ISSN 1157-4372

HOBBYTRONIC

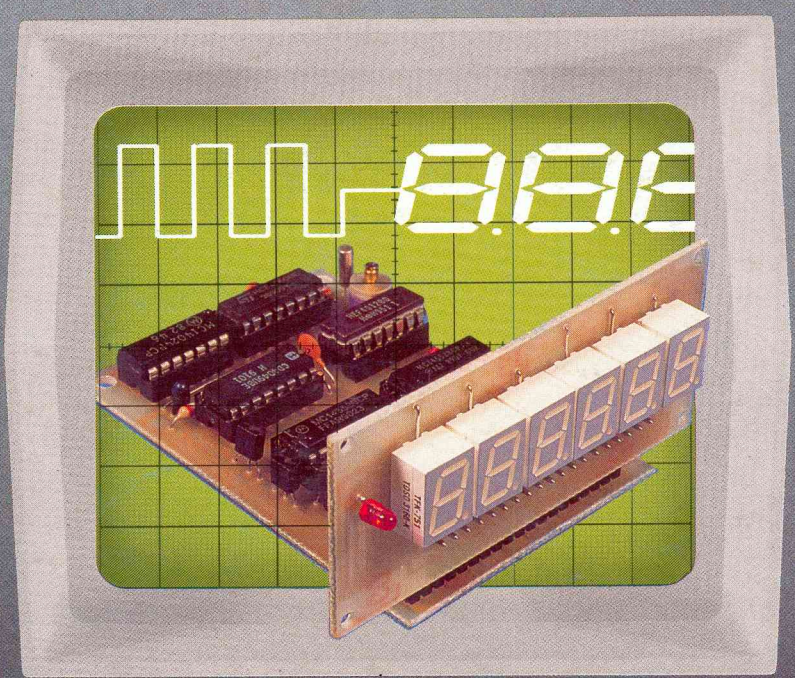
NOUVEAU MENSUEL D'APPLICATIONS ELECTRONIQUES

N°5 - MAI 1991 - 15,00 F

DOMESTIQUE

ALIMENTATION

MODELISME



HOBBYTHEQUE

VIDEO

LUMIERE

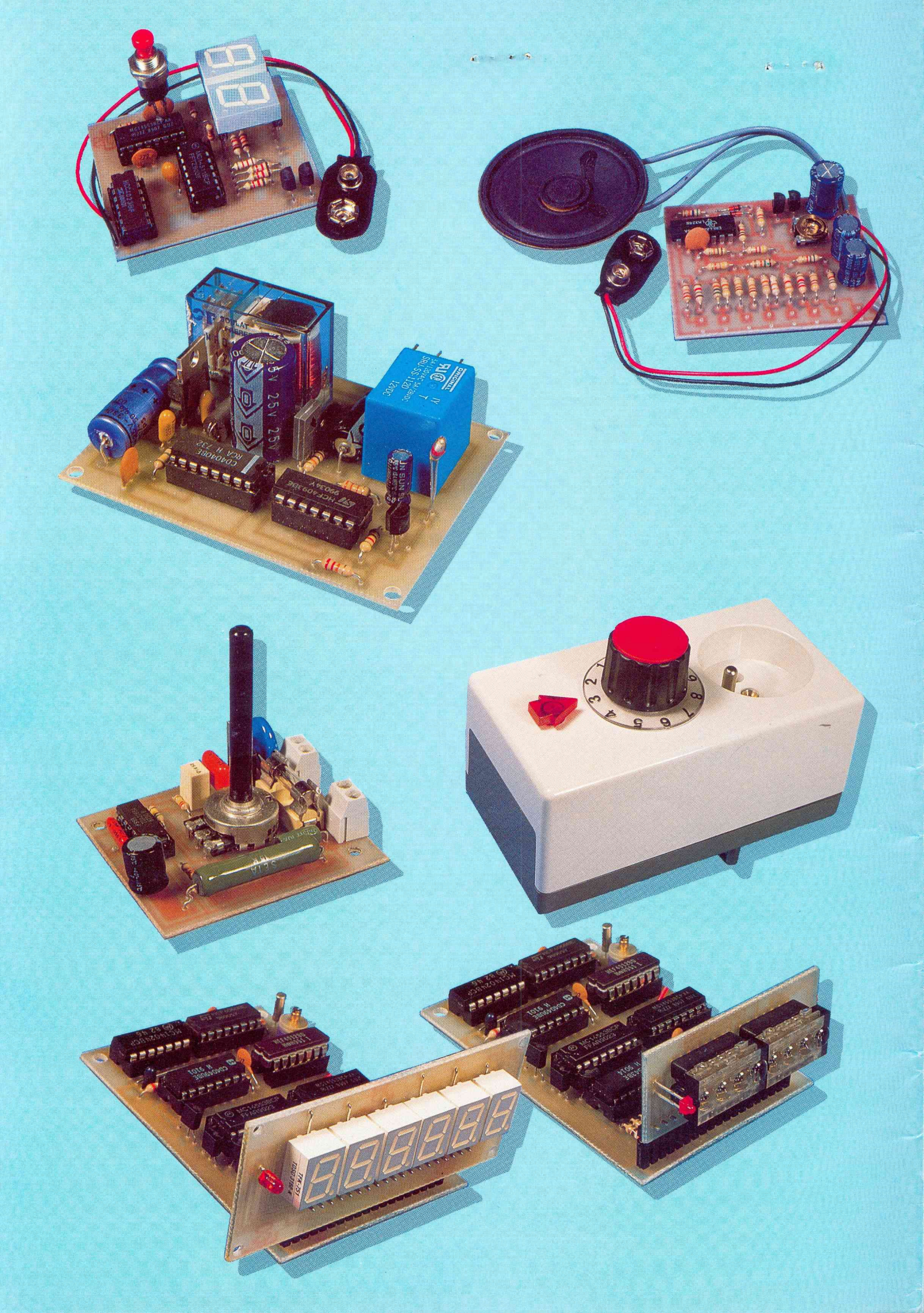
EMISSION-RECEPTION

VOITURE-MOTO

MESURE

SONORISATION

M4443 - 5 - 15,00 F



HOBBYTRONIC

N°5 MAI 1991

SOMMAIRE

NOS FICHES TECHNIQUES

Un capteur de température à lecture directe
LE LM35 2

AOP qui es tu ? (suite)
Les "Best Seller" et leurs caractéristiques 13

3 compteurs par 10, 3 mémoires et un multiplex le tout en 16 broches : c'est possible !
LE MOS 4553 de MOTOROLA 24

Un circuit spécialisé dans la commande par angle de phase
LE TDA 2088 de PLESSEY 37

HOBBYTHEQUE

NOS REALISATIONS PRATIQUES

Les indispensables pour mesurer le bien-être ambiant et plus encore. Extensions pour modules 7106 et 7107
UN THERMOMETRE SIMPLE DE −40 à +110°C 4
UN HYGROMETRE 5 à 100% 6

MESURE DOMESTIQUE

Offrez de nouveaux régimes et une nouvelle jeunesse à votre perçeuse
UN REGULATEUR DE VITESSE 220V 10

INITIATION TECHNOLOGIE

LOTO : un jeu de hasard : alors optez pour le hasard électronique.
UN LOTO ELECTRONIQUE à AFFICHEURS 28

UN MINI FREQUENCEMETRE 6 DIGITS
Ou le comptage au creux de la main 31

MESURE VOITURE-MOTO

Votre carburateur souffre de la chaleur:
UN ANTI VAPOR LOCK 41

Musique en LM 324 majeur
UN MINI ORGUE 8 NOTES 44

Sommaire permanent 47
Réponses aux courriers des lecteurs
Pour vous abonner, rendez-vous en page 48

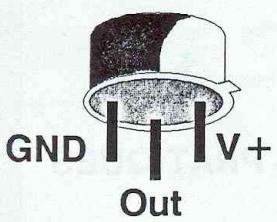
INITIATION TECHNOLOGIE

LE LM35 de chez National

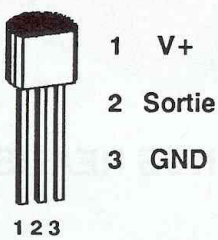
Un capteur de température performant et d'emploi aisé

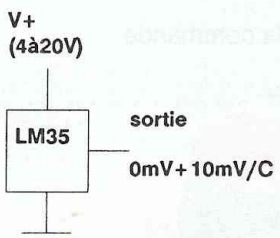
La mesure de température fait appel à différentes sortes de capteurs : thermocouples, résistances à coefficient de température (CTN ou CTP), et même à des transistors. En effet, tous les composants électroniques sont sensibles aux variations de température et ce qui est généralement un défaut peut être exploité comme une qualité. Mais leur emploi requiert une calibration afin d'obtenir une bonne linéarité, et une lecture directe en échelle CELSIUS. La série LM35 de chez NATIONAL nous pourvoit directement en capteurs de précision, directement proportionnels en °C centigrade et donc très facilement exploitables : sortie à 0 volt pour 0°C et 10 mV par degré sur une large plage.

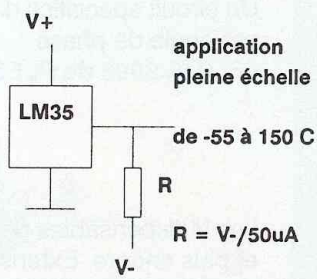
Boitier TO46 Suffixe H



Boitier TO92 suffixe Z







RESUME DES CARACTERISTIQUES

- Directement calibré en ° CELSIUS
- Linéarité : 10,0 mV/°C
- alimentation : de 4 à 30 volts
- très faible consommation : de 50 à 150 uA
- Auto-échauffement inférieur à 0,08 °C
- précision supérieure à 0,5 °C (meilleure que 0,2 °C pour les modèles suffixe A)
- sortie basse impédance : 0,1 Ω pour une charge de 1 mA
- échelle : de - 55 °C à + 150 °C pour les LM35 et LM35A
- échelle : de - 40 °C à + 110 °C pour les LM35C et LM35CA
- échelle : de 0 °C à 100 °C pour le LM35D
- sortie : 10 mA maximum

PARTICULARITES

Le LM35 est d'un emploi facile. Alimenté entre V+ et GND, on obtient directement en sortie, une tension en mV équivalente au dixième de degré CELSIUS. C'est l'application de base la plus courante (voir ci-dessus). Toutefois, dans ces conditions, il ne peut descendre sous 20 mV, et se limite donc à une température minimum de 2 °C.

Pour obtenir la pleine échelle, il est nécéssaire de "tirer" vers une tension plus négative que GND la broche de sortie. Une résistance reliée à une tension V- fait parfaitement l'affaire (voir ci-dessus).

Il faut toutefois noter que les liaisons de connexion du capteur vers l'unité d'exploitation doivent être courtes et tenir compte des charges en présence. Sur de très hautes impédances, un câble blindé est impératif et si le LM35 peut, sans

inconvénients opérer sur une charge capacitive de l'ordre de 50 pF, il faudra prendre des précautions supplémentaires sur une charge plus importante (voir ci-contre).

Il faut également garder en mémoire le fait que c'est le coeur du produit qui réagit aux variations de température et que la résistance thermique du boîtier, ainsi que les liaisons avec le milieu ambiant influent sur les temps de réponse du capteur. Les broches métalliques de connections sont également très bonnes conductrices de la chaleur et sont en contact avec la "puce". Il peut s'avérer préférable de les isoler dans certaines applications pointues où la température du boîtier prime sur celle de l'air ambiant, lequel influence de beaucoup les broches non protégées. Une gangue d'époxy fera parfaitement l'affaire.

Si la mesure doit s'effectuer en milieu liquide ou à forte condensation, le capteur doit être isolé lui aussi par une gaine protectrice étanche (tube métallique et époxy par exemple).

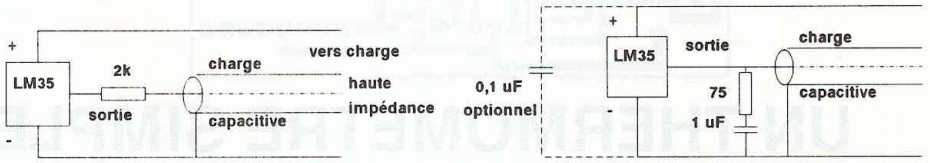
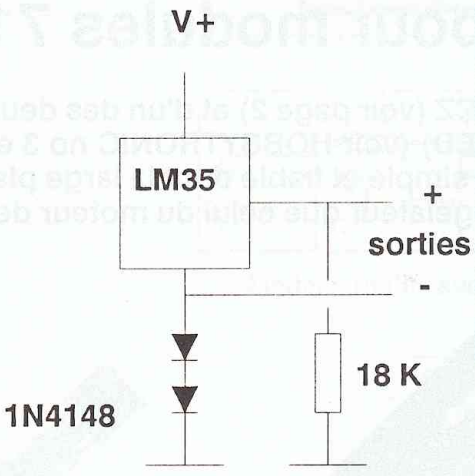


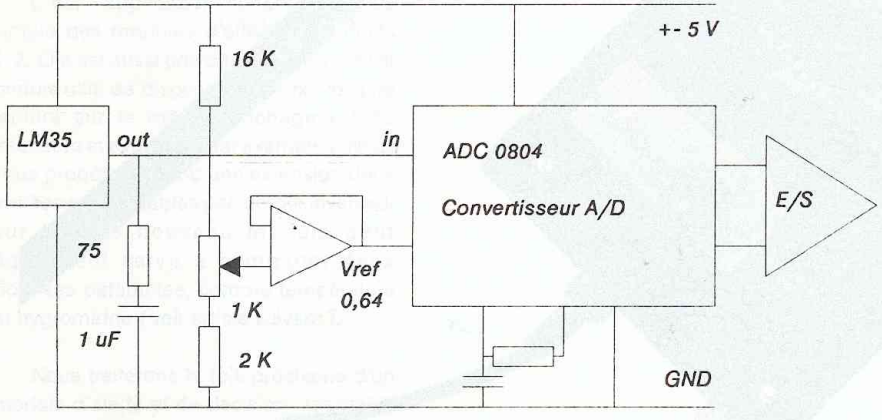
figure 1



Application pleine échelle en mono-alimentation

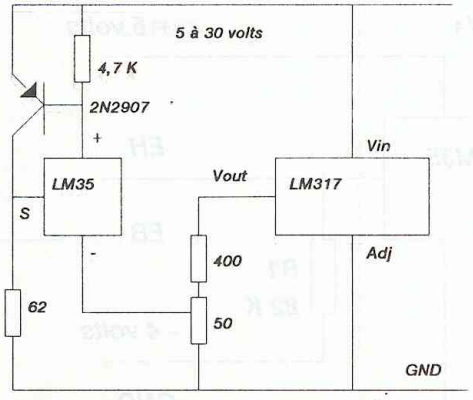
Les diodes recréent une masse fictives de -1,2 volts et la résistance "tire" la sortie vers cette tension négative.

Les sorties ont un mode commun par rapport à GND.



Température convertie en données digitales sur une plage de 0 à 128 °C et sorties parrallèles trois états

Le convertisseur A/D est un classique ADC 0804 que nous aurons certainement l'occasion de revoir.



Source de courant constant de 0 à 100 °C ajustable de 4 à 20 mA

CONCLUSIONS

Vous trouverez dans la série LM35 le capteur adapté à la plupart des besoins habituels (domestiques ou autres).

Le plus courant est le modèle LM35CZ, qui couvre une plage de -40 °C à +110 °C, plus que suffisante, et pour un prix modique.

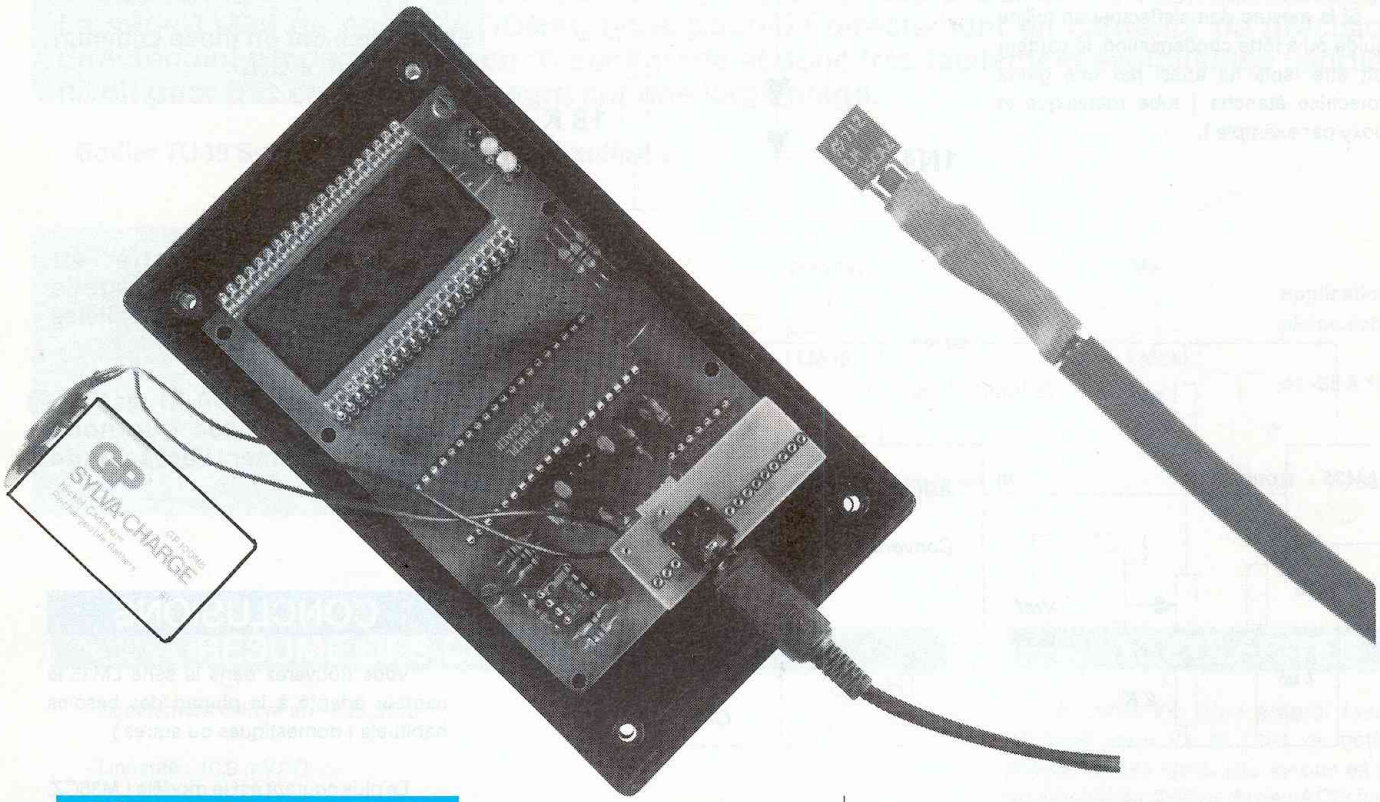
Nous l'avons nous même utilisé dans ce numéro, associé aux modules d'affichage à 7106 et 7107, avec lesquels il s'adapte parfaitement pour la réalisation d'un thermomètre simple.

Un coup d'oeil n'engage à rien. A tout de suite !

LE FUTE

UN THERMOMETRE SIMPLE et performant
- 40 °C à + 110 °C
Extension pour modules 7106 ou 7107

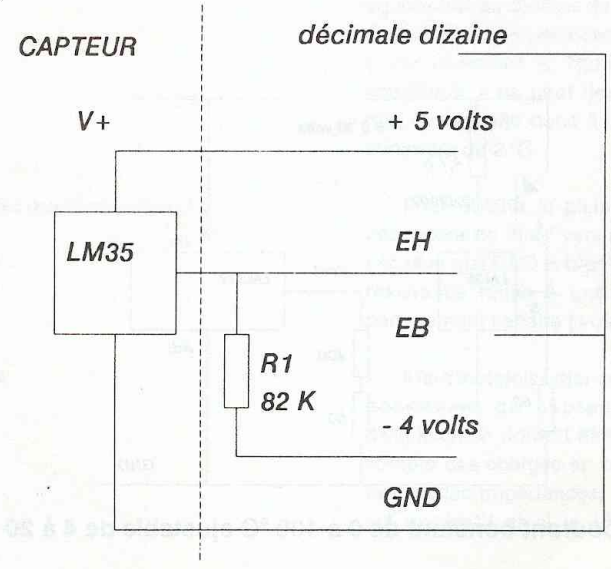
Sur la base du capteur LM35CZ (voir page 2) et d'un des deux modules d'affichage 3 digits 1/2 à 7106 (LCD) ou 7107 (LED) (voir HOBBYTRONIC no 3 et 4), nous vous proposons de réaliser un thermomètre très simple et fiable dont la large plage d'utilisation autorise aussi bien le contrôle de votre congélateur que celui du moteur de votre voiture.



SCHEMA DE DETAIL

Il n'y a rien de bien sorcier, à partir des connaissances acquises sur le LM35CZ, le schéma s'impose de lui-même :

Le capteur est monté entre V+ et GND. Sa broche OUT est reliée à EH et au travers d'une résistance R1 de 82 KΩ à V-. L'entrée EB du module est reliée à GND ainsi que la commande de décimale des dizaines. En effet, la sortie du capteur donne 10 mV par degré , et donc 1 mV par dixième de°C. Si le Vref du module est bien réglé à 1 volt (échelle totale 2 volts), la lecture est directe et ne nécessite aucun réglage.



REALISATION

Le circuit imprimé est des plus simple.s Il est prévu pour une implantation verticale sur le module d'affichage. Une double implantation est prévue au niveau du capteur :

- soit le capteur lui-même sur le C. I.

- soit un jack châssis stéréo femelle pour y adapter le mâle correspondant, ce afin de déporter la mesure de température à l'extérieur du boîtier, au travers d'un câble 2 conducteurs blindés. Ce jack permet également d'y adapter d'autres capteurs fonctionnant sur la même philosophie (mesure par rapport à GND et 10 mV/unités comme le capteur d'humidité du chapitre suivant).

ON BRANCHE !

La connexion au module d'affichage est immédiate et la lecture directe. Aucun réglage n'est nécessaire si Vref est bien à 1 volt.

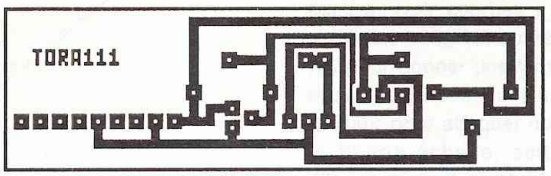
CONCLUSIONS

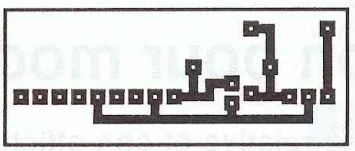
C'est l'application concrète la plus simple des modules d'affichage 3 digits 1/2. Elle est aussi une des plus utiles. Il est parfois utile de disposer de deux types de lecture sur le même affichage (T °C intérieure et extérieure par exemple). Nous vous proposons donc une extension deux entrées commutables par simple inverseur sur EB. Ce nouveau module peut également servir à commuter deux données différentes, comme température et hygrométrie (voir article suivant).

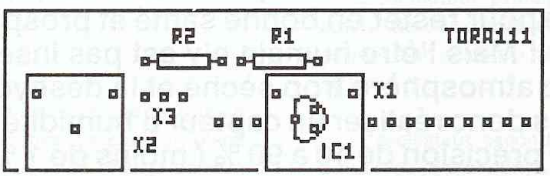
Nous traiterons la fois prochaine d'un module d'alerte et de décision, adaptable sur les affichages et utlisant ce type de capteur, pour en faire, par exemple une alerte congélateur ou un thermostat.

A bientôt donc !

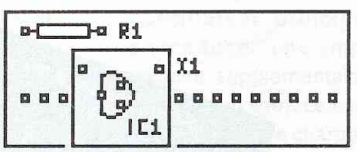
LE FUTE



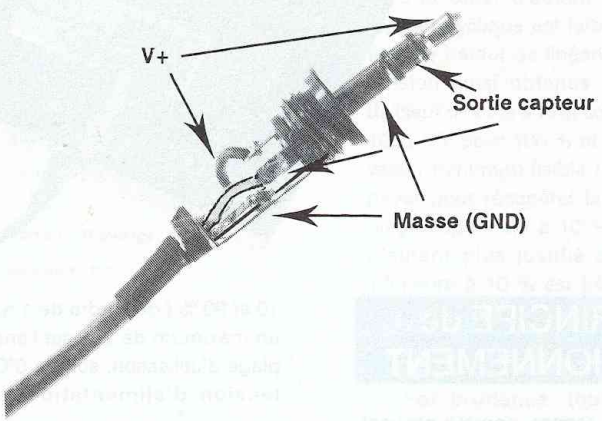




Modèle double avec inverseur en X3



Modèle simple

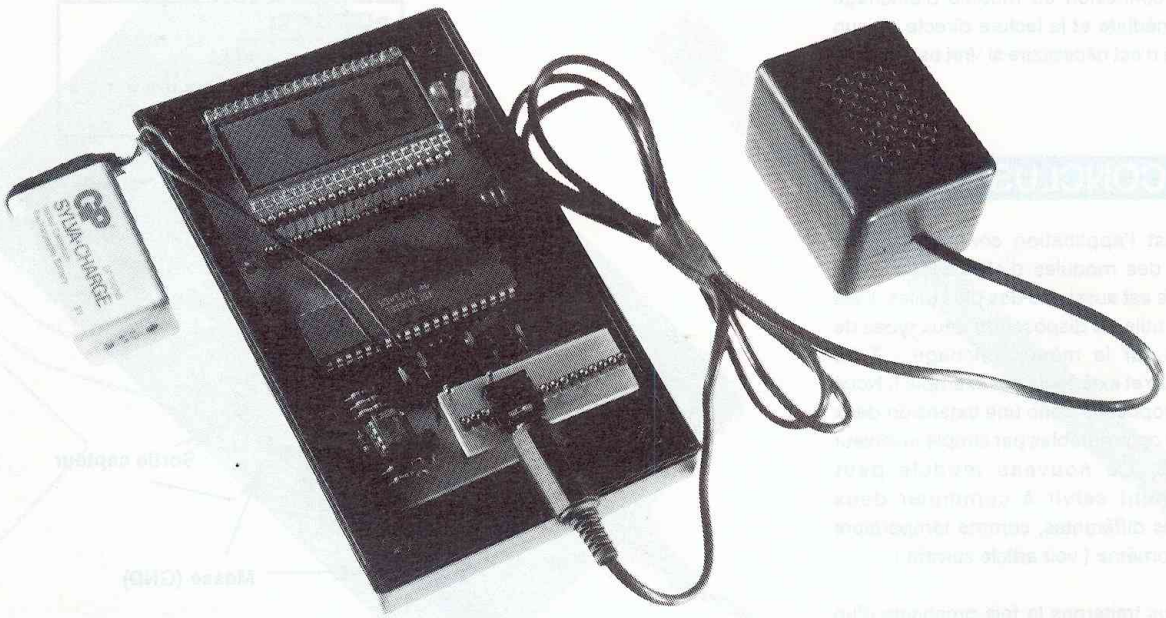


Câblage pour la sonde externe

UN HYGROMETRE SIMPLE de 5 à 100 %

Extension pour modules 7106 ou 7107

La mesure de l'humidité relative et son affichage sont des besoins importants pour tout amateur d'animaux ou de plantes exotiques, lesquels requièrent une hygrométrie importante pour rester en bonne santé et prospérer. L'ambiance tropicale de leurs origines en somme ! Mais l'être humain n'y est pas insensible : bien des rhinites et migraines sont dues à une atmosphère trop sèche et la déshydratation vous guette !
Nous allons donc réaliser un capteur d'humidité couvrant la pleine échelle de 5 à 100 % avec une bonne précision de 10 à 90 % (moins de 1 % d'erreur). Ce montage est étudié pour être directement exploitable sur les modules afficheur 3 digits 1/2 à base 7106 ou 07 (voir HOBBYTRONIC no 3 et 4)

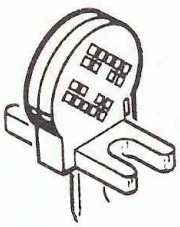


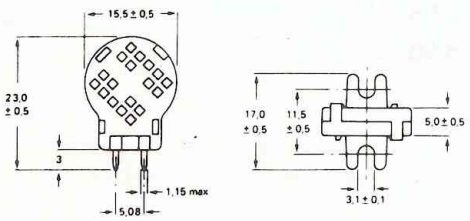
LE PRINCIPE de FONCTIONNEMENT

Le montage repose, comme souvent, sur un composant particulier ci-dessous nommé le capteur.

Le capteur H1 de chez PHILIPS (RTC)

Il se présente sous la forme d'un petit boîtier plastique ajouré et muni de deux pattes de fixation. Il contient un substrat diélectrique entre deux minces couches d'OR formant ainsi un condensateur, dont la capacité varie en fonction de l'humidité relative. Cette variation est presque linéaire de 115 pF à 0 % à 160 pF à 100 % (voir courbe). Sa précision est excellente entre 10 et 90 % (de l'ordre de 1 % à 25°C pour un maximum de 2 % sur l'ensemble de la plage d'utilisation, soit de 0°C à 85°C). La tension d'alimentation ne doit pas dépasser 15 volts et il est utilisable sur une plage de fréquence de 1 Khz à 1 Mhz.

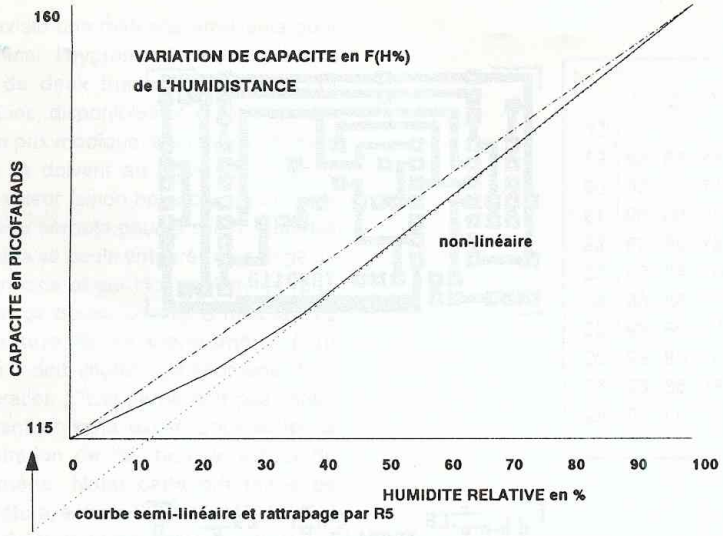




Cette capacité varie également en fonction de la température, mais de façon négligeable à l'intérieur des limites de mesure autorisées (de 0,1% par°C).

Le temps de réponse du produit est de l'ordre de 3 mn pour passer de 5 à 45 % et de 5 mn pour passer de 45 à 100 %. Cet ordre d'idée reste également valable dans le sens inverse. La variation d'humidité est rarement plus rapide.

Notre problème est donc de transformer cette variation de capacité en variation de tension, directement exploitable sur l'un de nos modules d'affichage.



Variation de capacité en tension

Un des meilleurs moyens d'arriver à nos fins est de convertir cette capacité en fréquence, ou plutôt en variation de rapport cyclique d'une fréquence donnée et d'exploiter, par intégration, le signal ainsi généré.

Un oscillateur principal, dont la fréquence est ajustable autour des 10 Khz ce qui nous permettra d'étalonner par la suite le montage, pilote un oscillateur secondaire dont on n' exploite que la demi-période négative. Le capteur, placé comme condensateur de charge dans la boucle de ce dernier, rallonge le créneau négatif d'autant plus que sa capacité est importante (augmentation de l'humidité). Les deux signaux (oscillateur principal et oscillateur secondaire) sont ensuite mixés sur une porte NOR dont le rôle est d'extraire en sortie la différence entre les deux signaux en impulsions positive, de même fréquence, mais dont le rapport cyclique varie de 0 à 50 % en fonction de l'humidité relative. (voir courbes). Ces impulsions sont alors intégrées au travers d'un réseau RC pour donner une tension, laquelle est ensuite ajustée au travers d'un pont diviseur pour attaquer notre module avec la bonne échelle, soit 10 mV par % d'humidité (soit de 50 mV à 1000 mV pour 5 à 100 %)

Voilà qui est simple, n'est ce pas ? Voyons la réalisation pratique.

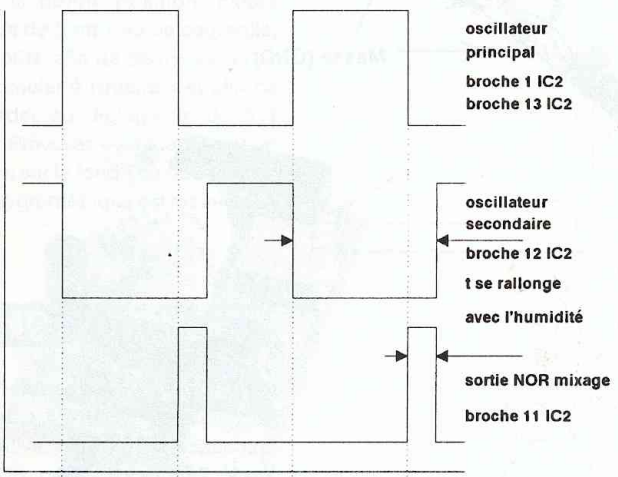
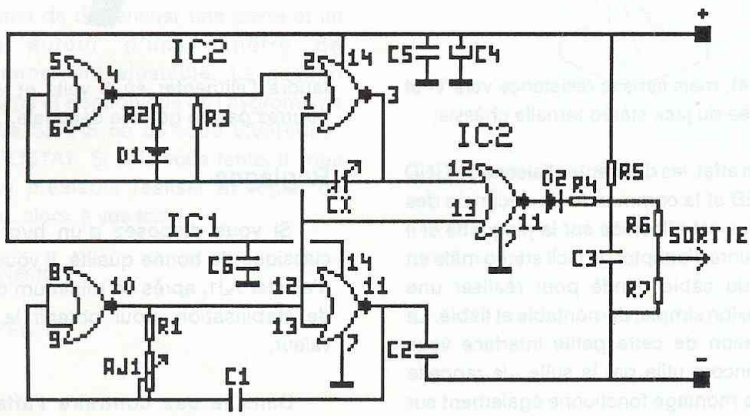


DIAGRAMME DES CRENEAUX COMPARES



SCHEMA DETAILLE DU MONTAGE

SCHEMA DE DETAIL

L'oscillateur principal est constitué autour de deux portes NOR de IC1. AJ1 permet d'en ajuster la fréquence autour de 10 Khz.

L'oscillateur secondaire est constitué autour de deux portes NOR de IC2. La diode D1 empêche la retombée de l'impulsion positive en sortie de l'oscillateur avant l'ordre donné par l'oscillateur principal.(Le but est d'empêcher une impulsion positive parasite supplémentaire en sortie de la NOR de mixage). Le capteur est placé en condensateur de charge sur cet oscillateur piloté.

La porte NOR de mixage est fournie par IC2 (et il en reste une !). En sortie, les impulsions positives résultantes sont intégrées, au travers de la diode D2, par R4 et C3. La résistance R5 permet de "tirer" vers le plus, d'autant plus fort que le rapport cyclique est faible, et de rattraper ainsi le défaut de linéarité du capteur. La tension ainsi obtenue attaque un pont diviseur destiné à fixer son excursion entre 1000 mV pour 100 % et 60 mV pour 6 %, valeur minimum lisible (c'est la rançon à payer pour récupérer la linéarité dans la plage supérieure à 10 %). C'est un choix d'autant plus justifié qu'une humidité inférieure à 10 % est très rare, même en plein désert, et que peu d'êtres vivants y résistent bien longtemps.

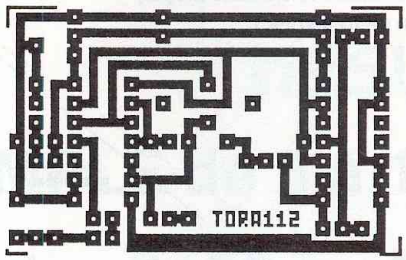
Par prudence, toutes les broches d'entrées non utilisées des MOS sont reliées à la masse, certains d'entre eux ayant de fâcheuses tendances à l'indépendance.

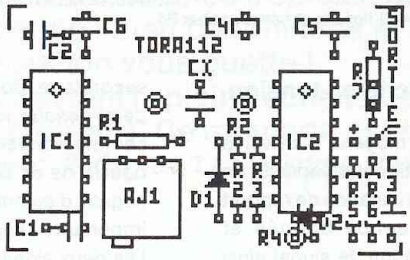
Les condensateurs C4, C5 et C6 assurent un découplage de la tension d'alimentation qui sera de 5 volts, puisqu'elle sera fournie par le module d'affichage, entre V+ et GND. La liaison avec celui-ci s'effectuera à l'aide d'un câble blindé 2 conducteurs : la masse au blindage, un fil à V+ (le rouge en principe) et l'autre à la sortie du capteur (diviseur).

REALISATION

Le circuit imprimé

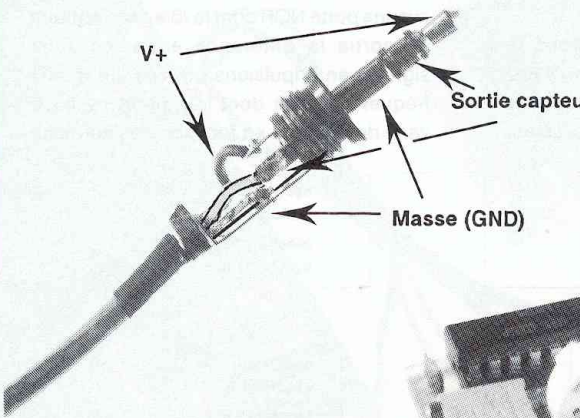
Il est dimensionné à 52 mm x 32 mm en vue de sa future mise en coffret. De même la position des composants (et spécialement du capteur) doit tenir compte de ses spécificités (support de pile en particulier). Le tracé est simple et les connexions d'entrées-sorties groupées pour permettre un câblage de qualité. Les pistes et pastilles sont largement dimensionnées car la place ne manque pas. La multi-implantation est prévue pour certains condensateurs, ceci pour s'affranchir d'éventuels problèmes d'approvisionnement.

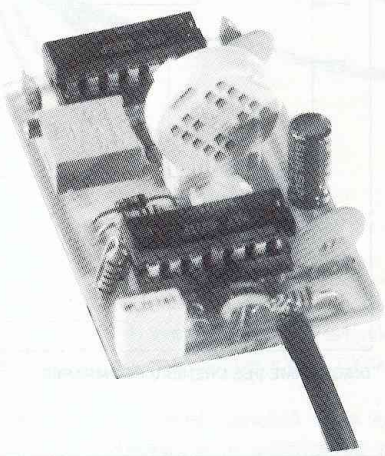




La liste des composants

R1	330 kΩ couche métal 1%
R2, R3	1 MΩ couche métal 1%
R4	2,2 KΩ couche métal 1%
R5	820 KΩ couche métal 1%
R6	7,5 KΩ couche métal 1%
R7	10 kΩ couche métal 1%
AJ1	200 KΩ multitours BECKMAN
C1	120 pF céramique
C2	68 pF céramique
C3	220 nF plastique
C4	10 uF chimique radial
C5, C6	47 nF céramique
D1, D2	1N 4148
IC1, IC2	MOS 4001
Cx	Humidistance H1 PHILIPS Ref RTC 2322 691 90001
Coffret	DIPTAL P645
2 supports CI 14 broches	
2 vis nylon + écrou de 3 mm	
câble 2 conducteurs blindés	





Le montage

Il ne pose pas de problèmes particuliers. Commencer toujours par les composants les plus bas et terminer par le capteur (qui est le plus haut). Le fixer à l'aide des vis nylon avant de le souder. Le multitour d'ajustage est placé en position couchée, pour faciliter ultérieurement son accès, dans le boîtier.

Attention à la polarité des diodes et de C4, et au sens des MOS (IC1 et IC2)

L'emploi d'un câble 2 conducteurs blindés de 0,14 de section est recommandé. Voir plus haut pour le branchement.

Nous allons à présent pouvoir en tirer nos informations.

ON BRANCHE !

Connections

Le branchement à la platine d'affichage 3 digits 1/2 est facilité par l'emploi de l'interface température (voir page 4), mais sans la résistance vers V- et équipée du jack stéréo femelle châssis.

En effet, les différentes liaisons de GND vers EB et la commande de décimale des dizaines est effectuée sur la plaquette et il suffit alors d'adapter un jack stéréo mâle en bout du câble blindé pour réaliser une connexion simple, démontable et fiable. La réalisation de cette petite interface vous sera encore utile par la suite. Je rappelle que ce montage fonctionne également sur un multimètre en échelle 2 volts, mais il faudra l'alimenter en 5 volts et vous ne pourrez pas en gérer la décimale.

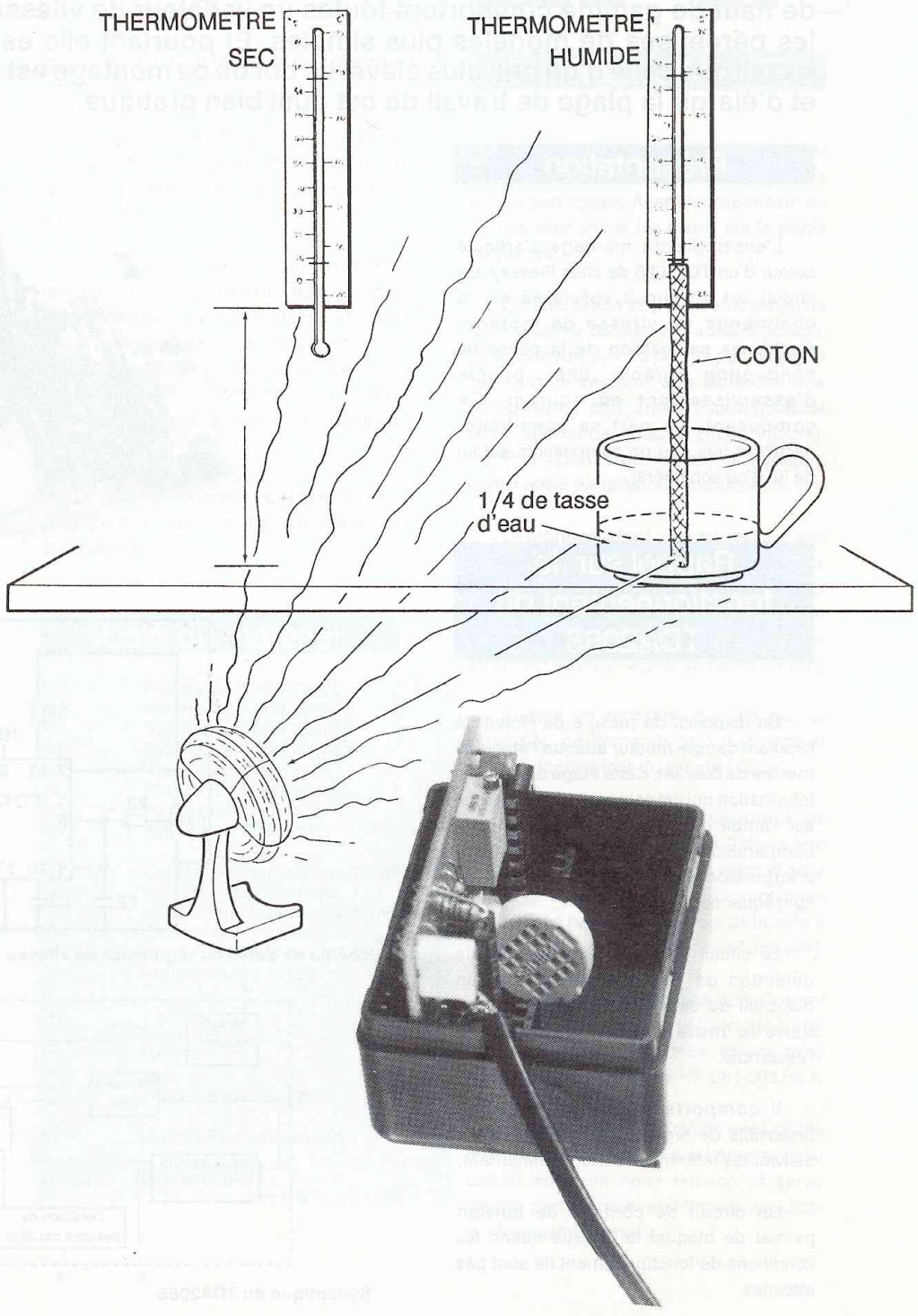
Réglages

Si vous disposez d'un hygromètre classique de bonne qualité, il vous suffira d'ajuster AJ1, après un minimum de 5 mn de stabilisation, pour obtenir la même valeur.

Dans le cas contraire l'affaire se complique un peu.

Il existe une méthode amusante pour déterminer l'hygrométrie d'une pièce à l'aide de deux thermomètres à alcool classiques, disponibles en grande surface pour un prix modique. Il seront placés cote à cote et doivent au départ indiquer la même valeur (sinon noter cette différence et en tenir compte pour la suite). L'un des deux verra sa boule entourée d'un linge de coton trempé et qui plonge dans un verre d'eau et ce durant environ 8 minutes. La température de ce thermomètre (dit mouillé) doit chuter (phénomène du à l'évaporation). L'autre ne doit pas varier. Bien ventiler sans excès pour éviter la concentration de l'air humide autour du phénomène. Noter cette différence de température, entre le SEC et le MOUILLE et la température de départ (celle du SEC) et il suffit alors de se reporter au tableau suivant pour déterminer l'humidité relative.

°C \ Ecart de température	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
19	92	83	74	65	57	50	42	35	28	21	15	8	2	0	0	0
20	92	83	74	66	58	52	44	37	30	23	18	11	5	0	0	0
21	92	83	75	66	59	53	45	38	31	24	19	12	7	0	0	0
22	92	84	75	67	60	54	47	40	32	27	21	15	9	3	0	0
23	93	84	76	68	61	55	48	41	34	29	23	18	12	6	1	0
24	93	84	77	69	62	56	49	43	36	30	25	20	14	8	4	0
25	93	85	77	70	63	57	50	44	38	32	27	22	16	11	6	2
26	93	85	78	70	63	58	51	45	38	33	28	23	17	12	8	2
27	93	85	78	71	64	59	52	46	40	35	30	25	19	14	10	3
28	94	86	79	71	65	59	53	47	41	36	31	27	21	16	12	8



LA MISE EN BOITE

Le coffret choisi, pour sa taille adaptée, est un DIPTAL P645. Le montage se glisse verticalement dans les encoches de guidage prévues à cet effet, le capteur vers le bas. A l'aide d'un cutter, réalisez l'encoche pour passer le câble (sur le rebord). Faites en autant sur le couvercle en repérant la bonne position. Faites quelques trous de 3 mm sur ce couvercle, suivant vos goûts, afin de permettre à l'air ambiant de circuler à l'intérieur et afin de pouvoir acceder au réglage fin de AJ1 boîtier fermé. Prévoyez éventuellement un trou de fixation sur le fond (ou double face). Le capteur hygrométrique est maintenant terminé.

CONCLUSIONS

L'instrument est simple, pratique, d'emploi et fiable. Mais la simple lecture de l'humidité relative, si c'est déjà beaucoup, ne vous suffit peut-être pas ? Nous aborderons, dans le numéro du mois prochain, la réalisation d'un module qui permettra de déclencher une alerte et un relais autour d'une fenêtre de fonctionnement ajustable. La gestion autonome et électronique de l'hygrométrie de votre SERRE ou de votre VIVARIUM : l'HYGROSTAT. Si cela vous tente, il vous faut au préalable réaliser et régler ce capteur. alors, à vos fers !

A bientôt !

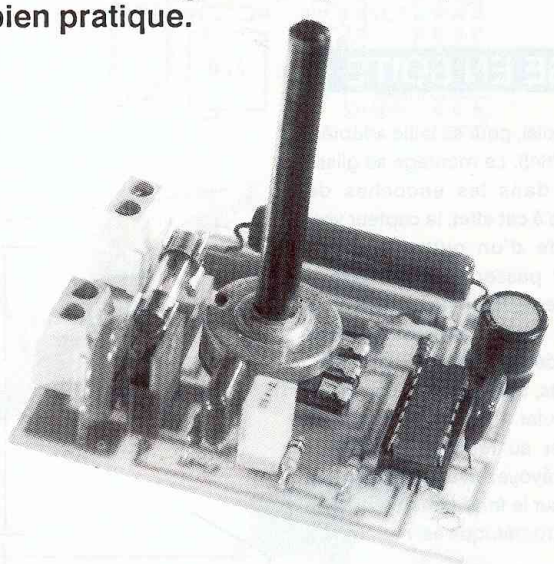
LE FUTE

Un variateur de vitesse à couple constant pour moteurs universels 220 volts

Tous les mécaniciens vous le diront : Percer dans du bois ou percer dans de l'acier réclame une vitesse de rotation de la perceuse différente. L'adaptation de la vitesse est imposée pour pouvoir réduire l'usure de l'outillage. Tourner trop vite ou trop lentement provoque un échauffement de l'outil qui est préjudiciable à sa durée de vie. Si les perceuses modernes de haut de gamme comportent toutes un variateur de vitesse, il en est pas de même pour les perceuses de modèles plus simples. Et pourtant elle est capable de fournir le même travail que celle d'un prix plus élevé. Le but de ce montage est de pouvoir palier à ce manque et d'élargir la plage de travail de cet outil bien pratique.

Présentation

L'ensemble du montage s'articule autour d'un TDA2088 de chez Plessey. Ce circuit est un circuit spécialisé sur la commande de vitesse de moteurs électriques par gestion de la phase de conduction grâce une boucle d'asservissement en courant. Ce composant, de part sa spécificité, nécessite très peu de composants autour de lui d'où son intérêt.



Rappel sur le fonctionnement du TDA2088

Un dispositif de mesure de l'intensité circulant dans le moteur attaque l'étage de mesure de courant. Cette étage délivre une information qui est comparée à la consigne sur l'ampli d'erreur. Le résultat de cette comparaison commande un générateur d'impulsion qui corrige la vitesse en conséquence.

Le circuit comporte un dispositif de détection de passage par zéro et un dispositif de détection de consommation dans le moteur pour synchroniser l'ensemble.

Il comporte également tous les dispositifs de régulation de tension pour délivrer les références de fonctionnement.

Un circuit de contrôle de tension permet de bloquer la logique quand les conditions de fonctionnement ne sont pas atteintes.

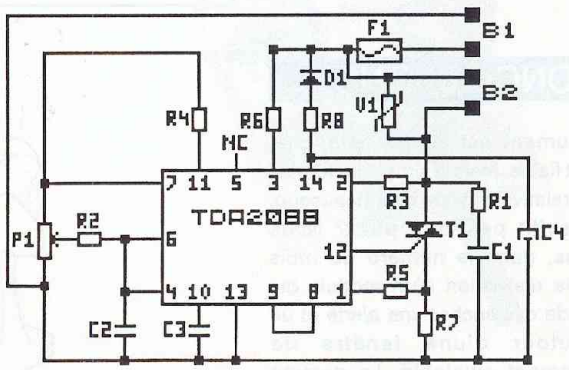
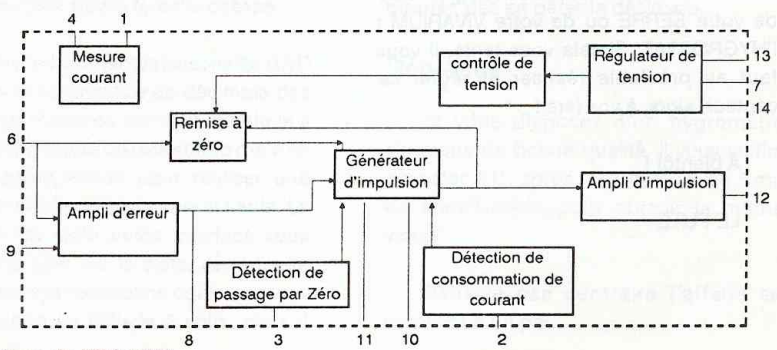


Schéma de détail du régulateur de vitesse



Synoptique du TDA2088

Une description plus élaborée de ce circuit à été développée dans une hobbythèque de ce journal. N'hésitez pas à vous y référer pour mieux comprendre son fonctionnement.

Le schéma de détail

L'arrivée du secteur s'opère sur les points B1. L'une des branches est reliée à la patte 13 et fournit le point commun de l'alimentation. L'autre branche arrive sur le fusible F1 qui protège l'ensemble du montage en cas d'incidents. De là repart l'alimentation du moteur à commander (Point B2). Nous trouvons en plus le dispositif d'alimentation du montage constitué de la diode D1, de la résistance R8 et du condensateur C4. La diode D1 réalise un redressement mono-alternance. La résistance R8 limite le courant qui est envoyé dans le circuit (Régulateur parallèle type Zener) et le condensateur C4 assure le filtrage de cette alimentation. Notons au passage que les composants sont disposés de telle sorte pour fournir une alimentation négative (Patte 14).

La résistance R6 sert à prélever une partie de la tension secteur pour détecter les passages par zéro. Cela sert de synchronisation pour la commande des triacs (Patte 3).

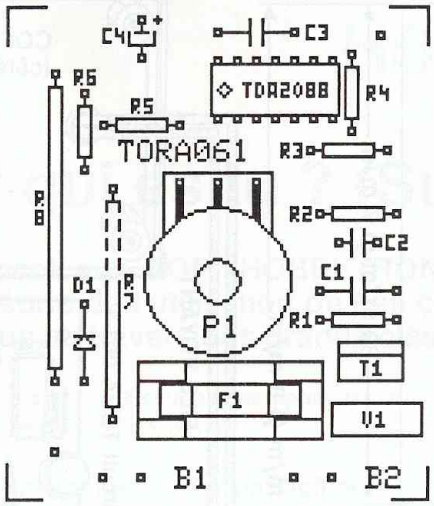
Le moteur à commander se trouve câblé entre les points B2. La varistor V1 protège le montage contre d'éventuelles surtensions générées par le moteur.

La résistance R3 sert à mesurer la présence de consommation au niveau du moteur. Elle permet ainsi au système de connaître le déphasage qui existe entre la tension et le courant dans le moteur (Patte 2).

La résistance R7 sert à mesurer le courant qui passe réellement dans le moteur. La tension qui se développe à ses bornes attaque la résistance R5 qui pilote le circuit de mesure de courant (Patte 1). Le résultat de cette mesure est envoyé sur la patte 4. La résistance R2 et le condensateur C2 permettent d'obtenir la valeur moyenne du courant qui circule dans le moteur (Et ainsi sa vitesse).

Le potentiomètre P1 alimenté en -5 volts (Par la patte 7) délivre la consigne de vitesse à obtenir.

La combinaison de la vitesse désirée et de la vitesse réelle s'effectue sur la patte 6 d'entrée de l'ampli d'erreur. Cet ampli permet de connaître l'écart qui existe entre



ces deux valeurs grâce au rebouclage des pattes 8 et 9.

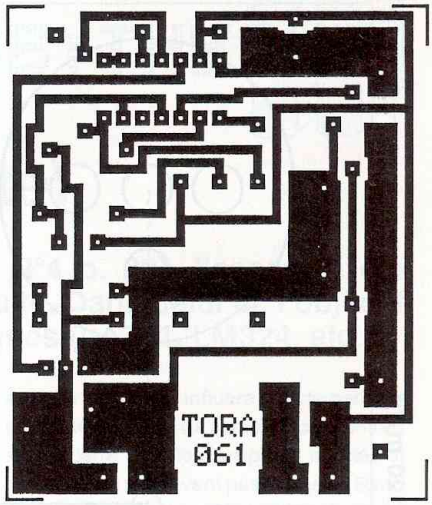
La résistance R4 (Patte 11) et le condensateur C3 (patte 10) réalisent la rampe d'attaque du générateur d'impulsion.

La combinaison déphasage tension/courant du moteur, passage par zéro du secteur, rampe d'attaque et écart de vitesse déclenche le générateur d'impulsion au moment voulu. Le train d'impulsion, après être passé au travers d'un amplificateur, attaque la gâchette du triac (Patte 12).

La résistance R1 et le condensateur C1 protègent le triac contre d'éventuelles surtensions.

Liste du matériel

R1	Résistance 1/4W 120Ω
R2	Résistance 1/4W 220KΩ
R3	Résistance 1/4W 560KΩ
R4	Résistance 1/4W 220KΩ
R5	Résistance 1/4W 22KΩ
R6	Résistance 1/4W 560KΩ
R7	Résistance 4W 0,33Ω
R8	Résistance 10W 15KΩ
C1	Condensateur plastique 100nF
C2	Condensateur plastique 1µF
C3	Condensateur plastique 47nF
C4	Condensateur chimique 47µF radial
P1	Potentiomètre 47KΩ
D1	1N4004
T1	Triac 10A
V1	Varistor
IC1	TDA2088 avec support
F1	Fusible 5A avec support
B1-B2	Bornier 2 plots



Réalisation

Le circuit imprimé donné ci dessus est des plus classiques et ne présente pas de pièges particuliers. Attention cependant de ne pas trop affiner les pistes sur la partie puissance.

L'implantation s'opèrera en s'aidant de là sérigraphie donnée elle aussi ci dessus. La également pas de pièges particuliers si ce n'est le respect des polarités des composants concernés (Condensateur chimique, diode, triac et circuit intégré). Comme d'habitude l'insertion s'opèrera dans l'ordre de taille des composants.

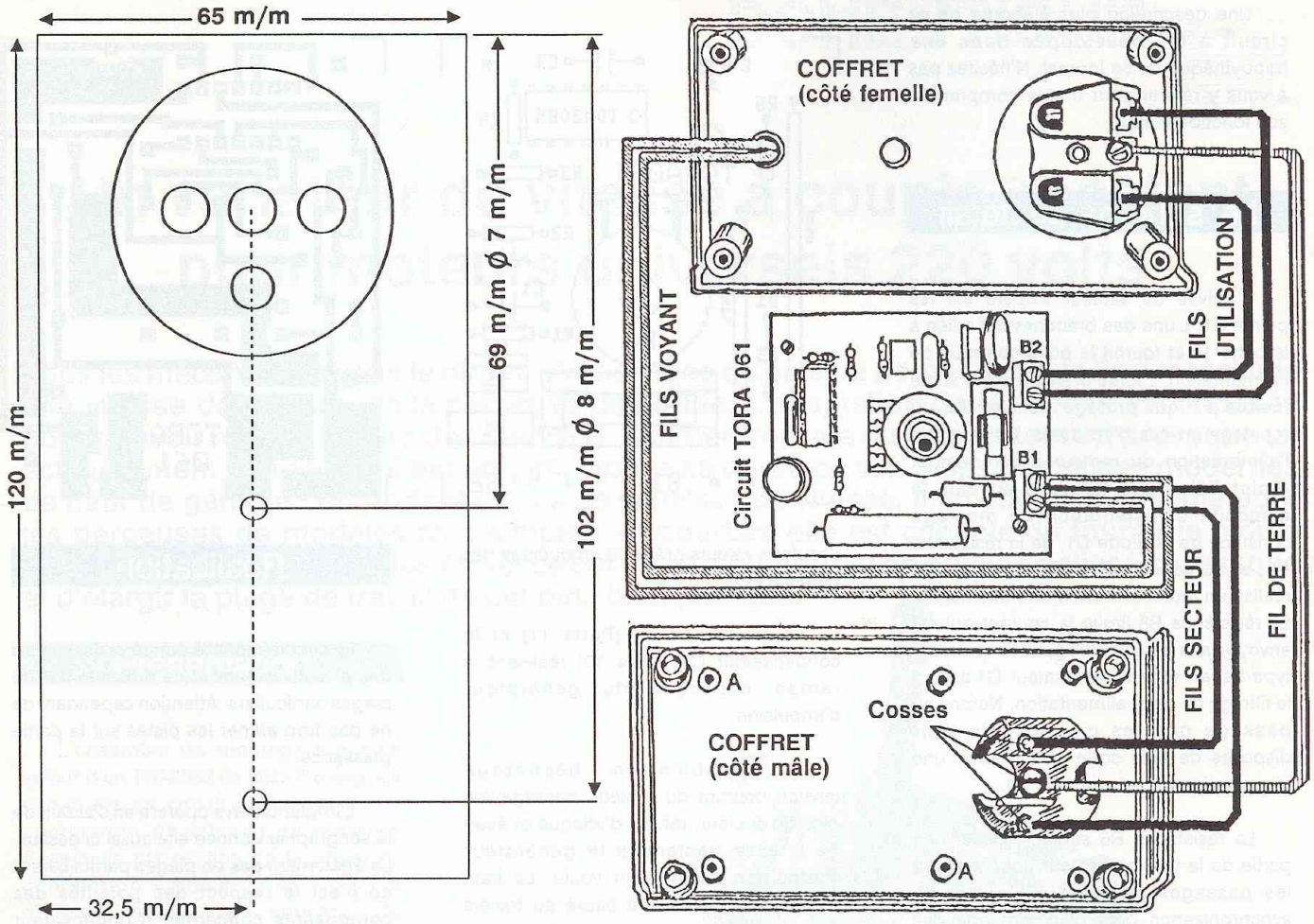
Le montage étant relié au secteur, une dernière vérification s'impose pour s'assurer qu'il n'y a pas de court-circuits entre pistes, qu'il n'y a pas d'inversion de composants ou d'erreur de montage (Une erreur et l'ensemble peut partir en fumée).

Encore un montage qui, de par sa simplicité, ne demande aucun règlage et qui doit fonctionner du premier coup.

Attention cependant, l'ensemble de celui ci est relié au secteur et il devra être manipulé avec beaucoup de soins si celui ci est testé hors d'un boîtier de protection (On ne joue pas avec le secteur de la même manière que l'on peut jouer avec une pile).

L'ensemble du montage doit s'inserer dans un boîtier prise en version française. Il comporte une prise mâle et une prise femelle suivant la norme NF C61-303/VI-A.

Un voyant flèche 220 Volts a été ajouté pour indiquer d'une part que l'ensemble du boîtier est bien sous tension et servir d'autre part comme repère pour visualiser la vitesse sélectionnée.



La mise en boîtier s'opèrera de la manière suivante

Percer la face côté femelle comme indiqué sur le plan de perçage (Trou Ø 8 m/m pour le voyant, trou Ø 7 m/m pour l'axe du potentiomètre.).

- Positionner le voyant, la flèche vers le trou Ø 7 m/m.

- Couper 4 morceaux de fils de couleur de 10 cm de long et raccorder suivant le schéma de câblage. Dénuder les fils à leurs extrémités, souder une cosse 3 m/m à une extrémité sur 2 fils et les fixer sur la fiche côté mâle à l'aide des écrous, les 2 autres extrémités ainsi que les fils du voyant sont connectés au bornier B1.

- Connecter les 2 autres fils, une extrémité à la fiche côté femelle, l'autre extrémité au bornier B2.

- Dénuder le fil vert/jaune aux deux extrémités.

- Souder la cosse 4 m/m à une extrémité et la visser sur la fiche côté mâle, l'autre extrémité est connectée à la fiche côté femelle.

- Positionner le circuit, dans la partie côté mâle à l'aide de deux vis autotaraudeuses (A).

- Engager l'axe du potentiomètre dans le trou Ø 7 m/m et faites glisser les deux parties du coffret en veillant à ce que les fils ne soient pas en contact avec les résistances bobinées, fermer le coffret à l'aide des 4 vis.

- Positionner la collerette 0-10 sur le bouton et l'axe du potentiomètre à fond à gauche, mettre le "0" en face de la flèche, serrer l'écrou et engager le cabochon.

- Si tout est bien respecté, procéder aux essais. Enfoncer la fiche côté mâle dans une prise secteur 10 A, brancher votre perceuse dans la fiche côté femelle, actionner l'interrupteur de la perceuse et le potentiomètre par exemple à "5" vous constaterez que votre perceuse ne faiblit pas lorsque vous lui demandez un effort.

NOTA: Le voyant reste éclairé tant que le boîtier est sur la prise secteur.

Conclusions

Ce montage extrêmement simple ne s'applique pas uniquement pour régler la vitesse d'une perceuse. Il peut servir à régler la vitesse de tout appareil électro-ménager. Par exemple pour un aspirateur quand il faut épousseter des voilages (Attention cependant à ne pas brancher d'appareils trop puissants. 1000W est déjà une bonne limite). Il peut, mais cela devient du luxe, fonctionner en gradateur. Je peus vous faire confiance pour trouver d'autre idées d'utilisation. Ce ne sont pas les possibilités qui manquent !

E. DERET

AOP qui es tu ? (Suite)

Dans l'article précédent consacré aux AOP (HOBBYTRONIC N°4 p. 32), l'accent a été essentiellement porté sur la théorie de l'utilisation de ces circuits. Dans celui ci, l'objectif va être d'aborder le coté pratique au travers des grands classiques (uA741, LM324, etc.).

Généralités

Le choix d'un amplificateur opérationnel est étroitement lié à l'usage du montage sur lequel il devra s'insérer. Il est évident qu'un AOP utilisé sur un correcteur vidéo ne réclamera pas les mêmes caractéristiques qu'un AOP monté en entrée d'une table de mixage. Cette sélection est en pratique liée à de nombreux paramètres. La liste qui suit n'a pas la prétention de couvrir tous les cas possibles, mais permet déjà de réduire le champ de recherche : des caractéristiques comme la soudabilité (A la vague, au bain, en phase vapeur, aux U.V., etc.) qui orientent le choix de l'enrobage des pattes (Or, étain, etc), la forme des pattes (Pour insertion automatique par exemple), n'interviennent pas au niveau de l'amateur.

Le boîtier

Le choix du boîtier à utiliser est guidé par la puissance à dissiper. Cela influera sur la composition de l'enveloppe (Métallique, céramique ou plastique), la taille du boîtier (CMS, DIP, FLATPAK ou TO) et le nombre de cellules insérées. Par exemple pour un µA741, les limitations en puissance sont les suivantes:

- 400mW pour un boîtier métallique TO99 sans ventilation (150°C/W)
- 1000mW pour un boîtier métallique TO99 avec ventilation (90°C/W)
- 900mW pour un boîtier céramique DIP14 (100°C/W)
- 670mW pour un boîtier plastique DIP8 (130°C/W)
- 380mW pour un boîtier CMS SO8 (195°C/W)

Pour l'amateur, ce paramètre n'est pas une contrainte car le montage est généralement utilisé à une température ambiante de 25°C et dans la majorité des cas un boîtier plastique DIP peut convenir. L'utilisation de boîtier CMS n'est à prendre en considération que dans le cas où la place disponible sur le circuit est vraiment restreinte (Cas de ceux qui font des montages électroniques appliqués au modélisme ferroviaire).

Le nombre d'AOP par boîtier

Dans le cas où la puissance à dissiper n'est pas limitative (Majorité des cas), la sélection de une, deux ou quatres cellules d'AOP permet d'orienter la décision (Attention cependant aux phénomènes de diaphonie qui peuvent apparaître en cas d'utilisation de l'AOP dans ses caractéristiques limites). C'est donc la minimisation de la taille du circuit imprimé (Réduction du nombre de boîtiers) ou la simplification de son tracé (Pistes qui font trois fois le tour du circuit pour pouvoir réaliser la liaison) qui guidera le choix.

La compensation en fréquence

Un certain nombre d'AOP comportent déjà en interne le condensateur de compensation (Cas du 741). Pour des compensations particulières, c'est vers d'autres types d'AOP qu'il faut s'orienter (LM308 par exemple). Il ne faut pas que l'ensemble du montage se transforme en oscillateur à cause d'une compensation inadaptée.

La bande passante

C'est là un critère de sélection important. La notion de bande passante est définie par le produit gain-bande ou par la fréquence à gain unité en boucle ouverte. La pente de la courbe de limitation de fréquence en fonction de la fréquence étant de -20dB/décade, le calcul de la bande passante est alors très facile. Le type de montage final imposera l'AOP à utiliser. Supposons un montage vidéo dont le gain appliqué à l'AOP est de 20 dB. La fréquence à passer étant de 6,5 MHz, l'AOP devra avoir une bande passante de 65MHz (Comme par hasard, un gain de 20dB équivaut à un gain de 10)

La vitesse de balayage

Ce paramètre est prépondérant lors de l'utilisation de signaux possédant des fronts de montée et de descente très raides (Cas d'un signal carré, de tops de synchro, etc.) Ce paramètre influera directement sur la fidélité du signal de sortie. Supposons un signal carré dont les temps de montée et de descente ne doivent pas dépasser 50 nS et que l'amplitude crête/crête soit de 10 volts (Bonjour les rayonnements). Supposons aussi que le signal de commande soit parfait, l'AOP utilisé devra posséder une vitesse de balayage de 200V/µS

La consommation du circuit

La consommation interne de chaque AOP est très souvent un paramètre négligé car tout le monde part du principe qu'elle est négligeable devant la consommation du reste du montage. Cela est vrai dans un grand nombre d'utilisations où l'alimentation est obtenue directement depuis le secteur. Ce principe est par contre à remettre en question dès qu'il s'agit d'un montage alimenté par pile ou par batterie. Cette consommation influera directement sur la durée d'autonomie du montage.

Le courant de polarisation

Voila un paramètre qui peut paraître anodin (Quelques dizaines de nano-ampères). Malheureusement, pour certaines applications, cela équivaut à une véritable cataracte. Par exemple, le traitement de l'information s'opère aujourd'hui de plus en plus par la technique de l'échantillonnage (Sample and Hold). Cette technique est basée sur la mémorisation de la tension à convertir dans un condensateur pendant la durée du calcul (Un échantillon). Cette tension mémorisée est appliquée sur l'entrée d'un AOP qui attaque la chaîne de calcul du convertisseur. Le calcul n'étant pas instantané et sa durée n'étant pas constante, le courant de polarisation de l'AOP va se traduire par une perte de charge du condensateur, donc par une perte de tension. Cette perte aboutira à une erreur de calcul et risquera de rendre tout le reste du montage non fiable donc inexploitable.

Le bruit propre

Voila un autre critère de sélection. Le silicium (Ainsi que tous les produits utilisés en électronique) est un produit idéal si il est utilisé à une température proche du zéro absolu (-273°C). C'est, il faut bien l'avouer, très rarement le cas. L'effet de la température se traduit par un phénomène d'agitation moléculaire qui produit ce qui est couramment appelé un bruit électrique. Sans entrer dans les détails, disons que l'amplitude de ce bruit est étroitement liée à la température (Ça on n'y peut rien) et dans le cas d'un transistor, au courant de collecteur qui le traverse (Ça on peut y faire quelque chose). L'influence de ce paramètre (Exprimé en $V/\sqrt{Hz}$) est prépondérante dans le cas d'applications audio. Qui n'a jamais entendu le bruit de fond d'un amplificateur ?

La tension de décalage à l'entrée

L'effet de cette grandeur parasite a été largement développé dans l'article précédent. Les méthodes de compensation sont nombreuses et il est parfois plus judicieux de faire une compensation globale de tout le montage que de corriger étage par étage. D'autre part, pour les étages à couplages capacitifs, le problème ne se pose pas car l'offset n'est jamais transmis. Enfin pour les montages où elle n'est pas sans effets, il existe aujourd'hui des AOP avec auto-compensation de décalage (Technique dérivée de certains convertisseurs A/D).

Le gain en tension différentiel

L'AOP parfait dispose en théorie d'un gain infini. Dans la pratique, c'est loin d'être le cas (Certains présentent même un gain de l'ordre de 1000). Il convient donc de vérifier avant toute chose que l'AOP utilisé est capable de garantir le gain demandé

Voici passé en revue les principaux critères de sélection d'un AOP. D'autres paramètres comme le courant de sortie, la durée de court-circuit en sortie, les tensions d'alimentation, la gamme des tensions d'entrée etc. peuvent influer sur le choix.

L'AOP parfait remplissant toutes les conditions n'existe pas. Dans le cas de sélection suivant plusieurs critères, c'est en fait un compromis qu'il faudra faire car l'amélioration d'un paramètre s'opère toujours au détriment d'un autre.

Les quatres grandes classes de circuits

Tous les circuits intégrés (Analogiques ou digitaux) se trouvent subdivisés en quatre grandes classes qui répondent à des critères bien particuliers d'utilisation. Le principal point de caractéristique est lié à la gamme de température d'utilisation. Il impose naturellement des spécificités sur la forme et la nature du boîtier, sur les caractéristiques électriques et sur les dérives thermiques.

La classe militaire

La classe militaire est de loin la plus pointue au niveau des caractéristiques. Le fonctionnement de tels composants est garanti dans une plage de température allant de -55°C à +125°C.

La classe automobile

C'est de loin la classe la plus pauvre et elle est produite par un nombre restreint de fabricants. Sa plage de température couvre la zone de -40°C à +85°C.

La classe industrielle

La classe industrielle est une zone intermédiaire. Ces composants fonctionnent dans une plage de température allant de -25°C à +85°C.

La classe commerciale

La classe commerciale est la gamme la plus courante. Elle contient tous les circuits orientés grand public. Sa plage de fonctionnement se situe entre 0°C et +70°C.

En raison des caractéristiques particulières des composants des trois premières classes, de leurs prix ainsi que de leurs distributions restreintes, il ne sera fait mention dans la suite de cet article que des caractéristiques des composants appartenant à la classe commerciale.

Un grand classique: Le uA741

De tous les amplificateurs opérationnels, le µA741 est certainement celui qui a été le plus utilisé. Ce circuit est un AOP d'usage général offrant la possibilité d'annuler simplement la tension de décalage à l'entrée.

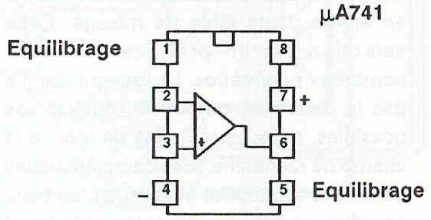
Sa large plage de tension d'entrée en mode commun et l'absence de basculement en font l'amplificateur idéal pour les applications en suiveur de tension. Ce composant est protégé contre les court-circuits et sa compensation interne en fréquence garantit une stabilité sans avoir recours à des composants externes. Un potentiomètre de faible valeur connecté entre les broches de correction d'offset permet d'annuler la tension de décalage à l'entrée.

Il est capable de remplacer directement les AOP de la famille 709, 301, MC1439 et les 748 dans la plupart des applications.

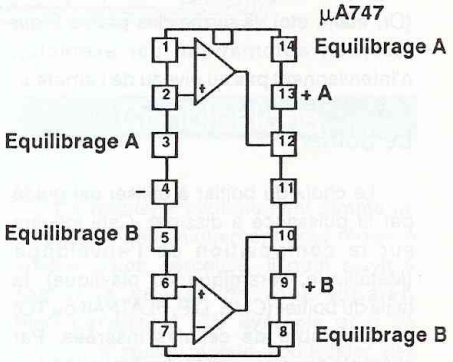
De telles caractéristiques ont forcément fait des émules et des jaloux. Il est donc normal de lui trouver des petits frères , des jumeaux (µA747, MC1458) et même des quadruplés (LM348)

Les brochages

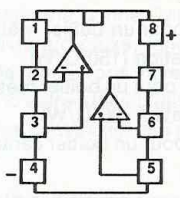
µA741



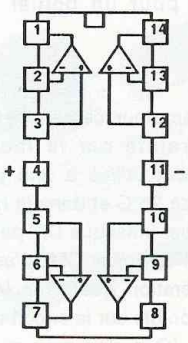
µA747



MC1458



LM348



Vu son grand succès, bon nombre de constructeurs ont décidé de le produire. Voici une table d'équivalence.

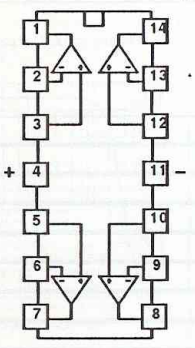
AD741CN	Analog Devices
CA741CE	RCA
LM741CN	National semiconductor
LM741CD	SGS
MC1741C	Motorola
RC741DN	Raytheon
SFC2741DC	Thomson
TBA221B	Siemens
UA741CN	SGS-Thomson
µA741CD	Texas Instruments
µA741CN	Signetics
µA741TC	Fairchild

Le LM324

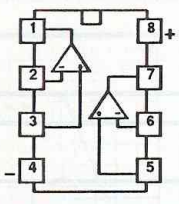
La série des LM324 est constituée de quatres AOP indépendants, possédants un gain élevé et une compensation en fréquence interne. Ils ont été spécialement conçus pour pouvoir fonctionner avec une alimentation unique. Leur structure PNP en entrée autorise le fonctionnement jusqu'à la masse. La structure des étages de sortie permet également d'avoir une tension de sortie qui descend jusqu'à la masse. Ces deux propriétés rendent très facile l'interfaçage avec toutes les sortes de circuits logiques. De plus il comporte une compensation en température du courant de polarisation d'entrée.

Il existe également, dans un boîtier ne renfermant que deux cellules d'AOP, et qui porte la référence LM358

LM324



LM358



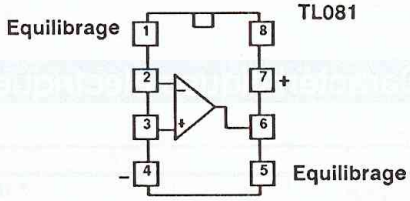
Le TL084

Le gros problème des AOP à transistors bipolaires est de nécessiter un courant de polarisation en entrée non négligeable ainsi que d'une impédance d'entrée "*relativement faible*" ce qui s'avère néfaste dans des applications spécifiques (Echantillonneurs, Intégrateurs, etc.). Pour pouvoir pallier à ce genre de problème, ce qui vint à l'idée fut de remplacer les transistors bipolaires d'entrée par des transistors à effet de champ. C'est ce qui a été réalisé pour les AOP de la série TL07x et TL08x.

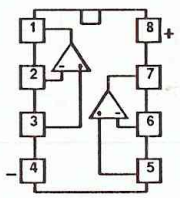
La série TL07x se distingue par un niveau de bruit réduit alors que la série TL08x conserve le standard du 741.

Les TL070 et TL080 sont des AOP simples offrant la possibilité d'une compensation en fréquence et d'un équilibrage de la tension de décalage en entrée externes. Les TL071 et TL081 sont directement compatibles avec le uA741. Les TL072 et TL082 sont des doubles AOP alors que les TL074 et TL084 sont des quadruples AOP.

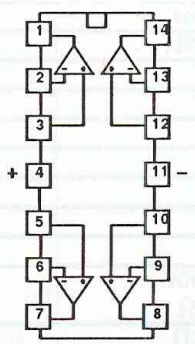
TL071
TL081



TL072
TL082



TL074
TL084

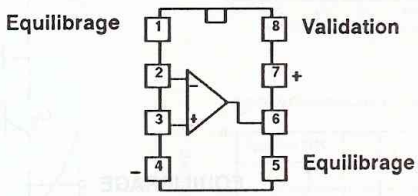


Le CA3140

Les performances obtenues grâce aux entrées FET n'ont pas semblées suffisantes pour certains cas. Evolution logique des idées : Après le FET, le MOS. L'application de cette technologie sur les étages d'entrée de l'AOP à permis, non seulement de dépasser les caractéristiques de la série TLxxx, ce qui n'est pas négligeable, mais surtout de pouvoir rendre possible les caractéristiques de la série LM324 (Fonctionnement avec une seule tension d'alimentation, Possibilité de travailler autour de la masse, etc.).

Le CA3140 est directement compatible avec le uA741 car compensé en interne par une capacité de 12 pF. Cependant il est possible de pouvoir modifier cette compensation en ajoutant une capacité de faible valeur entre les pattes 1 et 8.

CA3140



La tendance

Dans tous les cas précédents, c'est le courant de polarisation à l'entrée qui était visé. L'objectif était d'atteindre une impédance d'entrée infinie afin de se rapprocher le plus possible de la caractéristique de l'AOP parfait.

Ce défaut étant enfin rendu négligeable, c'est vers la tension de décalage à l'entrée que semble s'orienter la lutte.

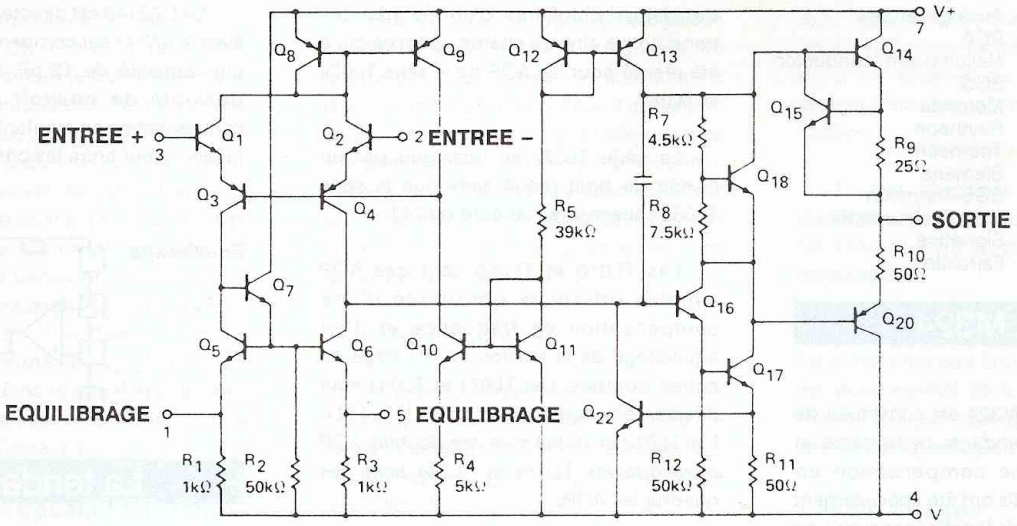
Ce résultat est rendu possible grâce aux propriétés des composants MOS. La technique employée est de mesurer la valeur de la tension de sortie à vide et de la soustraire de l'étage d'entrée. Tout cela se passe en interne du pavé et est complètement transparent au niveau de l'utilisateur.

Conclusion

Le domaine des AOP est certainement le plus important de l'électronique (Quel circuit intégré analogique n'a pas un AOP en interne? , le comparateur n'est il pas un AOP utilisé dans des conditions particulières?). Mais comme pour tout composant électronique, il faut des données qui ne sont pas toujours disponibles auprès de l'amateur. Aussi trouverez-vous dans les pages suivantes les caractéristiques et les courbes de nos modèles de base. Cela vous permettra de pouvoir pousser à la limite de leurs retranchements ces composants qui sont la base de notre électronique d'aujourd'hui.

E. DERET

Le uA741 et ses dérivés



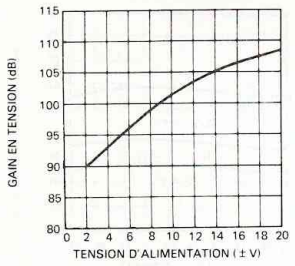
Caractéristiques électriques

Limites absolues	
Tension d'alimentation Vcc max	±18 V
Puissance dissipable	500mW
Tension d'entrée différentielle	±30V
Tension d'entrée	±15V
Durée de court-circuit en sortie	Infinie
Gamme de température	0 à 70 °C
Température de jonction	100°C

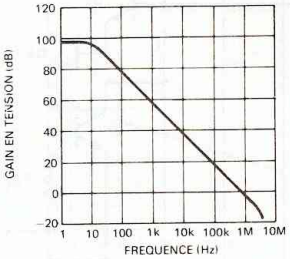
Caractéristiques électriques (A Vcc = ±15 volts sauf indications contraires et Ta = 25°C)

	Conditions	min	typ	max	Unité
Tension de décalage à l'entrée	RS < 10KΩ		2,0	6,0	mV
Dérive de la tension de décalage				15	µV/°C
Plage de régalge de la tension de décalage			±15		mV
Courant de décalage à l'entrée			20	200	nA
Dérive du courant de décalage à l'entrée			0,5		nA/°C
Courant de polarisation			80	500	nA
Résistance d'entrée		0,3	2,0		MΩ
Plage de la tension d'entrée		±12	±13		V
Gain en tension	VO = ±10V RL > 2KΩ	20	200		V/mV
Excursion de la tension de sortie	RL >10KΩ RL > 2KΩ	±12 ±10	±14 ±13		V V
Courant de court-circuit			25		mA
Taux de réjection en mode commun	RS < 10KΩ VCM = ±12V	70	90		dB
Taux de réjection des tensions d'alimentation	RS < 10KΩ	77	96		dB
Temps de réponse en grand signaux Temps de basculement Suroscillation	G = 1		 0,3 5		 µS %
Bande passante			1		MHz
Vitesse de balayage	G = 1		0,5		V/µS
Courant d'alimentation			1,7	2,8	mA
Puissance consommée			50	85	mW

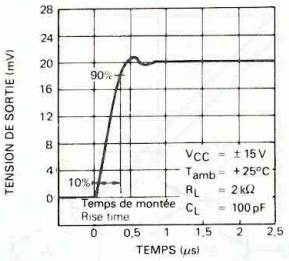
GAIN EN BOUCLE OUVERTE (TYP.)



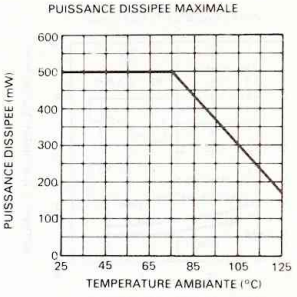
REPONSE EN FREQUENCE EN BOUCLE OUVERTE (TYP.)



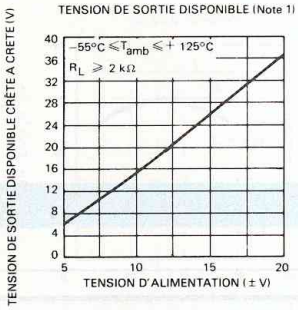
REPONSE TRANSITOIRE (TYP.)



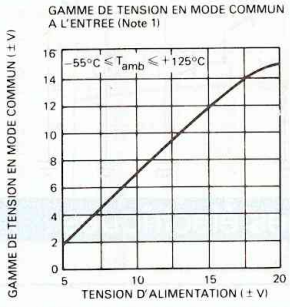
PUISSANCE DISSIPEE MAXIMALE



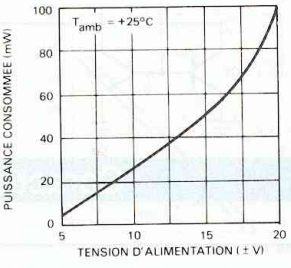
TENSION DE SORTIE DISPONIBLE (Note 1)



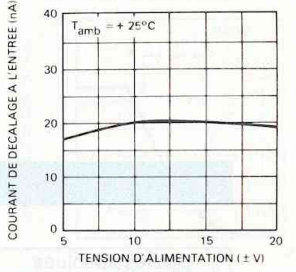
GAMME DE TENSION EN MODE COMMUN A L'ENTREE (Note 1)



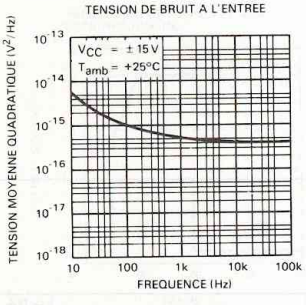
PUISSANCE CONSOMMEE



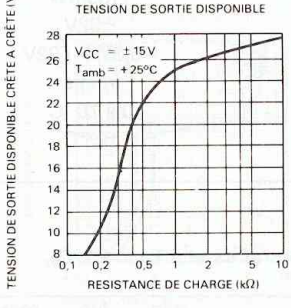
COURANT DE DECALAGE A L'ENTREE



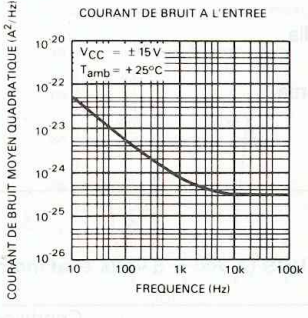
TENSION DE BRUIT A L'ENTREE



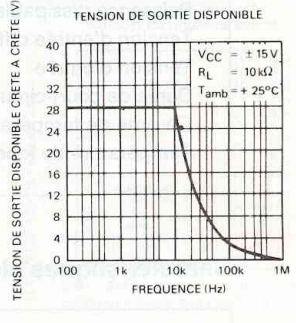
TENSION DE SORTIE DISPONIBLE



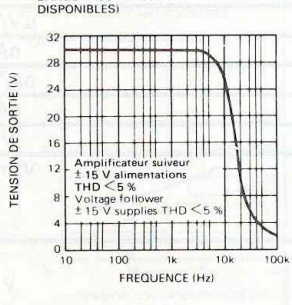
COURANT DE BRUIT A L'ENTREE



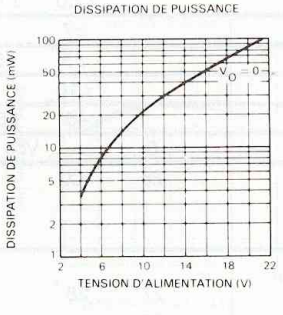
TENSION DE SORTIE DISPONIBLE



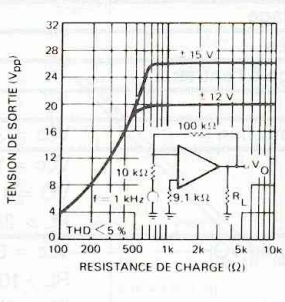
BANDE PASSANTE (GRANDS SIGNAUX DISPONIBLES)



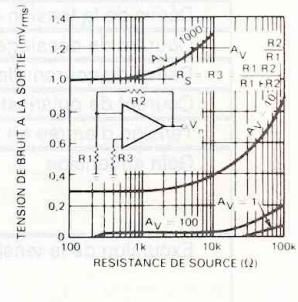
DISSIPATION DE PUISSANCE



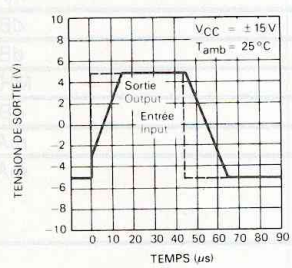
TENSION DE SORTIE DISPONIBLE



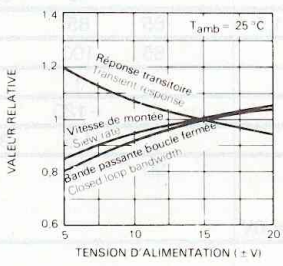
TENSION DE BRUIT A LA SORTIE



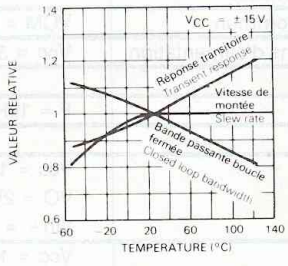
AMPLIFICATEUR SUIVEUR
REPONSE EN IMPULSION GRANDS SIGNAUX



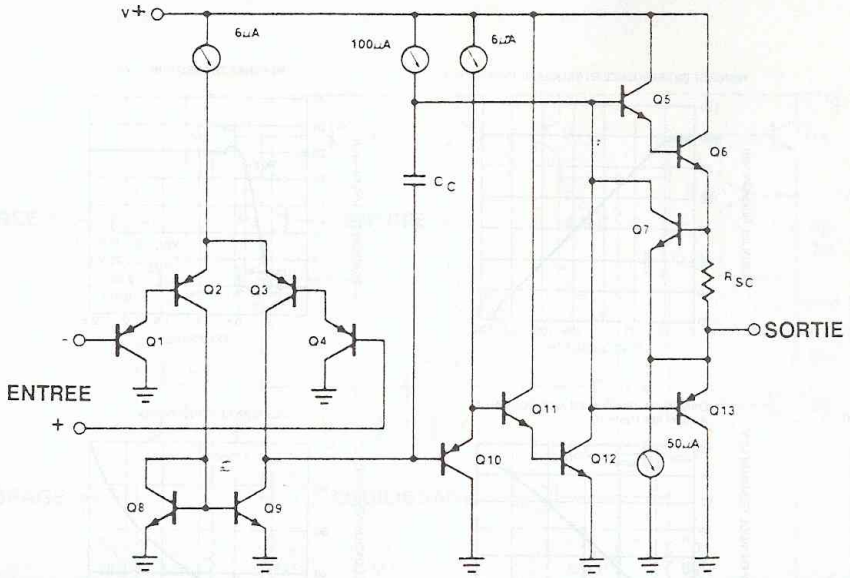
CARACTERISTIQUES DE FREQUENCE



CARACTERISTIQUES DE FREQUENCE



Le LM324 et ses dérivés



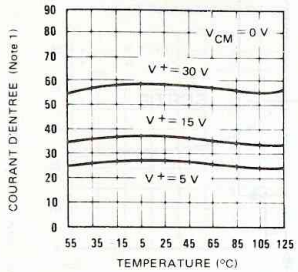
Caractéristiques électriques

Limites absolues	
Tension d'alimentation Vcc max	32 ou ±16 V
Puissance dissipable	1130mW
Tension d'entrée différentielle	±32V
Tension d'entrée	−0,3V à +32V
Durée de court-circuit en sortie	Infinie
Gamme de température	0 à 70 °C
Température de jonction	125°C

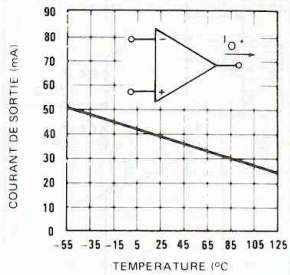
Caractéristiques électriques (A Vcc = 5 volts sauf indications contraires et à Ta = 25 °C)

	Conditions	min	typ	max	Unité
Tension de décalage à l'entrée	RS = 0Ω		±2,0	±7,0	mV
Dérive de la tension de décalage			±7		µV/°C
Courant de décalage à l'entrée			±5	±50	nA
Dérive du courant de décalage à l'entrée			±10		pA/°C
Courant de polarisation			45	250	nA
Tension d'entrée en mode commun	Vcc = 30 V	0		Vcc − 2	V
Gain en tension	Vcc = 15V VO = 1V à 11V RL > 2KΩ	25	100		V/mV
Excursion de la tension de sortie VOH	Vcc = 30V RL > 10KΩ RL = 2KΩ	 27 22	 28		 V V
Excursion de la tension de sortie VOL	RL > 10KΩ		5	20	mV
Courant de court-circuit à la masse			40	60	mA
Taux de réjection en mode commun	VCM = 0 à V+ − 1,5	65	85		dB
Taux de réjection des tensions d'alimentation	Vcc = 5 à 30V	65	100		dB
Bande passante			1		MHz
Diaphonie	F = 1kHz à 20kHz		−120		dB
Courant d'alimentation			1,5	3	mA
Courant de sortie : Source	Vcc = 15V VO = 2V Vin+ = 1V, Vin− = 0V	20	40		mA
Courant de sortie : Charge	Vcc = 15V Vin+ = 0V, Vin− = 1V VO = 2V VO = 200 mV	 10 12	 20 50		 mA µA

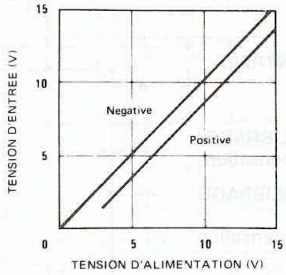
COURANT D'ENTREE (mA)



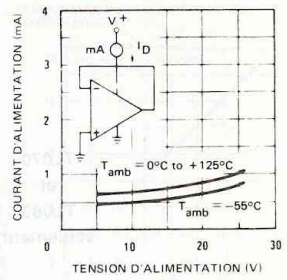
LIMITATION DE COURANT (Note 1)



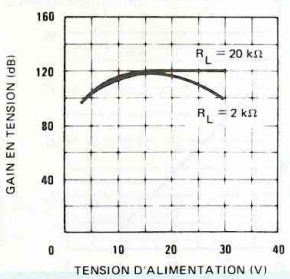
DOMAINE DE TENSION D'ENTREE



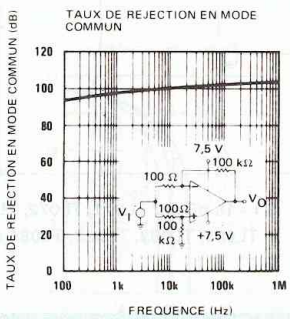
COURANT D'ALIMENTATION



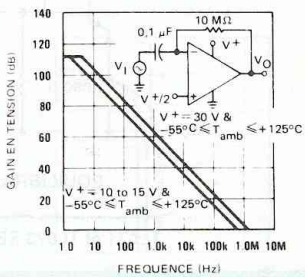
GAIN EN TENSION



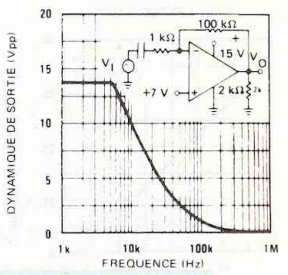
TAUX DE REJECTION EN MODE COMMUN



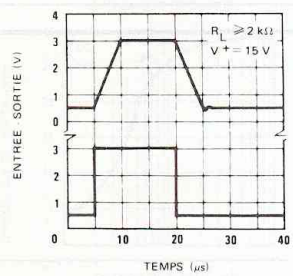
REPONSE EN FREQUENCE EN BOUCLE OUVERTE



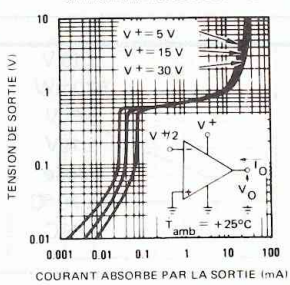
REPONSE EN FREQUENCE GRANDS SIGNAUX



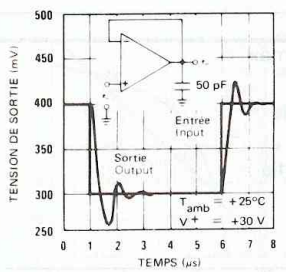
REPONSE IMPULSIONNELLE (AMPLIFICATEUR SUIVEUR)



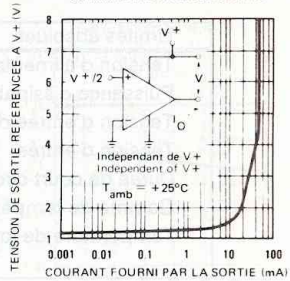
CARACTERISTIQUES DE SORTIE



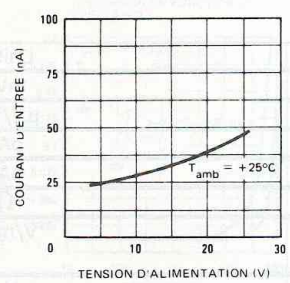
REPONSE IMPULSIONNELLE (PETITS SIGNAUX)



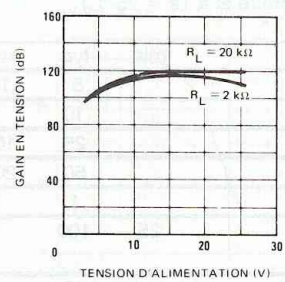
CARACTERISTIQUES DE SORTIE



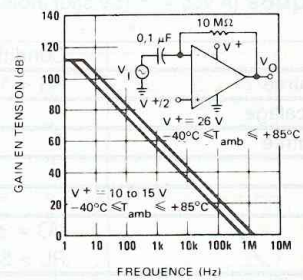
COURANT D'ENTREE



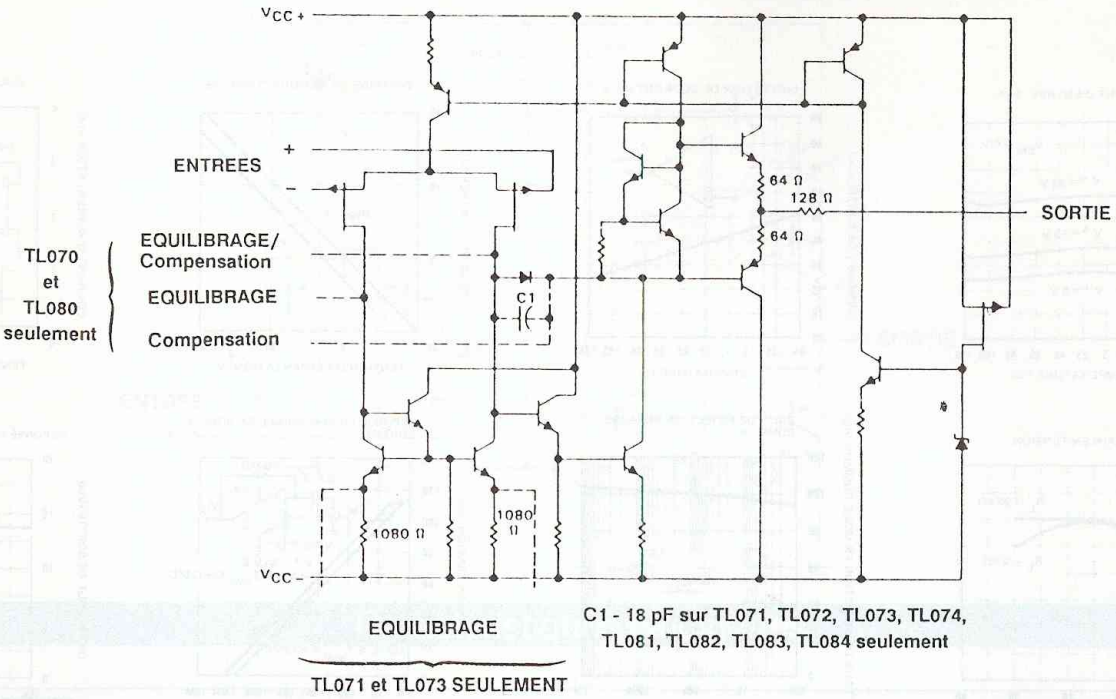
GAIN EN TENSION (dB)



REPONSE EN FREQUENCE EN BOUCLE OUVERTE



Le TL084 et ses dérivés



C1 - 18 pF sur TL071, TL072, TL073, TL074, TL081, TL082, TL083, TL084 seulement

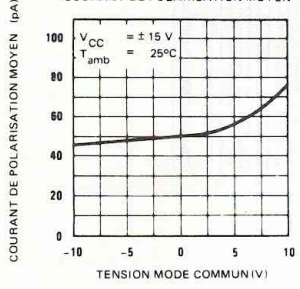
Caractéristiques électriques

Limites absolues	
Tension d'alimentation Vcc max	±18 V
Puissance dissipable	670mW
Tension d'entrée différentielle	±30V
Tension d'entrée	±15V
Durée de court-circuit en sortie	Infinie
Gamme de température	0 à 70 °C
Température de jonction	115°C

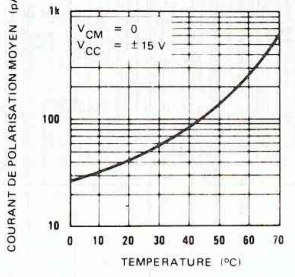
Caractéristiques électriques. (A Vcc = ±15V sauf indications contraire et à Ta = 25 °C)

	Conditions	min	typ	max	Unité
Tension de décalage à l'entrée	RS < 10KΩ		5	15	mV
Dérive de la tension de décalage			10		µV/°C
Courant de décalage à l'entrée			25	100	pA
Courant de polarisation			50	200	pA
Résistance d'entrée			1		TΩ
Gain en tension	VO = ±10V RL > 2KΩ	25	100		V/mV
Excursion de la tension de sortie	RL >10KΩ	±12	±13,5		V
Tension d'entrée en mode commun		±11	+15 -12		V
Taux de réjection en mode commun	RS < 10KΩ VCM = ±12V	70	100		dB
Taux de réjection des tensions d'alimentation	RS < 10KΩ	70	100		dB
Temps de réponse en grand signaux Temps de basculement Suroscillation	G = 1		 0,05 20		 µS %
Bande passante			4		MHz
Vitesse de balayage	G = 1		13		V/µS
Courant d'alimentation			1,8	2,8	mA
Tension équivalente de bruit	Rs = 100 Ω F = 100 Hz		25		nV/√HZ
Courant équivalent de bruit	F = 100 Hz		0,01		pA/√HZ

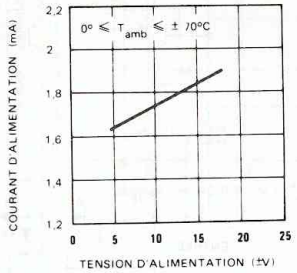
COURANT DE POLARISATION MOYEN



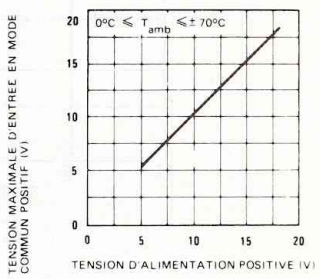
COURANT DE POLARISATION MOYEN



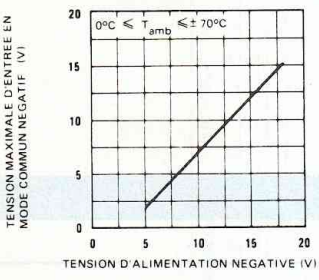
COURANT D'ALIMENTATION



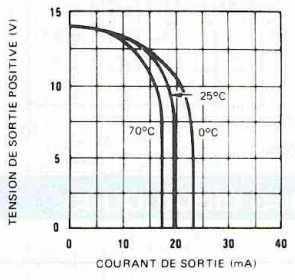
TENSION MAXIMALE D'ENTREE EN MODE COMMUN POSITIF



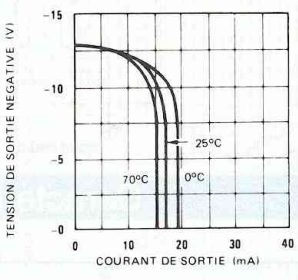
TENSION MAXIMALE D'ENTREE EN MODE COMMUN NEGATIF (V)



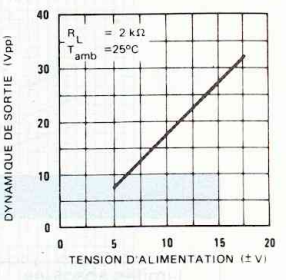
COURANT MAXIMUM POSITIF



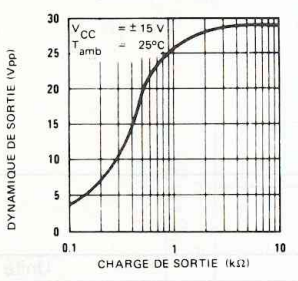
COURANT MAXIMUM NEGATIF



DYNAMIQUE DE SORTIE



DYNAMIQUE DE SORTIE



PRODUIT GAIN-BANDE

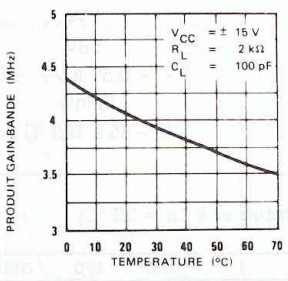
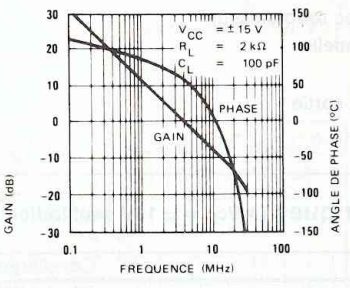
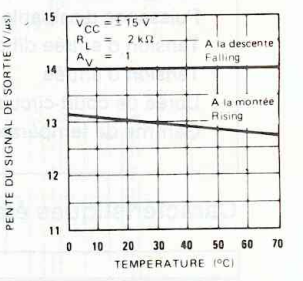


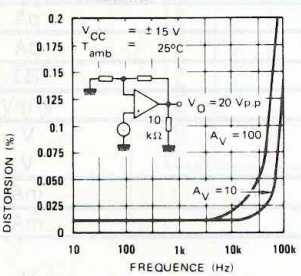
DIAGRAMME DE BODE



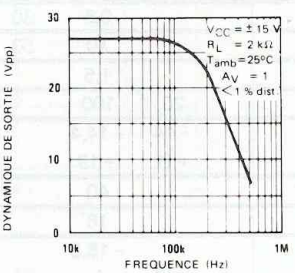
PENTE DU SIGNAL DE SORTIE



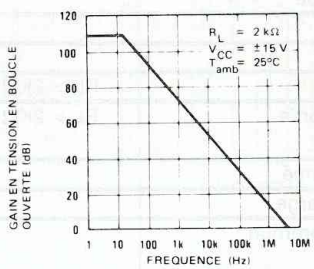
DISTORSION EN FONCTION DE LA FREQUENCE



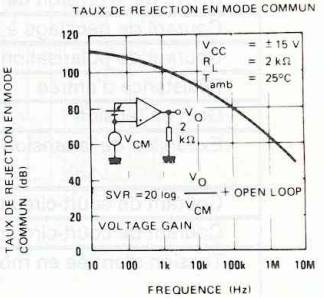
DYNAMIQUE DE SORTIE SANS DISTORSION



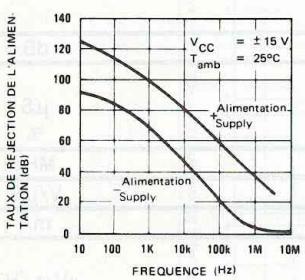
REPONSE EN FREQUENCE EN BOUCLE OUVERTE



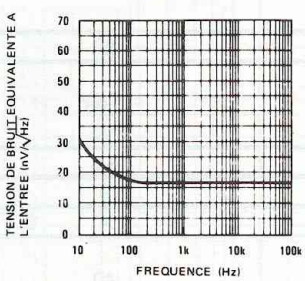
TAUX DE REJECTION EN MODE COMMUN



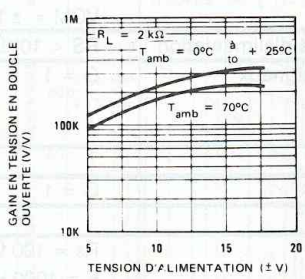
TAUX DE REJECTION DE L'ALIMENTATION



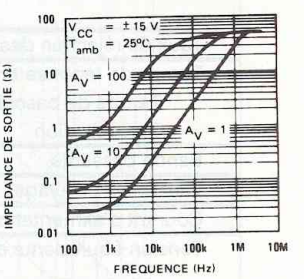
TENSION DE BRUIT EQUIVALENTE A L'ENTREE



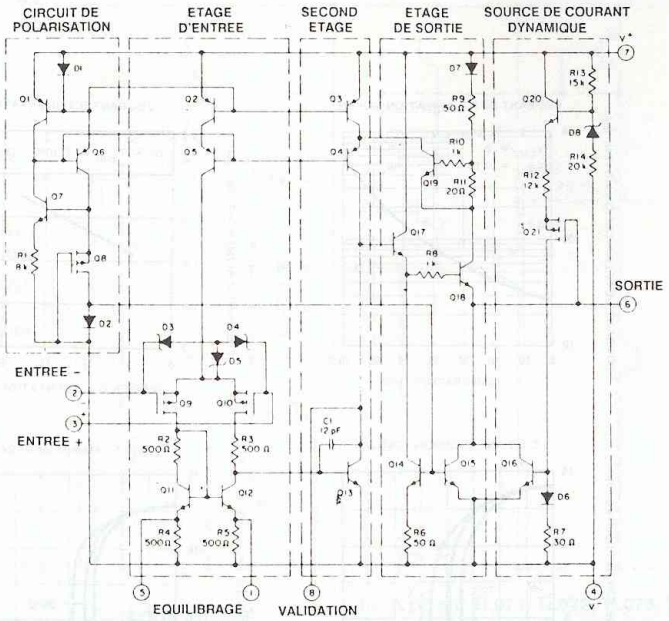
GAIN EN TENSION EN BOUCLE OUVERTE



IMPEDANCE DE SORTIE



Le CA3140 et ses dérivés

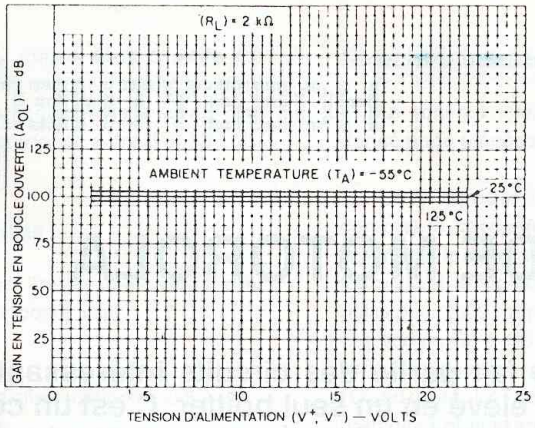


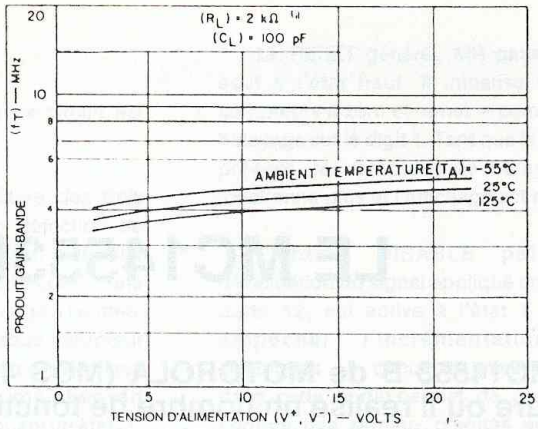
Caractéristiques électriques

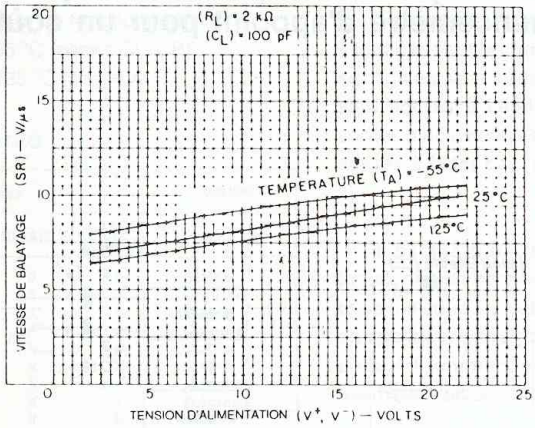
Limites absolues	
Tension d'alimentation Vcc max	36 V
Puissance dissipable sans refroidisseur	630mW
Puissance dissipable avec refroidisseur	1 W
Tension d'entrée différentielle	±8V
Tension d'entrée	V- - 0,5V à V+ + 8V
Durée de court-circuit en sortie	Infinie
Gamme de température	-55 à 125 °C

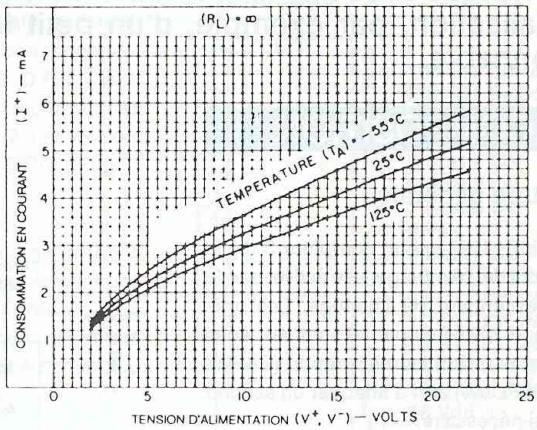
Caractéristiques électriques (A Vcc = ±15V sauf indication contraire et à Ta = 25 °C)

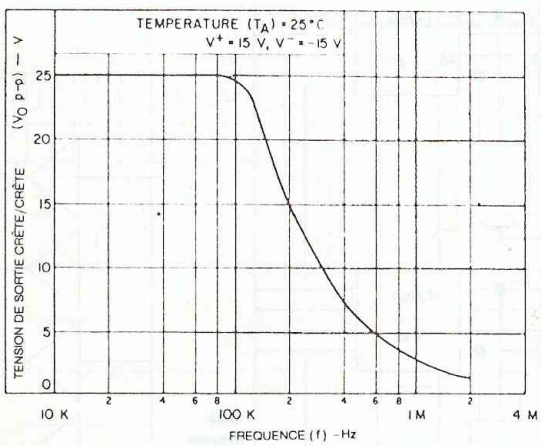
	Conditions	min	typ	max	Unité
Tension de décalage à l'entrée	RS < 10KΩ		5,0	15	mV
Dérive de la tension de décalage ·			8		µV/°C
Courant de décalage à l'entrée			0,5	30	pA
Courant de polarisation			10	50	pA
Résistance d'entrée			1,5		TΩ
Gain en tension	RL > 2KΩ	20	100		V/mV
Excursion de la tension de sortie	RL > 2KΩ	-14 +12	-14,4 +13		V V
Courant de court-circuit : source			40		mA
Courant de court-circuit : Charge			18		mA
Tension d'entrée en mode commun		-15	-15,5 à +12,5	11	V
Taux de réjection en mode commun	RS < 10KΩ VCM = ±12V	70	90		dB
Taux de réjection des tensions d'alimentation	RS < 10KΩ	76	80		dB
Temps de réponse en grand signaux Temps de basculement Suroscillation	G = 1		 0,08 10		 µS %
Bande passante			4,5		MHz
Vitesse de balayage	G = 1		9		V/µS
Courant d'alimentation			4	6	mA
Tension équivalente de bruit	Rs = 100 Ω F = 1000 Hz		40		nV/√HZ
Tension équivalente de bruit	Rs = 100 Ω F = 10000 Hz		12		nV/√HZ
Puissance consommée			120	180	mW

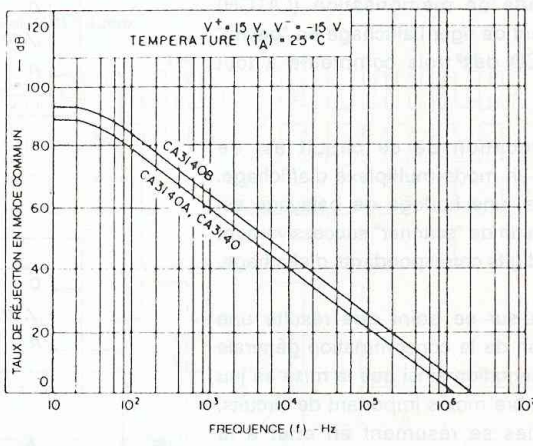

$(R_L) = 2\ k\Omega$
AMBIENT TEMPERATURE $(T_A) = -55°C$
25°C
125°C
GAIN EN TENSION EN BOUCLE OUVERTE (A_{OL}) — dB
TENSION D'ALIMENTATION (V^+, V^-) — VOLTS

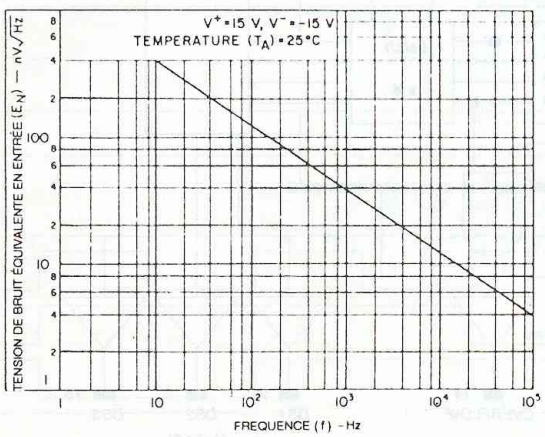

$(R_L) = 2\ k\Omega$
$(C_L) = 100\ pF$
AMBIENT TEMPERATURE $(T_A) = -55°C$
25°C
125°C
PRODUIT GAIN-BANDE (f_T) — MHz
TENSION D'ALIMENTATION (V^+, V^-) — VOLTS

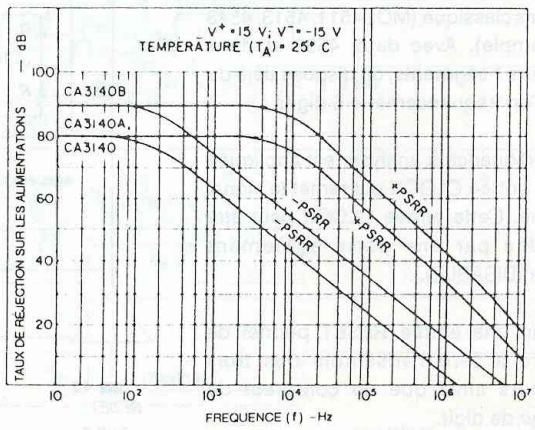

$(R_L) = 2\ k\Omega$
$(C_L) = 100\ pF$
TEMPERATURE $(T_A) = -55°C$
25°C
125°C
VITESSE DE BALAYAGE (SR) — V/µs
TENSION D'ALIMENTATION (V^+, V^-) — VOLTS


$(R_L) = \infty$
TEMPERATURE $(T_A) = -55°C$
25°C
125°C
CONSOMMATION EN COURANT (I^+) — mA
TENSION D'ALIMENTATION (V^+, V^-) — VOLTS


TEMPERATURE $(T_A) = 25°C$
$V^+ = 15\ V,\ V^- = -15\ V$
TENSION DE SORTIE CRÊTE/CRÊTE $(V_O\ p\text{-}p)$ — V
10 K
100 K
1 M
4 M
FREQUENCE (f) - Hz


$V^+ = 15\ V,\ V^- = -15\ V$
TEMPERATURE $(T_A) = 25°C$
CA3140B
CA3140A, CA3140
TAUX DE RÉJECTION EN MODE COMMUN — dB
FREQUENCE (f) - Hz


$V^+ = 15\ V,\ V^- = -15\ V$
TEMPERATURE $(T_A) = 25°C$
TENSION DE BRUIT ÉQUIVALENTE EN ENTRÉE (E_N) — nV/√Hz
FREQUENCE (f) - Hz


$V^+ = 15\ V,\ V^- = -15\ V$
TEMPERATURE $(T_A) = 25°C$
CA3140B
CA3140A,
CA3140
+PSRR
-PSRR
TAUX DE REJECTION SUR LES ALIMENTATIONS — dB
FREQUENCE (f) - Hz

LE MC14553B DE MOTOROLA

Le MC14553 B de MOTOROLA (MOS 4553) fait partie des circuits intéressants dans la mesure où il réalise un nombre de fonctions élevé en un seul boîtier. C'est un compteur 3 digits permettant d'alléger singulièrement les circuits imprimés de modules de comptages ou fréquencemètres simples. Intrinsèquement il peut accepter des fréquences jusqu'à 7 Mhz typique avec une alimentation de 15 Volts. L'adjonction de prédiviseurs peut permettre la réalisation, par exemple, d'un petit fréquencemètre d'appoint pour un coût plus que raisonnable.

COMPOSITION

Structure générale

Le MC14553 est un compteur 3 digits BCD dont le comptage est activé par le front descendant de l'horloge. Les trois compteurs diviseurs par 10 sont cascadés et le dernier (MSB) fournit le report (CARRY ou OVERFLOW) afin d'attaquer un second circuit si nécessaire.

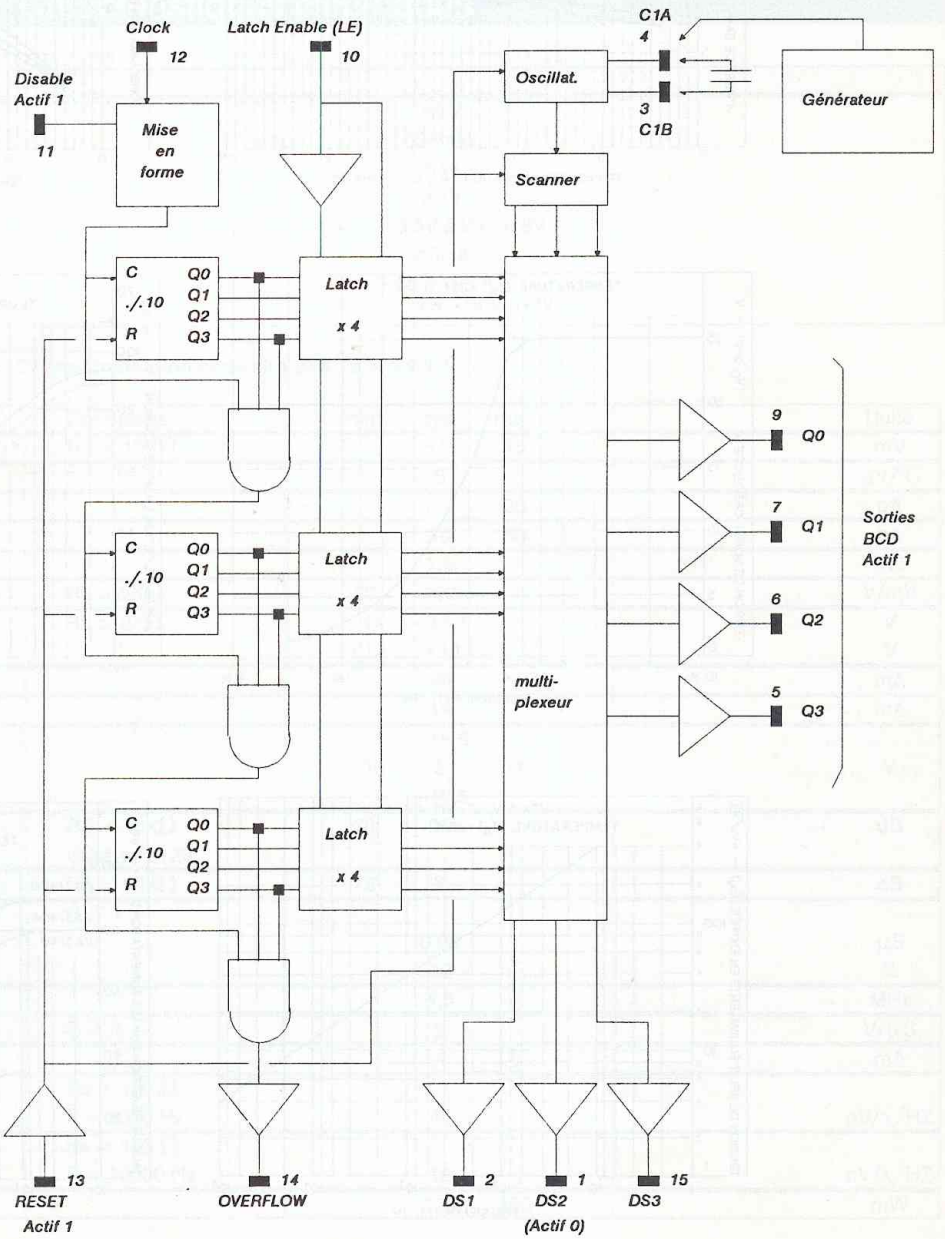
Ce circuit intègre également une commande de mémorisation (LATCH) permettant de figer l'affichage en "gelant" l'état BCD des trois compteurs à tout instant.

La vocation de ce circuit est de travailler en mode multiplexé d'affichage. Pour cela, une horloge de balayage est intégrée afin de "scanner" successivement les trois digits correspondants d'affichage.

C'est sur ce point que résulte une diminution de la consommation générale sur l'alimentation ainsi que la mise en jeu d'un nombre moins important de circuits. Les sorties se résument en effet à la sélection des trois digits (Anode ou cathode commune) et aux quatre sorties ABCD destinées à attaquer un décodeur 7 segments classique (MOS4511, 4513, 4543 par exemple). Avec deux 4553 et deux décodeurs 7 segments, on dispose déjà du coeur d'un fréquencemètre 6 digits.

La fréquence à analyser est appliquée sur une entrée CLOCK qui remet le signal en forme. Cette entrée CLOCK peut être dévalidée par une porte également intégrée (DISABLE).

Enfin une entrée RESET permet de remettre à zéro l'ensemble des trois compteurs ainsi que du compteur de balayage de digit.



Ce circuit, utilisé sous 5 Volts est compatible TTL, son alimentation peut toutefois être, comme la plupart des circuits MOS, comprise entre 3 et 18 Volts maximum.

Valeurs limites

Les valeurs limites ci-dessous sont données par rapport à Vss.

- Tension d'alimentation : −0.5 à +18 Volts.
- Niveaux d'entrée : −0.5 à Vdd +0.5 Volts.
- Courant de sortie sorties : 20 mA
- Température de fonctionnement : −40 à +85 °C (séries CL/CP)
- −55 à +125 °C (séries AL).

Table de vérité

Entrées				Sorties
RESET	CLOCK	DISABLE	LATCH ENABLE	Q0 à Q3
0	⊓	0	0	Stable
0	⊓	0	0	Compte
0	X	1	X	Stable
0	1	⊓	0	Compte
0	1	⊓	0	Stable
0	0	X	X	Stable
0	X	X	⊓	Mémoire
0	X	X	1	Mémoire
1	X	X	0	zéro

Structure interne

Le schéma interne de ce circuit est donné page précédente.

On y retrouve la structure des trois compteurs cascadés avec détection de report sur le compteur suivant, le dernier fournissant le signal d'OVERFLOW : une pulse pour 1000 coups d'horloge à l'entrée. Les sorties Q0 à Q3 de chaque compteur sont appliquées à des portes mémoires (Quadruple LATCH). Le maintien en mémoire s'obtient en appliquant un état "1" sur la patte 10, LATCH ENABLE.

Ces mémoires BCD attaquent à leur tour le multiplexeur de digit afin de fournir à tout moment le code BCD correspondant au digit activé. Les sorties BCD (5,6,7 et 9) sont actives à l'état haut tandis que les sorties d'activation de digit (2,1 et 15) sont actives à l'état bas. (DSx : DIGIT SELECT x).

L'oscillateur de balayage intégré fonctionne en connectant simplement une capacité entre les pattes 3 et 4 du circuit ou en appliquant un signal de commande à la patte 4 (Commande externe émanant par exemple d'un second 4553).

Le RESET général, MR patte 13, est actif à l'état haut. Il initialise les trois compteurs à zéro et remet le compteur de balayage sur le digit 1. Tant que le reset est présent, le compteur de balayage ne fonctionne plus et l'affichage est absent.

L'entrée DISABLE patte 11, dévalidation du signal appliqué en horloge patte 12, est active à l'état 1 et vient empêcher l'incrémentation des compteurs. Un circuit de mise en forme dans cette porte permet de prendre en compte des signaux d'entrée ayant des temps de commutations très rapides.

brochage

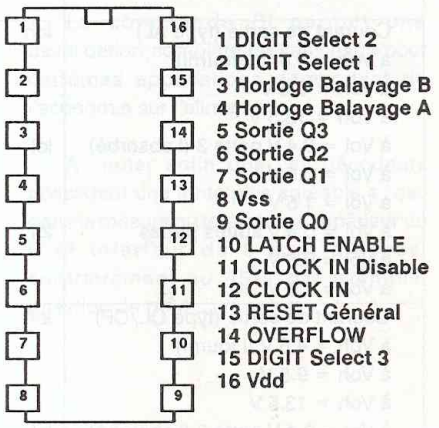


Diagramme de temps avec DISABLE et RESET à zéro

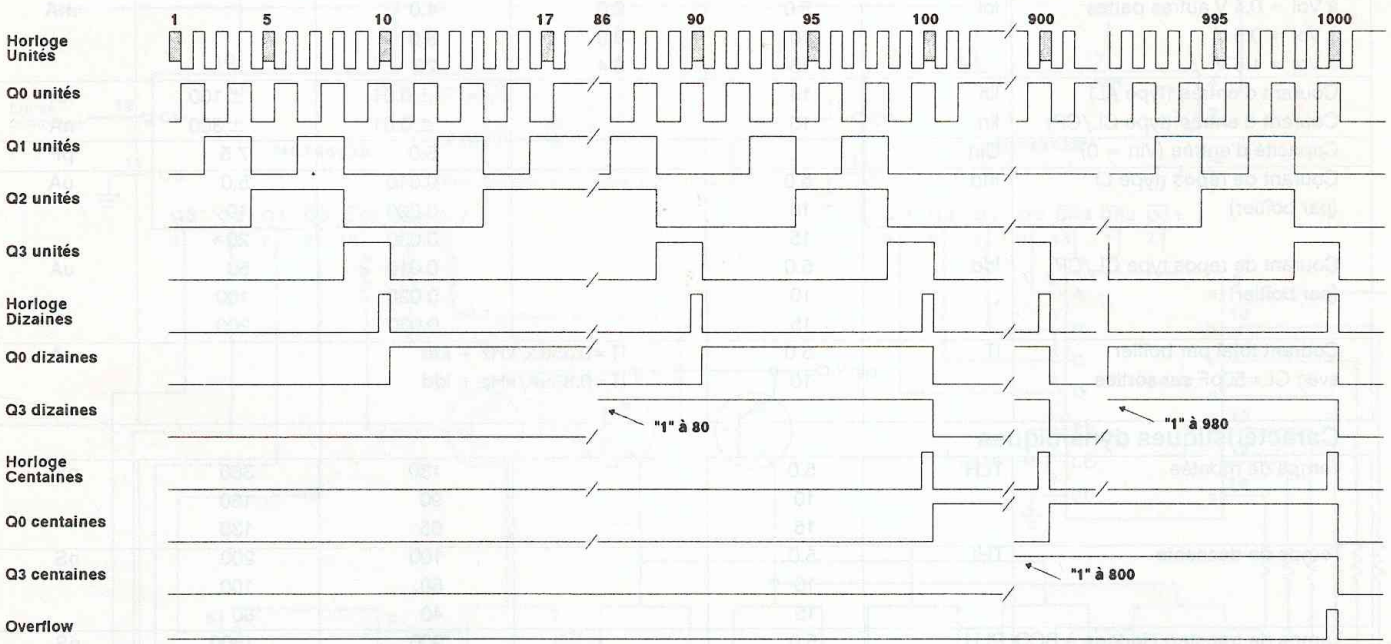
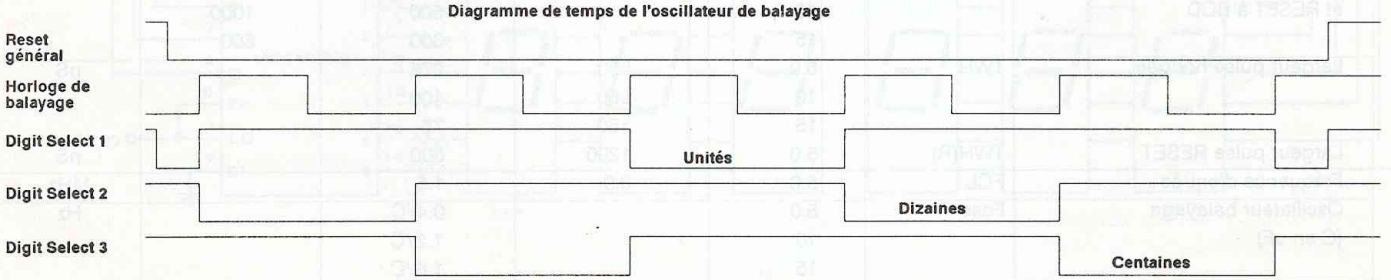


Diagramme de temps de l'oscillateur de balayage



CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Caractéristiques statiques

Les caractéristiques ci-dessous sont pour 25°C. Marges de bruit pour les états "0" et "1" : 1V min à Vdd = 5V, 2V à Vdd = 10V, 2.5V à Vdd = 15V.

CARACTERISTIQUE	SYMBOLE	Vdd	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension de sortie "0"	Vol	5.0		0	0.05	Vdc
		10		0	0.05	
		15		0	0.05	
Tension de sortie "1"	Voh	5.0	4.95	5		Vdc
		10	9.95	10		
		15	14.95	15		
Tension d'entrée "0"	Vil	5.0		2.25	1.5	Vdc
		10		4.50	3	
		15		6.75	4	
Tension d'entrée "1"	Vih	5.0	3.5	2.75		Vdc
		10	7.0	5.50		
		15	11.0	8.25		
Courant de sortie (type AL)	Ioh					mA
à Voh = 4.6 V (I fourni)		5.0	−0.20	−0.36		
à Voh = 9.5 V		10	−0.50	−0.9		
à Voh = 13.5 V		15	−1.5	−3.5		
à Vol = 0.4 V patte 3 (I absorbé)	Iol	5.0	0.2	0.88		mA
à Vol = 0.5 V		10	0.5	2.25		
à Vol = 1.5 V		15	1.5	8.8		
à Vol = 0.4 V autres pattes	Iol	5.0	2.5	4.0		mA
à Vol = 0.5 V		10	5.0	8.0		
à Vol = 1.5 V		15	15	20		
Courant de sortie (type CL/CP)	Ioh					mA
à Voh = 4.6 V (I fourni)		5.0	−0.16	−0.36		
à Voh = 9.5 V		10	−0.40	−0.9		
à Voh = 13.5 V		15	−1.2	−3.5		
à Vol = 0.4 V patte 3 (I absorbé)	Iol	5.0	0.2	0.88		mA
à Vol = 0.5 V		10	0.5	2.25		
à Vol = 1.5 V		15	1.5	8.8		
à Vol = 0.4 V autres pattes	Iol	5.0	2.0	4.0		mA
à Vol = 0.5 V		10	3.0	8.0		
à Vol = 1.5 V		15	8.4	20		
Courant d'entrée (type AL)	Iin	15		±0.01	±100	nA
Courant d'entrée (type CL/CP)	Iin	15		±0.01	±300	nA
Capacité d'entrée (Vin = 0)	Cin			5.0	7.5	pF
Courant de repos (type L)	Idd	5.0		0.010	5.0	uA
(par boîtier)		10		0.020	10	
		15		0.030	20	
Courant de repos type CL/CP)	Idd	5.0		0.010	50	uA
(par boîtier)		10		0.020	100	
		15		0.030	200	
Courant total par boîtier	IT	5.0	IT = 0.35uA/kHz + Idd			uA
avec CL = 50pF sur sorties		10	IT = 0.85uA/kHz + Idd			

Caractéristiques dynamiques

Temps de montée	TLH	5.0		180	360	nS
		10		90	180	
		15		65	130	
Temps de descente	THL	5.0		100	200	nS
		10		50	100	
		15		40	80	
Temps de transfert Horloge à BCD	PLH	5.0		900	1800	nS
et RESET à BCD		10		500	1000	
		15		300	600	
Largeur pulse horloge	TWH	5.0	550	275		nS
		10	200	100		
		15	150	75		
Largeur pulse RESET	TWH(R)	5.0	1200	600		nS
Fréquence d'entrée	FCL	5.0	0.9	1.5		MHz
Oscillateur balayage	Fosc	5.0		0.4/C		Hz
(C en uF)		10		1.2/C		
		15		1.6/C		

Exemple d'application

Compteur 6 digits

Le schéma ci-dessous montre une des applications possible des MC14553. L'utilisation de deux unités permet d'obtenir un compteur fonctionnant par exemple en fréquencemètre jusqu'à 1 MHz.

On peut voir sur ce schéma que le 4553 de droite est asservi à celui de gauche au niveau de la fréquence de balayage des digits. Un condensateur de 1nF détermine cette fréquence de balayage digit et est appliquée à l'entrée C1A, patte 4 du second.

Les deux horloges étant synchrones, un seul jeu de trois transistors suffit à alimenter les anodes communes des afficheurs. Les sorties DS1 à DS3 du second circuit sont laissées "en l'air". A noter que ces transistors auraient pu être connectés sur l'autre 4553 si par exemple des exigences de circuit imprimé l'imposent. Les transistors peuvent être par exemple des BC557B ou équivalents.

L'entrée de comptage se fait sur la patte 12 du premier 4553 et sa sortie OVERFLOW attaque l'entrée CLOCK du second circuit.

La commande "mémoire" permet de figer l'affichage obtenu après une durée déterminée par une base de temps externe.

Lorsque cet affichage est figé, une impulsion de courte durée peut être appliquée sur la commande de RESET pour remettre à zéro l'ensemble des deux compteurs. Noter que ce RESET provoque l'arrêt de l'oscillateur de balayage et donc l'extinction de l'affichage. Pour cette raison, dans la plupart des cas, on utilisera une impulsion de très courte durée afin que cet arrêt de balayage ne soit pas perceptible.

Les pattes 11 des deux circuits, reliées ici à la masse, correspondent à la validation de comptage issue par exemple de la même base de temps externe.

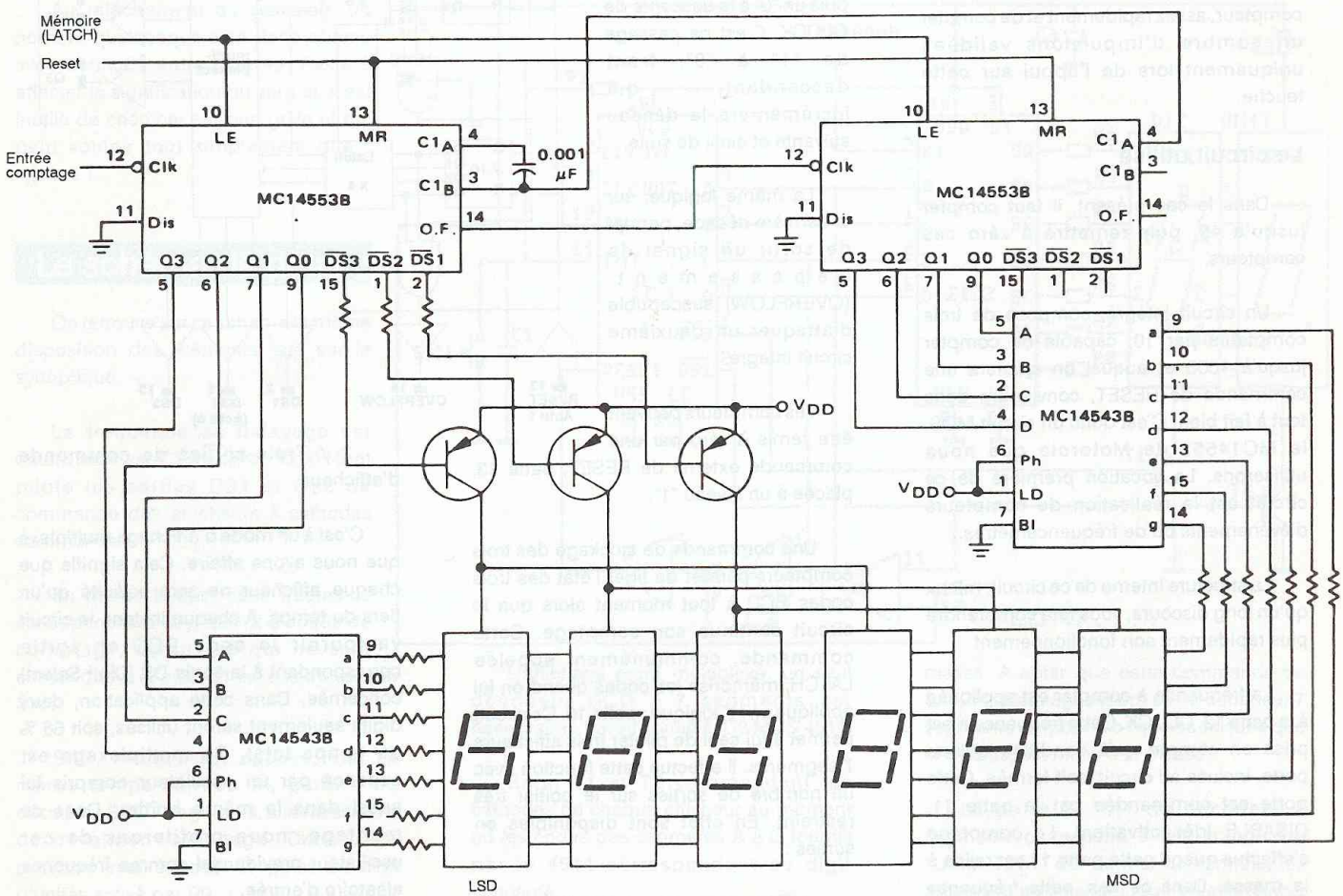
Les décodeurs 7 segments utilisés dans cet exemple, MOS4543 sont des circuits qui peuvent commander indifféremment des afficheurs à cathode ou anode commune. La sélection du type d'afficheur se fait par mise à "0" ou à "1" de la patte 6 : Ph. Ici, la mise à "1" de Ph permet la commande d'afficheurs à anode commune.

Les afficheurs doivent par contre, avec ce type de décodeurs, être de type faible consommation : intensité par segment inférieure ou égale à 10 mA.

Ces décodeurs possèdent également une commande de LATCH (mémoire), inutile ici puisque déjà exécutée par les 4553.

La commande BI permet une dévalidation complète de l'affichage pour certaines applications demandant de l'économie sur l'alimentation.

A noter enfin que ces décodeurs possèdent une fonte plus agréable a l'oeil dans la mesure où le jambage supérieur du 6 et inférieur du 9 sont affichés, contrairement au 4511 par exemple, question de goût.....



Un LOTO électronique

Le montage que nous allons voir dans cet article, consacré aux KITS initiation technologie, est un montage simple mais qui peut rapporter gros. En effet, cette phrase très connue s'applique tout à fait à ce que nous allons voir, puisqu'il s'agit d'un LOTO électronique. Le LOTO étant, par principe, un jeu de hasard, quoi de plus naturel en effet que de faire confiance au hasard, électronique cette fois-ci, pour obtenir les numéros à jouer. Adieu l'âge de la grand-mère, du tonton ou le numéro de la voiture : entrons dans le domaine difficile de l'électronique aléatoire.

LE PRINCIPE

Domaine difficile ? en fait non. Bien que les fonctions aléatoires soient très rares en électronique ou tout est censé être précis et calculé, c'est en utilisant le temps d'appui sur un poussoir, celui-là tout à fait variable et quelconque, que le problème est contourné.

En effet, le principe de ce montage est de faire tourner en permanence un compteur, assez rapidement et de compter un nombre d'impulsions validées uniquement lors de l'appui sur cette touche.

Le circuit utilisé

Dans le cas présent, il faut compter jusqu'à 49, puis remettre à zéro ces compteurs.

Un circuit intégré, composé de trois compteurs par 10, capable de compter jusqu'à 1000 et auquel on ajoutera une commande de RESET, conviendra donc tout à fait bien. C'est donc un circuit MOS, le MC14553 de Motorola que nous utiliserons. La vocation première de ce circuit est la réalisation de compteurs d'événements ou de fréquencemètres.

La structure interne de ce circuit, mieux qu'un long discours, vous fera comprendre plus rapidement son fonctionnement.

La fréquence à compter est appliquée à la patte 12, CLOCK. Cette fréquence n'est prise en compte qu'à condition qu'une porte, incluse au circuit, soit fermée. Cette porte est commandée par la patte 11, DISABLE (désactivation). Le comptage s'effectue quand cette patte 11 est reliée à la masse. Dans ce cas, cette fréquence attaque une série de trois diviseurs par 10 montés en cascade. C'est le front descendant du signal d'horloge qui incrémente le compteur.

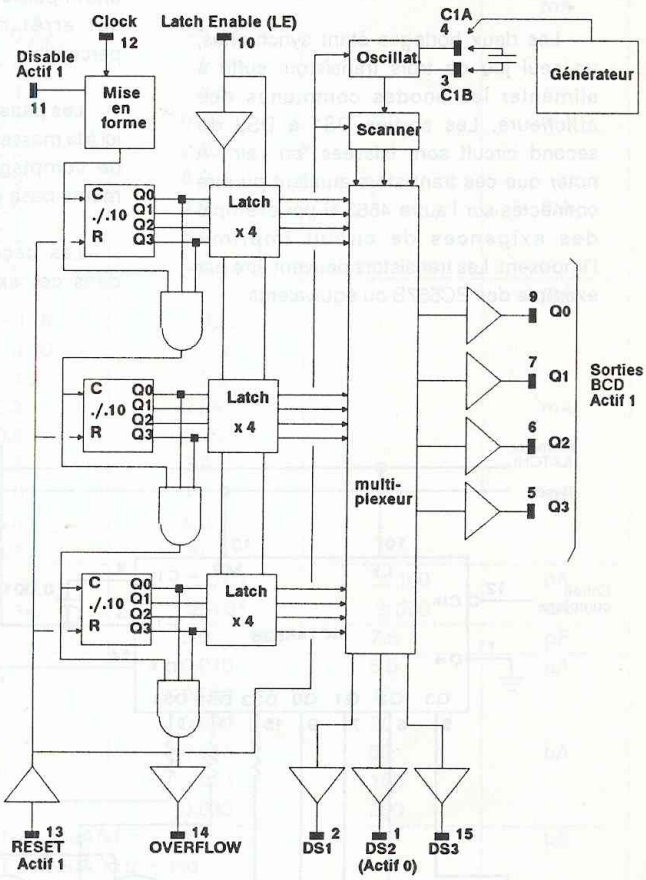
L'incrémentation de la décade suivante se fait de la façon suivante : Quand le compteur précédent arrive à "9", les sorties Q0 à Q3 fournissent le code "1001". Un "ET" logique des deux "1" de ce code et de l'entrée CLOCK de l'étage précédent fournira un "1" quand la CLOCK sera à "1" puis un "0" à la descente de CLOCK. C'est ce passage de "1" à "0", front descendant, qui incrémentera la décade suivante et ainsi de suite.

La même logique, sur la dernière décade, permet de sortir un signal de dépassement (OVERFLOW) susceptible d'attaquer un deuxième circuit intégré.

Les compteurs peuvent être remis à zéro par une commande externe de RESET, patte 13, placée à un niveau "1".

Une commande de stockage des trois compteurs permet de figer l'état des trois codes BCD à tout moment alors que le circuit continue son comptage. Cette commande, communément appelée LATCH, mémorise les codes quand on lui applique un "1" logique : patte 10. Ce circuit permet à lui seul de piloter trois afficheurs 7 segments. Il effectue cette fonction avec un nombre de sorties sur le boîtier très restreint. En effet sont disponibles en sorties :

1 / Une sortie unique ABCD



2 / Trois sorties de commande d'afficheur.

C'est à un mode d'affichage multiplexé que nous avons affaire. Cela signifie que chaque afficheur ne sera sollicité qu'un tiers du temps. A chaque instant, le circuit va fournir le code BCD en sortie correspondant à la sortie DS (Digit Select) concernée. Dans cette application, deux digits seulement seront utilisés, soit 66 % du temps total. Ce multiplexage est cadencé par un oscillateur compris lui aussi dans le même boîtier. Dans ce montage, nous profiterons de cet oscillateur providentiel comme fréquence aléatoire d'entrée.

Synoptique

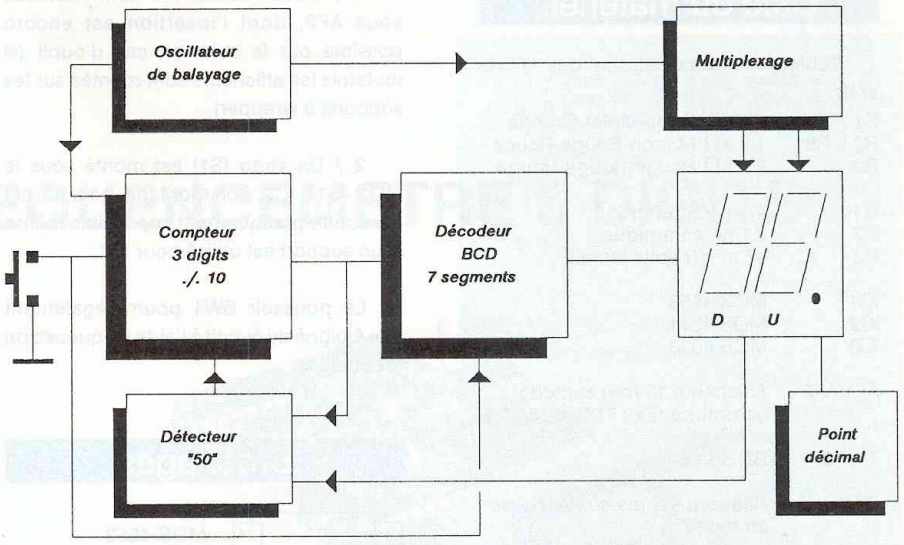
Ce synoptique montre en haut cet oscillateur de balayage qui commande le multiplexage des deux afficheurs.

Cette fréquence entre également dans les décades de comptage. Ces impulsions ne seront acceptées que lorsque le poussoir sera appuyé.

L'appui sur ce poussoir entraîne en même temps une dévalidation des afficheurs par le biais du décodeur 7 segments afin de ne pas voir le déroulement du comptage.

Ce déroulement est de toute façon si rapide, 1200 variations par secondes environ : vitesse de l'oscillateur de balayage, qu'aucune lecture ne serait possible. Seul le point des unité reste allumé pour indiquer que le montage fonctionne.

Tant que l'appui continue, le triple compteur par 10 évolue et il faut l'arrêter à 49. C'est ce qu'effectue une cellule logique qui, régulièrement, viendra détecter le passage à "50" pour appliquer un RESET sur l'ensemble du circuit.



La détection de "50" se fait en fait par détection de 5 sur le digit des dizaines. "5" correspond à une sortie en BCD de "1010" en même temps que la commande DS2 de sélection des dizaines passe à zéro.

Cet état, après inversion par une dernière NAND de IC3, fournit le niveau "1" nécessaire à la remise à zéro des trois compteurs de IC1.

La fréquence de commutation entre chaque afficheur est telle que c'est la persistance rétinienne qui fait la synthèse de la lumière émise et évite une sensation de scintillement.

La patte 10, "LE" LATCH des codes des trois compteurs, est ici inutilisée puisque le fait de relâcher le poussoir stoppe le comptage et fige donc l'affichage dans la position où il était : elle est donc réunie à la masse. A noter que cette commande de LATCH existe également sur le décodeur 7 segments et, pour les mêmes raisons que ci-dessus, est reliée à la masse.

La patte 7, "LT" du décodeur 7 segments correspond à une commande "LAMP TEST" qui permet de contrôler les afficheurs en éclairant tous les segments : non utilisée encore ici, elle est reliée au plus d'alimentation.

Au relâchement du poussoir, un nombre quelconque sera donc obtenu avec certitude entre 0 et 49. Reste à affecter la signification du zéro qu'il est inutile de chercher sur une grille et qui peut vouloir tout simplement dire : rejouez !.

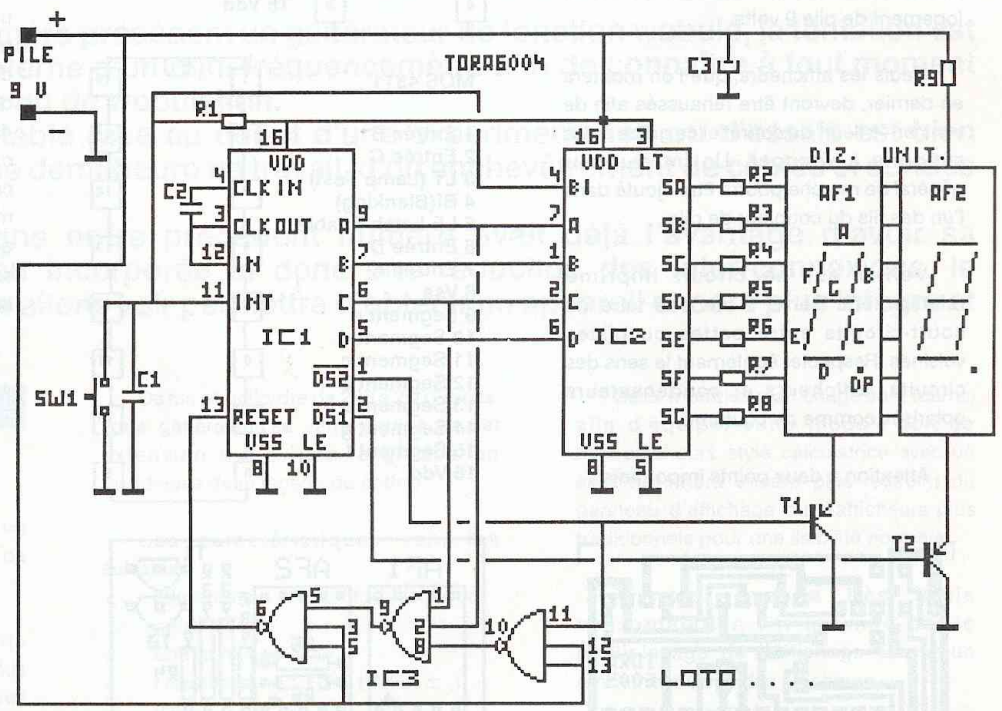
Le schéma de détail

On retrouve sur ce schéma la même disposition des éléments que sur le synoptique.

La fréquence de balayage est déterminée par C2 à environ 1200 Hz et pilote les sorties DS1 et DS2 de commande des afficheurs à cathodes communes.

En même temps, cette fréquence est appliquée à la patte 12 d'entrée de comptage, comptage qui ne sera effectif que si la patte 11 est à la masse par SW1.

SW1, lorsqu'il est appuyé, met en même temps l'entrée BI, patte 4 du décodeur BCD 7 segments, à la masse afin de dévalider l'affichage. Dans cette position, seul subsiste le point du digit d'unités activé par R9.



L'affichage étant multiplexé, un seul décodeur BCD / 7 segments est nécessaire : travail confié à IC2 MOS 4511.

Enfin T1 et T2 commandent les cathodes de chaque afficheur au moment où les codes des segments A à G fournis par le 4511 correspondent au digit concerné.

Liste du matériel.

Toutes les résistances sont des 1/4 de Watt.

R1	47 kΩ Jaune-Violet-Orange
R2 à R8	1.2 kΩ Marron-Rouge-Rouge
R9	2.2 kΩ Rouge-Rouge-Rouge
C1	47 nF céramique
C2	2.7 nF céramique
C3	47 uF 10 Volts tantale
IC1	MOS 4553
IC2	MOS 4511
IC3	MOS 4023
AF1,AF2	Afficheurs 13 mm cathode commune (Ex : TDSR5160 Tfk)
T1, T2	BC 557 B
SW1	Poussoir simple contact ouvert au repos

1 coupleur de pile 9 Volts

20 picots de barrette à wrapper femelle.

Réalisation

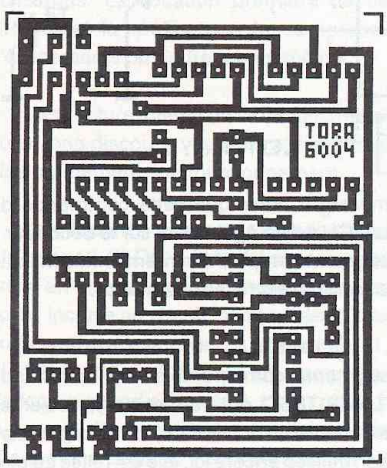
La réalisation complète prend place sur un seul circuit imprimé.

Ce circuit, donné à l'échelle 1, est dimensionné pour s'intégrer dans un coffret P962 AN de chez DIPTAL. avec logement de pile 9 volts.

Seuls les afficheurs, que l'on montera en dernier, devront être rehaussés afin de venir en "à fleur" du coffret et ce grâce à des supports à wrapper. Un interrupteur général de marche pourra être ajouté dans l'un des fils du coupleur de pile.

Veiller sur ce circuit imprimé relativement "serré" à ne pas faire de court-circuits entre pattes ou pistes voisines. Respecter également le sens des circuits, afficheurs et condensateurs polarisés comme de coutume.

Attention à deux points importants :

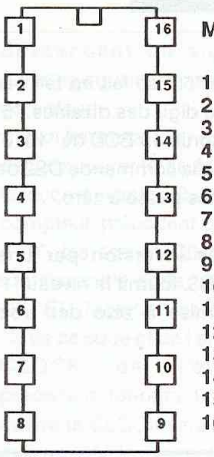


1 / Deux résistances sont montées sous AF2, dont l'insertion est encore possible par la suite en cas d'oubli (si toutefois les afficheurs sont montés sur les supports à wrapper).

2 / Un strap (S1) est monté sous le MOS 4511, IC2. Son montage, pour lui, est par contre pratiquement impossible même si un support est utilisé pour IC2.

Le poussoir SW1 pourra également être éloigné du circuit à l'aide de queues de résistances.

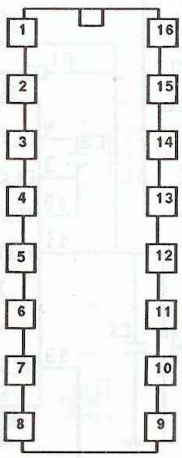
Brochages



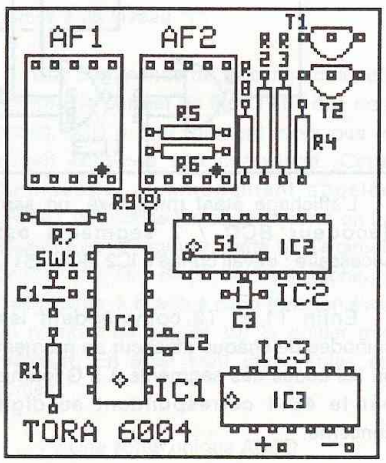
MOS 4553

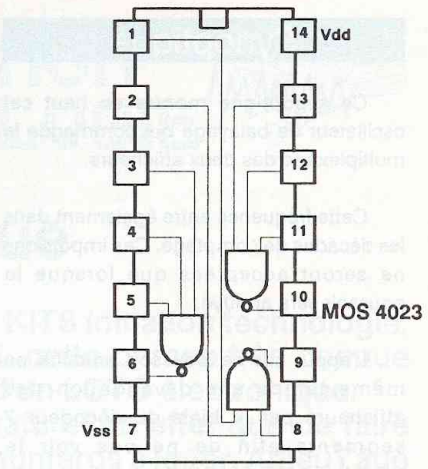
1 DIGIT Select 2
2 DIGIT Select 1
3 Horloge balayage B
4 Horloge balayage A
5 Sortie D
6 Sortie C
7 Sortie B
8 Vss
9 Sortie A
10 Latch Enable (LE)
11 Clock IN disable
12 Clock IN
13 Reset
14 Overflow
15 DIGIT Select 3
16 Vdd

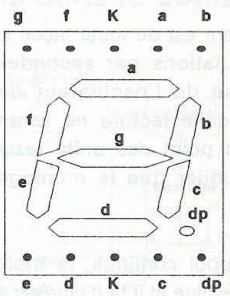
MOS 4511



1 Entrée B
2 Entrée C
3 LT (Lamp Test)
4 BI(Blanking)
5 LE Latch Enable
6 Entrée D
7 Entrée A
8 Vss
9 Segment e
10 Segment d
11 Segment c
12 Segment b
13 Segment a
14 Segment g
15 Segment f
16 Vdd





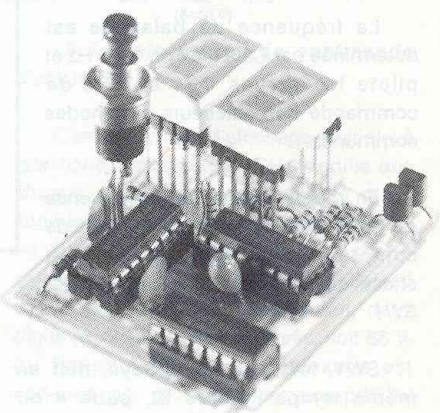


Afficheur cathode commune 13 mm

Ci-dessous BC 557 B

Conclusions

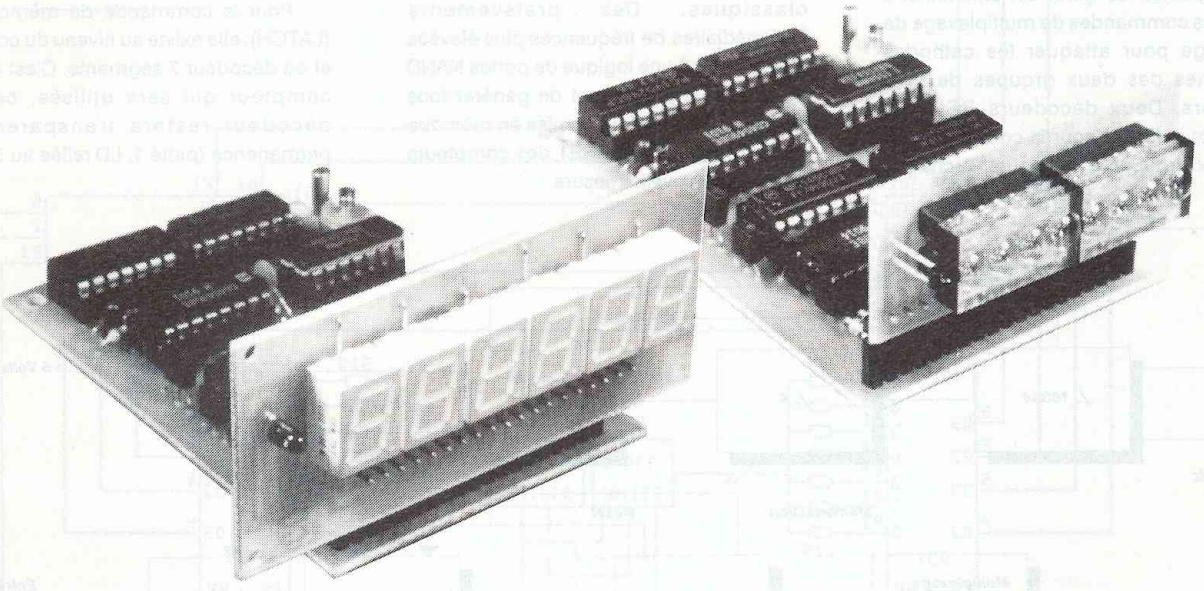
Ce montage relativement simple, est une toute petite première approche du monde de la logique. Il a permis en tout cas de comprendre principalement un circuit d'une complexité moyenne, qu'est le MOS 4553, dans une application qui sort de son cadre d'application principal. Sa compréhension ouvre les portes d'autres montages plus adaptés à ce circuit, tels que ceux dont nous parlions au début, à savoir : fréquencemètre et comptages en tous genres...



J. TAILLIEZ

MESURE

UN MINI-FREQUENCEMETRE 6 DIGITS



Après avoir vu dans le numéro précédent un générateur de fonction wobulé, la tentation est grande de l'équiper en interne d'un mini-fréquencemètre afin de connaître à tout moment les fréquences de sorties ou de wobulation.
En effet, quiconque fait table rase au début d'une expérimentation ou d'essais est bien souvent victime, après une demi-heure de travail, d'un enchevêtrement de câbles et sondes en tout genre.
Le générateur décrit dans notre précédent numéro avait déjà l'avantage d'avoir sa génération de wobulation incorporée et donc une réduction des inter-connexions, le fréquencemètre que nous allons voir permettra d'obtenir un appareil encore plus intègre et autonome.

LE BUT

Ce fréquencemètre est basé sur un schéma traditionnel de compteurs et de base de temps.

En effet, l'utilisation de circuits spécialisés, qui permettent beaucoup plus de mesures de types différents, ont des coûts relativement élevés, entraînent des circuits imprimés volumineux et demandent une nourriture en milliampères plus importante.

La réalisation est basée sur des circuits MOS, 8 au total pour l'ensemble du montage, dont le coût est beaucoup plus limité.

De fait pour l'ordre de 200 à 250 Francs, votre générateur se verra équipé de cet extension qui évitera la graduation fastidieuse de la façade du coffret.

Ses caractéristiques sont les suivantes :

- Alimentation 5 Volts (fournie par le générateur)
- Entrée niveau TTL
- Fréquence de 1 Hz à 1 MHz ± 1 digit
- Consommation très limitée de l'ordre de 25 à 30 mA
- Indicateur de mesure par LED (porte)

Enfin le circuit de comptage et celui d'affichage sont séparés et peuvent être raccordés par du câble en nappe ou un système de connecteur enfichable à 90 degrés comme sur les photographies ci-dessus.

Deux modules d'affichage sont fournis afin d'équiper votre module soit de mini-afficheurs style calculatrice avec un encombrement encore plus restreint du panneau d'affichage ou d'afficheurs plus traditionnels pour une lisibilité normale.

A noter que la très faible consommation est obtenue par le multiplexage de l'affichage et par un rendement élevé des afficheurs.

Cette faible consommation vous donne d'ailleurs la possibilité d'imaginer une alimentation par pile 9 Volts.

Muni d'un étage d'entrée de conversion analogique / TTL et éventuellement de pré-diviseurs, vous pourrez obtenir un mini-fréquencemètre portatif avec des caractéristiques plus poussées... : libre cours à votre imagination.

LE SYNOPTIQUE

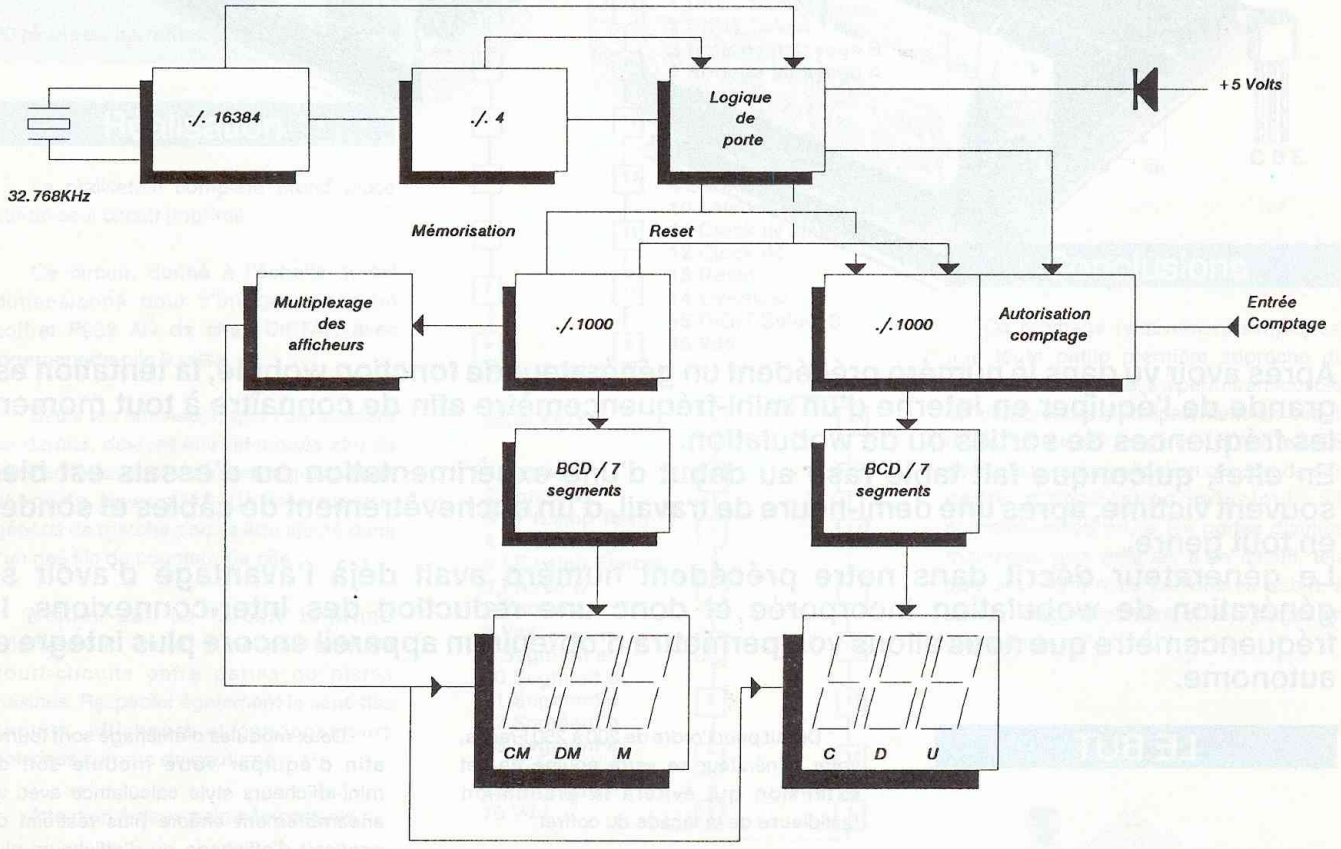
L'affichage

Le circuit de comptage utilisé, MOS 4553 de Motorola, permet une forte réduction du nombre de composants et de boîtiers (Voir HOBBYTHEQUE dans ce même numéro). Par boîtier, il comprend trois diviseurs par dix, deux boîtiers sont donc capables de gérer six afficheurs. Il fournit les commandes de multiplexage de l'affichage pour attaquer les cathodes communes des deux groupes de trois afficheurs. Deux décodeurs BCD / 7 segments suffisent pour la commande de ces deux groupes d'afficheurs. A chaque instant, deux afficheurs sont allumés simultanément : par exemple U et M puis D et DM enfin C et CM et ainsi de suite. Le multiplexage est donc réparti dans le temps sur trois afficheurs d'où un gain en luminosité. Par contre, ce mode de multiplexage ne permet pas l'extinction des zéros inutiles sans une surcharge lourde de l'électronique d'affichage...

La base de temps.

Elle utilise bien évidemment un quartz pour une mesure précise. Ce quartz, voit sa fréquence divisée par 16384 pour donner 2 Hz puis par 4 pour 0.5 Hz. Cette fréquence de 0.5 Hz donne directement le temps d'ouverture de la porte de mesure de 1 seconde. Une LED de façade témoigne de l'ouverture de porte afin d'éviter les erreurs de lectures (variation ou réglage de la fréquence du géné pendant l'ouverture par exemple).

L'ensemble de ces divisions par 2 est exécutée en tout par deux boîtiers tout à fait classiques. Des prélèvements intermédiaires de fréquences plus élevées et appliqués à une logique de portes NAND et inverseurs permettent de générer tous les signaux utiles pour la mise en mémoire de l'affichage et le RESET des compteurs avant une nouvelle mesure.



SCHEMA DE DETAIL

Affichage

L'ensemble d'affichage sur 6 digits est très proche de celui fourni par Motorola dans son exemple d'application (Voir Hobbythèque). Les nuances apportées résident dans l'utilisation d'afficheurs à cathodes communes, ce que permet le circuit de décodage BCD / 7 segments MOS4543 en mettant la patte 6, Ph à la masse. Les transistors de commandes des cathodes ne fonctionnent plus en inverseurs mais en tant qu'amplificateurs de courant non inverseurs (collecteurs communs). La patte 11, DI, du premier compteur reçoit la commande d'autorisation d'ouverture de porte issue de la base de temps. La patte 11 du second circuit est restée connectée à la masse comme sur l'exemple Motorola, ce second circuit ne recevant de toute façon plus d'informations de comptage du premier...

Pour la commande de mémorisation (LATCH), elle existe au niveau du compteur et du décodeur 7 segments. C'est celle du compteur qui sera utilisée, celle du décodeur restera transparente en permanence (patte 1, LD reliée au 5 Volts).

Un seul jeu de 7 résistances sera nécessaire pour chaque décodeur, encore une fois grâce au multiplexage en deux groupe de trois afficheurs. Enfin la commande de blanking d'affichage (Bi) inutilisée dans notre application sera reliée à la masse.

Horloge

L'horloge est constituée d'un quartz à 32,768 KHz qui est mis en oscillation par le célèbre MOS 4060. Un ajustage précis de

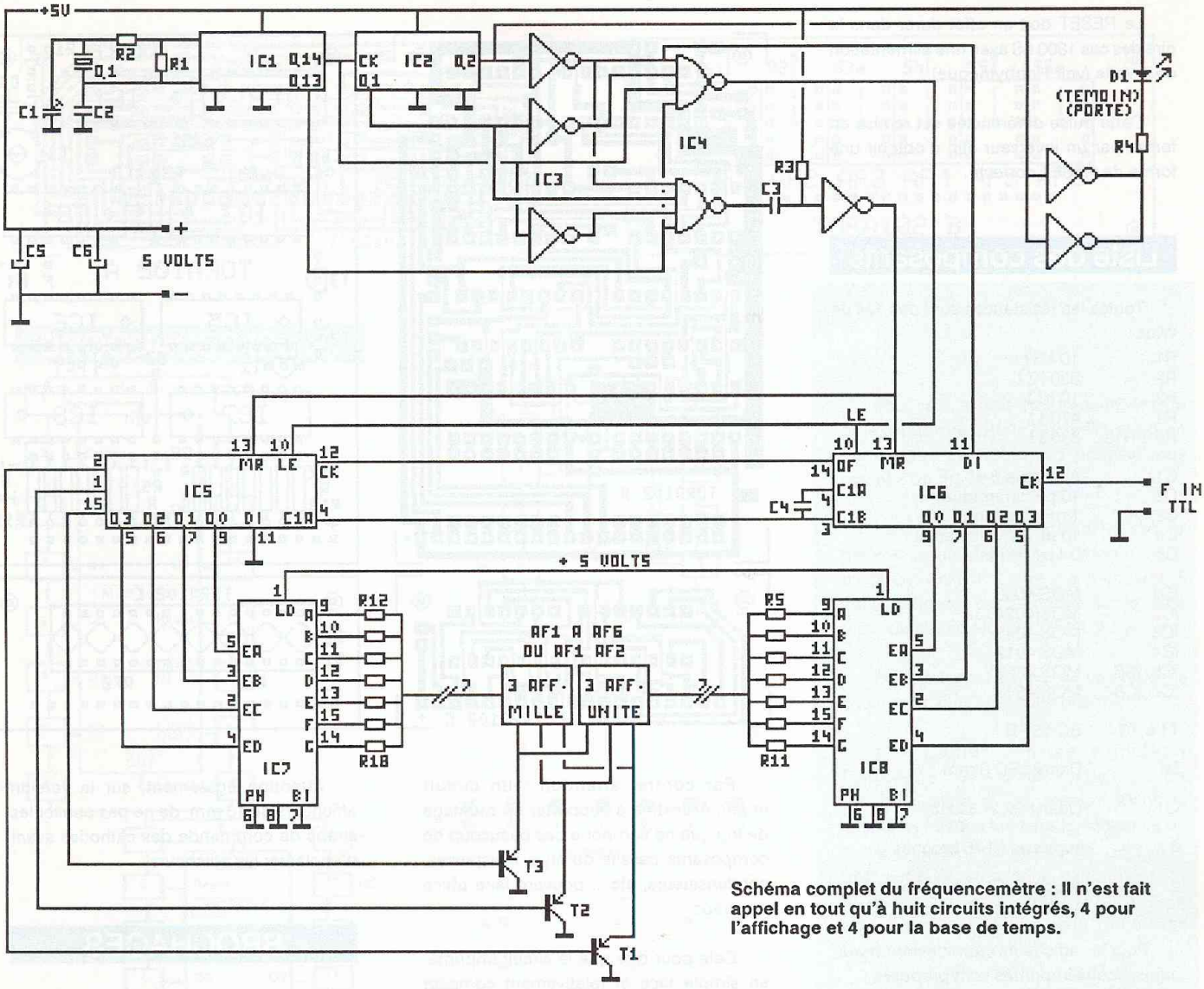


Schéma complet du fréquencemètre : Il n'est fait appel en tout qu'à huit circuits intégrés, 4 pour l'affichage et 4 pour la base de temps.

la fréquence est obtenu par le condensateur ajustable qui permettra un étalonnage de la fréquence lue lors de la mise au point. La sortie de division la plus élevée, 2 puissance 14, fournit un signal à 2 Hz et de rapport cyclique égal à 1. Un second diviseur amène la fréquence à 0.5 Hz, fréquence qui fournit directement une demi-période de 1 seconde pour l'ouverture de la porte de comptage.

Ce signal d'ouverture, disponible sur la sortie Q2 du 4024, est également utilisée pour commander la LED de GATE après bufferisation et inversion par deux cellules d'un 4049.

Création des autres pulses

Le diagramme de temps ci-contre simplifie la compréhension de l'ensemble de décodage des impulsions de RESET et de mémorisation.

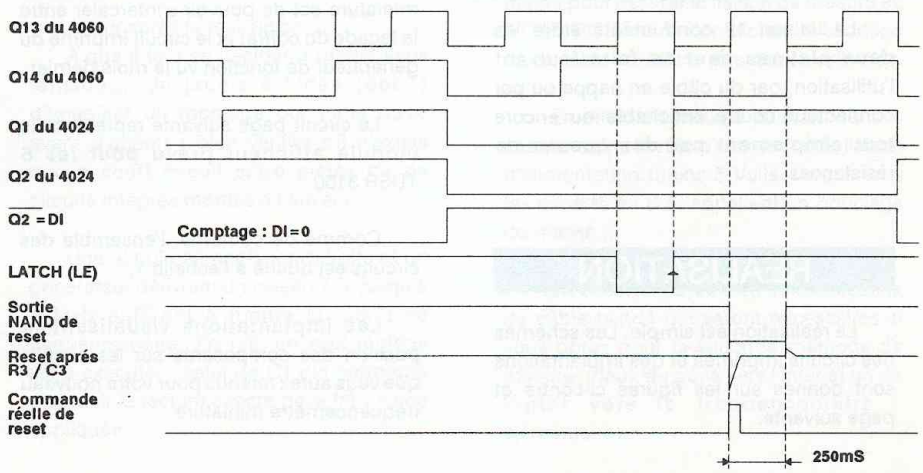
Le comptage s'exécute pendant la phase où DI est à "0" : période pendant laquelle la LED de signalisation est allumée. A la fin du comptage il faut premièrement mémoriser le résultat puis remettre l'ensemble des compteurs à "0".

Deux NAND à quatre entrées vont résoudre ces fonctions. La commande de mémorisation est en permanence à "1". Elle passe à "0" lorsque ses quatre entrées seront à "1" soit Q13, Q14 du 4060 à "1" ainsi que Q1 et Q2 du 4024 après inversion.

La pulse de LE dure 250 mS mais la mémorisation se fait à l'instant du front montant de LE.

Pour le RESET, une durée de 250mS est trop longue dans la mesure où ce RESET bloque également l'oscillateur de balayage des digits. L'application directe de cette pulse se traduirait par une extinction complète de l'affichage de 250mS toutes les secondes.

Pour éviter ce phénomène, le réseau R3 / C3 différencie le front descendant de la pulse avec une contante de temps de 10 uS soit environ 5 fois plus que la durée minimum demandée par le 4553.



Le RESET doit en effet durer dans le pire des cas 1800 nS avec une alimentation de 5 Volts (voir Hobbythèque).

Cette pulse différenciée est remise en forme par un inverseur afin d'obtenir une forme de RESET correcte.

Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4 de Watt.

R1	10 MΩ
R2	330 KΩ
R3	10 KΩ
R4	470 Ω
R5 à R18	390 Ω
C1	Ajustable 3-40 pF
C2	10 pF céramique
C3,C4	1 nF céramique
C5	10 uF 25 Volts radial
C6	0.1 uF Tantale
IC1	MOS 4060
IC2	MOS 4024
IC3	MOS 4049
IC4	MOS 4012
IC5, IC6	MOS 4553
IC7, IC8	MOS 4543
T1 à T3	BC 557 B
D1	Diode LED 3 mm
Q1	Quartz 32,768 kHz
6	supports CI 16 broches
2	supports CI 14 broches

Pour les afficheurs cathode commune, deux circuits imprimés sont proposés :

6 TDSR3160 10 mm Telefunken pour le grand modèle ou

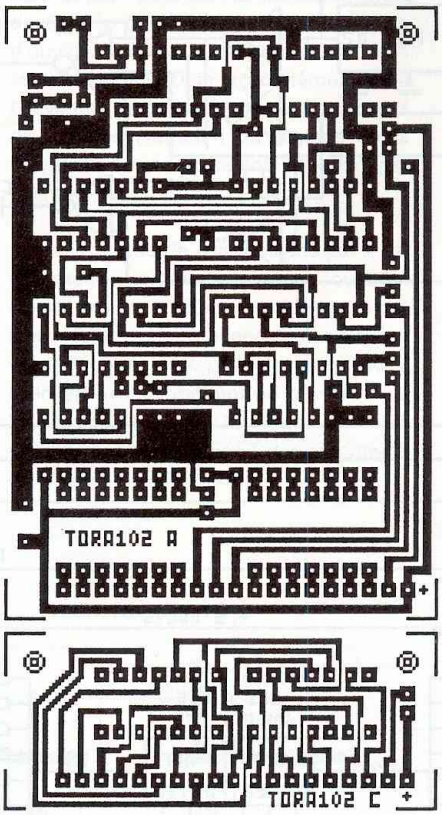
2 DL340M quadruple digit haute luminosité de Siemens. Ces afficheurs peuvent être insérés sur des supports de CI 14 broches.

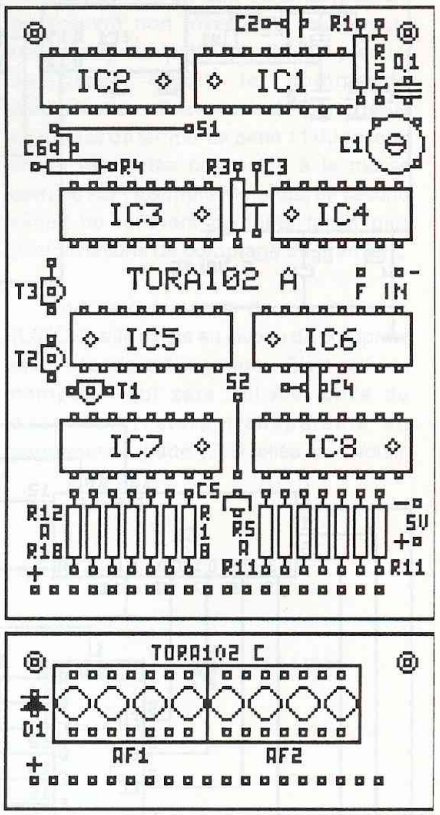
1 inverseur 2 positions éventuellement pour sélectionner la mesure entre fréquence de wobulation et fréquence de sortie.

La liaison 19 conducteurs entre les deux platines peut se faire, suivant l'utilisation, par du câble en nappe ou par connecteur coudé enfichable ou encore tout simplement par des queues de résistances.

REALISATION

La réalisation est simple. Les schémas des circuits imprimés et des implantations sont donnés sur les figures ci-contre et page suivante.





Par contre, attention : un circuit imprimé destiné à supporter un montage de logique ne comporte pas beaucoup de composants passifs du style résistances, condensateurs, etc.... pouvant faire office de straps.

Cela pour dire que le circuit imprimé, en simple face et relativement compact comme vous pouvez le voir, ne comporte sur la carte principale que deux straps mais en contre-partie un pistage relativement "serré". Attention donc aux risques de pontets de soudures entre pistes

Comme indiqué précédemment, deux possibilités vous sont offertes pour le panneau d'affichage avec des tailles de digits qui correspondront le mieux à votre vue...

L'avantage du module d'affichage miniature est de pouvoir s'intercaler entre la façade du coffret et le circuit imprimé du générateur de fonction vu le mois dernier.

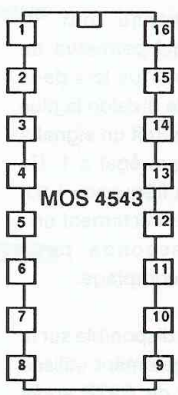
Le circuit page suivante représente le module afficheur prévu pour les 6 TDSR 3160.

Comme de coutume, l'ensemble des circuits est donné à l'échelle 1.

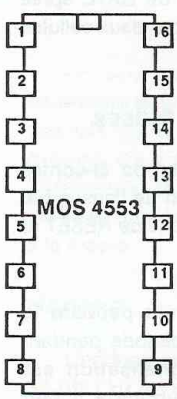
Les implantations visualisent la position des composants sur les circuits que vous aurez retenus pour votre nouveau fréquencemètre miniature.

Attention également, sur la version afficheurs de 10 mm, de ne pas oublier les straps de commande des cathodes avant d'implanter les afficheurs.

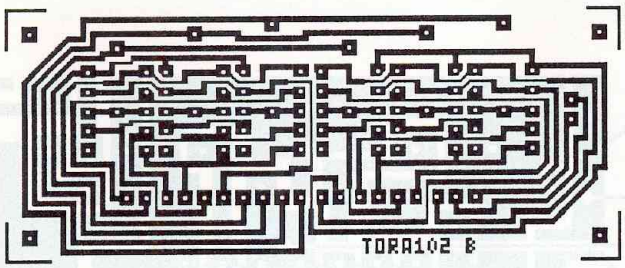
BROCHAGES

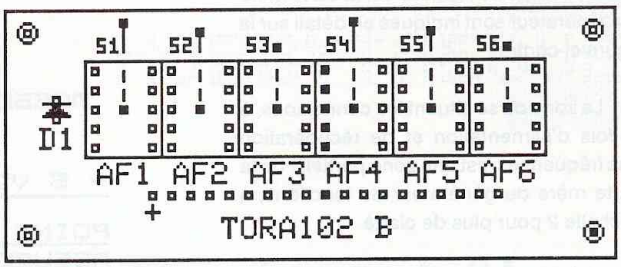


1 Latch DATA (LD)
2 Entrée C
3 Entrée B
4 Entrée D
5 Entrée A
6 Ph (anode/cathode)
7 Blanking affichage
8 Vss
9 Segment A
10 Segment B
11 Segment C
12 Segment D
13 Segment E
14 Segment G
15 Segment F
16 Vdd

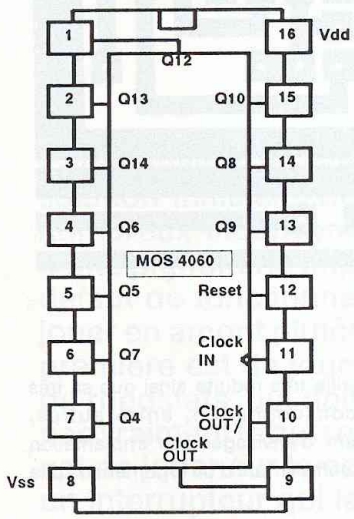


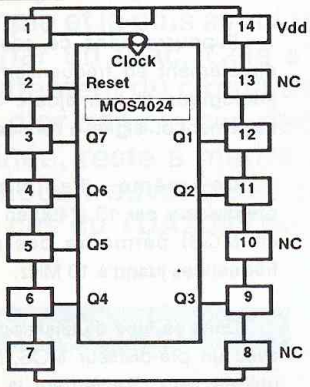
1 DIGIT Select 2
2 DIGIT Select 1
3 Horloge Balayage B
4 Horloge Balayage A
5 Sortie Q3
6 Sortie Q2
7 Sortie Q1
8 Vss
9 Sortie Q0
10 LATCH ENABLE
11 CLOCK IN Disable
12 CLOCK IN
13 RESET Général
14 OVERFLOW
15 DIGIT Select 3
16 Vdd

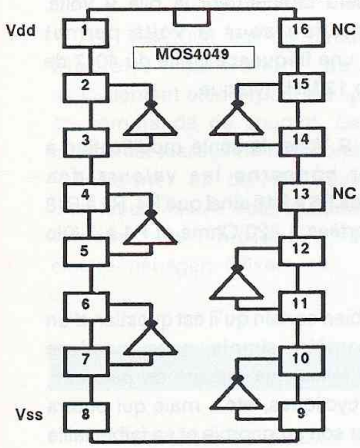




BROCHAGES (Suite)

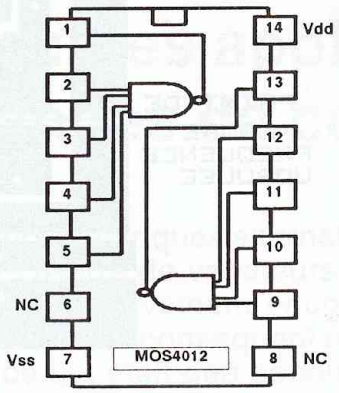


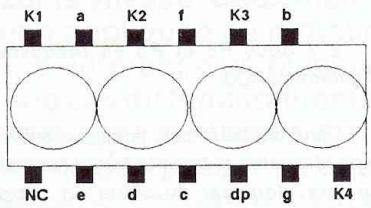




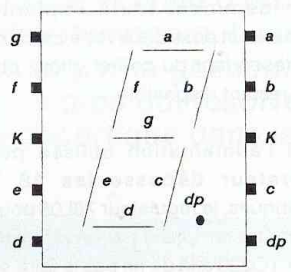
BC 557 B

C B E





DL 340 M



TDSR3160

MISE SOUS TENSION

A que après la réalisation.....

A que il faut se décider à mettre sous tension.... Je jaunis à l'idée (Bof...) d'imaginer un montage qui fume aussi avant d'opérer : bien vérifier s'il n'existe aucun court circuit entre pistes ou de circuits intégrés montés à l'envers.

Une simple alimentation 5 Volts et un générateur délivrant un niveau TTL jusqu'à 1 MHz suffiront à mettre au point ce fréquencemètre. En fait, un seul réglage est à exécuter : celui de C1 qui permettra d'obtenir la lecture exacte de la fréquence appliquée.

Pour cela, le prêt d'un fréquencemètre déjà étalonné ou la possession d'un générateur de fréquence précise vous seront d'un grand secours.

Pour le câblage définitif sur le générateur de fonction vu le mois dernier, on pourra utiliser à titre d'alimentation 5 Volts, celle qui est fabriquée sur la carte mère du générateur par le 78L05.

Pour le signal à mesurer vous avez le choix entre plusieurs solutions :

1 / Câbler l'entrée signal du fréquencemètre à la sortie TTL de synchronisation du générateur : Dans ce cas, la fréquence lue sera la fréquence de sortie dans la position F0 de SW3 et la fréquence de wobulation dans toutes les autres positions. Inconvénient : la fréquence F1 générée sans wobulation n'est jamais mesurable.

2 / Câbler le point commun d'un inverseur 2 positions sur l'entrée du fréquencemètre afin de pouvoir, à tout moment, mesurer les deux fréquences : celle de sortie, que ce soit F0 ou F1 et celle de wobulation.

Evidemment malgré le surcoût modique que représente ce commutateur, la seconde solution est, de loin, plus attrayante.

Dans tous les cas, on utilisera du câble blindé pour assurer la liaison de mesure et, ATTENTION, en ne connectant le blindage de ce câble qu'à l'une des deux extrémités.

En effet, le blindage jouerait, dans le cas contraire, le rôle d'une seconde liaison d'alimentation moins 5 Volts, ce que tous les experts en B.F. appellent un bouclage de masse....

En l'occurrence, ce sont trois morceaux de câble blindé qui seront nécessaires si vous optez pour la seconde méthode de mesure. (deux du géné vers l'inter et un de l'inter vers le fréquencemètre : élémentaire).

Les points de reprises sur la carte mère du générateur sont indiqués en détail sur la figure ci-contre.

La zone où se situent les connexions, à la fois d'alimentation et de récupération des fréquences, est une zone partielle de la carte mère du générateur de fonctions, à l'échelle 2 pour plus de clarté

Cette zone correspond à la face cuivre de IC2, quadruple NAND, gérant la synchronisation TTL.

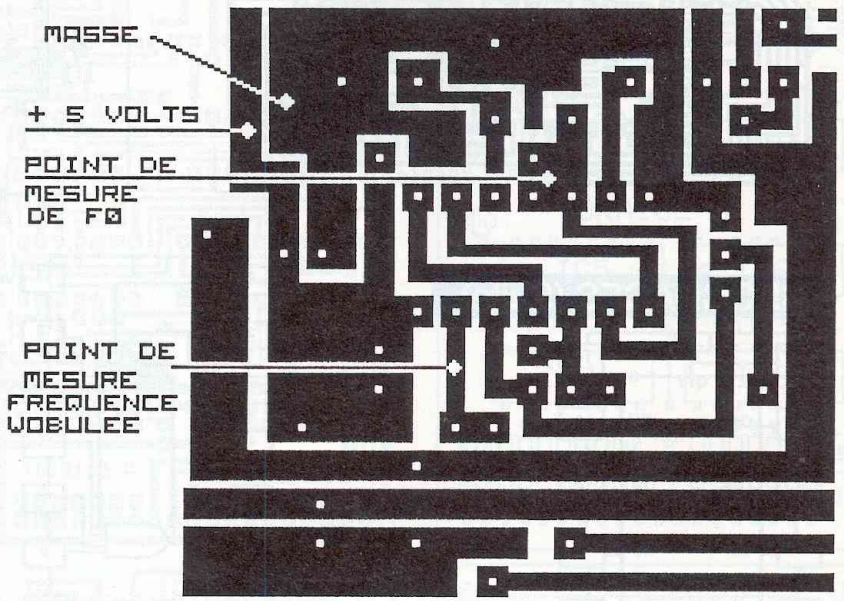
La sortie notée "point de msure de F0" est en même temps la mesure de F1 dans la position correspondante de SW3 du générateur, vous l'aurez sans doute deviné.

Pour faire le rapprochement, au niveau raccordements, par rapport au schéma de principe du générateur, l'alimentation 5 Volts s'effectue aux bornes de C26 (ou C20), sortie de RG2.

Pour les points de mesures, dans le premier cas (sans commutateur additionnel) le signal est prélevé sur C13, sortie de la dernière NAND TTL.

Dans la deuxième possibilité de câblage, le premier point de mesure pour F0 ou F1, sera connecté au point commun R5 R6 : charge de collecteur de T1.

La fréquence de wobulation, qu'elle soit utilisée ou non au niveau du générateur, est toujours présente au point commun R14 R15 : charge cette fois-ci du collecteur ouvert de IC5. C'est à ce point que l'on connectera le second câble blindé allant vers l'inter de sélection.



UTILISATION

Evidemment, ce fréquencemètre n'arrivera pas à "retrouver ses petits" dans un signal wobulé ou Bi-fréquence.

Tout au plus pourra-t-il indiquer la moyenne entre fréquence maxi et mini en wobulé et la moyenne des deux fréquences en mode Bi-fréquence... A vous de juger si c'est une information intéressante !

L'avantage du module d'affichage équipé des deux afficheurs DL340M, est qu'il peut s'intercaler entre la carte mère du générateur et son coffret.

Deux positionnement sont possibles :

1 / Entre P1 et SW3 (au dessus de IC4)

2 / Sous P5 et P6 en recouvrant légèrement RG3.

Dans les deux cas, la liaison entre le bloc afficheurs et la carte fréquencemètre se fera alors par du câble en nappe, passant sous la carte mère du générateur.

Evidemment toute implantation différente est possible à votre convenance, tout dépendant du coffret choisi et de la place restant disponible.

Si l'alimentation utilisée pour le générateur dépasse les 18 Volts symétriques, le régulateur 78L05 pourra au besoin être remplacé par un régulateur en boîtier TO220 afin de ne pas le faire souffrir inutilement en dissipation. Cette modification sur le générateur étant prévue et possible au niveau implantation.

Dans ce cas, le régulateur sera monté couché comme pour les autres régulateurs. Attention toutefois à l'éternelle particularité des régulateurs en TO220 dont l'entrée et la sortie sont inversées entre les deux versions de boîtier !

CONCLUSIONS

Le fréquencemètre que nous venons de voir peut évidemment être utilisé dans tout autre domaine de mesure que celui traité dans cet article, à savoir, comme extension incorporée de votre générateur.

Sa taille très réduite ainsi que sa très faible consommation, entre autres, permettent d'envisager son implantation dans un coffret muni d'un logement de pile 9 Volts.

Il pourra dans ce cas être utilisé directement en fréquencemètre TTL ou analogique si l'on ajoute un étage de traitement du signal à l'entrée.

De même, l'adjonction d'un pré-diviseur par 10 (7490 en TTL ou 4017 en MOS) permettra des mesures de fréquences jusqu'à 10 MHz.

Dans ce type d'utilisation, notamment avec un pré-diviseur MOS, l'alimentation utilisée sera directement la pile 9 Volts. L'alimentation sous 9 Volts permet d'obtenir une fréquence limite du 4017 de l'ordre de 12 MHz typique.

Sous 9 Volts, la seule modification à apporter concerne les valeurs des résistances R5 à R18 ainsi que R4. R5 à R18 seront portées à 820 Ohms et R4 à 1 Kilo Ohms.

Il est bien certain qu'il est question d'un fréquencemètre simple, sans fonctions spéciales telles que mesure de périodes, rapports cycliques, etc... mais qui pourra rendre par son autonomie et sa faible taille de nombreux services.

J.TAILLIEZ

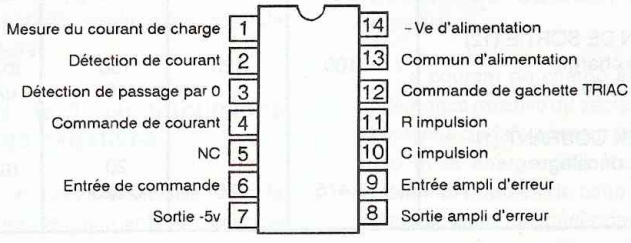
Le TDA2088 : Un circuit intégré contrôleur de phase pour les applications en commandes de courant

La commande en vitesse des moteurs électriques alternatifs a toujours été un problème. La solution initialement retenue était l'usage de variateurs mécaniques. Ils présentaient de nombreux inconvénients. Ils étaient relativement encombrants et complexes en raison d'une pignonerie importante. Ils étaient par conséquent relativement onéreux. Ils avaient le défaut de fonctionner par paliers ce qui était peu souple pour l'utilisateur. D'ou l'idée de jouer en amont plutôt qu'en aval sur la vitesse. Deux méthodes peuvent être employées. La première est de jouer sur la tension appliquée au moteur. Cette méthode impose l'emploi de rhéostats qui doivent dissiper la différence de puissance. Chauffer l'appartement n'est pas vraiment le but recherché dans le cas du fonctionnement à vitesse lente. L'autre solution est de jouer sur le courant consommé par le moteur. Cette méthode revient à commander un interrupteur qui laisse ou ne laisse pas passer ce courant. Cette solution est de loin la plus simple et la plus avantageuse car le fonctionnement en interrupteur est très facilement réalisé par un triac. Cela s'accompagne d'une très faible perte de puissance donc pas d'échauffement du circuit de commande et enfin d'un très faible encombrement ce qui est la règle d'or dans le cas des appareils ménagers. La partie commande de puissance étant déterminée, reste à mettre au point la partie gestion. Là rien de plus facile. L'intégration aidant, nous trouvons des circuits intégrés qui résolvent facilement ce genre d'utilisation. C'est le cas du TDA2088 qui va être décortiqué dans les lignes suivantes.

Présentation

Le TDA2088 est un circuit intégré bipolaire contrôleur de phase, spécialement étudié pour les applications en commande de courant. Sa structure interne est réalisée de telle sorte qu'il peut fonctionner en boucle ouverte. Son orientation initiale était la commande de vitesse de moteur d'appareils électro-ménagers (Mixers, etc).

Brochage



Caractéristiques

- Alimentation directe depuis le secteur ou en continu.

- Alimentation régulée de -5 Volts disponible pour attaquer l'électronique externe

- Très faible consommation

- Commande de triacs par impulsions négatives

- Courant de commande des triacs garanti à 100mA minimum

- Compensation de vitesse par mesure du courant consommé par le moteur

- Relation Angle de phase / tension de contrôle parfaitement définie.

- Boucle d'asservissement très simple

Caractéristiques électriques

LIMITES ABSOLUES

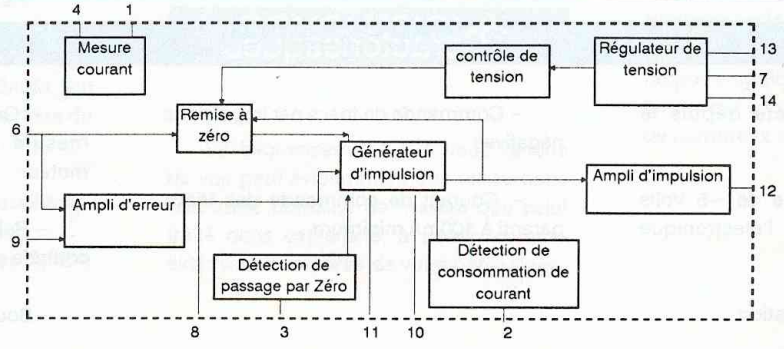
Caracteristiques	Valeur	Unités
Tension de commande triac (12)	4	V
Pointe de consommation répétitive (14)	80	mA
Pointe de consommation non répétitive : tp = 250uS (14)	200	mA
Pointe de courant non répétitive : tp = 250uS (1)	200	mA
Pointe de courant en entrée : Isync (2)	1	mA
Pointe de courant en entrée : Vsync (3)	1	mA
Consommation régulateur −5V (7)	10	mA
Tension d'entrée ampli de contrôle (9)	Vreg	V
Température d'utilisation	0 à 85	°C

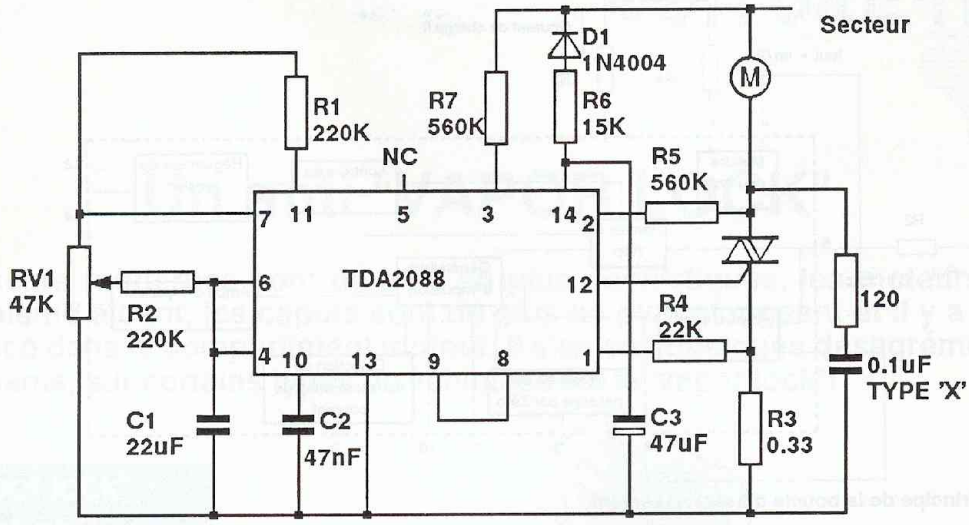
CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Tous les potentiels sont mesurés par rapport à la masse (Patte 13)

Caracteristiques	Valeur			Unités	Remarques
	Min	Typ.	Max		
CONSOMMATION (14)		2,8	3,8	mA	Courant de gachette inclus
REGULATEUR SHUNT (14)					
Régulation de tension	-16	-14,75	-13,5	V	
Niveau d'activation contrôle	-11		-9	V	
REGULATEUR SERIE (7)					
Régulation de tension (Vreg)	-5,35	-5	-4,65	V	1mA de charge extérieure
Charge extérieure			10	mA	
Taux de régulation	-75		75	mV	Pour une variation de charge de 0 à 5 mA
SELECTION DE VITESSE (6)					
Tension d'entrée	Vreg-0,5		0	V	
Courant de repos			1	uA	
Tension d'arrêt	-100	-75	-50	mV	
AMPLI D'ERREUR (6,8,9)					
Tension de décalage	-5		+15	mV	V6-V9 pour I8=0
Transconductance	80	100	120	uA/V	
Courant de sortie (8)	20		35	uA	
COMMANDE D'AMORCAGE					
Niveau en tension (3)	35	50	65	uA	
Niveau en courant (2)	35	50	65	uA	
Largeur d'impulsion		50		uS	C patte 10 = 47 nF
Durée de répétition		100		uS	C patte 10 = 47 nF, R patte 11 = 200K
IMPULSION DE SORTIE (12)					
Courant de charge	100	125	150	mA	Patte 12 = -3V
Courant de fuite			10	uA	Patte 12 = 0V
MESURE EN COURANT (1)					
Tension de décalage			20	mV	
Gain (1 . 4)	0,475	0,5	0,525		Courant patte 1 = 100 uA

Structure interne





Commande de vitesse avec boucle d'asservissement en courant

Caractéristiques particulières

Très faible consommation de courant d'alimentation

En raison de la très faible consommation de ce composant (3,8 mA max), la dissipation de puissance dans la résistance d'alimentation secteur (R6) n'excède pas 1,1 W sur une tension de 220 V alternatif (0,5 W sur 110V).

En incorporant à la fois un régulateur de tension série et un régulateur parallèle sur la puce du circuit, la tension redressée peut être appliquée directement sur le condensateur de filtrage de l'alimentation.

La combinaison des deux dispositifs de régulation permet de réduire la taille et de minimiser le nombre de composants sur l'étage d'alimentation.

Alimentation directe depuis le secteur ou d'une tension continue

Ce composant comporte un régulateur parallèle (-15V) de telle sorte qu'il peut être alimenté par une source alternative grâce à des composants de limitation de courant.

Il peut également être attaqué directement par une alimentation de -12 Volts continus.

Alimentation -5 volts disponible pour l'électronique externe

Un régulateur série de -5 volts est intégré pour fournir une tension de référence aux fonctions de contrôle analogique interne.

Cette alimentation peut également être utilisée pour alimenter l'électronique externe comme les circuits de temporisation et les autres fonctions de la logique de contrôle du circuit.

Elle peut également être utilisée pour piloter les potentiomètres des entrées de contrôle analogique.

Grâce à cette technique d'alimentation, une meilleure symétrie est obtenue sur les impulsions d'amorçages lors des demis cycles positifs et négatifs.

Circuit d'inhibition faible consommation

Les fonctions de temporisation et les impulsions d'amorçage sont dévalidées jusqu'à ce que la tension d'alimentation aux bornes du dispositif soit suffisante pour garantir les impulsions de commande.

Cela garantit que la parfaite conduction dans la charge peut être établie au niveau du triac et que le fonctionnement linéaire correct du système de contrôle peut être assuré.

Enclenchement par Impulsions d'amorçage négatives

Comme le système travaille avec la partie positive de l'alimentation comme point commun, les impulsions d'amorçage du triac sont négatives.

C'est un avantage lors de la sélection d'un type de triac car la majorité de ceux ci préfèrent s'enclencher sur cette polarité.

Le produit est conçu pour pouvoir délivrer un courant d'amorçage supérieur à 100 mA pour une durée de 50 micro-secondes avec des composants standards (47 nF patte 10) sur le circuit générateur d'impulsions.

Un train d'impulsion est délivré pour éviter les cas où le triac présente des difficultés à s'amorcer ou les cas où le triac se désamorce à cause de parasites provoqués par les balais du moteur.

Relation angle de phase/tension de commande parfaitement définie

Un circuit de référence interne de -5 volts est utilisé comme tension de charge pour la capacité de la rampe d'impulsion d'amorçage.

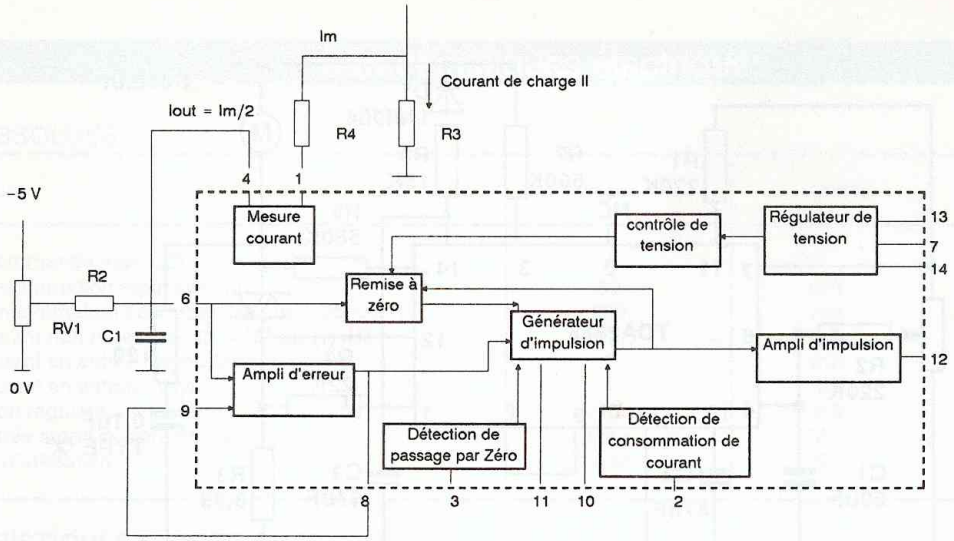
Elle peut être utilisée également comme tension de référence pour le potentiomètre de vitesse.

Cela garantit que l'angle de phase maximum peut être obtenu en ajustant la résistance ou la capacité du circuit générateur d'impulsion, sans altérer le temps de réponse optimum.

Mesure du courant de charge moyen

Le courant de charge est mesuré sur l'alternance positive du secteur grâce à une résistance de faible valeur en série avec le triac et la charge (R3). La variation de tension aux bornes de cette résistance est convertie dans un générateur de courant par une seconde résistance (R4) et est envoyée dans l'entrée de mesure du courant dans la charge (Patte 1).

Dans le cas d'utilisation en courant élevé, où la puissance à dissiper dans la résistance série est inacceptable, un transformateur de courant pourra être utilisé.



Principe de la boucle d'asservissement

Description du montage

Le courant Im appliqué sur l'entrée de mesure subit un redressement mono-alternance. Une image en est recréée par le circuit de mesure de courant. Cette image, qui est disponible sur la patte 4, est intégrée par un réseau RC pour en extraire la valeur moyenne. L'amplitude du courant fourni par la patte 4 est égal à la moitié du courant de la patte 1. La quantité de courant réinjecté peut être ajustée en modifiant le rapport des résistances d'entrée et de sortie du circuit de mesure de courant. La compensation de la boucle de contrôle, dans la plupart des cas, peut être obtenue par un réseau RC (qui extrait la valeur moyenne du courant) sur la patte 4. De plus l'amélioration de l'asservissement en HF peut être obtenu en chargeant la patte 8 par un réseau série RC limitant ainsi le courant de sortie de l'amplificateur.

Sélection des composants

La valeur des composants doit être déterminée expérimentalement en fonction du type de moteur à commander. Voici cependant quelques règles destinées à simplifier le calcul.

La dissipation de puissance dans la résistance R3 doit être la plus faible possible. Par conséquent, elles doit avoir une valeur extrêmement faible. Mais pour éviter d'avoir des erreurs de mesure significatives d'un montage à l'autre, la tension aux bornes de la résistance R3 dans les conditions normales d'utilisation doit être supérieure à 150 mV, cela pour éviter que la tension de décalage de la patte 1 (20 mV) n'affecte la mesure de la boucle.

Le courant de mesure et le courant de contrôle sont additionnés au niveau de la patte 6 qui doit absorber un courant de polarisation de 1 µA. Pour conserver une reproductibilité, le courant de contrôle défini par Vin/(αRV1 + R2) doit être supérieur à 10 µA à la vitesse de fonctionnement nominale.

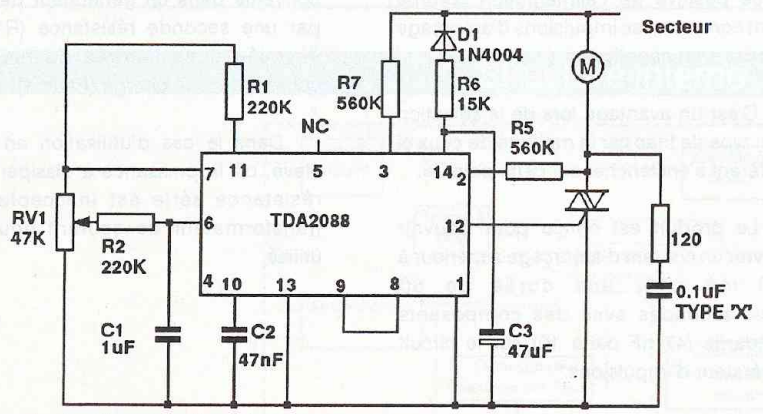
La compensation de boucle et l'intégration des impulsions du courant de mesure sont réalisées par le condensateur C1. Ce composant doit être de très bonne qualité et de faible fuite afin de ne pas charger le pôle de sommation. Une constante de temps (αRV1 + R2)C de 0,25S est un excellent point de départ pour la majorité des moteurs. Une constante de temps inférieure à 60 mS risque de provoquer une instabilité en cas d'ondulation sur la boucle de mesure.

La quantité de courant de mesure est déterminée par la résistance R3 et par le rapport R4/(αRV1 + R2). Une des méthodes de réglage pour un usage à vitesse constante est de jouer uniquement sur R4 pour atteindre la régulation désirée.

Quand une utilisation à vitesse variable est nécessaire, le point optimum de réglage varie d'une vitesse à l'autre. Pour réduire ce problème, il est de bon ton de conjuguer la variation de αRV1 avec le système de contrôle pour modifier le rapport de contre-réaction.

Le schéma de la commande de vitesse par boucle d'asservissement de courant présente une caractéristique où l'asservissement est à son maximum quand le potentiomètre est à mi-course (Vitesse moitié). L'asservissement diminue quand la vitesse désirée s'écarte de cette vitesse moyenne.

Le schéma ci contre illustre le cas d'un fonctionnement sans boucle d'asservissement. Le potentiomètre donne la consigne de la vitesse moyenne à obtenir. Dans ce cas, il n'y a plus de contrôle sur la vitesse du moteur et en cas de surcharge la conservation du couple constant n'est pas assurée.



Commande de vitesse en boucle ouverte

Conclusions

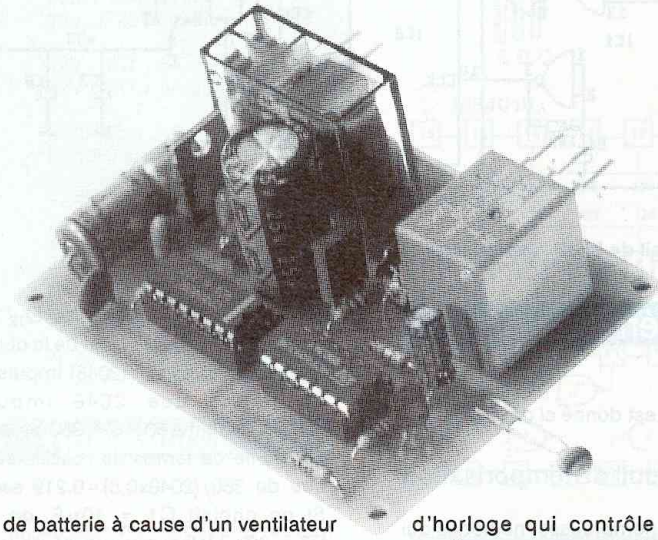
Ce composant spécialisé permet de manière simple d'assurer la vitesse de fonctionnement de tous les moteurs électriques universels. Son champ d'application est par conséquent très large et peut très facilement s'adapter sur tous les appareils ménagers dépourvus d'un tel dispositif.

Un anti "VAPOR LOCK"

Les carburateurs modernes sont de plus en plus sophistiqués, les moteurs également. L'aérodynamisme aidant, les capots sont de plus en plus plongeant et il y a de moins en moins de place dans le compartiment moteur. Il s'en suit quelques désagréments, dont un des plus gênants, sur certains types de véhicules est le "vapor lock"!

Le "vapor lock" qu'est ce ?

C'est tout simplement une évaporation de l'essence au niveau du carburateur lorsque le moteur est très chaud. Cela se traduit par des difficultés à pouvoir redémarrer après un bref arrêt. Il peut même arriver qu'il soit impossible de remettre le moteur en marche pendant plusieurs minutes. D'où l'idée de ce montage.



La solution

Dès que le moteur est arrêté et qu'il a atteint une certaine température, il faut provoquer le déclenchement du ventilateur d'origine ou d'un ventilateur d'appoint. La durée de fonctionnement ne doit pas dépasser 6 minutes.

Le cahier des charges a été défini comme suit (grâce aux conseils d'une personne compétente en mécanique):

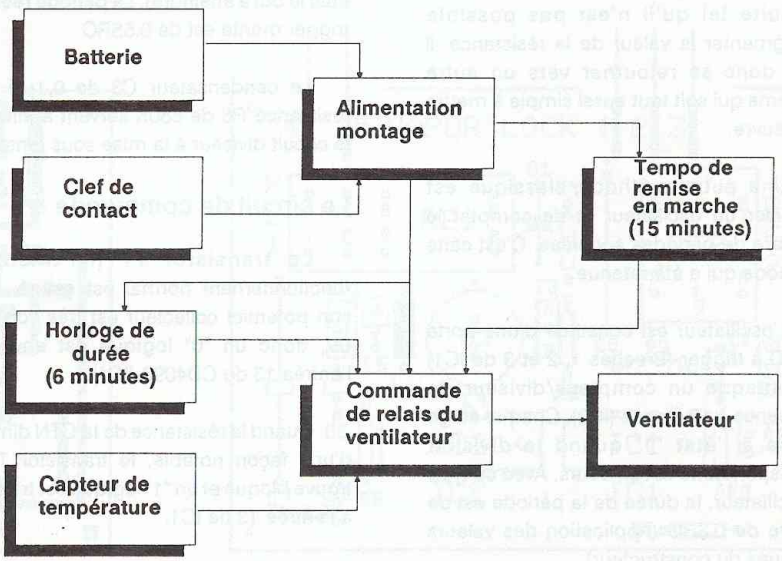
Le ventilateur doit s'enclencher :
- Quand le moteur est chaud
- Quand le contact est coupé

Le ventilateur doit s'arrêter :
- Dès que le moteur à retrouvé sa température avant la fin des 6 minutes.
- Au bout de 6 minutes même si le moteur est encore chaud
- A la remise en marche du moteur

Les autres critères sont :
- Ne pas consommer d'énergie quand le cycle est terminé
- Ne pas se remettre en marche au delà des 6 minutes, même si le moteur est encore chaud
- Ne se remettre en fonctionnement que si le moteur a tourné au moins pendant 15 minutes quelque soit la température du moteur (Il faut préserver la batterie. Ce serait quand même idiot de tomber en panne de batterie à cause d'un ventilateur qui tourne en permanence suite à de courts déplacements répétitifs).
- Que la coupure de fin de cycle soit franche pour éviter tout arc inutile au niveau des contacts du relais de puissance du ventilateur.

Le principe du montage

L'arrêt du moteur par la clef de contact met le montage sous tension. Le circuit d'horloge qui contrôle la marche du ventilateur pour une durée de 6 minutes est initialisé et autorise le fonctionnement du circuit de commande. Si la température du moteur est trop élevée, le capteur provoque la mise en marche du circuit de commande du ventilateur. A la fin du cycle de fonctionnement, le système s'arrête. Le démarrage du moteur coupe l'alimentation du montage. Cette coupure provoque l'armement de la tempo de remise en marche qui bloque toute réactivation du montage pour une durée de 15 à 20 minutes.



Synoptique de l'anti "vapor lock"

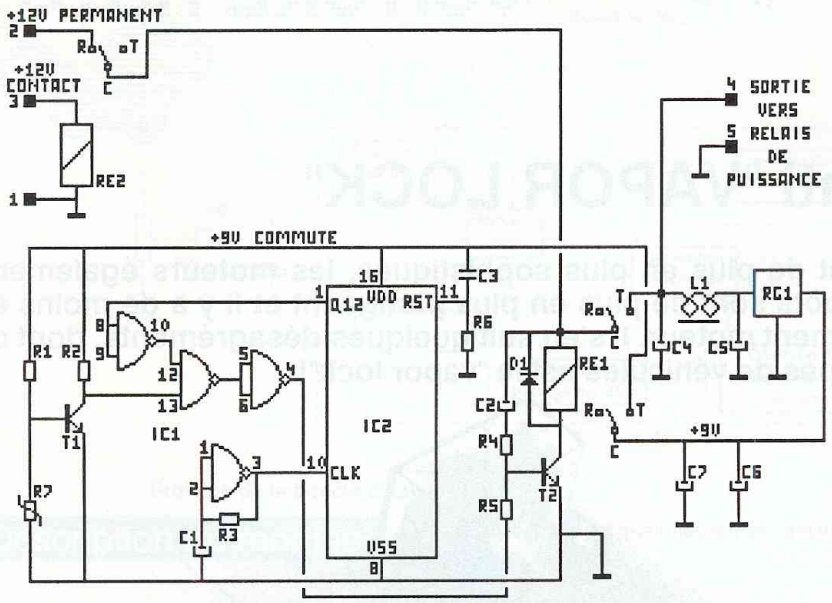


Schéma de détail de l'anti "vapor lock"

Le schéma de détail

Le schéma est donné ci dessus

Choix du circuit de temporisation

Il existe de nombreuses méthodes qui permettent de réaliser des temporisations.

La plus classique est sans conteste le système à condensateur résistance. On attend que la charge du condensateur provoque une certaine tension à ses bornes pour dire qu'il s'est écoulé tel temps.

Dans ce montage la durée désirée est de 6 minutes. Une telle durée conduit à utiliser des capacités de très fortes valeurs (0,1 mF pour une résistance de 33k). Une telle valeur de capacité, hormis son prix qui n'est pas à négliger, présente un courant de fuite tel qu'il n'est pas possible d'augmenter la valeur de la résistance. Il faut donc se retourner vers un autre système qui soit tout aussi simple à mettre en oeuvre.

Une autre méthode classique est d'utiliser un oscillateur et de compter le nombre de périodes écoulées. C'est cette méthode qui a été retenue.

L'oscillateur est constitué d'une porte NAND à trigger (Broches 1, 2 et 3 de IC1) qui attaque un compteur/diviseur de fréquence à 12 étages (IC2). Chaque étage passe à l'état "1" quand la division correspondante est en cours. Avec ce type d'oscillateur, la durée de la période est de l'ordre de 0,8RC (Application des valeurs typiques du constructeur).

L'impulsion positive de Q_{12} de IC2 apparait donc juste à la fin de la division de Q_{11}, donc après 2^{11} (2048) impulsions. Si on désire que 2048 impulsions correspondent à 60 X 6 = 360 secondes, la constante de temps de l'oscillateur devra être de 360/(2048x0,8)=0,219 secondes. Si on choisit C1 = 10µF, on obtient R3 = 22k. Malheureusement, de la théorie à la pratique, il existe un fossé qu'il est parfois difficile de franchir (Surtout dans le cas de la logique MOS) Avec un hystérésis pouvant, d'un pavé à un autre d'une même marque, évoluer entre 1 et 4 volts, il est difficile d'appliquer un calcul précis. Ce calcul permet de cerner la zone dans laquelle se trouvera la valeur des composants et seul le montage pratique permettra de trouver la valeur exacte. Avec une résistance de 22K, la durée de fonctionnement était de 250 secondes. En définitif, avec une résistance R3 de 33K la période est passée à 365 secondes (Ce qui était le but à atteindre). La période réelle du trigger monté est de 0.55RC

Le condensateur C3 de 0,1µF et la résistance R6 de 680K servent à initialiser le circuit diviseur à la mise sous tension.

Le circuit de commande

Le transistor T1 (MPSA05) en fonctionnement normal est saturé. Donc son potentiel collecteur est très voisin de 0V, donc un "0" logique est envoyé à l'entrée 13 du CD4093 (IC1).

Quand la résistance de la CTN diminue d'une façon notable, le transistor T1 se trouve bloqué et un "1" logique est transmis à l'entrée 13 de IC1.

On a vu précédemment que Q12 (broche 1) du 4040 délivrait un niveau "1" à la fin du comptage, ce niveau est inversé par le trigger constitué des broches 8, 9 et 10 de IC1. En combinant l'information du diviseur et du capteur de température, on obtient donc sur la broche 11 un "0" qui sera à son tour inversé par le dernier trigger disponible (5, 6 et 4) afin d'avoir un signal correct pour la commande de T2

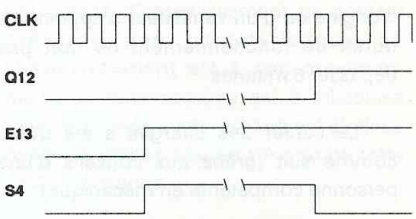
Rappel sur la table de vérité d'un circuit NAND

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

Regardons en détail les différents signaux logiques:

Q12	0	0	1	1
E8	0	0	1	1
E9	0	0	1	1
S10	1	1	0	0
E12	1	1	0	0
E13	0	1	0	1
S11	1	0	1	1
E5	1	0	1	1
E6	1	0	1	1
S4	0	1	0	0

Donc la sortie de commande S4 ne sera à l'état "1" que si Q12 est à l'état "0" et si la commande de température est à "1".



Des précautions importantes ont été prises au niveau du découplage de l'alimentation car le ventilateur consommant une quinzaine d'ampères est générateur de parasites.

La mise en route du circuit se fait par l'envoi d'une tension de 12 volts à travers un condensateur de 33µF (C2) et une résistance de 4,7K (R4) sur la base de T2. Le condensateur C2 étant déchargé, il est l'équivalent d'un court-circuit lorsqu'une tension de 12 volts lui est appliquée, ce qui se traduit par le collage du relais 1 pendant un temps court mais suffisant. Lorsque le relais colle, le 12 volt (permanent) alimente le régulateur 7809 et le 9 volts est envoyé à travers les contacts du relais 1 vers le montage. L'oscillateur se met en fonctionnement, le 4040 se trouve initialisé et si le moteur est chaud, le cycle de

comptage commence. A partir de là deux possibilités :

– Le moteur est très chaud et le cycle de ventilation va jusqu'aux 6 minutes prévues.

– Le moteur n'est pas très chaud et la commande de température repasse par "0" avant la fin du cycle et tout s'arrête.

Supposons maintenant qu'une tension de 12 volts arrive à C2 et que le moteur soit froid. Comme précédemment le relais 1 va coller et redécoller presque aussitôt (Dès que le condensateur de 33µF (C2) est chargé.

Si le montage reste sous tension permanente, la consommation est voisine de 20mA ce qui est loin d'être négligeable. Par contre lorsque le 12 volts permanent arrive sur le collecteur de T2 (A travers le bobinage du relais) et que le condensateur C2 est chargé, la consommation est voisine de 10µA donc tout à fait négligeable.

La coupure du circuit 9 volts a été rendue obligatoire car lorsque le 12 volts du régulateur est coupé, les condensateurs eux sont encore chargés et le relais a tendance à vibrer. De plus, la coupure de l'alimentation par un relais interdit toute remise en route inopinée.

Lorsque la tension de commande à l'entrée du condensateur C2 disparait, ce dernier ne peut se décharger qu'à travers la résistance de 4,7K et la jonction base-collecteurr de T2 polarisée en inverse ce qui demande plusieurs minutes. Donc si le véhicule est déplacé sur une faible distance ou tout simplement mis en route, le ventilateur ne se remettra pas en fonctionnement une seconde fois.

Le relais 2 assure la mise en fonctionnement du système lorsque le moteur s'arrête en validant l'alimentation du montage.

Liste des composants

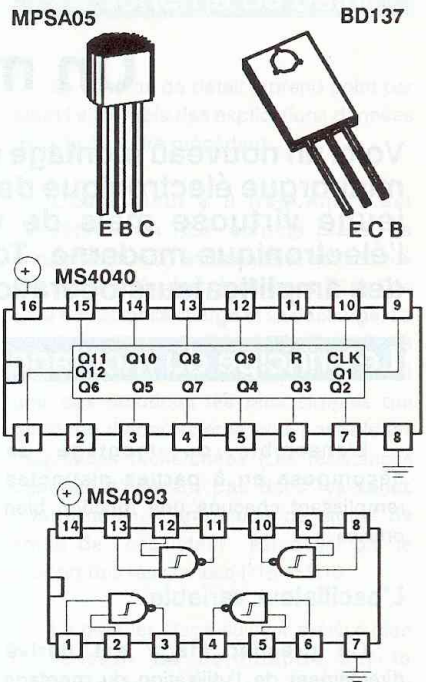
R1	Résistance 1/4W 22K
R2	Résistance 1/4W 1K
R3	Résistance 1/4W 33K
R4	Résistance 1/4W 4,7K
R5	Résistance 1/4W 10K
R6	Résistance 1/4W 680K
R7	CTN 4,7K
C1	10µF 25V chimique radial
C2	33µF 63V chimique axial
C3	100nF céramique
C4	1000µF 25V chimique radial
C5	2,2µF 25V tantale
C6	2,2µF 25V tantale
C7	330µF 25V chimique axial
RE1	12V - 2RT / 5A
RE2	12V - 1RT / 5A
T1	MPSA05
T2	BD137
D1	1N4007
IC1	4093 + support
IC2	4040 + support
L1	VK200
RG1	7809

Réalisation

Ce montage ne nécessite aucun réglage et doit fonctionner dès sa mise sous tension. Cependant il est possible d'adapter la température de déclenchement en modifiant la valeur de R1. De même, la durée du cycle de fonctionnement peut être ajustée en augmentant ou en diminuant C1 ou R3.

Les seules précautions à prendre seront dans le montage de la CTN au niveau du carburateur (L'enrober dans de la graisse compound et l'introduire dans un petit tube en cuivre de quelques centimètres de long après en avoir aplati une extrémité et percé un trou qui servira pour la fixation).

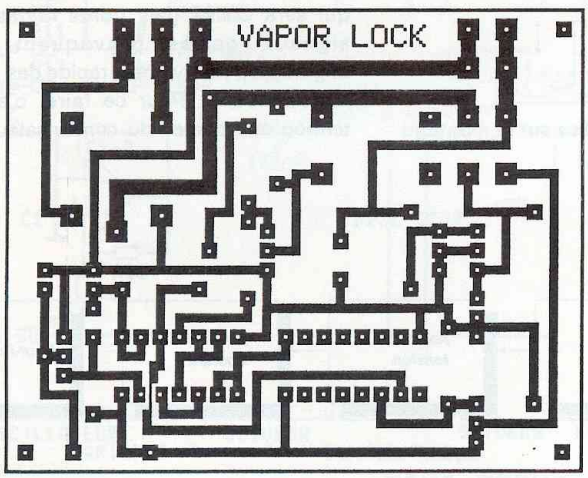
Brochages



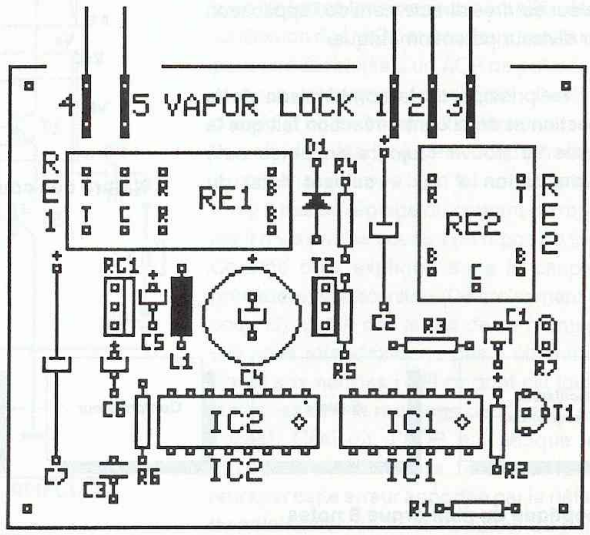
Conclusions

Avec l'approche des grandes chaleurs voici un montage simple qui pourra s'avérer très utile, et surtout éviter les éternelles crises de nerfs que provoque toujours un moteur qui ne veut pas démarrer.

E. DERET



Circuit imprimé de l'anti "vapor lock"



Implantation de l'anti "vapor lock"

Un mini-orgue électronique

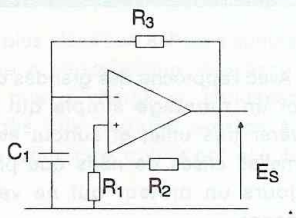
Voici un nouveau montage destiné à apprendre l'électronique en s'amusant. Il s'agit ici d'un mini-orgue électronique de 8 notes. Ce montage n'a pas l'intention de vous transformer en jeune virtuose mais de vous faire comprendre quelques applications de base de l'électronique moderne. Tout l'ensemble du circuit repose sur des applications typiques des amplificateurs opérationnels.

Le principe du montage

L'ensemble du montage se décompose en 6 parties distinctes remplissant chacune une fonction bien précise.

L'oscillateur variable

Ce premier étage est dérivé directement de l'utilisation du montage multivibrateur.



Le principe de ce dispositif repose sur la charge et la décharge d'un condensateur.

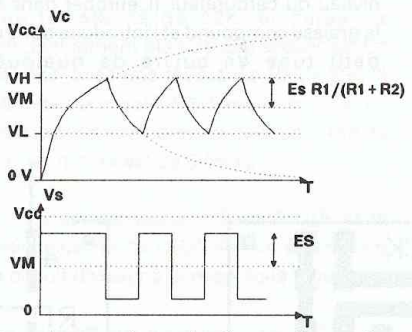
La tension appliquée sur l'entrée + est toujours égale à EsR1/(R1+R2). Cette valeur est tirée directement de l'application du diviseur potentiomètrique.

Le principe de la combinaison de la réaction et de la contre-réaction fait que la sortie se trouve toujours en butée coté alimentation + ou – suivant l'état du condensateur (Fonctionnement en saturation (Logique) et non pas en linéaire).

Quand la tension de sortie est positive, le condensateur C1 se charge par l'intermédiaire de la résistance R3 jusqu'à ce que la tension appliquée sur l'entrée – soit identique à celle appliquée sur l'entrée +. A ce moment la sortie bascule et provoque la décharge du condensateur au travers de R3. Quand l'égalité des deux tensions est à nouveau obtenue, la sortie rebascule sur son état initial et le cycle se répète indéfiniment.

Dans l'hypothèse où les tensions de saturation de l'AOP sont identiques en valeur absolue, la période de l'oscillation peut être obtenue par :

$$T = 2\,R3\,C1\,Ln\,((2\,R1 + R2) / R2)$$



Nature des courbes relevées sur le montage

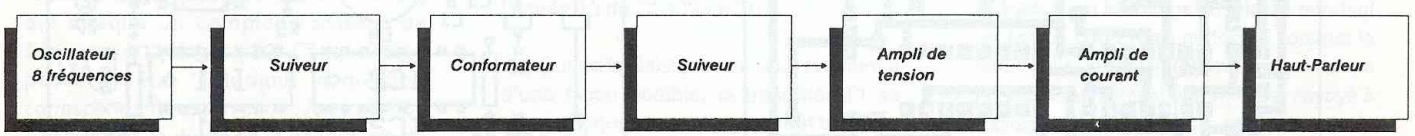
Dans le cas du montage, celui ci doit disposer de huit fréquences différentes pour générer les 8 notes de base. Une solution aurait été de disposer de 8 oscillateurs. Un montage simple ne doit pas devenir une usine à gaz sous prétexte de se simplifier la vie. En regardant de plus près la formule de la période, il apparait que la fréquence est directement une fonction linéaire de la résistance R3. La solution est donc trouvée. C'est celle ci qu'il faut faire varier. Il y aura donc 8 résistances différentes pour obtenir les 8 fréquences.

L'étage suiveur

Encore une application typique de l'AOP. Son rôle est de réaliser une adaptation d'impédance afin que l'étage suivant ne vienne pas perturber le fonctionnement de l'oscillateur (En théorie le montage suiveur présente une impédance d'entrée infinie et une impédance de sortie nulle).

Le conformateur

Afin de ne pas trop faire souffrir le haut parleur en sortie, c'est un signal sinusoïdal qui sera utilisé (Les fronts raides des signaux carrés provoquent une dégradation relativement rapide des petits haut-parleurs). Pour ce faire, c'est la tension aux bornes du condensateur qui



Synoptique du mini-orgue 8 notes

sera utilisée. On admettra, avec une bonne approximation, que la tension disponible sur ce condensateur est assimilable à un signal de forme triangulaire. La transformation du signal triangulaire en signal sinusoïdal est une chose facile à obtenir grâce à un conformateur. Ce dispositif utilise à bon escient le défaut de caractéristique d'une diode. Une diode parfaite doit être bloquée dans un sens (Sur l'application d'une tension inverse) et totalement passante dans l'autre sens (Sur l'application d'une tension directe). Dans la pratique ce n'est pas vraiment le cas. Pour les tensions inverses, le comportement est vérifié. Pareil pour les tensions supérieures à 0,7 volts si ce n'est que la tension en sortie de la diode a chuté de 0,7 volts. Pour les tensions intermédiaires, le comportement n'est pas vraiment linéaire car la diode présente une zone de coude. Dans le cas du conformateur, le signal sera volontairement conservé dans cette zone de coude. C'est la disposition particulière de la diode qui permet de convertir le signal triangulaire en signal sinusoïdal. La qualité du signal de sortie est d'autant meilleure que le nombre d'étages conformateurs est élevé. La distorsion de la sinus de sortie n'étant pas un critère dans ce montage, un conformateur à un seul niveau sera utilisé.

l'étage suiveur

Encore ! Eh oui. Et toujours pour les mêmes raisons ! Le fonctionnement du conformateur ne doit pas être perturbé par l'étage suivant.

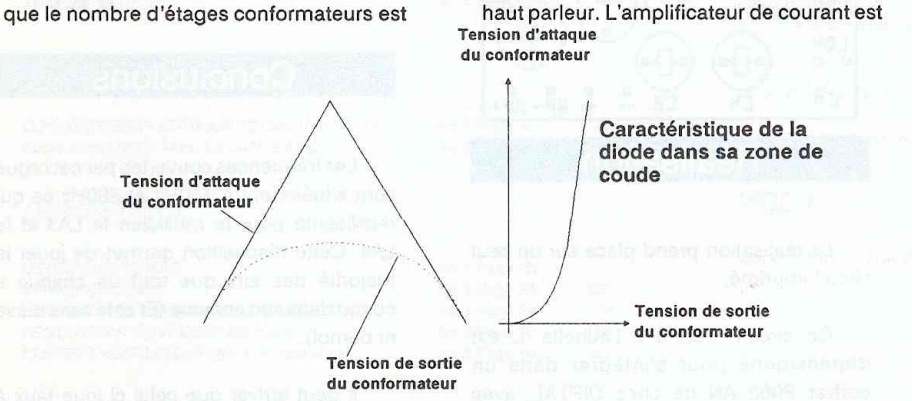
L'amplificateur en tension

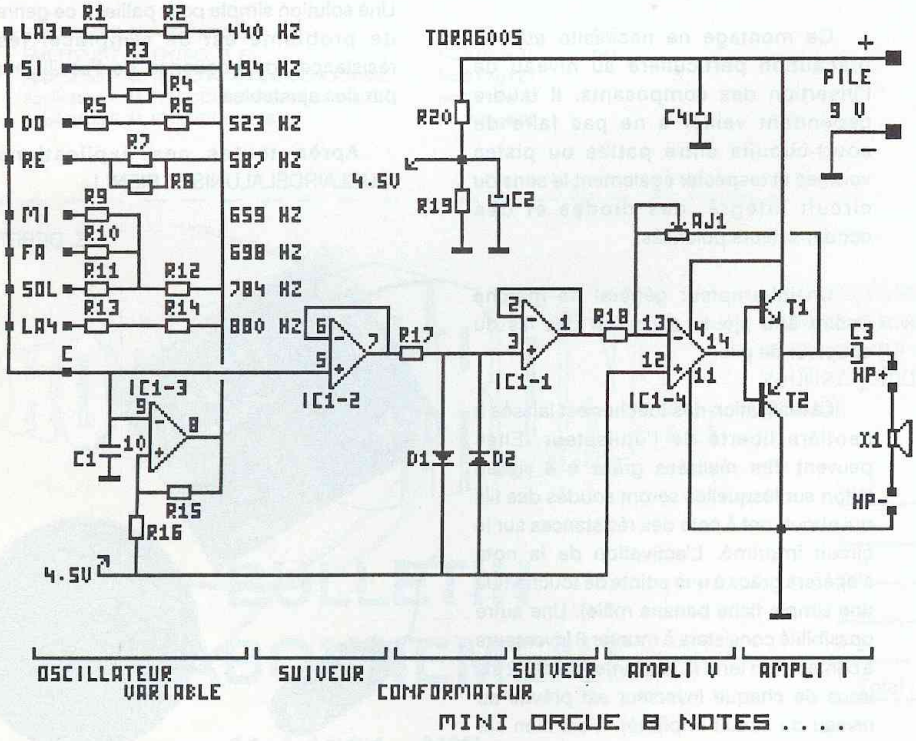
Le signal issu du conformateur n'a presque pas d'amplitude (Car limité par la zone de coude de la diode). Il faut donc lui faire subir une cure de jouvence pour qu'il retrouve force et énergie. C'est le rôle de cet étage. Encore une application typique de l'AOP.

L'amplificateur en courant

Si le signal du paragraphe précédent a retrouvé force et énergie, il n'a cependant pas retrouvé le muscle pour attaquer le haut parleur. L'amplificateur de courant est là pour résoudre ce petit problème de santé.

Voila, les bases du montage sont mises en place. Reste à en faire le tour en détail.





Le schéma de détail

Le schéma de détail reprend point par point l'ensemble des explications données dans le chapitre précédent.

L'oscillateur à 8 fréquences est constitué d'un AOP comme prévu. Le condensateur C1 est bien là et est attaqué par l'ensemble des résistances R1 à R14 pour contrôler sa charge et sa décharge. La structure de cet ensemble de résistances peut paraître complexe. C'est cependant une des solutions les plus simples qui permette d'approcher le plus possible les fréquences recherchées (Les résistances désirées n'existant pas dans les séries normalisées). L'amplitude du signal de sortie de l'oscillateur est défini par le rapport des résistances R15 et R16

Le premier étage suiveur prélève bien la tension de commande sur le condensateur C1 et attaque le conformateur.

Le conformateur est constitué de la résistance R17 et des diodes D1 et D2. La diode D1 "lisse" l'alternance positive alors que la diode D2 s'occupe de l'alternance négative.

Le deuxième étage suiveur attaque l'amplificateur de puissance.

L'amplificateur de tension est constitué d'un AOP qui attaque les bases des transistors T1 et T2. Ces deux transistors constituent l'amplificateur en courant. La résistance R18 et l'ajustable AJ1 règlent le gain global en tension de cet amplificateur. La réunion de L'AOP et des deux transistors peut être assimilée à un AOP de puissance et nous retrouvons le schéma classique d'un AOP utilisé en amplificateur inverseur. Je vois déjà les "puristes" bondir hors de leurs sièges à la vue d'un tel amplificateur. Il n'y a pas de réglage du courant de repos car il n'y a pas de courant de repos du tout. Comme déjà expliqué dans le chapitre précédent, la distorsion (De croisement ce coup ci) n'était pas le but de ce montage (Ne vous attendez donc pas à obtenir un signal aux normes HI-FI ce dont est tout à fait imcapable le montage décrit dans ces lignes). Ceci dit, l'AOP qui attaque les bases des transistors fera tout pour rattraper cette erreur apportée par le défaut de polarisation de T1 et T2 autour du point de repos. C'est d'ailleurs le rôle de AJ1.

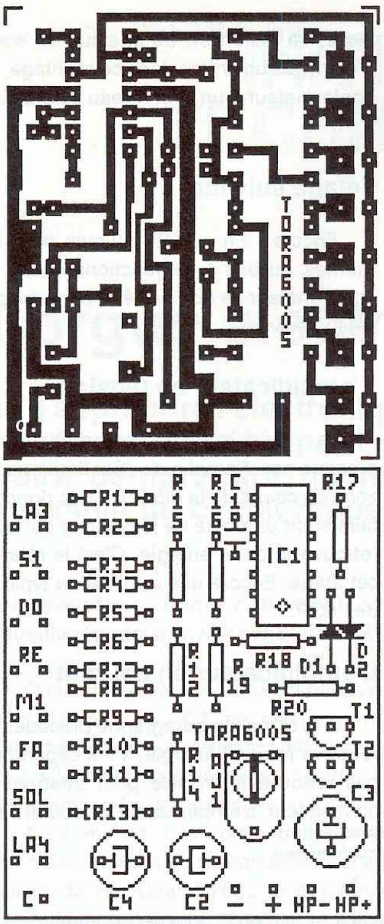
Hormis le fait de fixer le gain de l'étage de sortie, il joue le rôle de contre-réaction pour avoir un signal de sortie le plus proche du signal d'entrée.

Les résistances R19 et R20 ainsi que le condensateur C2 réalisent une masse fictive pour créer artificiellement une alimentation symétrique à partir d'une pile. Cette alimentation de +4,5 et de −4,5 volts polarise convenablement les AOP. Vue la faible consommation sur cette pseudo-masse, le dispositif à résistances condensateur suffit amplement. Dans le cas de consommations supérieures, un système à AOP aurait été nécessaire.

Le condensateur C3 isole le haut parleur de la composante continue créée par la masse fictive.

Liste des composants

R1	Résistance 1/4W 27 KΩ (rouge, violet, orange)
R2	Résistance 1/4W 1,8 KΩ (marron, gris, rouge)
R3	Résistance 1/4W 56 KΩ (vert, bleu, orange)
R4	Résistance 1/4W 47 kΩ (jaune, violet, orange)
R5-R6	Résistance 1/4W 12 KΩ (marron, rouge, orange)
R7	Résistance 1/4W 47 KΩ (jaune, violet, orange)
R8	Résistance 1/4W 39 KΩ (orange, blanc, orange)
R9	Résistance 1/4W 3,9 KΩ (orange, blanc, rouge)
R10	Résistance 1/4W 2,7 KΩ (rouge, violet, rouge)
R11	Résistance 1/4W 470 Ω (jaune, violet, marron)
R12	Résistance 1/4W 15 KΩ (marron, vert, orange)
R13-R14	Résistance 1/4W 6,8 KΩ (bleu, gris, rouge)
R15	Résistance 1/4W 47 KΩ (jaune, violet, orange)
R16	Résistance 1/4W 10 KΩ (marron, noir, orange)
R17	Résistance 1/4W 56 KΩ (vert, bleu, orange)
R18	Résistance 1/4W 1 KΩ (marron, noir, rouge)
R19-R20	Résistance 1/4W 4,7 KΩ (jaune, violet, rouge)
AJ1	Ajustable horizontal 10 KΩ
C1	0,1 µF céramique
C2	100 µF 25V radial chimique
C3	220 µF 25V radial chimique
C4	100 µF 25V radial chimique
D1-D2	Diode 1 N 4148
T1	Transistor BC 547 B
T2	Transistor BC 557 B
IC1	Circuit intégré LM 324
X1	Haut-parleur 8 Ω Ø 50 mm
X2	Coupleur pile 9V



Réalisation

La réalisation prend place sur un seul circuit imprimé.

Ce circuit, donné à l'échelle 1, est dimensionné pour s'intégrer dans un coffret P962 AN de chez DIPTAL. avec logement de pile 9 volts.

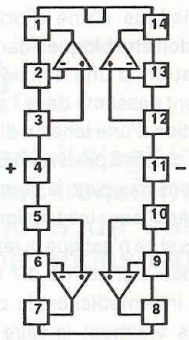
Ce montage ne nécessite aucune précaution particulière au niveau de l'insertion des composants. Il faudra cependant veiller à ne pas faire de court-circuits entre pattes ou pistes voisines et respecter également le sens du circuit intégré, des diodes et des condensateurs polarisés.

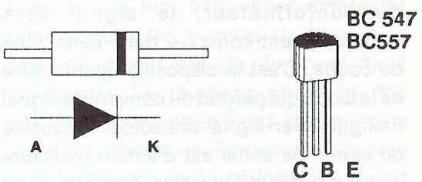
Un interrupteur général de marche pourra être ajouté dans l'un des fils du coupleur de pile.

La réalisation des touches est laissée à l'entière liberté de l'utilisateur. Elles peuvent être réalisées grâce à 8 vis en laiton sur lesquelles seront soudés des fils qui aboutiront à coté des résistances sur le circuit imprimé. L'activation de la note s'opèrera grâce à une pointe de touche (Ou une simple fiche banane mâle). Une autre possibilité consistera à monter 8 inverseurs à contact non tenu (L'implantation des 2 fils issus de chaque inverseur est prévue au niveau du circuit imprimé). Il est bien sûr évident que n'importe quel clavier d'orgue électronique peut convenir. Mais le prix n'est pas dans le même rapport.

Brochages

LM324

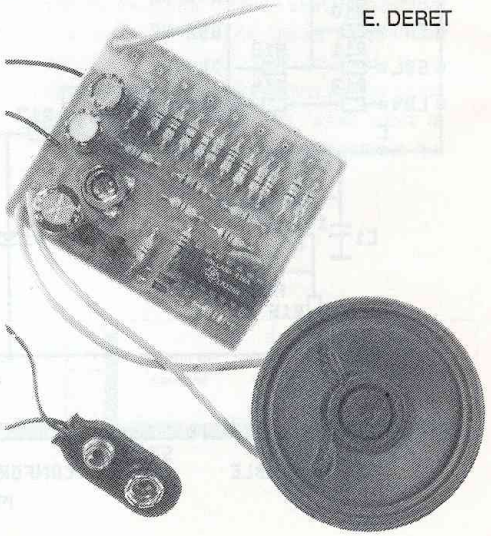




Conclusions

Les fréquences couvertes par cet orgue sont situées entre 440Hz et 880Hz ce qui représente pour le musicien le LA3 et le LA4. Cette disposition permet de jouer la majorité des airs que tout un chacun a connu dans son enfance (Et cela sans dièse ni bémol).

Il peut arriver que celui ci joue faux à cause de la tolérance sur les composants. Une solution simple pour pallier à ce genre de problème est de remplacer les résistances de fréquence de l'oscillateur par des ajustables.

Après toutes ces explications "AUCLAIRDELALUNISEZ BIEN" !

E. DERET