



جامعة أبو بكر بلقايد - تلمسان

Université Abou Bakr Belkaïd - Tlemcen

FACULTE DE TECHNOLOGIE

Département de Génie Electrique et Electronique

MEMOIRE DE PROJET DE FIN D'ETUDES

pour l'obtention du Diplôme de

MASTER en ELECTRONIQUE

Spécialité : Instrumentation Electronique

présenté par M. KHEBICHAT Chawki

**Etude et Réalisation
d'un Dispositif Doppler à Ultrasons**

Soutenu le 03 juillet 2013 devant le Jury

M. BELAID Ali	MAA	Université de Tlemcen	Président
M. HAMDOUNE Abdelkader	MCA	Université de Tlemcen	Examineur
M. HACHIM Abdellah	MAA	Université de Tlemcen	Examineur
M. KERAI Salim	MCB	Université de Tlemcen	Encadreur

Année universitaire 2012-2013

Remerciements

Le présent travail a été effectuée au sein de l'université de Tlemcen plus précisément la faculté des sciences au département du Génie électrique

Tout d'abord, je tiens à remercier Monsieur KERAI SALIM , directeur de cette thèse, pour m'avoir proposé ce sujet d'étude et m'avoir encouragé à l'accepter. Je ne le regrette pas ! Je suis très reconnaissant de la confiance qu'il m'a témoigné tout au long de ce Projet. Je le remercie pour sa disponibilité, ses compétences et son vif intérêt pour le sujet qui a permis des échanges fructueux.

Je remercie également respectivement Monsieur Belaid Ali (Président des jurys), Monsieur Hachim.A et Monsieur Hamdoun Aek d'avoir accepter de faire membres des jurys.

Je remercie aussi tout l'ensemble des enseignants du Master Instrumentation Electronique et toutes les personnes qui m'a apportés leur aide ponctuelle mais Précieuse.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

- *A mes très chers parents, qui ont illuminé mon chemin par leur affection, patience et encouragement durant tout ce long parcours de mes études*
- *A mon frère lotfi*
- *A ma ptite sœur Nesrine*
- *A ma grande sœur nacima et son mari Fethi et leurs futur bébé Adam*
- *A mes grands parents et soit le Dieu les accueille dans son vaste paradis*
- *A tout les membres de ma grande famille*
- *A mes meilleurs amis(es) de toujours et pour toujours en particulier Ibrahim, Mehdi, Djamel, Oussama, Raziq, Krimou, Ben Ali, Boubakar, Riyad, Amine, Aziz, Abssem ilyes sans oublié Wissem, Imen, Asma, Soulaf, sabrine, Hayet et Hadjer*
- *A tous les étudiants de l'université d'Abou Bakr Belkaid*
- *A tous ceux qui m'ont aidé, de près ou de loin, même qu'il soit un mot d'encouragement et de gentillesse.*
- *A tous mes aimés*

CHOUKI

Sommaire

Introduction	1
CHAPITRE 1 : LES ULTRASONS ET L'EFFET DOPPLER	3
1.1. LES ULTRASONS	4
1. 2. EFFET DOPPLER	8
1.3. APPLICATIONS DE L'EFFET DOPPLER	13
CHAPITRE 2 : DETECTION DU SIGNAL DOPPLER	14
2.1. SYNOPTIQUE	15
2.2. TRANSDUCTEURS D'EMISSION ET DE RECEPTION	16
2.3. EMETTEUR ULTRASONS	16
2.4. RECEPTEUR ULTRASONS	18
2.5. LE MULTIPLICATEUR	20
2.6. LE FILTRE PASSE BAS	21
CHAPITRE 3 : CALCUL DE LA VITESSE	25
3.1. PRINCIPE DU CALCUL DE LA VITESSE	26
3.2. SYNOPTIQUE DE L'ETAGE DE COMPTAGE	27
3.3. MISE EN FORME	27
3.4. ASTABLE 425 ms	29
3.5. MODULE COMPTEUR	31
Conclusion	36
Annexes	38

INTRODUCTION

INTRODUCTION GENERALE

Le domaine des applications biomédicales et industrielles des ultrasons est bien établi. La technique est largement utilisée dans de nombreuses spécialités et ne cessent de s'enrichir grâce aux progrès technologiques rapides, en particulier du côté des réseaux de capteurs multi-éléments complètement programmables.

Nous proposons dans ce projet de fin d'étude de mettre en évidence une applications concrète du phénomène physique découvert par le physicien Christian Andreas Doppler (1803-1853) qu'on appelle : **Effet Doppler**.

Cet effet se manifeste lorsqu'on envoie une onde sinusoïdale ultrasonore de fréquence f_0 sur une cible en mouvement animée d'une vitesse v dans l'axe de l'émission. Le signal de réception nous informe sur la valeur de cette vitesse puisque la fréquence de réception n'est d'autre que la fréquence d'émission superposée à une fréquence proportionnelle à la vitesse de la cible.

Dans le premier chapitre nous présenterons les principes physiques des ultrasons, de l'effet doppler et leur intérêt dans le domaine électronique et les différentes applications.

Nous abordons en deuxième chapitre l'étude des circuits électroniques permettant la détection du signal Doppler à partir des circuits d'émission et de réception reliés à des transducteurs ultrasoniques.

Dans le dernier chapitre, nous expliquons le fonctionnement de l'étage qui permet de calculer la vitesse de la cible à partir du signal Doppler. Il est basé sur l'utilisation des deux compteurs décimaux CD 4033.

CHAPITRE 1 :
LES ULTRASONS ET L'EFFET DOPPLER

CHAPITRE 1 : LES ULTRASONS ET L'EFFET DOPPLER

Dans ce chapitre nous présentons les ultrasons, l'effet doppler et leur intérêt dans le domaine électronique et les différentes applications.

1.1. LES ULTRASONS

1.1.1. Définition :

Ce sont des sons de fréquences dépassant les 20kHz. C'est à cette fréquence que la membrane du tympan n'est plus capable de vibrer à une amplitude suffisamment grande pour transmettre la sensation au cerveau, ce qui fait que l'ultrason se situe dans le domaine de l'in audible pour l'homme par contre quelque animaux comme le chien et la chauve souris peuvent percevoir des sons aux alentours de 25kHz de fréquence (figure 1.1).

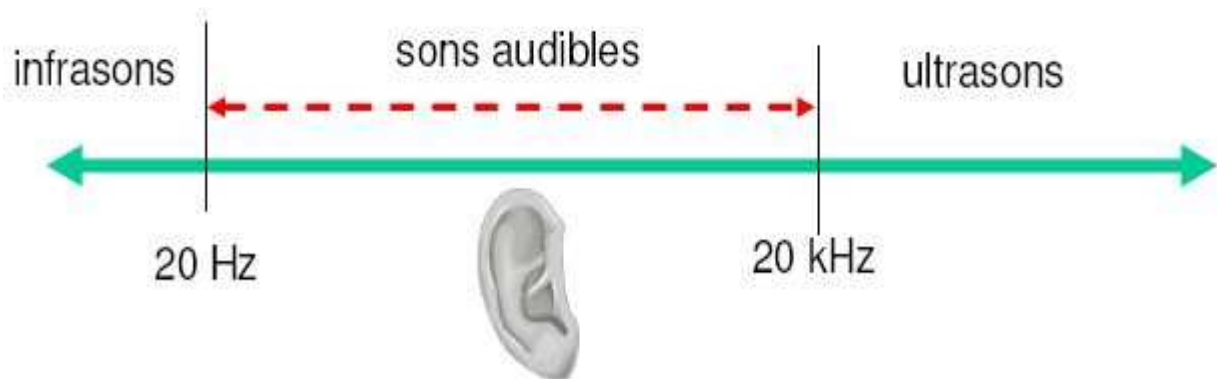


Figure 1.1. Les ondes ultrasonores

La vitesse de propagation des ultrasons dépend du milieu de propagation (solide, gaz et liquide). Les ultrasons sont véhiculés par l'air ambiant à la même vitesse du son. Cette vitesse peut se déterminer mathématiquement à l'aide de la relation :

$$V = \sqrt{\gamma RT}$$

Avec :

V : vitesse du son exprimée en m/s

γ : Coefficient d'élasticité du milieu, pour l'air, il est égal à 1,4

R : constante des gaz parfait, soit 281,8 J/Kg

T : température du milieu exprimée en degrés Kelvin

1.1.2. Propriétés des ultrasons :

- Les ultrasons se propagent en ligne droite comme les ondes hertziennes.
- Suivent certaines lois de l'optique : réfraction et réflexion lorsqu'ils passent d'un milieu à un autre de densité différente (la limite entre les deux milieux constituant une interface).
- Atténuation par absorption d'énergie par les tissus traversés.
- La propagation ne pouvant se faire qu'au travers d'un corps matériel ; en effet, ils ne traversent pas le vide et ils sont totalement réfléchis par une interface entre des milieux de densités très différentes (air-tissus mous, tissus mous-air, tissus mous-os).

1.1.3. Bref historique :

Il est depuis longtemps bien connu que certains animaux comme les chauves-souris, les baleines ou les dauphins émettent des ultrasons pour localiser des objets, s'orienter ou communiquer. La notion d'ultrasons est d'ailleurs purement humaine, puisqu'il s'agit en réalité d'ondes sonores qui ne sont pas perçues par le sens de l'ouïe de l'Homme. En effet, l'oreille humaine est capable de détecter des sons dont la fréquence d'émission va de 15 Hz (sons « très graves ») à 20000 Hz (sons « très aigus »). On qualifie d'ultrasons des ondes sonores dont la fréquence est supérieure à 20 000 Hz. Il est également décrit des microsons, (fréquence supérieure à 500 Méga Hz) d'une part, et des infrasons (fréquence inférieure à 15Hz) d'autre part. Découverts à la fin du 19^e siècle, les ultrasons n'ont commencé à être utilisés par l'Homme qu'au début du 20^e siècle. Voyons brièvement leur histoire.

1.1.4. Découverte des ultrasons :

C'est le physicien français, Antoine Becquerel qui, en travaillant sur les cristaux découvre le premier en 1819 la piézo-électricité¹, phénomène à l'origine des ultrasons. Mais ce n'est qu'en 1881 que Jacques et Pierre Curie publient les résultats de leur expérimentation concernant la production des ultrasons : l'application d'un champ électrique alternatif sur des cristaux de quartz et de tourmaline générait alors des ondes sonores de très haute fréquence.

Aux temps de ses découvertes, les Curie n'ont probablement pas réalisé à quel point leurs découvertes seraient importantes et utilisées dans la vie quotidienne. Ses études et découvertes sur la piézo-électricité sont utilisées tous les jours sur les cristaux comme le quartz, qui est employé dans de différentes inventions telles que les montres, les microphones et divers autres appareils électroniques. Les premières études sur les ultrasons quant à elles n'étaient pas spécialement Destinées aux humains. Il fallut attendre encore trente ans l'immersion du Titanic en 1912, pour que L.F Richards on ait l'idée d'utiliser l'écho Ultrasonique .Dans la détection d'objets sous-marins. La première guerre mondiale a permis le Perfectionnement de cette technique. En 1915, le premier générateur piezo -Electrique d'ondes ultrasonores est mis au point par Paul Langevin .Cet appareil fut le précurseur de la technique échographique Développée en 1970 Grâce à JJ .Wild et J. Reid, d'abord destinée à la recherche de tumeurs cérébrales mais qui fera carrière dans l'obstétrique .

1.1.5. Caractéristiques ultrasons :

Les ultrasons se déplacent à des vitesses différentes dans les différents milieux traversés. Ils détiennent les mêmes propriétés générales que les ondes élastiques, c'est-à-dire des ondes vibratoires ou des ondes de pressions dépendant du milieu de propagation .On peut caractériser une onde ultrasonore par plusieurs éléments bien précis. Tout d'abord sa fréquence que l'on a évoqué un peu plus haut. Il existe en effet quatre types de sons différents suivant une fréquence donnée.

On qualifie d'ultrasonores les ondes élastiques dont la fréquence est comprise entre quinze kilohertz et plusieurs centaines de mégahertz ; en deçà de cette bande, on a affaire à des sons ou à des infrasons, au-delà à des hypersons. Les ultrasons possèdent toutes les propriétés générales des ondes élastiques (cf. ondes - Physique), et ils n'en ont point de spécifiques. Ce que leur comportement a parfois de particulier est relatif à leur interaction avec le milieu où ils se propagent, laquelle prend des aspects remarquables lorsque la longueur d'onde des ultrasons est du même ordre de grandeur que certaines dimensions caractéristiques : diamètre des grains ou longueur des chaînes de molécules composant le milieu, ou bien longueur d'onde d'une autre radiation présente dans le même milieu. Or, grâce à l'immense étendue spectrale des ultrasons (15 octaves), cette condition se réalise aisément dans de nombreux cas pratiques : solides à structure granulaire, hauts polymères en solution, suspensions colloïdales, aérosols, tissus biologiques, essaims d'animalcules. De plus, la petitesse des longueurs d'onde ultrasonores leur assure une propagation quasi optique avec peu de diffraction. Si l'on ajoute qu'on sait les produire avec de bons rendements et à des niveaux énergétiques élevés, on comprend que les ultrasons soient devenus un outil très commode et parfois irremplaçable pour étudier la matière et agir sur elle.

1.1.6. Effets biologiques des ultrasons :

Paul Langevin a probablement été le premier à observer que l'énergie ultrasonique pouvait avoir des effets importants sur la matière biologique. En effet, il rapporte que « un poisson placé dans le voisinage de la source du faisceau ultrasonique dans un réservoir d'eau était tué immédiatement, et certains observateurs avaient des sensations douloureuses lorsqu'ils y plongeaient la main » (Langevin, 1917). Les effets des ultrasons sur la matière vivante peuvent être classés en effets thermiques et non thermiques (effets mécaniques ou chimiques) :

- élévation thermique des tissus par absorption de l'énergie acoustique
- Cavitation par création de bulles de gaz ou de vapeur
- Oxydation, réduction, effet sur les protéines et les acides nucléiques.

1.1.7. Les effets électriques :

Lirani et Lazaretti-Castro (2005) évoquent la possibilité d'un effet électrique. L'activité électrique est intrinsèque à tout être vivant. Tout tissu biologique a une certaine forme de réaction électrique à une stimulation mécanique. Les cellules et tissus répondent à une vaste gamme d'énergie appliquée extérieurement et sont de faibles émetteurs d'énergie électromagnétique. Ceci forme donc une interaction électromagnétique entre l'extérieur et le tissu.

1.1.8. Paramètres des ondes ultrasonores :

La vibration ultrasonore est définie par sa fréquence (en Mégahertz) et par sa longueur d'onde $L=c/f$ (c vitesse de propagation définie plus loin).

L'énergie transportée par cette onde est caractérisée par la valeur du flux ultrasonore $=W/S$ avec W l'énergie émise par la source et s la surface à travers laquelle est reçu ce flux (section du faisceau ultrasonore).

L'intensité est définie comme l'énergie par unité de surface du faisceau et par unité de temps.

L'intensité ISPTA (intensité du pulse, moyennée sur la durée du pulse ou sur une période) est un des paramètres d'exposition les plus utilisés (w/cm^2).

Le ISATA représente l'énergie moyennée dans le temps (une période) et sur toute la section (Az) du faisceau (watts).

Le ISPPA est la valeur instantanée de l'intensité moyennée sur le pic seulement (w/cm^2).

1. 2. EFFET DOPPLER

1.2.1. Découverte

L'effet doppler a été observé pour le son pour la première fois par un physicien autrichien Christian Doppler en 1843 et appliqué aux phénomènes lumineux par FIZEAU en 1848. Il s'agit d'un phénomène suivant lequel la fréquence apparente d'un mouvement vibratoire varie selon la vitesse relative de la source par rapport à l'observateur).

1.2.2. Principe Physique

L'effet Doppler est un changement de fréquence d'une source d'onde entretenue lorsqu'il y a déplacement relatif de la source ou de l'observateur. La fréquence que perçoit cet observateur est différente de la fréquence émise ; elle augmente si la source et/ou l'observateur se rapproche ; elle diminue en cas contraire.

Il est possible de connaître ce changement de fréquence appelé ΔF , c'est la différence entre la fréquence émise F_0 et la fréquence reçue F

$$F - F_0 = \pm \Delta F$$

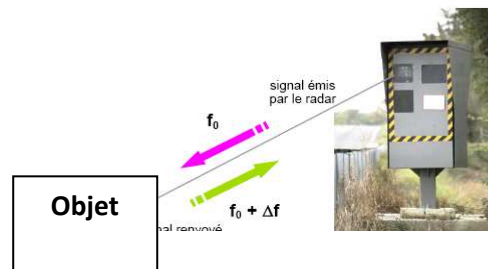


Figure 2.2. L'effet Doppler

Cette valeur de ΔF permet de calculer la vitesse de déplacement ainsi le volume.

1.2.3. Différents modes utilisés :

Selon le domaine d'application des ultrasons, le mode utilisé diffère, du fait que chaque mode présente des avantages et des inconvénients. On citera la notion du flux sanguin comme exemple pour expliquer l'effet doppler avec ses différents modes.

1.2.3.1. Doppler continu :

C'est un procédé réalisé à partir de deux cristaux, le cristal piézo-électrique émetteur transmet de façon continue un signal ultrasonore à une fréquence fixe et connue. Le signal émis et réfléchi par les éléments figurés du sang vers le cristal récepteur avec une fréquence différente de celle d'émission. En effet, la fréquence de réception sera plus grande si le flux sanguin s'éloigne du capteur.

L'effet Doppler est régi par une formule mathématique simple qui établit une proportionnalité entre les variations de fréquences ultrasonores, la vitesse et le sens de l'écoulement du sang par la relation :

$$\Delta f = \frac{2VF_0}{C} \cos\theta$$

Les valeurs de vitesses sont d'autant plus proches de la vitesse réelle que celles-ci sont enregistrées dans l'axe d'exploration.

La technique du Doppler continu ne permet donc pas une localisation spatiale précise du lieu de l'exploration des flux, puisque tous les mouvements le long du faisceau explorateur seront visualisés.

Cependant, cette technique offre l'avantage très substantiel de pouvoir explorer toutes les vitesses sanguines et en particulier celles de très grandes vitesses.

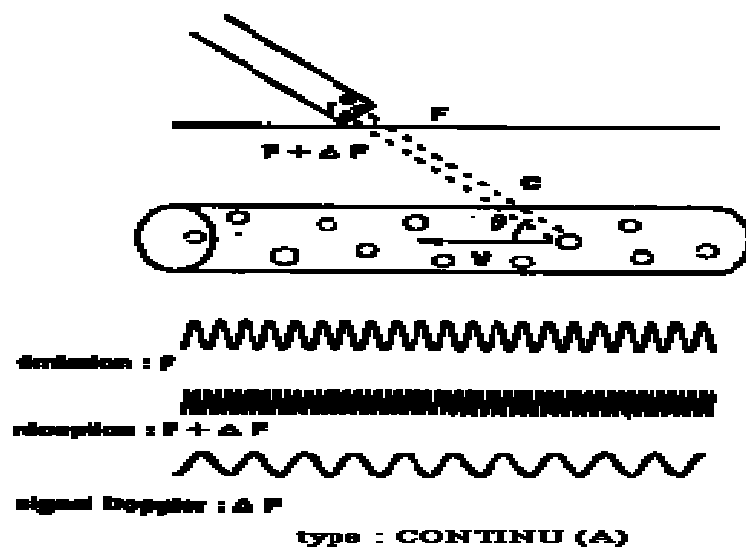


Figure 2.3. Le Doppler continu

1.2.3.2. Doppler pulsé :

A la différence de la technique précédemment décrite, l'émission Doppler pulsé s'effectue par une succession d'impulsions ultrasonores d'un même cristal, entrecoupé

de silence, définissant en fonction de la profondeur de l'examen une période de répétition de fréquence (PRF) donnée par la relation suivante :

$$PRF = \frac{2d_{max}}{V}$$

d_{max} :profondeur maximale du vaisseau à examiner.

V : vitesse de propagation des ultrasons

Ainsi plus la région à explorer sera éloignée du transducteur, plus la fréquence de répétition Doppler devra être diminuée, ce qui limitera les mesures à effectuer sur des flux intracardiaques rapides (figure 2.3).

Le même cristal piézo-électrique peut agir comme émetteur et pendant la période de silence comme récepteur à l'écoute des échos renvoyés par les structures cardiaques. Le lieu d'exploration des vitesses sanguines peut être pratiquement défini, puisque la vitesse de propagation des ultrasons dans les tissus étant fixe (1540 m/s), le temps d'apparition des échos par rapport à leurs temps d'émission ΔT mesuré permet à l'appareillage de calculer une distance donnée par la relation suivante :

$$d = \frac{V \cdot \Delta T}{2}$$

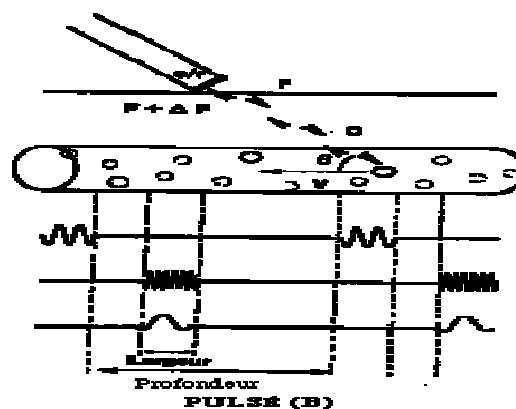


Figure 2.4 : le Doppler pulsé

1.2.3.3. Doppler couleur :

Le principe du Doppler couleur est basé sur une cartographie simultanée par de multiples fenêtres Doppler pulsé superposées à l'imagerie échocardiographique. Le Doppler couleur permet :

- La visualisation de la direction et de la vitesse des flux sanguins intra cavitaires qui est proportionnelle à l'intensité des couleurs.
- De discriminer le caractère laminaire ou turbulent des flux. Les flux se rapprochant du transducteur sont colorés en rouge, les flux s'en éloignant sont représentés en bleu. Une coloration verte traduit la présence d'un flux turbulent. La cartographie couleur des flux a donc la possibilité de visualiser la disposition spatiale de l'étendue d'un flux anormal en temps réel.

1.2.3.4. Les systèmes duplex

L'intérêt du Doppler pulsé est de pouvoir focaliser l'examen en profondeur, ce qui nécessite bien sûr d'utiliser un repérage spatial morphologique, sous la forme d'une image échographique. Les systèmes duplex permettent l'acquisition alternée de l'image échographique et du signal Doppler, en combinant souvent les fréquences d'émission: on utilise en Doppler une fréquence plus basse que la fréquence nécessaire à l'acquisition de l'image.

L'optimisation des systèmes duplex résulte d'un compromis puisque la qualité de l'image ultrasonore est maximale lorsque les interfaces sont à 90° par rapport au faisceau d'ultrasons, alors qu'il faut un angle minimum pour le Doppler.

Les systèmes duplex permettent de visualiser les vaisseaux, superficiels, ce qui facilite l'interprétation des signaux Doppler, et de repérer les lésions pariétales, ce qui permet de focaliser l'examen sur les zones pathologiques, en amont et en aval.

Les limites du système sont liées aux vaisseaux profonds, souvent non visibles, et pour lesquels on ignore la direction ou l'existence de lésions pariétales.

1.3. APPLICATIONS DE L'EFFET DOPPLER

Pour que la cible puisse être détectée, il faut que ses dimensions soient grandes devant la longueur d'onde λ du signal, ce qui nous donne deux familles de systèmes de radars : ceux qui travaillent avec des ultrasons (de 20 kHz à 10MHz selon l'application) ceux qui travaillent avec des ondes électromagnétiques dans les hyperfréquences (à 9,9 GHz en France).

	A-ultrasons	B-ultrasons	C-hyperfréquences
fréquence	$f_0 = 40 \text{ kHz}$	$f_0 = 2 \text{ MHz}$	$f_0 = 9,9 \text{ GHz}$
vitesse de propagation	$c \approx 340 \text{ m/s}$	$c \approx 340 \text{ m/s}$	$c = 300000 \text{ km/s}$
applications	alarmes, détection d'intrus	échographie médicale	mesure de vitesse de véhicules



Figure 2.5. Exemple d'application de l'écho doppler mesurant les battements cardiaques par minutes

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons rappelé les principes physiques des ultrasons et l'effet Doppler qui utilise les ultrasons et les hyperfréquences pour détecter les vitesses et en général tout mouvement mécanique. Dans les chapitres suivants, nous présenterons les différents étages constituant le système mesurant la vitesse par l'effet Doppler.

CHAPITRE 2 :
DETECTION DU SIGNAL DOPPLER

CHAPITRE 2 : DETECTION DU SIGNAL DOPPLER

INTRODUCTION

Ce chapitre présente l'étude des circuits électroniques permettant la détection du signal Doppler à partir des circuits d'émission et de réception.

2.1. SYNOPTIQUE

Le Schéma synoptique du montage est donné par la figure suivante :

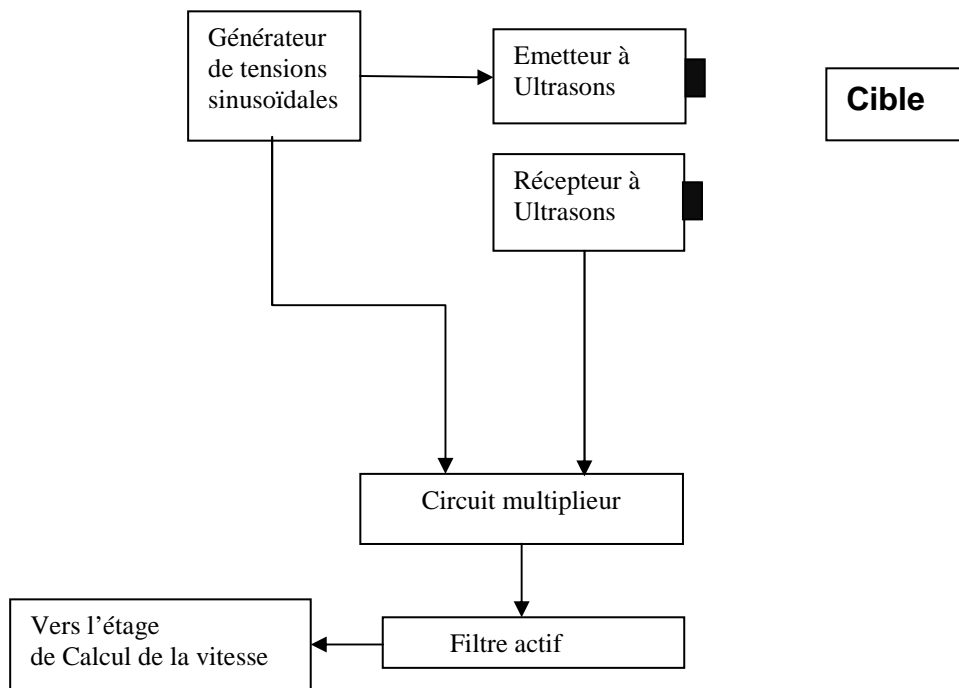


Figure 2.1. Synoptique de la détection

Un générateur délivre une tension sinusoïdale qui alimente un émetteur ultrasons à 40 KHz. A la réflexion, le signal est amplifié au niveau de l'étage de réception.

Le multiplicateur a pour rôle de délivrer deux composantes fréquentielles correspondent aux deux fréquences: somme : $f_E + f_R$ et battement : $\Delta f = f_R - f_E$.

Le filtre actif élimine la fréquence somme et conserve la fréquence de battement relative à la vitesse v de la cible donc $\Delta f = k v$.





Chapitre 2

2.2. TRANSDUCTEURS D'EMISSION ET DE RECEPTION

Les transducteurs que nous avons utilisé peuvent être utilisés pour divers applications intéressantes par effet Doppler tel que :

- Mesure du niveau d'un liquide.
- Système d'alarme Anti6vol.
- Détection d'obstacle (pour les robots par exemple).
- Comptage d'objets mobiles.
- Mesure de vitesse d'un mobile.

Les caractéristiques de ces transducteurs sont :

	<p>Type 400ST160 Transmitter : Transmitting Sound Pressure Level Frequency: 40.0Khz Transducteur d'onde électrique (tension sinusoïdale U_E) en onde sonore (pression de l'air)</p> <p>Entrée U_E ↑  E</p> <p>Emission d'une onde ultra sonore de même fréquence que celle de U_E</p>
	<p>Type 400SR160 Receiver Center Frequency 40.0±1.0Khz Transducteur d'onde sonore (pression) en onde électrique (tension sinusoïdale U_R)</p> <p>Sortie : tension U_R ↑  R</p> <p>Réception d'une onde ultra sonore de fréquence f_R</p>

2.3. EMETTEUR ULTRASONS

Le circuit que nous avons utilisé pour la génération d'un signal sinusoïdal de 40 kHz est constitué d'un astable monté autour du Circuit 555 qui délivre un signal rectangulaire.

Le rôle du filtre actif passe bas de deuxième ordre de type Sallen-Key réalisé autour de l'amplificateur Opérationnel T081 est de récupérer une seule composante sinusoïdal de 40 kHz. Les multiples de cette fréquence seront atténués puisque le filtre est accordé à 40 kHz avec un gain élevé.

Chapitre 2

Le potentiomètre R3 permet de varier l'amplitude du signal au niveau de l'émetteur.

La période de l'astable est donnée par la formule suivante :

$$T = 0.69 \times (R4 + 2R1 + 2R2) \times C1$$

Alors T varie entre 27,6 μ s et 20,7 μ s donc entre 36,23 kHz et 48,30 kHz

En utilisant un oscilloscope, nous avons ajusté la période à 25 μ s à travers la résistance ajustable R1 ce qui donne une fréquence de 40 kHz.

La fréquence d'accord du filtre passe bas est donnée par la formule suivante :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \times R4 \times C3}$$

Les valeurs du circuit donne la fréquence suivante : 40,21 kHz

Le gain à cette fréquence s'écrit :

$$K_0 = \frac{A}{3 - A}$$

Avec A est le gain de l'amplificateur non inverseur donné par :

$$A = 1 + \frac{R7}{R8}$$

Pour R7=51 k Ω et R8=27 k Ω alors

K₀=26 à 40 kHz

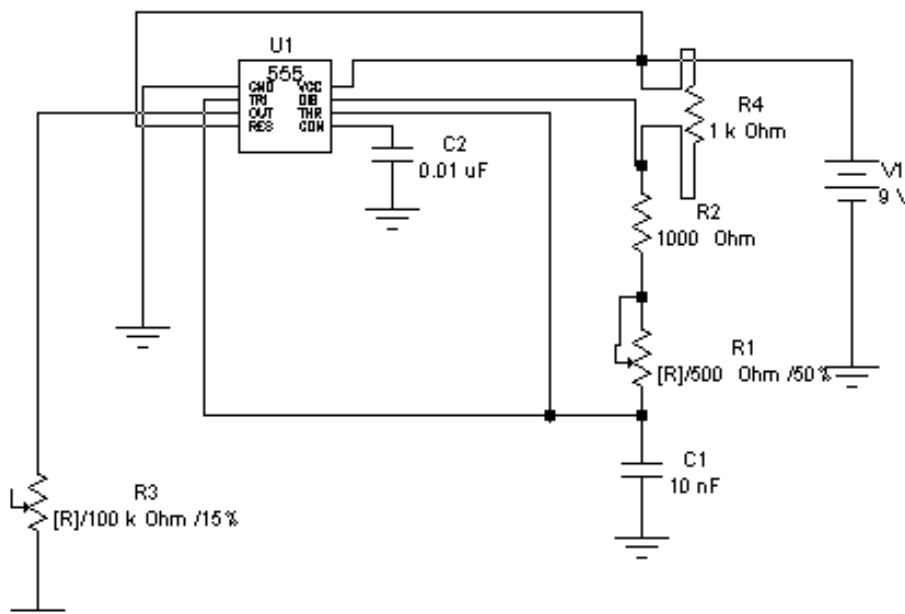


Figure 2.2. Astable de l'émission à 40 KHZ

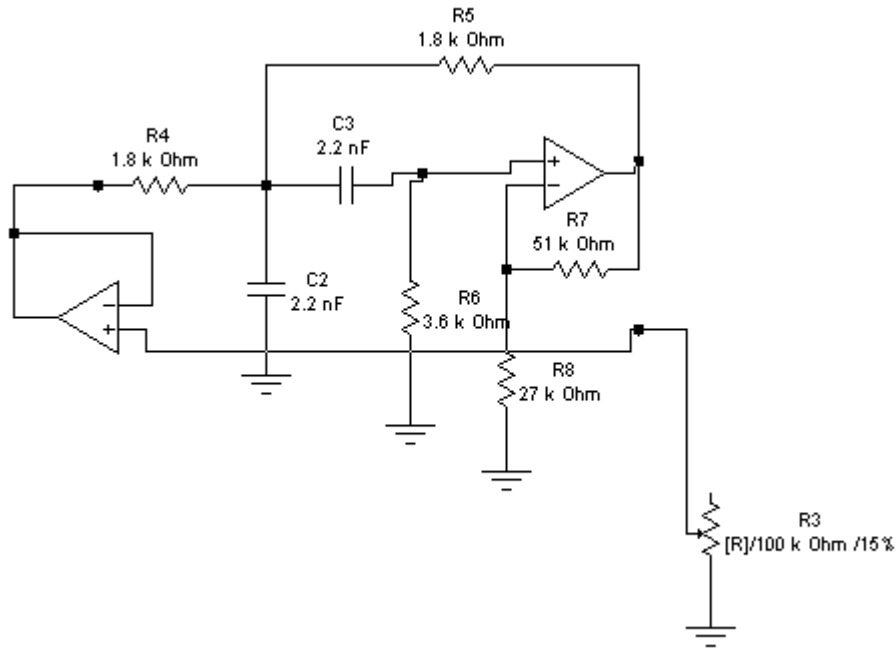
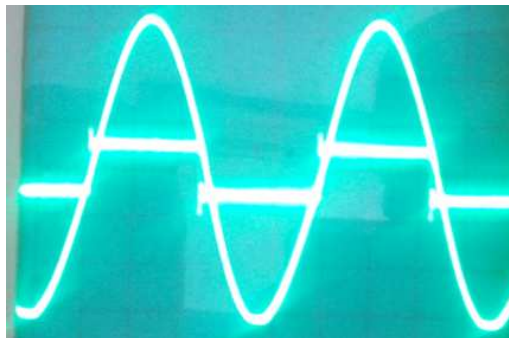


Figure 2.3. Filtre passe bas pour la sélection de 40 KHz



**Figure 2.4. Signaux de sortie de l'astable 555 et du filtre passe bas.
T=25 μ s pour les deux signaux**

2.4. RECEPTEUR ULTRASONS

Le récepteur est réalisé à base de deux étages à base de deux amplificateurs opérationnels TL081: un étage de préamplification à base d'un montage non inverseur et un deuxième qui est le même utilisé dans l'étage de l'émission c'est à dire un filtre passe bas de Sallen Key qui permet de ne récupérer que la fréquence 40 kHz (figure 2.3).

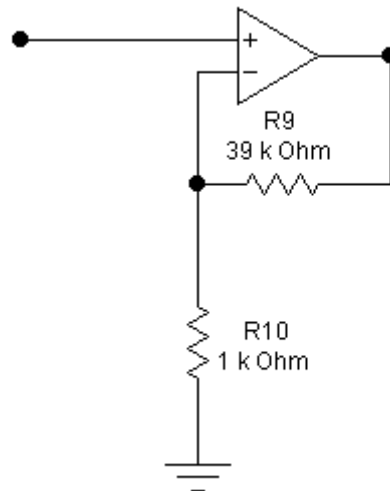


Figure 2.5. Etage de préamplificateur

Le gain de l'étage de préamplification est donné par :

$$A = 1 + \frac{R9}{R10} = 40$$

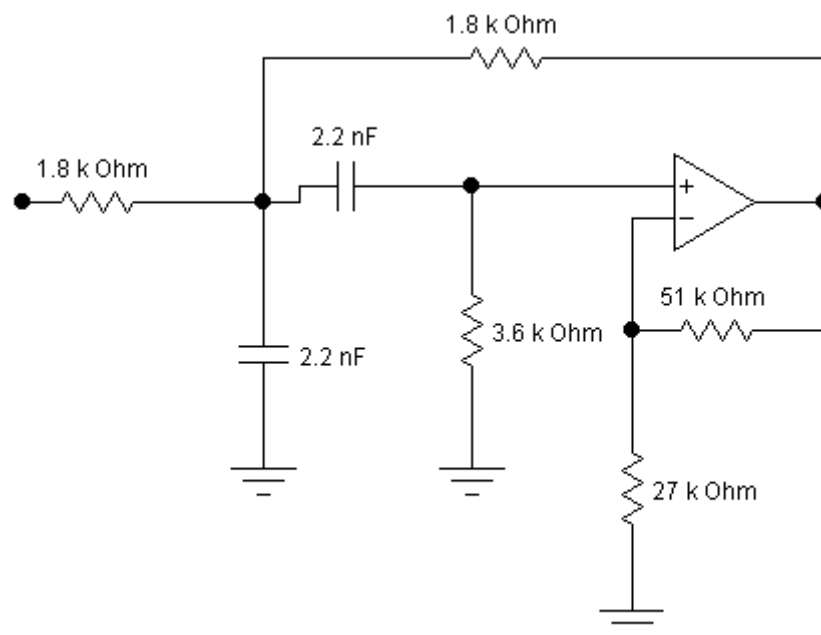


Figure 2.6. Filtre passe bas $K_0=26$ à $f=40$ kHz

Le gain global de l'étage de la réception est 1040.

2.5. LE MULTIPLICATEUR

Le circuit multiplicateur est réalisable avec le circuit intégré de type AD 633.

Si on considère la tension aux bornes de l'émetteur : $U_E(t) = U_{Em} \cdot \cos(2\pi \cdot f_E \cdot t)$ et la tension aux bornes du récepteur : $U_R(t) = U_{Rm} \cdot \cos(2\pi \cdot f_R \cdot t)$.

En effectuant la multiplication de ces deux tensions, on obtient une tension de la forme :

$$U_3(t) = U_E(t) \times U_R(t) / 10 = 1/20 \cdot (U_{Rm} + U_{Em}) \cdot [\cos 2\pi \cdot (f_E + f_R) \cdot t + \cos 2\pi \cdot (f_E - f_R) \cdot t]$$

$$U_3(t) = 1/20 \cdot (U_{Em} + U_{Rm}) \cdot [\cos 2\pi \cdot (f_E + f_R) \cdot t + \cos 2\pi \Delta f \cdot t]$$

Le coefficient 1/10 est dû au multiplicateur AD633.

Ce multiplicateur est un composant actif, alimenté comme un A.O par un générateur de tension continue délivrant $+V_{cc} = +9 \text{ V}$ et $-V_{cc} = -9 \text{ V}$. La référence de potentiel est le point milieu des deux alimentations.

Un multiplieur admet deux tensions d'entrée : $x = X1 - X2$ et $y = Y1 - Y2$.

Il fournit alors en sortie une tension $s(t) = W - Z = k \cdot x \cdot y(t)$

Avec $k = 0.1 \text{ V}^{-1}$. On connecte souvent Z à la masse du montage, mais on peut également y appliquer une tension de décalage.

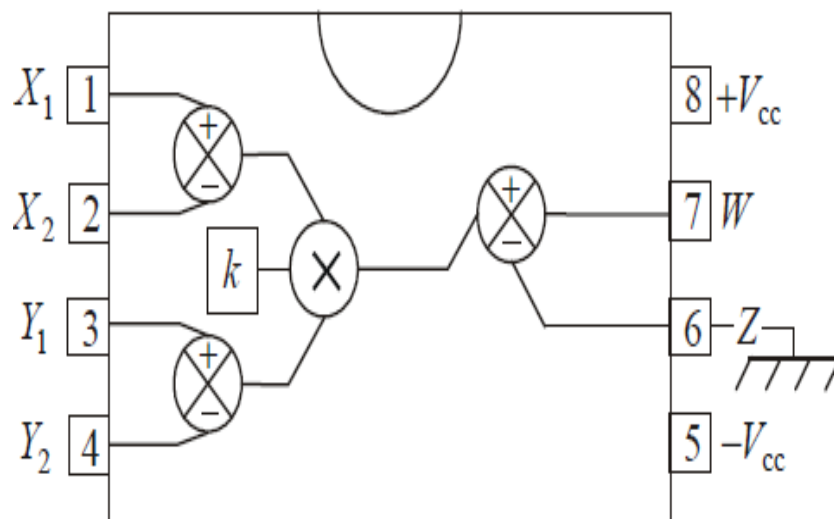


Figure 2.7. Multiplicateur AD 633

Chapitre 2

Nous avons testé le multiplicateur en utilisant une seule fréquence de 40 KHz d'amplitude 5 V envoyée vers les bornes 1 et 3. Les bornes 2 et 4 sont reliées à la masse.



Figure 2.8. Signaux du Multiplicateur AD 633 pour un signal de 40 kHz et 5V.

Comme nous le voyons dans la figure 2.8, il s'agit d'une fréquence somme de 80 KHz et un battement de 0 Hz c'est-à-dire une composante continue. Les amplitudes pour les deux fréquences étant 0,5 V.

2.6. LE FILTRE PASSE BAS

Le filtre actif est un filtre passe-bas de fréquence de coupure :

$$f_c = 1/2\pi R_{12}C_4 = 159 \text{ Hz}$$

et de rapport d'amplification $R_{12}/R_{11} = 10$.

Il a donc a pour rôle de supprimer la composante de fréquence $f_e + f_r$ qui est proche de 80kHz et de conserver le signal de fréquence Δf inférieure à 160 Hz.

Les mesures de fréquences Δf restent dans la bande passante à -3 dB .

La sortie doppler est donc :

$$\begin{aligned} v_d(t) &= -10.1/20 (U_{Em} + U_{Rm}).\cos 2\pi\Delta f.t \\ &= -1/2 (U_{Em} + U_{Rm}).\cos 2\pi\Delta f.t \end{aligned}$$

Il s'agit d'une fréquence Δf qui correspond à la vitesse v de la cible en mouvement.

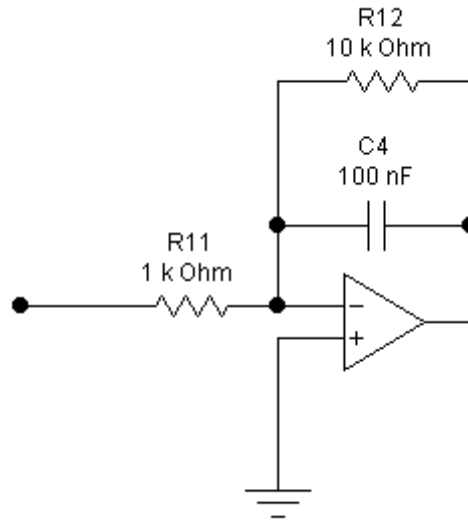
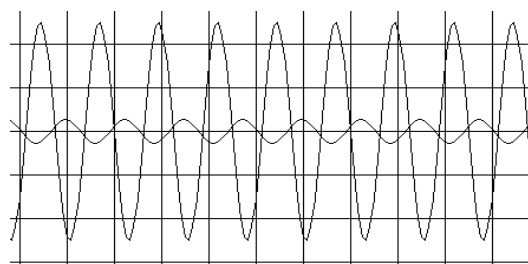


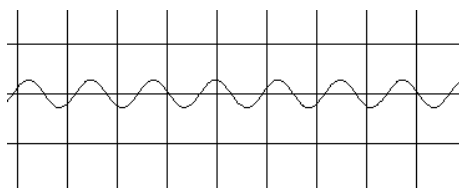
Figure 2.9. Filtre passe bas premier ordre $f_c=160$ Hz avec un gain de -10 à base de l'amplificateur opérationnel TL081

Nous avons testé le filtre pour deux fréquences : 80 Hz qui représente un exemple de battement et 80 KHz qui est la fréquence somme de l'émission et de la réception. L'amplitude pour les deux fréquences étant fixe de 500 mV.

La figure 2.10 montre bien que la fréquence de 80 KHz est atténuée. Par contre la fréquence est récupérée par une amplification de -10 c'est-à-dire une amplitude de 5 V.



$f=80$ Hz, sortie amplifié

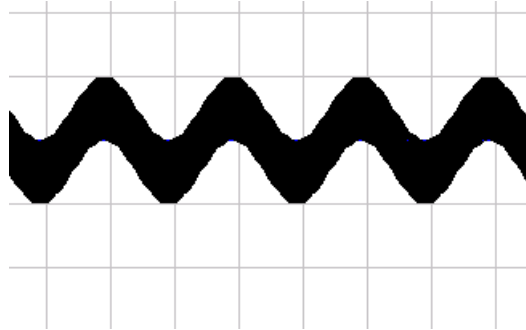


$f=80$ kHz sortie nulle

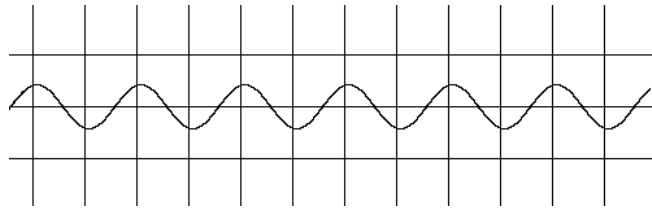
Figure 2.10. Sorties du filtre pour $f=80$ Hz e $f=80$ kHz

Chapitre 2

Nous avons aussi testé le filtre en injectant au multiplicateurs deux fréquences $f_1=40\text{kHz}$ et $f=40100\text{ kHz}$ envoyée respectivement vers les bornes 1 et 3. Les bornes 2 et 4 sont reliées à la masse.



Signal à la sortie du multiplicateur attaquant l'entrée du filtre



Signal à la sortie du filtre correspondant à Δf

Figure 2.11. Signaux à l'entrée et la sortie du filtre.

Comme nous le voyons dans la figure 211, il s'agit d'un signal haute fréquence de 80 kHz superposé à un signal basse fréquence de 100 Hz.

Le filtre passe bas a permis de récupérer la basse fréquence d'éliminer la haute fréquence.

Chapitre 2

La figure 2.12 représente une photo du circuit de détection avec forme avec des bornes d'alimentation et des bornes d'entrée et de sortie.



**La figure 2.11. Circuit Electronique de la détection.
Multiplicateur et filtre passe bas.**

CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons étudié les étages qui permettent la génération du signal Doppler. Nous avons utilisé le mode continu à travers un 555 suivi d'un filtre de sélection 40 kHz. A la réception deux étages d'amplification permettent de récupérer le signal de l'émetteur. Un multiplicateur suivi d'un filtre nous ont permis de obtenir le signal Doppler.

FEATURES

- Four-Quadrant Multiplication
- Low Cost 8-Lead Package
- Complete—No External Components Required
- Laser-Trimmed Accuracy and Stability
- Total Error Within 2% of FS
- Differential High Impedance X and Y Inputs
- High Impedance Unity-Gain Summing Input
- Laser-Trimmed 10 V Scaling Reference

APPLICATIONS

- Multiplication, Division, Squaring
- Modulation/Demodulation, Phase Detection
- Voltage-Controlled Amplifiers/Attenuators/Filters

PRODUCT DESCRIPTION

The AD633 is a functionally complete, four-quadrant, analog multiplier. It includes high impedance, differential X and Y inputs and a high impedance summing input (Z). The low impedance output voltage is a nominal 10 V full scale provided by a buried Zener. The AD633 is the first product to offer these features in modestly priced 8-lead plastic DIP and SOIC packages.

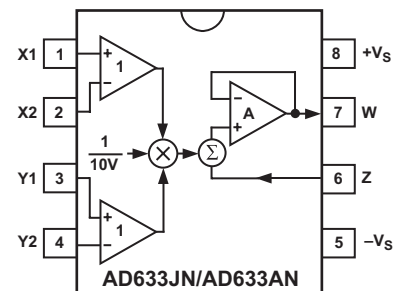
The AD633 is laser calibrated to a guaranteed total accuracy of 2% of full scale. Nonlinearity for the Y-input is typically less than 0.1% and noise referred to the output is typically less than 100 μ V rms in a 10 Hz to 10 kHz bandwidth. A 1 MHz bandwidth, 20 V/ μ s slew rate, and the ability to drive capacitive loads make the AD633 useful in a wide variety of applications where simplicity and cost are key concerns.

The AD633's versatility is not compromised by its simplicity. The Z-input provides access to the output buffer amplifier, enabling the user to sum the outputs of two or more multipliers, increase the multiplier gain, convert the output voltage to a current, and configure a variety of applications.

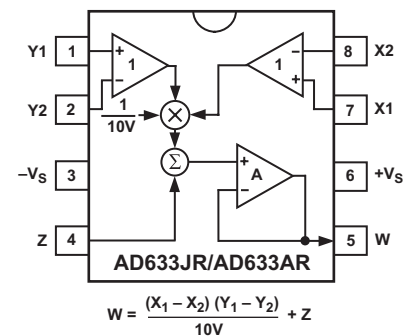
The AD633 is available in an 8-lead plastic DIP package (N) and 8-lead SOIC (R). It is specified to operate over the 0°C to +70°C commercial temperature range (J Grade) or the -40°C to +85°C industrial temperature range (A Grade).

CONNECTION DIAGRAMS

8-Lead Plastic DIP (N) Package



8-Lead Plastic SOIC (SO-8) Package



PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD633 is a complete four-quadrant multiplier offered in low cost 8-lead plastic packages. The result is a product that is cost effective and easy to apply.
2. No external components or expensive user calibration are required to apply the AD633.
3. Monolithic construction and laser calibration make the device stable and reliable.
4. High (10 M Ω) input resistances make signal source loading negligible.
5. Power supply voltages can range from ± 8 V to ± 18 V. The internal scaling voltage is generated by a stable Zener diode; multiplier accuracy is essentially supply insensitive.

REV. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

AD633—SPECIFICATIONS (T_A = +25°C, V_S = ±15 V, R_L ≥ 2 kΩ)

Model	AD633J, AD633A				
TRANSFER FUNCTION	$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10 V} + Z$				
Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
MULTIPLIER PERFORMANCE					
Total Error	-10 V ≤ X, Y ≤ +10 V		±1	±2	% Full Scale
T _{MIN} to T _{MAX}			±3		% Full Scale
Scale Voltage Error	SF = 10.00 V Nominal		±0.25%		% Full Scale
Supply Rejection	V _S = ±14 V to ±16 V		±0.01		% Full Scale
Nonlinearity, X	X = ±10 V, Y = +10 V		±0.4	±1	% Full Scale
Nonlinearity, Y	Y = ±10 V, X = +10 V		±0.1	±0.4	% Full Scale
X Feedthrough	Y Nulled, X = ±10 V		±0.3	±1	% Full Scale
Y Feedthrough	X Nulled, Y = ±10 V		±0.1	±0.4	% Full Scale
Output Offset Voltage			±5	±50	mV
DYNAMICS					
Small Signal BW	V _O = 0.1 V rms		1		MHz
Slew Rate	V _O = 20 V p-p		20		V/μs
Settling Time to 1%	ΔV _O = 20 V		2		μs
OUTPUT NOISE					
Spectral Density	f = 10 Hz to 5 MHz		0.8		μV/√Hz
Wideband Noise	f = 10 Hz to 10 kHz		1		mV rms
			90		μV rms
OUTPUT					
Output Voltage Swing		±11			V
Short Circuit Current	R _L = 0 Ω		30	40	mA
INPUT AMPLIFIERS					
Signal Voltage Range	Differential	±10			V
	Common Mode	±10			V
Offset Voltage X, Y			±5	±30	mV
CMRR X, Y	V _{CM} = ±10 V, f = 50 Hz	60	80		dB
Bias Current X, Y, Z			0.8	2.0	μA
Differential Resistance			10		MΩ
POWER SUPPLY					
Supply Voltage			±15		V
Rated Performance					V
Operating Range		±8		±18	V
Supply Current	Quiescent		4	6	mA

NOTES
 Specifications shown in **boldface** are tested on all production units at electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in **boldface** are tested on all production units.
 Specifications subject to change without notice.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

Supply Voltage	±18 V
Internal Power Dissipation ²	500 mW
Input Voltages ³	±18 V
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating Temperature Range	
AD633J	0°C to +70°C
AD633A	-40°C to +85°C
Lead Temperature Range (Soldering 60 sec)	+300°C
ESD Rating	1000 V

NOTES
¹Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied.

²8-Lead Plastic DIP Package: θ_{JA} = 90°C/W; 8-Lead Small Outline Package: θ_{JA} = 155°C/W.

³For supply voltages less than ±18 V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option
AD633AN	-40°C to +85°C	Plastic DIP	N-8
AD633AR	-40°C to +85°C	Plastic SOIC	SO-8
AD633AR-REEL	-40°C to +85°C	13" Tape and Reel	SO-8
AD633AR-REEL7	-40°C to +85°C	7" Tape and Reel	SO-8
AD633JN	0°C to +70°C	Plastic DIP	N-8
AD633JR	0°C to +70°C	Plastic SOIC	SO-8
AD633JR-REEL	0°C to +70°C	13" Tape and Reel	SO-8
AD633JR-REEL7	0°C to +70°C	7" Tape and Reel	SO-8

FUNCTIONAL DESCRIPTION

The AD633 is a low cost multiplier comprising a translinear core, a buried Zener reference, and a unity gain connected output amplifier with an accessible summing node. Figure 1 shows the functional block diagram. The differential X and Y inputs are converted to differential currents by voltage-to-current converters. The product of these currents is generated by the multiplying core. A buried Zener reference provides an overall scale factor of 10 V. The sum of $(X \times Y)/10 + Z$ is then applied to the output amplifier. The amplifier summing node Z allows the user to add two or more multiplier outputs, convert the output voltage to a current, and configure various analog computational functions.

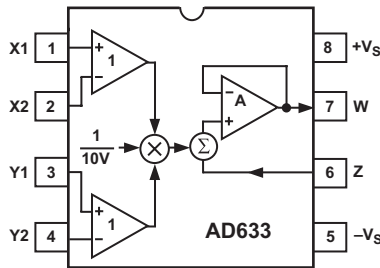


Figure 1. Functional Block Diagram (AD633JN Pinout Shown)

Inspection of the block diagram shows the overall transfer function to be:

$$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10 V} + Z \quad (\text{Equation 1})$$

ERROR SOURCES

Multiplier errors consist primarily of input and output offsets, scale factor error, and nonlinearity in the multiplying core. The input and output offsets can be eliminated by using the optional trim of Figure 2. This scheme reduces the net error to scale factor errors (gain error) and an irreducible nonlinearity component in the multiplying core. The X and Y nonlinearities are typically 0.4% and 0.1% of full scale, respectively. Scale factor error is typically 0.25% of full scale. The high impedance Z input should always be referenced to the ground point of the driven system, particularly if this is remote. Likewise, the differential X and Y inputs should be referenced to their respective grounds to realize the full accuracy of the AD633.

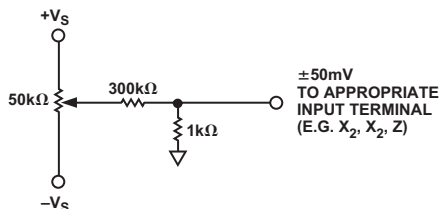


Figure 2. Optional Offset Trim Configuration

APPLICATIONS

The AD633 is well suited for such applications as modulation and demodulation, automatic gain control, power measurement,

voltage controlled amplifiers, and frequency doublers. Note that these applications show the pin connections for the AD633JN pinout (8-lead DIP), which differs from the AD633JR pinout (8-lead SOIC).

Multiplier Connections

Figure 3 shows the basic connections for multiplication. The X and Y inputs will normally have their negative nodes grounded, but they are fully differential, and in many applications the grounded inputs may be reversed (to facilitate interfacing with signals of a particular polarity, while achieving some desired output polarity) or both may be driven.

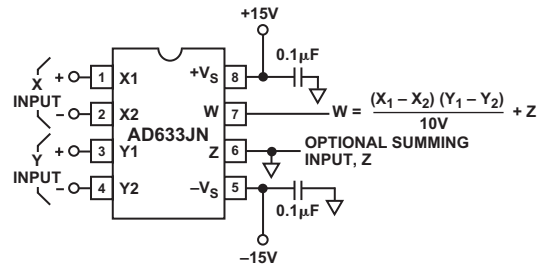


Figure 3. Basic Multiplier Connections

Squaring and Frequency Doubling

As Figure 4 shows, squaring of an input signal, E, is achieved simply by connecting the X and Y inputs in parallel to produce an output of $E^2/10 V$. The input may have either polarity, but the output will be positive. However, the output polarity may be reversed by interchanging the X or Y inputs. The Z input may be used to add a further signal to the output.

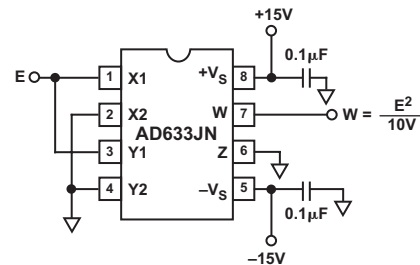


Figure 4. Connections for Squaring

When the input is a sine wave $E \sin \omega t$, this squarer behaves as a frequency doubler, since

$$\frac{(E \sin \omega t)^2}{10 V} = \frac{E^2}{20 V} (1 - \cos 2 \omega t) \quad (\text{Equation 2})$$

Equation 2 shows a dc term at the output which will vary strongly with the amplitude of the input, E. This can be avoided using the connections shown in Figure 5, where an RC network is used to generate two signals whose product has no dc term. It uses the identity:

$$\cos \theta \sin \theta = \frac{1}{2} (\sin 2 \theta) \quad (\text{Equation 3})$$

AD633

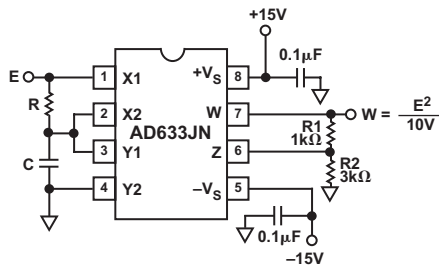


Figure 5. "Bounceless" Frequency Doubler

At $\omega_0 = 1/CR$, the X input leads the input signal by 45° (and is attenuated by $\sqrt{2}$), and the Y input lags the X input by 45° (and is also attenuated by $\sqrt{2}$). Since the X and Y inputs are 90° out of phase, the response of the circuit will be (satisfying Equation 3):

$$W = \frac{1}{(10V)} \frac{E}{\sqrt{2}} (\sin \omega_0 t + 45^\circ) \frac{E}{\sqrt{2}} (\sin \omega_0 t - 45^\circ)$$

$$= \frac{E^2}{(40V)} (\sin 2 \omega_0 t)$$

(Equation 4)

which has no dc component. Resistors R1 and R2 are included to restore the output amplitude to 10 V for an input amplitude of 10 V. The amplitude of the output is only a weak function of frequency: the output amplitude will be 0.5% too low at $\omega = 0.9 \omega_0$, and $\omega_0 = 1.1 \omega_0$.

Generating Inverse Functions

Inverse functions of multiplication, such as division and square rooting, can be implemented by placing a multiplier in the feedback loop of an op amp. Figure 6 shows how to implement a square rooter with the transfer function

$$W = \sqrt{-(10V)E}$$

(Equation 5)

for the condition $E < 0$.

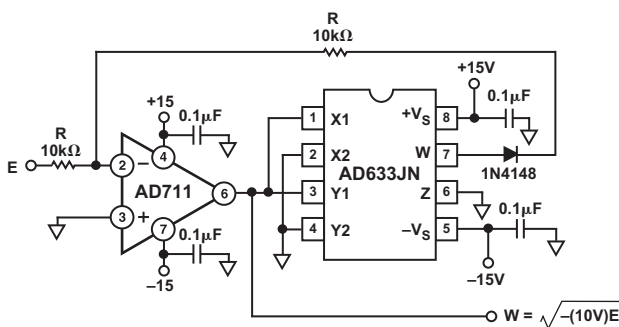


Figure 6. Connections for Square Rooting

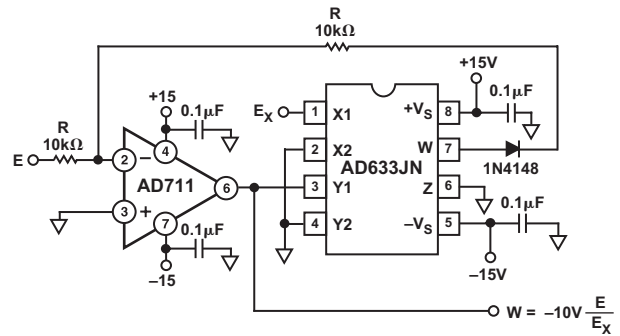


Figure 7. Connections for Division

Likewise, Figure 7 shows how to implement a divider using a multiplier in a feedback loop. The transfer function for the divider is

$$W = -(10V) \frac{E}{E_X}$$

(Equation 6)

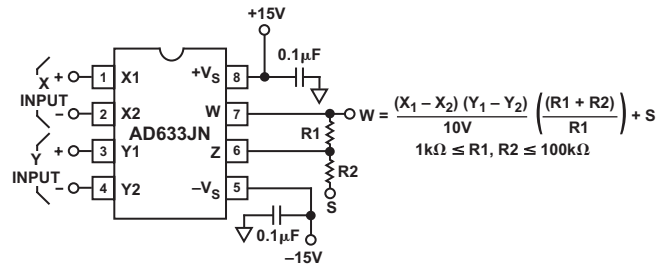


Figure 8. Connections for Variable Scale Factor

Variable Scale Factor

In some instances, it may be desirable to use a scaling voltage other than 10 V. The connections shown in Figure 8 increase the gain of the system by the ratio $(R1 + R2)/R1$. This ratio is limited to 100 in practical applications. The summing input, S, may be used to add an additional signal to the output or it may be grounded.

Current Output

The AD633's voltage output can be converted to a current output by the addition of a resistor R between the AD633's W and Z pins as shown in Figure 9 below. This arrangement forms

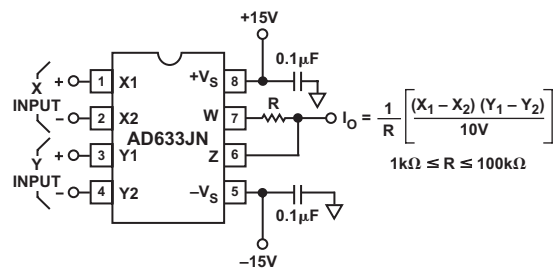


Figure 9. Current Output Connections

the basis of voltage controlled integrators and oscillators as will be shown later in this Applications section. The transfer function of this circuit has the form

$$I_O = \frac{1}{R} \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} \quad (\text{Equation 7})$$

Linear Amplitude Modulator

The AD633 can be used as a linear amplitude modulator with no external components. Figure 10 shows the circuit. The carrier and modulation inputs to the AD633 are multiplied to produce a double-sideband signal. The carrier signal is fed forward to the AD633's Z input where it is summed with the double-sideband signal to produce a double-sideband with carrier output.

Voltage Controlled Low-Pass and High-Pass Filters

Figure 11 shows a single multiplier used to build a voltage controlled low-pass filter. The voltage at output A is a result of filtering, E_S . The break frequency is modulated by E_C , the control input. The break frequency, f_2 , equals

$$f_2 = \frac{E_C}{(20V)\pi RC} \quad (\text{Equation 8})$$

and the rolloff is 6 dB per octave. This output, which is at a high impedance point, may need to be buffered.

The voltage at output B, the direct output of the AD633, has same response up to frequency f_1 , the natural breakpoint of RC filter,

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (\text{Equation 9})$$

then levels off to a constant attenuation of $f_1/f_2 = E_C/10$.

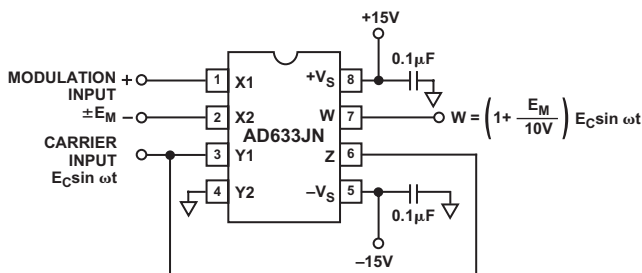


Figure 10. Linear Amplitude Modulator

For example, if $R = 8 \text{ k}\Omega$ and $C = 0.002 \mu\text{F}$, then output A has a pole at frequencies from 100 Hz to 10 kHz for E_C ranging from 100 mV to 10 V. Output B has an additional zero at 10 kHz (and can be loaded because it is the multiplier's low impedance output). The circuit can be changed to a high-pass filter Z interchanging the resistor and capacitor as shown in Figure 12 below.

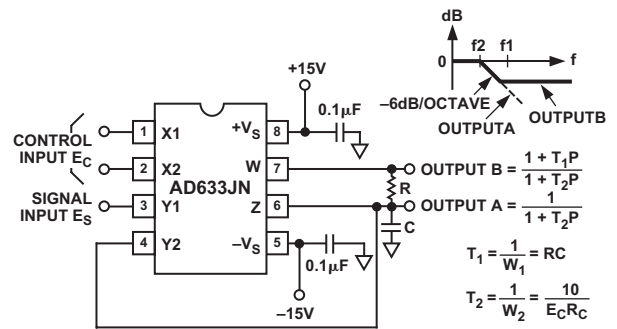


Figure 11. Voltage Controlled Low-Pass Filter

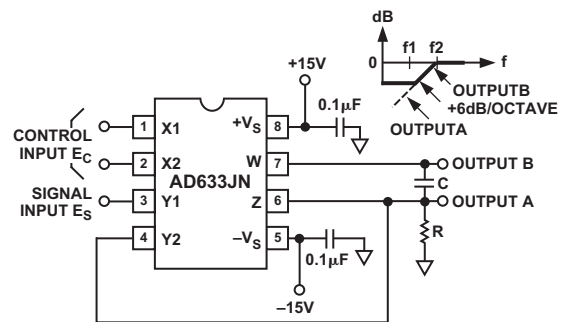


Figure 12. Voltage Controlled High-Pass Filter

Voltage Controlled Quadrature Oscillator

Figure 13 shows two multipliers being used to form integrators with controllable time constants in a 2nd order differential equation feedback loop. R_2 and R_5 provide controlled current output operation. The currents are integrated in capacitors C_1 and C_2 , and the resulting voltages at high impedance are applied to the X inputs of the "next" AD633. The frequency control input, E_C , connected to the Y inputs, varies the integrator gains with a calibration of 100 Hz/V. The accuracy is limited by the Y-input offsets. The practical tuning range of this circuit is 100:1. C_2 (proportional to C_1 and C_3), R_3 , and R_4 provide regenerative feedback to start and maintain oscillation. The diode bridge, D_1 through D_4 (1N914s), and Zener diode D_5 provide economical temperature stabilization and amplitude stabilization at $\pm 8.5 \text{ V}$ by degenerative damping. The output from the second integrator ($10 \text{ V} \sin \omega t$) has the lowest distortion.

AGC AMPLIFIERS

Figure 14 shows an AGC circuit that uses an rms-dc converter to measure the amplitude of the output waveform. The AD633 and A_1 , 1/2 of an AD712 dual op amp, form a voltage controlled amplifier. The rms dc converter, an AD736, measures the rms value of the output signal. Its output drives A_2 , an integrator/comparator, whose output controls the gain of the voltage controlled amplifier. The 1N4148 diode prevents the output of A_2 from going negative. R_8 , a 50 k Ω variable resistor, sets the circuit's output level. Feedback around the loop forces the voltages at the inverting and noninverting inputs of A_2 to be equal, thus the AGC.

AD633

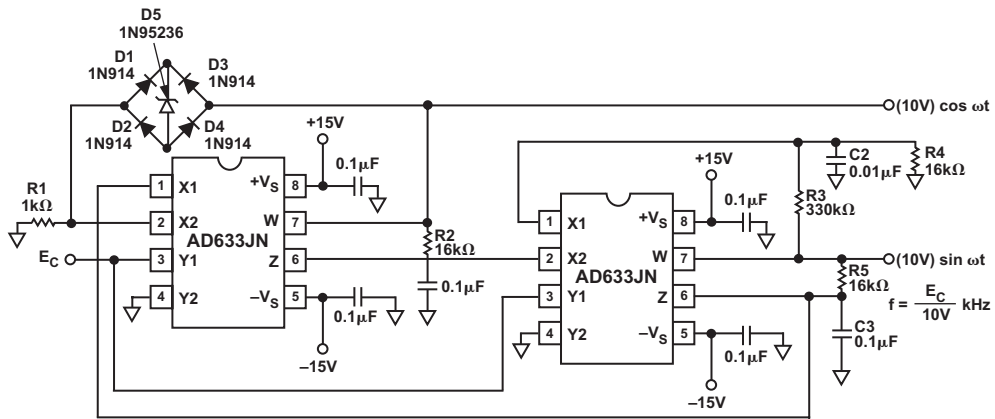


Figure 13. Voltage Controlled Quadrature Oscillator

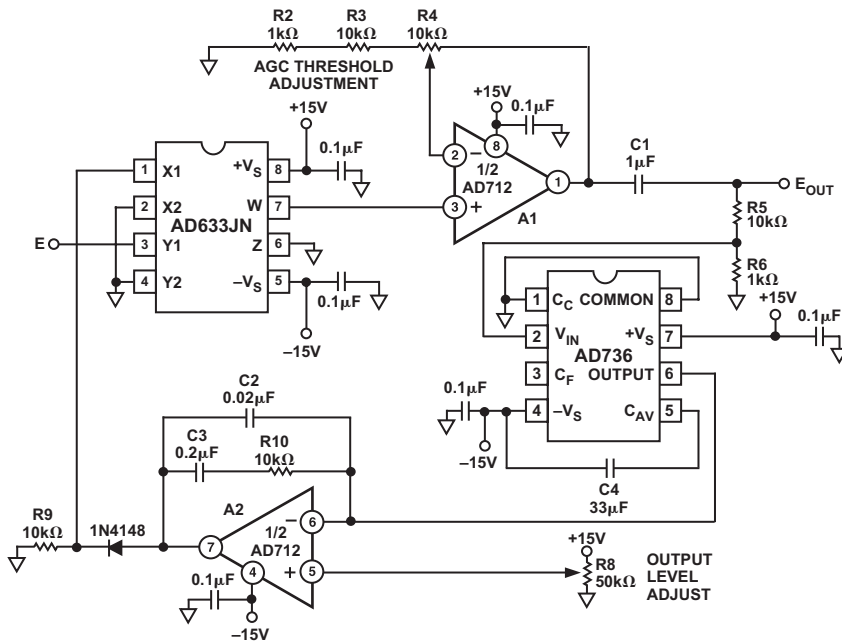


Figure 14. Connections for Use in Automatic Gain Control Circuit

Typical Characteristics—AD633

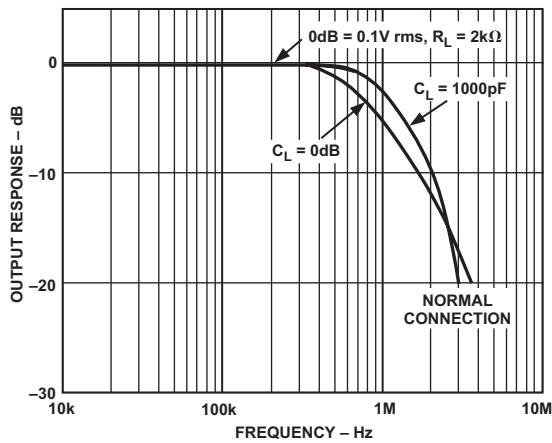


Figure 15. Frequency Response

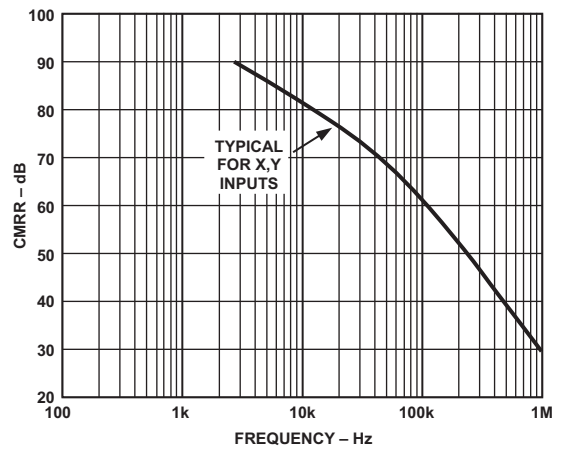


Figure 18. CMRR vs. Frequency

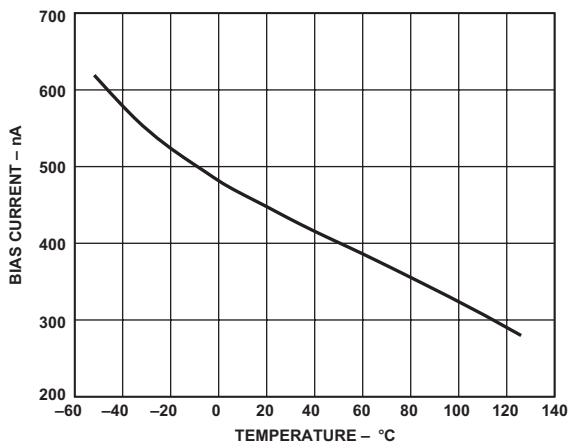


Figure 16. Input Bias Current vs. Temperature (X, Y, or Z Inputs)

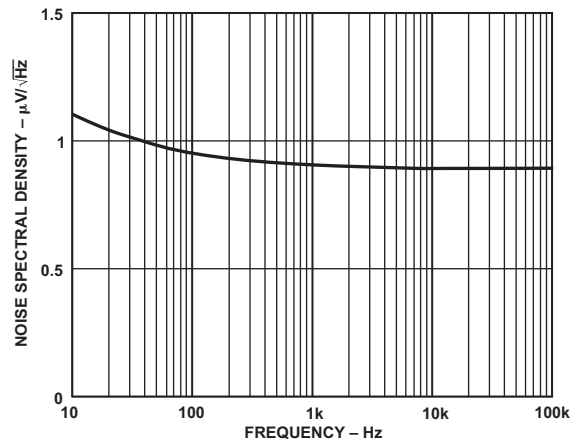


Figure 19. Noise Spectral Density vs. Frequency

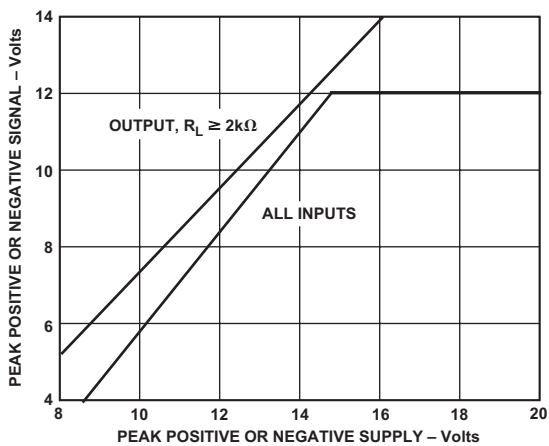


Figure 17. Input and Output Signal Ranges vs. Supply Voltages

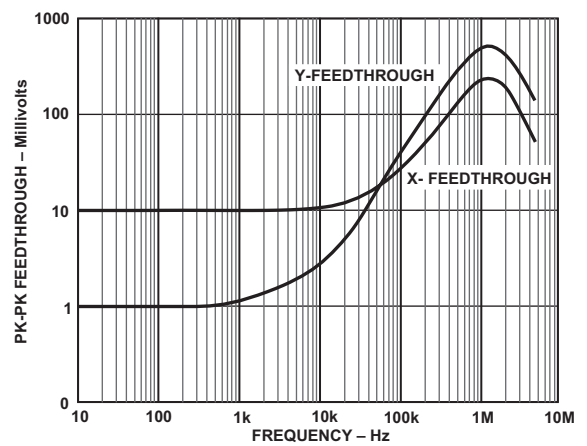
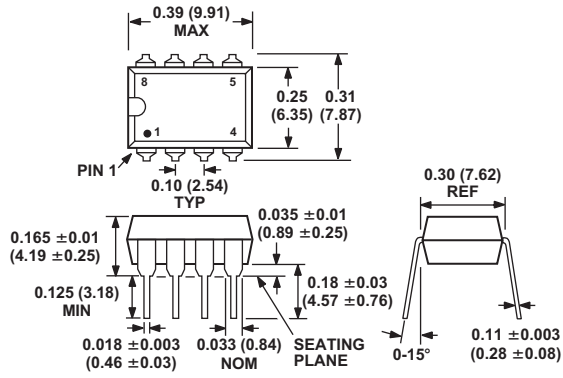


Figure 20. AC Feedthrough vs. Frequency

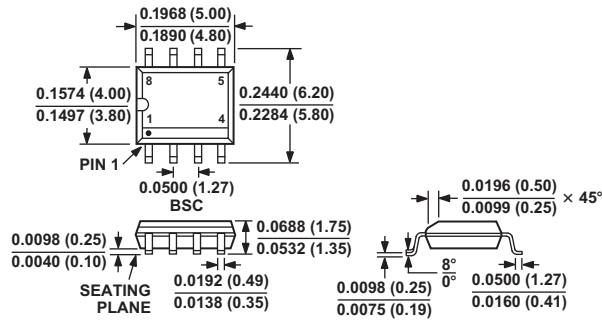
OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

8-Lead Plastic DIP
(N-8)



8-Lead Plastic SOIC
(SO-8)



CHAPITRE 3 :
CALCUL DE LA VITESSE

CHAPITRE 3 : CALCUL DE LA VITESSE

INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous présentons les circuits qui permettent de calculer la vitesse de la cible à partir du signal Doppler. Il est basé sur le circuit CD 4033, qui est un compteur synchrone à sortie sept segments.

3.1. PRINCIPE DU CALCUL DE LA VITESSE

Nous avons vu dans le premier chapitre que la fréquence Δf du signal Doppler est donnée par la formule suivante :

$$\Delta f = \frac{2Vf_0}{C} \cos \theta$$

f_0 est la fréquence de l'émission qui est égale à 40 kHz

Δf est la fréquence du signal Doppler

C est la vitesse du son qui est égale à 340 m/s

Si on considère que la cible est dans la même ligne que l'émetteur et le récepteur ultrasoniques, on aura donc $\theta=0$. La vitesse V sera donc donnée par la formule suivante :

$$V = \frac{\Delta f}{2f_0} C$$

Après calcul, nous trouvons la formule suivante pour calculer la vitesse :

$$V = 0.425 \times \Delta f \text{ en cm/s avec } \Delta f \text{ en Hz}$$

Si Δf représente le nombre de période par une seconde, alors le nombre d'impulsion pendant 0.425 s est $0.425 \times \Delta f$. Pour cette raison, nous avons, après une mise en forme du signal doppler utilisé le compteur CD4033 pour calculer le nombre d'impulsion pendant 425 ms. Ce nombre représente exactement la vitesse de la cible.

3.2. SYNOPTIQUE DE L'ETAGE DE COMPTAGE

Le schéma ci-dessous comporte les différents blocs constituant l'étage de comptage :

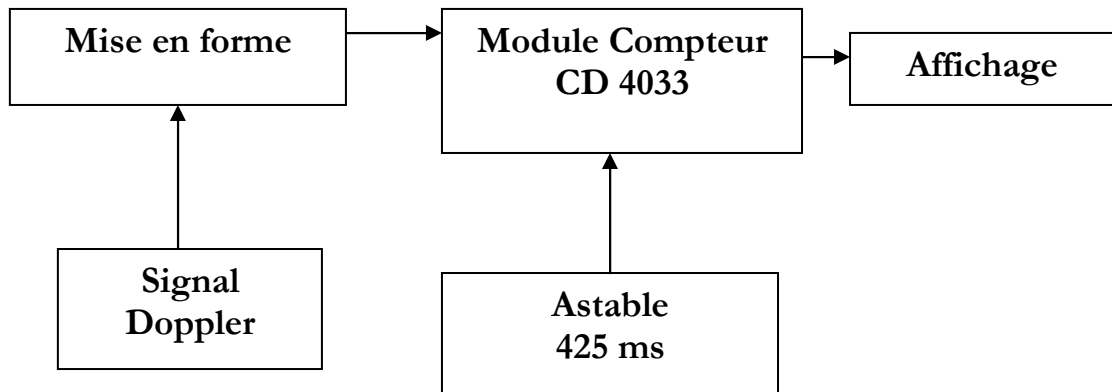


Figure 3.1. Synoptique du module de comptage

Après une mise en forme du signal Doppler, un signal numérique de fréquence Δf attaque l'entrée Horloge du module de comptage. La durée de comptage est assurée par un astable qui génère 425 ms et qui en même temps une remise à zéro pour recommencer le comptage après une durée fixée par l'utilisateur.

3.3. MISE EN FORME

Le signal Doppler obtenu par l'étage de la détection est envoyé vers un trigger de Schmitt réalisé autour d'un amplificateur opérationnel TL081. il génère un signal à deux états +9 et -9 V de même fréquence Δf que le signal Doppler. Le trigger est suivi d'une diode 1N4148 et une porte NOR du circuit intégré CD 4001 pour pouvoir récupérer un signal numérique CMOS entre 0 et 9V.

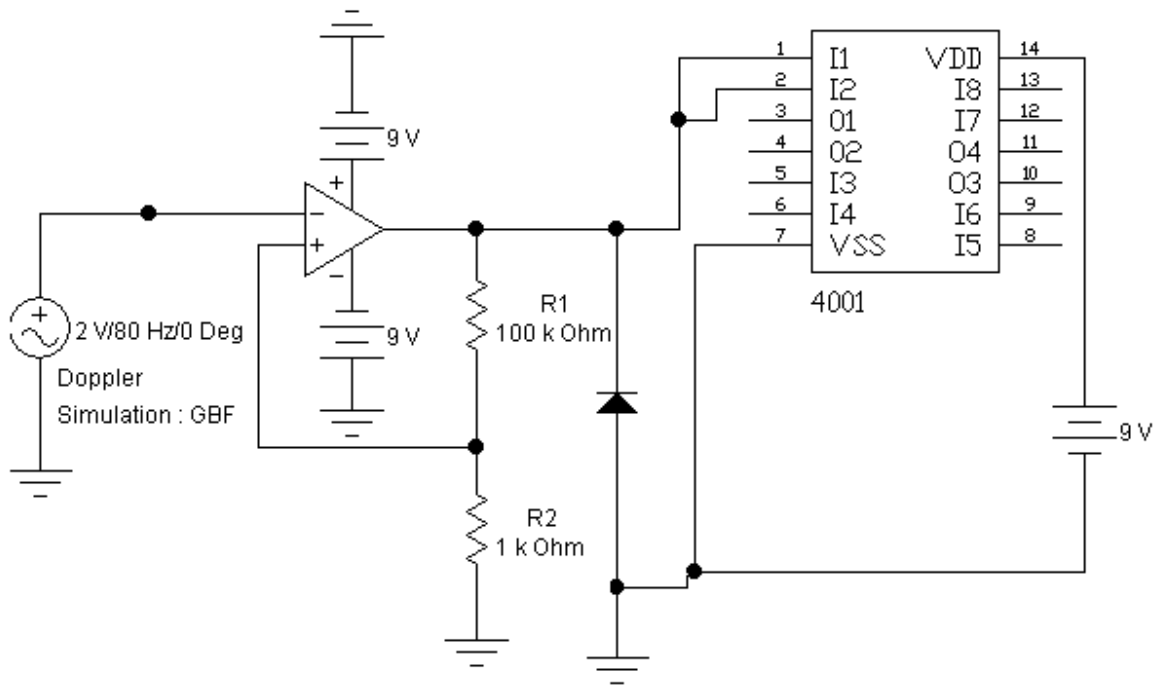
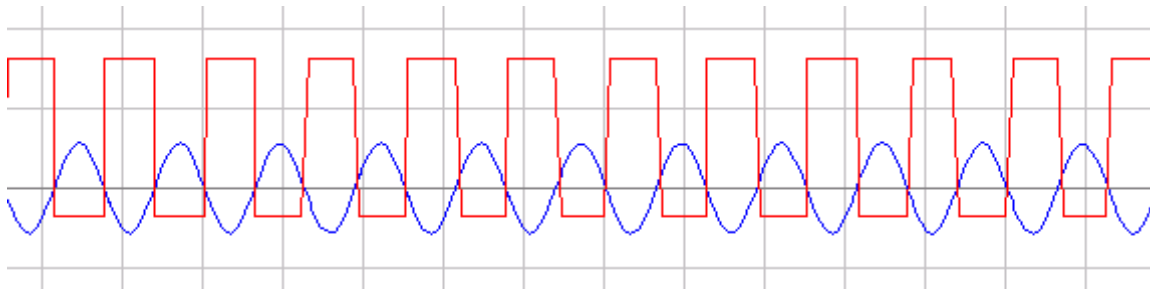
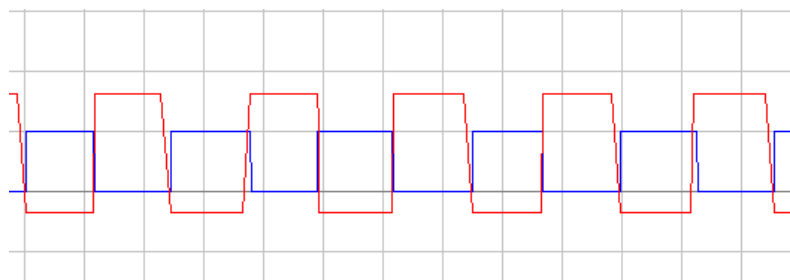


Figure 3.2. Circuit de mise en forme

Nous avons testé le circuit de mise en forme en utilisant un signal GBF de fréquence 80 Hz et d'amplitude variable



Signal GBF (sinusoïdal) et la sortie du TL081 avec un état bas négatif



Sortie du TL081 avec un état bas négatif et la sortie 3 du CD 4001 .

Figure 3.3. Signaux du circuit de mise en forme

Nous remarquons que le signal de sortie est à deux états et est écrêté par la diode 1N4148 mais qui représente un état bas négatif. Cet état est transformé en 0 V par la porte NOR du CDc 4001. Le signal à la borne 3 donc présente des fronts raides. Ce signal est le signal d'horloge du module de comptage.

La figure 3.4 représente une photo du circuit de mise en forme avec des bornes d'alimentation et des bornes d'entrée et de sortie.

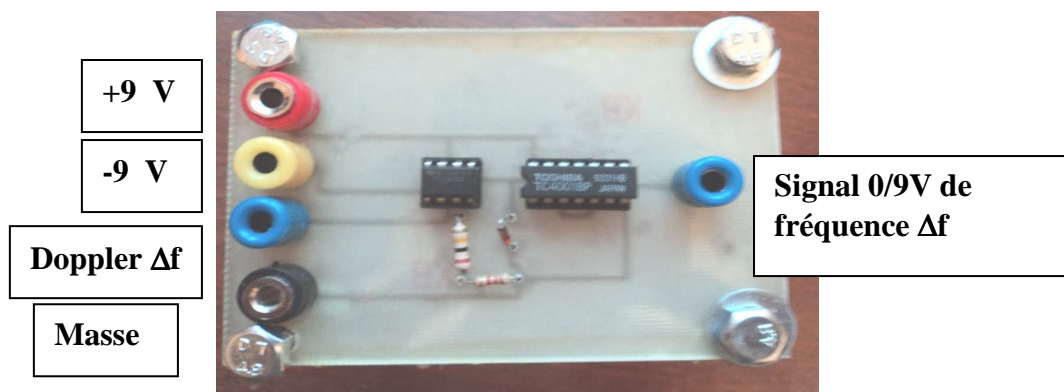


Figure 3.4. Photo du circuit de mise en forme

3.4. ASTABLE 425 ms

Ce circuit réalisé autour du circuit 555 permet le comptage des impulsions du signal Doppler pendant 425 ms.

Le circuit permet aussi une mise à zéro du module de comptage pendant une durée fixée par l'utilisateur.

La durée de comptage 425 ms est fixée par un ajustable A1 de 100 k Ω et la résistance R₂ de 200 k Ω .

Quant à la durée d'affichage est fixée par le potentiomètre P1 de 1 M Ω et la résistance R1.

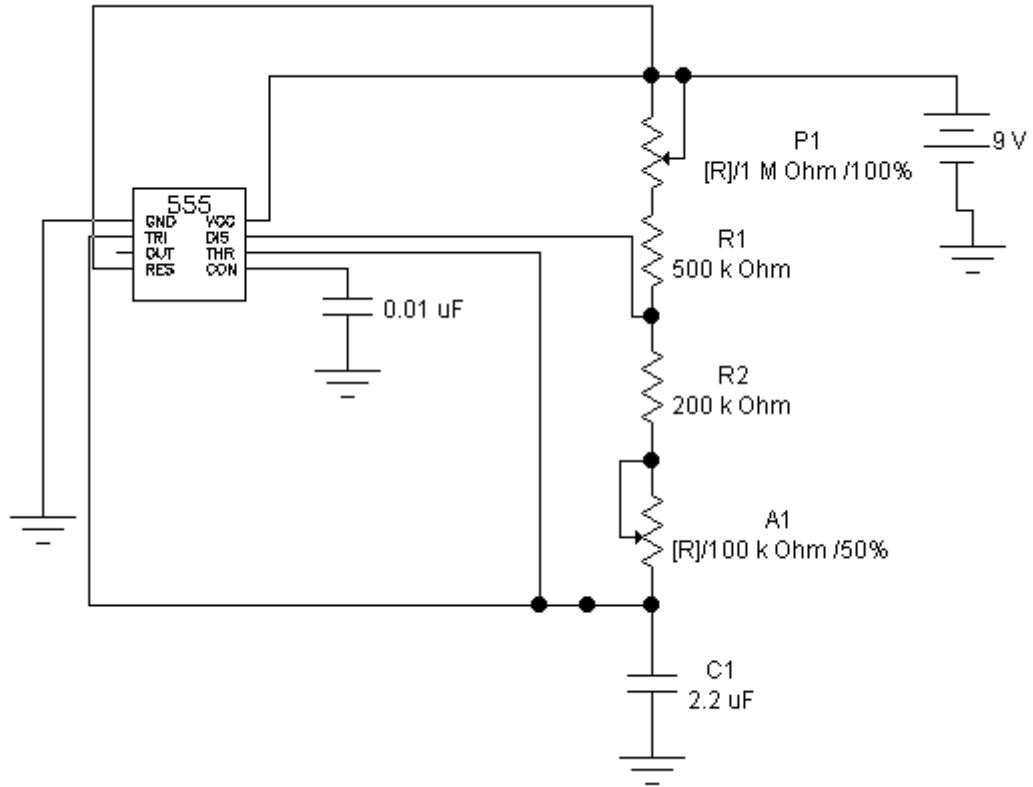


Figure 3.5. Astable générant 425 ms

La durée de l'état bas est donnée par :

$$T_B = 0.69 \times C1 \times (R2 + A1)$$

Pour les valeurs données, T_B varie entre 303.6 ms et 455.4 ms. Avec l'ajustable et en observant avec un oscilloscope à mémoire, nous avons fixé cette valeur à 425 ms.

La durée de l'état haut est donnée par :

$$T_H = 0.69 \times C1 \times (R1 + P1) + T_B$$

$$T_H = 0.69 \times C1 \times (R1 + P1) + 425 \text{ ms}$$

Pour les valeurs données, et pour les valeurs extrêmes de $P1$, T_H varie entre 1.2 s et 2.7 s.

La période du signal varie donc entre 1.6 s et 3.1 s.

Le signal à la sortie est donné par la figure suivante.

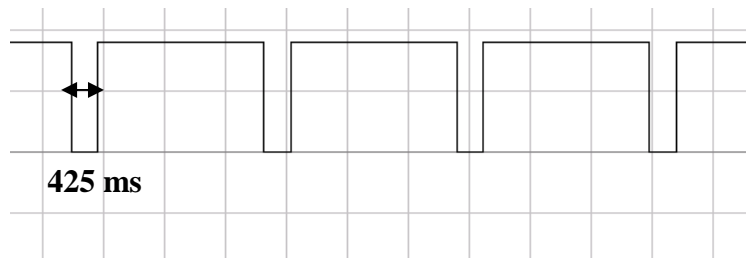


Figure 3.6. Signal du 555à durée fixe 425 ms et de période réglable de 1.6 à 3.1 s

La figure 3.7 représente une photo du circuit de l'astable 425 ms avec le réglage de la durée 425 ms.

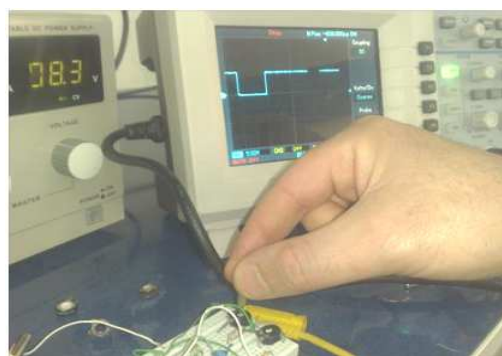
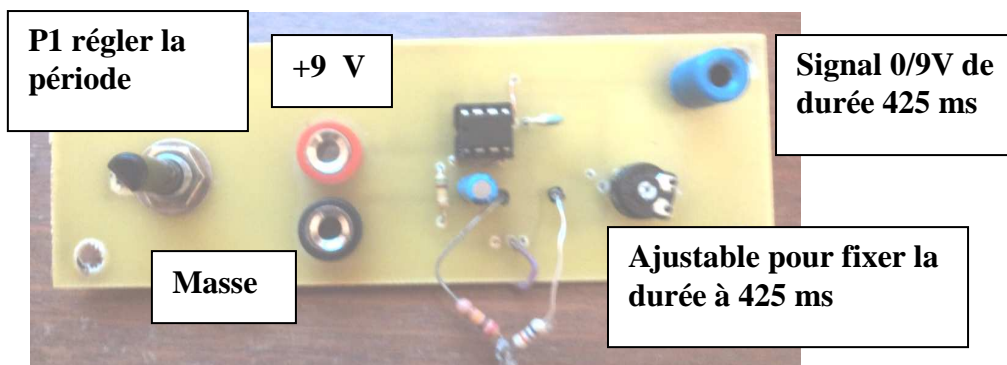


Figure 3.7 Photo du circuit astable 425 ms

3.5. MODULE COMPTEUR

Le module de comptage est basé sur compteur décimal CD 4033 à sorties sept segments.

Chapitre 3

Les caractéristiques du compteur CD4033 sont :

- Types haute tension (20V)
- décodés 7 segments Sorties d'affichage et l'ondulation D'obturation
- Compteur et 7 segments de décodage en un paquet
- facilement avec 7 segments Types d'affichage
- Opération de comptage entièrement statique DC à 6 MHz (typique) à VDD = 10 V
- Idéal pour les écrans de faible puissance
- "Occulter Ripple" et l'essai des lampes
- 100% Testé pour le courant de repos à 20V
- normalisés Caractéristiques de sortie symétrique
- 5V, 10V et 15V notations paramétriques
- Schmitt déclenché par des entrées d'horloge

Les caractéristiques du compteur CD4033 sont :

- Décennie Compter 7 Segment affichage décimal
- Fréquence Division 7 segments affiche de décimales
- Horloges, montres, minuteriers (par exemple 60, 60, 12 Compteur / Display
- Compteur / Display Driver pour les applications de compteurs

La figure 3.8 montre un brochage simple du circuit Cd 4033 qui permet de compter de 00 à 09.

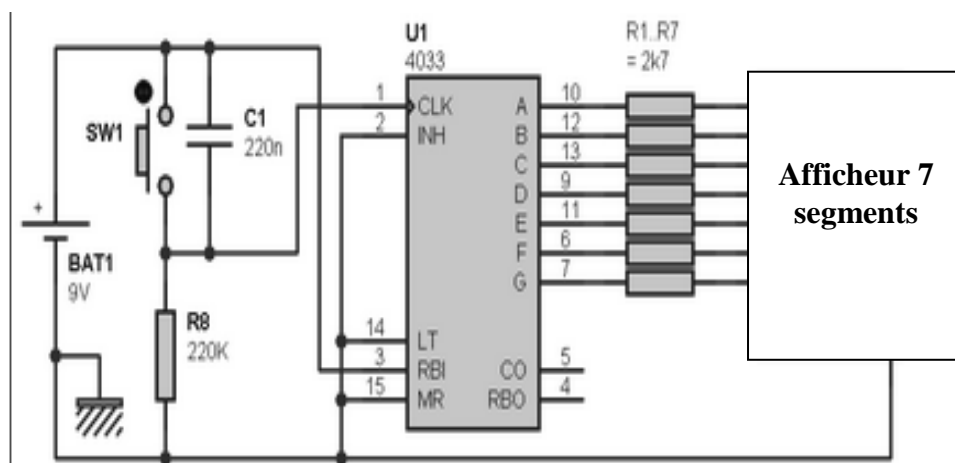


Figure 3.8. Brochage de CD 4033 pour le comptage de 00 à 09

Comme pour les autres systèmes de comptage, il est possible d'étendre la plage d'affichage, en ajoutant des afficheurs et leur logique de commande.

Dans notre projet nous avons utilisé deux compteurs CD 4033 qui permettent de visualiser une vitesse allant de 00 à 99 cm/s.

La figure 3.9 montre le brochage des deux compteurs CD 4033. Le signal Doppler est branché à la borne 1 d'horloge (CLK) du premier compteur. La borne 1 CLK du deuxième compteur est branchée à la borne CO du premier compteur pour activer les dizaines.

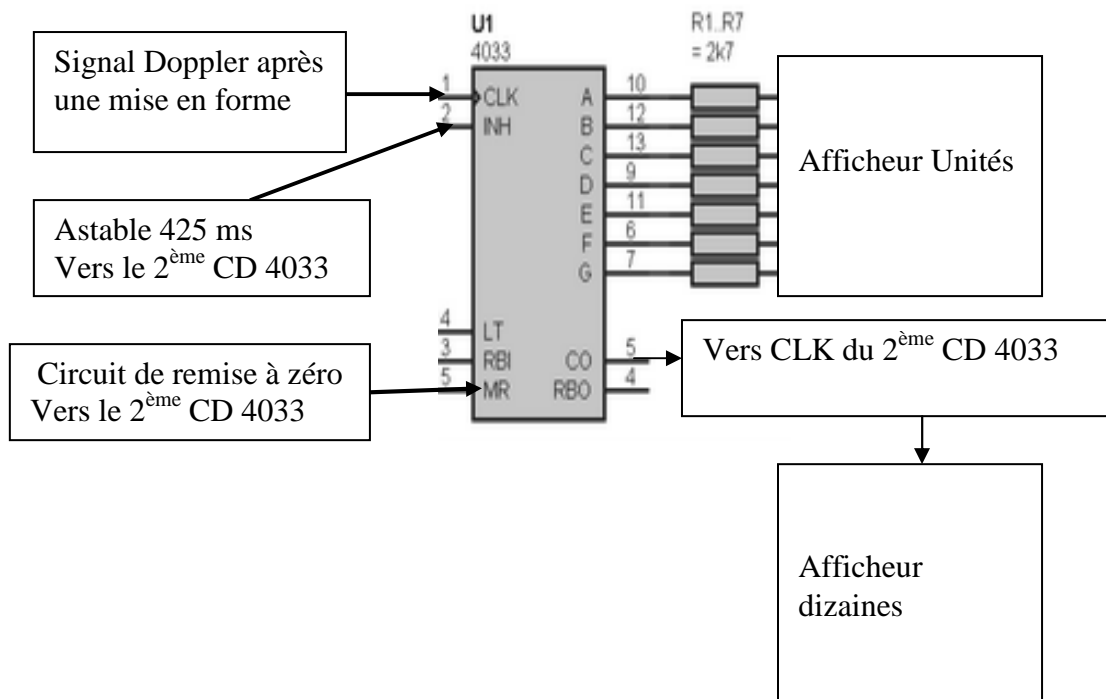


Figure 3.9. Brochage des deux CD 4033 pour le comptage de 00 à 99

Le signal 425 ms de la fenêtre de comptage de l'astable 555 est branché à la borne 2 INH des deux CD 4033.

Pendant la durée de l'état bas T_b de 425 ms, les deux compteurs commencent à compter jusqu'à la fin de la durée de la fenêtre 425.

Pendant la durée de l'état haut T_h , les deux compteurs affichent le nombre d'impulsions calculées pendant la durée 425 ms.

Le circuit de la figure 3.10 constitué de la résistance R3, le condensateur C1, la diode D2 et la porte NOR du 4001, permet la remise à zéro des compteurs. L'entrée de circuit provient de l'astable du 425 ms. La sortie de ce circuit est reliée à la borne 15 (MR : Remise à zéro) des deux compteurs CD 4033.

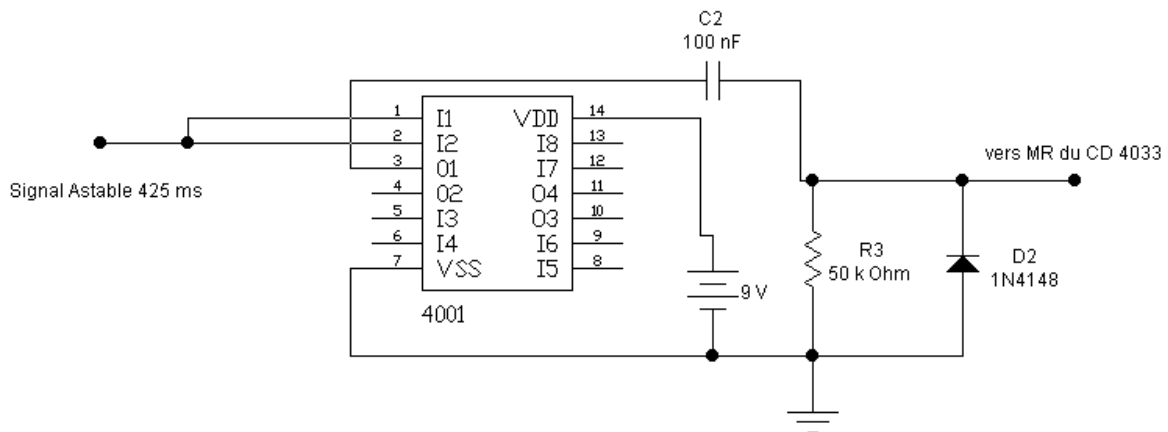


Figure 3.10. Circuit de remise à zéro

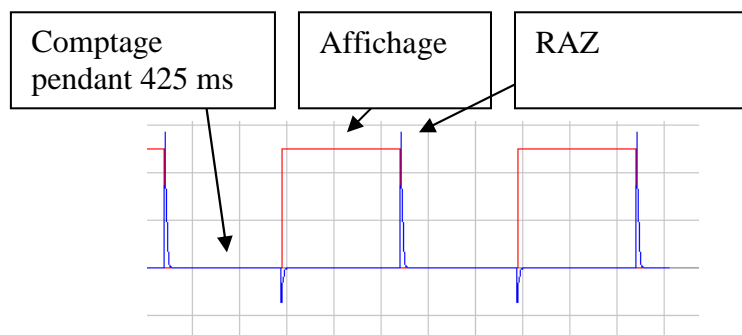


Figure 3.11. Signaux de RAZ des compteurs.

Sur la figure 3.11, nous remarquons que le signal numérique de l'astable 425 ms. L'impulsion positive générée par le circuit de la figure 3.10 permet une RAZ des deux compteurs Cd 4033.

La figure 3.12 représente un exemple de comptage en utilisant deux GBF. Le premier simule le signal 425 ms et le deuxième simule le signal de mise en forme provenant du signal Doppler.

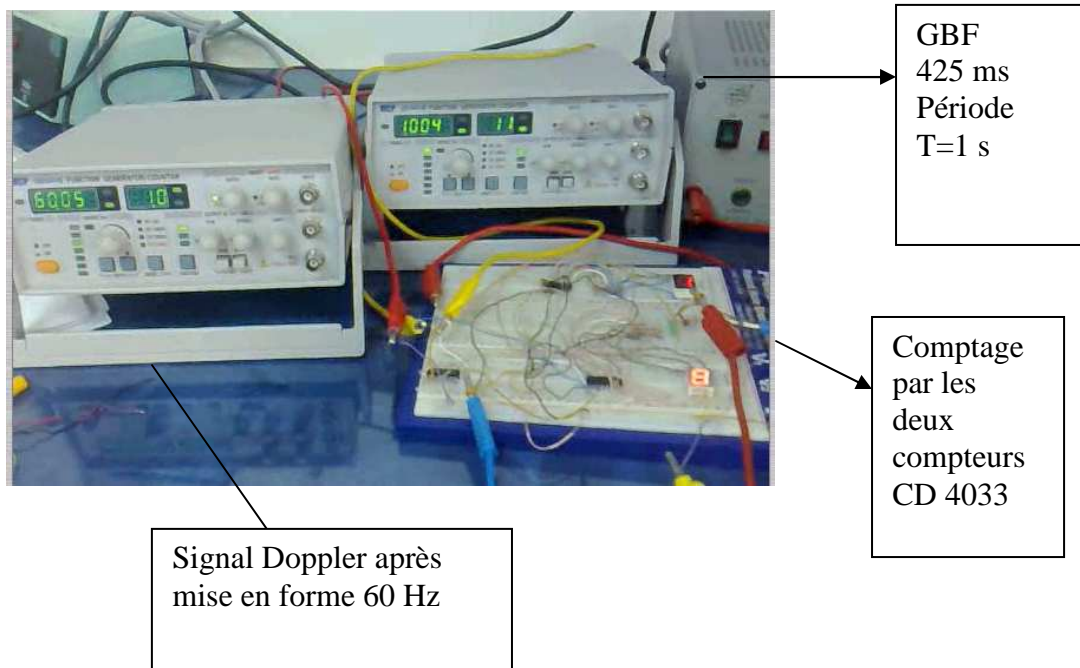


Figure 3.11. Compteur d'impulsion pendant 425 ms.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons expliqué comment nous avons réalisé la partie affichage autour des circuits CD 4033. Un circuit de mise en forme est nécessaire pour récupérer un signal numérique de même fréquence Doppler. Un circuit de remise à zéro est nécessaire aussi pour pouvoir compter de nouveau la vitesse après un temps fixé par l'utilisateur.

CONCLUSION

CONCLUSION GENERALE

L'effet Doppler utilise les ultrasons et les hyperfréquences pour détecter les vitesses et en général tout mouvement mécanique.

Dans ce projet de fin d'étude, nous avons étudié les étages qui permettent la génération du signal Doppler. Un astable 555 suivi d'un filtre de facteur de qualité élevé nous a permis de générer le signal d'émission de 40 kHz.

Deux étages d'amplification ont permis de récupérer le signal à la réception. Un multiplicateur AD 633 suivi d'un filtre nous a permis de obtenir le signal Doppler.

Un circuit de mise en forme était nécessaire pour récupérer un signal numérique de même fréquence Doppler.

Nous avons calculé la vitesse à partir deux compteurs CD 4033 permettant de calculer le nombre d'impulsions pendant 425 ms.

Les étages électroniques de notre PFE sont séparés. Nous pouvons tester chaque étage indépendamment des autres étages.

Enfin, nous proposons de modifier le module de comptage en utilisant un microcontrôleur qui nécessite bien entendu une connaissance préalable de la programmation microinformatique.

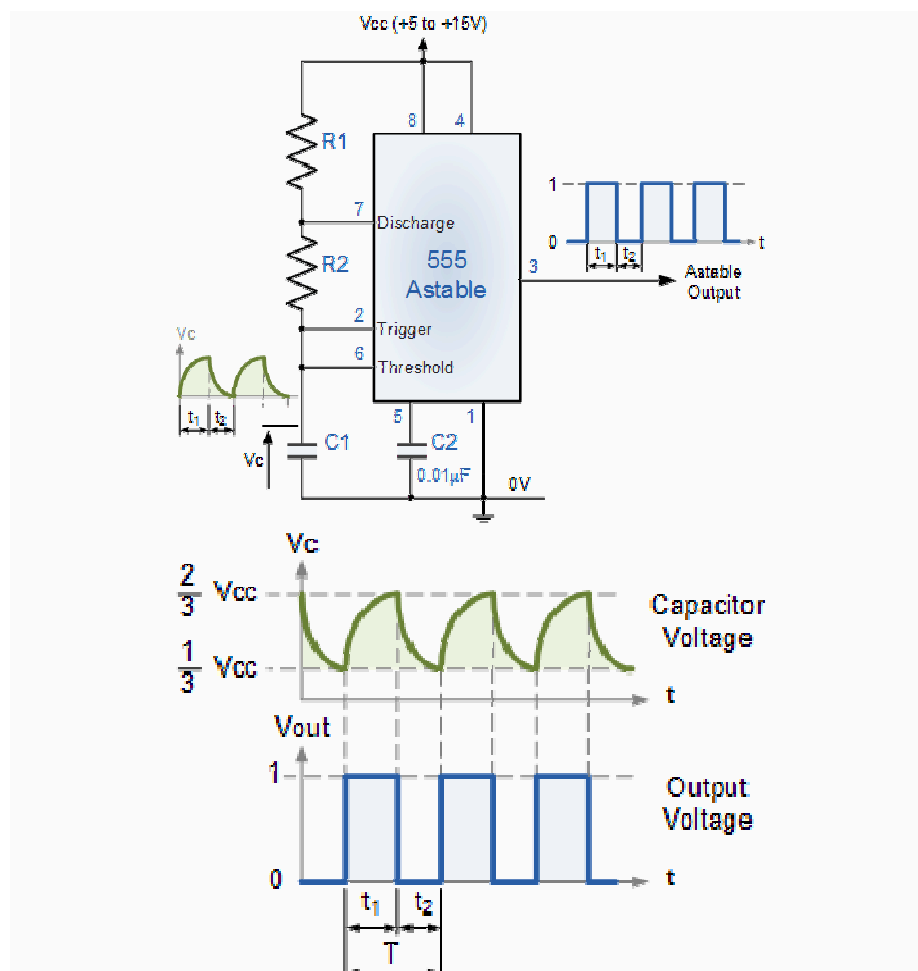
ANNEXES

The 555 Oscillator

In the previous tutorial we saw that the **555 Timer IC** can be connected either in its Monostable mode thereby producing a precision timer of a fixed time duration, or in its Bistable mode to produce a flip-flop type switching action. But we can also connect the 555 timer IC in an Astable mode to produce a very stable **555 Oscillator** circuit for generating highly accurate free running waveforms whose output frequency can be adjusted by means of an externally connected RC tank circuit consisting of just two resistors and a capacitor.

The **555 Oscillator** is another type of relaxation oscillator for generating stabilized square wave output waveforms of either a fixed frequency of up to 500kHz or of varying duty cycles from 50 to 100%. In the previous **555 Timer** tutorial we saw that the Monostable circuit produces a single output one-shot pulse when triggered on its pin 2 trigger input. In order to get the 555 Oscillator to operate as an astable multivibrator, it is necessary to continuously re-trigger the 555 IC after each and every timing cycle. This is basically achieved by connecting the *trigger* input (pin 2) and the *threshold* input (pin 6) together, thereby allowing the device to act as an astable oscillator. Then the 555 Oscillator has no stable states as it continuously switches from one state to the other. Also the single timing resistor of the previous monostable multivibrator circuit has been split into two separate resistors, R1 and R2 with their junction connected to the *discharge* input (pin 7) as shown below.

Astable 555 Oscillator



In the **555 Oscillator** above, pin 2 and pin 6 are connected together allowing the circuit to re-trigger itself on each and every cycle allowing it to operate as a free running oscillator. During each cycle capacitor, C charges up through both timing resistors, R1 and R2 but discharges itself only through resistor, R2 as the other side of R2 is connected to the *discharge* terminal, pin 7. Then the capacitor charges up to $2/3V_{CC}$ (the upper comparator limit) which is determined by the $0.693(R1+R2)C$ combination and discharges itself down to $1/3V_{CC}$ (the lower comparator limit) determined by the

0.693(R2.C) combination. This results in an output waveform whose voltage level is approximately equal to $V_{cc} - 1.5V$ and whose output "ON" and "OFF" time periods are determined by the capacitor and resistors combinations. The individual times required to complete one charge and discharge cycle of the output is therefore given as:

Astable 555 Oscillator Charge and Discharge Times

$$t_1 = 0.693(R1 + R2).C$$

and

$$t_2 = 0.693 \times R2 \times C$$

Where, R is in Ω 's and C in Farads.

When connected as an astable multivibrator, the output from the **555 Oscillator** will continue indefinitely charging and discharging between $2/3V_{cc}$ and $1/3V_{cc}$ until the power supply is removed. As with the monostable multivibrator these charge and discharge times and therefore the frequency are independent of the supply voltage. The duration of one full cycle is therefore equal to the sum of the two individual times that the capacitor charges and discharges added together and is given as:

555 Oscillator Cycle Time

$$T = t_1 + t_2 = 0.693(R1 + 2 \times R2).C$$

The output frequency of oscillations can be found by inverting the equation above for the total cycle time giving a final equation for the output frequency of an Astable 555 Oscillator as:

555 Oscillator Frequency Equation

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R1 + 2 \times R2).C}$$

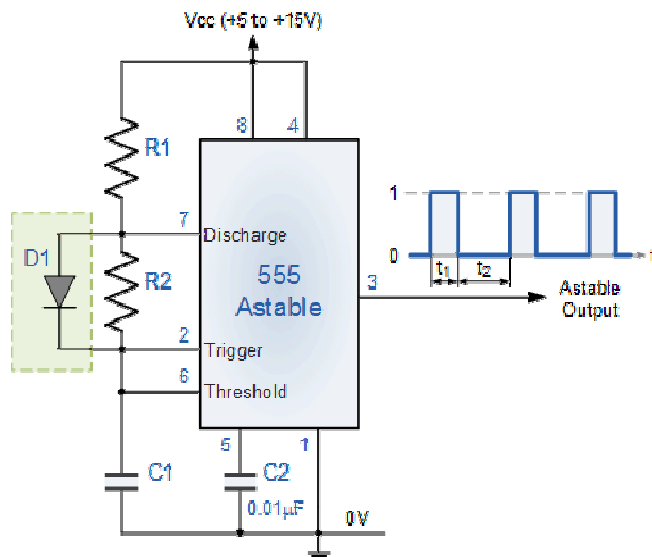
By altering the time constant of just one of the RC combinations, the **Duty Cycle** better known as the "Mark-to-Space" ratio of the output waveform can be accurately set and is given as the ratio of resistor R2 to resistor R1. The Duty Cycle for the 555 Oscillator, which is the ratio of the "ON" time divided by the "OFF" time is given by:

555 Oscillator Duty Cycle

$$\text{Duty Cycle} = \frac{T_{ON}}{T_{OFF} + T_{ON}} = \frac{R1 + R2}{(R1 + 2.R2)} \%$$

The duty cycle has no units as it is a ratio but can be expressed as a percentage (%). If both timing resistors, R1 and R2 are equal the output duty cycle will be given as 2:1 or 33%.

Improved 555 Oscillator Duty Cycle



By connecting this diode, D1 between the *trigger* input and the *discharge* input, the timing capacitor will now charge up directly through resistor R1 only, as resistor R2 is effectively shorted out by the diode. The capacitor discharges as normal through resistor, R2. Now the previous charging time of $t_1 = 0.693(R1 + R2)C$ is modified to take account of this new charging circuit and is given as: $0.693(R1.C)$. The duty cycle is therefore given as $D = R1/(R1 + R2)$. Then to generate a duty cycle of less than 50%, resistor R1 needs to be less than resistor R2.

555 Oscillator Applications

We said previously that the maximum output to either sink or source the load current via pin 3 is about 200mA and this value is more than enough to drive or switch other logic IC's, a few LED's or a small lamp etc and that we would need to use a bipolar transistor or MOSFET to amplify the 555's output to drive larger current loads such as motor or relays. But the **555 Oscillator** can be used in a wide range of waveform generator circuits and applications that require very little output current such as in electronic test equipment for producing a whole range of different output test frequencies from very accurate sine, square and pulse waveforms or as LED or lamp flashers and dimmers to simple noise making circuits such as metronomes, tone and sound effects generators and even musical toys for Christmas.

We could very easily build a simple 555 oscillator circuit to flash a few LED's "ON" and "OFF", but one very nice and simple to build project using an astable based 555 oscillator is that of an Electronic Metronome. Metronomes are devices used to mark time in pieces of music by producing a regular and recurring musical beat or click. A simple electronic metronome can be made using a 555 oscillator as the main timing device and by adjusting the output frequency of the oscillator the tempo or "Beats per Minute" can be set. A tempo of 60 beats per minute means that one beat will occur every second and in electronics terms that equates to 1Hz. So by using some very common musical definitions we can easily build a table of the different frequencies required for our metronome circuit as shown below.

Features

- High Voltage Types (20V Rating)
- Decoded 7 Segment Display Outputs and Ripple Blanking
- Counter and 7 Segment Decoding in One Package
- Easily Interfaced with 7 Segment Display Types
- Fully Static Counter Operation DC to 6MHz (typ.) at VDD = 10V
- Ideal for Low-Power Displays
- "Ripple Blanking" and Lamp Test
- 100% Tested for Quiescent Current at 20V
- Standardized Symmetrical Output Characteristics
- 5V, 10V and 15V Parametric Ratings
- Schmitt-Triggered Clock Inputs
- Meets All Requirements of JEDEC Tentative Standards No. 13B, "Standard Specifications for Description of "B" Series CMOS Device's

Applications

- Decade Counting 7 Segment Decimal Display
- Frequency Division 7 Segment Decimal Displays
- Clocks, Watches, Timers (e.g. ÷ 60, ÷ 60, ÷ 12 Counter/Display)
- Counter/Display Driver For Meter Applications

Description

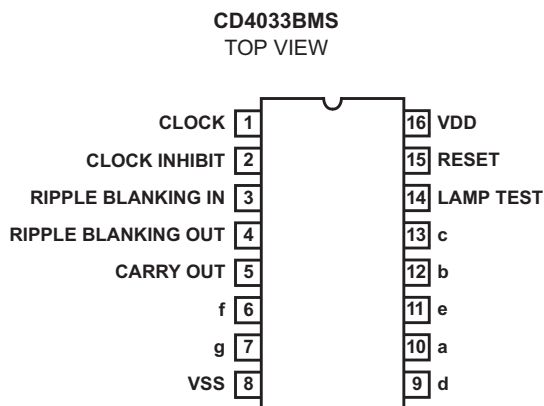
CD4033BMS consists of a 5 stage Johnson decade counter and an output decoder which converts the Johnson code to a 7 segment decoded output for driving one stage in a numerical display.

This device is particularly advantageous in display applications where low power dissipation and/or low package count is important.

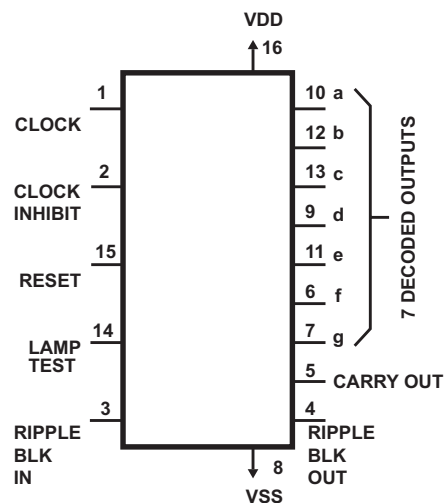
A high RESET signal clears the decade counter to its zero count. The counter is advanced one count at the positive clock signal transition if the CLOCK INHIBIT signal is low. Counter advancement via the clock line is inhibited when the CLOCK INHIBIT signal is high. The CLOCK INHIBIT signal can be used as a negative-edge clock if the clock line is held high. Antilock gating is provided on the JOHNSON counter, thus assuring proper counting sequence. The CARRY-OUT (Cout) signal completes one cycle every ten CLOCK INPUT cycles and is used to clock the succeeding decade directly in a multi-decade counting chain.

The seven decoded outputs (a, b, c, d, e, f, g) illuminate the proper segments in a seven segment display device used for representing the decimal numbers 0 to 9. The 7 segment outputs go high on selection.

Pinout



Functional Diagram



CD4033BMS

The CD4033BMS has provisions for automatic blanking of the non-significant zeros in a multi-digit decimal number which results in an easily readable display consistent with normal writing practice. For example, the number 0050.0700 in an eight digit display would be displayed as 50.07. Zero suppression on the integer side is obtained by connecting the RBI terminal of the CD4033BMS associated with the most significant digit in the display to a low-level voltage and connecting the RBO terminal of that stage to the RBI terminal of the CD4033BMS in the next-lower significant position in the display. This procedure is continued for each succeeding CD4033BMS on the interger side of the display.

On the fraction side of the display the RBI of the CD4033BMS associated with the least significant bit is connected to a low-level voltage and the RBO of that CD4033BMS is connected to the RBI terminal of the CD4033BMS in the next more-significant-bit position. Again, this procedure is continued for all CD4033BMS's on the fraction side of the display.

In a purely fractional number the zero immediately preceding the decimal point can be displayed by connecting the RBI of that stage to a high level voltage (instead of to the RBO of the next more-significant-stage). For example: optional zero → 0.7346. Likewise, the zero in a number such as 763.0 can be displayed by connecting the RBI of the CD4033BMS associated with it to a high-level voltage.

Ripple blanking of non-significant zeros provides an appreciable savings in display power.

The CD4033BMS has a LAMP TEST input which, when connected to a high-level voltage, overrides normal decoder operation and enables a check to be made on possible display malfunctions by putting the seven outputs in the high state.

The CD4033BMS are supplied in these 16 lead outline packages:

Braze Seal DIP	H4W
Frit Seal DIP	H2R
Ceramic Flatpack	H6W

Logic Diagram

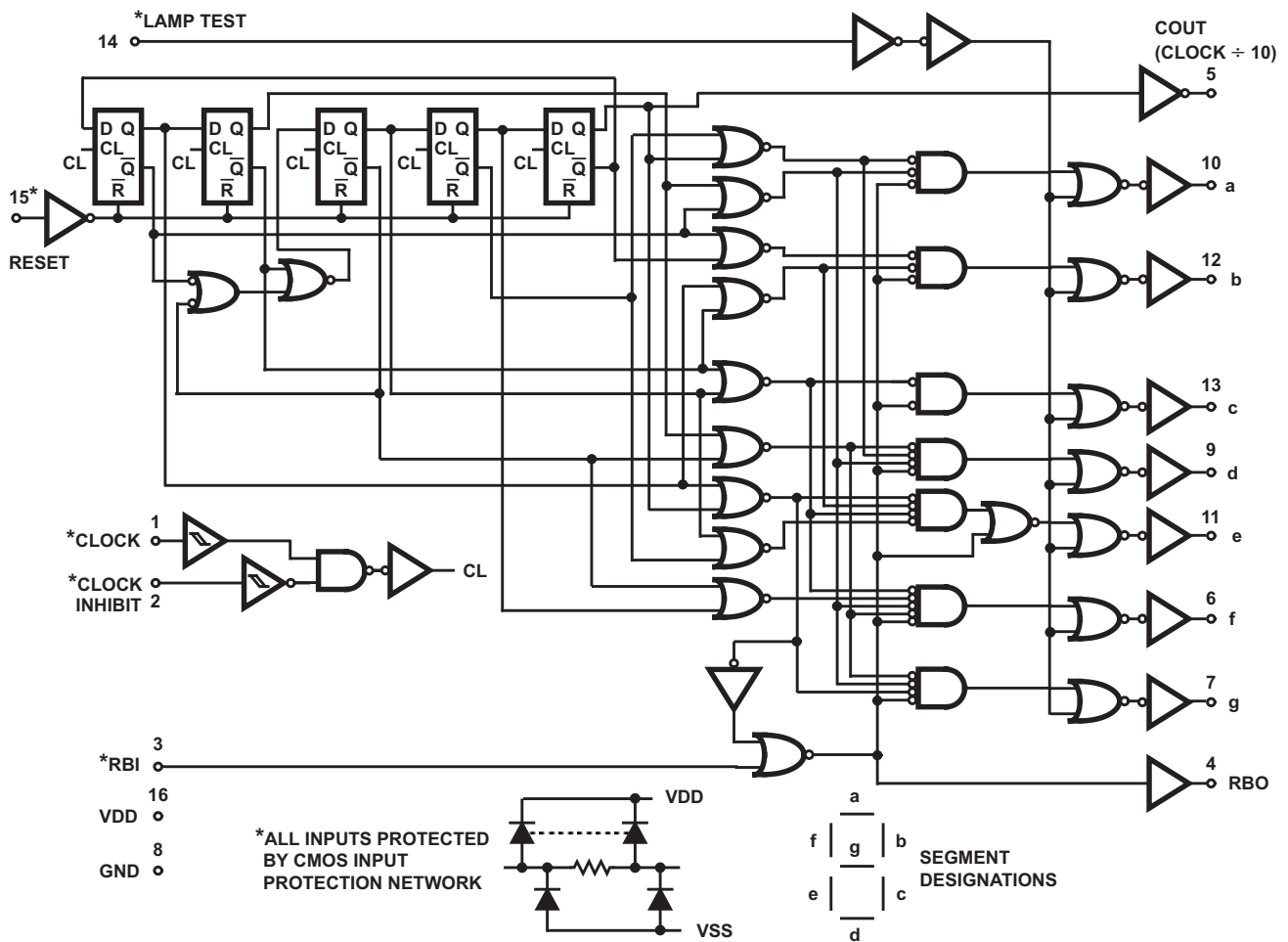


FIGURE 1. CD4033BMS

Specifications CD4033BMS

Absolute Maximum Ratings

DC Supply Voltage Range, (VDD) -0.5V to +20V
 (Voltage Referenced to VSS Terminals)
 Input Voltage Range, All Inputs -0.5V to VDD +0.5V
 DC Input Current, Any One Input ±10mA
 Operating Temperature Range -55°C to +125°C
 Package Types D, F, K, H
 Storage Temperature Range (TSTG) -65°C to +150°C
 Lead Temperature (During Soldering) +265°C
 At Distance 1/16 ± 1/32 Inch (1.59mm ± 0.79mm) from case for
 10s Maximum

Reliability Information

Thermal Resistance θ_{ja} θ_{jc}
 Ceramic DIP and FRIT Package 80°C/W 20°C/W
 Flatpack Package 70°C/W 20°C/W
 Maximum Package Power Dissipation (PD) at +125°C
 For TA = -55°C to +100°C (Package Type D, F, K) 500mW
 For TA = +100°C to +125°C (Package Type D, F, K) Derate
 Linearity at 12mW/°C to 200mW
 Device Dissipation per Output Transistor 100mW
 For TA = Full Package Temperature Range (All Package Types)
 Junction Temperature +175°C

TABLE 1. DC ELECTRICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS (NOTE 1)		GROUP A SUBGROUPS	TEMPERATURE	LIMITS		UNITS
						MIN	MAX	
Supply Current	IDD	VDD = 20V, VIN = VDD or GND		1	+25°C	-	10	μA
				2	+125°C	-	1000	μA
		VDD = 18V, VIN = VDD or GND		3	-55°C	-	10	μA
Input Leakage Current	IIL	VIN = VDD or GND	VDD = 20	1	+25°C	-100	-	nA
			VDD = 18V	2	+125°C	-1000	-	nA
				3	-55°C	-100	-	nA
Input Leakage Current	IIH	VIN = VDD or GND	VDD = 20	1	+25°C	-	100	nA
			VDD = 18V	2	+125°C	-	1000	nA
				3	-55°C	-	100	nA
Output Voltage	VOL15	VDD = 15V, No Load		1, 2, 3	+25°C, +125°C, -55°C	-	50	mV
Output Voltage	VOH15	VDD = 15V, No Load (Note 3)		1, 2, 3	+25°C, +125°C, -55°C	14.95	-	V
Output Current (Sink)	IOL5	VDD = 5V, VOUT = 0.4V		1	+25°C	0.53	-	mA
Output Current (Sink)	IOL10	VDD = 10V, VOUT = 0.5V		1	+25°C	1.4	-	mA
Output Current (Sink)	IOL15	VDD = 15V, VOUT = 1.5V		1	+25°C	3.5	-	mA
Output Current (Source)	IOH5A	VDD = 5V, VOUT = 4.6V		1	+25°C	-	-0.53	mA
Output Current (Source)	IOH5B	VDD = 5V, VOUT = 2.5V		1	+25°C	-	-1.8	mA
Output Current (Source)	IOH10	VDD = 10V, VOUT = 9.5V		1	+25°C	-	-1.4	mA
Output Current (Source)	IOH15	VDD = 15V, VOUT = 13.5V		1	+25°C	-	-3.5	mA
N Threshold Voltage	VNTH	VDD = 10V, ISS = -10μA		1	+25°C	-2.8	-0.7	V
P Threshold Voltage	VPTH	VSS = 0V, IDD = 10μA		1	+25°C	0.7	2.8	V
Functional	F	VDD = 2.8V, VIN = VDD or GND		7	+25°C	VOH > VDD/2	VOL < VDD/2	V
		VDD = 20V, VIN = VDD or GND		7	+25°C			
		VDD = 18V, VIN = VDD or GND		8A	+125°C			
		VDD = 3V, VIN = VDD or GND		8B	-55°C			
Input Voltage Low (Note 2)	VIL	VDD = 5V, VOH > 4.5V, VOL < 0.5V		1, 2, 3	+25°C, +125°C, -55°C	-	1.5	V
Input Voltage High (Note 2)	VIH	VDD = 5V, VOH > 4.5V, VOL < 0.5V		1, 2, 3	+25°C, +125°C, -55°C	3.5	-	V
Input Voltage Low (Note 2)	VIL	VDD = 15V, VOH > 13.5V, VOL < 1.5V		1, 2, 3	+25°C, +125°C, -55°C	-	4	V
Input Voltage High (Note 2)	VIH	VDD = 15V, VOH > 13.5V, VOL < 1.5V		1, 2, 3	+25°C, +125°C, -55°C	11	-	V

NOTES: 1. All voltages referenced to device GND, 100% testing being implemented.
 2. Go/No Go test with limits applied to inputs.
 3. For accuracy, voltage is measured differentially to VDD. Limit is 0.050V max.

Specifications CD4033BMS

TABLE 2. AC ELECTRICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS (NOTE 1, 2)	GROUP A SUBGROUPS	TEMPERATURE	LIMITS		UNITS
					MIN	MAX	
Propagation Delay Clock To Carry Out	TPHL1 TPLH1	VDD = 5V, VIN = VDD or GND	9	+25°C	-	500	ns
			10, 11	+125°C, -55°C	-	675	ns
Propagation Delay Clock To Decode Out	TPHL2 TPLH2	VDD = 5V, VIN = VDD or GND	9	+25°C	-	700	ns
			10, 11	+125°C, -55°C	-	945	ns
Propagation Delay Reset To Carry Out	TPLH3	VDD = 5V, VIN = VDD or GND	9	+25°C	-	550	ns
			10, 11	+125°C, -55°C	-	743	ns
Propagation Delay Reset To Decode Out	TPHL4 TPLH4	VDD = 5V, VIN = VDD or GND	9	+25°C	-	600	ns
			10, 11	+125°C, -55°C	-	810	ns
Transition Time	TTHL TTLH	VDD = 5V, VIN = VDD or GND	9	+25°C	-	200	ns
			10, 11	+125°C, -55°C	-	270	ns
Maximum Clock Input Frequency	FCL	VDD = 5V, VIN = VDD or GND	9	+25°C	2.5	-	MHz
			10, 11	+125°C, -55°C	1.85	-	MHz

NOTES:

1. VDD = 5V, CL = 50pF, RL = 200K
2. -55°C and +125°C limits guaranteed, 100% testing being implemented.

TABLE 3. ELECTRICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	NOTES	TEMPERATURE	LIMITS		UNITS
					MIN	MAX	
Supply Current	IDD	VDD = 5V, VIN = VDD or GND	1, 2	-55°C, +25°C	-	5	μA
				+125°C	-	150	μA
		VDD = 10V, VIN = VDD or GND	1, 2	-55°C, +25°C	-	10	μA
				+125°C	-	300	μA
		VDD = 15V, VIN = VDD or GND	1, 2	-55°C, +25°C	-	10	μA
				+125°C	-	600	μA
Output Voltage	VOL	VDD = 5V, No Load	1, 2	+25°C, +125°C, -55°C	-	50	mV
Output Voltage	VOL	VDD = 10V, No Load	1, 2	+25°C, +125°C, -55°C	-	50	mV
Output Voltage	VOH	VDD = 5V, No Load	1, 2	+25°C, +125°C, -55°C	4.95	-	V
Output Voltage	VOH	VDD = 10V, No Load	1, 2	+25°C, +125°C, -55°C	9.95	-	V
Output Current (Sink)	IOL5	VDD = 5V, VOUT = 0.4V	1, 2	+125°C	0.36	-	mA
				-55°C	0.64	-	mA
Output Current (Sink)	IOL10	VDD = 10V, VOUT = 0.5V	1, 2	+125°C	0.9	-	mA
				-55°C	1.6	-	mA
Output Current (Sink)	IOL15	VDD = 15V, VOUT = 1.5V	1, 2	+125°C	2.4	-	mA
				-55°C	4.2	-	mA
Output Current (Source)	IOH5A	VDD = 5V, VOUT = 4.6V	1, 2	+125°C	-	-0.36	mA
				-55°C	-	-0.64	mA
Output Current (Source)	IOH5B	VDD = 5V, VOUT = 2.5V	1, 2	+125°C	-	-1.15	mA
				-55°C	-	-2.0	mA
Output Current (Source)	IOH10	VDD = 10V, VOUT = 9.5V	1, 2	+125°C	-	-0.9	mA
				-55°C	-	-2.6	mA

Specifications CD4033BMS

TABLE 3. ELECTRICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	NOTES	TEMPERATURE	LIMITS		UNITS
					MIN	MAX	
Output Current (Source)	IOH15	VDD = 15V, VOUT = 13.5V	1, 2	+125°C	-	-2.4	mA
				-55°C	-	-4.2	mA
Input Voltage Low	VIL	VDD = 10V, VOH > 9V, VOL < 1V	1, 2	+25°C, +125°C, -55°C	-	3	V
Input Voltage High	VIH	VDD = 10V, VOH > 9V, VOL < 1V	1, 2	+25°C, +125°C, -55°C	+7	-	V
Propagation Delay Clock To Carry Out	TPHL1 TPLH1	VDD = 10V	1, 2, 3	+25°C	-	200	ns
		VDD = 15V	1, 2, 3	+25°C	-	150	ns
Propagation Delay Clock To Decode Out	TPHL2 TPLH2	VDD = 10V	1, 2, 3	+25°C	-	250	ns
		VDD = 15V	1, 2, 3	+25°C	-	180	ns
Propagation Delay Reset To Carry Out	TPLH3	VDD = 10V	1, 2, 3	+25°C	-	240	ns
		VDD = 15V	1, 2, 3	+25°C	-	160	ns
Propagation Delay Reset To Decode Out	TPHL4 TPLH4	VDD = 10V	1, 2, 3	+25°C	-	250	ns
		VDD = 15V	1, 2, 3	+25°C	-	180	ns
Transition Time	TTHL TTLH	VDD = 10V	1, 2, 3	+25°C	-	100	ns
		VDD = 15V	1, 2, 3	+25°C	-	50	ns
Maximum Clock Input Frequency	FCL	VDD = 10V	1, 2, 3	+25°C	5.5	-	MHz
		VDD = 15V	1, 2, 3	+25°C	8	-	MHz
Minimum Reset Pulse Width	TW	VDD = 5V	1, 2, 3	+25°C	-	120	ns
		VDD = 10V	1, 2, 3	+25°C	-	100	ns
		VDD = 15V	1, 2, 3	+25°C	-	50	ns
Minimum Reset Removal Time	TREM	VDD = 5V	1, 2, 3	+25°C	-	30	ns
		VDD = 10V	1, 2, 3	+25°C	-	15	ns
		VDD = 15V	1, 2, 3	+25°C	-	10	ns
Minimum Clock Pulse Width	TW	VDD = 5V	1, 2, 3	+25°C	-	220	ns
		VDD = 10V	1, 2, 3	+25°C	-	100	ns
		VDD = 15V	1, 2, 3	+25°C	-	80	ns
Input Capacitance	CIN	Any Input	1, 2	+25°C	-	7	pF

NOTES:

1. All voltages referenced to device GND.
2. The parameters listed on Table 3 are controlled via design or process and are not directly tested. These parameters are characterized on initial design release and upon design changes which would affect these characteristics.
3. CL = 50pF, RL = 200K, Input TR, TF < 20ns.

TABLE 4. POST IRRADIATION ELECTRICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	NOTES	TEMPERATURE	LIMITS		UNITS
					MIN	MAX	
Supply Current	IDD	VDD = 20V, VIN = VDD or GND	1, 4	+25°C	-	25	μA
N Threshold Voltage	VNTH	VDD = 10V, ISS = -10μA	1, 4	+25°C	-2.8	-0.2	V
N Threshold Voltage Delta	ΔVTN	VDD = 10V, ISS = -10μA	1, 4	+25°C	-	±1	V
P Threshold Voltage	VTP	VSS = 0V, IDD = 10μA	1, 4	+25°C	0.2	2.8	V
P Threshold Voltage Delta	ΔVTP	VSS = 0V, IDD = 10μA	1, 4	+25°C	-	±1	V
Functional	F	VDD = 18V, VIN = VDD or GND	1	+25°C	VOH >	VOL <	V
		VDD = 3V, VIN = VDD or GND			VDD/2	VDD/2	

Specifications CD4033BMS

TABLE 4. POST IRRADIATION ELECTRICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	NOTES	TEMPERATURE	LIMITS		UNITS
					MIN	MAX	
Propagation Delay Time	TPHL TPLH	VDD = 5V	1, 2, 3, 4	+25°C	-	1.35 x +25°C Limit	ns

NOTES: 1. All voltages referenced to device GND. 3. See Table 2 for +25°C limit.
2. CL = 50pF, RL = 200K, Input TR, TF < 20ns. 4. Read and Record

TABLE 5. BURN-IN AND LIFE TEST DELTA PARAMETERS +25°C

PARAMETER	SYMBOL	DELTA LIMIT
Supply Current - MSI-2	IDD	± 1.0µA
Output Current (Sink)	IOL5	± 20% x Pre-Test Reading
Output Current (Source)	IOH5A	± 20% x Pre-Test Reading

TABLE 6. APPLICABLE SUBGROUPS

CONFORMANCE GROUP	MIL-STD-883 METHOD	GROUP A SUBGROUPS	READ AND RECORD
Initial Test (Pre Burn-In)	100% 5004	1, 7, 9	IDD, IOL5, IOH5A
Interim Test 1 (Post Burn-In)	100% 5004	1, 7, 9	IDD, IOL5, IOH5A
Interim Test 2 (Post Burn-In)	100% 5004	1, 7, 9	IDD, IOL5, IOH5A
PDA (Note 1)	100% 5004	1, 7, 9, Deltas	
Interim Test 3 (Post Burn-In)	100% 5004	1, 7, 9	IDD, IOL5, IOH5A
PDA (Note 1)	100% 5004	1, 7, 9, Deltas	
Final Test	100% 5004	2, 3, 8A, 8B, 10, 11	
Group A	Sample 5005	1, 2, 3, 7, 8A, 8B, 9, 10, 11	
Group B	Subgroup B-5	1, 2, 3, 7, 8A, 8B, 9, 10, 11, Deltas	Subgroups 1, 2, 3, 9, 10, 11
	Subgroup B-6	1, 7, 9	
Group D	Sample 5005	1, 2, 3, 8A, 8B, 9	Subgroups 1, 2, 3

NOTE: 1. 5% Parametric, 3% Functional; Cumulative for Static 1 and 2.

TABLE 7. TOTAL DOSE IRRADIATION

CONFORMANCE GROUPS	MIL-STD-883 METHOD	TEST		READ AND RECORD	
		PRE-IRRAD	POST-IRRAD	PRE-IRRAD	POST-IRRAD
Group E Subgroup 2	5005	1, 7, 9	Table 4	1, 9(Table 4

TABLE 8. BURN-IN AND IRRADIATION TEST CONNECTIONS

FUNCTION	OPEN	GROUND	VDD	9V ± -0.5V	OSCILLATOR	
					50kHz	25kHz
PART NUMBER						
Static Burn-In 1 (Note 1)	4 - 7, 9 - 14	1 - 3, 8, 15	16			
Static Burn-In 2 (Note 1)	1, 2, 14, 15	3 - 6, 8, 10 - 13	7, 9, 16			
Dynamic Burn-In (Note 1)	-	2, 8, 15	3, 16	4 - 7, 9 - 13	1	
Irradiation (Note 2)	4 - 7, 9 - 14	8	1 - 3, 15, 16			
PART NUMBER CD4033BMS						

Specifications CD4033BMS

TABLE 8. BURN-IN AND IRRADIATION TEST CONNECTIONS

FUNCTION	OPEN	GROUND	VDD	9V ± 0.5V	OSCILLATOR	
					50kHz	25kHz
Static Burn-In 1 Note 1	4 - 7, 9 - 13	1 - 3, 8, 14, 15	16			
Static Burn-In 2 Note 1	4 - 7, 9 - 13	8	1 - 3, 14 - 16			
Dynamic Burn-In Note 1	-	2, 3, 8, 14, 15	16	4 - 7, 9 - 13	1	
Irradiation Note 2	4 - 7, 9 - 13	8	1 - 3, 14 - 16			

NOTE:

1. Each pin except VDD and GND will have a series resistor of $10K \pm 5\%$, VDD = $18V \pm 0.5V$
2. Each pin except VDD and GND will have a series resistor of $47K \pm 5\%$; Group E, Subgroup 2, sample size is 4 dice/wafer, 0 failures, VDD = $10V \pm 0.5V$

Timing Diagram

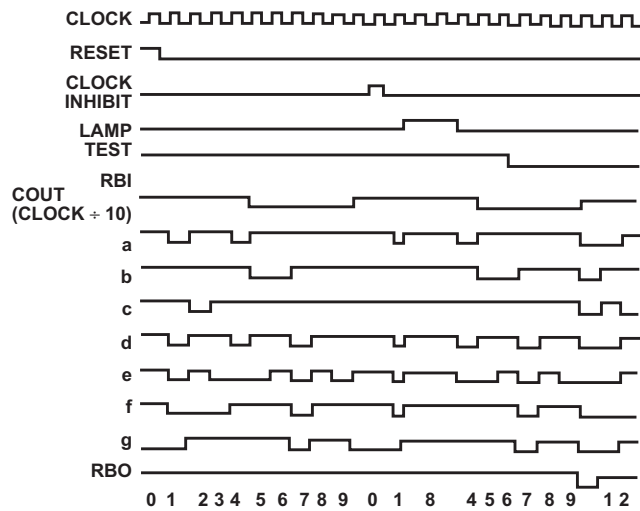


FIGURE 2. CD4033BMS TIMING DIAGRAM

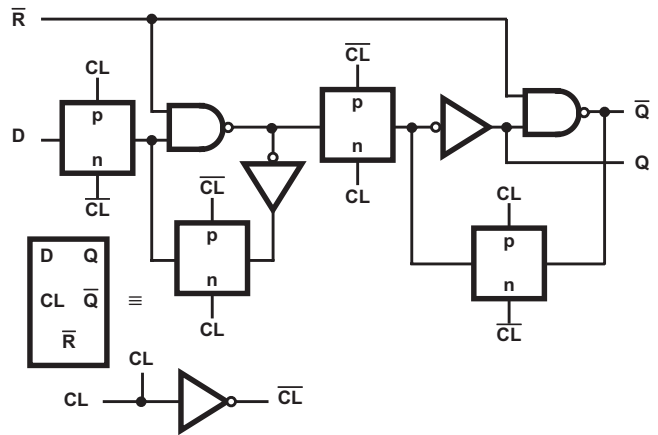


FIGURE 3. DETAIL OF TYPICAL FLIP-FLOP STAGE

Typical Performance Characteristics

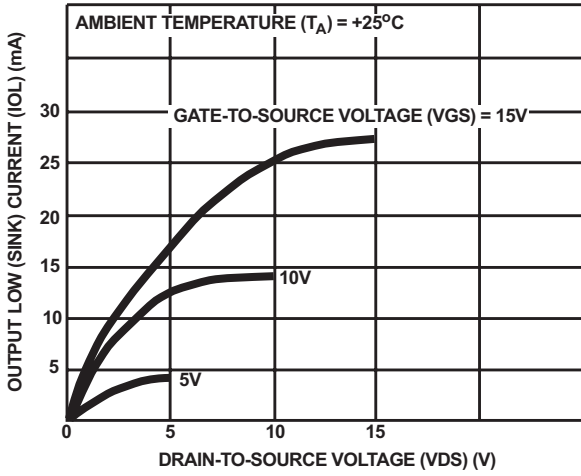


FIGURE 4. TYPICAL N-CHANNEL OUTPUT LOW (SINK) CURRENT CHARACTERISTICS

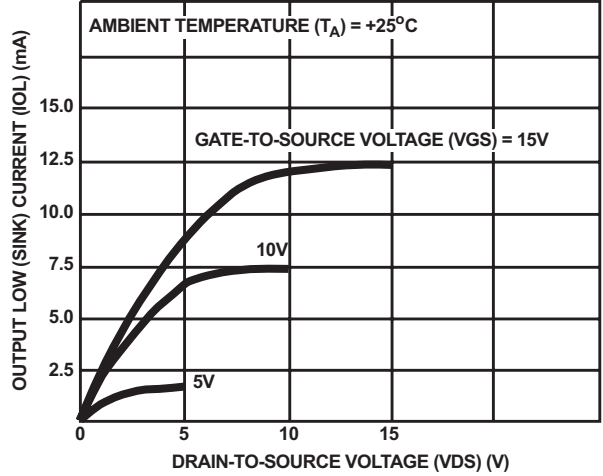


FIGURE 5. MINIMUM N-CHANNEL OUTPUT LOW (SINK) CURRENT CHARACTERISTICS

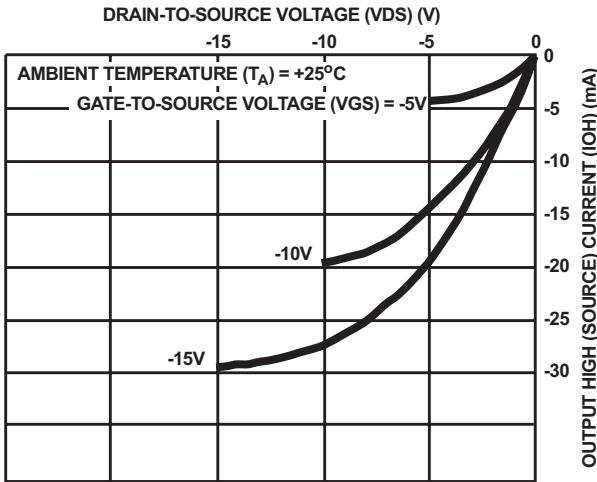


FIGURE 6. TYPICAL P-CHANNEL OUTPUT HIGH (SOURCE) CURRENT CHARACTERISTICS

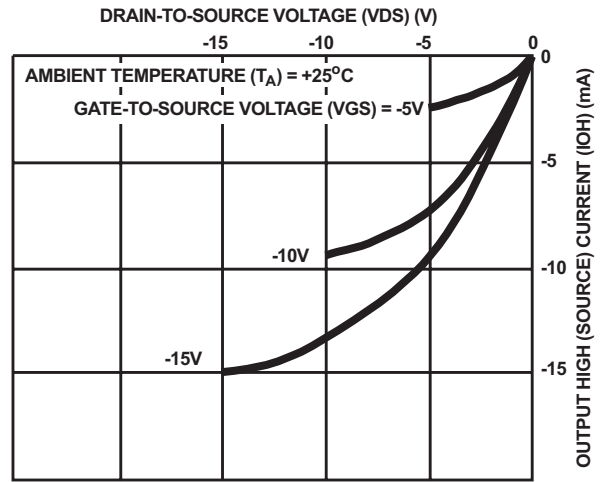


FIGURE 7. MINIMUM P-CHANNEL OUTPUT HIGH (SOURCE) CURRENT CHARACTERISTICS

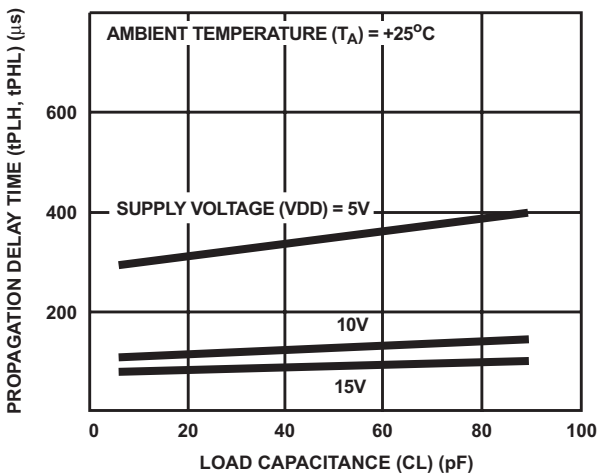


FIGURE 8. TYPICAL PROPAGATION DELAY TIME AS A FUNCTION OF LOAD CAPACITANCE FOR DECODED OUTPUTS

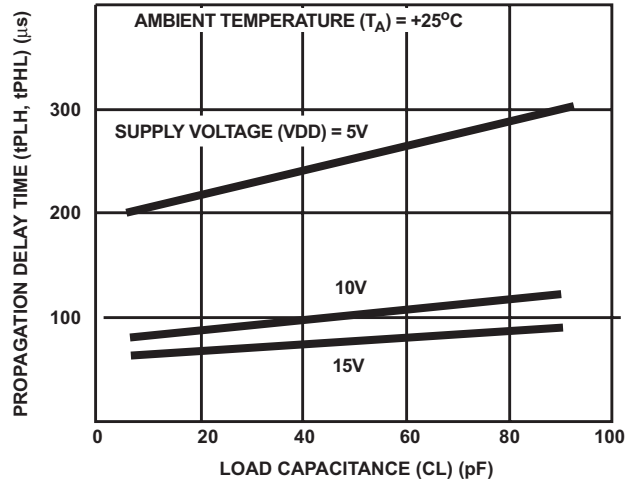


FIGURE 9. TYPICAL PROPAGATION DELAY TIME AS A FUNCTION OF LOAD CAPACITANCE FOR CARRY-OUT OUTPUTS

CD4033BMS

Typical Performance Characteristics (Continued)

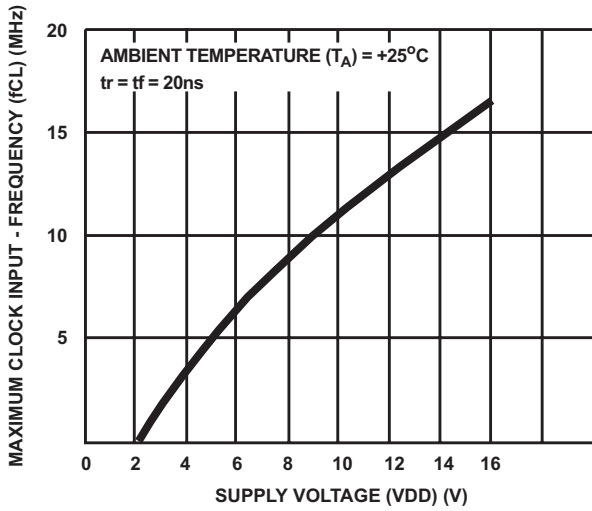


FIGURE 10. TYPICAL MAXIMUM CLOCK INPUT FREQUENCY AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE

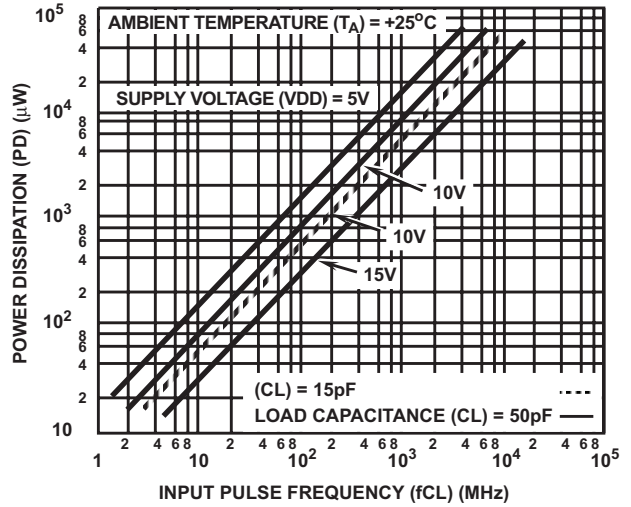
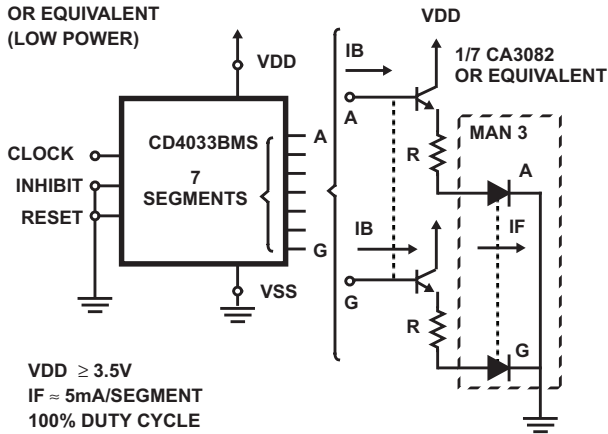


FIGURE 11. TYPICAL POWER DISSIPATION AS A FUNCTION OF CLOCK INPUT FREQUENCY

Light Emitting Diode Displays

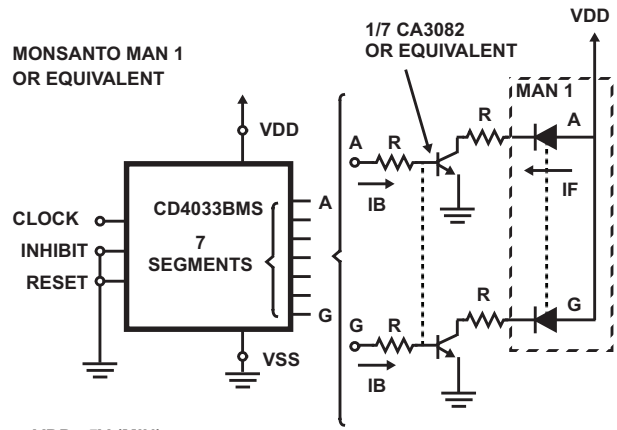
MONSANTO MAN 3
OR EQUIVALENT
(LOW POWER)



VDD ≥ 3.5V
IF = 5mA/SEGMENT
100% DUTY CYCLE
 $R = \frac{VP - VBE - VF(LED)}{ILED}$

WHERE VP = INPUT PULSE
VF = FORWARD DROP
ACROSS DIODE

MONSANTO MAN 1
OR EQUIVALENT



VDD 5V (MIN)
IB 0.4mA
IF 12mA/Seg.(100% DUTY CYCLE)
bdc(MIN) 30
VCE(SAT) ≤ 0.5V

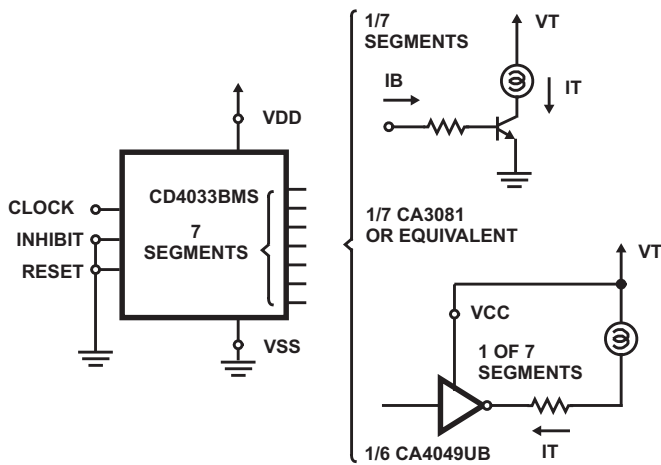
$R = \frac{VDD - VCE(sat) - VF(LED)}{ILED}$

WHERE VF = FORWARD DROP ACROSS DIODE

FIGURE 12. INTERFACING THE CD4033BMS WITH COMMERCIALY AVAILABLE LIGHT EMITTING DIODE DISPLAYS

CD4033BMS

7-Segment Display Devices



INCANDESCENT READOUTS

Numitron DR2000 Series
TUBE REQUIREMENTS
VT = 3.5 - 5V
IT = 24mA Segment

ASSUMED TRANSISTOR CHARACTERISTICS

CD4049UB

at VCC = 10V (min)
Vo "0" ≤ 2V
IT = 8mA (min)
VT ≈ 3.5V to 6V

CD4049UB

at VCC = 10V (min)
Vo "0" ≤ 0.6V
IT = 8mA (min)

LOW-POWER INCANDESCENT READOUTS

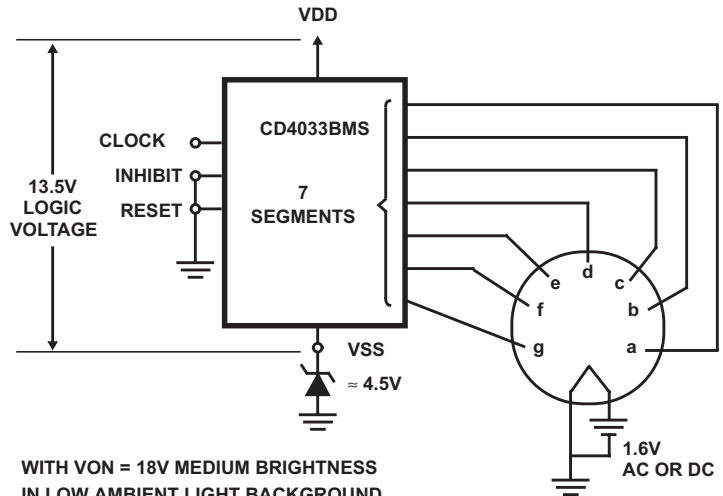
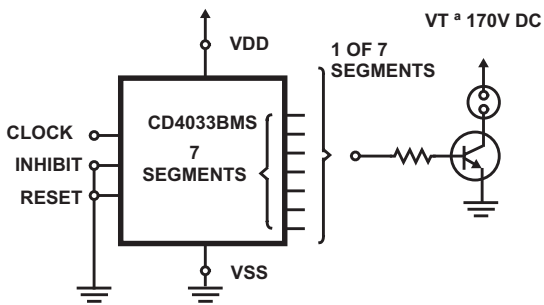
PINLITES INC-Series O and R

ASSUMED TRANSISTOR CHARACTERISTICS

at VCC = 6V (min)
Vo "0" ≤ 1V
IT = 5mA (min)
VT ≈ 1.5V to 3.5V

TUBE REQUIREMENTS	VT(V)	mA/Segment	β_{dc} (min) ≥ 30
0-03-15	1.5	8	VCE (sat) ≤ 0.5V
0-04-30	3	8	
0-06-30	3	8	VCC ≥ 3.5V (min)
R-R3-20	2	4.3	IB ≥ 0.25mA (min)
R-R4-30	3	4.3	IT ≤ 7.5mA (min)

*The interfacing buffers shown, while a necessity with the CD4033A, are not required when using the "B" devices; the "B" outputs (≈ 10 times the "A" outputs) can drive most display devices directly especially at voltages above 10V.



NEON READOUT (NIXIE TUBE**)

1. Alco Electronics - MG19
2. Burroughs - B5971, B7971, B8971

WITH VON = 18V MEDIUM BRIGHTNESS
IN LOW AMBIENT LIGHT BACKGROUND
WILL RESULT. THE POINT OF NO
NOTICEABLE GLOW IS VOFF ≈ 4.5V

TUBE REQUIREMENTS	VT(Vdc)	mA/Segment
Alco MG19	180	0.5
Burroughs B5971	170	3
Burroughs B7971, B8971	170	6

LOW VOLTAGE VACUUM FLORESCENT READOUTS

1. Tung-Sol DIGIVAC S/G ‡ Type DT1704A or DT1705C
 2. Nippon Electric (NEC): Type DG12E or LD915
- TUBE REQUIREMENTS: 100 to 300 μ A/segment at tube voltages of 12V to 25V depending on required brightness Filament requirement 45mA at 1.6V, ac or dc.

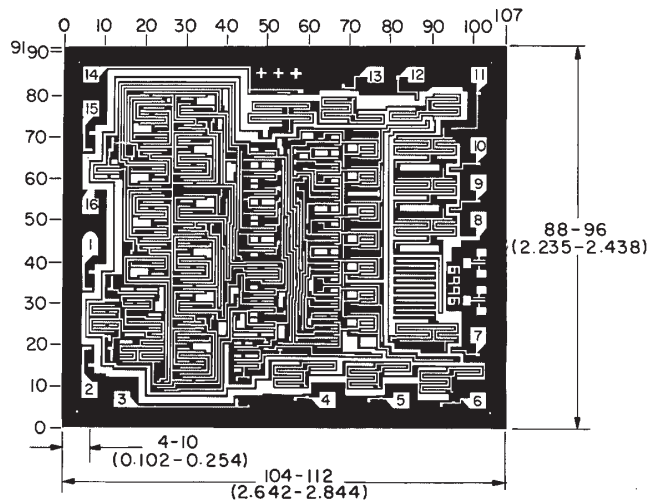
** (Trademark) Burroughs Corp.
TRANSISTOR CHARACTERISTICS
Leakage with transistor cutoff - 0.05mA
V(BR)CER > VT
 β_{dc} (min) ≥ 30

‡ (Trademark) Wagner Electric Co.

FIGURE 13. INTERFACING THE CD4033BMS WITH COMMERCIALY AVAILABLE 7-SEGMENT DISPLAY DEVICES*

CD4033BMS

Chip Dimensions and Pad Layouts



Dimensions in parentheses are in millimeters and are derived from the basic inch dimensions as indicated. Grid graduations are in mils (10^{-3} inch)

METALLIZATION: Thickness: $11\text{k}\text{\AA} - 14\text{k}\text{\AA}$, AL.

PASSIVATION: $10.4\text{k}\text{\AA} - 15.6\text{k}\text{\AA}$, Silane

BOND PADS: 0.004 inches X 0.004 inches MIN

DIE THICKNESS: 0.0198 inches - 0.0218 inches

All Intersil semiconductor products are manufactured, assembled and tested under **ISO9000** quality systems certification.

Intersil products are sold by description only. Intersil Corporation reserves the right to make changes in circuit design and/or specifications at any time without notice. Accordingly, the reader is cautioned to verify that data sheets are current before placing orders. Information furnished by Intersil is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Intersil or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Intersil or its subsidiaries.

For information regarding Intersil Corporation and its products, see web site <http://www.intersil.com>

Sales Office Headquarters

NORTH AMERICA

Intersil Corporation
P. O. Box 883, Mail Stop 53-204
Melbourne, FL 32902
TEL: (321) 724-7000
FAX: (321) 724-7240

EUROPE

Intersil SA
Mercure Center
100, Rue de la Fusee
1130 Brussels, Belgium
TEL: (32) 2.724.2111
FAX: (32) 2.724.22.05

ASIA

Intersil (Taiwan) Ltd.
Taiwan Limited
7F-6, No. 101 Fu Hsing North Road
Taipei, Taiwan
Republic of China
TEL: (886) 2 2716 9310
FAX: (886) 2 2715 3029

This datasheet has been downloaded from:

www.DatasheetCatalog.com

Datasheets for electronic components.

Bibliographie

1. Les capteurs en instrumentation industrielle, G. Asch et collaborateurs, Dunod, 1999.
2. Analyse et synthèse des filtres actifs analogiques, G. Mangiante, Lavoisier, 2005.
3. Electronique Numérique, R. Delsol, Berti, 1992.
4. Electronique appliquée aux hautes fréquences, F. Dieuleveult et O. Romain, Dunod, 2008.
5. Electronique des impulsions, M. Amri et collaborateurs, ONPS, 2000.