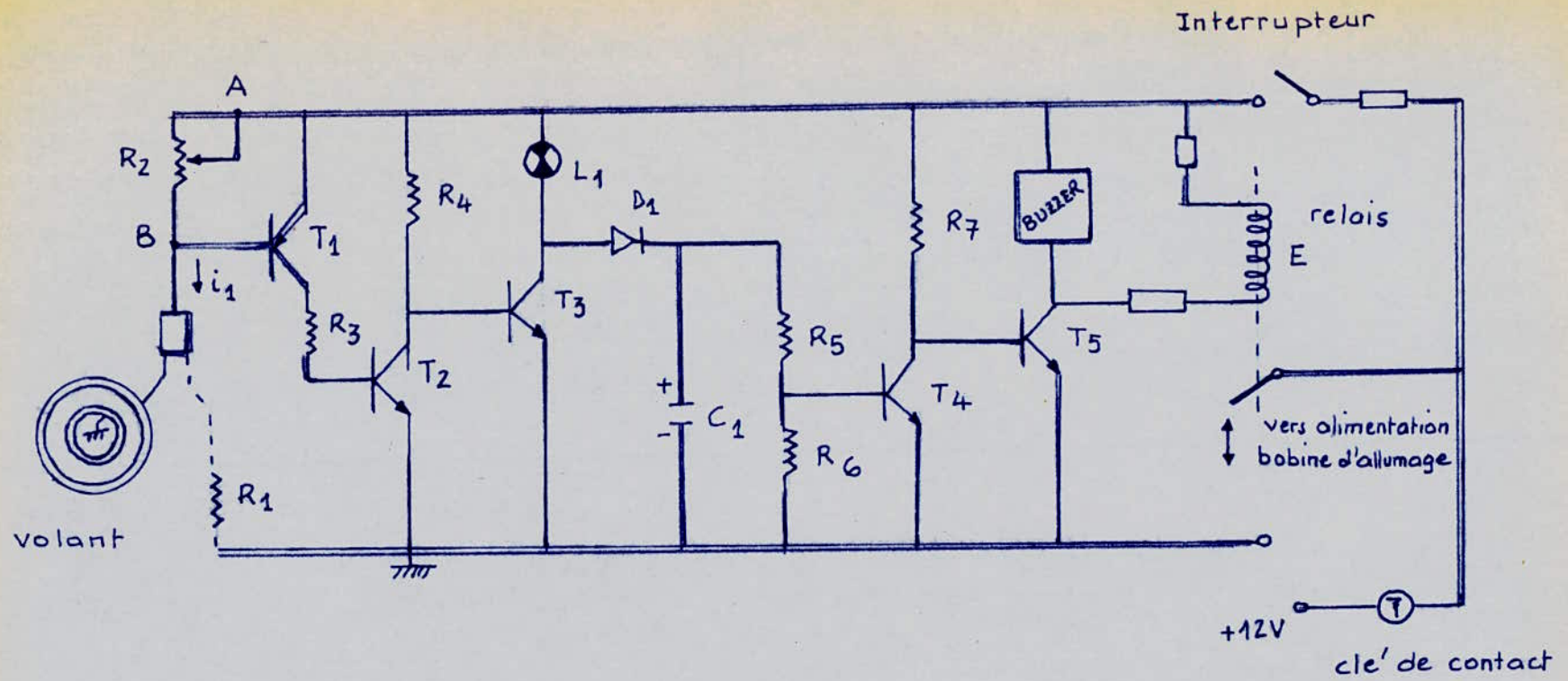


fig. III: schéma de principe simplifié d'un détecteur de somnolence

La conduction de  $T_4$ , et par suite le blocage de  $T_5$  se maintiennent pendant cette décharge qui a un rôle retardateur de 1,5 secondes environ.

Si le contact au volant ne se rétablit pas dans ce laps de temps, on passe au deuxième temps de l'alerte, par suite au blocage de  $T_4$  et à la conduction de  $T_5$  qui actionne le Buzzer et le relais, en coupant l'allumage et éventuellement en actionnant l'avertisseur. Si le conducteur sort de son assoupissement et serre le volant, tout rentre dans l'ordre, le moteur reprenant sans difficulté, grâce à son volant et à l'inertie de la voiture. Le voyant s'éteint, le buzzer s'arrête, l'allumage se fait et  $C_1$  se recharge. On remarquera qu'en cas d'accident, la coupure de l'allumage est une sécurité très importante.

#### IV - L'ordinateur et la sécurité dans l'automobile:

Dans la liste des opérations qu'il est possible de confier à l'électronique, on s'arrêtera tout particulièrement à celles se rapportant à la sécurité du couple homme-machine. (cf. B3)

Avec des circuits et sous-ensembles électroniques, seuls ou groupés, il est possible en les raccordant à des capteurs magnétiques, à infra-rouge ou piézoélectriques de former certains signaux traduisibles électriquement.

Avec des ondes centimétriques ou ultrasonores, on peut aussi provoquer des échos détectables par des dispositifs de

réception appropriés. Chaque fonction correspond à un type d'information déterminé. La traduction exploitable, électriquement ou mécaniquement, des signaux collectés doit se faire dans une unité centrale similaire à celle des ensembles de gestion classique (on désigne cette structure par les lettres C.P.U : central processing unit). Le "service" du véhicule en marche va passer par la centrale électronique. Ce système bâti au moyen de structures intégrés, peut assurer toutes les fonctions mentionnées auparavant en y ajoutant:

- sélection des vitesses (boîte automatique)
- blocage des roues.
- état des éléments des projecteurs.
- pression des pneus.

Mais ceci n'est pas limitatif et, selon le nombre et la nature des capteurs, on peut adjoindre une foule d'autres réseaux de commande ou d'avertissement:

- détection d'obstacles par émetteur / récepteur à diode Gunn, agissant après traitement sur un avertisseur et le freinage.
- amortisseurs gonflables sous l'effet d'un choc violent.
- Contrôle de la vitesse du véhicule.

Evidemment, le prix de l'unité centrale sera assez élevé, mais il pourra être largement compensé par l'économie réalisée sur la somme des dispositifs spécifiques. Deux types d'appareillages sont réalisés selon le désir du constructeur et l'importance du véhicule construit :

1°. calculateurs spécifiques aboutissant à une mémoire centrale, chaque circuit intervenant lui-même selon les ordres reçus par la mémoire.

2°. calculateur central dit « de processus » qui, en plus de la mémoire, contient le programme d'interventions des différents organes de manœuvres.

Dans les deux cas, on fait appel aux deux modes de traitement de l'information : le circuit analogique et le calculateur numérique appelé aussi « digital ».

L'intérêt de la deuxième structure réside dans sa souplesse, par suite de la possibilité de modifier à volonté le programme introduit en mémoire et d'ajouter de nouvelles interventions jusqu'à concurrence de la capacité de mémoire. L'information qui l'actionne ne prend naissance qu'à partir d'un certain degré d'urgence, par exemple, le passage à l'état critique des conditions de marche du mécanisme surveillé.

Le synoptique de la figure IV montre la structure d'un tel système.

Le microprocesseur constitue avec les mémoires ROM et RAM l'unité centrale de traitement. Les données entrent en A et sortent en B, après passage dans un « interface » :

(I/O = input/output) avec comparaison ou traduction dans un groupe de circuits analogiques.

Les données : Parviennent des capteurs enregistrant l'admission



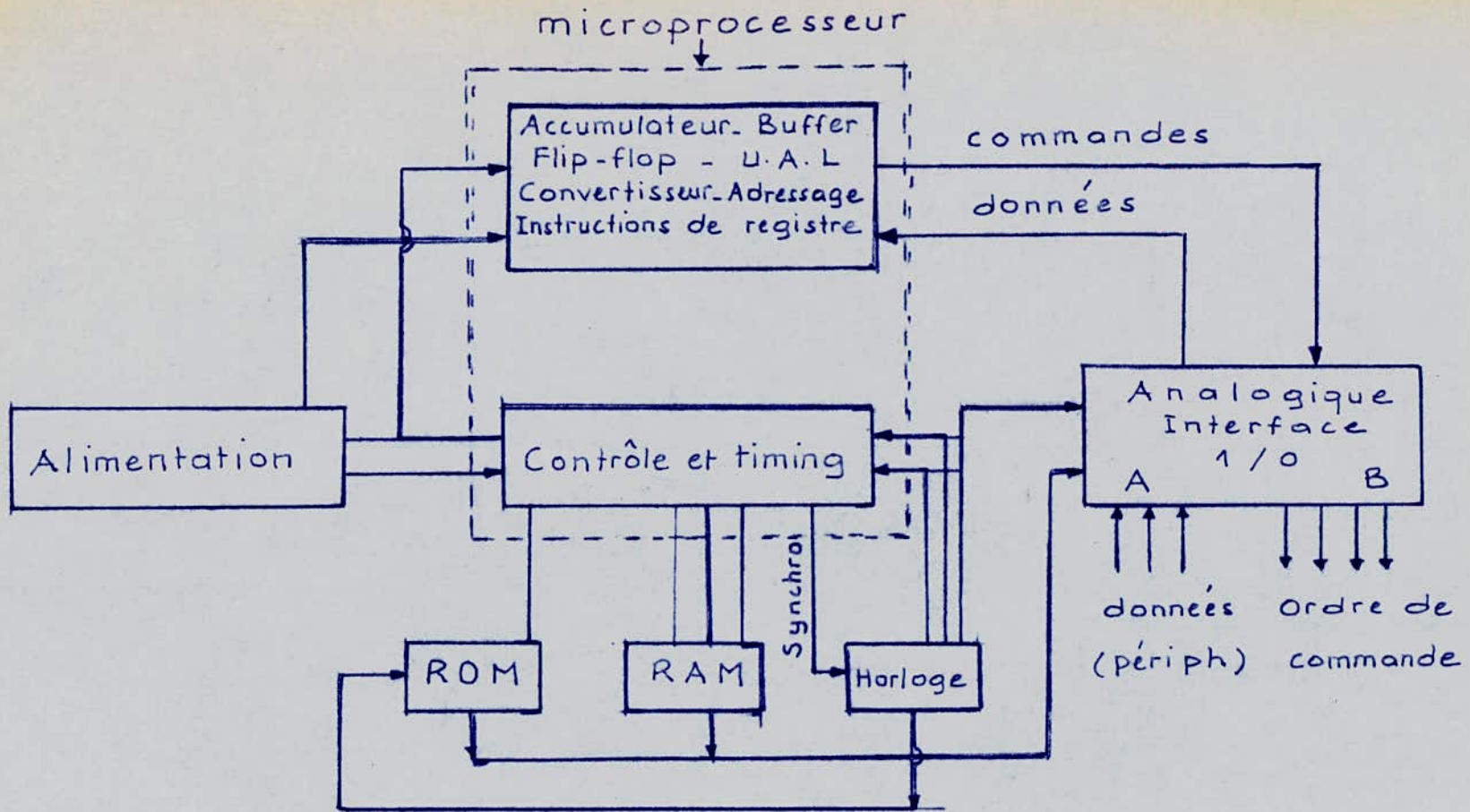


fig. IV: Schéma synoptique d'un ordinateur central

du carburant, l'entrée de l'air, la température ambiante ou du fluide, la vitesse de rotation du moteur, la vitesse des roues, la pression du freinage etc...

**Les ordres:** Transmettent un signal relayé agissant sur la boîte de vitesses, l'avance à l'allumage, l'injection dans les cylindres, l'anti-blocage des roues, la vitesse du moteur, etc...

Les signaux 1/0 (entrée-sortie) subissent une mise en forme avant d'être soumis à un codage ou à un décodage, avant ou après le traitement par le calculateur digital (U.A.L. - unité arithmétique et logique) qui décide de la mesure à prendre en fonction des instructions stockées dans la mémoire R.O.M.

En résumé, les informations venant des capteurs se présentent sous la forme de grandeurs variant continuellement et proportionnelles à la mesure de la variable représentée; ce sont donc des valeurs analogiques. Il faut les convertir sous forme numérique à des intervalles de temps donnés (horloge) afin de pouvoir les traiter dans le calculateur (U.A.L.).

Ensuite, l'ordre étant préparé par U.A.L., selon un rythme imposé (horloge) et, en fonction des « inscriptions » lancées en mémoire R.A.M., on le convertit en tension (analogie) pour l'appliquer au relais du servomécanisme de commande.

Sans connaître à priori le délai dans lequel on aboutira à l'électronisation totale de la voiture, il est certain maintenant que l'ordinateur va, avec l'avènement du

microprocesseur, prendre le relais de l'homme dans la conduite du véhicule. Ainsi, certaines voitures sont déjà munies de l'ordinateur de bord qui permet de régler le fonctionnement des diverses parties du moteur, bougies, injection etc... Il contrôle la combustion, le rejet des gaz d'échappement et se substitue dans une certaine mesure au conducteur dont il corrige les erreurs. La voiture de demain sera également équipée d'un écran de T.V réagissant aux capteurs insérés dans le revêtement routier et transmettant les informations, avertissements et signaux de toute sorte, évitant ainsi au conducteur d'être constamment à l'affût. Souvent, celui-ci ne les aperçoit pas au bord de la route; quand ils apparaîtront à l'intérieur de la voiture, le chauffeur le plus distrait ne manquera pas de les voir. Par ailleurs, la radio de bord sera équipée d'un émetteur réglé sur une fréquence réservée à un service routier national, de manière à pouvoir réclamer et obtenir de l'aide à n'importe quel moment et en n'importe quel endroit. Enfin, grâce à l'électronique, la voiture de demain, innovation suprême, obéira peut être à la voix de son conducteur.

# Chapitre:2

## AVERTISSEUR DE DEPASSEMENT DE VITESSE A PRINCIPE DIGITAL

### I - Principe:

L'avertisseur de dépassement de vitesse est un appareil électronique qui placé à bord d'une voiture, permet d'en contrôler la vitesse. En cas de dépassement du seuil autorisé, le dispositif émet un avertissement sonore, permettant ainsi au conducteur, et sans avoir les yeux fixés en permanence sur son compteur, de ralentir. (cf B5)

### II - Fonctionnement:

Le schéma synoptique du fonctionnement du dispositif est représenté en figure 1.

Le fonctionnement repose sur un principe entièrement digital de grande précision.

Un compteur décimal (2) fonctionnant de 0 à 9, reçoit des impulsions dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse du véhicule.

Ces impulsions représentent l'information vitesse fournie par le moteur et sont prélevées au niveau du rupteur du delco (3).

Le compteur est remis périodiquement à zéro par une base de temps (5) tarée à une valeur déterminée indépendante de la vitesse du véhicule.

La vitesse limite est atteinte lorsque le compteur atteint la position 9 sans avoir été mis à zéro au préalable. A ce

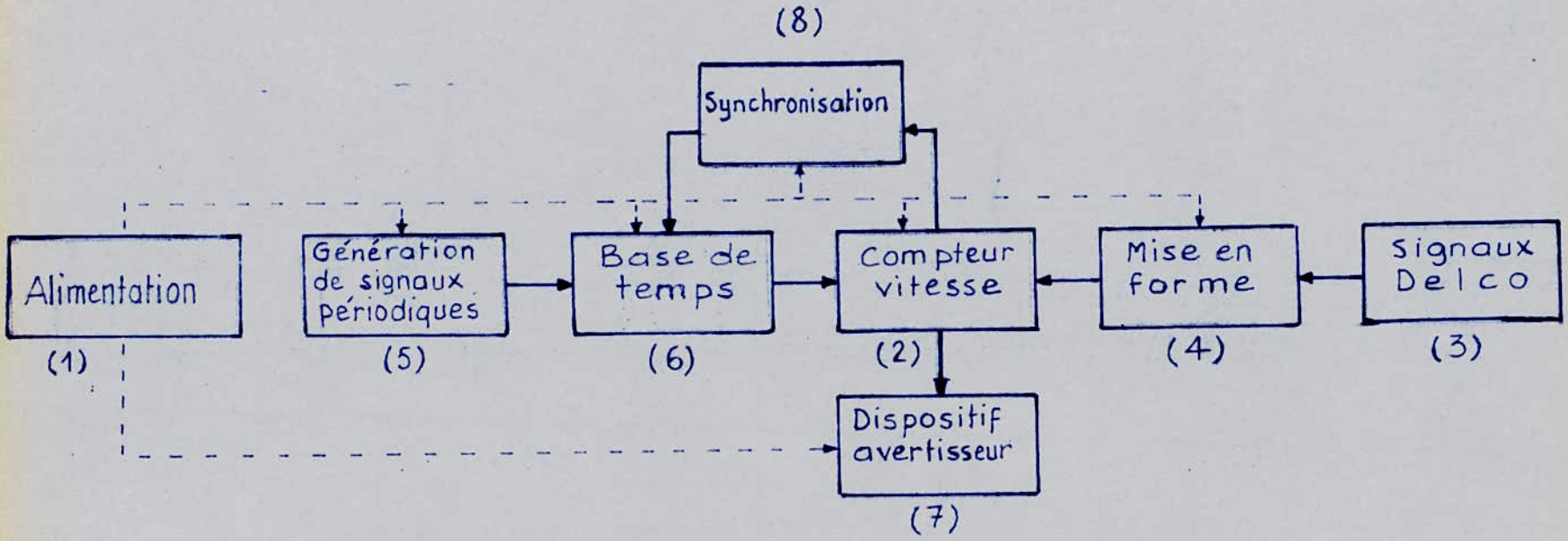


fig.1 - schéma synoptique de fonctionnement

moment, un dispositif avertisseur (7) se met en action et persistera aussi longtemps que le véhicule avance à une vitesse supérieure à celle qui a été choisie.

Enfin, un système de synchronisation (8) se trouve inséré entre le compteur et la base de temps de manière à obtenir un « top-départ » bien défini du cycle de mesure.

Celui-ci correspond à deux remises à zéro successives du compteur. L'appareil sera taré pour détecter le dépassement de six vitesses : 80, 90, 100, 110, 120 et 130 Km/h, à l'aide de résistances variables agissant sur la fréquence du générateur de signaux (5).

### III - Etude du dispositif :

Le schéma général du dispositif est donné en figure 2.

#### 1. Alimentation :

L'énergie nécessaire au fonctionnement du dispositif est fournie par la batterie du véhicule qui présente à ses bornes une tension de 12 à 16V selon l'état de sa charge.

Les circuits intégrés TTL nécessitent une alimentation de 5V, mais on ne peut abaisser la tension d'entrée de 16 à 5V de façon directe sans risquer de dégrader le régulateur 5V. Pour cela, l'abaissement de cette tension sera effectué en deux étapes comme le montre la figure 3.

Un premier étage constitué par le transistor NPN  $T_1$  de moyenne puissance, la résistance de polarisation  $R_1$  et la diode Zener  $Z$ , fournit une tension de 9V à sa sortie.

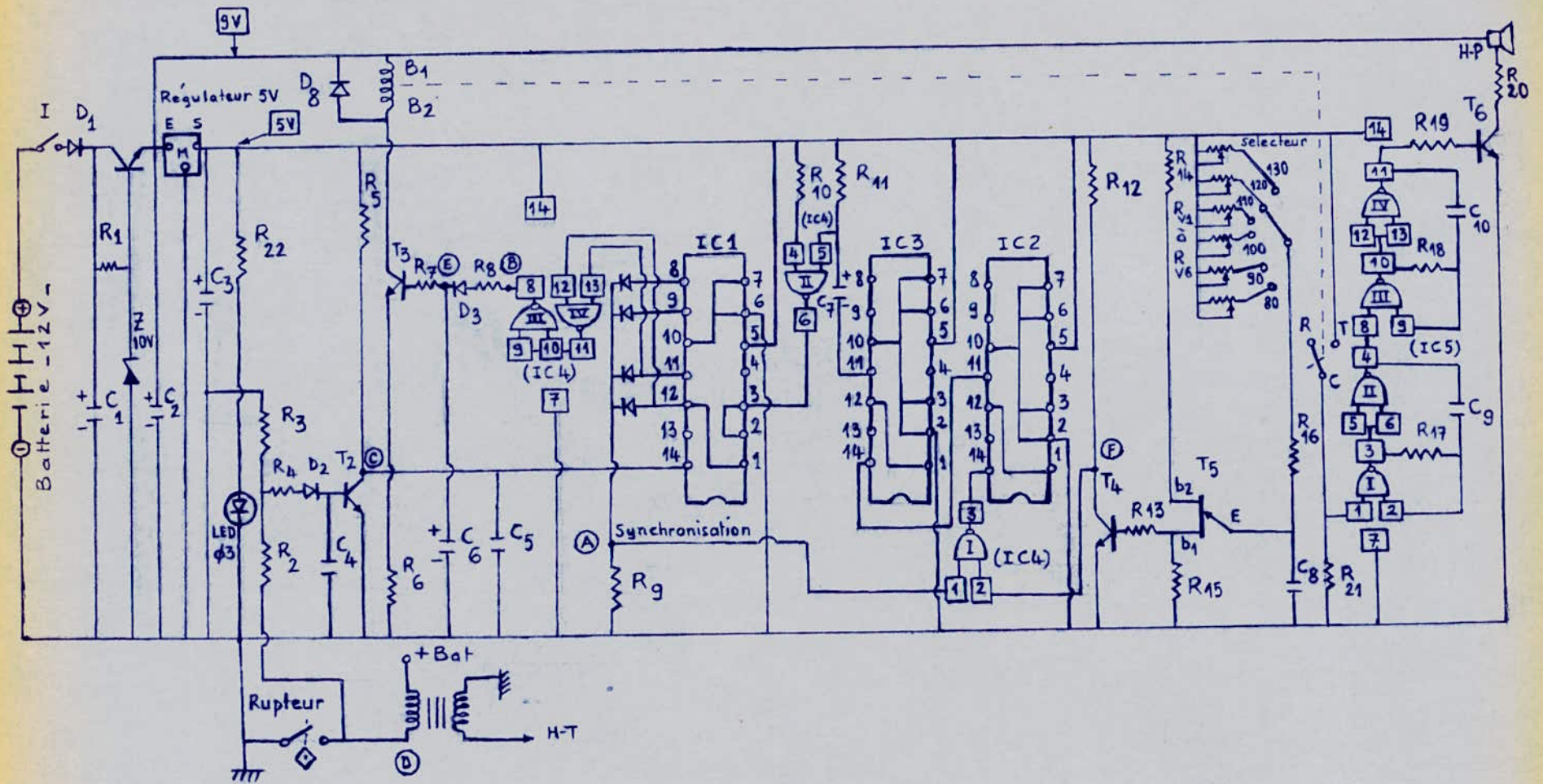


fig.2 - schéma de principe général

Cette tension sera utilisée pour l'alimentation du relais et du dispositif bruiteur.

- Un deuxième étage comportant le régulateur 5V fournit l'énergie nécessaire au fonctionnement des autres composants actifs.

La régulation est obtenue essentiellement par le transistor  $T_1$  dont la base est maintenue à un potentiel fixé à 10V par la diode Zener  $Z$  si bien qu'au niveau de l'émetteur de  $T_1$  et de la capacité  $C_2$ , on dispose d'une tension régulée de l'ordre de 9V. La résistance  $R_1$  sert à polariser la diode Zener.

Montrons que la tension d'émetteur de  $T_2$  est bien constante.

Pour cela, considérons le schéma simplifié représenté en figure 4.

Si la tension  $V_2$  augmente pour une raison quelconque, la tension  $V_{BE}$  diminue car  $V_Z$  est constante:

$$V_Z = V_{BE} + V_2$$

Il s'ensuit que le courant  $I_B$  diminue, donc de même  $I_C$  et  $I_2$ . Ceci conduit à une diminution de  $V_2$ .

La tension  $V_2$  est donc stabilisée.

- Rôle des composants :

Les capacités  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  sont nécessaires pour un filtrage correct des tensions car il peut exister de nombreuses fréquences parasites causées notamment par l'alternateur



de la charge - batterie . Les valeurs de ces condensateurs de filtrage doivent être assez élevées pour qu'il ne subsiste qu'une faible tension d'ondulation.

La diode  $D_1$  découple le dispositif de régulation de l'alimentation . Elle permet d'éviter une éventuelle erreur de branchement au niveau des polarités et de ce fait assure la sauvegarde des composants placés en aval.

La diode LED, dont le courant d'alimentation est limité par la résistance de charge  $R_{22}$  signale la bonne polarité de branchement et témoigne de la présence de la tension régulée.

L'interrupteur général de mise en service de l'ensemble de la réalisation sera monté à l'extérieur.

Par ailleurs , il faut noter que le montage de la figure 4 ne permet pas de corriger les erreurs de dérive en température du transistor de puissance . On devra donc s'assurer que l'échauffement de ce transistor ne dépasse pas les valeurs permises par le constructeur . Pour cela, il sera coiffé d'un refroidisseur à ailettes pour faciliter la dissipation de la chaleur.

- Détermination de la résistance de polarisation:  $R_1$ .

Sachant qu'en régime statique , la capacité  $C_1$  joue un rôle de circuit ouvert , on peut écrire d'après la figure 4.

$$V_1 = R_1 ( I_2 + I_B ) + V_Z$$

or  $I_B \ll I_Z$  donc :  $V_1 \approx R_1 \cdot I_Z + V_Z$

d'où :

$$R_1 = \frac{V_1 - V_Z}{I_Z}$$

A.N :

$$V_1 = 12V, \quad Z : V_Z = 10V, \quad I_Z = 15mA$$

$$\text{soit : } R_1 \approx 133 \Omega$$

On prend :

$$R_1 = 150 \Omega$$

- Calcul de la résistance de charge :  $R_{22}$ .

Considérons le schéma de la figure 5.

On a :

$$V_3 = R_{22} \cdot I + V$$

soit :

$$R_{22} = \frac{V_3 - V}{I}$$

A.N :

$$V_3 = 5V, \quad \text{LED : } I = 10mA, \quad V = 2 \text{ à } 3V$$

$$\text{Prenons : } V = 2V$$

$$\text{On trouve : } R_{22} = 300 \Omega$$

On prendra :

$$R_{22} = 330 \Omega$$

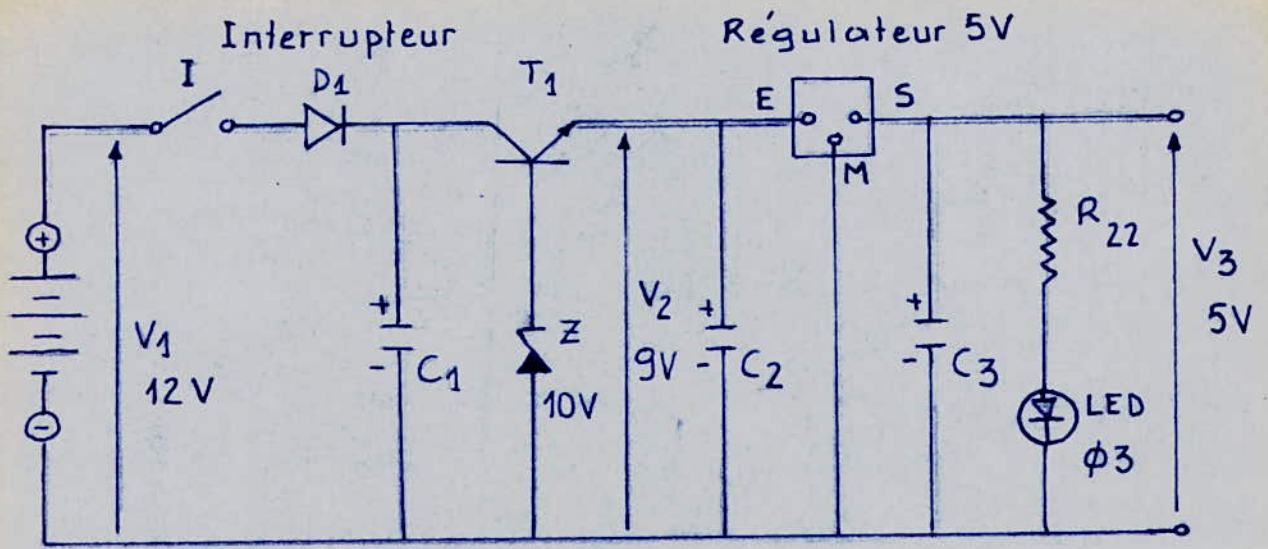


fig 3 - Etage Alimentation

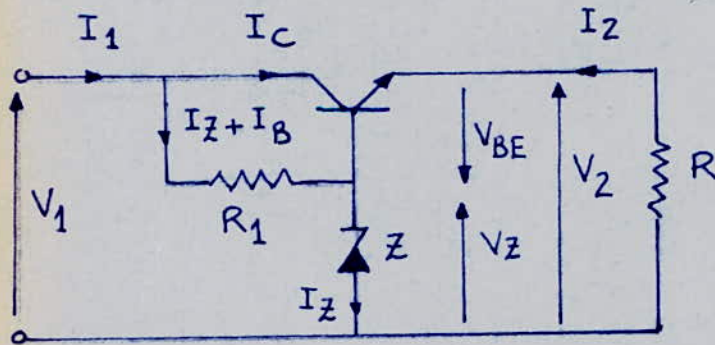


fig4 - Stabilisation de la tension d'alimentation

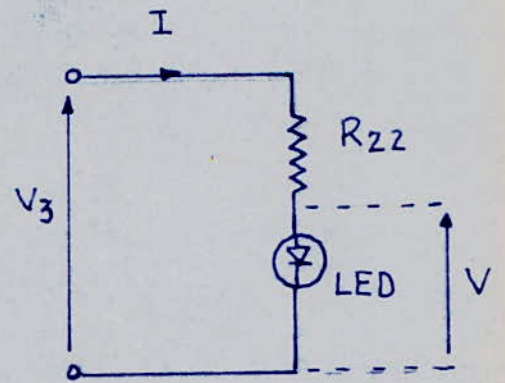


Fig.5 : circuit L-E-D

## 2. Captage et mise en forme des signaux :

Les impulsions sont recueillies à la sortie  $\Delta$  (delco) de la bobine et sont envoyées sur un pont diviseur constitué par les résistances  $R_3$ ,  $R_2$  puis  $R_4$  alimentant la base du transistor  $T_2$ . (voir figure 6)

Les signaux sont atténués par le pont diviseur car la proximité du bobinage provoque des surtensions à l'ouverture du rupteur.

### - A l'ouverture :

Le condensateur  $C_4$  se charge à travers la résistance  $R_4$  avec une constante de temps égale à :  $\tau = R_4 \cdot C_4$ .

### - A la fermeture :

Le condensateur se décharge à travers la faible résistance  $h_{11}$  du transistor  $T_2$ , donc avec une constante de temps  $\tau' = h_{11} \cdot C_4$  très faible.

Les signaux amplifiés par le transistor  $T_2$  présentent l'allure de la figure 7.

Ces signaux seront acheminés par un câble blindé afin de ne pas gêner le fonctionnement d'un éventuel auto-radio.

### - Rôle des composants :

Les capacités  $C_4$  et  $C_5$  servent à filtrer les fréquences parasites générées par le fonctionnement du rupteur.

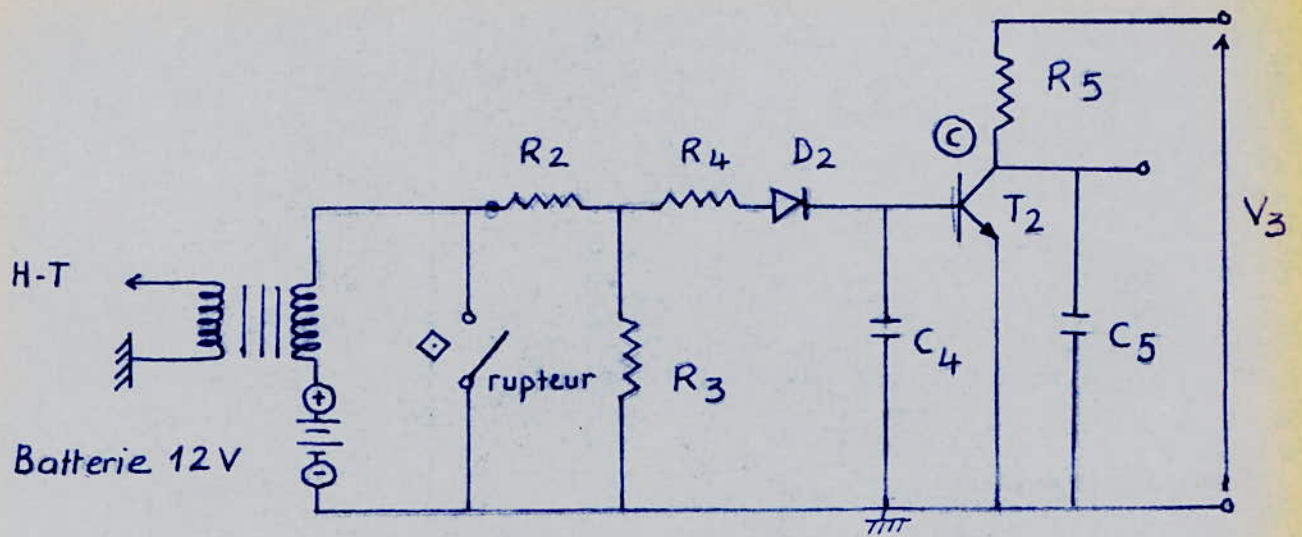


fig-6 : Coptage et mise en forme des signaux

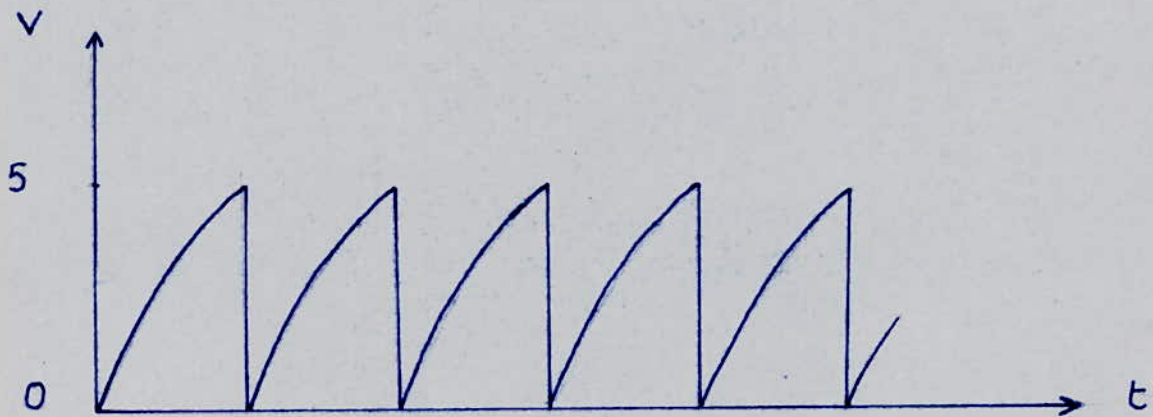


fig.7: Signaux obtenus au point (c) (collecteur de  $T_2$ )

On choisira des condensateurs de tensions importantes pouvant supporter les surtensions dues au bobinage.

- La diode  $D_2$  permet d'éliminer les crêtes négatives du signal.
- La résistance  $R_5$  sert à polariser le transistor  $T_2$ .
- Calcul de la résistance  $R_5$ :

D'après la figure 6, on a:

$$V_3 = R_5 \cdot I_C + V_{CE}$$

ce qui donne:

$$R_5 = \frac{V_3 - V_{CE}}{I_C}$$

A.N:  $V_3 = 5V$

$T_2$ :  $V_{CE} = 2V$ ,  $I_C = 2mA$

soit:  $\therefore$   
 $R_5 = 1,5 k\Omega$

### 3 - Le compteur vitesse:

On utilise un compteur diviseur par 10, le SN 7490 contenu dans un boîtier TTL et dont le brochage et le fonctionnement sont donnés en annexe 1.

Les signaux en dents de scie obtenus au collecteur de  $T_2$ , sont appliqués à l'entrée (14) du compteur  $IC_1$  comme indiqué en figure 8.

Le comptage s'effectue tant que les broches (2) et (3) se trouvent au niveau logique 0 (R.A.Z). Les positions binaires des quatre sorties D, C, B, A varient au

fur et à mesure que les impulsions à front raide descendant, sont appliquées à l'entrée (14). Ces 4 sorties sont reliées à un point commun: (A) par les diodes  $D_4$  à  $D_7$  qui permettent d'éviter les retours. La figure 9 représente le niveau logique en (A) suivant les positions des sorties.

On obtient des signaux sous forme de créneaux car le système bascule dès que la tension d'entrée dépasse un certain seuil correspondant à la position binaire 0001. La tension de sortie passera à 3,5 V environ jusqu'à ce que la tension d'entrée redécroisse au dessous du seuil. Le niveau logique est donc à zéro uniquement pour la position binaire 0000 du compteur  $IC_1$ . Il se trouve à 1 dans tous les autres cas.

Les deux portes NAND III et IV du circuit intégré  $IC_4$  décodent la position particulière 1001 du compteur correspondant au chiffre 9 en binaire.

En effet, à cette position, les deux entrées de la porte NAND IV se trouvent simultanément à 1, il en résulte l'apparition du niveau logique 0 à la sortie de la porte et, par inversion, le niveau 1 à la sortie (8) de la porte NAND III.

On rappelle que si A et B sont les niveaux des entrées d'une porte NAND, on obtient à la sortie de

cette porte le niveau :

$$\overline{A \cdot B} = \bar{A} + \bar{B}$$

En définitive, au point (B) de la figure (9) et du schéma général, on obtient :

- le niveau logique 0 pour les positions de 0 à 8 du compteur IC<sub>1</sub>.
- le niveau logique 1 pour la position 9 de IC<sub>1</sub>.

En conséquence, lorsque IC<sub>1</sub> n'a pas été remis à zéro par la base de temps, suffisamment tôt, il y a apparition périodique du niveau 1 en (B) comme le montre la figure 10.

La remise à zéro (R.A.Z) est possible si la base de temps arrive à la centième impulsion avant que le compteur IC<sub>1</sub> n'ait atteint la position 9 correspond à la vitesse limite. La fréquence de la base de temps, ou niveau du transistor unijonction doit donc être 100 fois supérieure à la fréquence d'avertissement.

Les créneaux de la figure 10\_b sont obtenus si le compteur a la possibilité d'atteindre la position 9 (1001 en binaire).

Le brochage du boîtier T.T.L du circuit intégré SN7400 ainsi que son fonctionnement sont donnés en annexe 1.



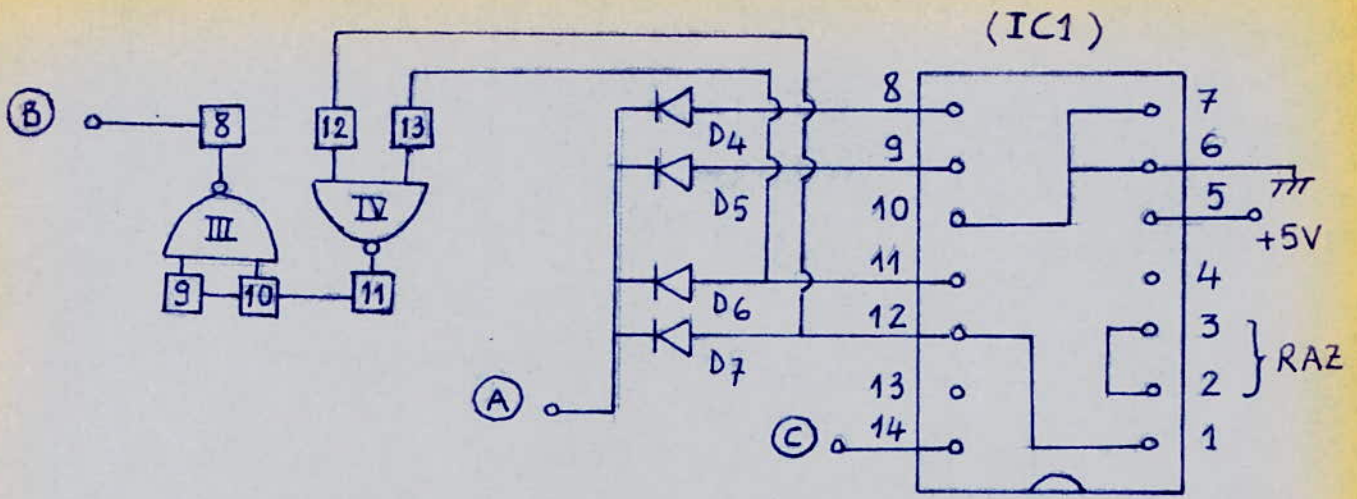


fig-8: Le compteur vitesse

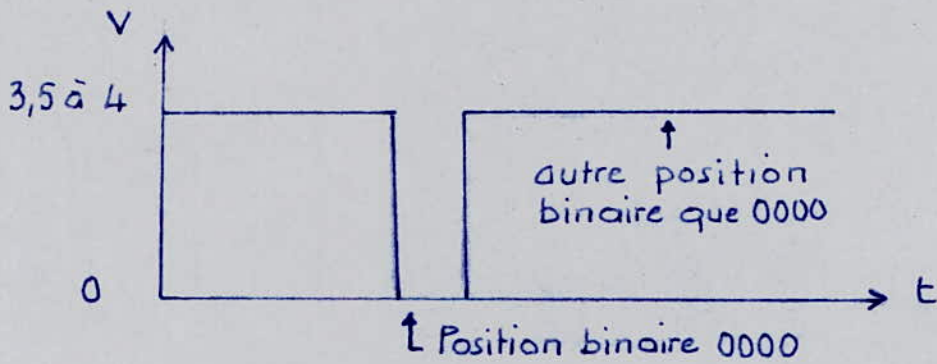


fig-9: Niveau logique obtenu au point (A)

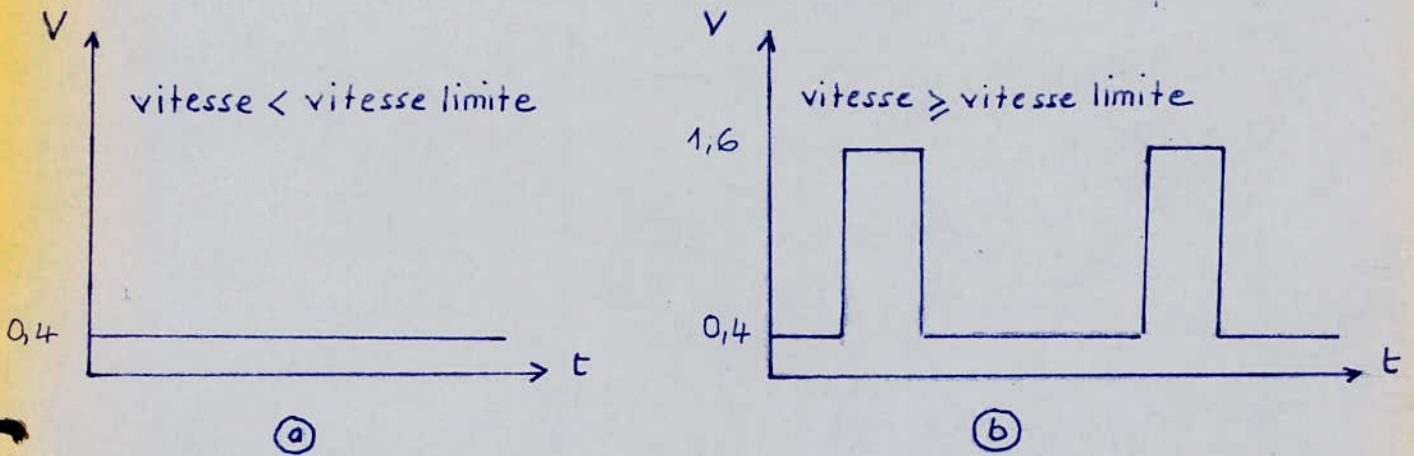


fig.10: Signaux obtenus à la sortie des portes NAND III et IV (p<sup>t</sup>-B)

#### 4 - Dispositif avertisseur :

L'apparition périodique du niveau 1 en (B) a pour effet la charge progressive de la capacité  $C_6$  à travers la résistance  $R_8$  et la diode  $D_3$  comme indiqué en figure 11.

La tension qui en résulte produit un courant base-émetteur dans le transistor  $T_3$  et assure la fermeture du relais.

Les signaux obtenus au point (E) (base de  $T_3$ ) sont donnés en figure 12.

L'allure de la courbe de la figure 13-b montre que la décharge progressive de la capacité  $C_6$ , survenant durant le comptage de 0 à 8, est interrompue par

l'augmentation de la tension à ses bornes liée à une nouvelle apparition du niveau 1 (compteur en position 9.)

La tension aux bornes du condensateur demeure donc supérieure à la tension d'ouverture du relais, et celui-ci restera en position fermée aussi longtemps que le compteur

$IC_1$  fournit des impulsions périodiques en position 9.

La diode  $D_8$  protège le transistor  $T_3$  des effets du bobinage du relais, et la résistance  $R_6$  stabilise l'émetteur de  $T_3$  et assure une tension de l'ordre de 5V aux bornes du relais.

La fermeture du relais a pour conséquence l'apparition du niveau logique 1 à l'entrée (1) de la porte NAND I du circuit intégré  $IC_5$ , cette entrée se trouvant auparavant

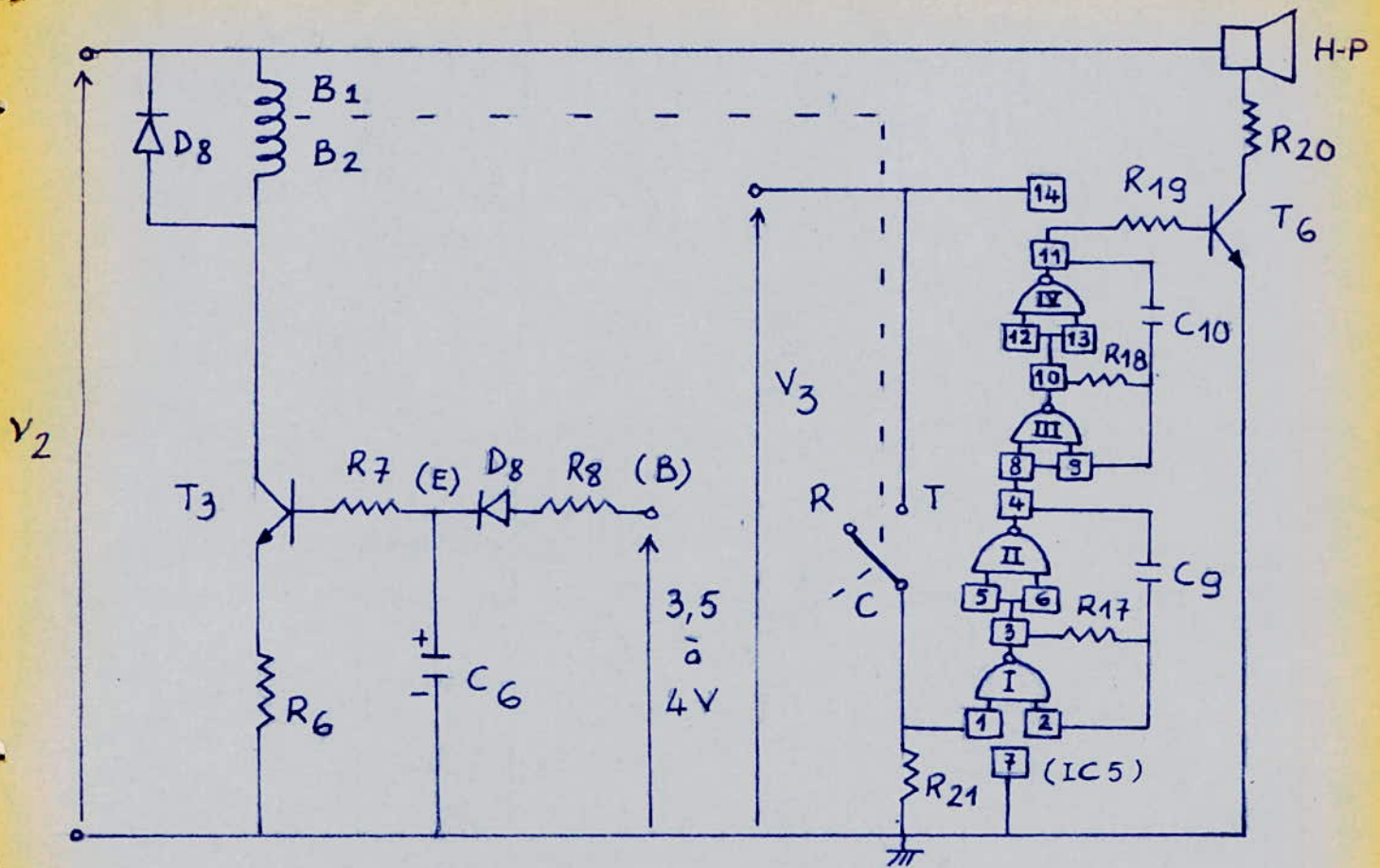
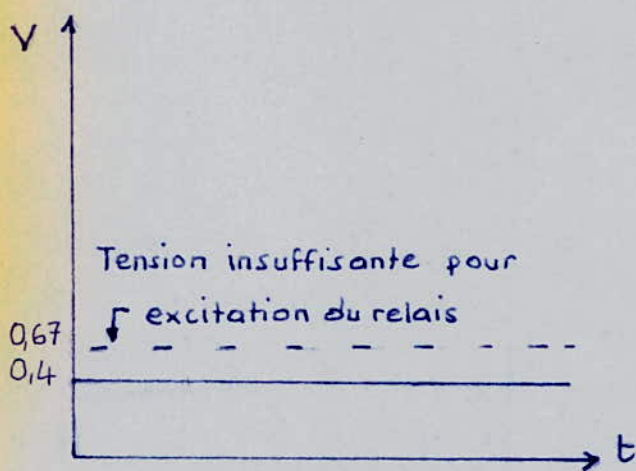
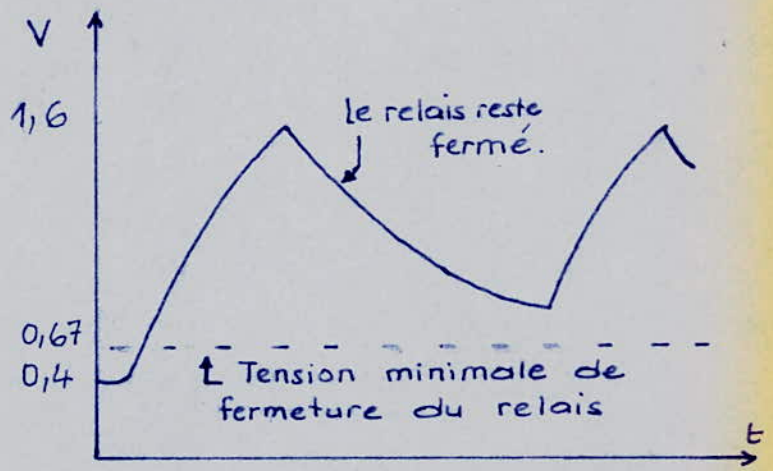


fig11 - Dispositif avertisseur



(a)



(b)

fig.12 : Signaux obtenus à la base de T3 (point E)

au niveau logique 0 par  $R_{21}$ .

- Avant la fermeture du relais :

L'entrée (1) de la porte NAND I est au niveau logique 0 par l'intermédiaire de la résistance  $R_{21}$ . Quel que soit le niveau logique de l'entrée (2) de cette porte, on obtient le niveau 1 à la sortie (3), en vertu de la propriété de la porte NAND, ce qui a pour effet la charge de la capacité  $C_g$  à travers la résistance  $R_{17}$ .

Les entrées (5) et (6) de la porte NAND II se trouvent donc simultanément au niveau 1, par conséquent la sortie (4) de cette porte sera au niveau logique 0.

Par ailleurs, le niveau 1 de la sortie (3) de la porte NAND I se retrouve à l'entrée (2) de la même porte.

- A la fermeture du relais :

Il y a apparition du niveau logique 1 à l'entrée (1) de la porte NAND I, ce qui entraîne l'apparition du niveau 0 à la sortie (3) de cette porte et, par suite le niveau 1 à la sortie (4) de la porte NAND II.

La capacité  $C_g$  va donc se décharger dans la résistance  $R_{17}$ .

Le niveau 0 à la sortie (3) de la porte NAND I est réinjecté à son entrée (2), l'entrée (1) étant toujours maintenue au niveau 1 par la fermeture du relais. On obtiendra donc le niveau 1 à la sortie (3) et le cycle recommence.

Il en résulte ainsi l'entrée en oscillation du groupement des portes I et II de IC5. La période de ces oscillations est proportionnelle à la constante de charge  $\tau = R_{17} \cdot C_9$  du condensateur  $C_9$  (donc de fréquence très basse).

A chaque fois que la sortie de ce premier groupement de portes se trouve au niveau 1, le deuxième groupement des portes NAND III et IV rentre à son tour en oscillation de période  $\tau_2 = R_{18} \cdot C_{10}$ , ce qui constitue une fréquence sonore. Ces "BIP-BIP" sont amplifiés par le transistor  $T_6$  et actionnent la membrane du haut-parleur.

La figure 13 représente l'allure des signaux obtenus aux sorties des deux groupements de portes NAND.

Le brochage et le fonctionnement du circuit intégré IC5 (MOS 4011) sont donnés en annexe 1.

- Détermination des fréquences d'oscillation des groupements de portes NAND (I, II) et (III, IV):

Considérons l'oscillateur R-C au niveau du premier groupement des portes NAND I et II et reproduit sur la figure 14.

on a: 
$$U_R = \frac{R_{17}}{R_{17} + \frac{1}{jC_9 \cdot \omega}} \cdot U \quad (\text{diviseur de tension})$$

donc: 
$$\frac{U_R}{U} = \frac{R_{17}}{R_{17} + \frac{1}{jC_9 \cdot \omega}}$$

\* soit :

$$\frac{U_R}{U} = \frac{R_{17}}{\sqrt{R_{17}^2 + \frac{1}{C_9^2 \cdot \omega^2}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(R_{17} \cdot C_9 \cdot \omega)^2}}}$$

que l'on peut mettre sous la forme :

$$\frac{U_R}{U} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}$$

A la résonance, on a :  $\dot{\omega} = \omega_0$

donc :

$$\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 = \frac{1}{(R_{17} \cdot C_9 \cdot \omega)^2} = 1$$

ce qui donne :  $(R_{17} \cdot C_9 \cdot \omega)^2 = 1$  soit  $\omega = \frac{1}{R_{17} \cdot C_9}$

d'où :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot R_{17} \cdot C_9}$$

De même, au niveau du deuxième groupement de portes NAND III et IV, on aura :

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \cdot R_{18} \cdot C_{10}}$$

$f_1$  et  $f_2$  représentent les fréquences d'oscillation au niveau du premier et du deuxième groupement de portes NAND respectivement.

Par ailleurs, on rappelle qu'un moteur monocylindrique à quatre temps (admission, compression, détente et

échappement) a besoin d'une étincelle au niveau de la bougie tous les deux tours de vilebrequin. Comme nous avons affaire à des moteurs quatre cylindres, quatre temps et que les allumages sont répartis, il se produira donc deux étincelles par tour de vilebrequin. En une minute se produisent donc  $2N$  étincelles, soit en une seconde :  $2N/60$  étincelles.

En conséquence :

$$f_{H3} = \frac{N}{30} \quad \text{où } N : \text{nombre de tours / mn.}$$

Ainsi lorsque la base de temps est calée par exemple sur une position telle qu'elle est sensée détecter une vitesse limite correspondant à une rotation de 3000 tours / mn du moteur, la fréquence obtenue sur la sortie de la bobine est de :

$$f_{H3} = \frac{3000}{30} = 100 \text{ Hz}$$

La fréquence de comptage du compteur  $IC_1$  est donc égale à :

$$f_c = 100 \text{ Hz} \quad \text{soit} \quad T_c = 10 \text{ ms}$$

La fréquence d'avertissement de  $IC_1$  (passage de 4 à 9) est donc 8 fois inférieure à la fréquence de comptage, d'où :

$$f_{av} = \frac{100}{8} = 12,5 \text{ Hz} \quad \text{soit: } T_{av} = 80 \text{ ms}$$

La fréquence d'oscillation au niveau du groupement des portes NAND I et II, est très faible.

• Soit:  $f_1 = 1 \text{ à } 3 \text{ Hz}$

• La fréquence d'oscillation du deuxième groupement des portes NAND III et IV, est une fréquence musicale dont la valeur est comprise entre 800 et 1000 Hz.

On prendra:

$$f_2 = 800 \text{ Hz}$$

- Calcul de la résistance  $R_{17}$ :

sachant que:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot R_{17} \cdot C_9} \quad \text{on tire: } R_{17} = \frac{1}{2\pi \cdot f_1 \cdot C_9}$$

AN: Prenons:  $f_1 = 1 \text{ Hz}$ ,  $C_9 = 0,1 \mu\text{F}$

• on trouve:  $R_{17} \approx 1,6 \text{ M}\Omega$

On prendra:

$$R_{17} = 1,5 \text{ M}\Omega$$

- Calcul de la résistance  $R_{18}$ :

on a:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \cdot R_{18} \cdot C_{10}} \Rightarrow R_{18} = \frac{1}{2\pi \cdot f_2 \cdot C_{10}}$$

AN:  $f_2 = 800 \text{ Hz}$ , prenons:  $C_{10} = 47 \text{ nF}$

on trouve:  $R_{18} \approx 4,2 \text{ k}\Omega$

On prend:  $R_{18} = 3,9 \text{ k}\Omega$

- Calcul de la résistance  $R_6$ :

considérons le schéma de la figure 15 où le relais 5V est remplacé par la résistance  $R_L$  de sa bobine:

$$\text{on a: } (R_6 + R_L) \cdot I_C + V_{CE} = E \Rightarrow R_6 = \frac{E - V_{CE}}{I_C} - R_L$$

AN:  $R_L = 200 \Omega$ ,  $V_L = 5 \text{ V}$ ,  $V_2 = 9 \text{ V}$ ,  $V_{CE} = 4 \text{ V}$

$I_C = V_L / R_L \approx 25 \text{ mA}$ . On trouve:  $R_6 \approx 20 \Omega$ . On prend:  $R_6 = 22 \Omega$



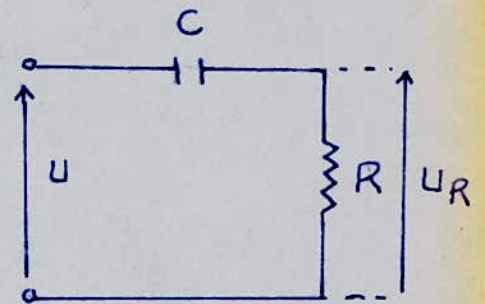
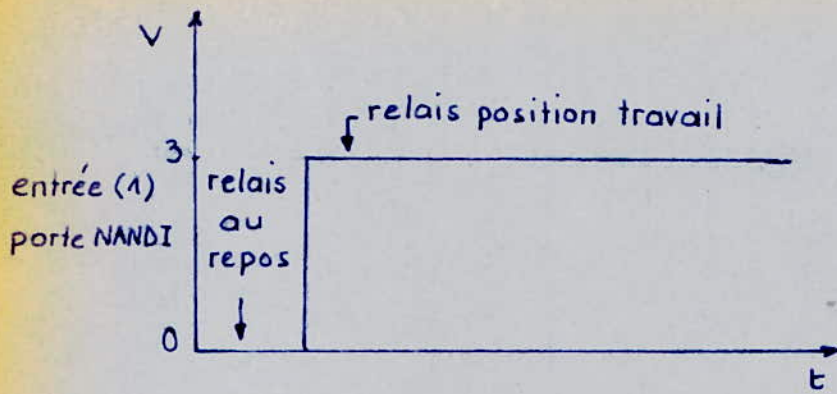


fig.14: Oscillateur R-C

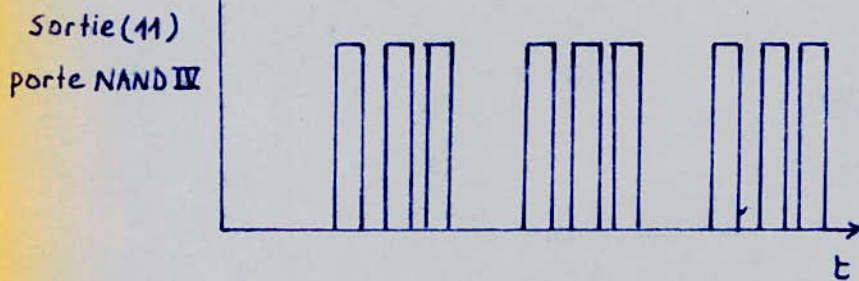
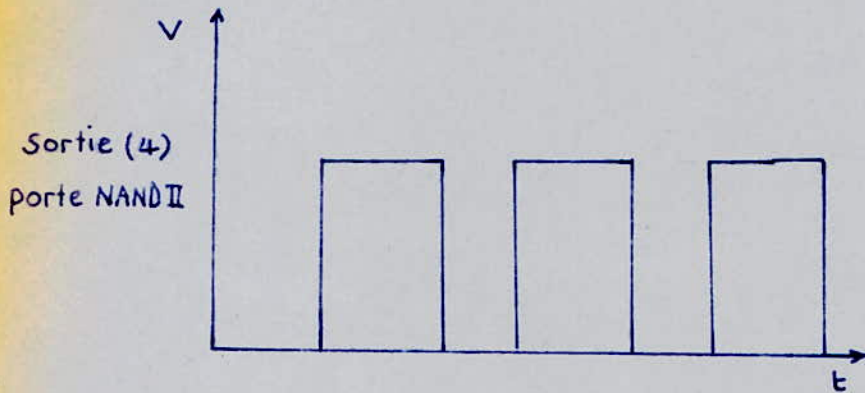


fig.13: Signaux obtenus aux sorties des deux groupements de portes NAND

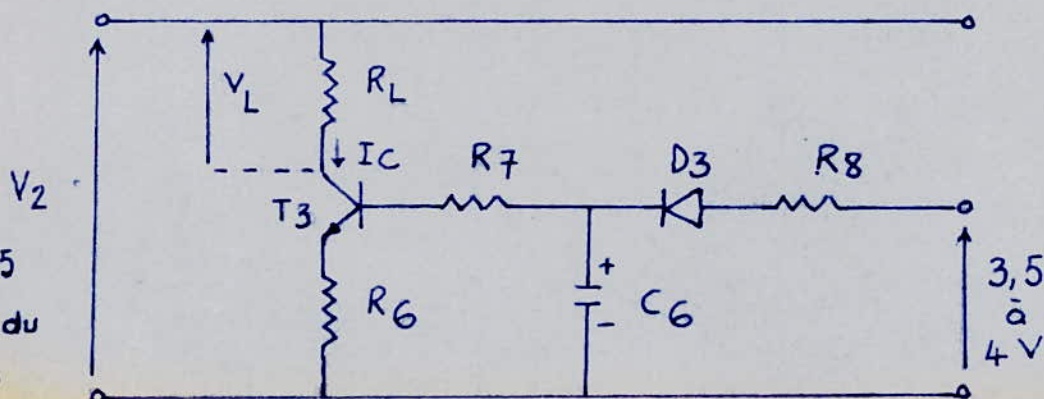


fig.15  
circuit du  
relais

## 5. La base de temps :

Le transistor  $T_5$  (figure 16) fournit des signaux périodiques de fréquence fixée. Il est démontré en annexe 2 que la période des oscillations est proportionnelle à :  $(R_{16} + R_V) \cdot C_8$ .

Au repos, l'U.J.T présente une résistance de quelques centaines d'Ohms entre les bases  $b_2$  et  $b_1$ .

Au fur et à mesure que la capacité  $C_8$  se charge, la tension au niveau de l'émetteur atteint la valeur de pic.

A ce moment,  $C_8$  se décharge dans l'émetteur de  $T_5$  de sorte qu'on obtient aux bornes du condensateur les signaux en dents de scie représentés en figure 17.

La décharge de  $C_8$  produit une très sensible augmentation de la tension aux bornes de la résistance  $R_{15}$ . Cette augmentation de potentiel est ensuite appliquée, à travers  $R_{13}$ , à la base du transistor de commutation  $T_4$ .

- Tant que la tension base-émetteur de  $T_4$  est inférieure à un certain seuil  $E_0$  ( $V_{BE} < E_0$ ), le courant de base est négligeable.

Comme :  $i_C = I'_{C0} + \beta i_B = I'_{C0} \approx 0$

on en déduit que :

$$V_{CE} = E_C - R_C \cdot i_C \approx E_C$$

le transistor est alors à l'état bloqué.

- Si la tension base-émetteur est supérieure au seuil ( $V_{BE} > E_0$ ), le courant de base commence à circuler et le transistor  $T_4$  à conduire. Si le courant de base a

une valeur suffisamment élevée, le transistor se retrouve à l'état saturé, de sorte qu'au point (F) (collecteur de  $T_4$ ) on obtient des signaux inversés sous forme de créneaux comme indiqué en figure 18.

Ces signaux seront ensuite dirigés vers une entrée (2) de la porte NANDI du circuit intégré IC4.

### - Rôle des composants :

La résistance  $R_{15}$  sert à limiter l'intensité (courant de décharge de  $C_8$ ) et à recueillir l'impulsion qui apparaît lors du déclenchement du dispositif. Sa valeur est de quelques dizaines d'ohms.

La résistance  $R_{14}$  permet de réduire l'influence de la température sur la fréquence.

Les résistances variables  $R_V$  permettent d'agir sur le courant de charge et par conséquent sur la période du signal.

En effet, la charge du condensateur étant donnée par la

relation:  $Q = C \cdot V = I \cdot t$

Au temps  $t$  égal à la période  $T$  des dents de scie, on a:

$$Q = C \cdot V_p = I \cdot T$$

d'où:

$$T = \frac{C \cdot V_p}{I}$$

On constate d'après la relation ci-dessus que le courant de charge  $I$  augmente avec la fréquence du signal.

## \* Calcul des composants :

On considère le schéma de la figure 19 .

### a - calcul de la résistance $R_{16}$ :

La condition d'oscillation est donnée par :

$$\frac{V_3 - V_V}{I_V} < R_{16} < \frac{V_3 - V_P}{I_P}$$

où  $V_V$  et  $I_V$  : tension et courant de vallée .

$V_P$  et  $I_P$  : tension et courant de pic .

avec :

$$V_P = \eta V_{BB} + V_D = \eta \cdot V_3 + V_D$$

$$\text{et } V_V = \frac{V_P}{4}$$

$$\text{A.N : } V_3 = 5V \quad , \quad V_D = 0,7V$$

$T_5$  : U. J. T 2N 2646 avec les données du constructeur :

$$R_{BB} = 4,7K\Omega \quad , \quad I_V = 4mA_{\min} \quad , \quad I_P = 5\mu A_{\max} \quad , \quad 0,4 < \eta < 0,8$$

On prend :  $\eta = 0,6$  (valeur moyenne)

$$\text{On en déduit que : } V_P = 3,7V \approx 4V \quad \text{et} \quad V_V = 1V$$

$$\text{et : } 1K\Omega < R_{16} < 200K\Omega$$

On prendra :

$$R_{16} = 22K\Omega$$

### b - calcul de la résistance $R_{15}$ :

$$\text{On a : } R_{15} \cdot C_8 \ll \frac{R_{\min}}{16} \cdot C_8 \quad , \quad \text{soit } R_{15} \ll R_{16 \min}$$

c'est-à-dire que le temps de retour des dents de scie est faible devant le temps de balayage .

On prendra:  $R_{15} = \frac{R_{16 \text{ min}}}{10}$

A.N:  $R_{16 \text{ min}} = 1 \text{ K}\Omega$  d'où  $R_{15} = 100 \Omega$

c - calcul de la résistance variable  $R_v$ :

Sachant que la fréquence d'oscillation est donnée par:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2,3(R_v + R_{16}) \cdot C_8 \cdot \log \frac{1}{1-\gamma}} \quad \text{on tire: } R_v + R_{16} = \frac{T}{2,3 \cdot C_8 \cdot \log \frac{1}{1-\gamma}} \approx \frac{T}{0,7 \cdot C_8}$$

Soit une voiture quelconque, par exemple la FIAT RITMO 105 TC, dont le diagramme des vitesses réelles en fonction du régime du moteur est donné en figure 20. D'après ce diagramme, les vitesses allant de 80 à 130 Km/h, correspondent à des vitesses de rotation du moteur variant de 3300 à 5700 tours/mn, soit à une gamme de fréquence de: (110 - 190) Hz. Par ailleurs, la base de temps, au niveau de l'U.J.T doit présenter une fréquence 100 fois supérieure à la fréquence d'avertissement.

A.N:  $f_1 = 110 \text{ Hz} \Rightarrow f_{1av} = 13,75 \text{ Hz} \Rightarrow f_{1t} = 1375 \text{ Hz}$ , soit:  $T_1 \approx 730 \mu\text{s}$

Prenons:  $C_8 = 15 \text{ nF}$ . On trouve:  $R_{v1} + R_{16} = 69 \text{ K}\Omega$ , or:  $R_{16} = 22 \text{ K}\Omega$

d'où  $R_{v1} = R_{v \text{ max}} = 47 \text{ K}\Omega$

$f_2 = 190 \text{ Hz} \Rightarrow f_{2av} = 23,75 \text{ Hz} \Rightarrow f_{2t} = 2375 \text{ Hz}$ , soit:  $T_2 \approx 430 \mu\text{s}$

On trouve:  $R_{v2} + R_{16} = 40 \text{ K}\Omega$ , d'où:  $R_{v2} = R_{v \text{ min}} = 18 \text{ K}\Omega$

On prendra donc une résistance variable, de valeur:  $R_v = 47 \text{ K}\Omega$

d - Calcul de la résistance  $R_{14}$ :

ona:  $R_{14} = R_{BB} \cdot \frac{0,4}{\gamma \cdot V_3}$  où  $R_{BB}$ : résistance interbase

A.N:  $V_3 = 5 \text{ V}$ ,  $\gamma = 0,6$ ,  $R_{BB} = 4,7 \text{ K}\Omega$

On trouve:  $R_{14} = 600 \Omega$ . On prend:  $R_{14} = 470 \Omega$

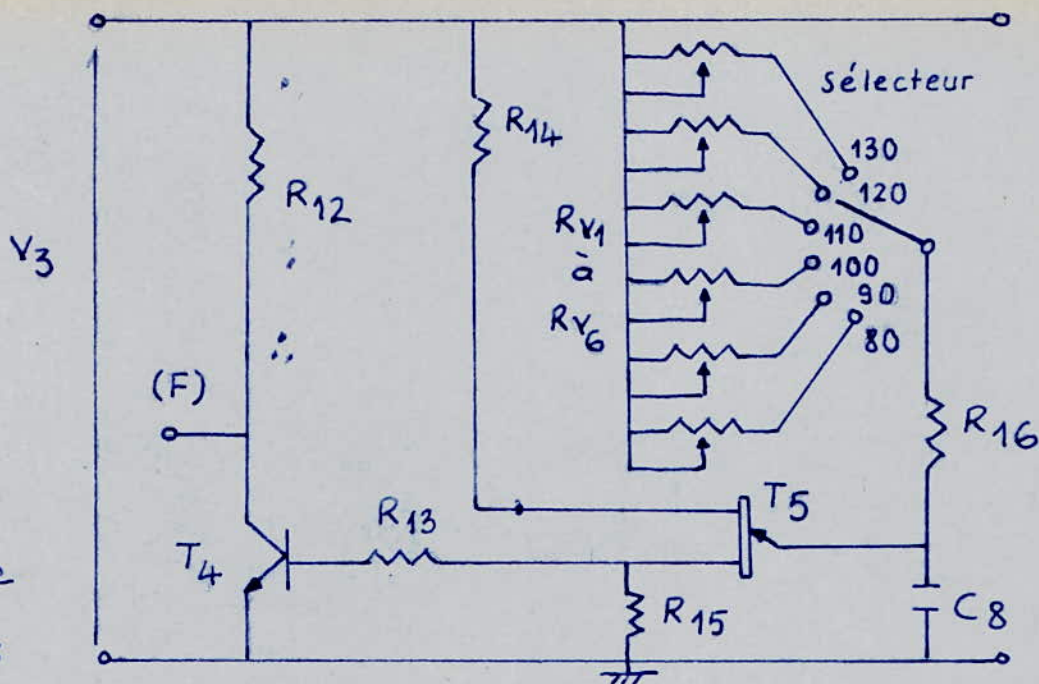


fig. 16: Base de temps

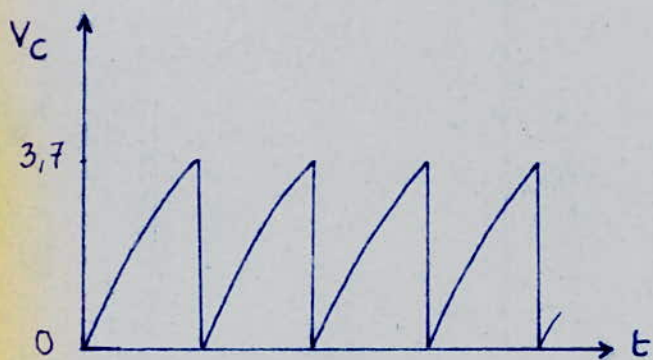


fig. 17: Signaux obtenus aux bornes du condensateur C8

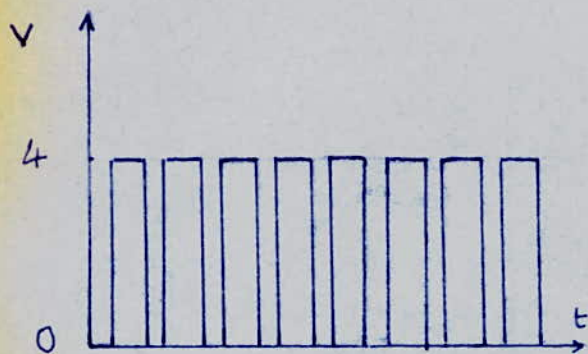


fig. 18: Signaux obtenus au point F (collecteur de T2)

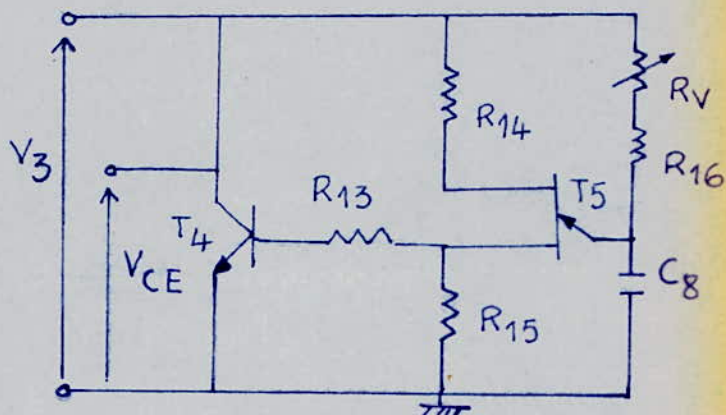


fig. 19: Circuit de l'U.J.T

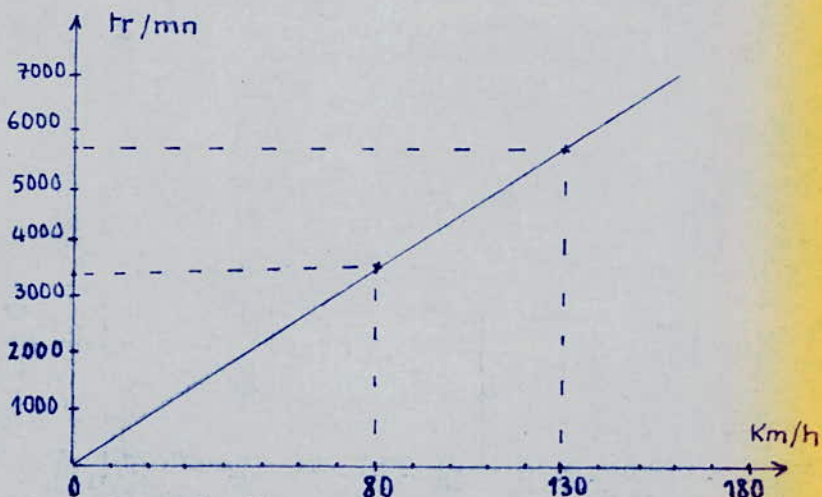


fig. 20: Diagramme des vitesses (4<sup>e</sup> vitesse)

## 6 - Synchronisation:

On a vu au paragraphe 3 (compteur vitesse) que le point (A) de la figure 21, relié à l'entrée (1) de la porte NAND de IC4 se trouve:

- au niveau logique 0 si IC1 occupe la position binaire 0000, le niveau 0 étant obtenu par la mise à la masse de l'entrée (1) par la résistance de faible valeur  $R_g$ .
- au niveau logique 1 pour toutes les autres positions binaires du compteur IC1.

Les impulsions fournies par la base de temps et appliquées à l'entrée (2) de la porte, ne sont repercutées au niveau de la sortie (3) de cette porte que si IC1 n'occupe pas la position 0000.

En effet, si IC1 est à la position 0000, l'entrée (1) est au niveau logique 0. A la sortie (3), on obtiendra donc le niveau 1 quelle que soit l'entrée (2).

Dès que le comptage de IC1 commence (position binaire 0001), le niveau logique de l'entrée (1) passera à 1.

Si l'entrée (2) est elle-même au niveau 1, on obtiendra le niveau 0 à la sortie (3) en vertu de la propriété de la porte NAND. La sortie (3) est donc passée de l'état 1 à l'état 0, ce qui a pour effet de déclencher le comptage de IC2 qui répond, comme on le sait, aux impulsions à front raide descendant.

La porte NAND I de IC4 joue donc un rôle de synchronisation étant donné que les compteurs IC2 et IC3 ne peuvent démarrer qu'à partir du moment précis où IC1 occupe la position 1 (0001 en binaire).

La figure 22 illustre le fonctionnement de cette porte NAND de synchronisation.

On signale que le cycle de mesure correspondant à deux remises à zéro successives du compteur IC1, comporte 100 impulsions de la base de temps.

- Calcul de la résistance  $R_g$ :

Lorsqu'on relie à la masse une entrée de porte T.T.L par une résistance, il s'y écoule un courant de 1,6 mA. La tension d'entrée est donc :

$$V_e = R_g \cdot 1,6 \text{ mA}$$

Cette tension doit être inférieure à 0,8V pour garantir le niveau 0, donc :

$$V_e = R_g \cdot 1,6 \text{ mA} < 0,8 \text{ V}$$

soit :

$$R_g < 500 \Omega$$

On prendra :

$$R_g = 330 \Omega$$



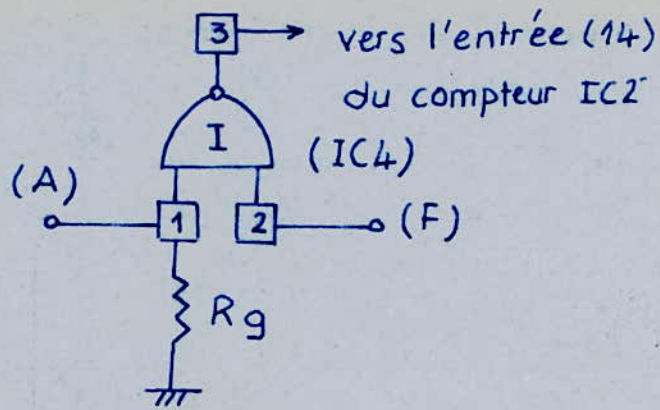


fig.21: Porte NAND de synchronisation

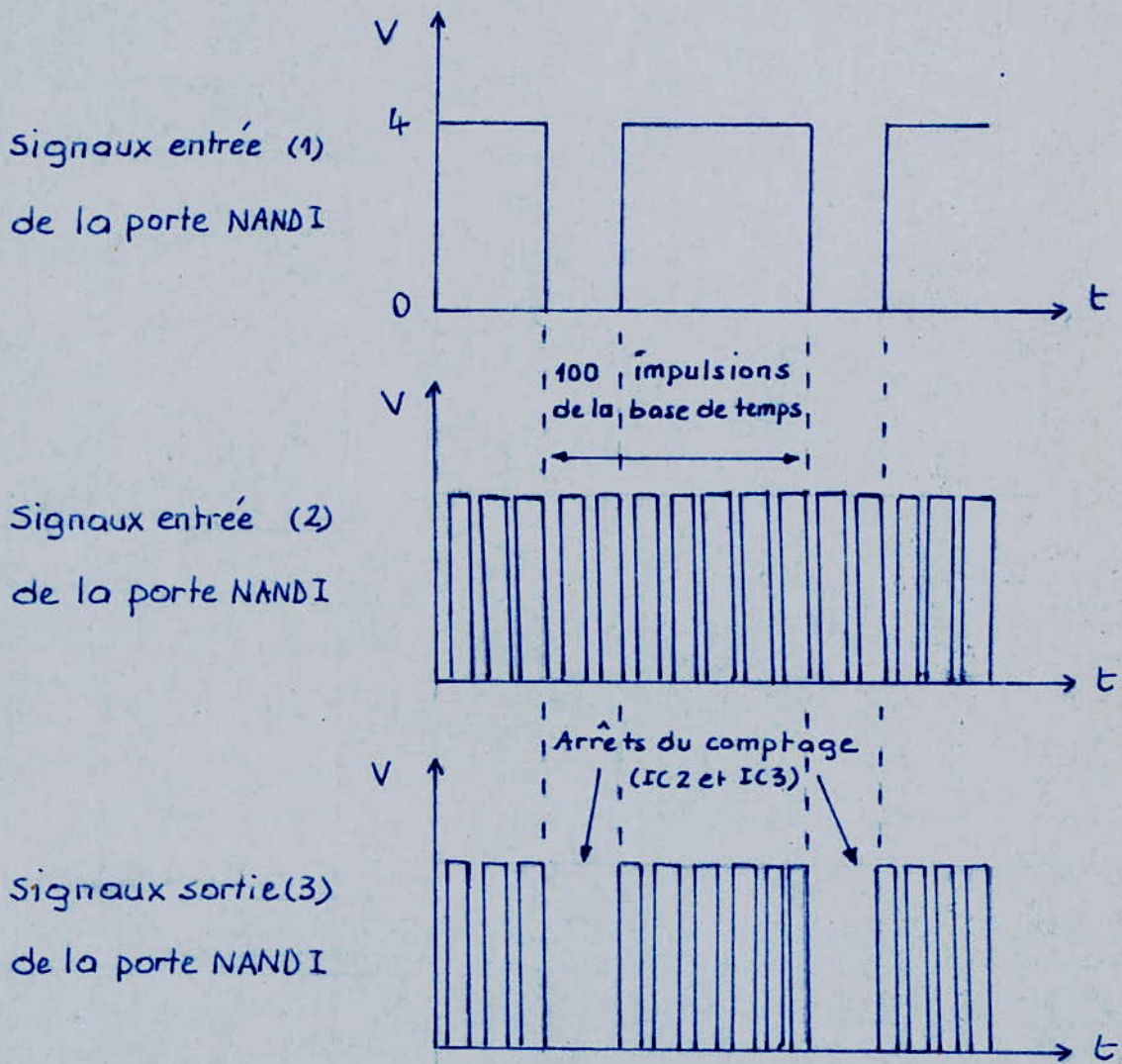


fig.22: fonctionnement de la porte NAND de synchronisation

## 7. Remise à zéro périodique de IC1 :

Les compteurs IC2 et IC3 sont des compteurs décimaux branchés en série comme indiqué en figure 23.

A la sortie (M) de IC3, on trouve la fréquence d'entrée (14) de IC2 divisée par 100 puisque les deux circuits intégrés sont des compteurs divisés par 10.

Le branchement en série de IC2 et de IC3 se fait en reliant la broche (M) de IC2 (sortie D<sub>2</sub>) à l'entrée (14) de IC3. Il s'ensuit un changement de la position binaire des sorties D<sub>3</sub>, C<sub>3</sub>, B<sub>3</sub> et A<sub>3</sub> de IC3, chaque fois que la sortie D<sub>2</sub> de IC2 passe du niveau 1 au niveau 0. Ainsi, à la 90<sup>ème</sup> impulsion sur l'entrée (14) de IC2, le compteur IC3 aura atteint la position 9 (1001 en binaire) et y demeurera jusqu'à la 99<sup>ème</sup> impulsion.

Le niveau logique de la broche (M) de IC3 (sortie D<sub>3</sub>) évolue de la façon suivante : il y a passage du niveau 1 au niveau 0 au moment où se produit la 100<sup>ème</sup> impulsion comme le montre le tableau de la figure 24.

Le passage du niveau 1 au niveau 0 de la sortie D<sub>3</sub> de IC3 entraîne la charge de la capacité C7 à travers la résistance R<sub>11</sub>, d'où une rapide apparition du niveau 0 à l'entrée (5) de la porte NAND II de IC4. Il en résulte une apparition périodique très courte du niveau 1 à la sortie (6) de cette même porte NAND.

Le compteur IC1 est donc remis à zéro toutes les 100 impulsions de la base de temps.

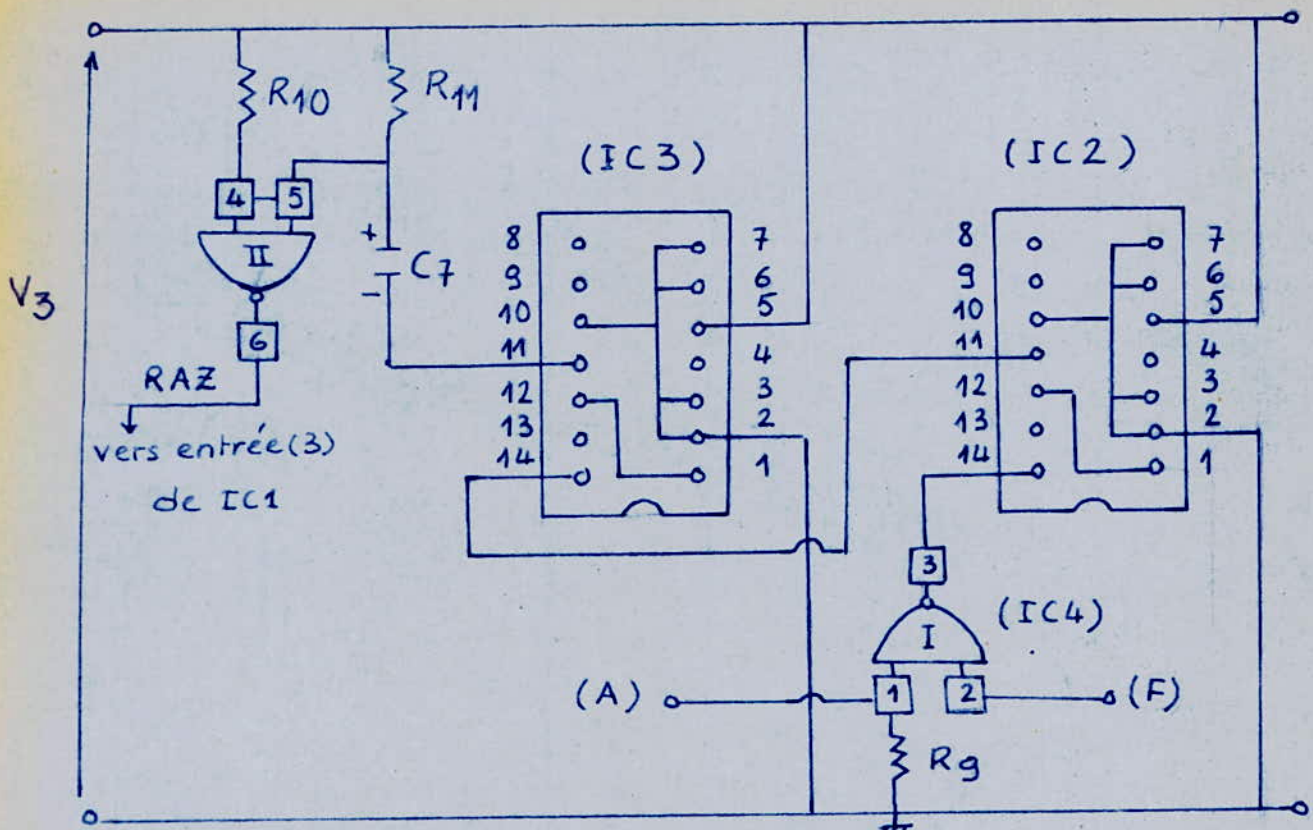


fig-23: Remise à zéro périodique du compteur IC1

N° d'ordre décimal des impulsions à l'entrée 14 de IC2	Position binaire IC2				Position binaire IC3				Niveau de la sortie 11 (D3) de IC3
	D <sub>2</sub>	C <sub>2</sub>	B <sub>2</sub>	A <sub>2</sub>	D <sub>3</sub>	C <sub>3</sub>	B <sub>3</sub>	A <sub>3</sub>	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	0	0	0
2	0	0	1	0	0	0	0	0	0
9	1	0	0	1	0	0	0	0	0
10	0	0	0	0	0	0	0	1	0
79	1	0	0	1	0	1	1	1	0
80	0	0	0	0	1	0	0	0	1
89	1	0	0	1	1	0	0	0	1
90	0	0	0	0	1	0	0	1	1
99	1	0	0	0	1	0	0	1	1
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

fig-24 : Evolution du niveau logique de la sortie D3 (IC3)

## 8 - L'algorithme de fonctionnement :

- Le fonctionnement de l'ensemble du dispositif pour un cycle de mesure, est résumé par l'algorithme de la figure 25.
- Le compteur IC1 en position de repos (position binaire 0000) reçoit des impulsions en provenance du delco, et entame le comptage de 1 à 9. Le départ de la base de temps s'effectue dès que le compteur atteint la position 1 (0001 en binaire).
- Si le compteur a la possibilité d'atteindre la position 9 (1001 en binaire), le dispositif avertisseur entre aussitôt en action. Le compteur reprend la position 0 et le comptage recommence.
- Cependant, si la base de temps arrive à la 100<sup>e</sup> impulsion avant que le compteur n'ait atteint la position 9, celui-ci est remis à zéro et un nouveau cycle recommence.

## IV. Réalisation pratique :

### 1 - Circuit imprimé et implantation générale des composants :

- La figure 26 représente le tracé du circuit imprimé à l'échelle 1.
- La figure 27 indique le plan d'implantation des composants.
- Le transistor  $T_1$  est coiffé d'ailettes à refroidissement. Le régulateur 5V est également refroidi à l'aide d'un petit radiateur en tôle d'aluminium.
- Le raccordement avec le sélecteur 6 positions sera réalisé avec un

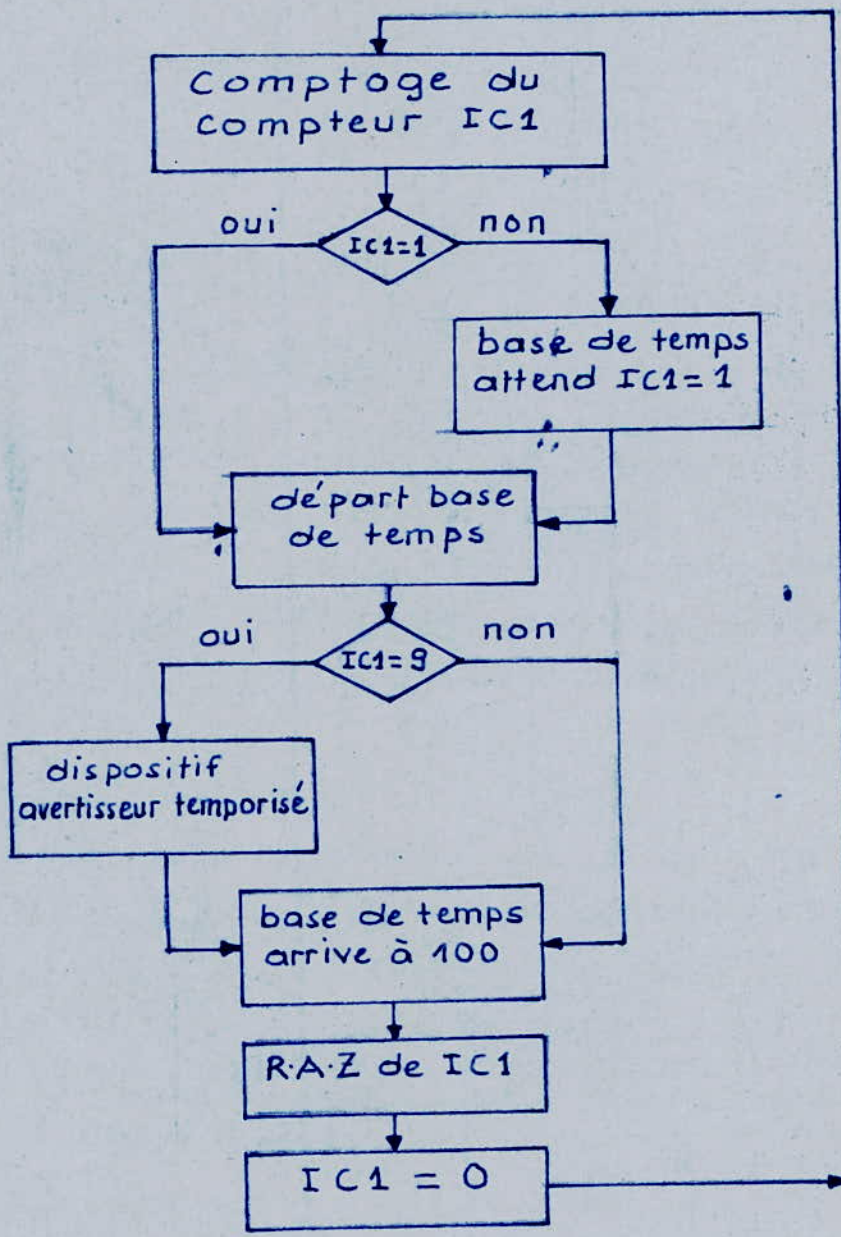


Fig.25- Algorithme de fonctionnement

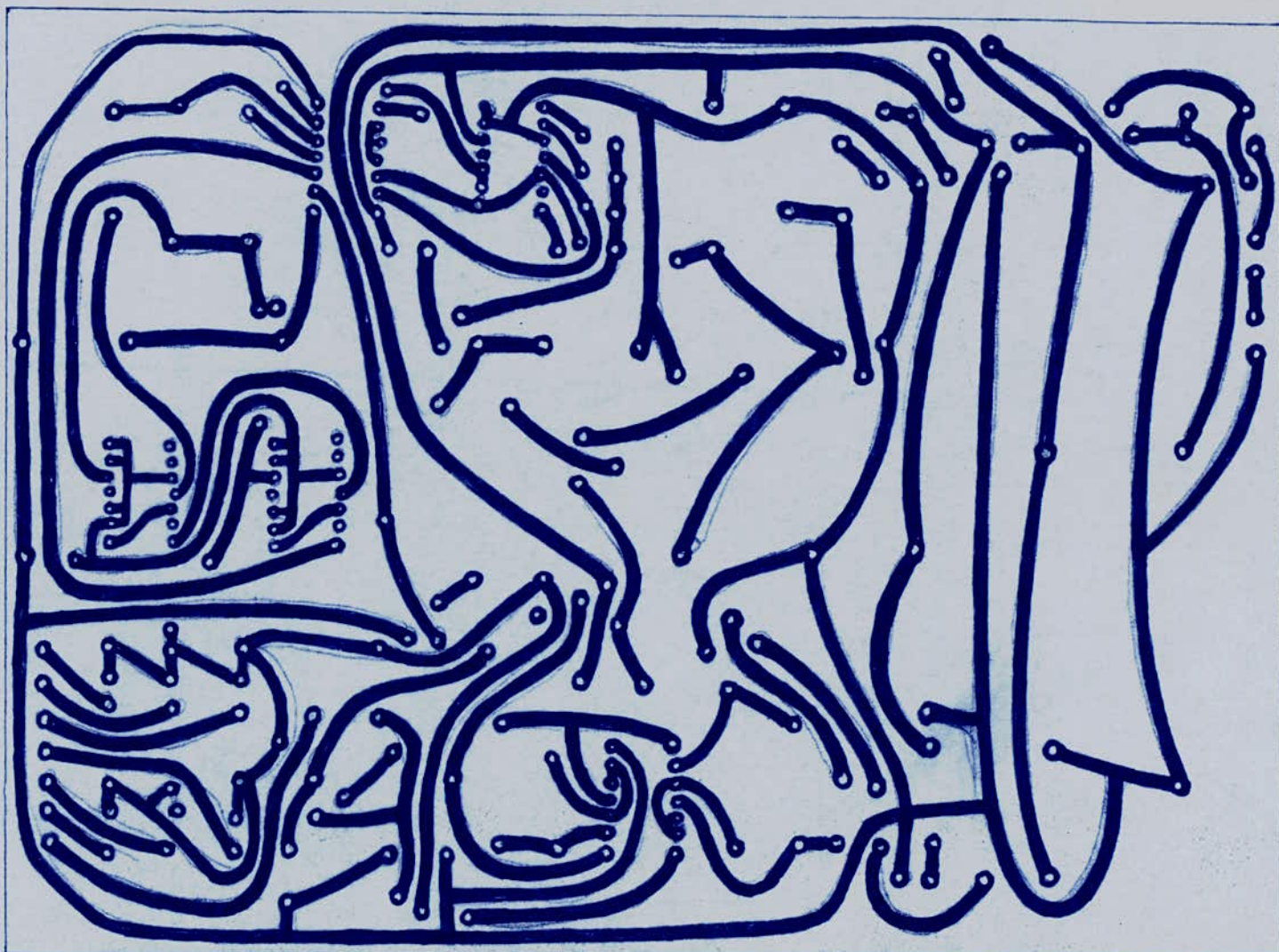
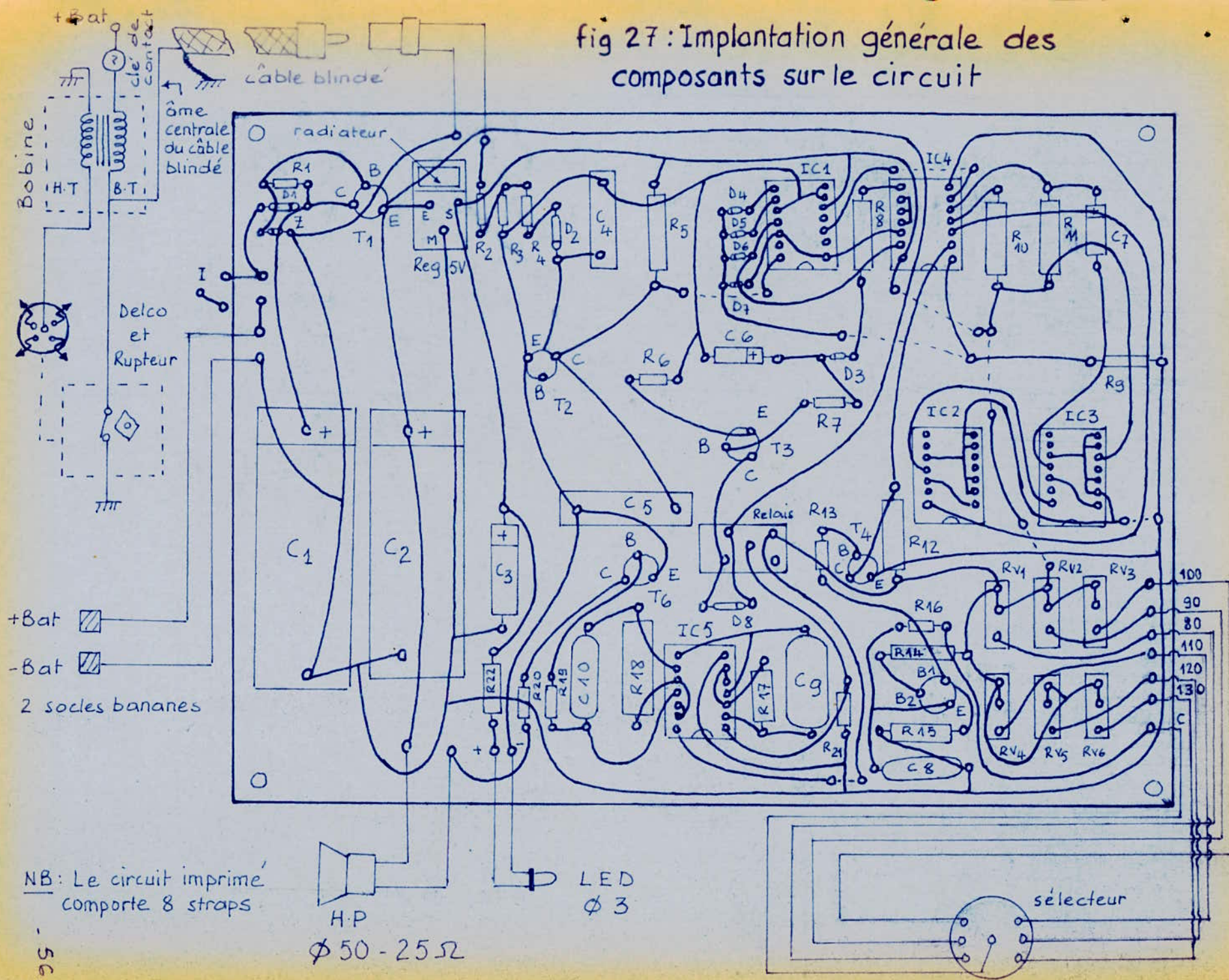
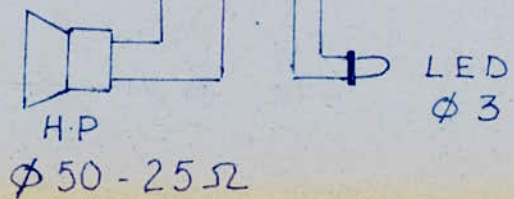


Fig: 26 - Tracé du circuit imprimé à l'échelle une.

fig 27: Implantation générale des composants sur le circuit



NB: Le circuit imprimé comporte 8 straps



câble du type multiconducteur dont les différentes couleurs éviteront d'éventuelles erreurs de branchement.

## 2. Mise en marche et tarage de l'appareil:

Les fiches banane d'alimentation, la prise femelle de raccordement au delco, l'interrupteur et le sélecteur peuvent être fixés sur un boîtier adapté aux dimensions du circuit imprimé. Il en sera de même pour la L.E.D qui devra être rehaussée sur pattes, ses électrodes n'étant pas suffisamment longues. Le haut-parleur de diamètre 5cm, peut être fixé au moyen d'attaches vissées à l'intérieur du couvercle.

On gravera sur la face avant du boîtier les diverses vitesses à respecter.

- On branche d'abord l'appareil sur la batterie du véhicule. L'allumage de la LED signale la bonne polarité du branchement ainsi que le fonctionnement correct de l'alimentation.

- On raccorde l'âme centrale du câble blindé à la borne D de la bobine ainsi que la tresse métallique qui sera reliée à la masse du véhicule. Il ne faudra pas inverser ces deux opérations sous risque de provoquer un court-circuit sur la batterie du véhicule.

- Pour le tarage, il faudra noter à quelles vitesses de rotation correspondent les vitesses de 80, 90, 100, 110, 120



et 130 Km/h. On amènera très progressivement la voiture à la vitesse voulue; celle-ci étant atteinte, on agira sur la résistance variable dans le sens des aiguilles d'une montre. Les résistances variables auront été préalablement placées dans la position inverse (résistance minimale donc fréquence de la base de temps maximale). La résistance variable est calée à sa valeur correcte lorsque en la tournant très doucement dans le sens des aiguilles d'une montre, apparaît le « BIP-BIP » émis par le haut-parleur.

### 3. Résultats de mesure et observations:

#### a. Stabilisation et régulation de l'alimentation:

Pour vérifier la fiabilité de l'étage: stabilisation et régulation de l'alimentation, nous avons supposé que la tension aux bornes de la batterie varie de 10V à 16V selon l'état de sa charge.

Nous avons simulé la batterie par une alimentation stabilisée dont nous avons fait varier la tension de 10V à 16V. Nous avons alors étudié les variations en fonction de la tension d'alimentation, des tensions à l'entrée et à la sortie du régulateur, et du courant d'alimentation du dispositif. Nous avons obtenu les courbes représentées en figure 28, 29 et 30 respectivement. Nous remarquons, d'après ces courbes que la tension à l'entrée du régulateur augmente légèrement avec la tension d'alimentation, tout en restant proche de 9V. Par contre, la tension à la sortie du régulateur reste constante; elle est de l'ordre de 5V. Le courant d'alimentation augmente sensiblement en fonction de la tension batterie puisqu'il passe de 90mA à 120mA quand la tension varie de 10 à 16V.

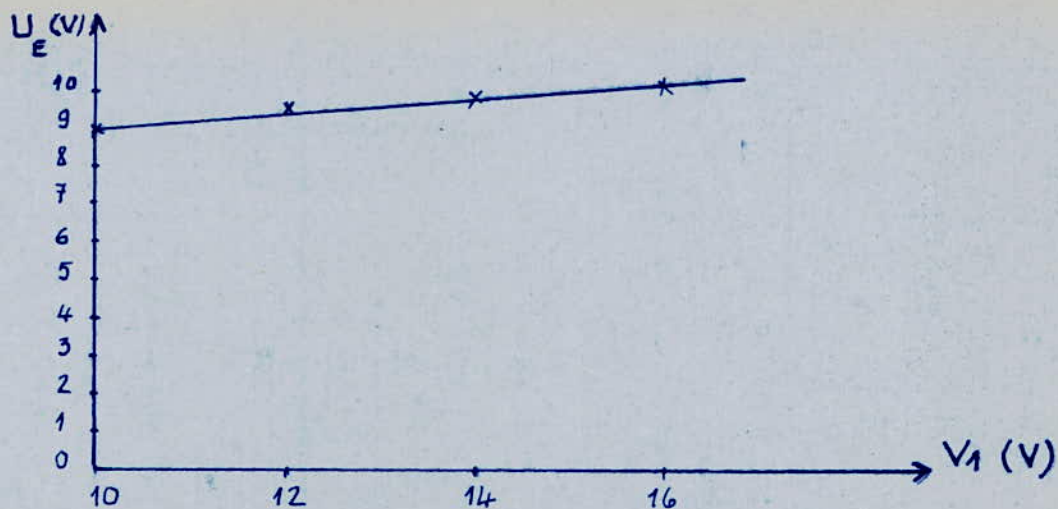


fig28 - Variation de la tension d'entrée du régulateur en fonction de la tension d'alimentation.

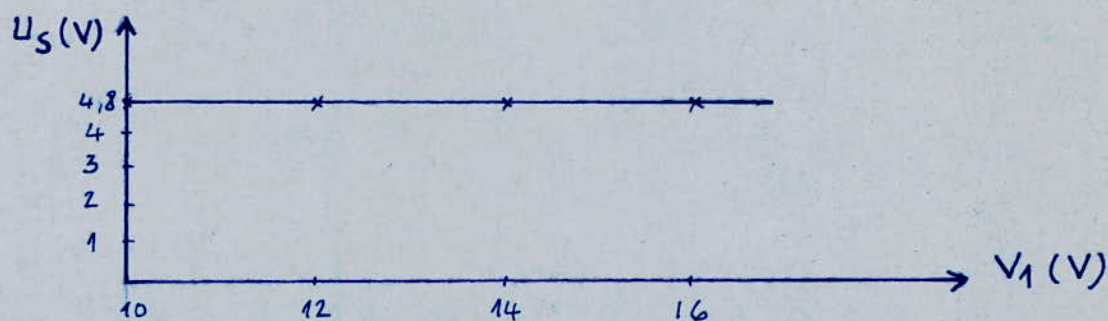


fig29 - Variation de la tension de sortie du régulateur en fonction de la tension d'alimentation.

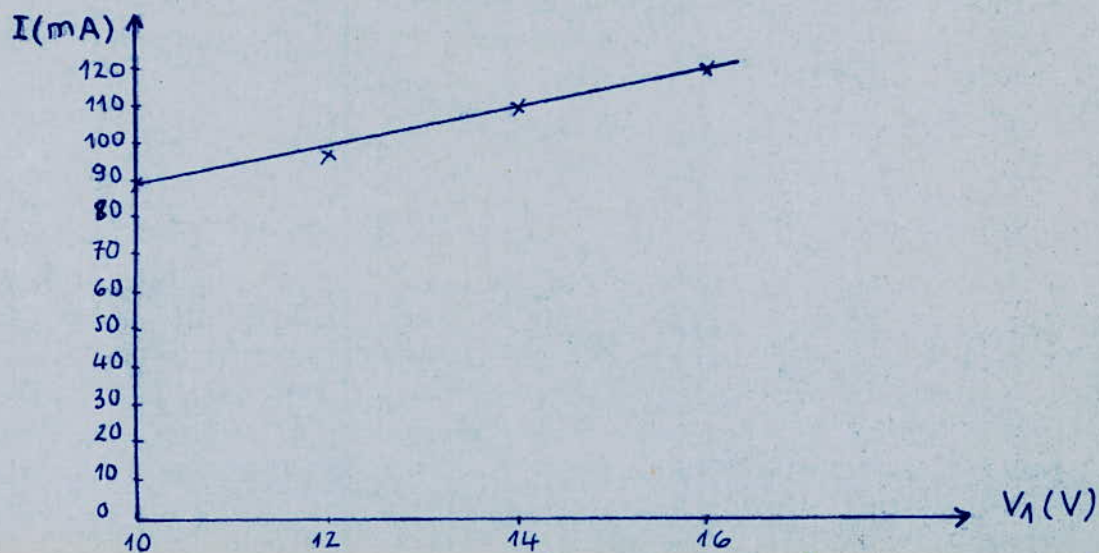


fig30 - Variation du courant en fonction de la tension d'alimentation

## b. Mesure des fréquences :

- fréquence d'échantillonnage au niveau de la sortie du premier groupement des portes NAND I et II de IC5 :

A la sortie (4) de la porte NAND II, la période  $T_1$  mesurée à l'oscilloscope est :

$$T_1 = 1 \mu s \quad \text{soit : } f_1 = 1 \text{ Hz}$$

Le calcul théorique, à l'aide de la formule :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot R_{17} \cdot C_9} \quad \text{avec : } R_{17} = 1,5 \text{ M}\Omega, C_9 = 0,1 \mu\text{F}$$

nous donne :

$$f_1 = 1,06 \text{ Hz}$$

On voit bien que la fréquence mesurée est très proche de la fréquence calculée.

- Fréquence d'échantillonnage au niveau de la sortie du deuxième groupement des portes NAND III et IV de IC5 :

A la sortie (11) de la porte NAND IV, la période  $T_2$  est, d'après nos mesures :

$$T_2 = 1,2 \text{ ms} \quad \text{soit } f_2 = 830 \text{ Hz}$$

Le calcul théorique nous donne :

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \cdot R_{18} \cdot C_{10}} \approx 868 \text{ Hz} \quad \text{où : } R_{18} = 3,9 \text{ k}\Omega$$
$$C_{10} = 47 \text{ nF}$$

La valeur théorique et la valeur mesurée de la fréquence sont donc du même ordre de grandeur.

- Fréquence de la base de temps, au niveau de l'U.J.T :

On place la résistance variable  $R_V$  dans la position inverse (résistance minimale), de manière à obtenir la fréquence maximale.

La mesure de la période des signaux en dents de scie obtenus aux bornes du condensateur  $C_g$  nous donne :

$$T_3 = 415 \mu s \quad \text{soit : } f_3 = 2400 \text{ Hz}$$

Ensuite, on agira sur la résistance variable de manière à l'amener à sa valeur maximale, correspondant à une valeur minimale de la fréquence.

$$\text{On mesure : } T_4 = 735 \mu s$$

$$\text{ce qui donne : } f_4 = 1360 \text{ Hz}$$

Théoriquement, on a vu que la gamme de fréquences de l'U.J.T nécessaire à une voiture dont les vitesses allant de 80 à 130 Km/h correspondent à un régime moteur de 3300 à 5700 t/mn (cas de notre exemple), est de : 1375 Hz - 2375 Hz.

Or la gamme de fréquences mesurée est : 1360 Hz - 2400 Hz, elle comprend donc largement la gamme des fréquences prévue théoriquement.

L'indisponibilité des circuits intégrés IC1, IC2 et IC3 (compteurs décimaux SN 7490) ne nous permet pas malheureusement de procéder à des mesures plus nombreuses et, d'établir par conséquent une étude comparative complète entre calculs théoriques et résultats de mesure. Nous avons pu nous procurer à L'E.N.I.T.A des circuits intégrés SFC 7490 A.E qu'on nous a assurés être des équivalents, mais après les avoir soumis à un testeur de circuits intégrés, il s'est avéré qu'ils ne sont pas des compteurs puisque les sorties D, C, B et A ne répondent pas aux impulsions de comptage.

### - Cas d'une voiture à cinq vitesses :

Nous remarquons que notre dispositif est conçu pour des voitures munies de quatre vitesses. Dans le cas de voitures à cinq vitesses, il faut prévoir un interrupteur au niveau du delco, car selon que la voiture roule à la quatrième ou à la cinquième vitesse, une vitesse réelle donnée correspond à deux régimes différents du moteur. Une autre solution, plus efficace à notre avis, serait de capter les signaux représentant l'information vitesse directement au niveau du compteur, ce qui supprime l'inconvénient du delco. De plus, le dispositif, dans ce dernier cas, peut être également utilisé pour des voitures à moteur diesel, ne comportant pas de delco.

## Conclusion

- Comme nous l'avons indiqué au niveau de l'introduction, notre objectif consistait à mettre en relief le rôle important joué par l'électronique dans la sécurité de l'automobile.
- Au terme de notre étude, les deux questions suivantes s'imposent d'elles-mêmes: qu'avons-nous appris, mais aussi qu'elle a été notre contribution?
- S'il est assez aisé de répondre à la première question, il est par contre difficile de donner une réponse catégorique à la deuxième.
- Sur le plan de notre formation, nous pouvons affirmer que le travail réalisé dans le cadre de cette thèse, nous a permis de nous familiariser avec les problèmes inhérents à l'électronique de l'automobile, en particulier ceux relevant de la sécurité. Nous avons notamment assimilé le fonctionnement des circuits intégrés en compteurs, décodeurs ou oscillateurs. De même, ce travail nous a permis d'acquérir certaines notions sur les capteurs.
- Malheureusement, l'indisponibilité de certains composants nous a empêché de mener à terme notre réalisation. Nous avons cependant tenu à monter tous les étages dont nous avons pu - au prix de multiples difficultés - à nous procurer les composants.
- Pourtant, l'ampleur prise par les accidents corporels dus à

l'excès de vitesse, milite en faveur de la production en série dans notre pays, de ce dispositif ou d'un autre similaire.

De dimensions réduites, il occupe peu de place sur le tableau de bord ; de plus, l'utilisation de circuits en couches épaisses permettrait une miniaturisation plus importante.

Les différents composants discrets qu'il comporte peuvent être fabriqués en Algérie ; les circuits intégrés seront importés dans un premier temps, en attendant une plus grande maîtrise technologique de la part du secteur national.

## ANNEXES

1. Circuits intégrés SN 7490 , SN 7400  
& CD 4011 MOS
2. Le transistor - unijonction.



# annexe:1

## CIRCUITS INTEGRES SN 7400 SN 7490 et CD 4011 MOS

### I. Le code BCD (Binary coded Decimal)

L'intérêt de ce code réside dans le fait de penser en « décimal » :

Coder un nombre en décimal BCD consiste à coder en binaire chacune des décades qui le composent.

On sait que pour coder une décade (chiffre allant de 0 à 9), quatre bits sont nécessaires ; or avec quatre bits, on peut aller jusqu'au chiffre 15.

C'est dire que dans un codage BCD, il y a six états (de 1010 à 1111) qui ne sont pas utilisés ; c'est là où réside le principal inconvénient de ce mode de codage :

valeurs décimales	BIT:1	BIT:2	BIT:3	BIT:4
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1

Etats du code binaire non utilisés ↓

Code BCD ↑

Tableau:1

## II - Compteurs intégrés:

### 1 - Principe:

Une bascule dont la sortie change d'état chaque fois qu'un signal est appliqué sur une entrée appelée « commande de transition », nous donnera, par son état le chiffre des unités du nombre des impulsions. Cette bascule, seule, ne peut compter que jusqu'au chiffre 1 : [0-1].

Si on relie cette bascule à une deuxième qui comptera, par exemple, le nombre de passages à zéro de la première, on pourra compter jusqu'à 3 : [0-1-2-3].

On peut donc dire que pour avoir  $2^n$  états distincts, il nous faudra  $n$  bascules dans le compteur.

Si après la remise à zéro, on envoie sur l'entrée de commande un nombre d'impulsions supérieur à la capacité de celui-ci, le compteur repassera à zéro pour effectuer un nouveau cycle.

Le tableau 2 donne le contenu du registre après chaque action sur l'entrée, dans le cas d'un compteur en binaire de capacité 16, comportant 4 bascules.

On remarque que :

- La bascule 1 commute après chaque impulsion sur

l'entrée de commande de transition.

- La bascule 2 commute après une impulsion sur l'entrée si la bascule 1 est au niveau 1 avant cette impulsion.

- La bascule 3 commute si les bascules 1 et 2 étaient précédemment au niveau 1.

- La bascule 4 commute également si les premières bascules sont au niveau 1.

valeurs décimales	Bascules			
	4	3	2	1
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1

Tableau: 2

## 2. Compteur de décade SN 7490:

C'est le compteur intégré le plus courant.

Son brochage est représenté en figure 1 et la table des états correspondants reproduite ci-dessous (tableau 3)

Nombre d'impulsions	S O R T I E S			
	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

Tableau: 3

Ce compteur possède une entrée par une porte NAND pour la RAZ (broches 2 et 3) et une seconde (broches 6 et 7) pour la mise à 9 des différentes sorties D, C, B, A. (1001 en binaire)  
 La table des RAZ ci-dessous indique les niveaux auxquels doivent être portés les entrées  $R_{0(1)}$ ,  $R_{0(2)}$ ,  $R_{9(1)}$  et  $R_{9(2)}$  pour que le compteur se trouve en état de comptage ou pour ramener le compteur à 0 ou à 9.

Entrées R-A-Z				S o r t i e s			
$R_{0(1)}$	$R_{0(2)}$	$R_{9(1)}$	$R_{9(2)}$	D	C	B	A
1	1	0	X	0	0	0	0
1	1	X	0	1	0	0	0
X	0	1	1	1	0	0	1
0	X	1	1	1	0	0	1
1	1	1	1	1	0	0	1
X	0	X	X	Comptage			
0	X	0	0				
0	X	X	X				
X	0	0	0				

Tableau: 4

La condition (X) indique que les entrées peuvent être indifféremment à 0 ou à 1 sans modifier l'état des sorties.

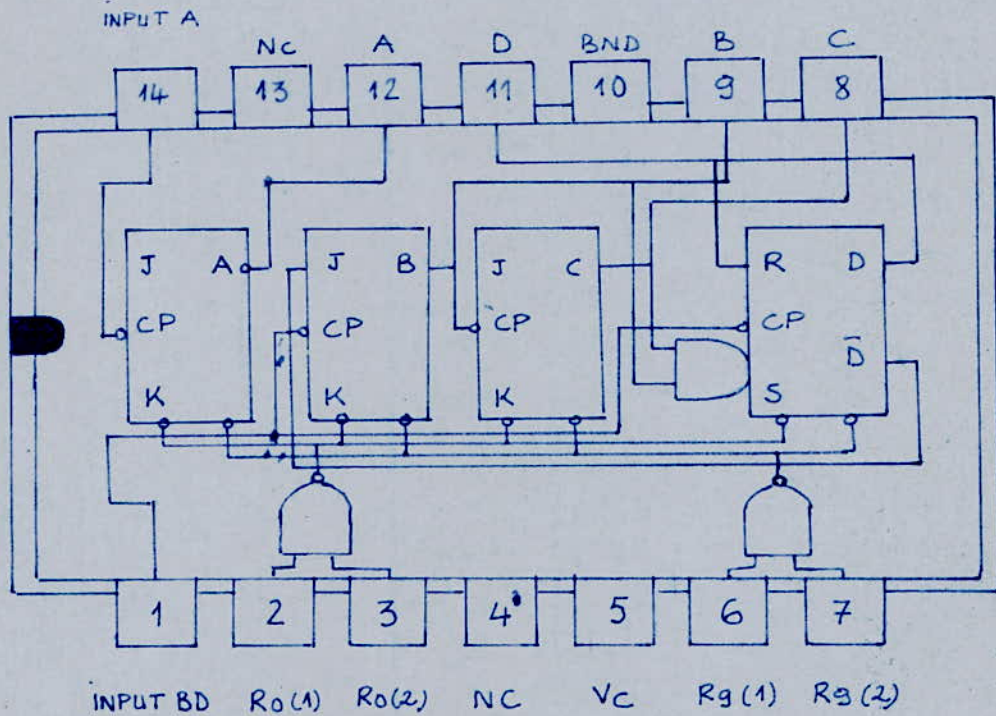


Fig:1 SN 7490 - compteur de décade.

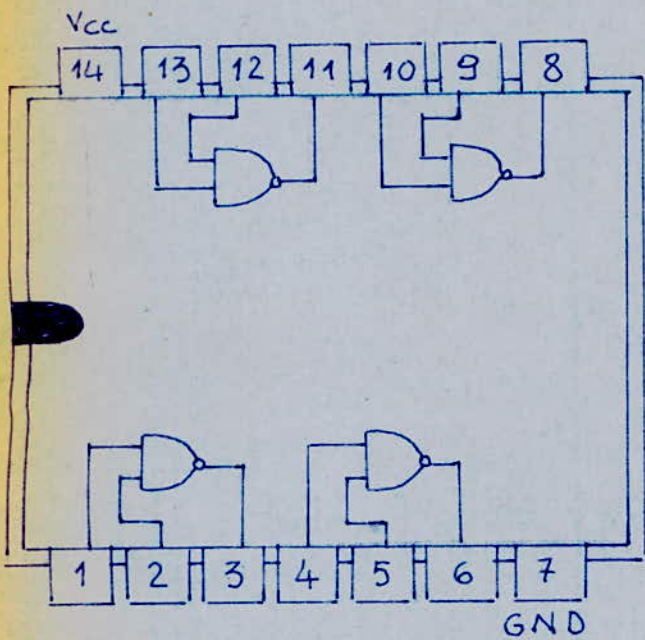


fig 2: C-I SN 7400

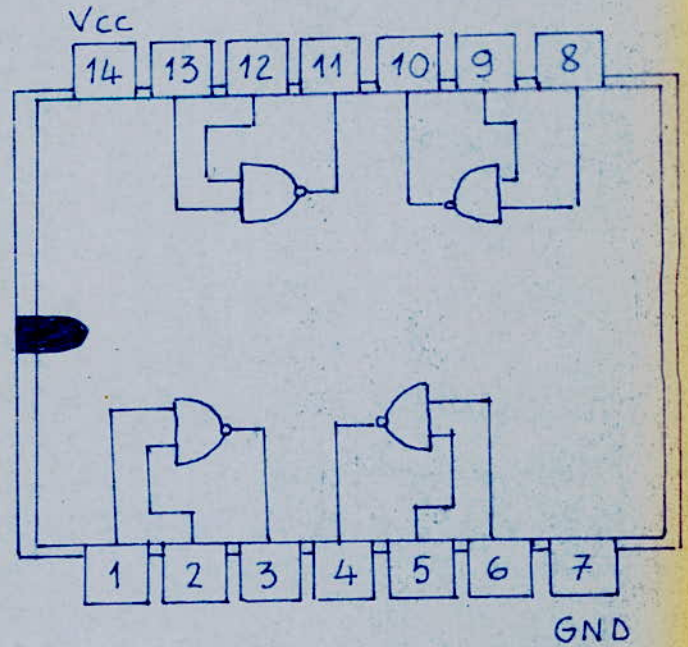


fig 3: C-I CD 4011 M05

Lorsque les conditions de comptage (BCD) sont réunies, ce dernier s'effectue selon la table de vérité reproduite précédemment, après avoir cependant connecté extérieurement la sortie A (broche 12) à l'entrée BD (broche 1).

Remarquons que le +5V est relié à la broche 5, et la masse à la broche 10. L'entrée des impulsions s'effectue sur la broche 14 et le comptage peut être visualisé sur les sorties A, B, C et D, à condition que les entrées RAZ soient aux niveaux convenables.

Les transitions s'effectuent sur le flanc descendant. L'état des différentes sorties en fonction des impulsions successives est représenté sur la figure 4 ci-dessous.

Comme on le voit, le compteur part de zéro et y retourne après 10 impulsions. La représentation du comptage s'effectue en code binaire.

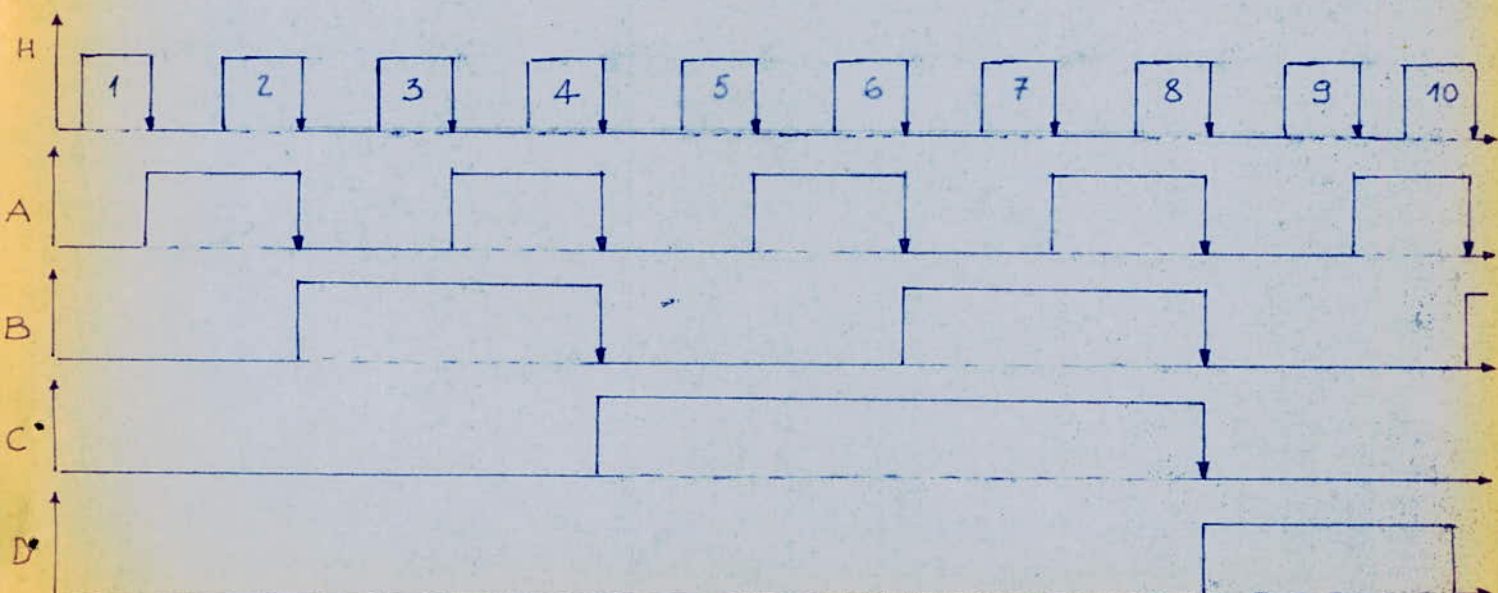
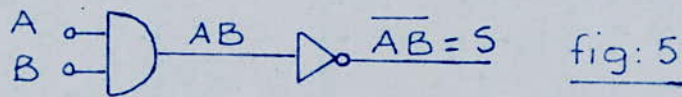


fig 4

### III. Propriétés de la fonction NAND :

Le circuit NAND réalisant la multiplication logique avec inversion est une association de 2 opérateurs fondamentaux, le circuit AND et le circuit PAS.

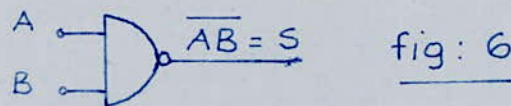


La table de vérité d'une porte NAND à 2 entrées est la suivante :

A	B	S
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Tableau: 5

La porte NAND est représentée graphiquement par le symbole ci-dessous :



c'est-à-dire identique à celle d'une porte AND, avec la seule différence que sur la borne de sortie, figure un petit cercle. Ce dernier signifie que la sortie se trouve inversée par rapport à l'entrée.

En observant la table de vérité, on remarque d'une façon générale, qu'une entrée quelconque à zéro entraîne une sortie  $S=1$ .

## 1. Le circuit intégré : SN 7400 :

Parmi les circuits intégrés réalisant la porte NAND, le plus populaire est le SN 7400 qui comporte 4 portes NAND à 2 entrées et dont le brochage est indiqué sur la figure 2.

Le fonctionnement de ce circuit intégré s'effectue selon la table de vérité de la fonction NAND précédente où A et B représentent les 2 entrées de la porte et S la sortie.

On remarque que le SN 7400 est de technologie TTL, il est donc caractérisé par une grande rapidité, mais dissipe une énergie importante.

## 2. Le circuit intégré : CD 4011 MOS :

Comme le SN 7400, il comporte 4 portes NAND à 2 entrées et fonctionne de la même manière.

La figure 3 représente le brochage de ce circuit intégré.

On remarquera la différence de brochage par rapport à son homologue de technologie TTL.

On signale que les circuits logiques de technologie MOS sont relativement lents par rapport à leurs homologues TTL, cependant ils ont l'avantage de présenter une grande intégration et une réduction considérable de la consommation d'énergie.



## LE TRANSISTOR UNIJONCTION

Le transistor unijonction ou U.J.T est un composant au silicium également connu sous la dénomination de « diode à deux bases ».

### I. Principe:

#### 1. constitution:

L'U.J.T est essentiellement constitué d'un mince barreau de silicium de type N, de grande résistance:  $10^4 \Omega^{-1}$ .

On peut considérer qu'il s'agit d'une diode portant deux connexions ohmiques, de type N, appelées base 1 et base 2.

$B_1$  est le point commun, tandis que  $B_2$  est polarisée positivement ( $+V_{BB}$ ). Une troisième électrode dénommée émetteur - constituée d'un contact de type P - est réalisée sur le barreau, entre les deux bases.

Cette jonction est unique, d'où le nom de transistor unijonction donné à ce dispositif.

Les figures 1, 2 et 3 donnent respectivement la présentation, le schéma symbolique et la disposition des trois électrodes vues côté connexions.

#### 2. Caractéristique statique de l'U.J.T:

Considérons l'U.J.T polarisé conformément au schéma de la figure 4 et admettons que le barreau principal

peut être assimilé à une résistance  $R_{BB}$  telle que :

$$R_{BB} = R_{B1} + R_{B2}$$

Dans ce cas, l'étude des caractéristiques du montage considéré, peut être faite à partir du schéma équivalent donné en figure 5. Celle-ci montre que la diode  $D$  reste bloquée tant que la tension  $V_E$  est inférieure au seuil  $V_P$  dit tension de pic et défini par la relation :

$$V_P = 3 \cdot V_{BB} + V_D$$

où  $V_D$  : représente la tension directe aux bornes de la diode.

$\gamma$  : rapport intrinsèque de l'U.J.T.

avec :

$$\gamma = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad 0,4 < \gamma < 0,8$$

Par ailleurs :  $V_D \ll V_P$  et  $V_{BB}$

$$\text{d'où : } V_P \approx 3 \cdot V_{BB}$$

L'application de la tension  $V_{BB}$  crée un grand gradient de potentiel le long de la base, le point  $E$  correspondant à une certaine tension positive par rapport à  $B_1$ .

- Tant que la tension d'entrée  $V_E$  est inférieure à  $V_P$ , la jonction est inversement polarisée, il en résulte une très faible intensité du courant inverse. L'U.J.T. est donc bloqué.

- Dès que  $V_E$  atteint un seuil égal à :  $3 \cdot V_{BB}$ , la diode commence à conduire et il y a injection de trous dans la base. Ces trous sont accélérés vers  $B_1$  par le champ électrique longitudinal dû à la tension de polarisation :  $V_{BB}$ .

Il s'ensuit une diminution de la valeur effective de la résistance  $R_{B1}$  entraînant une diminution de la tension  $V_A$ . Cela se traduit par une augmentation de la tension directe aux bornes de la diode, d'où une injection plus importante de trous.

On obtient ainsi la branche AB de la caractéristique, le point B (ou point de pic) correspondant à l'égalité de la tension positive appliquée à l'émetteur et celle qui résulte de la tension le long du barreau de Si.

- Dès que la tension d'entrée atteint un seuil égal à  $V_p$ , la jonction devient directement polarisée. Il s'établit donc un véritable phénomène d'avalanche qui a pour effet de faire tendre  $R_{B1}$  vers une valeur nulle, entraînant une diminution du potentiel  $V_E$  importante, jusqu'à une valeur voisine de  $V_D$ . La valeur minimale de cette tension correspond au point C (ou point de vallée). Après quoi, la tension augmente régulièrement.

La caractéristique statique de l'U.J.T donnée en figure 6, met donc en évidence trois zones.

- une zone de blocage où l'U.J.T présente une résistance positive élevée.

- une zone de résistance dynamique négative.

- une zone de saturation où l'U.J.T présente une résistance positive relativement faible.

$I_{E0}$  est le courant inverse d'émetteur (quelques  $\mu A$ ).

## II - Application:

Le principe d'un générateur d'impulsions est donné en figure 7. Le fonctionnement de ce circuit repose sur le principe de la charge et de la décharge alternées d'un condensateur, commandées par un U.J.T.

- Au moment de la mise sous tension, la capacité  $C$  se charge à travers la résistance  $R$ , suivant la loi exponentielle :

$$V_C = E (1 - e^{-t/RC})$$

- Dès que la tension  $V_C$  atteint la tension de pic  $V_p$ , l'U.J.T s'ouvre instantanément et décharge  $C$  très rapidement à travers la résistance directe de la diode  $E_{B1}$  et la faible résistance  $R_1$ .

- L'effondrement de  $V_C$  jusqu'à la tension vallée:  $V_v$  ramène le blocage de l'U.J.T, le condensateur se recharge à nouveau et le cycle recommence. On recueille sur  $E$  des dents de scie sous forme exponentielle.

En effet, soit  $t$  un instant quelconque de la charge.

Le courant  $i$ , la tension  $v$  et la charge  $q$  du condensateur vérifient les équations suivantes:

$$Ri + v = E \quad (1) \quad ; \quad q = C \cdot v \quad (2)$$

$$\bullet \text{ or } i = \frac{dq}{dt} \quad \text{soit} \quad i = C \cdot \frac{dv}{dt}$$

$$\bullet \text{ d'où : } RC \frac{dv}{dt} + v = E \quad (3) \text{ équation différentielle de la charge.}$$

Cette équation est du premier ordre, linéaire, à coefficients

constants et à second membre constant.

Equation sans second membre :  $RC \frac{dV}{dt} + V = 0$

de solution :  $V_1 = A \cdot e^{-t/RC}$

Lorsque la charge est terminée :  $\frac{dV}{dt} = 0$

donc :  $V_2 = E$  est une solution particulière.

D'où la solution générale :  $V = A \cdot e^{-t/RC} + E$

où  $A$  : constante dépendant des conditions initiales.

A  $t=0$ ,  $V=0$  donc  $A+E=0$  soit  $A=-E$

d'où :  $V_C = V = E(1 - e^{-t/RC})$

En résumé, le fonctionnement est possible si :

- à l'ouverture :  $E - V_p > R \cdot I_p$

- à la fermeture :  $E - V_p < R \cdot I_v$

L'U.J.T. joue donc un rôle d'interrupteur électronique.

### Détermination de la période du signal impulsionnel :

La tension de sortie  $V_{B1M}$  est un train d'impulsions à fronts raides et de décroissance exponentielle. La fréquence de ces impulsions

est donnée par :  $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2,3 RC \log \frac{1}{1 - \frac{V_p}{R_2 \cdot V_{B1}}}}$

En effet, le potentiel de charge de  $C$  est :  $V_C = E(1 - e^{-t/RC})$

La période  $T$  s'achève lorsque  $V = V_p$ , soit  $V_p = E(1 - e^{-T/RC})$

donc :  $e^{-T/RC} = \frac{E - V_p}{E} \Rightarrow T/RC = \log \frac{E}{E - V_p}$

soit :  $T = RC \cdot \log \frac{E}{E - V_p}$  or  $V_p \approx \gamma \cdot E$ , d'où :

$$0,4 < \gamma < 0,8$$

Période des dents de scie

$$T = 2,3 \cdot RC \cdot \log \frac{1}{1 - \gamma}$$

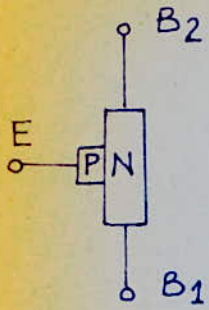


fig 1: Représentation de l'U.J.T

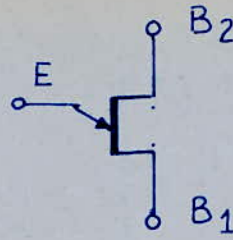


fig 2: schéma symbolique de l'U.J.T

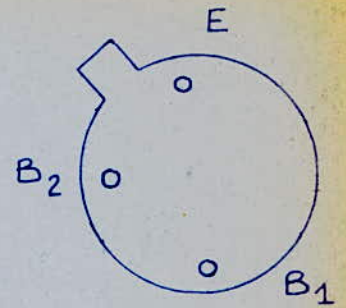


fig 3: Disposition des électrodes de l'U.J.T côté connexions

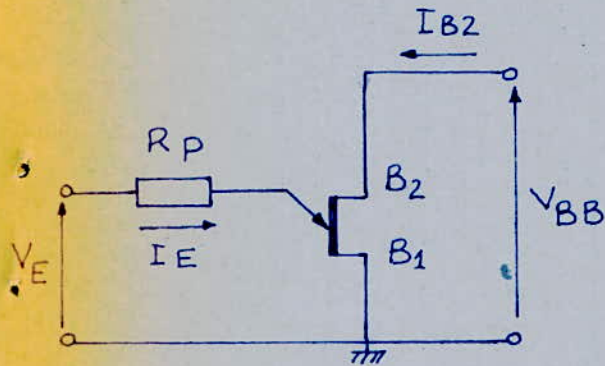


fig 4: Polarisation de l'U.J.T

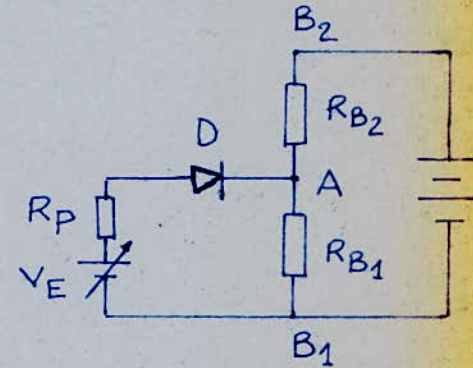


fig 5- schéma équivalent de la polarisation de l'U.J.T

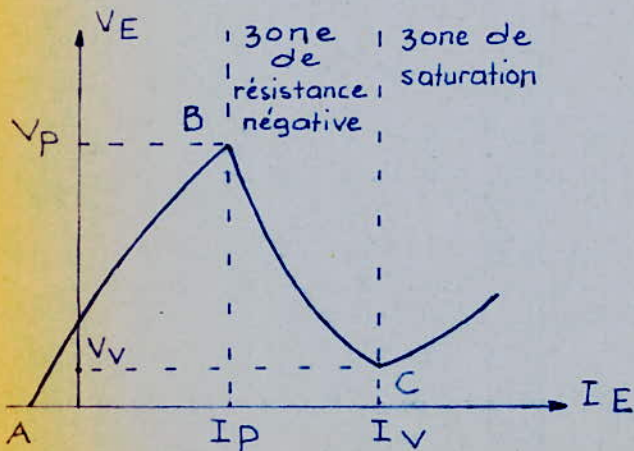


fig 6: Caractéristique statique de l'U.J.T

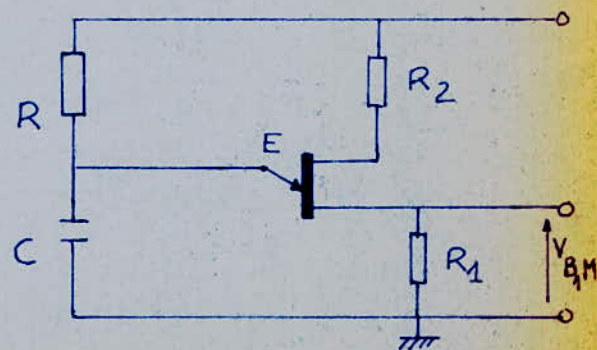


fig 7: schéma de principe d'un générateur d'impulsions

# Nomenclature

## - Résistances :

$R_1 - 150 \Omega$   
 $R_2 - 51 \text{ K}\Omega$   
 $R_3 - 10 \text{ K}\Omega$   
 $R_4 - 22 \text{ K}\Omega$   
 $R_5 - 1,5 \text{ K}\Omega$   
 $R_6 - 22 \Omega$   
 $R_7 - 15 \text{ K}\Omega$   
 $R_8 - 1 \text{ K}\Omega$   
 $R_9 - 330 \Omega$   
 $R_{10} - 1,8 \text{ K}\Omega$   
 $R_{11} - 220 \Omega$

$R_{12} - 1,5 \text{ K}\Omega$   
 $R_{13} - 10 \text{ K}\Omega$   
 $R_{14} - 470 \Omega$   
 $R_{15} - 100 \Omega$   
 $R_{16} - 22 \text{ K}\Omega$   
 $R_{17} - 1,5 \text{ M}\Omega$   
 $R_{18} - 3,9 \text{ K}\Omega$   
 $R_{19} - 10 \text{ K}\Omega$   
 $R_{20} - 100 \Omega$   
 $R_{21} - 33 \text{ K}\Omega$   
 $R_{22} - 330 \Omega$

$R_{V1}$  à  $R_{V6}$  : résistances ajustables de  $47 \text{ K}\Omega$

## - Diodes :

Z - Zener 10V . 1,3 W (BZX C10)

$D_1 - 1\text{N}4002$

$D_2$  à  $D_8 - 1\text{N}914$

## - Capacités :

$C_1 - 2200 \mu\text{F} - 40\text{V}$   
 $C_2 - 2200 \mu\text{F} - 16\text{V}$   
 $C_3 - 100 \mu\text{F} - 16\text{V}$   
 $C_4 - 0,47 \mu\text{F} - 160\text{V}$   
 $C_5 - 1 \mu\text{F} - 250\text{V}$

$C_6 - 47 \mu\text{F} - 16\text{V}$   
 $C_7 - 1 \mu\text{F} - 16\text{V}$   
 $C_8 - 15 \text{ nF}$   
 $C_9 - 0,1 \mu\text{F}$   
 $C_{10} - 47 \text{ nF}$

## - Transistors :

$T_1 - 2\text{N}1711$  (+ refroidisseur à ailettes)

$T_5 - 2\text{N}2646$

$T_2$  à  $T_4 - \text{BC}107\text{A}$

$T_6 - 2\text{N}2219$

- Circuits intégrés :

IC1 à IC3 - SN 7490

IC4 - SN 7400

IC5 - CD 4011 MOS

- Régulateur 1 ou 1,5 A type LM 340 (+ radiateur)

- 1 L.E.D diamètre 3.

- 1 relais 5V, 200  $\Omega$

- 1 H.P 5cm, 16  $\Omega$

- 1 interrupteur

- 1 sélecteur rotatif 6 positions.

- 2 socles banane.

- 1 embase femelle.

- 1 prise mâle.

- 2 à 3 m de fil blindé avec conducteur central.

- 1 coffret plastique.



## Bibliographie

- B<sub>1</sub> : Connaissance de l'électronique automobile  
G. Gory Ed. Semis
- B<sub>2</sub> : Electronique pratique n°3 nouvelle série .
- B<sub>3</sub> : Le monde des techniques - Oct. 82
- B<sub>4</sub> : Ingénieurs de l'automobile . n° 5
- B<sub>5</sub> : Electronique pratique n°14 Nouvelle série .