

Université François-Rabelais de Tours

Institut Universitaire de Technologie de Tours

Département Génie Électrique et Informatique Industrielle

Le radar de Sécurité



Adrien GRELET
Nicolas BENNEVAULT
2nde année - groupe Q1
Promotion 2006/2008

Enseignant :
Thierry Lequeu

Université François-Rabelais de Tours

Institut Universitaire de Technologie de Tours

Département Génie Électrique et Informatique Industrielle

Le radar de Sécurité

Adrien GRELET
Nicolas BENNEVAULT
2^{de} Année – Q1
Promotion 2006/2008

Enseignant :
Thierry Lequeu

Table des matières

Cahier des charges du projet.....	5
1.Principe de calcul de la distance de sécurité.....	6
2.Principe de fonctionnement du radar de sécurité.....	6
3.Choix technologiques du système.....	7
4.Planning prévisionnel.....	8
5. Planning réel.....	9
Conception du système.....	11
1.Conception de la partie mesure de la vitesse.....	12
2.Conception de la partie affichage.....	14
3.Conception de la partie alimentation.....	15
4.Conception de la partie émission radar.....	15
5.Conception de la partie réception radar.....	18
6.Conception du support des transducteurs.....	21
Réalisation du projet.....	22
1.Réalisation de la partie émission.....	23
2.Réalisation de la partie réception-traitement.....	24
3.Réalisation du support d'émission-réception.....	26
Tests du projet.....	28
1.Test de la sensibilité des transducteurs.....	29
2.Test de la carte d'émission.....	30
3.Test de la carte réception-traitement.....	30
Annexes.....	34
Sommaire des annexes.....	35
Annexe 1 : Datasheet du composant L6203.....	36
Annexe 2 : Datasheet des transducteurs MA40B8R et MA40B8S.....	52

Introduction

De nombreux accidents se produisent quand deux véhicules sont trop proches l'un de l'autre. Si le véhicule de devant freine brusquement, le conducteur du véhicule arrière n'a pas le temps de réagir et de freiner et il se produit un accident.

La loi préconise un temps de 2 secondes séparant les deux véhicules (1 seconde pour réagir et 1 seconde pour agir). Mais il n'est pas toujours évident de vérifier que l'on est séparé de 2 secondes du véhicule de devant...

C'est pourquoi nous avons comme projet de réaliser un radar de sécurité permettant d'automatiser cette tâche.

Nous avons 10 semaines pour réaliser ce projet avec le matériel disponible à l'IUT.

Dans une première partie, nous présenterons le cahier des charges du projet et les contraintes que nous devons respecter.

Dans une deuxième partie, nous ferons des études de conception du système. Cette partie nous permettra de calculer tous les éléments nécessaires à la réalisation du projet.

Dans la troisième partie, nous détaillerons la réalisation du système, la gravure des cartes électroniques, etc.

Nous verrons ensuite dans la quatrième partie un détail des tests que nous avons effectués sur notre projet et leur issue.

Enfin, il y a à la fin du dossier quelques annexes permettant de comprendre un peu mieux notre choix dans les composants ou les montages utilisés.

Cahier des charges du projet

1. Principe de calcul de la distance de sécurité

Nous allons tout d'abord définir comment calculer la distance de sécurité minimale qui doit séparer deux véhicules.

Comme il a été dit dans l'introduction, la loi préconise un temps de 2 secondes séparant les deux véhicules.

Notre véhicule se déplaçant à une vitesse v en m/s, il parcourt donc une distance $d = 2 * v$ en deux secondes. Cette distance d s'exprime en mètres.

Pour que la distance de sécurité soit respectée, il faut que la distance séparant les deux véhicules soit supérieure à d .

A 50 km/h soit 13,89 m/s, la distance de sécurité est égale à $d = 2 * 13,89 = 27,78$ m

A 90 km/h soit 25 m/s, la distance de sécurité est égale à $d = 2 * 25 = 50$ m

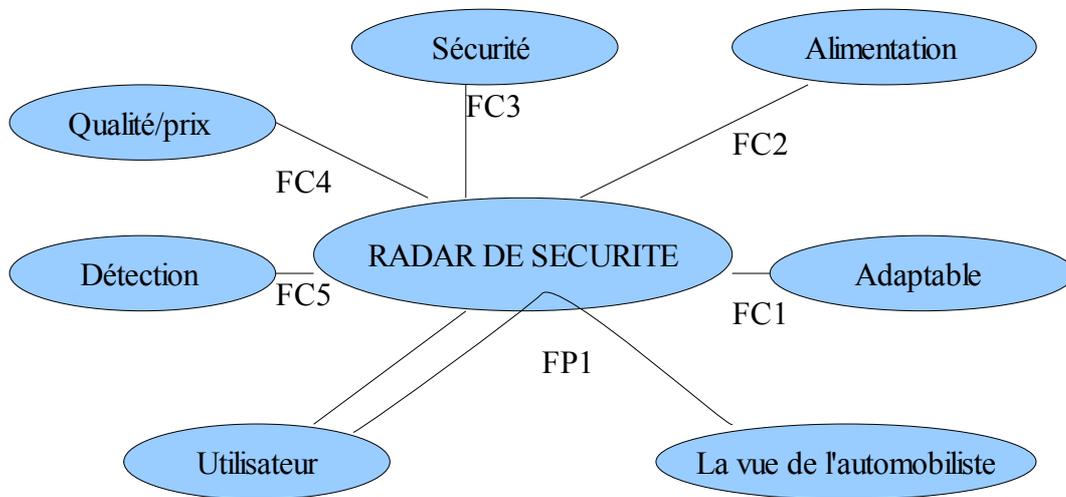
A 130 km/h soit 36,11 m/s, la distance de sécurité est égale à $d = 2 * 36,11 = 72,22$ m

2. Principe de fonctionnement du radar de sécurité

Notre système doit pouvoir :

- Mesurer la vitesse instantanée de notre véhicule
- Calculer la distance de sécurité théorique avec la vitesse mesurée
- Mesurer la distance séparant notre véhicule de celui de devant
- Confronter la distance de sécurité théorique avec la distance mesurée
- Avertir le conducteur si sa distance de sécurité est trop faible

Voici une « bête à cornes » de notre système, permettant de dégager les besoins de ce produit :



FP1 : Prévenir l'utilisateur sur sa distance

FC1 : Ne doit pas être trop encombrant

FC2 : Alimentation sur l'allume-cigare

FC3 : Respecter les normes de sécurité

FC4 : Un rapport qualité prix raisonnable

FC5 : Doit être capable de détecter une autre voiture à une distance d'environ 50 mètres

Figure 1: Bête à cornes du système complet

3. Choix technologiques du système

1. Mesure de la vitesse instantanée de notre véhicule

Cette mesure sera effectuée avec un interrupteur à lame souple (ILS) qui détectera un aimant fixé sur une roue du véhicule.

2. Moyen de prévention du conducteur

Ce système de signalisation sera une ligne de DEL vertes et rouges. Si les DEL rouges s'allument, la distance de sécurité est trop faible. Si les DEL vertes sont allumées, la distance de sécurité est correcte.

3. Mesure de la distance séparant les deux véhicules

Dans un souci de simplicité, nous allons finalement utiliser un système à ultrasons pour

mesurer la distance séparant notre véhicule de celui de devant. Bien que la portée d'un tel dispositif soit insuffisante pour notre projet (< 6 m), nous pensons pouvoir booster la distance de détection en plaçant plusieurs émetteurs et récepteurs ensemble. Dans tous les cas, nous ne pourrions certainement pas atteindre une distance de 30 m. Néanmoins, ce projet pourra peut être trouver une application avec le Kart de l'IUT, afin de mesurer des distances plus faibles.

4. Alimentation

L'alimentation sera réalisée à partir de la tension de la batterie de la voiture en plaçant des régulateurs de tensions et des hacheurs élévateurs sur la carte électronique en fonction de la tension de sortie désirée.

4. Planning prévisionnel

Voici le planning prévisionnel que nous avons essayé de suivre au cours de notre projet.

Nous confronterons ce planning prévisionnel au planning réel un peu plus loin.

Toute la partie de programmation de microcontrôleur s'effectuera au semestre 4.

Semaine	38	39	40	41	42	43	45	46	47	48	49	50	51
Conception mesure de vitesse	X												
Conception affichage DEL	X												
Conception alimentation	X												
Choix microcontrôleur													
Conception radar		X		X	X	X							
Conception typon partie réception du signal ultrason					X								
Conception typon partie émission du signal ultrason						X							
Conception typon partie alimentation						X							
Conception typon carte microcontrôleur							X						
Fabrication typons et Soudure des composants						X	X	X					

Fabrication du support émetteurs récepteurs									X			
Tests										X	X	X
Fin de rédaction du rapport et préparation de l'oral												X

La semaine 40 ne faisait pas partie de la conception du système car nous avons eu une formation sur le logiciel Orcad.

5. Planning réel

Semaine	38	39	40	41	42	43	45	46	47	48	49
Conception mesure de vitesse	X										
Conception affichage DEL	X										
Conception alimentation	X										
Choix microcontrôleur											
Conception radar		X		X	X	X					
Conception typon partie réception du signal ultrason					X						
Conception typon partie émission du signal ultrason						X	X				
Conception typon partie alimentation											
Conception typon carte microcontrôleur (en S4)											
Fabrication typons et Soudure des composants						X	X	X	X	X	
Fabrication du									X	X	

support émetteurs récepteurs										
Tests									X	
Fin de rédaction du rapport et préparation de l'oral										X

Conception du système

1. Conception de la partie mesure de la vitesse

1. Introduction

La mesure de la vitesse sera effectuée sur une roue de notre véhicule. Elle nous donnera une vitesse instantanée du véhicule en m/s que nous pourrions facilement utiliser pour calculer la distance de sécurité théorique (c'est à dire la distance de sécurité minimale qu'il faudrait avoir).

Nous allons utiliser un interrupteur à lame souple, encore appelé ILS qui se fermera au passage d'un aimant fixé sur une roue.

2. Principe du calcul de la vitesse

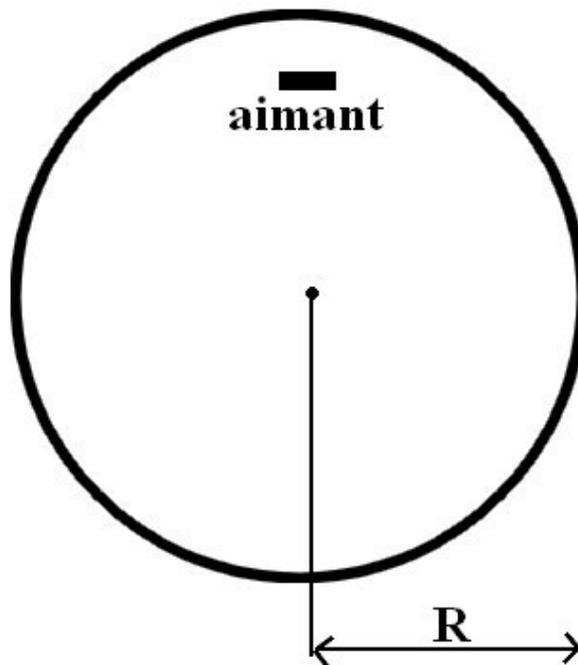


Figure 2: Schéma d'une roue

La roue a un diamètre R . A chaque tour de roue, la roue (et donc la voiture) avance de :

$$l = 2\pi R$$

A chaque fois que le système détectera un front montant provenant de l'ILS, la voiture aura parcourue l mètre.

Il suffit de mesurer le nombre d'impulsions par secondes pour déduire la vitesse :

$$v = 2\pi R * N_{bi}$$

où N_{bi} représente le nombre d'impulsions par seconde.

3. Choix de la roue

Il semble préférable de monter le dispositif sur une roue arrière car celle ci ne pivote pas dans les virages, cela est donc plus simple à monter.

4. Schéma électronique du montage

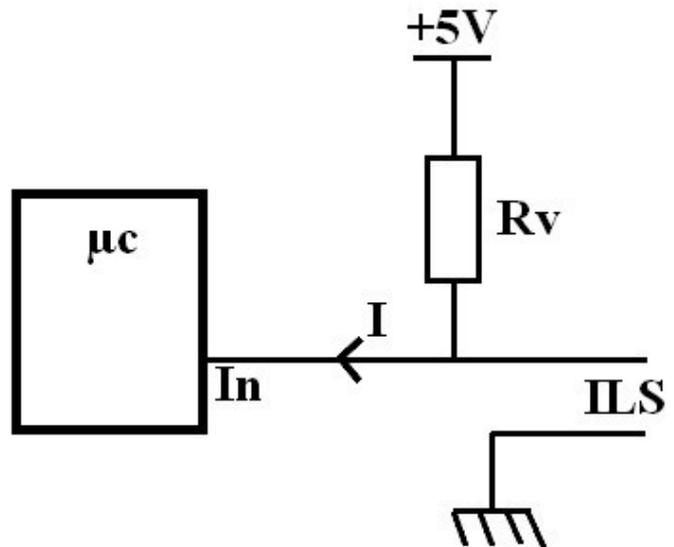


Figure 3: schéma du montage électronique de la mesure de vitesse

Quand l'ILS ne commute pas, on est à un état logique 1 en entrée du microcontrôleur.

Par contre, quand l'aimant passe devant l'ILS, celui ci commute et le courant passe à la masse. On a alors un état logique 0 en entrée du microcontrôleur.

5. Choix des composants

On a pris un interrupteur magnétique de chez Radiospare.

Références (catalogue 2007) :

PLA 13701

Prix : 6,34 €

Ce produit supporte un courant de 0,4 A et une fréquence d'utilisation maximale de 200 Hz.

On ajoute à l'ILS un aimant de 20 mm de référence P6 250000 pour un prix de 6,30 €.

6. Calcul des composants

L'ILS supporte un courant maximal de 0,4 A mais nous limiterons le courant à 20 mA pour ne pas risquer de détériorer le microcontrôleur.

Donc $R_v = U/I = 5/20 \cdot 10^{-3} = 250 \Omega$

A 90 Km/h, soit 25 m/s, on commute l'interrupteur environ 21 fois par seconde avec une roue de 15 pouces.

$N_{bi} = v/2\pi R = v/(2\pi D/2) = 25 / (2\pi \cdot 0,19) = 21$

Comme la fréquence maximale d'utilisation de l'ILS est de 200 Hz, notre montage fonctionnera sans problèmes.

2. Conception de la partie affichage

1. Introduction

L'affichage permettra de signaler à l'utilisateur si sa distance de sécurité est suffisante ou insuffisante. Il faut que l'affichage soit assez visible pour que l'utilisateur soit averti rapidement.

2. Description du système

Nous allons utiliser un système utilisant 7 DEL rouges et 1 DEL verte :



Figure 4: Schéma de l'afficheur

Quand la distance de sécurité est supérieure à la distance de sécurité théorique, seule la DEL verte est allumée.

Quand la distance de sécurité mesurée est inférieure à la distance de sécurité théorique, les DEL rouges s'allument de bas en haut en fonction du rapport entre la distance de sécurité théorique et la distance de sécurité mesurée.

Plus la distance de sécurité mesurée est faible par rapport à la distance de sécurité théorique, et plus le nombre de DEL rouges allumées est important.

3. Schéma électronique du montage

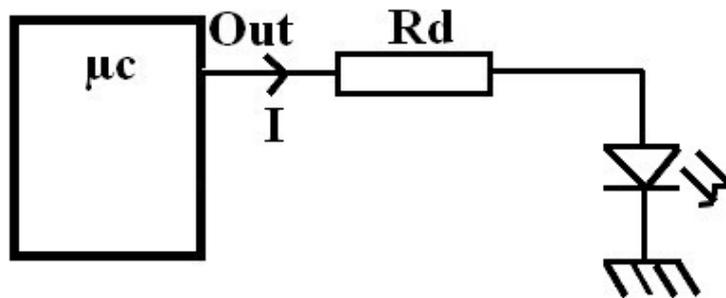


Figure 5: Schéma électronique de l'affichage

Nous allons utiliser des DEL basse consommation à 2 mA afin de ne pas surcharger le microcontrôleur en courant. Ces DEL ont une tension de seuil de 1,8 V.

$$R_d = (5 - 1,8) / (2 \cdot 10^{-3}) = 160 \Omega$$

3. Conception de la partie alimentation

1. Introduction

La partie alimentation prendra en source d'entrée la tension 12 V continu de la batterie de la voiture et devra ressortir du +10V, -10V, +5V et +40V.

Nous n'avons pas eu le temps de réaliser cette partie du projet. Cela ne semble pas trop problématique, sachant qu'il s'agit d'un prototype et que l'alimentation n'est pas une priorité.

4. Conception de la partie émission radar

1. Introduction

Les transducteurs utilisés sont les MA40B8S. Ils supportent une tension maximale de 40 V. (voir annexe 2 page 52) Pour avoir les meilleurs résultats, il faut se rapprocher de cette tension grâce à un système qui délivrera une tension périodique d'amplitude crête à crête de 40 V.

2. Description du système

Nous allons utiliser un composant L6203 qui est en fait un pont en H utilisé pour alimenter des moteurs à courant continu. Il supporte une tension maximale de 48 V, ce qui est assez pour nous (voir annexe 1 page 36).

Cependant, la fréquence d'utilisation nominale est aux alentours de 30 kHz. Notre système sera cadencé à environ 40 kHz, ce qui est supérieur à la fréquence nominale. Le composant risque de chauffer un peu, nous lui mettrons donc certainement un dissipateur thermique.

En entrée du montage, nous aurons un signal allant de 0 à 40 V de fréquence 40 kHz :

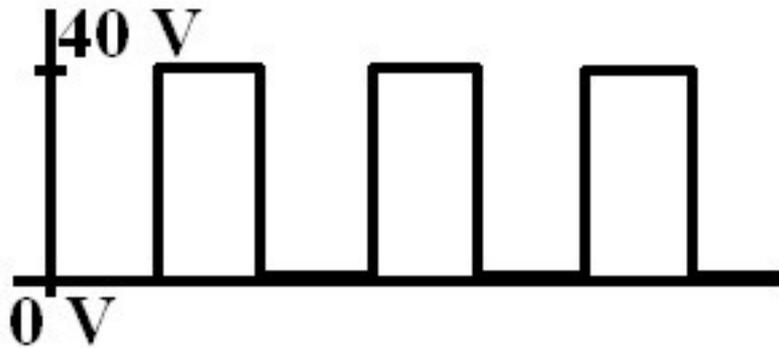


Figure 6: Signal 0 à 40V à la fréquence de 40 kHz

Après passage dans le composant, nous aurons sur une sortie un signal de 0 à 20 V de fréquence 20 kHz :

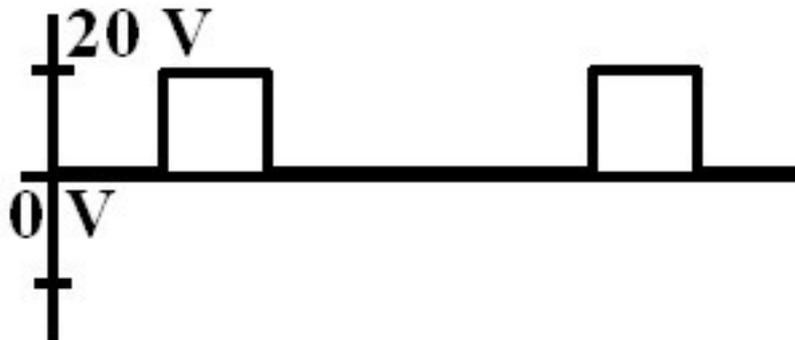


Figure 7: Signal de 0 à 20 V positif en sortie

Et nous aurons sur l'autre sortie un signal de 0 à - 20 V de fréquence 20 kHz :

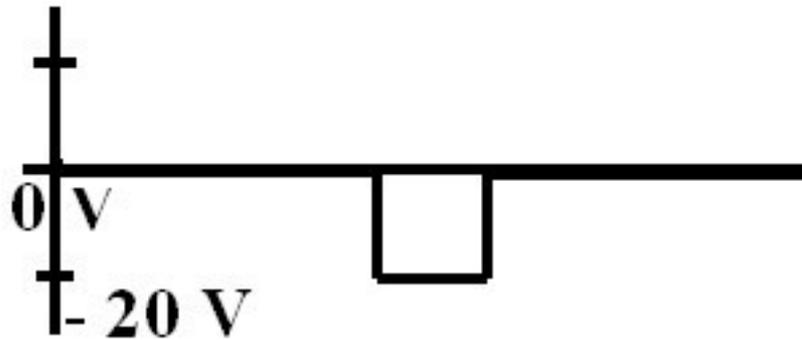


Figure 8: Signal de 0 à - 20 V en sortie

En assemblant les deux signaux des deux sorties, on retrouve un signal de 40 kHz allant de - 20 V à 20 V :

3. Schéma électronique du montage

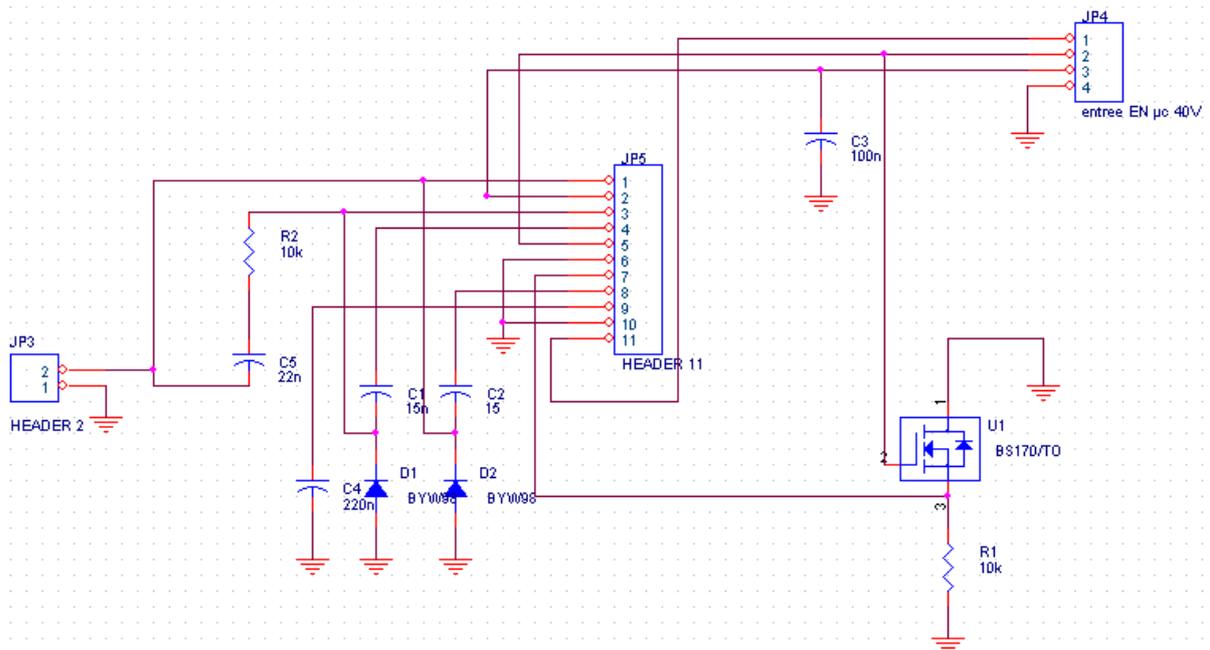


Figure 9: Schéma électronique de l'émetteur du signal

Le HEADER11 représente le composant L6203. Le composant U1 (BS170) est un transistor à effet de champ permettant d'inverser le signal de commande du microcontrôleur qui sera cadencé à 40 kHz. On aura donc sur les deux entrées du L6203 un signal logique et un signal logique complémenté.

5. Conception de la partie réception radar

1. Introduction

C'est la partie la plus difficile à concevoir. Nous nous sommes largement inspiré d'un projet libre de licence à l'IUT de Valenciennes utilisé sur un radar de recul de voiture.

http://www.univ-valenciennes.fr/IUT/GEII/IAO/projet_radar_EICET.pdf

Ce montage doit permettre, à partir du faible signal reçu par les transducteurs, d'être filtré, amplifié et transformé en signal logique pouvant être exploité par un microcontrôleur.

2. Description du système

Comme il a déjà été dit précédemment, il faut envoyer des trames à 40 kHz pour pouvoir mesurer la distance entre les transducteurs et l'obstacle. On émet et on reçoit des signaux de cette forme :

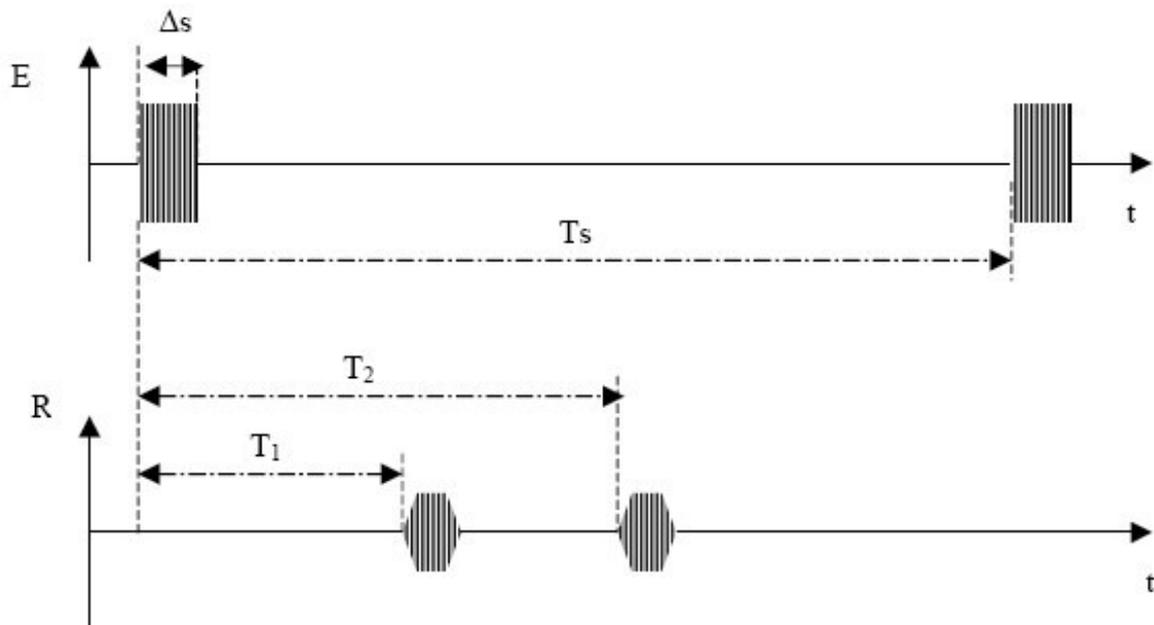


Figure 10: Forme des trames d'émission et de réception

On remarque bien le décalage de temps entre une trame émise et une trame reçue qui permet de déduire la distance entre l'émetteur et l'obstacle. Le signal reçu étant très faible, nous devons le traiter pour le rendre compatible avec l'utilisation d'un microcontrôleur.

Il nous faut tout d'abord l'amplifier pour ensuite travailler dessus :

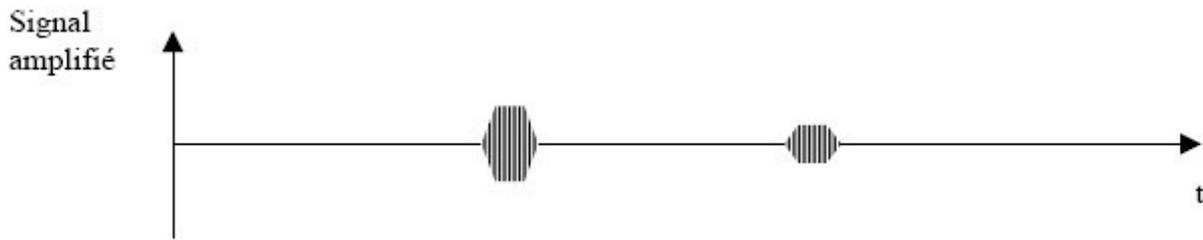


Figure 11: Signal de réception amplifié

Nous remarquons que sur les deux trames amplifiées ici présentes, une a une amplitude plus importante car il s'agit d'une trame de réception à faible distance donc qui a subi moins de pertes que sa voisine. Pour la suite du traitement, il ne faut pas qu'il y ait de trop grandes différences entre les signaux amplifiés. C'est pourquoi nous allons utiliser un amplificateur-compresseur afin de mettre les signaux de faible et grande amplitude sur un « pied d'égalité » en terme d'amplitude de sortie. On obtient donc les signaux suivants après passage dans l'amplificateur compresseur :

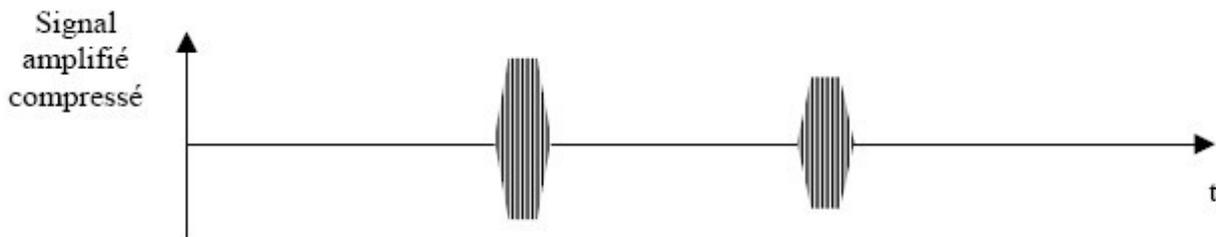


Figure 12: Signaux amplifiés et compressés

On remarque que les deux signaux ont maintenant des amplitudes proches qui seront plus faciles à traiter par la suite.

Nous devons ensuite redresser les signaux afin de ne récupérer que la composante positive du signal afin de les transformer en signaux logiques. On obtient donc des signaux de cette forme après redressement :

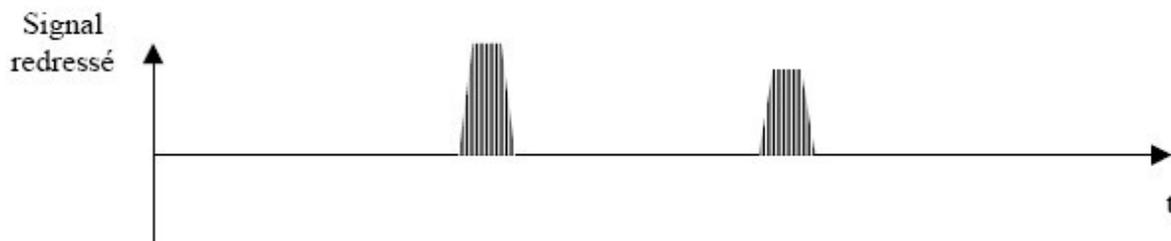


Figure 13: Signaux redressés

Avec cela, on arrivera normalement à avoir des signaux « propres » qui seront détectés

comme des signaux logiques par le microcontrôleur.

3. *Schémas électronique du montage*

Voici le schéma du préamplificateur à deux AOP :

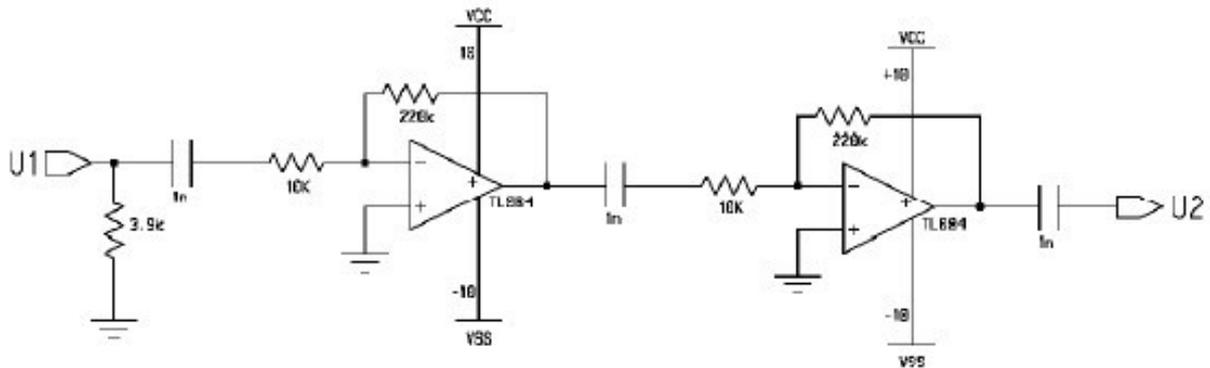


Figure 14: Schéma électronique du préamplificateur

Les condensateurs de liaison permettent de filtrer une éventuelle composante continue.

Voici ensuite le schéma de l'amplificateur-compresseur :

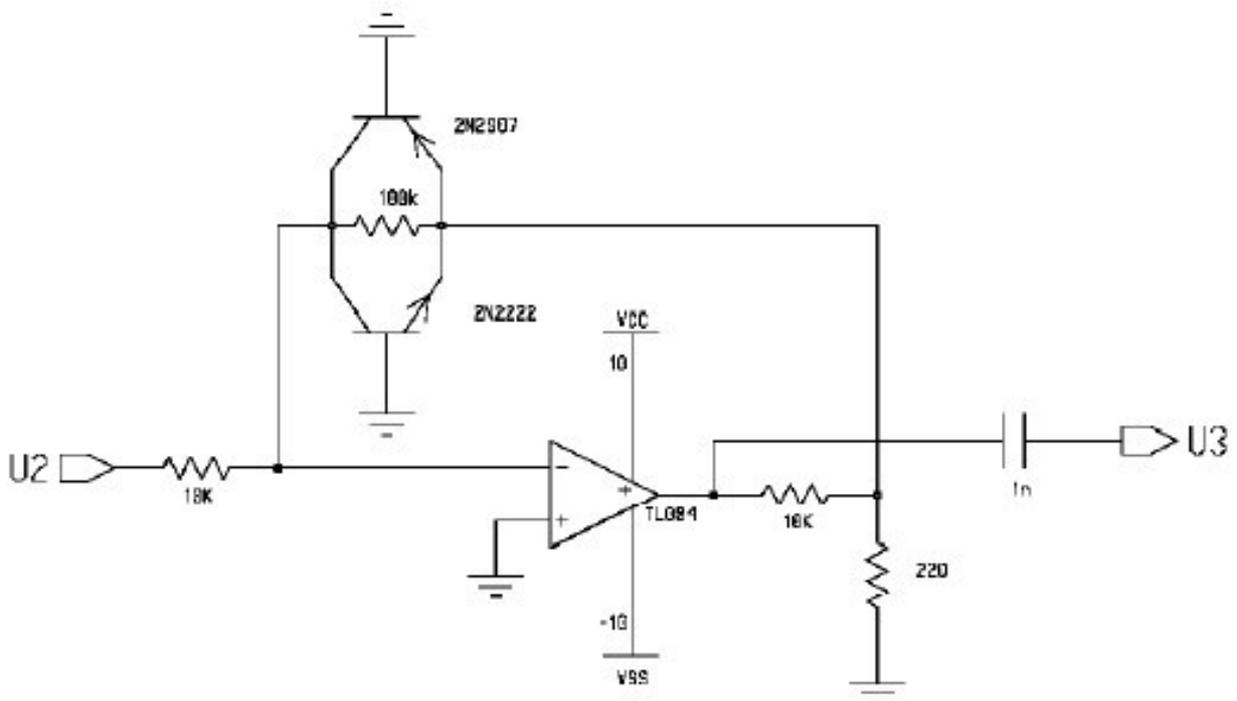


Figure 15: Schéma électronique de l'amplificateur-compresseur

Et voici le schéma du redresseur sans seuil permettant de fournir des signaux logiques :

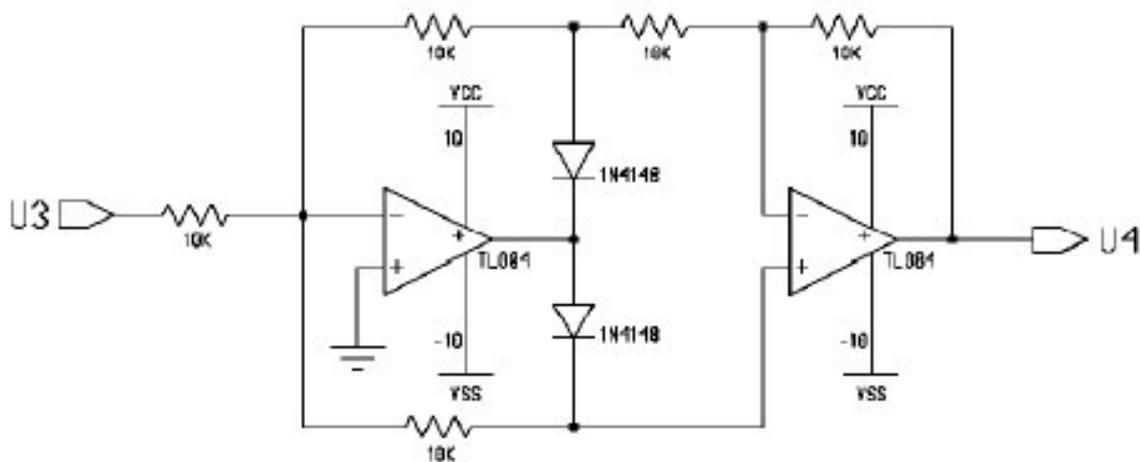


Figure 16: Schéma électronique du redresseur sans seuil

6. Conception du support des transducteurs

1. Introduction

Le support des transducteurs doit permettre d'émettre un signal et de le recevoir proprement.

Vu que nous devons émettre à de longues distance, nous avons décidé d'utiliser plusieurs émetteurs et récepteurs. Nous avons décidé d'alimenter les émetteurs en parallèle afin d'avoir plus de puissance d'émission et nous avons connecté les récepteurs en série afin de sommer les tensions reçues.

2. Description du système

Nous avons disposé les émetteurs au centre de la carte pour avoir une émission ciblée et les récepteurs en périphérie afin d'avoir une réception plus large. La carte n'est pas trop grande, ce qui permet de la monter facilement sur un véhicule.

3. Schéma électronique du montage

Les condensateurs représentent les transducteurs.

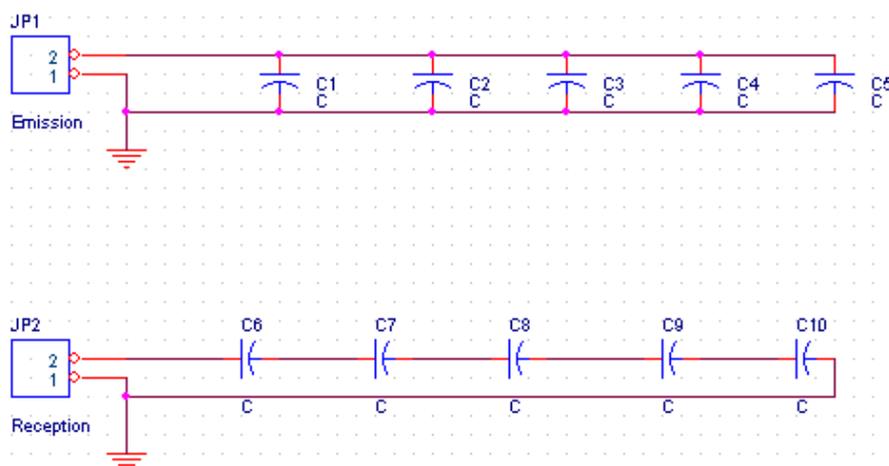


Figure 17: Schéma électronique du support d'émission-réception

Réalisation du projet

1. Réalisation de la partie émission

1. Typon de la carte

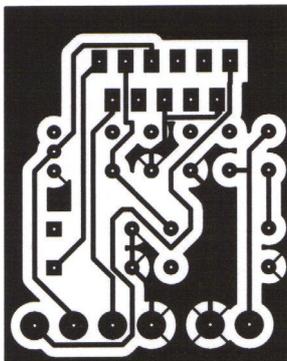


Figure 18: Typon face bottom de la carte émission

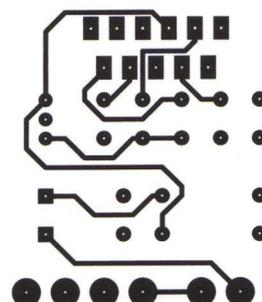


Figure 19: Typon face top de la carte émission

La carte a été réalisée en deux couches car la complexité des liaisons ne permettait pas de la faire en une seule couche. On remarque cependant qu'au niveau du pont en H L6203 (en haut de la carte), il y a une piste qui prend un angle droit, ce qui n'est pas très bon. Ce typon n'est qu'un prototype, il est loin d'être parfait.

2. nomenclature des composants

Composant	Type	Référence/Valeur	Prix (€)
C1	plastique	15n	0,1
C2	plastique	15n	0,1
C3	plastique	100n	0,1
C4	plastique	220n	0,1
C5	plastique	22n	0,1
D1	Diode rapide	BYW98	2,92
D2	Diode rapide	BYW98	2,92
R1		10 k	0,05
R2		10 k	0,05
JP5	Pont en H L6203		17,63
U1	Transistor à effet de champ	BS170	0,74
JP1	Connecteur 2 points		0,3
JP2	Connecteur 2 points		0,3
JP3	Connecteur 2 points		0,3

3. Problèmes rencontrés lors de la réalisation

Le composant L6203 (le pont en H), n'avait pas d'empreinte définie sur Orcad. M. Lequeu a donc dû la réaliser pour notre projet.

Ensuite, nous avons placé les pastilles du L6203 à l'envers, ce qui ne laissait aucune place pour un éventuel radiateur fixé au dos de celui-ci. Nous avons donc contourné le problème en intervertissant toutes les pattes du composant...

Enfin, les soudures de condensateurs plastique en double face n'est pas facile à réaliser sans toucher les autres et les abimer. Idem pour les connecteurs.

2. Réalisation de la partie réception-traitement

1. Typon de la carte

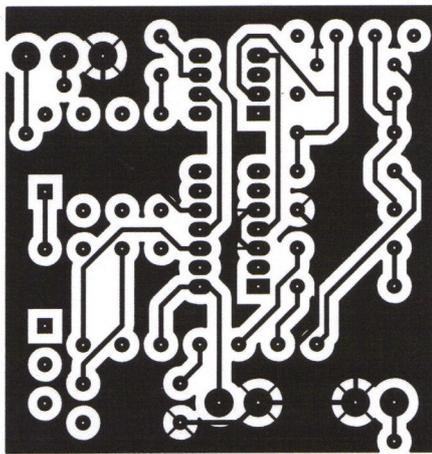


Figure 21: Typon face bottom de la carte réception

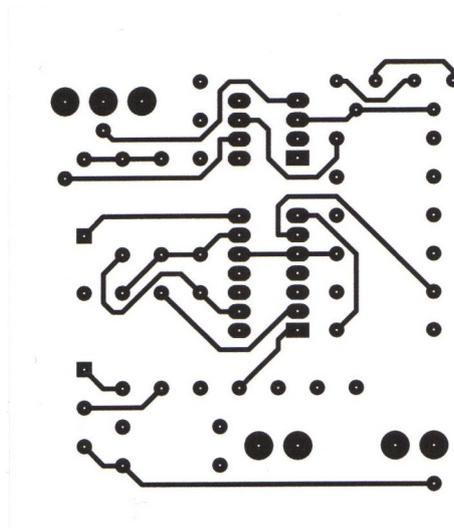


Figure 20: Typon face top de la carte réception

Là aussi, nous avons gravé la carte en double couche car la complexité des liaisons ne nous laissait pas le choix.

2. nomenclature des composants

Composant	Type	Référence/Valeur	Prix (€)
C1	plastique	1n	0,1
C2	plastique	1n	0,1
C3	plastique	1n	0,1
C4	plastique	1n	0,1
R1		10k	0,05
R2		100k	0,05
R3		10k	0,05
R4		220k	0,05
R5		10k	0,05
R6		220k	0,05
R7		10k	0,05
R8		10k	0,05
R9		10k	0,05
R10		10k	0,05
R11		10k	0,05
R12		10k	0,05
R13		220k	0,05
R14		3.9k	0,05
T1		2N2222A	0,49
T2		2N2907A	3,29
D1		1N4148	0,45
D2		1N4148	0,45
U1	AOP	TL081CP	0,46
U2	4 AOP	TL084CN	0,61
JP1	Connecteur 2 points		0,3
JP2	Connecteurs 2 points		0,3
JP3	Connecteurs 3 points		0,3

Tableau 2: Nomenclature de la carte réception-traitement

3. Problèmes rencontrés lors de la réalisation

Malgré son apparente complexité, cette carte ne posa pas de gros problèmes lors de la réalisation hormis la relative difficulté pour souder les condensateurs sur deux faces.

3. Réalisation du support d'émission-réception

1. Typon de la carte

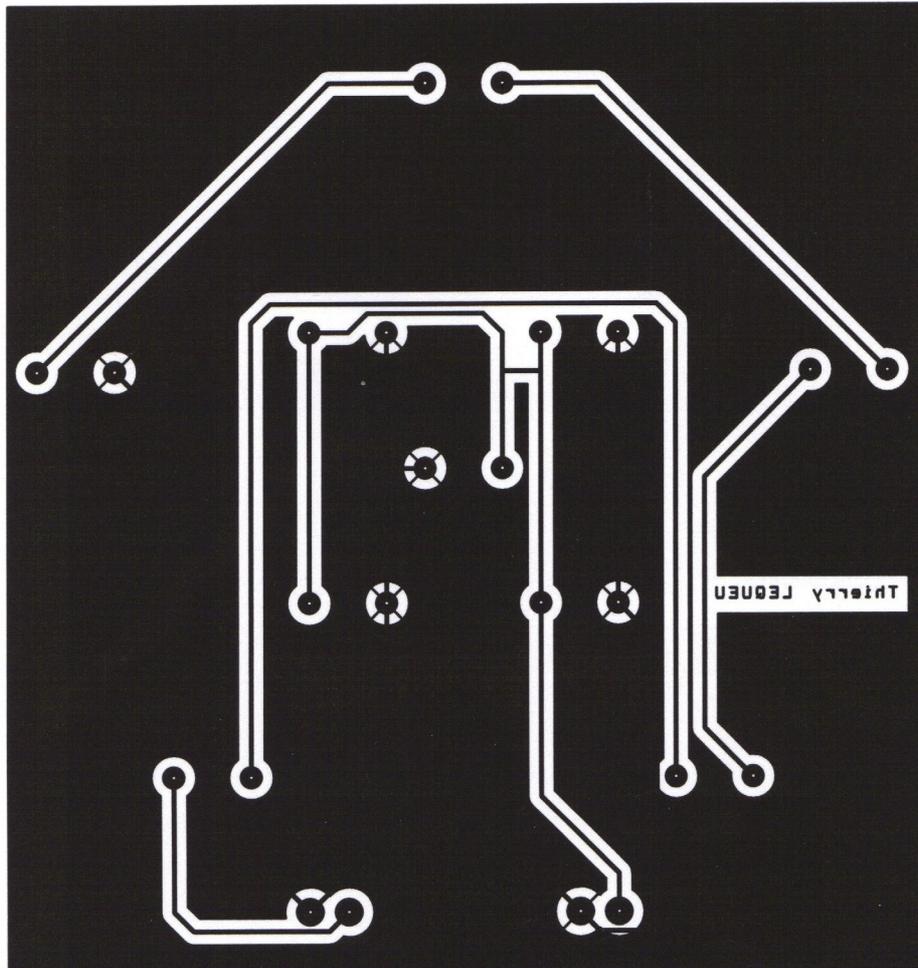


Figure 22: Typon face bottom de la carte support des transducteurs

Les transducteurs d'émission sont situés au milieu de la carte (montage en parallèle) et les transducteurs de réception sont placés en périphérie de la carte (montage en série).

2. nomenclature des composants

Composant	Type	Référence/Valeur	Prix (€)
C1	émetteur ultrasons	MA40B8S	4,72
C2	émetteur ultrasons	MA40B8S	4,72
C3	émetteur ultrasons	MA40B8S	4,72
C4	émetteur ultrasons	MA40B8S	4,72
C5	émetteur ultrasons	MA40B8S	4,72
C6	Récepteur ultrasons	MA40B8R	4,72

C7	Récepteur ultrasons	MA40B8R	4,72
C8	Récepteur ultrasons	MA40B8R	4,72
C9	Récepteur ultrasons	MA40B8R	4,72
C10	Récepteur ultrasons	MA40B8R	4,72
JP1	Connecteur 2 points		0,3
JP2	Connecteur 2 points		0,3

Tableau 3: Nomenclature du support d'émission-réception

3. Problèmes rencontrés lors de la réalisation

Nous n'avons rencontré aucun problèmes, la carte est grande et il n'est pas difficile de souder des composants non polarisés.

Tests du projet

1. Test de la sensibilité des transducteurs

1. Test de la fréquence optimale de travail

1. Objectif du test

Il s'agit ici de déterminer la fréquence optimale de travail des transducteurs. Bien que le datasheet (voir page 52) de ceux ci annonce une fréquence de travail de 40 kHz en excitation sinusoïdale, nous ne sommes pas sûr qu'il s'agisse de la même fréquence de travail face à une excitation en créneaux.

2. Préparation du test

Nous avons placé un transducteur d'émission relié à un GBF débitant une tension en créneaux de fréquence proche de 40 kHz et d'amplitude 30 V crête à crête.

Nous avons placé un transducteur de réception à 30 cm de l'émetteur juste en face de celui ci. Ce récepteur est relié à un oscilloscope pour les mesures.

3. Procédure du test

Nous allons mesurer la tension de réception en fonction de la fréquence d'excitation.

4. Critères d'évaluation

La fréquence conférant la plus grande tension en sortie du récepteur sera considérée comme la fréquence de travail que nous utiliserons.

5. Rapport du test

La fréquence de travail optimale se situe non pas à 40 kHz comme il était dit sur le datasheet mais à 41200 Hz.

2. Test de la mise en série de deux transducteurs de réception

1. Objectif du test

Les transducteurs de réception délivrant une tension en sortie, nous pourrions peut être augmenter la réceptivité de la partie réception en mettant plusieurs récepteurs en série. Ainsi les tensions de réception s'additionnent.

2. Préparation du test

Nous avons placé un transducteur d'émission relié à un GBF débitant une tension en créneaux de fréquence proche de 40 kHz et d'amplitude 30 V crête à crête.

Nous avons placé deux transducteurs de réception en série à 30 cm de l'émetteur juste en face de celui ci. Ces récepteurs sont reliés à un oscilloscope pour les mesures.

3. Procédure du test

Nous allons comparer la tension de réception par rapport à la tension de réception pour un seul récepteur.

4. Critères d'évaluation

Nous espérons que la tension de réception sera multipliée par deux.

5. Rapport du test

Le test se révèle positif. Cependant, la tension de réception n'est que de environ 1,8 fois la

tension reçue par un seul récepteur.

2. Test de la carte d'émission

1. Objectif du test

Il s'agit de vérifier si la carte d'émission sort un signal de 40 kHz d'amplitude 40 V crête à crête (-20V, +20V).

2. Préparation du test

Nous avons remplacé le microcontrôleur débitant un signal à 40 kHz logique (0V, +5V) en entrée de la carte par un GBF faisant la même tâche.

3. Procédure du test

On vérifie avec un GBF la forme du signal de sortie de la carte.

4. Critères d'évaluation

Il faut que le signal de sortie soit d'amplitude 40 V crête à crête avec un minimum à -20 V et un maximum à +20 V et de fréquence 40 kHz.

5. Rapport du test

Le test est un échec, notre carte ne délivre aucun signal en sortie. Nous n'avons pas eu le temps de voir pourquoi cela ne fonctionnait pas...

3. Test de la carte réception-traitement

1. Objectif du test

Il s'agit de vérifier si la carte de réception-traitement fonctionne et arrive à partir d'un signal faible à le transformer en signal logique qui pourra être traité par le microcontrôleur.

2. Préparation du test

Les alimentations +10 V et -10 V sont réalisées à partir d'alimentations standards de laboratoire.

3. Procédure du test

On injecte en entrée des borniers prévus pour les récepteurs un signal carré de faible amplitude (environ 20 mV crête à crête) de fréquence 40 kHz avec un GBF.

4. Critères d'évaluation

On relève la sortie de la carte avec un oscilloscope en attendant un signal logique de fréquence 40 kHz allant de 0 V à 5 V.

5. Rapport du test

Ce test est un échec. Nous n'avons au début les alimentations qui ne débitaient que 0,1 V alors que nous venions de les régler à +10 V et -10 V. Nous avons remarqué que le courant admissible des alimentations n'était que de 100 mA. Nous l'avons donc réglé au maximum à 2 A, ce qui a eu pour effet de faire brûler le composant TL084CN comportant 4 AOP...

Faute de temps, nous n'avons pas eu le temps de déterminer la cause du problème.

Conclusion

Ce fut un projet très intéressant qui nous a permis de nous rendre compte de la complexité de la réalisation d'un prototype dans un temps imparti.

Bien que notre projet ne fonctionne pas encore, nous avons pu acquérir de multiples compétences dans les domaines de l'étude, de l'électronique, de la CAO (utilisation de Orcad pour créer les typons), la réalisation (découverte de la gravure double couche, soudures en double couche) et l'application dans les tests à effectuer afin de tester notre prototype.

Ce projet nous a aussi permis d'apprendre à gérer un projet dans un planning certes un peu serré mais motivant.

Cependant, nous avons défini au début du projet un cahier des charges un peu trop ambitieux, que nous n'avons pas pu suivre dans sa totalité. Cela nous a aussi permis d'apprendre à avoir pour les fois futures des objectifs plus raisonnables.

Résumé

Voici un projet d'étude et réalisation de semestre 3 en formation DUT GEII.

Nous avons décidé de réaliser un radar de sécurité pour voiture permettant de surveiller la distance de sécurité séparant deux véhicules en fonction de leur vitesse de déplacement. Si la distance est trop faible, le système doit avertir l'utilisateur qu'il doit rajouter de la distance entre son véhicule et celui de devant.

Nous avons décidé d'utiliser un système à ultrasons après étude d'autres alternatives beaucoup trop compliquées à mettre en oeuvre. Il ne s'agit pas de la meilleure solution mais c'est la plus réalisable à notre niveau.

Nous avons réalisé dans ce projet trois cartes électroniques. Une permet l'émission d'un signal à ultrasons alors que l'autre permet la réception et le traitement des données afin de les convertir en signaux logiques compréhensibles par un microcontrôleur.

La dernière carte est le support pour les émetteurs et récepteurs ultrasons, disposés de telle sorte que l'émission et la réception soit optimale.

Ce projet n'est pas terminé et nous allons dans le semestre 4 réaliser la carte pour le microcontrôleur et l'affichage afin d'avertir l'utilisateur. Nous aurons aussi une partie de programmation afin de faire fonctionner de façon autonome le système. 192

Index des Illustrations

Figure 1: Bête à cornes du système complet.....	7
Figure 2: Schéma d'une roue.....	12
Figure 3: schéma du montage électronique de la mesure de vitesse.....	13
Figure 4: Schéma de l'afficheur.....	14
Figure 5: Schéma électronique de l'affichage.....	15
Figure 6: Signal 0 à 40V à la fréquence de 40 kHz.....	16
Figure 7: Signal de 0 à 20 V positif en sortie.....	16
Figure 8: Signal de 0 à - 20 V en sortie.....	17
Figure 9: Schéma électronique de l'émetteur du signal.....	17
Figure 10: Forme des trames d'émission et de réception.....	18
Figure 11: Signal de réception amplifié.....	19
Figure 12: Signaux amplifiés et compressés.....	19
Figure 13: Signaux redressés.....	19
Figure 14: Schéma électronique du préamplificateur.....	20
Figure 15: Schéma électronique de l'amplificateur-compresseur.....	20
Figure 16: Schéma électronique du redresseur sans seuil.....	21
Figure 17: Schéma électronique du support d'émission-réception.....	21
Figure 18: Typon face bottom de la carte émission.....	23
Figure 19: Typon face top de la carte émission.....	23
Figure 20: Typon face top de la carte réception.....	24
Figure 21: Typon face bottom de la carte réception.....	24
Figure 22: Typon face bottom de la carte support des transducteurs.....	26

Annexes

Sommaire des annexes

Annexe 1 : Datasheet du composant L6203 (pont en H)

page 38

<http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/0032/0900766b8003252e.pdf>

adresse fonctionnelle le 13/12/2007

Annexe 2 : Datasheet des transducteurs MA40B8R et MA40B8S

page 53

<http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/03cf/0900766b803cf552.pdf>

adresse fonctionnelle le 13/12/2007

Annexe 1 : Datasheet du composant L6203

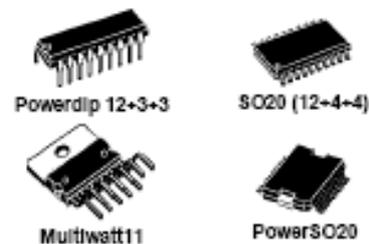
DMOS FULL BRIDGE DRIVER

- SUPPLY VOLTAGE UP TO 48V
- 5A MAX PEAK CURRENT (2A max. for L6201)
- TOTAL RMS CURRENT UP TO L6201: 1A; L6202: 1.5A; L6203/L6201PS: 4A
- $R_{DS(on)}$ 0.3 Ω (typical value at 25 °C)
- CROSS CONDUCTION PROTECTION
- TTL COMPATIBLE DRIVE
- OPERATING FREQUENCY UP TO 100 KHz
- THERMAL SHUTDOWN
- INTERNAL LOGIC SUPPLY
- HIGH EFFICIENCY

DESCRIPTION

The I.C. is a full bridge driver for motor control applications realized in Multipower-BCD technology which combines isolated DMOS power transistors with CMOS and Bipolar circuits on the same chip. By using mixed technology it has been possible to optimize the logic circuitry and the power stage to achieve the best possible performance. The DMOS output transistors can operate at supply voltages up to 42V and efficiently at high switch-

MULTIPOWER BCD TECHNOLOGY

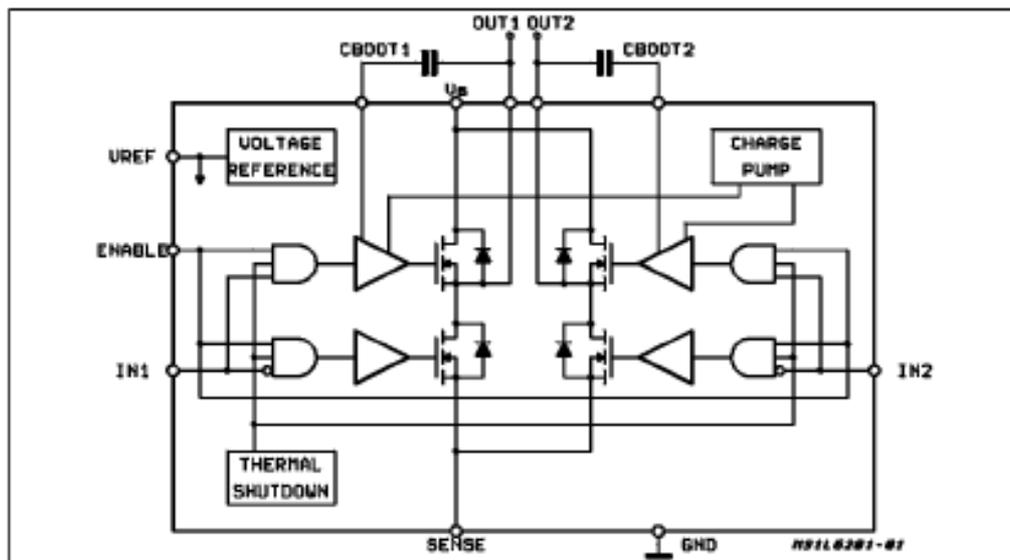


ORDERING NUMBERS:

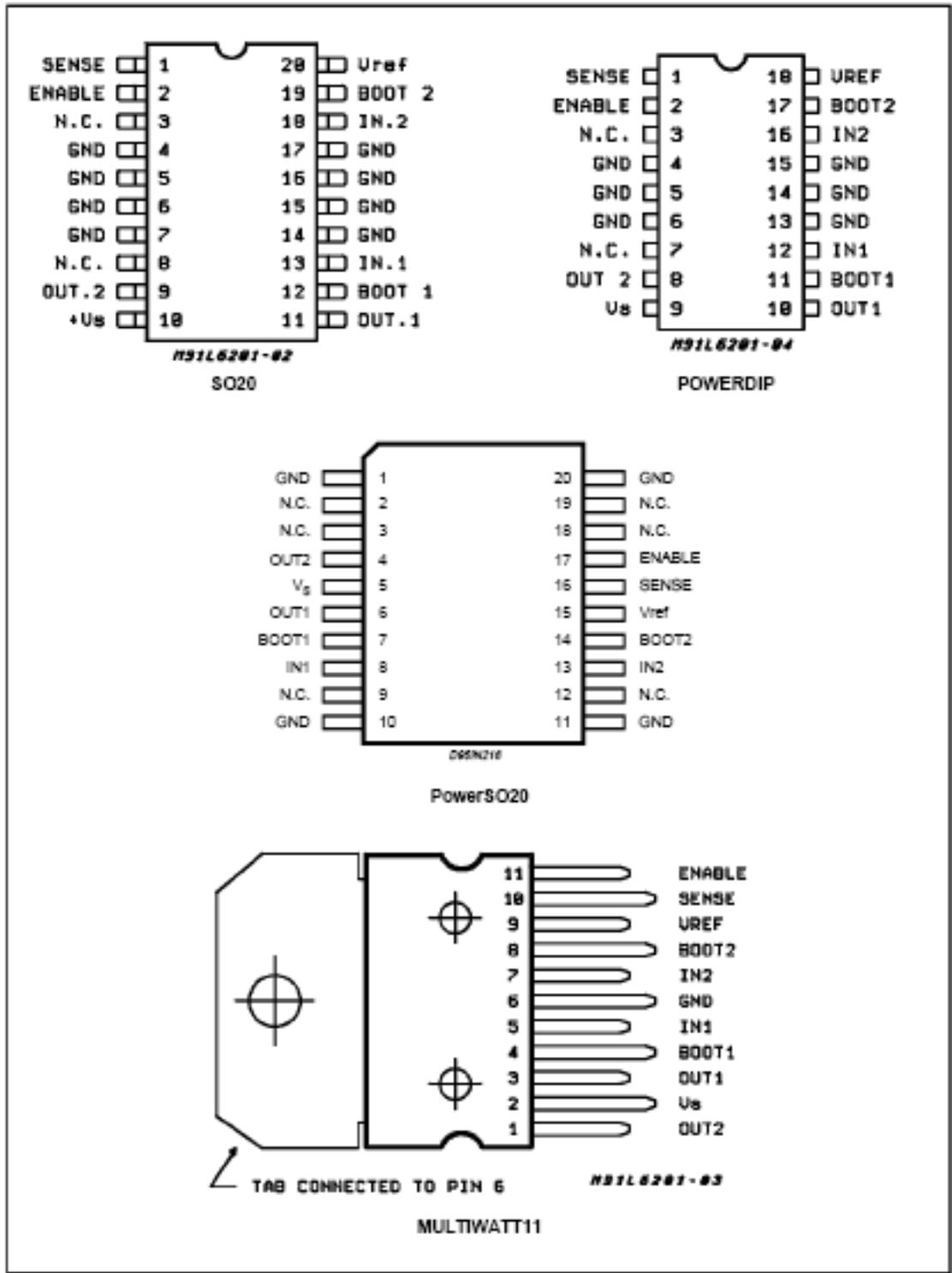
L6201 (SO20)
L6201PS (PowerSO20)
L6202 (Powerdip18)
L6203 (Multiwatt)

ing speeds. All the logic inputs are TTL, CMOS and μ C compatible. Each channel (half-bridge) of the device is controlled by a separate logic input, while a common enable controls both channels. The I.C. is mounted in three different packages.

BLOCK DIAGRAM



PIN CONNECTIONS (Top view)



PINS FUNCTIONS

Device				Name	Function
L6201	L6201PS	L6202	L6203		
1	16	1	10	SENSE	A resistor R_{sense} connected to this pin provides feedback for motor current control.
2	17	2	11	ENAB LE	When a logic high is present on this pin the DMOS POWER transistors are enabled to be selectively driven by IN1 and IN2.
3	2,3,9,12, 18,19	3		N.C.	Not Connected
4,5	-	4	6	GND	Common Ground Terminal
-	1, 10	5		GND	Common Ground Terminal
6,7	-	6		GND	Common Ground Terminal
8	-	7		N.C.	Not Connected
9	4	8	1	OUT2	Output of 2nd Half Bridge
10	5	9	2	V_s	Supply Voltage
11	6	10	3	OUT1	Output of first Half Bridge
12	7	11	4	BOOT1	A bootstrap capacitor connected to this pin ensures efficient driving of the upper POWER DMOS transistor.
13	8	12	5	IN1	Digital input from the Motor Controller
14,15	-	13	6	GND	Common Ground Terminal
-	11, 20	14		GND	Common Ground Terminal
16,17	-	15		GND	Common Ground Terminal
18	13	16	7	IN2	Digital input from the Motor Controller
19	14	17	8	BOOT2	A bootstrap capacitor connected to this pin ensures efficient driving of the upper POWER DMOS transistor.
20	15	18	9	V_{ref}	Internal voltage reference. A capacitor from this pin to GND is recommended. The internal Ref. Voltage can source out a current of 2mA max.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_s	Power Supply	52	V
V_{OD}	Differential Output Voltage (between Out1 and Out2)	60	V
V_{IN}, V_{EN}	Input or Enable Voltage	- 0.3 to + 7	V
I_o	Pulsed Output Current for L6201PS/L6202/L6203 (Note 1)	5	A
	- Non Repetitive (< 1 ms) for L6201	5	A
	DC Output Current for L6201PS/L6202/L6203	10	A
	DC Output Current for L6201 (Note 1)	1	A
V_{sense}	Sensing Voltage	- 1 to + 4	V
V_b	Bootstrap Peak Voltage	60	V
P_{tot}	Total Power Dissipation:		
	$T_{pk} = 90^\circ\text{C}$ for L6201	4	W
	for L6202	5	W
	$T_{case} = 90^\circ\text{C}$ for L6201PS/L6203	20	W
	$T_{amb} = 70^\circ\text{C}$ for L6201 (Note 2)	0.9	W
for L6202 (Note 2)	1.3	W	
for L6201PS/L6203 (Note 2)	2.3	W	
T_{stg}, T_j	Storage and Junction Temperature	- 40 to + 150	$^\circ\text{C}$

Note 1: Pulse width limited only by junction temperature and transient thermal impedance (see thermal characteristics)

Note 2: Mounted on board with minimized dissipating copper area.

THERMAL DATA

Symbol	Parameter		Value				Unit
			L6201	L6201PS	L6202	L6203	
$R_{th(j-pin)}$	Thermal Resistance Junction-pins	max.	15	-	12	-	°C/W
$R_{th(j-case)}$	Thermal Resistance Junction Case	max.	-	-	-	3	
$R_{th(j-amb)}$	Thermal Resistance Junction-ambient	max.	65	13 (*)	60	35	

(*) Mounted on aluminium substrate.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Refer to the Test Circuits; $T_J = 25^\circ\text{C}$, $V_S = 42\text{V}$, $V_{Sens} = 0$, unless otherwise specified).

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_S	Supply Voltage		12	36	48	V
V_{ref}	Reference Voltage	$I_{REF} = 2\text{mA}$		13.5		V
I_{REF}	Output Current				2	mA
I_S	Quiescent Supply Current	EN = H $V_{IN} = L$ EN = H $V_{IN} = H$ $I_L = 0$ EN = L (Fig. 1,2,3)		10 10 8	15 15 15	mA mA mA
f_c	Commutation Frequency (*)			30	100	KHz
T_J	Thermal Shutdown			150		°C
T_d	Dead Time Protection			100		ns

TRANSISTORS

OFF						
I_{oss}	Leakage Current	Fig. 11 $V_S = 52\text{V}$			1	mA
ON						
R_{DS}	On Resistance	Fig. 4,5		0.3	0.55	Ω
$V_{DS(ON)}$	Drain Source Voltage	Fig. 9 $I_{DS} = 1\text{A}$ L6201 $I_{DS} = 1.2\text{A}$ L6202 $I_{DS} = 3\text{A}$ L6201PS/03		0.3 0.36 0.9		V V V
V_{Sens}	Sensing Voltage		-1		4	V

SOURCE DRAIN DIODE

V_{sd}	Forward ON Voltage	Fig. 6a and b $I_{SD} = 1\text{A}$ L6201 EN = L $I_{SD} = 1.2\text{A}$ L6202 EN = L $I_{SD} = 3\text{A}$ L6201PS/03 EN = L		0.9 (**) 0.9 (**) 1.35 (**)		V V V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$\frac{dI}{dt} = 25\text{A}/\mu\text{s}$ $I_F = 1\text{A}$ L6201 $I_F = 1.2\text{A}$ L6202 $I_F = 3\text{A}$ L6203		300		ns
t_f	Forward Recovery Time			200		ns

LOGIC LEVELS

V_{INL} , V_{ENL}	Input Low Voltage		-0.3		0.6	V
V_{INH} , V_{ENH}	Input High Voltage		2		7	V
I_{INL} , I_{ENL}	Input Low Current	V_{IN} , $V_{EN} = L$			-10	μA
I_{INH} , I_{ENH}	Input High Current	V_{IN} , $V_{EN} = H$		30		μA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)
LOGIC CONTROL TO POWER DRIVE TIMING

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
t_1 (V)	Source Current Turn-off Delay	Fig. 12		300		ns
t_2 (V)	Source Current Fall Time	Fig. 12		200		ns
t_3 (V)	Source Current Turn-on Delay	Fig. 12		400		ns
t_4 (V)	Source Current Rise Time	Fig. 12		200		ns
t_5 (V)	Sink Current Turn-off Delay	Fig. 13		300		ns
t_6 (V)	Sink Current Fall Time	Fig. 13		200		ns
t_7 (V)	Sink Current Turn-on Delay	Fig. 13		400		ns
t_8 (V)	Sink Current Rise Time	Fig. 13		200		ns

(*) Limited by power dissipation

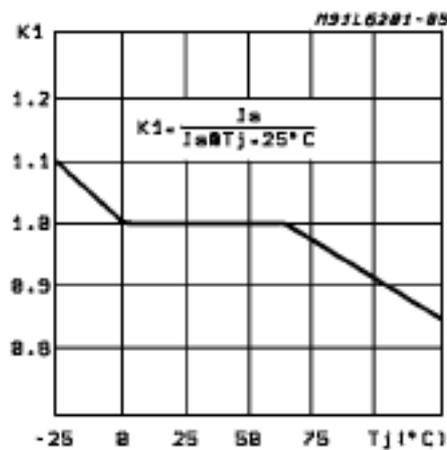
(**) In synchronous rectification the drain-source voltage drop V_{DS} is shown in fig. 4 (L6202/03); typical value for the L6201 is of 0.3V.Figure 1: Typical Normalized I_S vs. T_J 

Figure 2: Typical Normalized Quiescent Current vs. Frequency

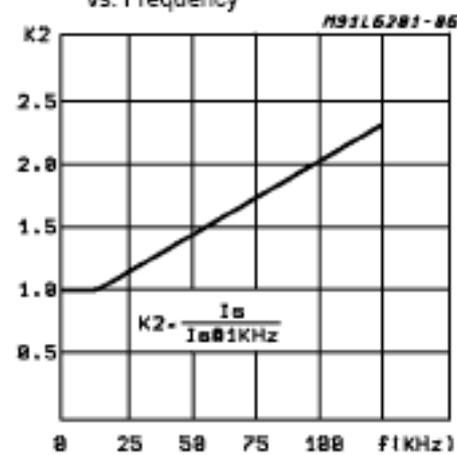
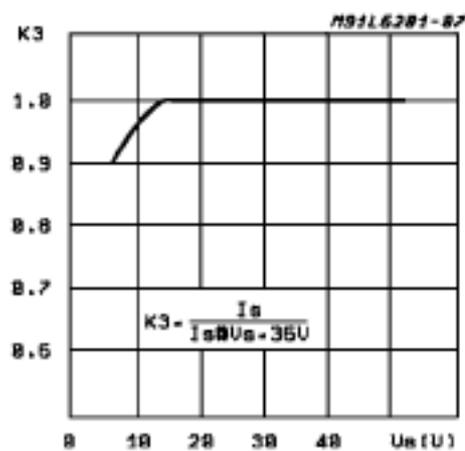
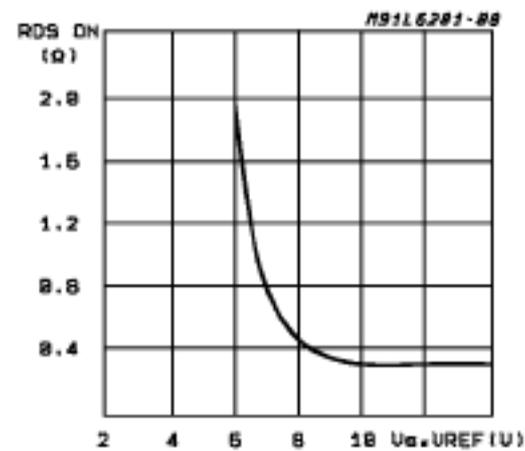
Figure 3: Typical Normalized I_S vs. V_S Figure 4: Typical $R_{DS(ON)}$ vs. $V_S \sim V_{ref}$ 

Figure 5: Normalized $R_{DS(on)}$ at 25°C vs. Temperature Typical Values

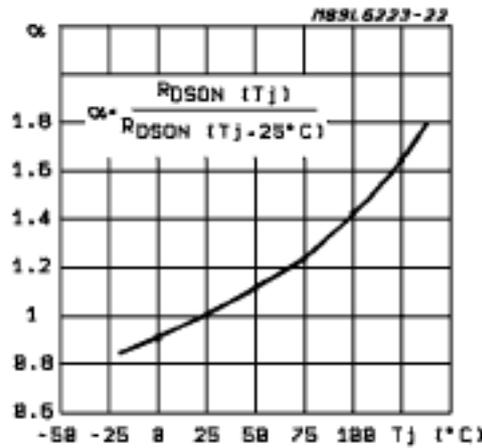


Figure 6a: Typical Diode Behaviour in Synchronous Rectification (L6201)

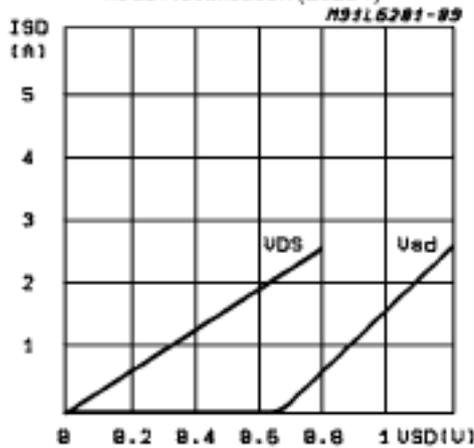


Figure 6b: Typical Diode Behaviour in Synchronous Rectification (L6201PS/02/03)

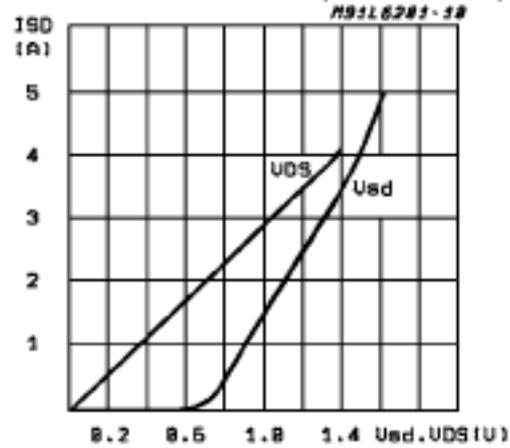


Figure 7a: Typical Power Dissipation vs. I_L (L6201)

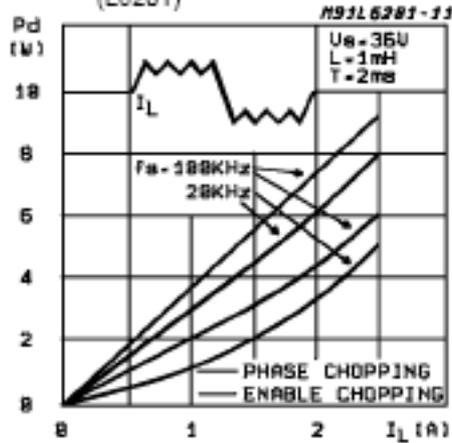


Figure 7b: Typical Power Dissipation vs. I_L (L6201PS, L6202, L6203)

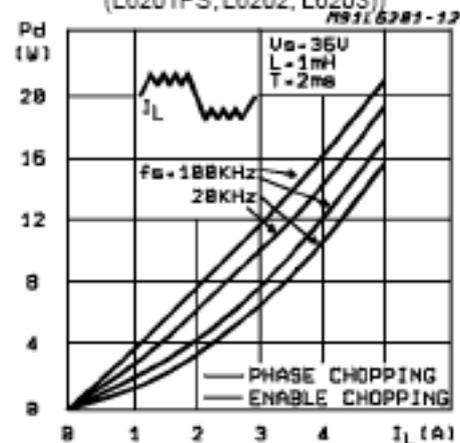


Figure 8a: Two Phase Chopping

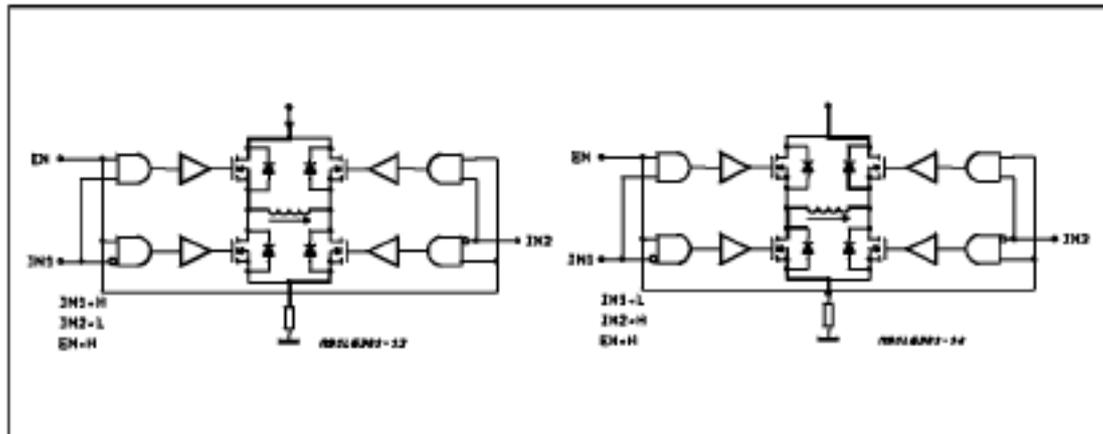


Figure 8b: One Phase Chopping

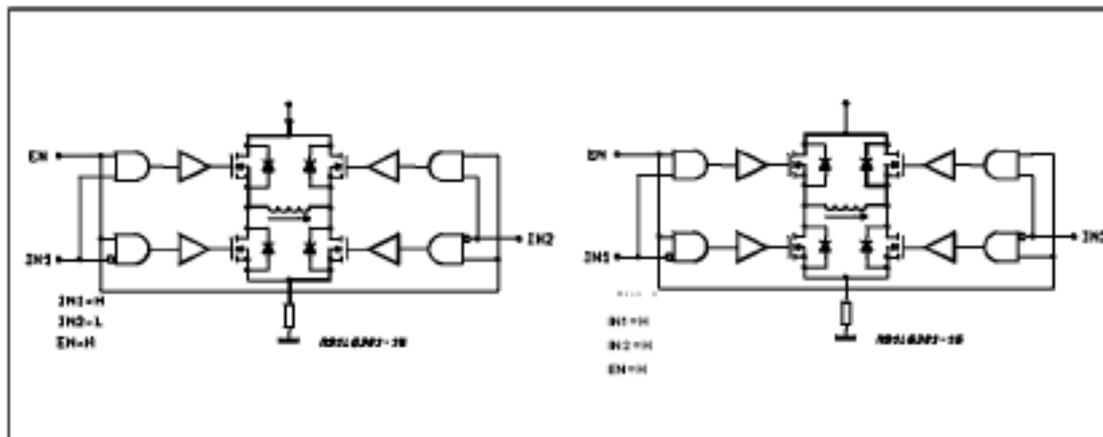
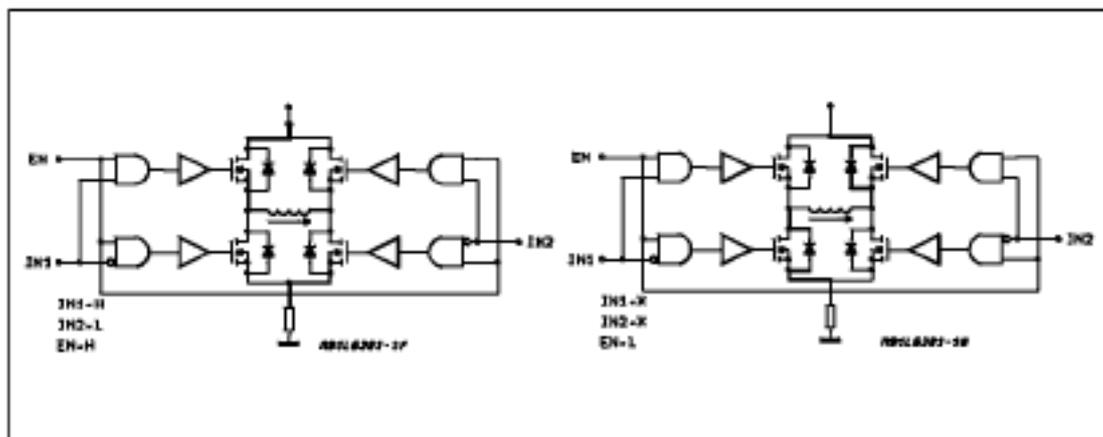


Figure 8c: Enable Chopping



TEST CIRCUITS

Figure 9: Saturation Voltage

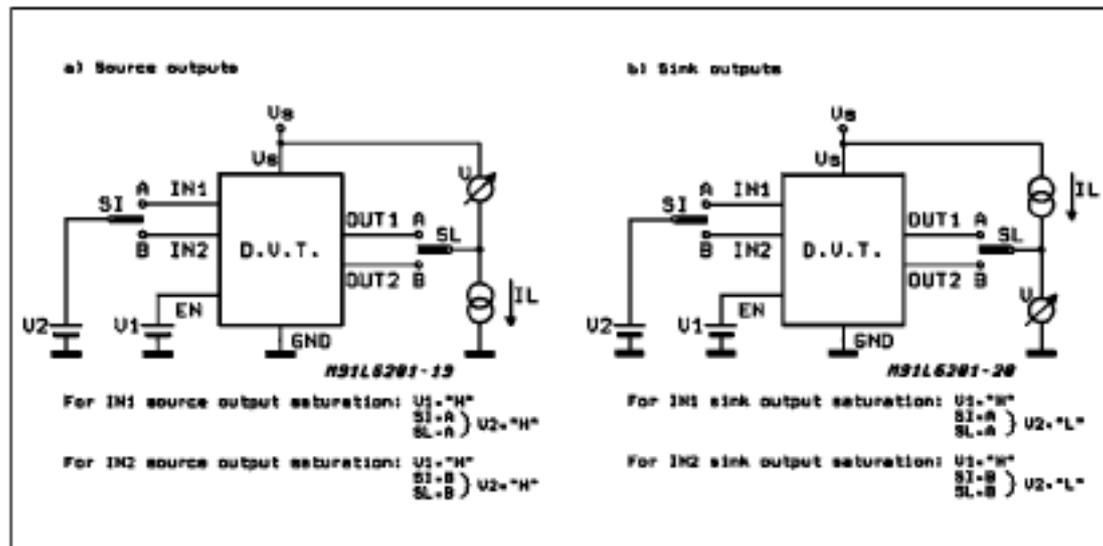


Figure 10: Quiescent Current

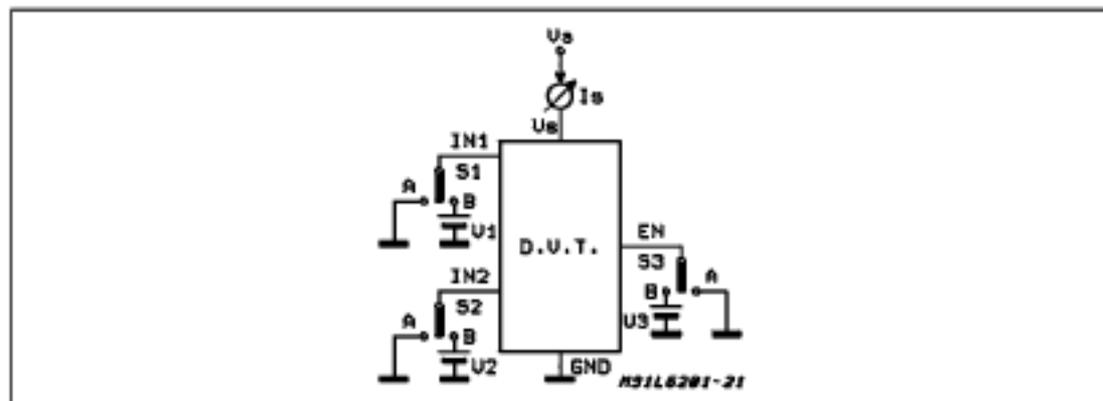


Figure 11: Leakage Current

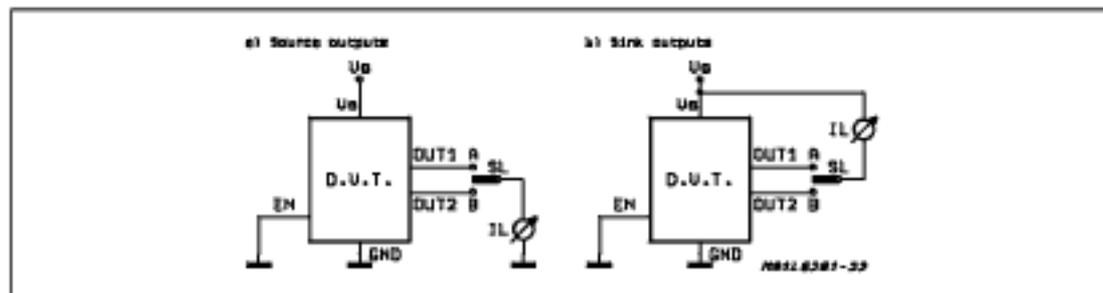


Figure 12: Source Current Delay Times vs. Input Chopper

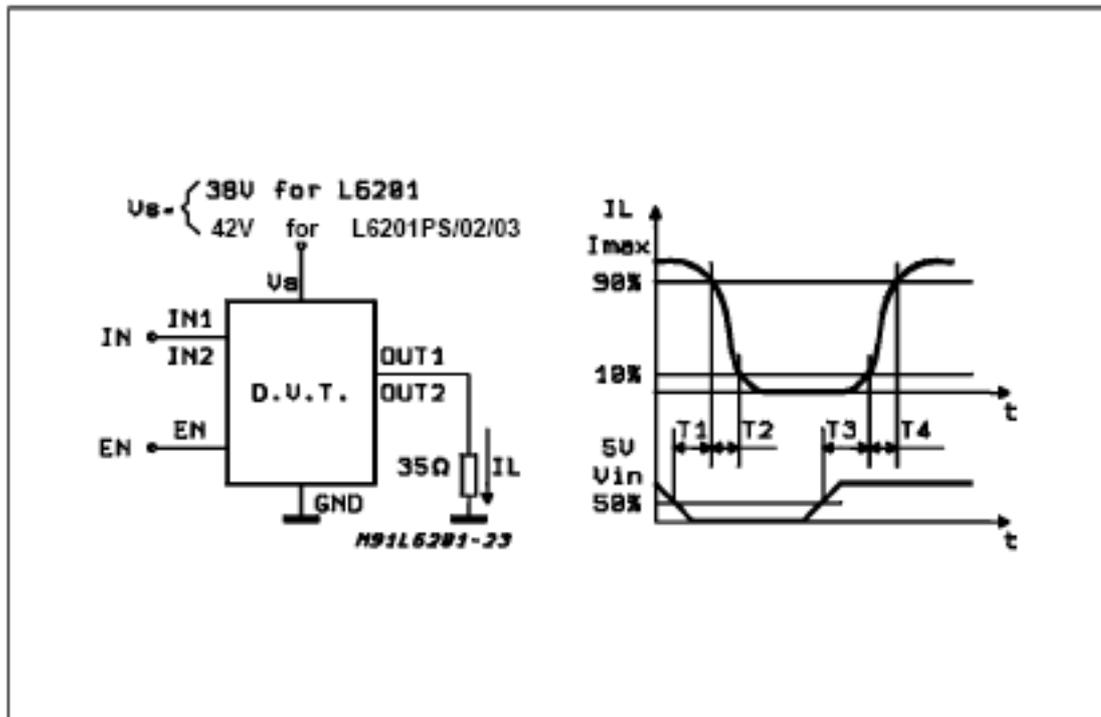
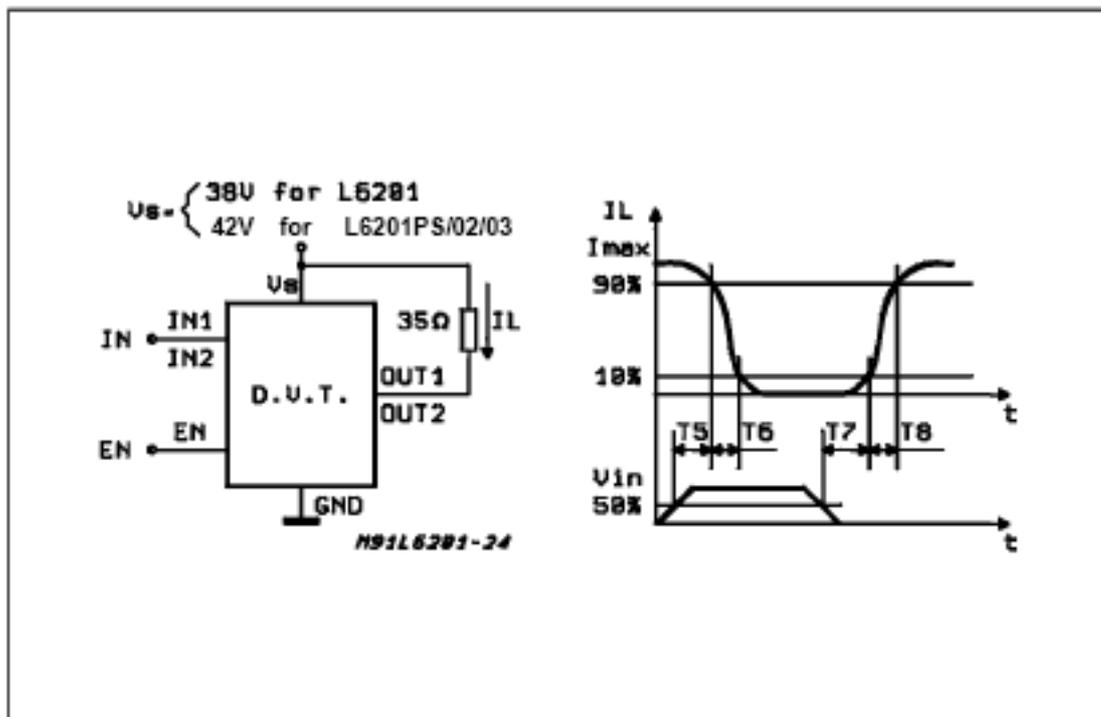


Figure 13: Sink Current Delay Times vs. Input Chopper



CIRCUIT DESCRIPTION

The L6201/1PS/2/3 is a monolithic full bridge switching motor driver realized in the new Multipower-BCD technology which allows the integration of multiple, isolated DMOS power transistors plus mixed CMOS/bipolar control circuits. In this way it has been possible to make all the control inputs TTL, CMOS and μ C compatible and eliminate the necessity of external MOS drive components. The Logic Drive is shown in table 1.

Table 1

	Inputs		Output Mosfets (*)
	IN1	IN2	
$V_{EN} = H$	L	L	Sink 1, Sink 2
	L	H	Sink 1, Source 2
	H	L	Source 1, Sink 2
	H	H	Source 1, Source 2
$V_{EN} = L$	X	X	All transistors turned OFF

L = Low H = High X = DON'T care
 (*) Numbers referred to INPUT1 or INPUT2 controlled output stages

Although the device guarantees the absence of cross-conduction, the presence of the intrinsic diodes in the POWER DMOS structure causes the generation of current spikes on the sensing terminals. This is due to charge-discharge phenomena in the capacitors C1 & C2 associated with the drain source junctions (fig. 14). When the output switches from high to low, a current spike is generated associated with the capacitor C1. On the low-to-high transition a spike of the same polarity is generated by C2, preceded by a spike of the opposite polarity due to the charging of the input capacity of the lower POWER DMOS transistor (fig. 15).

Figure 14: Intrinsic Structures in the POWER DMOS Transistors

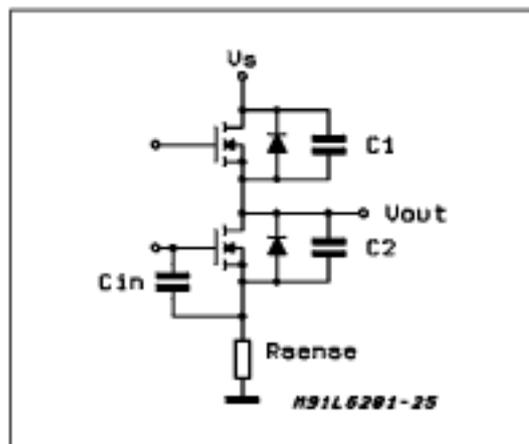
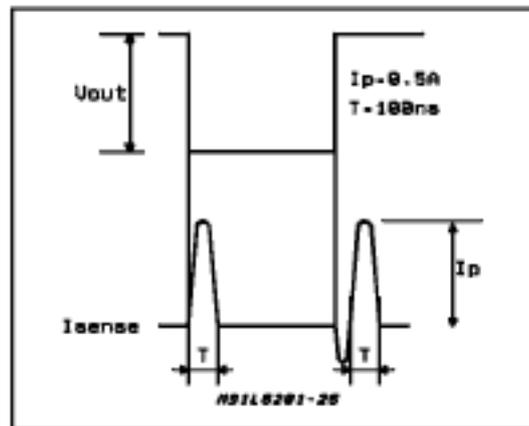


Figure 15: Current Typical Spikes on the Sensing Pin



TRANSISTOR OPERATION

ON State

When one of the POWER DMOS transistor is ON it can be considered as a resistor $R_{DS(ON)}$ throughout the recommended operating range. In this condition the dissipated power is given by :

$$P_{ON} = R_{DS(ON)} \cdot I_{DS}^2 (RMS)$$

The low $R_{DS(ON)}$ of the Multipower-BCD process can provide high currents with low power dissipation.

OFF State

When one of the POWER DMOS transistor is OFF the V_{DS} voltage is equal to the supply voltage and only the leakage current I_{DSS} flows. The power dissipation during this period is given by :

$$P_{OFF} = V_s \cdot I_{DSS}$$

The power dissipation is very low and is negligible in comparison to that dissipated in the ON STATE.

Transitions

As already seen above the transistors have an intrinsic diode between their source and drain that can operate as a fast freewheeling diode in switched mode applications. During recirculation with the ENABLE input high, the voltage drop across the transistor is $R_{DS(ON)} \cdot I_D$ and when it reaches the diode forward voltage it is clamped. When the ENABLE input is low, the POWER MOS is OFF and the diode carries all of the recirculation current. The power dissipated in the transitional times in the cycle depends upon the voltage-current waveforms and in the driving mode. (see Fig. 7ab and Fig. 8abc).

$$P_{trans} = I_{DS}(t) \cdot V_{DS}(t)$$

Bootstrap Capacitors

To ensure that the POWER DMOS transistors are driven correctly gate to source voltage of typ. 10 V must be guaranteed for all of the N-channel DMOS transistors. This is easy to be provided for the lower POWER DMOS transistors as their sources are referred to ground but a gate voltage greater than the supply voltage is necessary to drive the upper transistors. This is achieved by an internal charge pump circuit that guarantees correct DC drive in combination with the bootstrap circuit. For efficient charging the value of the bootstrap capacitor should be greater than the input capacitance of the power transistor which is around 1 nF. It is recommended that a capacitance of at least 10 nF is used for the bootstrap. If a smaller capacitor is used there is a risk that the POWER transistors will not be fully turned on and they will show a higher $R_{DS(ON)}$. On the other hand if a elevated value is used it is possible that a current spike may be produced in the sense resistor.

Reference Voltage

To by-pass the internal Ref. Volt. circuit it is recommended that a capacitor be placed between its pin and ground. A value of 0.22 μ F should be sufficient for most applications. This pin is also protected against a short circuit to ground: a max. current of 2mA max. can be sinked out.

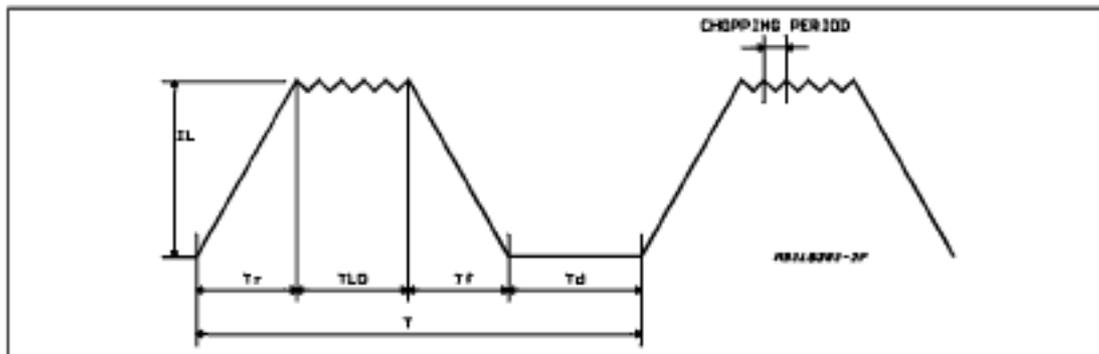
Dead Time

To protect the device against simultaneous conduction in both arms of the bridge resulting in a rail to rail short circuit, the integrated logic control provides a dead time greater than 40 ns.

Thermal Protection

A thermal protection circuit has been included that will disable the device if the junction temperature reaches 150 °C. When the temperature has fallen to a safe level the device restarts the input and enable signals under control.

Figure 16.



APPLICATION INFORMATION

Recirculation

During recirculation with the ENABLE input high, the voltage drop across the transistor is $R_{DS(ON)} \cdot I_L$, clamped at a voltage depending on the characteristics of the source-drain diode. Although the device is protected against cross conduction, current spikes can appear on the current sense pin due to charge/discharge phenomena in the intrinsic source drain capacitances. In the application this does not cause any problem because the voltage spike generated on the sense resistor is masked by the current controller circuit.

Rise Time T_r (See Fig. 16)

When a diagonal of the bridge is turned on current begins to flow in the inductive load until the maximum current I_L is reached after a time T_r . The dissipated energy E_{OFFON} is in this case :

$$E_{OFFON} = [R_{DS(ON)} \cdot I_L^2 \cdot T_r] \cdot 2/3$$

Load Time T_{LD} (See Fig. 16)

During this time the energy dissipated is due to the ON resistance of the transistors (E_{LD}) and due to commutation (E_{COM}). As two of the POWER DMOS transistors are ON, E_{ON} is given by :

$$E_{LD} = I_L^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot 2 \cdot T_{LD}$$

In the commutation the energy dissipated is :

$$E_{COM} = V_s \cdot I_L \cdot T_{COM} \cdot f_{SWITCH} \cdot T_{LD}$$

Where :

$$T_{COM} = T_{TURN-ON} = T_{TURN-OFF}$$

f_{SWITCH} = Chopping frequency.

Fall Time T_f (See Fig. 16)

It is assumed that the energy dissipated in this part of the cycle takes the same form as that shown for the rise time :

$$E_{ONOFF} = [R_{DS(ON)} \cdot I_L^2 \cdot T_f] \cdot 2/3$$

Quiescent Energy

The last contribution to the energy dissipation is due to the quiescent supply current and is given by:

$$E_{\text{QUIESCENT}} = I_{\text{QUIESCENT}} \cdot V_s \cdot T$$

Total Energy Per Cycle

$$E_{\text{TOT}} = E_{\text{OFF/ON}} + E_{\text{LD}} + E_{\text{COM}} + E_{\text{ON/OFF}} + E_{\text{QUIESCENT}}$$

The Total Power Dissipation P_{DIS} is simply:

$$P_{\text{DIS}} = E_{\text{TOT}}/T$$

T_r = Rise time

T_{LD} = Load drive time

T_f = Fall time

T_d = Dead time

T = Period

$T = T_r + T_{\text{LD}} + T_f + T_d$

DC Motor Speed Control

Since the I.C. integrates a full H-Bridge in a single package it is ideally suited for controlling DC motors. When used for DC motor control it performs the power stage required for both speed and direction control. The device can be combined with a current regulator like the L6506 to implement a transconductance amplifier for speed control, as shown in figure 17. In this particular configuration only half of the L6506 is used and the other half of the device may be used to control a second

motor.

The L6506 senses the voltage across the sense resistor R_s to monitor the motor current: it compares the sensed voltage both to control the speed and during the brake of the motor.

Between the sense resistor and each sense input of the L6506 a resistor is recommended; if the connections between the outputs of the L6506 and the inputs of the L6203 need a long path, a resistor must be added between each input of the L6203 and ground.

A snubber network made by the series of R and C must be foreseen very near to the output pins of the I.C.; one diode (BYW98) is connected between each power output pin and ground as well.

The following formulas can be used to calculate the snubber values:

$$R \approx V_s / I_p$$

$$C = I_p / (dV/dt) \text{ where:}$$

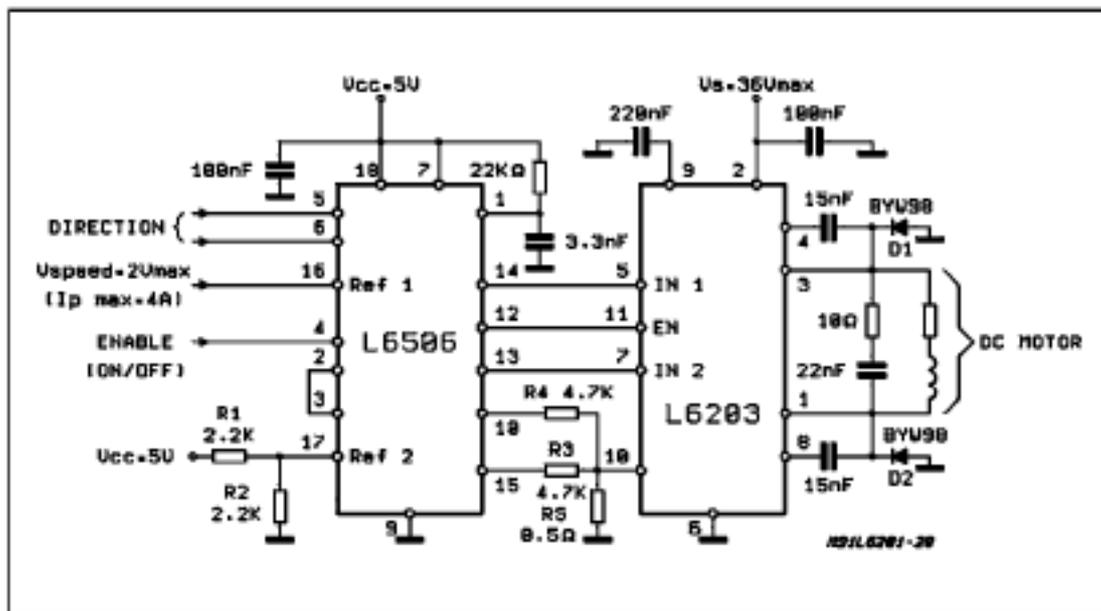
V_s is the maximum Supply Voltage foreseen on the application;

I_p is the peak of the load current;

dV/dt is the limited rise time of the output voltage (200V/ μ s is generally used).

If the Power Supply Cannot Sink Current, a suitable large capacitor must be used and connected near the supply pin of the L6203. Sometimes a capacitor at pin 17 of the L6506 let the application better work. For motor current up to 2A max., the L6202 can be used in a similar circuit configuration for which a typical Supply Voltage of 24V is recommended.

Figure 17: Bidirectional DC Motor Control



BIPOLAR STEPPER MOTORS APPLICATIONS

Bipolar stepper motors can be driven with one L6506 or L297, two full bridge BCD drivers and very few external components. Together these three chips form a complete microprocessor-to-stepper motor interface is realized.

As shown in Fig. 18 and Fig. 19, the controller connect directly to the two bridge BCD drivers. External component are minimized: an R.C. network to set the chopper frequency, a resistive divider (R1; R2) to establish the comparator reference voltage and a snubber network made by R and C in series (See DC Motor Speed Control).

Figure 18: Two Phase Bipolar Stepper Motor Control Circuit with Chopper Current Control

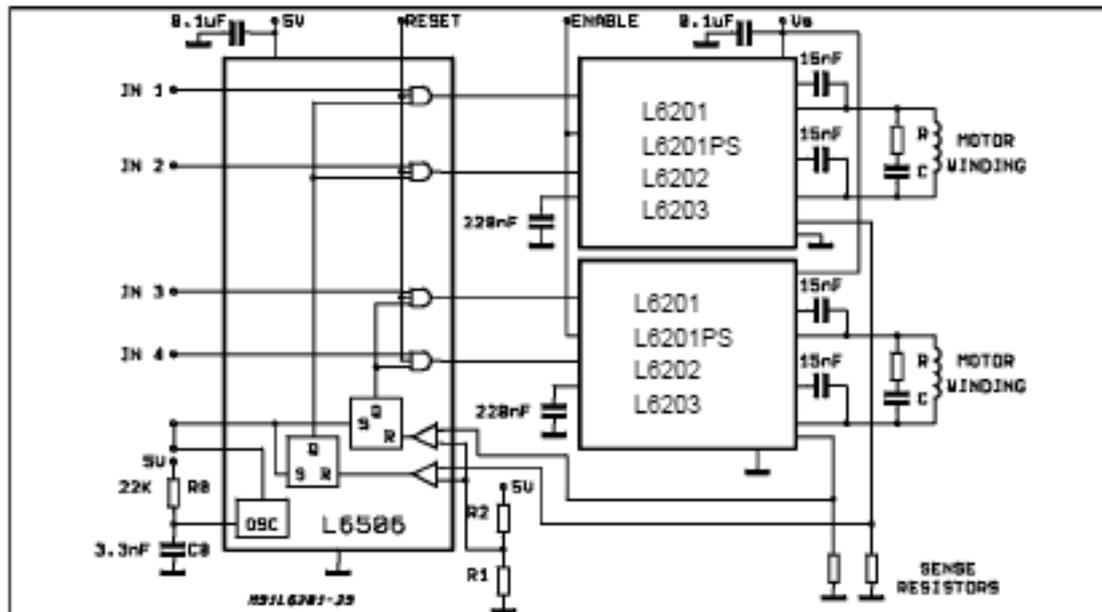
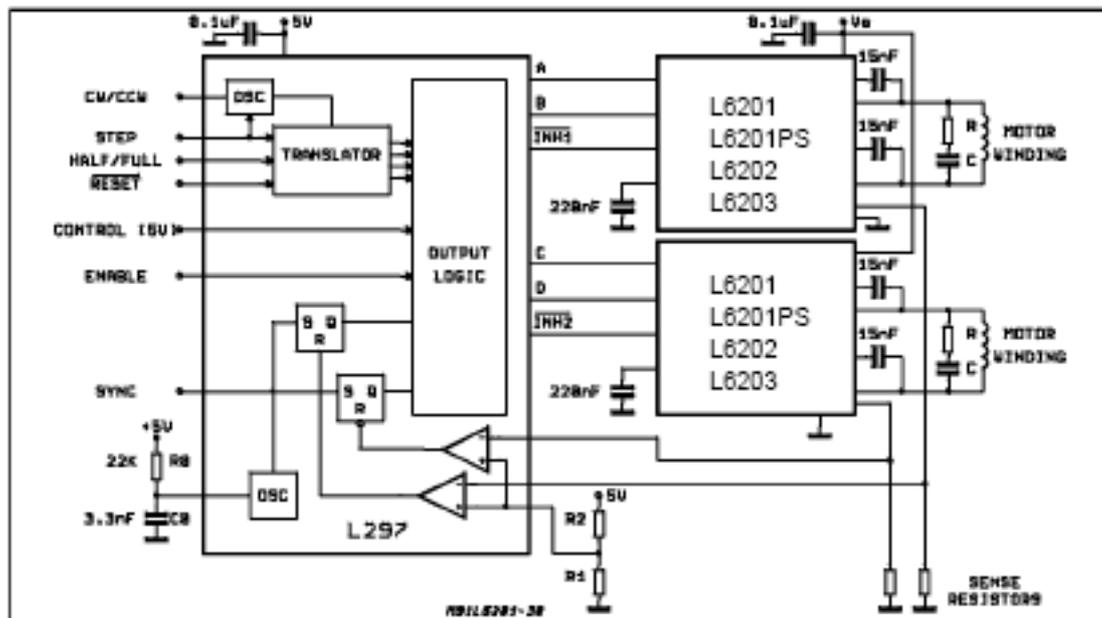
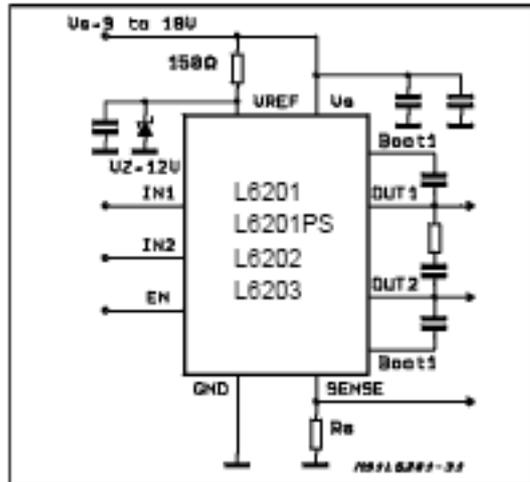


Figure 19: Two Phase Bipolar Stepper Motor Control Circuit with Chopper Current Control and Translator



It could be requested to drive a motor at V_S lower than the minimum recommended one of 12V (See Electrical Characteristics); in this case, by accepting a possible small increase in the $R_{DS(on)}$ resistance of the power output transistors at the lowest Supply Voltage value, may be a good solution the one shown in Fig. 20.

Figure 20: L6201/1P/2/3 Used at a Supply Voltage Range Between 9 and 18V



THERMAL CHARACTERISTICS

Thanks to the high efficiency of this device, often a true heatsink is not needed or it is simply obtained by means of a copper side on the P.C.B. (L6201/2).

Under heavy conditions, the L6203 needs a suitable cooling.

By using two square copper sides in a similar way as it shown in Fig. 23, Fig. 21 indicates how to choose the on board heatsink area when the L6201 total power dissipation is known since:

$$R_{Th(j-amb)} = (T_{j\ max} - T_{amb\ max}) / P_{tot}$$

Figure 22 shows the Transient Thermal Resistance vs. a single pulse time width.

Figure 23 and 24 refer to the L6202.

For the Multiwatt L6203 additional information is given by Figure 25 (Thermal Resistance Junction-Ambient vs. Total Power Dissipation) and Figure 26 (Peak Transient Thermal Resistance vs. Repetitive Pulse Width) while Figure 27 refers to the single pulse Transient Thermal Resistance.

Figure 21: Typical $R_{Th(j-amb)}$ vs. "On Board" Heatsink Area (L6201)

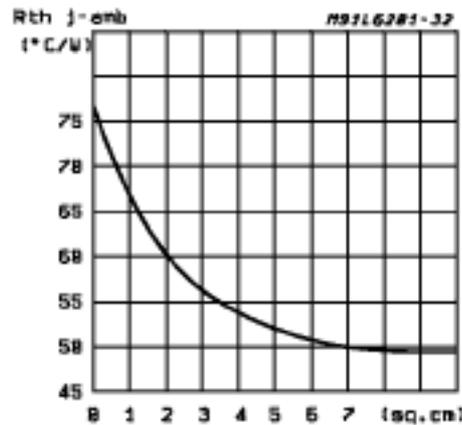


Figure 22: Typical Transient R_{Th} in Single Pulse Condition (L6201)

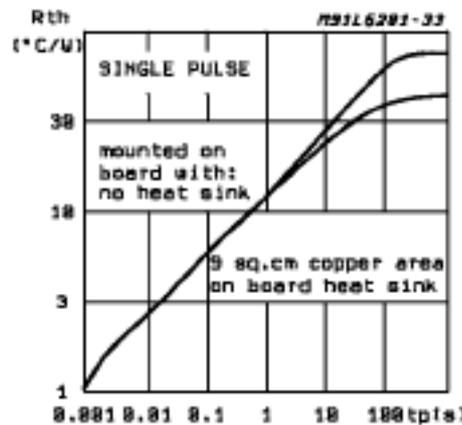


Figure 23: Typical $R_{Th(j-amb)}$ vs. Two "On Board" Square Heatsink (L6202)

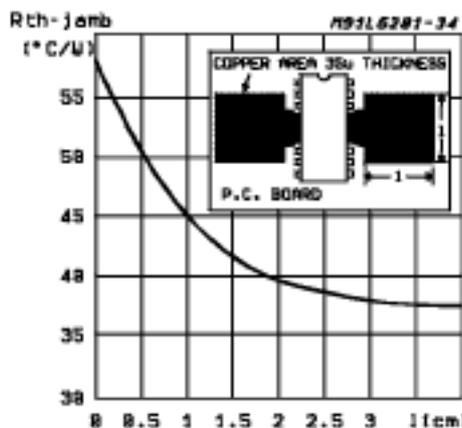


Figure 24: Typical Transient Thermal Resistance for Single Pulses (L6202)

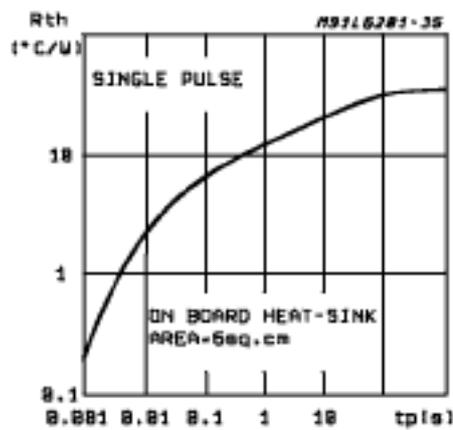


Figure 25: Typical $R_{th J-amb}$ of Multiwatt Package vs. Total Power Dissipation

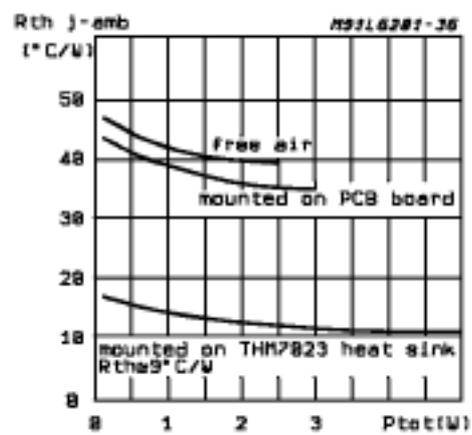


Figure 26: Typical Transient Thermal Resistance for Single Pulses with and without Heatsink (L6203)

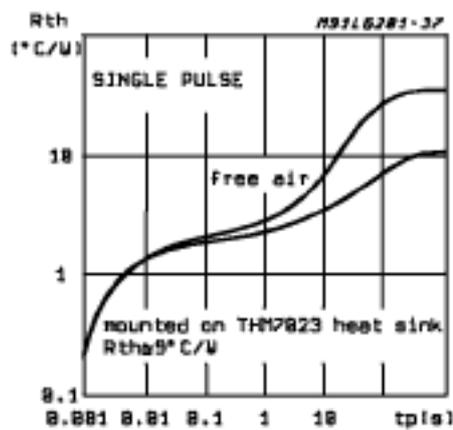
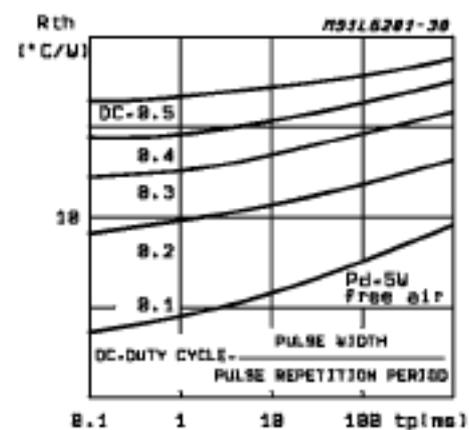
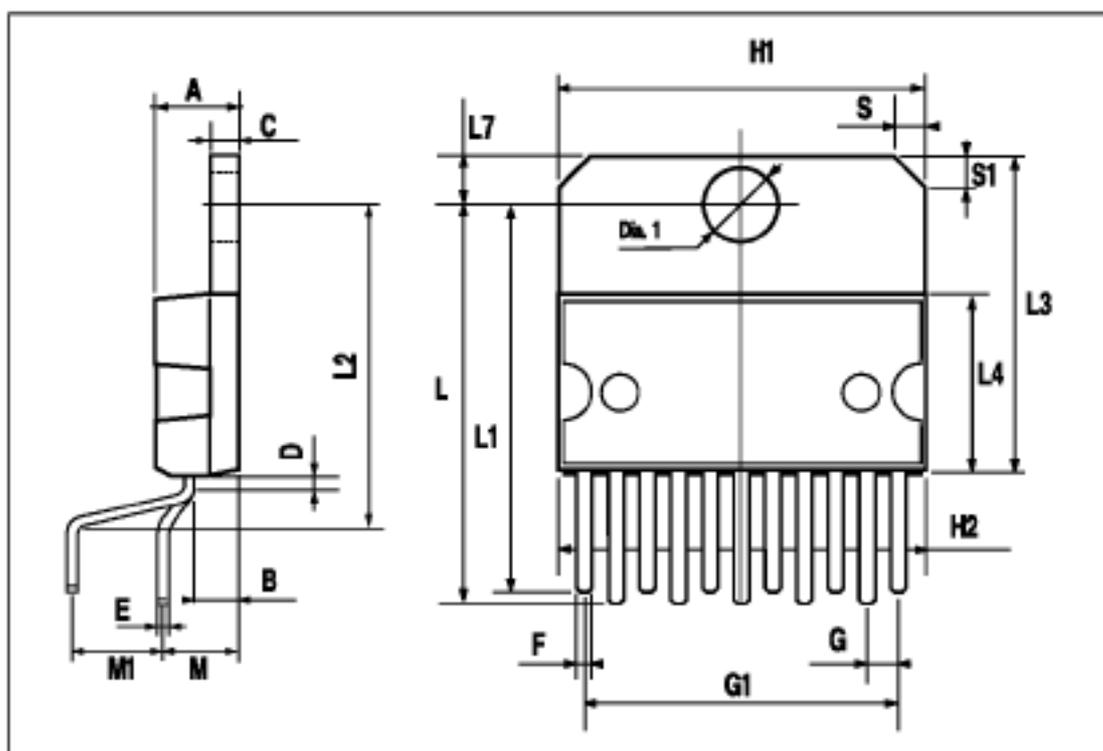


Figure 27: Typical Transient Thermal Resistance versus Pulse Width and Duty Cycle (L6203)



MULTIWATT11 PACKAGE MECHANICAL DATA

DIM.	mm			Inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			5			0.197
B			2.65			0.104
C			1.6			0.063
D		1			0.039	
E	0.49		0.55	0.019		0.022
F	0.88		0.95	0.035		0.037
G	1.57	1.7	1.83	0.062	0.067	0.072
G1	16.87	17	17.13	0.664	0.669	0.674
H1	19.6			0.772		
H2			20.2			0.795
L	21.5		22.3	0.846		0.878
L1	21.4		22.2	0.843		0.874
L2	17.4		18.1	0.685		0.713
L3	17.25	17.5	17.75	0.679	0.689	0.699
L4	10.3	10.7	10.9	0.406	0.421	0.429
L7	2.65		2.9	0.104		0.114
M	4.1	4.3	4.5	0.161	0.169	0.177
M1	4.88	5.08	5.3	0.192	0.200	0.209
S	1.9		2.6	0.075		0.102
S1	1.9		2.6	0.075		0.102
Dia1	3.65		3.85	0.144		0.152



Annexe 2 : Datasheet des transducteurs MA40B8R et MA40B8S

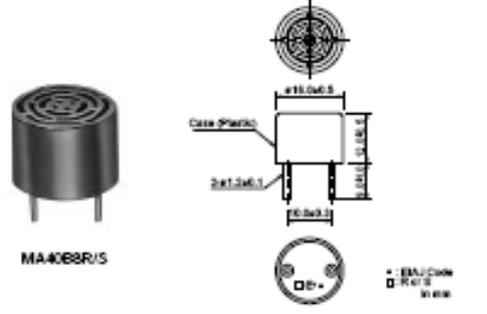
Piezoelectric Ceramic Sensors (PIEZOTITE®)

Ultrasonic Sensors

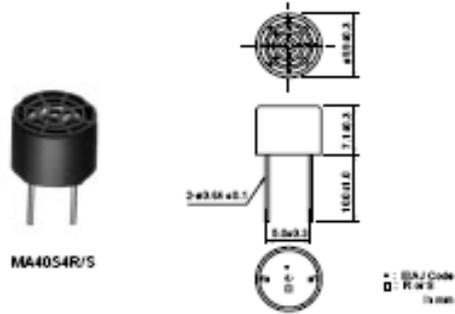
Open Structure Type

- Features
1. Compact and light weight.
 2. High sensitivity and sound pressure.
 3. Less power consumption.
 4. High reliability.

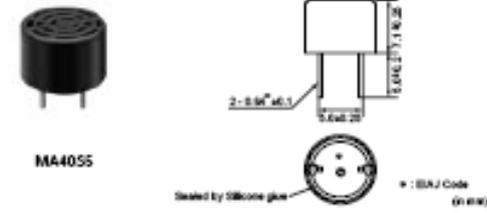
- Applications
- Burglar alarms, Range finders, Automatic doors, Remote control.



MA40B8R/S



MA40S4R/S



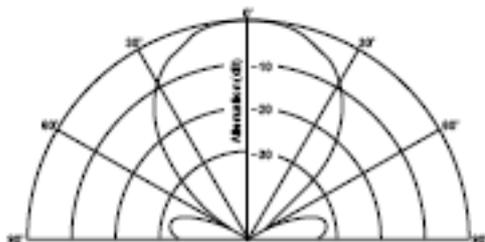
MA40S5

Part Number	Construction	Using Method	Nominal Freq. (kHz)	Overall Sensitivity (mV/p)	Sensitivity (dB)	S.P.L. (dB)	Directivity (°)	Cap. (pF)	Operating Temp. Range (°C)	Detectable Range (m)	Resolution (mm)	Max. Input Voltage (Vp-p)
MA40B8R	Open struct.	Receiver	40	-	-63 typ. (0dB=10V/Pa)	-	50	2000	-30 to 85	0.2 to 6	9	-
MA40B8S	Open struct.	Transmitter	40	-	-	120 typ. (0dB=0.02mPa)	50	2000	-30 to 85	0.2 to 6	9	40 Continuous signal
MA40S4R	Open struct.	Receiver	40	-	-63 typ. (0dB=10V/Pa)	-	60	2550	-40 to 85	0.2 to 4	9	-
MA40S4S	Open struct.	Transmitter	40	-	-	120 typ. (0dB=0.02mPa)	60	2550	-40 to 85	0.2 to 4	9	20 Continuous signal
MA40S6	Open struct.	Dual Use	40	20 typ.	-	-	60 typ.	2550	-30 to 85	0.5 to 2	9	20 Pulse width 0.4ms Interval 100ms

Distance:30cm, Overall sensitivity:0dB=10V/p, Sensitivity:0dB=1V/mssubar, Sound pressure level:0dB=2x10⁻⁵bar, $t_{pulse}=0.1Pa$
 The sensor can be used in the operating temperature range.
 Please refer to the individual specification for the temperature drift of Sensitivity/Sound pressure level or environmental characteristics in that temperature range.
 Directivity, detectable range and resolution are typical values. They can be changed by application circuit and firing method of the sensor.

■ Directivity in Sensitivity

MA40B8R

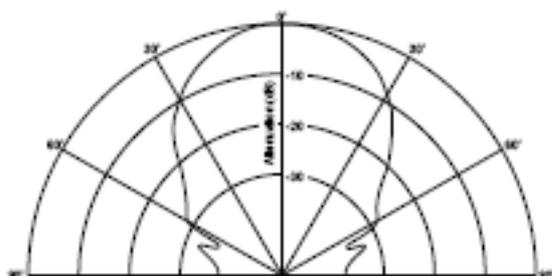


MA40S4R



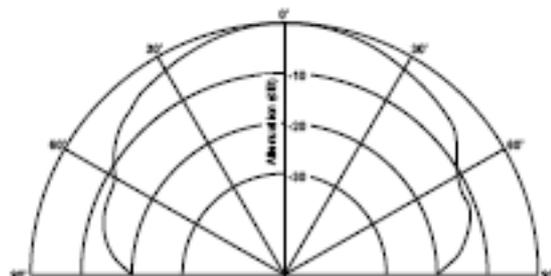
■ Directivity in S. P. L.

MA40B8S



■ Directivity in S. P. L.

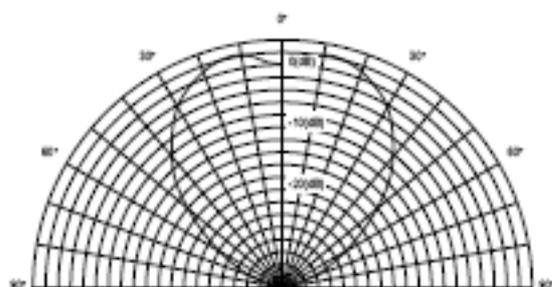
MA40S4S



■ Directivity in Overall Sensitivity

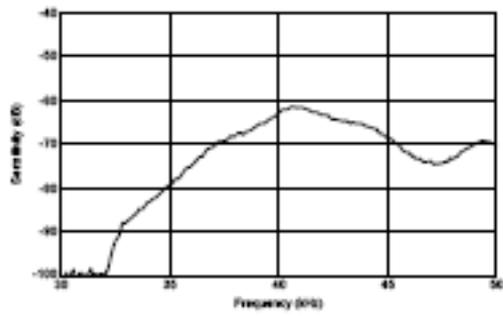
MA40S5

Beam Pattern

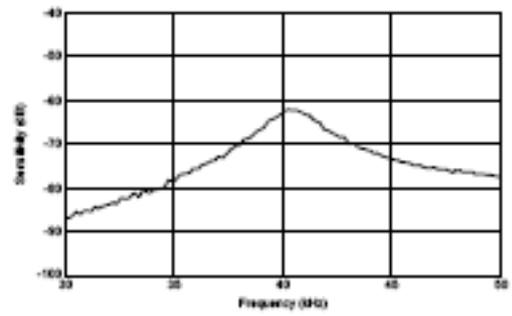


■ S. P. L. -Freq. Characteristics

MA40B8R

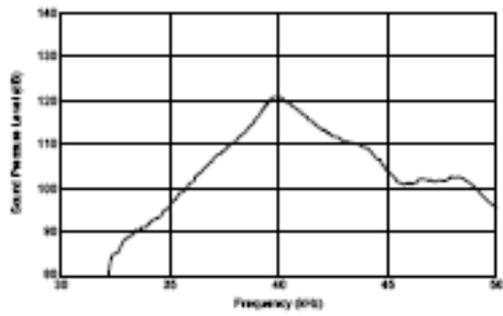


MA40S4R



■ Sensitivity-Freq. Characteristics

MA40B8S



MA40S4S

