#### Introduction 1 CHAPITRE 1: LES ULTRASONS ET L'EFFET DOPPLER 3 **1.1. LES ULTRASONS** 4 8 **1. 2. EFFET DOPPLER 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 38 Annexes

## Sommaire

# 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'inaudible 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

- Y : 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'ls passe 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 chauvessouris, 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 détecte 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. par l'Homme Découverts à la fin du 19e siècle, les ultrasons n'ont commencé à être utilisés par l'Homme qu'au début du 20<sup>e</sup> 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'està-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 dimensions caractéristiques : diamètre des grains ou longueur des que certaines 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) :

- Elévation 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<sup>2</sup>).

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<sup>2</sup>).

## **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  $\Delta F$ , 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  $\Delta F$  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 au 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 établie 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 cellesci 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 vélocités 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*<sub>max</sub> :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  $\Delta T$  mesuré permet à l'appareillage de calculer une distance donnée par la relation suivante :



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  $\lambda$  du signal, ce qui nous donne deux familles de systèmes de radars : ceux qui travaillent avec des ultrasons (de 20 kHz à 10MHz selon 'application) ceux qui travaillent avec des ondes électromagnétiques dans les hyperfréquences (à 9,9 GHz en France).

	A-ultrasons	B-ultrasons	C- hyperfréquences
fréquence	f0 = 40 kHz	f0 = 2 MHz	f0 = 9,9 GHz
vitesse de propagation	c ≈ 340 m/s	c ≈ 340 m/s	c = 300000 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 constituants 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 conserver la fréquence de battement relative à la vitesse v de la cible donc  $\Delta f = k v$ .

## 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



## 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.

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 µs et 20,7 µs donc entre 36,23 kHz et 48,30 kHz

En utilisant un oscilloscope, nous avons ajusté la période à 25  $\mu$ 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 $\Omega$  et R8=27 k $\Omega$  alors

$$K_0 = 26 a 40 \text{ kHz}$$



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  $\mu$ 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<sub>0</sub>=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 :  $U_E(t) = U_{Em} \cdot \cos (2\pi . f_E \cdot t)$  et la tension aux bornes du récepteur :  $U_R(t) = U_{Rm} \cdot \cos (2\pi . f_R \cdot t)$ .

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

$$\begin{split} U_{3}(t) &= U_{E}(t) \ge U_{R}(t)/10 = 1/20.(U_{Rm+} U_{Em}).[\cos 2\pi.(f_{E} + f_{R}).t + \cos 2\pi.(f_{E} - f_{R})t] \\ U_{3}(t) &= 1/20.(U_{Em+} U_{Rm}).[\cos 2\pi.(f_{E} + f_{R}).t + \cos 2\pi\Delta f.t] \\ Le \ coefficient \ 1/10 \ est \ d\hat{u} \ au \ multiplicateur \ AD633. \end{split}$$

Ce multiplicateur est un composant actif, alimenté comme un A.O par un générateur de tension continue délivrant +Vcc = +9 V et -Vcc = -9 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  $s(t) = W - Z = k \times x (t) \times y(t)$ 

Avec  $k = 0.1 V^{-1}$ . 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

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 :

 $fc = 1/2\pi R12C4 = 159 Hz$ 

et de rapport d'amplification R12/R11=10.

Il a donc a pour rôle de supprimer la composante de fréquence fe+fr qui est proche de 80kHz et de conserver le signal de fréquence  $\Delta$ f inférieure à 160 Hz.

Les mesures de fréquences  $\Delta f$  restent dans la bande passante à -3 dB.

La sortie doppler est donc :

 $v_d(t) = -10.1/20 (U_{Em +} U_{Rm}).cos2\pi\Delta f.t$ 

=- 1/2 ( $U_{Em +} U_{Rm}$ ).cos2 $\pi \Delta f.t$ 

Il s'agit d'une fréquence  $\Delta f$  qui correspond à la vitesse v de la cible en mouvement.



Figure 2.9. Filtre passe bas premier ordre fc=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





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

Nous avons aussi testé le filtre en injectant au multiplicateurs deux fréquences f1=40kHz et f=40100 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  $\Delta f$ 

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.

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.

# ANALOG DEVICES

# Low Cost Analog Multiplier

# AD633

#### 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  $\mu$ V rms in a 10 Hz to 10 kHz bandwidth. A 1 MHz bandwidth, 20 V/ $\mu$ 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  $+70^{\circ}$ C commercial temperature range (J Grade) or the  $-40^{\circ}$ C to  $+85^{\circ}$ 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 $\Omega$ ) input resistances make signal source loading negligible.
- 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.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A. Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: http://www.analog.com Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999

# **AD633—SPECIFICATIONS** $(T_A = +25^{\circ}C, V_S = \pm 15 \text{ V}, R_L \ge 2 \text{ k}\Omega)$

Model			AD633J,	AD633A	
TRANSFER FUNCTION		W	$T = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - X_2)}{10 V_1}$	$\left(\frac{Y_1-Y_2}{Y_1}\right) + Z$	
Parameter	Conditions	Min	Тур	Max	Unit
MULTIPLIER PERFORMANCETotal Error $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$ Scale Voltage ErrorSupply RejectionNonlinearity, XNonlinearity, YX FeedthroughY FeedthroughOutput Offset Voltage	$\label{eq:started} \begin{split} -10 \ V &\leq X, \ Y \leq +10 \ V \\ SF &= 10.00 \ V \ Nominal \\ V_S &= \pm 14 \ V \ to \pm 16 \ V \\ X &= \pm 10 \ V, \ Y &= +10 \ V \\ Y &= \pm 10 \ V, \ X &= +10 \ V \\ Y \ Nulled, \ X &= \pm 10 \ V \\ X \ Nulled, \ Y &= \pm 10 \ V \end{split}$		$\begin{array}{c} \pm 1 \\ \pm 3 \\ \pm 0.25\% \\ \pm 0.01 \\ \pm 0.4 \\ \pm 0.1 \\ \pm 0.3 \\ \pm 0.1 \\ \pm 5 \end{array}$	$\pm 2$ $\pm 1$ $\pm 0.4$ $\pm 1$ $\pm 0.4$ $\pm 50$	% Full Scale % Full Scale mV
DYNAMICS Small Signal BW Slew Rate Settling Time to 1%	$V_{O} = 0.1 \text{ V rms}$ $V_{O} = 20 \text{ V p-p}$ $\Delta V_{O} = 20 \text{ V}$		1 20 2		MHz V/μs μs
OUTPUT NOISE Spectral Density Wideband Noise	f = 10 Hz to 5 MHz f = 10 Hz to 10 kHz	2	0.8 1 90		μV/√ <u>Hz</u> mV rms μV rms
OUTPUT Output Voltage Swing Short Circuit Current	$R_L = 0 \Omega$	±11	30	40	V mA
INPUT AMPLIFIERS Signal Voltage Range Offset Voltage X, Y CMRR X, Y Bias Current X, Y, Z Differential Resistance	Differential Common Mode $V_{CM} = \pm 10 \text{ V}, \text{ f} = 50 \text{ Hz}$	$\pm 10 \pm 10$ $\pm 10$ 60		±30 2.0	V V mV dB μA MΩ
POWER SUPPLY Supply Voltage Rated Performance Operating Range Supply Current	Quiescent	±8	±15 4	±18 6	V V 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 RATINGS<sup>1</sup>**

Supply Voltage±18 V
Internal Power Dissipation <sup>2</sup>
Input Voltages <sup>3</sup> ±18 V
Output Short Circuit Duration Indefinite
Storage Temperature Range65°C to +150°C
Operating Temperature Range
AD633J0°C to +70°C
AD633A40°C to +85°C
Lead Temperature Range (Soldering 60 sec) +300°C
ESD Rating 1000 V
NOTES

<sup>1</sup>Stresses 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.

 $^{28}\text{-Lead}$  Plastic DIP Package:  $\theta_{JA}$  = 90°C/W; 8-Lead Small Outline Package:  $\theta_{JA}$  = 155°C/W.

For supply voltages less than  $\pm 18$  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	$-40^{\circ}$ C to $+85^{\circ}$ C	Plastic SOIC	SO-8
AD633AR-REEL	$-40^{\circ}$ C to $+85^{\circ}$ C	13" Tape and Reel	SO-8
AD633AR-REEL7	$-40^{\circ}$ C to $+85^{\circ}$ 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:

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

$$\frac{\left(E\sin\omega t\right)^2}{10 V} = \frac{E^2}{20 V} \left(1 - \cos 2 \omega t\right)$$
 (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:

$$\cos\theta\sin\theta = \frac{1}{2}(\sin 2\theta)$$
 (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):

$$W = \frac{1}{(10 V)} \frac{E}{\sqrt{2}} \left( \sin \omega_o t + 45^\circ \right) \frac{E}{\sqrt{2}} \left( \sin \omega_o t - 45^\circ \right)$$
$$= \frac{E^2}{(40 V)} \left( \sin 2 \omega_o t \right)$$
(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

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





#### 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

Clicours.COM

## AD633

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

$$I_{O} = \frac{1}{R} \frac{(X_{1} - X_{2})(Y_{1} - Y_{2})}{10 V}$$
 (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,  $E_8$ . The break frequency is modulated by  $E_C$ , the control input. The break frequency,  $f_2$ , equals

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

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,

$$f_1 = \frac{1}{2 \pi RC}$$
 (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  $R = 8 k\Omega$  and  $C = 0.002 \mu$ F, then output A has a pole at frequencies from 100 Hz to 10 kHz for E<sub>C</sub> 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. R2 and R5 provide controlled current output operation. The currents are integrated in capacitors C1 and C2, and the resulting voltages at high impedance are applied to the X inputs of the "next" AD633. The frequency control input, E<sub>C</sub>, 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. C2 (proportional to C1 and C3), R3, and R4 provide regenerative feedback to start and maintain oscillation. The diode bridge, D1 through D4 (1N914s), and Zener diode D5 provide economical temperature stabilization and amplitude stabilization at ±8.5 V by degenerative damping. The output from the second integrator (10 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 A1, 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 A2, an integrator/comparator, whose output controls the gain of the voltage controlled amplifier. The 1N4148 diode prevents the output of A2 from going negative. R8, a 50 k $\Omega$  variable resistor, sets the circuit's output level. Feedback around the loop forces the voltages at the inverting and noninverting inputs of A2 to be equal, thus the AGC.

# AD633



Figure 13. Voltage Controlled Quadrature Oscillator



Figure 14. Connections for Use in Automatic Gain Control Circuit



Figure 15. Frequency Response



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



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

# **Typical Characteristics–AD633**



Figure 18. CMRR vs. Frequency



Figure 19. Noise Spectral Density vs. Frequency



Figure 20. AC Feedthrough vs. Frequency

#### **OUTLINE DIMENSIONS**

Dimensions shown in inches and (mm).

8-Lead Plastic DIP



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  $\Delta f$  du signal Doppler est donnée par la formule suivante :

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

f<sub>0</sub> est la fréquence de l'émission qui est égale à 40 kHz

 $\Delta f$  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 :  $V = 0.425 \times \Delta f$  en cm/s avec  $\Delta f$  en Hz

Si  $\Delta f$  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 constituants 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  $\Delta f$  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  $\Delta f$  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.

Chapitre 3





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



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 $\Omega$  et la résistance  $R_2$  de 200 k $\Omega.$ 

Quant à la durée d'affichage est fixée par le potentiomètre P1 de 1 M $\Omega$  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<sub>B</sub> 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 :

 $T_{H} = 0.69 \times C1 \times (R1 + P1) + T_{B}$ 

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

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.

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, minuteries (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 commence 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 3.11. 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 2/3Vcc (the upper comparator limit) which is determined by the 0.693(R1+R2)C combination and discharges itself down to 1/3Vcc (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 Vcc - 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



Where, R is in  $\Omega$ 's and C in Farads.

When connected as an astable multivibrator, the output from the 555 Oscillator will continue indefinitely charging and discharging between 2/3Vcc and 1/3Vcc 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

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%. OURS.COM

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.



# **CD4033BMS**

**CMOS** Decade Counter/Divider

#### December 1992

### 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.



CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge; follow proper IC Handling Procedures. 1-888-INTERSIL or 321-724-7143 | Copyright © Intersil Corporation 1999 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  $\rightarrow 0.7346$ . 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



## **Absolute Maximum Ratings**

DC Supply Voltage Range, (VDD)
(Voltage Referenced to VSS Terminals)
Input Voltage Range, All Inputs0.5V to VDD +0.5V
DC Input Current, Any One Input±10mA
Operating Temperature Range55°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 $1/16 + 1/22$ lack (1 50mm + 0.70mm) from case for

**Reliability Information** 

Thermal Resistance	θ <sub>ia</sub>	$\theta_{ic}$
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	2
For TA = -55°C to +100°C (Package Typ	be D, F, K).	500mW
For TA = +100°C to +125°C (Package T	ype D, F, K	)Derate
Lineari	ty at 12mW	// <sup>o</sup> C to 200mW
Device Dissipation per Output Transistor.		100mW
For TA = Full Package Temperature Rar	nge (All Pac	kage Types)
Junction Temperature		+175°C

At Distance $1/16 \pm 1/32$ Inch (1.50mm $\pm 0.70$ mm) from case f	or
At Distance 1/10 $\pm$ 1/32 incl (1.39inin $\pm$ 0.79inin) from case in	UI
10s Maximum	

	TA	BLE 1. DC ELECTRI	CAL PERFOR	MANCE CHAR	ACTERISTICS			
				GROUP A		LIM	IITS	
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS (NOTE 1)		SUBGROUPS	TEMPERATURE	MIN	MAX	UNITS
Supply Current	IDD	VDD = 20V, VIN = VD	D or GND	1	+25°C	-	10	μA
				2	+125°C	-	1000	μA
		VDD = 18V, VIN = VD	D or GND	3	-55°C	-	10	μA
Input Leakage Current	IIL	VIN = VDD or GND	VDD = 20	1	+25°C	-100	-	nA
				2	+125°C	-1000	-	nA
			VDD = 18V	3	-55°C	-100	-	nA
Input Leakage Current	IIH	VIN = VDD or GND	VDD = 20	1	+25°C	-	100	nA
				2	+125°C	-	1000	nA
			VDD = 18V	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	9.5V	1	+25°C	-	-1.4	mA
Output Current (Source)	IOH15	VDD = 15V, VOUT = 1	13.5V	1	+25°C	-	-3.5	mA
N Threshold Voltage	VNTH	VDD = 10V, ISS = -10	μA	1	+25°C	-2.8	-0.7	V
P Threshold Voltage	VPTH	VSS = 0V, IDD = 10µA	ł	1	+25°C	0.7	2.8	V
Functional	F	VDD = 2.8V, VIN = VD	D or GND	7	+25°C	VOH >	VOL <	V
		VDD = 20V, VIN = VD	D or GND	7	+25°C	VDD/2	VDD/2	
		VDD = 18V, VIN = VD	D or GND	8A	+125 <sup>o</sup> C			
		VDD = 3V, VIN = VDD	or GND	8B	-55°C			
Input Voltage Low (Note 2)	VIL	VDD = 5V, VOH > 4.5	V, VOL < 0.5V	1, 2, 3	+25°C, +125°C, -55°C	-	1.5	V
Input Voltage High (Note 2)	VIH	VDD = 5V, VOH > 4.5	V, 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 VOL < 1.5V	3.5V,	1, 2, 3	+25°C, +125°C, -55°C	-	4	V
Input Voltage High (Note 2)	VIH	VDD = 15V, VOH > 13 VOL < 1.5V	3.5V,	1, 2, 3	+25°C, +125°C, -55°C	11	-	V

 NOTES:
 1. All voltages referenced to device GND, 100% testing being implemented.
 3. For accuracy, voltage is measured differentially to VDD. Limit is 0.050V max.

2. Go/No Go test with limits applied to inputs.

	TAB	LE 2. AC ELECTRICAL PERFO	RMANCE CHAR	ACTERISTICS				
			GROUP A		LIMITS			
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS (NOTE 1, 2)	SUBGROUPS	TEMPERATURE	MIN	MAX	UNITS	
Propagation Delay	TPHL1	VDD = 5V, VIN = VDD or GND	9	+25°C	-	500	ns	
Clock To Carry Out	TPLH1		10, 11	+125°C, -55°C	-	675	ns	
Propagation Delay	TPHL2	VDD = 5V, VIN = VDD or GND	9	+25°C	-	700	ns	
Clock To Decode Out	TPLH2	TPLH2 10, 1	10, 11	+125°C, -55°C	-	945	ns	
Propagation Delay	TPLH3	VDD = 5V, VIN = VDD or GND	9	+25°C	-	550	ns	
Reset To Carry Out			10, 11	+125°C, -55°C	-	743	ns	
Propagation Delay	TPHL4	4 VDD = 5V, VIN = VDD or GND 4	9	+25°C	-	600	ns	
Reset To Decode Out	IPLH4		10, 11	+125°C, -55°C	-	810	ns	
Transition Time	TTHL	VDD = 5V, VIN = VDD or GND	9	+25°C	-	200	ns	
	I IILH		10, 11	+125°C, -55°C	-	270	ns	
Maximum Clock Input	FCL	VDD = 5V, VIN = VDD or GND	9	+25°C	2.5	-	MHz	
Frequency			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

					LIMITS		
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	NOTES	TEMPERATURE	MIN	MAX	UNITS
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

					LIN	IITS	
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	NOTES	TEMPERATURE	MIN	MAX	UNITS
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	TPHL1	VDD = 10V	1, 2, 3	+25°C	-	200	ns
Clock To Carry Out	TPLH1	VDD = 15V	1, 2, 3	+25°C	-	150	ns
Propagation Delay	TPHL2	VDD = 10V	1, 2, 3	+25°C	-	250	ns
Clock To Decode Out	TPLH2	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	TPHL4	VDD = 10V	1, 2, 3	+25°C	-	250	ns
Reset To Decode Out	TPLH4	VDD = 15V	1, 2, 3	+25°C	-	180	ns
Transition Time	TTHL	VDD = 10V	1, 2, 3	+25°C	-	100	ns
	TTLH	VDD = 15V	1, 2, 3	+25°C	-	50	ns
Maximum Clock Input	FCL	VDD = 10V	1, 2, 3	+25°C	5.5	-	MHz
Frequency		VDD = 15V	1, 2, 3	+25°C	8	-	MHz
Minimum Reset Pulse	TW	VDD = 5V	1, 2, 3	+25°C	-	120	ns
Width		VDD = 10V	1, 2, 3	+25°C	-	100	ns
		VDD = 15V	1, 2, 3	+25°C	-	50	ns
Minimum Reset Removal	TREM	VDD = 5V	1, 2, 3	+25°C	-	30	ns
Time		VDD = 10V	1, 2, 3	+25°C	-	15	ns
		VDD = 15V	1, 2, 3	+25°C	-	10	ns
Minimum Clock Pulse	TW	VDD = 5V	1, 2, 3	+25°C	-	220	ns
Width		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

					LIMITS		
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	NOTES	TEMPERATURE	MIN	MAX	UNITS
Supply Current IDD VDD		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 ∆VTN Delta		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 ∆VTP Delta		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	

								LIMITS		1
PARAMETER SYMBOI		SYMBOL	CONDITIONS		NOTES	TEMPERATURE		MIN	MAX	UNITS
Propagation Del	ay Time	TPHL TPLH	VDD = 5V		1, 2, 3, 4 +25°C		;	-	1.35 x +25°C Limit	ns
NOTES: 1. All	voltages re	ferenced to	device GND.		3. See Table	2 for +25°C li	imit.			
2. CL	= 50pF, RI	_ = 200K, I <b>TAB</b>	nput TR, TF < 20ns LE 5. BURN-IN AI	ND LIFE TEST DE	I. Read and I	Record	oc			
	Г	P	ARAMETER	SYMBOL	C	ELTA LIMIT		7		
		Supply Cu	rent - MSI-2	IDD	± 1.0μA			-		
	Output Current (Sink)		IOL5	± 20% x Pre-Test R		ling	-			
	Output Ci		rent (Source)	IOH5A	± 20% x P	± 20% x Pre-Test Reading		-		
	L		TABLE (			s				
CONFORMANCE GROUP		DUP	MIL-STD-883 METHOD	GROUP A SUBGROUPS		IPS	READ AND RECORD			RD
Initial Test (Pre Burn-In)			100% 5004	1, 7, 9			IDD, IOL5, IOH5A			
Interim Test 1 (P	ost Burn-Ir	ו)	100% 5004	1, 7, 9			IDD, IOL5, IOH5A			
Interim Test 2 (Post Burn-In)		ו)	100% 5004	1, 7, 9			IDD, IC	DD, IOL5, IOH5A		
PDA (Note 1)			100% 5004	1, 7, 9, Deltas						
Interim Test 3 (Post Burn-In)		ו)	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		), 11				
Group B Subgroup B-5 Subgroup B-6		B-5	Sample 5005	1, 2, 3, 7, 8A, 8B, 9, 10, 11, Deltas			Subgroups 1, 2, 3, 9, 10, 11			
		B-6	Sample 5005	1, 7, 9						
Group D			Sample 5005	1, 2, 3, 8A, 8B, 9			Subgroups 1, 2 3			
IOTE: 1.5% Pa	rameteric,	3% Functio	nal; Cumulative for TABLE 7	Static 1 and 2.	IRRADIATIO	N				
			MIL-STD-883	TEST			READ AND RECOR		D	
CONFORMANCE GROUPS		UPS	METHOD	PRE-IRRAD	POST-I	RRAD	PRE-IR	RAD	POST-	IRRAD
Group E Subaro	up 2		5005	1, 7, 9	Tabl	e 4	1, 9	9(	Tab	le 4
		T/	BLE 8. BURN-IN		ON TEST CO	NNECTIONS	6			
		T#	BLE 8. BURN-IN				501-1	OSCIL	LATOR	(Hz
FUNCTION	OPE	T <i>A</i> EN	ABLE 8. BURN-IN GROUND	AND IRRADIATI	ON TEST CO 9V±-	0.5V	50kl	OSCIL Hz	LATOR 25I	κHz
FUNCTION PART NUMBER Static Burn-In 1 (Note 1)	<b>OPE</b> 4 - 7, 9	<b>T</b> A EN	ABLE 8. BURN-IN GROUND 1 - 3, 8, 15	AND IRRADIATI	9V ± -		50kl	OSCIL Hz	LATOR 25I	(Hz
FUNCTION PART NUMBER Static Burn-In 1 (Note 1) Static Burn-In 2 (Note 1)	OPE 4 - 7, 9 1, 2, 14	<b>EN</b> 9 - 14 4, 15	ABLE 8. BURN-IN GROUND 1 - 3, 8, 15 3 - 6, 8, 10 - 13	AND IRRADIATION VDD 16 7, 9, 16	9V ± -		50kl	OSCIL Iz	LATOR 251	(Hz
FUNCTION PART NUMBER Static Burn-In 1 (Note 1) Static Burn-In 2 (Note 1) Dynamic Burn- In (Note 1)	OPE 4 - 7, 9 1, 2, 1	<b>EN</b>	ABLE 8. BURN-IN GROUND 1 - 3, 8, 15 3 - 6, 8, 10 - 13 2, 8, 15	AND IRRADIATION VDD 16 7, 9, 16 3, 16	9V ± -	0.5V	<b>50kl</b>	OSCIL Iz	LATOR 251	(Hz
FUNCTION PART NUMBER Static Burn-In 1 [Note 1] Static Burn-In 2 [Note 1] Dynamic Burn- n (Note 1) rradiation [Note 2]	OPE 4 - 7, 9 1, 2, 1 - 4 - 7, 9	<b>EN</b> 0 - 14 4, 15 0 - 14	ABLE 8. BURN-IN GROUND 1 - 3, 8, 15 3 - 6, 8, 10 - 13 2, 8, 15 8	AND IRRADIATION VDD 16 7, 9, 16 3, 16 1 - 3, 15, 16	9V±-	0.5V	50ki	OSCIL Hz	LATOR 251	(Hz

TABLE 8. BURN-IN AND IRRADIATION TEST CONNECTIONS								
					OSCILLATOR			
FUNCTION	OPEN	GROUND	VDD	$9V \pm -0.5V$	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

Q

Q

## **Timing Diagram**







 $\label{eq:VDD} \begin{array}{l} \text{VDD} \geq 3.5 \text{V} \\ \text{IF} \approx 5 \text{mA/SEGMENT} \\ 100\% \ \text{DUTY CYCLE} \\ \text{R} = \frac{\text{VP} \cdot \text{VBE} \cdot \text{VF(LED)}}{\text{ILED}} \end{array}$ 

WHERE VP = INPUT PULSE VF = FORWARD DROP ACROSS DIODE  $\frac{1}{1} = \frac{1}{1} \frac{$ 

WHERE VF = FORWARD DROP ACROSS DIODE

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

# Clicours.COM



## 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: 11kÅ – 14kÅ, AL. PASSIVATION: 10.4kÅ - 15.6kÅ, 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.
- Analyse et synthèse des filtres actifs analogiques, G. Mangiante, Lavoisier, 2005.
- 3. Electronique Numérique, R. Delsol, Berti, 1992.
- Electronique appliquée aux hautes fréquences, F. Dieuleveult et O. Romain, Dunod, 2008.
- 5. Electronique des impulsions, M. Amri et collaborateurs, ONPS, 2000.