

MODALITÉS DU CONCOURS DE L'AGRÉGATION INTERNE

ANNEXE A L'ARRETE DU 12 SEPTEMBRE 1988 FIXANT LES MODALITÉS DES CONCOURS DE L'AGRÉGATION

EPREUVES DU CONCOURS INTERNE DE L'AGREGATION

Section Génie électrique

A. - Épreuves écrites d'admissibilité

1° Première épreuve : Durée maximale : **8 heures.** Coefficient : 1.

L'épreuve, qui prend appui sur un système industriel défini par une documentation technique s'organise en deux parties :

- La première permet d'évaluer les capacités du candidat à utiliser ses connaissances scientifiques et techniques pour expliciter ou valider les solutions retenues ;
- La seconde permet d'évaluer les capacités du candidat à utiliser le support proposé pour élaborer un exercice permettant l'évaluation des connaissances et méthodes acquises par les élèves.

Le candidat doit situer l'exercice dans un processus d'apprentissage et par rapport aux autres enseignements scientifiques ou techniques qui lui sont associés.

2° Deuxième épreuve : Durée maximale : **6 heures.** Coefficient : 1.

L'épreuve porte sur l'étude d'un problème d'automatisation. Elle permet d'évaluer les capacités du candidat :

- A mobiliser, ses connaissances en automatique et en informatique industrielle pour analyser et résoudre un problème d'automatisation ;
- A proposer, pour certains points clés mis en évidence lors de l'étude, la ressource méthodologique et les techniques pédagogiques nécessaires à l'enseignement à un niveau de formation déterminé.

B. - Epreuves orales d'admission

1° Première épreuve : Durée : **1 heure.** Coefficient 1.

L'épreuve consiste en la présentation et la soutenance par le candidat d'un dossier original relatif à un projet qu'il a conduit dans le cadre de la discipline dans laquelle il enseigne.

Le thème du projet est pris dans les programmes des enseignements technologiques de la spécialité donnés dans les classes terminales de lycée ou dans les classes post-baccalauréat.

Le projet doit mettre en valeur :

- d'une part la dimension technologique du thème dans ses composantes scientifiques, techniques et aussi économiques, sociales et humaines ;
- d'autre part les aspects pédagogiques en relation avec le niveau d'enseignement retenu.

Le candidat dispose de trente minutes pour présenter :

- les raisons qui l'ont conduit au choix du thème ;
- les réalisations (documents, matériels, logiciels...) relatives aux aspects techniques et pédagogiques du projet ;
- les objectifs pédagogiques retenus, leur opérationnalisation, notamment les modes et critères d'évaluation retenus ;
- les documents d'enseignement établis ;

Le jury, au cours de l'entretien de trente minutes qui suit l'exposé, peut :

- faire approfondir certains points du projet ;
- demander des précisions sur les solutions techniques adoptées ;
- faire expliciter certains aspects de la démarche pédagogique.

Le jury apprécie :

- la valeur industrielle, technique et économique du thème retenu ;
- la qualité du travail effectué ;
- les connaissances scientifiques et techniques du candidat ;
- la maîtrise de la didactique de la discipline, des méthodes et moyens d'enseignement ;
- la connaissance de l'environnement du système technique support du thème ;
- les qualités d'expression et de communication du candidat.

2° Deuxième épreuve : Durée maximale : **8 heures.** Coefficient 1.

Cette épreuve consiste à exploiter des documents techniques et pédagogiques relatifs à une séquence de « travaux pratiques » ou à une séquence à caractère expérimental, élément d'un processus d'apprentissage.

Elle permet d'évaluer les capacités du candidat à :

- proposer et justifier les principes, méthodes et modes opératoires à mettre en œuvre et à dégager les concepts auxquels ils se rattachent ;
- réaliser, pour tout ou partie, selon la durée impartie, l'activité prévue.

Le programme du concours est défini par référence aux programmes des B.T.S. et D.U.T. de la spécialité.

N.B. – Afin de permettre au candidat de composer dans les disciplines correspondant à son enseignement, il choisira de traiter, pour l'ensemble des épreuves du concours, soit la dominante Electrotechnique soit la dominante Electronique.

AGREGATION
SESSION 2002

CONCOURS INTERNE

Section : GENIE ELECTRIQUE

Option A : ELECTRONIQUE ET INFORMATIQUE INDUSTRIELLE

ÉTUDE D'UN SYSTÈME INDUSTRIEL

DUREE : 8 HEURES, COEFFICIENT : 1

Aucun document n'est autorisé.

Calculatrice autorisée (conformément à la circulaire n° 99-186 du 16 novembre 1999)

STATION « NIVOSE ».

Ce sujet comporte 4 dossiers distincts :

📁 Dossier technique	(18 pages)
📁 Texte du sujet	(19 pages)
📁 Dossier réponse	(5 pages)
📁 Documents constructeurs (extraits)	(93 pages)

AGREGATION

SESSION 2002

CONCOURS INTERNE

SECTION : GENIE ELECTRIQUE

Option A : ELECTRONIQUE ET INFORMATIQUE INDUSTRIELLE

ETUDE D'UN SYSTEME INDUSTRIEL

STATION « NIVOSE ».

DOSSIER TECHNIQUE

Sommaire

LE CENTRE D'ÉTUDE DE LA NEIGE	11
1.1 LES BESOINS D'ÉTUDES DE LA NEIGE	11
1.2 LE RÉSEAU DE STATIONS	11
2 LA STATION NIVOSE	12
2.1.1 <i>Présentation de la station</i>	12
3 CAPTEUR DE HAUTEUR DE NEIGE.....	13
3.1 ÉLÉMENTS DU CAHIER DES CHARGES.....	13
3.2 ORIGINALITÉ DU PRODUIT	13
3.2.1 <i>Tenue du capteur aux basses températures</i>	13
3.2.2 <i>La fiabilité de la mesure</i>	13
3.3 DESCRIPTION DU CAPTEUR	14
3.4 CONTRAINTES DES MILIEUX ASSOCIÉS.....	14
3.4.1 <i>Condition de température</i>	14
3.4.2 <i>Étanchéité</i>	14
3.4.3 <i>Consommation</i>	14
3.4.4 <i>Protection</i>	14
3.5 SÉQUENCÉMENT DES MESURES.....	14
3.6 INTERFACE LIAISON SÉRIE.....	15
3.7 SORTIES ANALOGIQUES.....	15
3.8 PRINCIPE DU CAPTEUR DE HAUTEUR DE NEIGE.....	15
3.8.1 <i>Émission</i>	15
3.8.2 <i>Réception</i>	15
3.8.3 <i>TRAITEMENT DE LA MESURE -de la HAUTEUR DE NEIGE'</i>	16
3.9 SCHÉMA FONCTIONNEL DU CAPTEUR	16
3.10 SCHÉMAS STRUCTURELS	17
3.10.1 <i>Schéma structurel de la fonction F.S. 1.1 "mesure de la hauteur de neige"</i>	17
3.10.2 <i>schéma structurel de la fonction F.P. 1 "mesure d'une hauteur de neige"</i>	19
3.10.3 <i>Schémas strcuturel de la fonction F.P. 4 "Réception de l'écho"</i>	21

1 LE CENTRE D'ETUDE DE LA NEIGE

1.1 LES BESOINS D'ETUDES DE LA NEIGE

Météo-France dispose, pour mener ses recherches sur la neige et les avalanches, d'un Centre d'Étude de la Neige (CEN), situé à Grenoble. Ce centre fait partie du Centre National de Recherches Météorologiques.

Les chercheurs du CEN mènent divers projets d'études portant sur : les cristaux de neige, les avalanches, le transport de la neige par le vent, les propriétés physiques du manteau neigeux, l'évolution de l'enneigement en fonction du climat.

Météo France dispose dans les Pyrénées, les Alpes et la Corse, d'un réseau automatique de mesures de la neige installé le plus souvent à haute altitude. Il est constitué de vingt stations automatiques, appelées "Nivose". Celles-ci fonctionnent de manière autonome à l'aide de batteries rechargées par des panneaux solaires. Les informations recueillies sont transmises grâce au relais du satellite Météosat. Le réseau Nivose a des applications aussi bien dans le domaine de la recherche que dans celui de la prévision du risque d'avalanche.

1.2 UN RESEAU DE STATIONS

Les stations automatiques de mesures à haute altitude (NIVOSE) conçues par le centre d'étude de la neige (CEN) de Météo-France, complètent ce réseau. Les informations mises en mémoire sont transmises au satellite météorologique en utilisant le système ARGOS.

Des capteurs spécifiques ont été imaginés ou adaptés à cette fin par les chercheurs de Météo-France, notamment ceux servant à la **mesure par ultrasons de la hauteur de neige** ou celle de la teneur en eau de la neige mouillée. Ces capteurs permettent la mesure automatique toutes les heures : du tassement de la neige, de la température de sa surface, de l'écoulement d'eau à sa base, des rayonnements provenant de la neige et de l'atmosphère, de la température et de l'humidité de l'air, de la vitesse et de la direction du vent, des chutes de pluie et de neige ainsi que des températures dans le sol.



Figure 1 : Stations "Nivose"

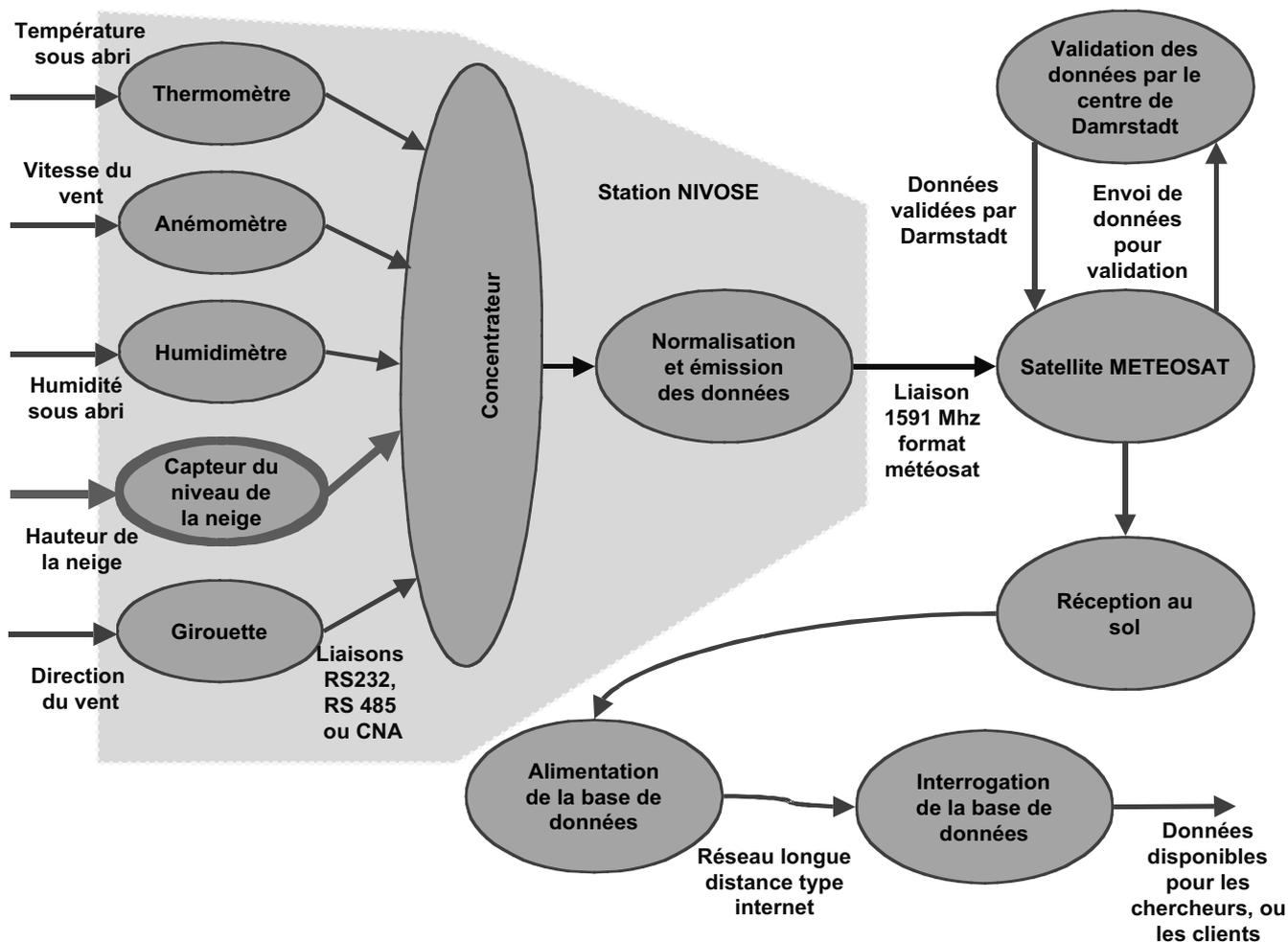


Figure 2 : Diagramme sagittal du réseau Nivoise

Par la suite, on isole la station météorologique "NIVOSE"

2 LA STATION NIVOSE

2.1.1 PRESENTATION DE LA STATION

La mesure est réalisée à partir d'une impulsion ultra sonore dont on recueille l'écho. Un processeur effectue divers calculs afin :

- d'extraire les parasites créés par l'environnement,
- de corriger la mesure de la hauteur de neige en fonction de la température ambiante.

Le résultat est mémorisé puis transmis au concentrateur central par la liaison choisie : ligne RS 232, réseau PTT (RTC), boucle de courant.

Le paramétrage s'effectue sur la vitesse de transmission, l'identification du point de mesure, la programmation des cadences des mesures, la mise à jour de la date et de l'heure, la sélection du format court ou long.

Les informations disponibles sont : hauteur de neige, température, date et heure, tension batterie, vitesse et orientation du vent

On s'intéresse uniquement au capteur de hauteur de neige

3 CAPTEUR DE HAUTEUR DE NEIGE

3.1 ELEMENTS DU CAHIER DES CHARGES

TÊTE DE CAPTEUR :

- transducteur à 26 kHz standard,
- contrôle automatique de gain,
- asservissement de la fréquence,
- asservissement au niveau du bruit.

PERFORMANCES :

- plage de mesure 0 - 5 mètres
- mesure réalisée à +/- 2 cm.

TRAITEMENT :

- processeur à 16 MHz ;
- correction en température ;
- traitement statistique de la mesure ;
- analyse de redondance ;
- mémorisation des paramètres.

ALIMENTATION :

- panneau solaire,
- autonomie 10 jours,
- -12 Vcc ou 220 V 50 Hz,
- boîtier étanche IP 57 calorifuge : connexions étanches par connecteurs standards.

TRANSMISSION :

- radio,
- port série standard 24 V ou boucle de courant à 1 200 bauds,
- gestion d'un modem, gestion de protocoles multiples (ARGOS, SYSPARM, - etc...),

3.2 ORIGINALITE DU PRODUIT

3.2.1 TENUE DU CAPTEUR AUX BASSES TEMPERATURES

La station doit pouvoir fonctionner aux très basses températures (- 40°C). La recherche des composants spécifiques génère des solutions très onéreuses et peu compatibles avec la cible Météofrance. Certains composants militaires ont en effet, des coûts et des délais qui grèveraient par trop le coût final du produit. C'est pourquoi, le concepteur s'est attaché à concevoir des schémas et choisir des composants répondant à l'adéquation "coût/performances".

3.2.2 LA FIABILITE DE LA MESURE

Les recherches ont amené le concepteur à introduire les innovations suivantes : circuit à gain variable en fonction du temps et déclenché par le processeur, seuil de la détection du signal ultrasonore asservi analogiquement par le niveau de bruit, gain total asservi par le logiciel suivant l'analyse du signal, fréquence centrale du filtre de réception du signal

asservie à la fréquence d'émission, correction de la célérité du son en fonction des conditions de la température du milieu de propagation. Afin d'optimiser les conditions de fonctionnement et pour répondre aux exigences d'une grande dispersion de ces conditions d'exploitation, le concepteur utilise des techniques faisant appel aux dernières avancées technologiques pour la conception des alimentations à découpage haute fréquence.

3.3 DESCRIPTION DU CAPTEUR

Il s'agit d'un capteur de hauteur de neige conçu pour fonctionner relié à une centrale de mesure en site isolé (sommet d'une montagne).

Les principales fonctions de ce capteur sont :

- acquisition de la hauteur de neige
- traitement numérique validant la hauteur de neige,

3.4 CONTRAINTES DES MILIEUX ASSOCIES

3.4.1 CONDITIONS DE TEMPERATURE

Le coffret électronique est soit monté en haut du pylône, soit enfoui dans la neige. Le cas le plus difficile est le premier, car il oblige l'électronique à fonctionner dans une gamme étendue de température (- 40°C à + 60°C).

Pour ne pas alourdir le prix du produit, les composants électroniques sont choisis dans la gamme "industrielle endurcie" (- 20°C + 60°C).

Une régulation de température en tout ou rien maintient la température à l'intérieur du coffret au-dessus de - 20°C. Pour limiter la déperdition en chaleur, le coffret possède un bon indice d'isolement thermique.

3.4.2 ETANCHEITE

Le coffret est protégé contre les effets d'immersion temporaire. L'indice de protection : IP 57. Les câbles de liaison sortent du coffret par des connecteurs étanches.

3.4.3 CONSOMMATION

La consommation sous 12 volts ou 220 volts est comprise entre 0,5 watts et 2 watts selon le cadencement des mesures et la température du coffret.

3.4.4 PROTECTION

L'interface liaison série "boucle de courant" est protégée contre les phénomènes météorologiques (foudre). Les entrées capteurs (ultrason, température) sont protégées contre les surtensions. Ces protections doivent intervenir le plus près possible des connecteurs. L'écoulement des charges à la terre se fait sans qu'il y ait destruction des composants électroniques.

3.5 SEQUENCEMENT DES MESURES

Acquisition de la hauteur de neige

- recherche du gain optimum en fonction de la nature de neige, de la hauteur de neige et des conditions météo.
- faire n mesures et traiter ces mesures pour trouver la bonne hauteur de neige.

Acquisition température:

- plage de température: - 40°C à + 60°C,
- précision de la mesure: + ou - 0,5°C,
- compte tenu de la précision de la mesure, le capteur utilisé est un capteur résistif (sonde platine).

- ce capteur de température "sonde platine" ne demande pas d'étalonnage. La précision et la linéarité sont bonnes par rapport aux performances demandées.

Le réveil du processeur se fait sur un appel de la liaison série

3.6 INTERFACE LIAISON SERIE

Le capteur possède deux types de liaison série:

a) RS232

- Ce type de liaison permet de dialoguer, soit avec un terminal en local soit avec un modem en passant par le réseau téléphonique.

b) Liaison boucle de courant

- Cette liaison permet un dialogue sur plusieurs kilomètres entre un ou plusieurs capteurs et un concentrateur. Elle est compatible avec la liaison SYSPARM qui gère les remontées mécaniques.
- La vitesse de transmission sur cette ligne n'excède pas 1 200 bauds.

3.7 SORTIES ANALOGIQUES

Deux sorties sont prévues en option. Elles servent à sortir en temps réel les informations de hauteur de neige et de température. Le format de sortie est soit du 0 - 10 volts, soit du 4 - 20mA.

3.8 PRINCIPE DU CAPTEUR DE HAUTEUR DE NEIGE

Dans des conditions difficiles (froid, humidité, givre, précipitations, etc...), ce système a fait ses preuves. La cohérence des mesures est seulement altérée lorsqu'on a des précipitations neigeuses ou lorsqu'une importante couche de givre donne des échos parasites sur le capteur.

Le développement du produit a porté sur une optimisation du choix du capteur et sur une électronique utilisant les ressources du processeur pour faire un traitement efficace de la hauteur de neige.

3.8.1 EMISSION

La partie émission comprend un oscillateur pilotable par le processeur. Cette commande permet d'asservir la fréquence d'oscillation.

La fréquence 32. FEM sert au filtre de réception. La fréquence FEM est la fréquence propre du transducteur.

L'amplificateur de puissance permet d'attaquer le transformateur élévateur de tension. La self de fuite du transformateur sert de self d'accord pour le transducteur.

3.8.2 RECEPTION

Suivant la qualité de la neige à mesurer, le coefficient de réflexion des ultrasons peut varier d'un rapport au moins égal à 10. Lors de précipitations, la présence d'échos parasites ou l'absence d'écho pose un problème de détection de niveau. Lors d'une période de givre, la présence d'un écho fixe parasite, empêche la détection du niveau de neige.

L'atténuation du signal ultrasonore est proportionnelle au carré de la distance. En cas de précipitation, les échos parasites les plus défavorables sont ceux provenant d'objets proches du capteur. Pour atténuer ce problème, un gain variable dans le temps est inséré dans la chaîne de réception. Pour compenser la variation du coefficient de réflexion des

ultrasons en fonction de la qualité de la neige, la valeur du gain en réception est programmable. Le seuil de détection est asservi par rapport au niveau de bruit blanc observé après détection. La fréquence centrale du filtre en réception est asservie sur la fréquence d'émission.

3.8.3 TRAITEMENT DE LA MESURE -DE LA HAUTEUR DE NEIGE

- faire une analyse dans le temps sur n mesures de tous les échos ultrasoniques.
- extraire de ces mesures le niveau de neige en faisant une intercorrélacion sur la position des échos traités.
- niveau de neige maximum : 5 mètres,
- durée maximum du cycle de mesure 38 ms'

3.9 SCHEMA FONCTIONNEL DU CAPTEUR

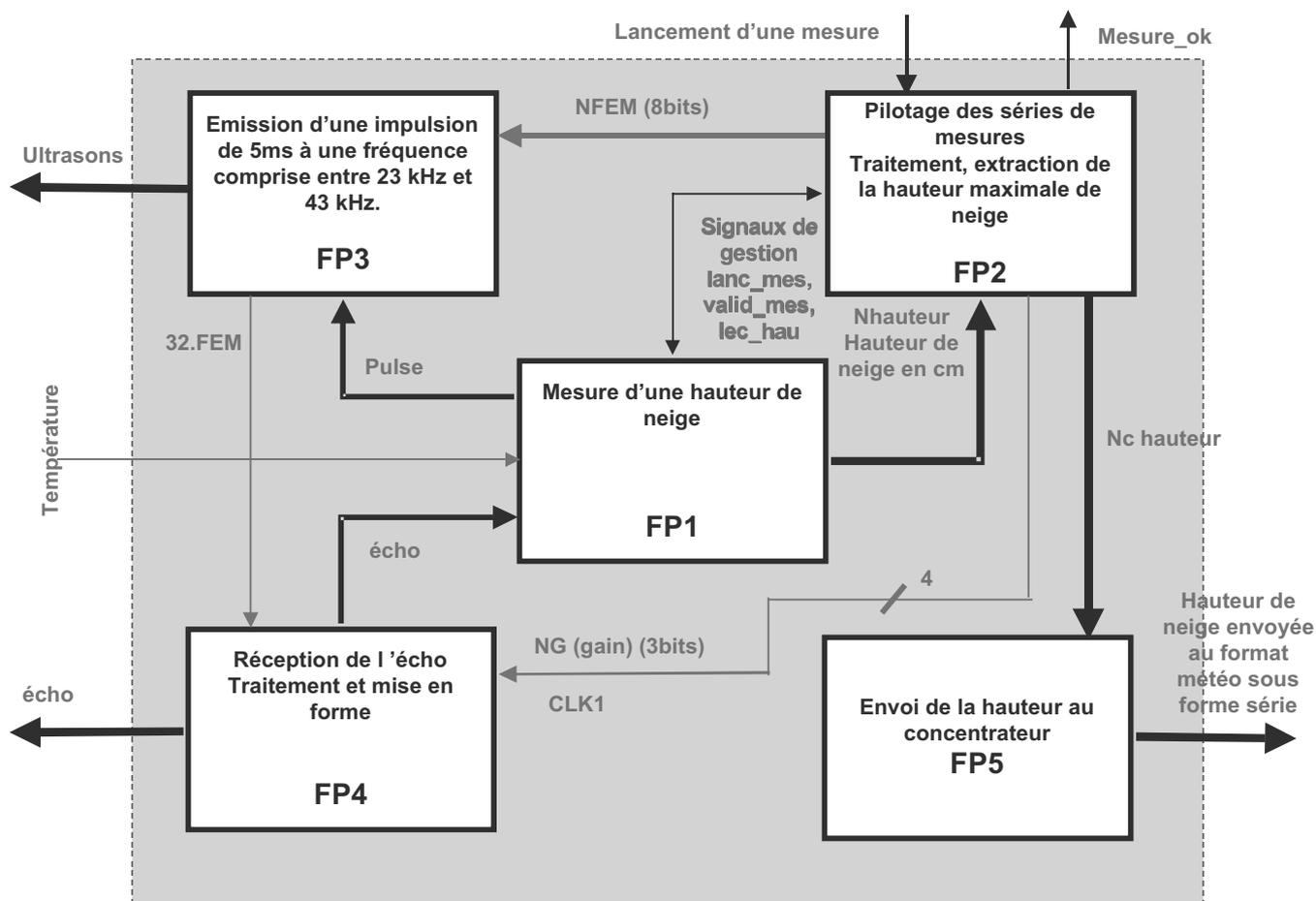


Figure 3 : Schéma fonctionnel du capteur de mesure de la hauteur de neige

Dès la réception d'un front descendant sur l'entrée "lancement d'une mesure", le capteur de hauteur de neige mesure la température de l'air, détermine ses consignes, envoie une série de pulse, attend les échos. Dès que la hauteur de neige est convenable, elle est présentée sur le port sous format série, un front montant est présent sur mesure_ok.

La mesure d'une hauteur de neige est réalisée à l'aide de FP1. A partir des signaux de contrôle fournis par FP2 et de la température de l'air nécessaire à la correction de la vitesse du son, FP1 envoie une pulse de 5 ms, puis attend le retour de l'écho. La durée qui sépare le front montant de pulse du front montant d'écho permet de déterminer la hauteur de neige.

La fonction FP3 assure l'émission de la fréquence de l'onde sonore pendant une durée de 5 ms qui correspond au niveau haut de pulse. La fréquence d'émission est pilotée par FP2 à l'aide de NFEM.

L'écho est mis en forme, puis traité par FP4.

La fonction FP2 lance six séries de 32 mesures. Un algorithme permet de sélectionner la bonne mesure qui sera envoyée à FP5.

3.10 SCHEMAS STRUCTURELS

3.10.1 STRUCTURE DE LA FONCTION F.S. 1.1 "MESURE DE LA HAUTEUR DE NEIGE"

```
library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;
use work.std_arith.all;

package hauteur_pkg is
component hauteur
  port (deb_mes: in STD_LOGIC;
        echo: in STD_LOGIC;
        Fh: in STD_LOGIC;
        Fq: in STD_LOGIC;
        lec_hau: in STD_LOGIC;
        reset: in STD_LOGIC;
        nhauteur: out STD_LOGIC_VECTOR (0 to 8);
        pulse: out STD_LOGIC;
        valid_mes: out STD_LOGIC);
end component;
end hauteur_pkg;

library IEEE;
use IEEE.std_logic_1164.all;
use work.std_arith.all;

entity hauteur is
  port (deb_mes: in STD_LOGIC;
        echo: in STD_LOGIC;
        Fh: in STD_LOGIC;
        Fq: in STD_LOGIC;
        lec_hau: in STD_LOGIC;
        reset: in STD_LOGIC;
        nhauteur: out STD_LOGIC_VECTOR (0 to 8);
        pulse: out STD_LOGIC;
        valid_mes: out STD_LOGIC);
end;

architecture hauteur_arch of hauteur is

-- SYMBOLIC ENCODED state machine: MAE_hauteur_neige
type MAE_hauteur_neige_type is (S10, S4, S5, S6, S7, S8, S9);
signal MAE_hauteur_neige: MAE_hauteur_neige_type;

-- SYMBOLIC ENCODED state machine: MAE_pulse
type MAE_pulse_type is (S1, S2, S3);
signal MAE_pulse: MAE_pulse_type;

begin
--concurrent signal assignments
--diagram ACTIONS;

MAE_hauteur_neige_machine: process (Fq, reset)
--machine variables declarations
variable compteur: STD_LOGIC_VECTOR (0 to 8);

begin

if reset='1' then
  compteur:="111110100";
  nhauteur<=compteur;
  valid_mes<='0';
```

```

    MAE_hauteur_neige <= S4;
elseif Fq'event and Fq = '1' then
    case MAE_hauteur_neige is
        when S10 =>
            if echo='1' then
                MAE_hauteur_neige <= S8;
            elsif Fh='0' and echo='0' then
                MAE_hauteur_neige <= S7;
            end if;
        when S4 =>
            compteur:="111110100";
            nhauteur<=compteur;
            valid_mes<='0';
            if deb_mes='1' then
                MAE_hauteur_neige <= S5;
            end if;
        when S5 =>
            if deb_mes='0' and Fh='1' then
                MAE_hauteur_neige <= S6;
            end if;
        when S6 =>
            compteur:=compteur-"000000001";
            if Fh='1' then
                MAE_hauteur_neige <= S10;
            end if;
        when S7 =>
            if Fh='1' and echo='0' then
                MAE_hauteur_neige <= S6;
            elsif echo='1' then
                MAE_hauteur_neige <= S8;
            end if;
        when S8 =>
            valid_mes<='1';
            nhauteur<=compteur;
            if lec_hau='1' then
                MAE_hauteur_neige <= S9;
            end if;
        when S9 =>
            if lec_hau='0' then
                MAE_hauteur_neige <= S4;
            end if;
        when others =>
            null;
    end case;
end if;
end process;

```

```

MAE_pulse_machine: process (Fq, reset)
--machine variables declarations
variable tempo: STD_LOGIC_VECTOR (0 to 16);

```

```
begin
```

```

if reset='1' then
    tempo:="00001111101000000";
    pulse<='0';
    MAE_pulse <= S1;
elseif Fq'event and Fq = '1' then
    case MAE_pulse is
        when S1 =>
            tempo:="00001111101000000";
            pulse<='0';
            if deb_mes='1' then
                MAE_pulse <= S2;
            end if;
        when S2 =>

```

```

        pulse<='0';
        if deb_mes='0' then
            MAE_pulse <= S3;
        end if;
    when S3 =>
        pulse<='1';
        tempo:=tempo-"00000000000000000001";
        if tempo=0 then
            MAE_pulse <= S1;
        elsif tempo>0 then
            MAE_pulse <= S3;
        end if;
    when others =>
        null;
    end case;
end if;
end process;

end hauteur_arch;

```

3.10.2 **STRUCTURE DE LA FONCTION F.P. 1 « MESURE D'UNE HAUTEUR DE NEIGE »**

```

-- Fonction principale FP1 mesure
-- rôle de la fonction :
-- * Cette fonction contrôle une mesure de la hauteur de neige
-- * La correction de la température de l'air est associée
-- * Le résultat est un nombre qui donne directement la hauteur
-- de neige en cm

library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;
use work.std_arith.all;
use work.pil_temp_pkg.all;
use work.diviseur_pkg.all;
use work.division_pkg.all;
use work.hauteur_pkg.all;

entity mesure is port (
    Fq: in std_logic;           -- fréquence de quartz de 16 Mhz
    reset: in std_logic;       -- mise à un pendant 1 µs à la mst
    lanc_mes: in STD_LOGIC;    -- lance une mesure au front desc
    lec_hau: in STD_LOGIC;     -- acquittement de la lecture
    echo: in STD_LOGIC;        -- réception de l'écho
    busy: in STD_LOGIC;        -- actif quand conv de temp est Ok
    csrdn: out STD_LOGIC;      -- permet la lecture de la température
    convstn: out STD_LOGIC;    -- lance la conversion de température
    pulse: out STD_LOGIC;      -- l'envoi d'une pulse pendant 5 ms
    valid_mes: inout STD_LOGIC; -- avertit que la mesure est terminée,
    nhauteur: inout STD_LOGIC_VECTOR (0 to 8); -- resultat en cm
    temperature:in STD_LOGIC_VECTOR (0 to 7)); -- temp Port Add bus
end;

architecture mesure_arch of mesure is
    signal fin_conversion: std_logic;
    signal diviseurok: std_logic;
    signal nldiviseur: STD_LOGIC_VECTOR (0 to 9);
    signal Fhint: std_logic;
    signal div_lok: std_logic;
    signal valid_mesure:std_logic;

begin
    FS14: pil_temp
        port map(
            reset => reset,
            Fq => Fq,
            busy => busy,

```

```

        lanc_mes => lanc_mes,
    val_mes => valid_mesure,
        conv_ok => fin_conversion,
        convstn => convstn,
        csrdn => csrdn);

```

```

FS13: diviseur
    port map(
        Fq => Fq,
        reset => reset,
        dr_in => fin_conversion,
        dr_ok => diviseurok,
        temperature => temperature,
        ndiviseur => nldiviseur);

```

```

FS12 : division
    port map(
        Fq => Fq,
        reset => reset,
        Fh => Fhint,
        Nd => nldiviseur,
        div_in => diviseurok,
        div_ok => div_lok);

```

```

FS11: hauteur
    port map(
        Fh => Fhint,
        Fq => Fq,
        reset => reset,
        deb_mes => div_lok,
        echo => echo,
        lec_hau => lec_hau,
        pulse => pulse,
        valid_mes => valid_mesure,
        nhauteur => nhauteur);

```

```

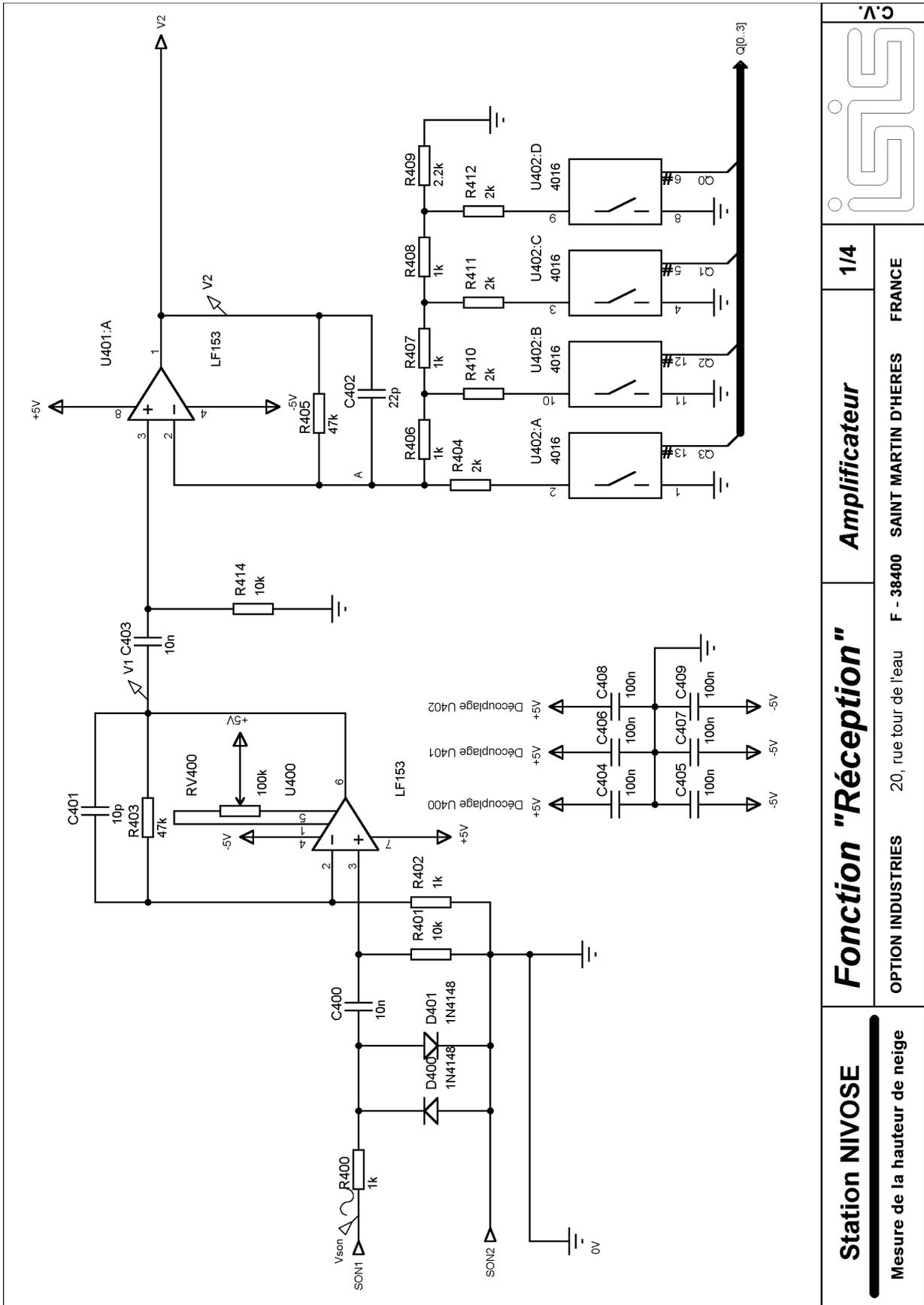
valid_mes <= valid_mesure ;

```

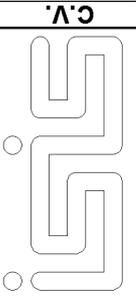
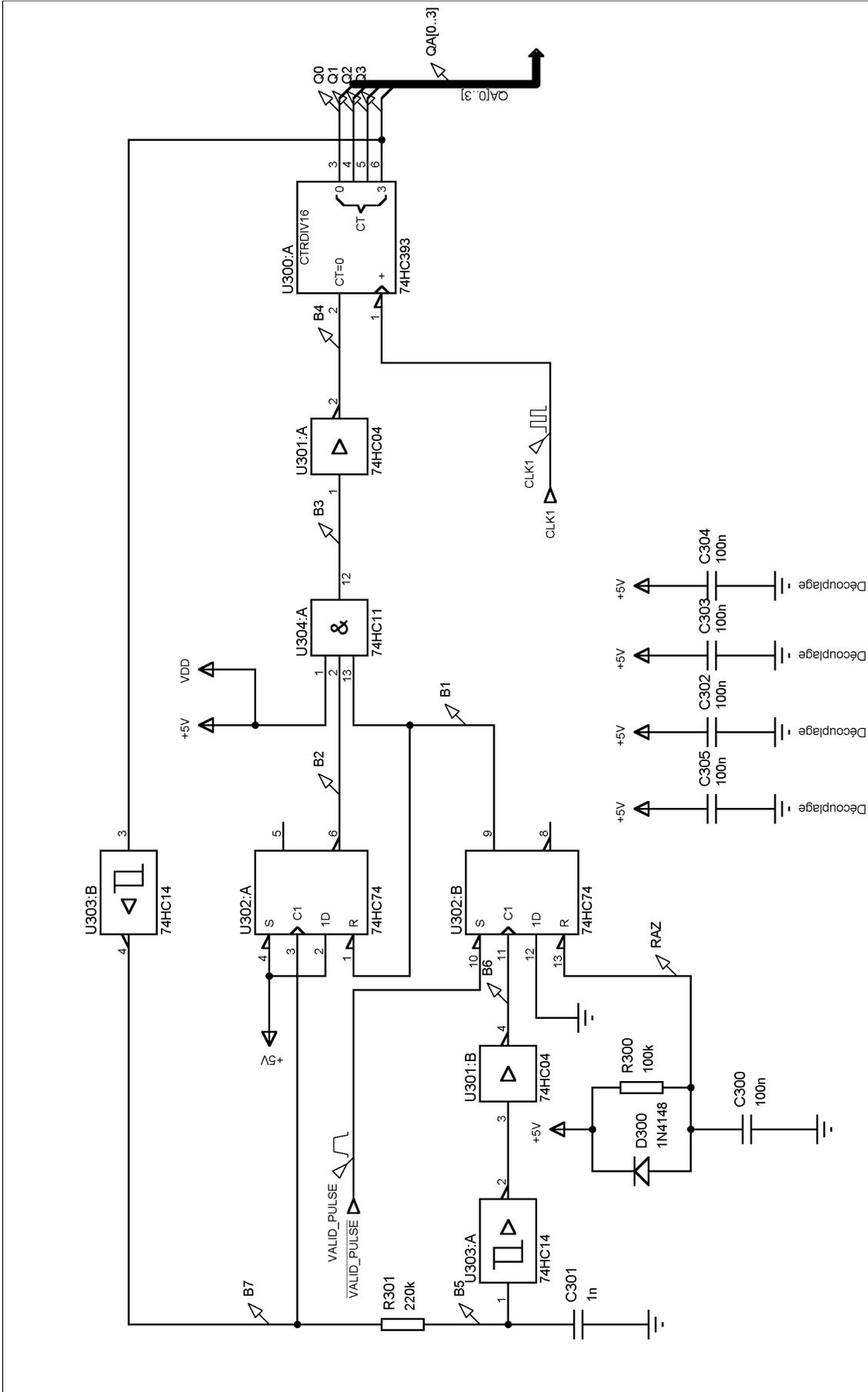
```

end mesure_arch;

```



Station NIVOSE Mesure de la hauteur de neige	Fonction "Réception"	Amplificateur	1/4
		OPTION INDUSTRIES	20, rue tour de l'eau



2/4

Distance temps

Fonction "Réception"

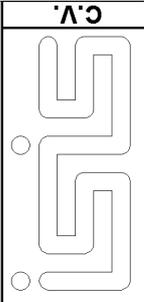
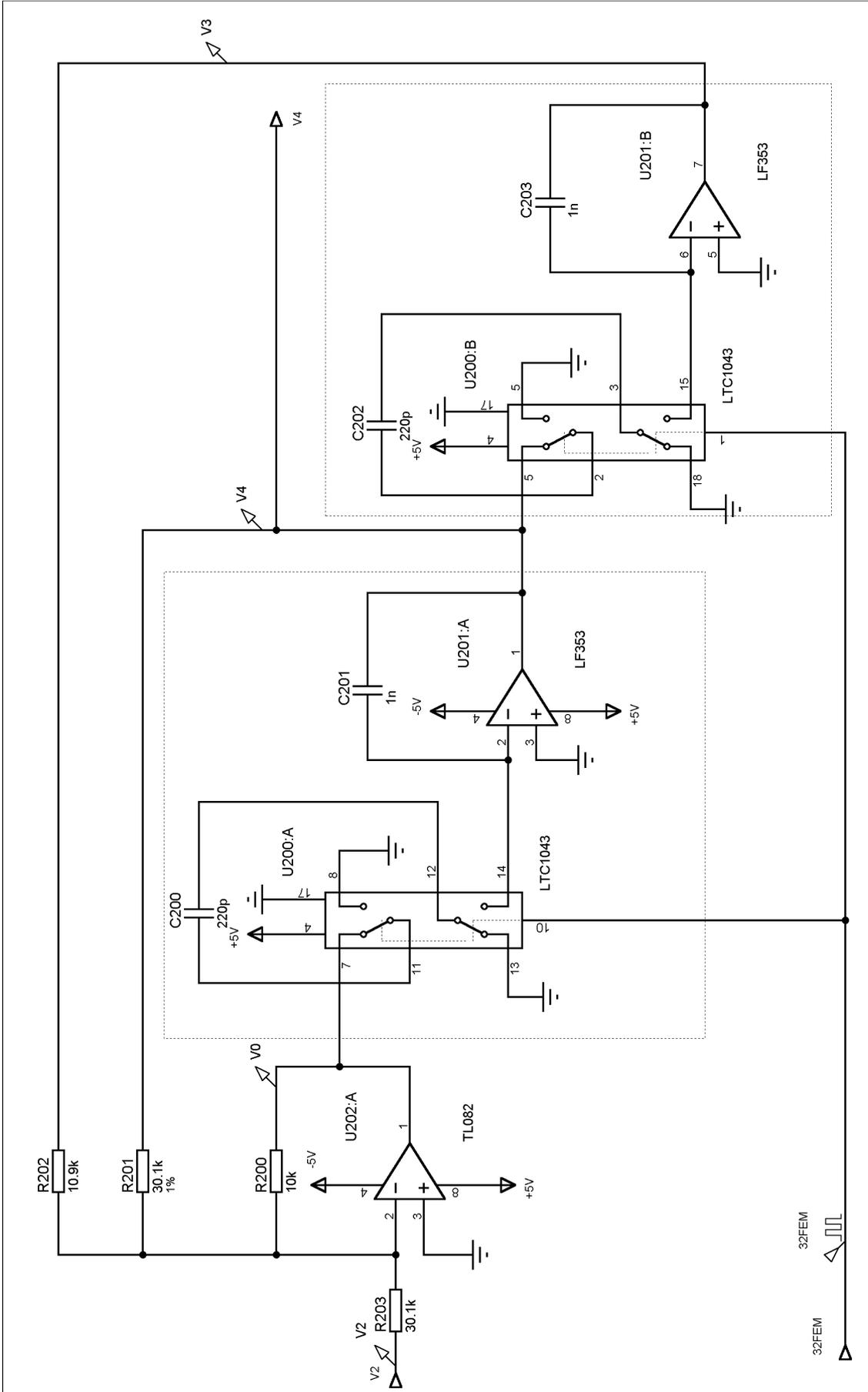
Station NIVOSE
Mesure de la hauteur de neige

FRANCE

SAINT MARTIN D'HERES

F - 38400

OPTION INDUSTRIES 20, rue tour de l'eau

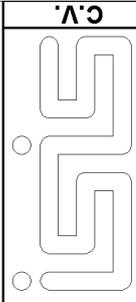
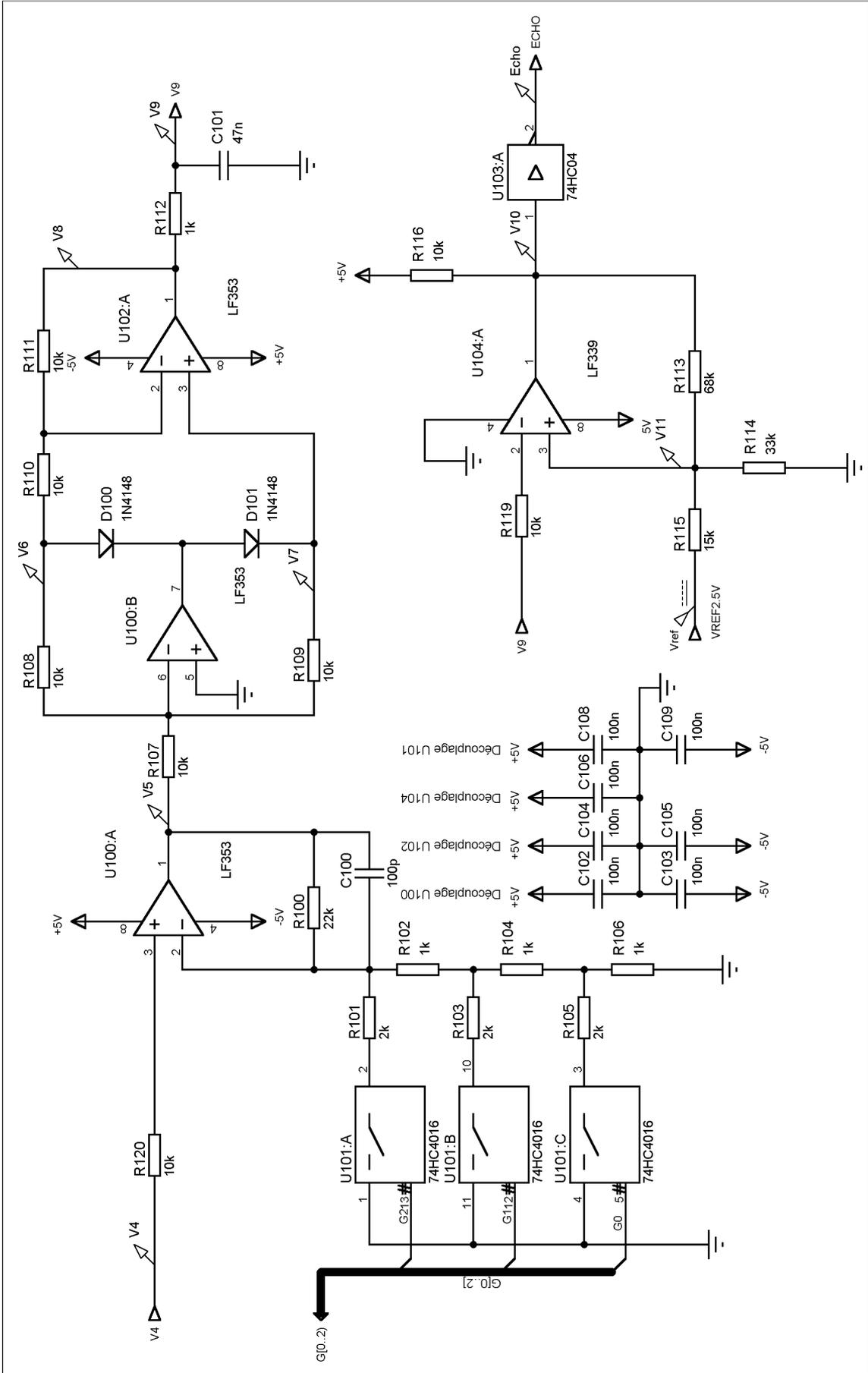


OPTION INDUSTRIES 20, rue tour de l'eau F - 38400 SAINT MARTIN D'HERES FRANCE

Station NIVOSE
Mesure de la hauteur de neige

Fonction "Réception"

3/4



Fonction "Réception"

Détection de l'écho 4/4

OPTION INDUSTRIES 20, rue tour de l'eau F - 38400 SAINT MARTIN D'HERES FRANCE

Station NIVOSE

Mesure de la hauteur de neige

AGREGATION

SESSION 2002

CONCOURS INTERNE

SECTION : GENIE ELECTRIQUE

Option A : ELECTRONIQUE ET INFORMATIQUE INDUSTRIELLE

ETUDE D'UN SYSTEME INDUSTRIEL

STATION « NIVOSE ».

SUJET

RECOMMANDATIONS AUX CANDIDATS

Les candidats sont invités à numéroter chaque page de leur copie et à indiquer clairement le numéro de la question traitée. Les candidats sont priés de rédiger les différentes parties du problème sur des feuilles séparées et clairement repérées. Il leur est rappelé qu'ils doivent utiliser les notations propres au sujet, présenter clairement les calculs et dégager ou encadrer tous les résultats.

Tout résultat incorrectement exprimé ne sera pas pris en compte. En outre, les correcteurs leur sauront gré d'écrire lisiblement et de soigner la qualité de leur copie.

Présentation des applications numériques :

Lors du passage d'un format littéral à son application numérique, il est demandé aux candidats de procéder comme indiqué dans l'exemple ci-dessous :

$$U_t = k \cdot T = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1,6 \cdot 10^{-19}}$$

Après avoir présenté la relation littérale, chaque grandeur est remplacée par sa valeur numérique en respectant la position qu'elle avait dans la relation puis le résultat numérique est donné sans calcul intermédiaire et sans omettre son unité.

AVERTISSEMENT

Votre travail porte sur quatre parties indépendantes.

Dans la première partie, vous allez analyser le concept de mesure de la hauteur de neige et étudier le concept de compensation des effets de la température. Vous devrez proposer les structures logicielles et matérielles. C'est un travail de conception encadré à partir d'un questionnement guidé.

Dans la deuxième partie, vous devez concevoir des algorithmes qui permettent de piloter les différentes fonctions. C'est un travail de conception ouvert. Vous devrez sûrement choisir des variables complémentaires pour bien répondre au cahier des charges.

Au cours de la troisième partie, vous serez amené à analyser le fonctionnement des structures matérielles « *réception de l'écho* ». Le questionnement vous guidera dans l'analyse.

Dans la quatrième partie, vous devrez concevoir une séance pédagogique qui s'appuiera sur les structures logicielles ou matérielles étudiées dans le capteur de hauteur de neige.

Sommaire

1	PREMIERE PARTIE : FONCTION FP1 "MESURE DE LA HAUTEUR DE NEIGE"	27
1.1	FONCTION F.S.1.1 "MESURE DE LA HAUTEUR DE NEIGE"	27
1.1.1	<i>Etude du concept de mesure de la hauteur de neige</i>	27
1.1.2	<i>Analyse de la fonction F.S.1.1 : Mesure de la hauteur de la neige</i>	28
1.1.3	<i>Influence de la température</i>	29
1.1.4	<i>Principe de la correction en température</i>	29
1.2	FONCTION F.S.1.5 "CAPTAGE DE LA TEMPÉRATURE DE L'AIR"	30
1.2.1	<i>Générateurs de courant</i>	30
1.2.2	<i>Sonde PT 100</i>	31
1.2.3	<i>Conversion analogique numérique</i>	31
1.2.4	<i>Amplificateur</i>	32
1.2.5	<i>Synthèse de la structure</i>	32
1.3	FONCTION F.S.1.4 "PILOTAGE DE LA CONVERSION EN TEMPÉRATURE"	32
1.3.1	<i>Chronogrammes des signaux</i>	32
1.3.2	<i>Schéma descriptif du fonctionnement</i>	33
1.3.3	<i>CODAGE en VHDL</i>	33
1.4	<i>SYNTHÈSE DE F.P.1</i>	33
2	DEUXIEME PARTIE : FONCTION PRINCIPALE F.P.2 "PILOTAGE DES SÉRIES DE MESURES"	34
2.1	FONCTION F.S. 2.2 "PILOTAGE D'UNE MESURE"	34
2.2	F.S. 2.3 "RÉALISER UNE SÉRIE DE 32 MESURES "	35
2.3	FONCTION F.S. 2.5 "RECHERCHE D'UNE VALEUR PARMIS 32"	35
2.4	FONCTION F.S. 2.6, F.S. 2.7 ET F.S. 2.8	36
3	TROISIEME PARTIE : FONCTION F.P.4 "RÉCEPTION DE L'ÉCHO"	37
3.1	DÉTECTION DE L'ÉCHO	37
3.1.1	<i>Étude de la structure construite autour de U100 et U101</i>	37
3.1.2	<i>Étude de la structure construite autour de U100:B et U102:A</i>	37
3.1.3	<i>Étude du circuit RC R112 et C101</i>	37
3.1.4	<i>Étude de la fonction remplie par les circuits intégrés U104:A et U103:A</i>	38
3.1.5	<i>Synthèse de l'étude des structures entre écho et V4</i>	38
3.2	ÉTUDE STRUCTURELLE DU FILTRE	38
3.2.1	<i>Étude du principe de l'intégrateur</i>	38
3.2.2	<i>Modélisation du filtre</i>	39
3.3	ÉTUDE DE L'AMPLIFICATION PROGRAMMABLE	39
3.3.1	<i>Étude de la modification de l'amplitude de l'écho en fonction de la distance</i>	40
3.3.2	<i>Amplification variable</i>	40
3.3.3	<i>Relation distance temps</i>	41
3.3.4	<i>Relation Amplification distance parcourue par l'onde sonore</i>	41
3.3.5	<i>Synthèse de la fonction F.P.4 "Réception d'un écho"</i>	41
4	QUATRIEME PARTIE : "CONCEPTION D'UNE SÉQUENCE PÉDAGOGIQUE"	42

1 PREMIERE PARTIE : FONCTION F.P.1 « MESURE DE LA HAUTEUR DE NEIGE »

Météo France dispose dans les Pyrénées, les Alpes et la Corse, d'un réseau automatique de mesures de la neige installé le plus souvent à haute altitude. Il est constitué de vingt stations automatiques, appelées « Nivose ». Ces stations fonctionnent de manière autonome à l'aide de batteries rechargées par des panneaux solaires et leurs informations sont transmises grâce au relais du satellite Météosat. Les stations « Nivose » sont équipées de capteurs spécifiques notamment celui qui sert à la mesure par ultrasons de la hauteur de neige.

Travail demandé

Q A1) En faisant référence à l'histoire de la fin du 18^e siècle, qu'évoque pour vous le mot « Nivose » ?

1.1 FONCTION F.S.1.1 « MESURE DE LA HAUTEUR DE NEIGE »

1.1.1 ETUDE DU CONCEPT DE MESURE DE LA HAUTEUR DE NEIGE

Une impulsion d'une durée d'environ 5 ms est envoyée par l'émetteur d'ultrasons. La neige renvoie un écho. La durée qui sépare l'émission de la réception est fonction de la distance parcourue par le son. La hauteur du pylône (h_0) est 5 mètres.

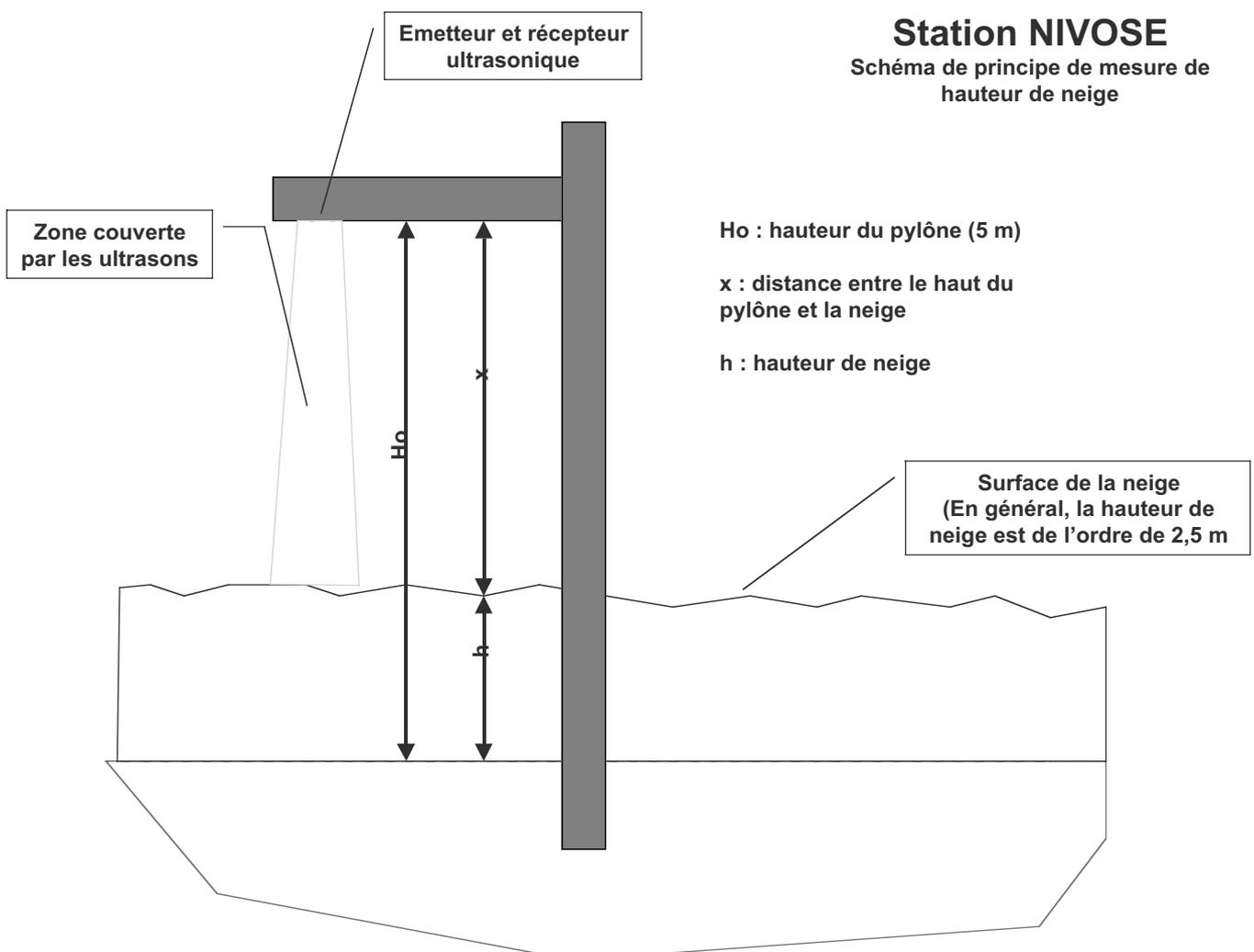


Figure 1 : schéma de principe de mesure de la hauteur de neige

Au cours de cette première partie, la vitesse du son (V_0) est supposée constante à 332 m/s. Une horloge de période T_h et de fréquence F_h actionne un compteur.

Travail demandé

Q A2) Donner la relation qui lie la hauteur de neige (h), la hauteur du pylône (h₀), la vitesse du son (V₀), le nombre (N) d'impulsions du compteur et la période de l'horloge (Th).

Le dispositif choisi donne directement un nombre N1 qui correspond à la hauteur de neige en cm. Pour cela, le compteur fonctionne en décompteur. Avant la mesure, celui-ci est positionné à une valeur N0. N1 est le nombre présent sur le compteur en fin de mesure.

Travail demandé

Q A3) Donner la relation qui lie N1 à la hauteur de neige h, la période T_h, et V₀.

Q A4) Calculer la période Th sachant que le nombre N1 doit représenter la hauteur de neige en centimètres. Donner la valeur numérique de Th pour une vitesse du son de 332 m/s.

Q A5) Donner le nombre de bits du compteur.

Q A6) En déduire l'erreur de quantification. Celle-ci est-elle compatible avec les contraintes du cahier des charges ?

1.1.2 ANALYSE DE LA FONCTION F.S.1.1 : « MESURE DE LA HAUTEUR DE LA NEIGE »

La structure logicielle qui réalise cette fonction est implantée dans un CPLD. Cette structure conçue en VHDL est donnée dans le dossier technique.

Travail demandé

Q A7) Lister les entrées et les sorties de cette fonction. Préciser leur type.

La structure de cette fonction présente deux process : un pour la génération de l'impulsion (nommé pulse) , l'autre pour la mesure de la hauteur de neige.

Q A8) Représenter le mode de fonctionnement du process MAE_pulse_machine à l'aide d'un diagramme mettant en œuvre des machines à états ou un Grafcet.

Q A9) Représenter le mode fonctionnement du process MAE_hauteur_neige_machine à l'aide d'un diagramme mettant en œuvre des machines à états ou un Grafcet.

Q A10) Les chronogrammes des signaux sont donnés ci-après. Expliciter le fonctionnement de la structure. Déterminer la durée pendant laquelle « pulse » est au niveau haut. Donner la hauteur de neige. La fréquence de l'horloge étant de 16 kHz, vérifier que la valeur de la vitesse du son est correcte ?

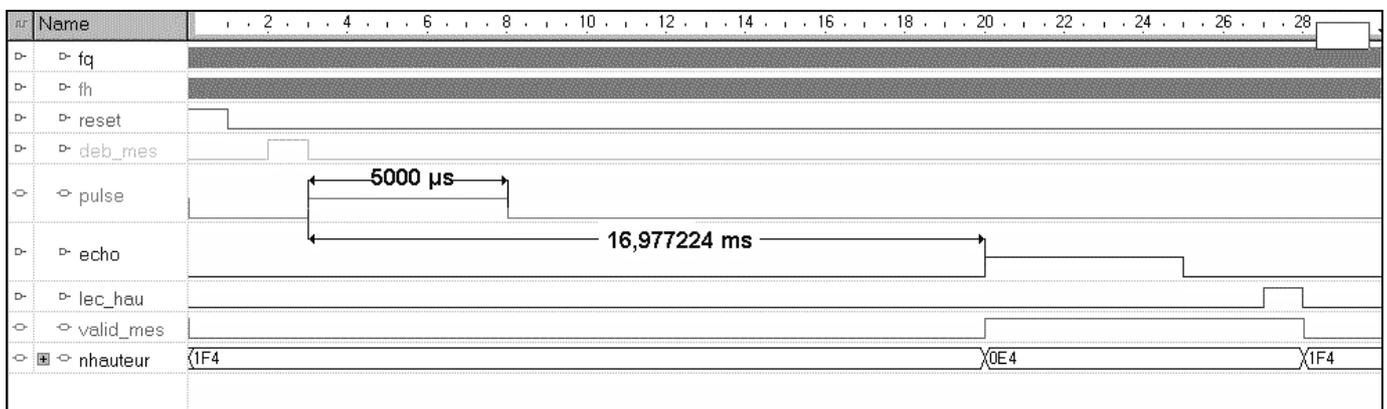


Figure 2 : Chronogrammes de la fonction « mesure de la hauteur de neige ». Les durées indiquées sont en ms.

1.1.3 INFLUENCE DE LA TEMPERATURE

La vitesse du son n'est pas constante. Elle varie en fonction de la température de l'air. On considère que la vitesse du son est :

$$V_s = V_0 \cdot \sqrt{\frac{T}{T_0}}$$

avec :

V_0 : vitesse du son à 0°C.

T_0 : température en K (273 K à 0°C).

T : température en K du milieu.

V_s : Vitesse du son dans l'air.

La plage de température de fonctionnement de la station est de - 40°C à + 60°C. On considère qu'il n'y aura plus de neige au-delà de +40°C.

Travail demandé

Q A11) Calculer l'erreur maximale due à la température, erreur commise sans correction de température sur la hauteur de neige.

Q A12) Comparer cette erreur aux données du cahier des charges et à la résolution du compteur. Conclure.

1.1.4 PRINCIPE DE LA CORRECTION EN TEMPERATURE

Il est nécessaire de faire une correction de la hauteur de neige en fonction de la vitesse du son. Pour cela, on mesure la température de l'air à l'aide d'une sonde au platine, puis on convertit la différence de potentiel, image de la température de l'air, en un nombre caractéristique de la température. Ce nombre sert à établir une correction de la hauteur de neige en fonction de la température.

Travail demandé

Q A13) Afin de rester dans le concept établi précédemment, lecture directe d'un nombre caractéristique de la hauteur de neige, expliquer comment tenir compte de la variation de la vitesse du son en fonction de la température.

Q A14) Déterminer l'erreur relative sur la température afin que l'erreur (sur la hauteur de neige) introduite après la correction de température ne soit pas supérieure à 0,1%.

La température est mesurée sur la plage prévue dans le cahier des charges.

Q A15) En déduire la résolution du convertisseur numérique-analogique associé à la mesure de température, puis donner le nombre de bits de celui-ci.

Q A16) Donner la relation entre N_T nombre représentant la température et la température (θ) en sachant que l'on prend un convertisseur non signé.

On connaît maintenant la température de l'air avec une résolution convenable. Le nombre caractéristique de la température pointe une adresse d'une mémoire. Le contenu de cette adresse (M) participe à la détermination du rapport de division de la fréquence du quartz afin d'obtenir la fréquence corrigée de la fonction F.S.1.1 « mesure de la hauteur de neige ». La fréquence du quartz (F_q) est de 16 Mhz. Le rapport de division est donné par la

relation $R = R_0 + M$ avec R_0 constant. M est un mot de huit bits. Le signal F_h doit avoir un rapport cyclique de 0,5, donc $F_h = F_q/2.R$.

Travail demandé

Q A17) Donner l'expression du rapport de division R en fonction de la température de l'air.

Q A18) Donner la plage de variation du rapport de division.

Q A19) Sachant que M est un mot d'un octet, choisir R_0 . Donner alors le nombre de bits de R .

Q A20) Calculer les dix premiers octets de la mémoire de correction.

1.2 FONCTION F.S.1.5 « CAPTAGE DE LA TEMPERATURE DE L'AIR »

La température est captée à partir d'une sonde au platine type Pt100. Celle-ci répond à la norme DIN43760 rappelée dans les documents annexes. La sonde de température est traversée par un courant constant indépendant de la température de l'air. La résistance de la sonde est notée R_t . Un composant résistif R_a d'une valeur proche de la résistance de la sonde est traversé par un courant de la même valeur que celui qui traverse R_t . La différence de potentiel entre les éléments résistifs est amplifiée. La différence de potentiel en sortie de l'amplificateur est convertie en un nombre. Celui-ci sera l'image de la température de l'air.

Vous devez proposer un schéma complet de la fonction captage de température. Tous les composants seront justifiés.

1.2.1 GENERATEURS DE COURANT

Deux générateurs de courant alimentent respectivement R_t et R_a . Le courant qui traverse la sonde ne doit pas excéder 0,5 mA. Le courant fourni par ces générateurs doit être le plus possible indépendant de la température.

Cahier des charges des générateurs de courants :

- Courant fourni : 0,5 mA
- Tolérance : 1%
- Variation en fonction de la température : $di/dT = 200 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

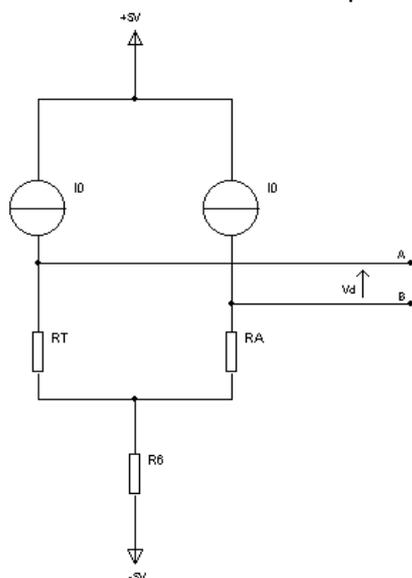


Figure 3 : Schéma de principe de la mesure de température mettant en œuvre les deux générateurs de courant

Travail demandé

Q A21) Proposer un schéma structurel des générateurs de courant. Vous disposez de transistors, de circuits intégrés linéaires références de tension et des composants résistifs. Les différences de potentiel d'alimentation disponibles sont + 5 V et - 5 V. Les composants passifs autres que les composants résistifs et capacitifs doivent être pris dans la documentation fournie.

Q A22) Justifier le choix des composants actifs.

Q A23) Dimensionner les composants résistifs : valeur de chacun de ces composants, tolérance et technologie.

1.2.2 SONDE PT 100

La sonde PT100 correspond à la norme DIN43760. La plage de fonctionnement de la station « Nivose » est - 40°C à + 60°C.

Travail demandé

Le courant qui traverse la sonde de température est de 0,5 mA.

Q A24) Pour quelles raisons cette sonde de température est nommée PT100 ? Quelles sont les propriétés essentielles du platine ?

Q A25) Pourquoi faut-il choisir un faible courant pour ce capteur résistif ?

On considère que dans la gamme de température, la loi qui régit la valeur de la résistance R_t est une fonction affine du type $R_t = R_o (1 + a\theta)$.

Q A26) Quelle erreur maximale est commise lors de cette approximation ? Cette erreur est-elle acceptable dans le contexte de la fonction étudiée ?

Q A27) Compte tenu de la plage de températures et du contexte fonctionnel, déterminer le coefficient (a) qui minimise l'erreur d'approximation.

Q A28) Placer la sonde et la résistance R_a sur le schéma précédent. Exprimer la différence de potentiel V_d caractéristique de la variation de température. Déterminer R_a de telle sorte que V_d soit nulle pour la température minimale d'utilisation de la station (- 40°C). Donner la relation numérique liant V_d à la température.

Q A29) Caractériser totalement R_a .

La sonde de température est prévue pour un montage trois fils.

Q A30) Quel est le rôle du montage trois fils ? Démontrer vos affirmations.

1.2.3 CONVERSION ANALOGIQUE-NUMERIQUE

La conversion numérique-analogique est réalisée par un circuit intégré AD7819. Le nombre N, image de la température répond à la relation $N = 100 + 2.5.\theta$ avec θ température en °C.

Vous disposez des différentes « références de tension » fournies dans le dossier documentation.

Travail demandé

Q A31) Proposer un schéma structurel complet permettant de réaliser la conversion numérique-analogique.

Q A32) Donner la relation liant V_{in} (broche 2 du circuit AD7819) à la température.

Q A33) Préciser le rôle des signaux qui pilotent le convertisseur et proposer les chronogrammes de ces signaux.

1.2.4 AMPLIFICATEUR

La différence de potentiel V_d est amplifiée par un amplificateur d'instrumentation INA118.

Q A34) Quelles sont les particularités de ce type d'amplificateur ?

Q A35) Démontrer que l'amplification de circuit intégré linéaire INA 118 est $1 + 50 \text{ k/Rg}$ avec R_g composant résistif placé entre les broches 1 et 8.

Q A36) Proposer le schéma de connexion de l'amplificateur.

Q A37) Donner la valeur de l'amplificateur et calculer R_g .

Q A38) Choisir le composant résistif R_g , fixer la tolérance et la technologie.

Q A39) Quelle est l'influence de la différence de potentiel de décalage de l'amplificateur sur la mesure ? Ce résultat est-il acceptable ?

1.2.5 SYNTHESE DE LA STRUCTURE.

Q A40) Donner la relation littérale liant N nombre image de la température à la température θ exprimée en $^{\circ}\text{C}$.

Q A41) Proposer le schéma complet de la structure qui remplit la fonction F.S.1.5 « Captage de la température » en ajoutant éventuellement des éléments de protection et de découplage. Caractériser tous les composants ajoutés.

1.3 FONCTION F.S.1.4 « PILOTAGE DE LA CONVERSION EN TEMPERATURE »

La fonction F.S.1.4 est implantée dans le CPLD. Le rôle de la fonction F.S.1.4 est de fournir les signaux qui permettent la conversion analogique-numérique à partir d'un ordre émis par le signal lan_mes qui démarre une mesure.

Entrées :

- $Lanc_mes$, actif au niveau haut lors du lancement d'une mesure de hauteur de neige. Ce signal passe au niveau bas avant la fin de la mesure.
- Fq , actif au front montant est une horloge de 16 Mhz.
- $Reset$, actif au niveau haut, remise à zéro des bascules utilisées dans la fonction F.S.1.4.
- $Busy$, actif sur le front descendant, indique que la conversion est terminée.
- $Valid_mes$, actif au niveau haut indique que la mesure de la hauteur de neige est terminée.

Sorties :

- $Csrdn$, actif au niveau bas, lors de la lecture du résultat du convertisseur analogique numérique.
- $Convstn$, actif au niveau bas, lance la conversion de température.
- $conv_ok$, actif au niveau haut, précise à la fonction F.S.1.3 que la conversion est terminée. Le mot disponible Nt est stable. La mesure de la température est terminée.

1.3.1 CHRONOGRAMMES DES SIGNAUX

 **Travail demandé**

Q A42) A partir de la documentation du convertisseur analogique numérique, rappeler les chronogrammes des signaux convstn, csrdn, busy et le mot de données. Donner les durées caractéristiques du bon fonctionnement. Associer aux signaux précédents les signaux lanc_mes, con_ok et valid_mes.

1.3.2 SCHEMA DESCRIPTIF DU FONCTIONNEMENT

Q A43) Proposer une description comportementale du fonctionnement de F.S.1.4. Vous pourrez utiliser une représentation basée sur les machines à états ou le Grafcet.

1.3.3 CODAGE EN VHDL

Q A44) Donner la description comportementale en VHDL ou verilog de la fonction F.S. 1.4 « Pilotage de la conversion de température ».

1.4 SYNTHESE DE FP1

La structure logicielle de la fonction F.P.1 « Mesure d'une hauteur de neige » est donnée par le texte inclus dans le dossier technique.

La fonction F.S.1.5 « Captage de la température » met un mot de 8 bits « température » sur le port. Dès que ce mot est stable, conv_ok envoie une impulsion. Au front descendant de conv_ok, la fonction F.S.1.3 « Diviseur » va chercher dans la table, le mot Nd caractéristique du rapport de division. Au front descendant de dr_ok, la fonction F.S.1.2 « Division de fréquence », met sur Fh, un signal d'horloge adéquat Fh. Au front montant de deb_mes, la mesure se prépare. Au front descendant de deb_mes, une pulse de 5 ms est envoyée. La fonction F.S. 1.1 attend le retour de l'écho.

Travail demandé

Q A45) Compléter sur le document réponse le schéma fonctionnel (2° degré) qui fait apparaître les fonctions secondaires mises en œuvre dans la fonction principale « Mesure d'une hauteur de neige ». Les entrées et sorties seront correctement définies. Les noms des fonctions seront explicités.

2 DEUXIEME PARTIE : FONCTION PRINCIPALE F.P.2 « PILOTAGE DES SERIES DE MESURES »

La structure de cette fonction est implantée dans le CPLD. On effectue 6 séries de mesures. Une série comprend 32 mesures. Chaque mesure est espacée de 50 ms. Chaque série est espacée d'une seconde.

Dans une série, il y a 32 mesures à 32 fréquences d'émission différentes. Le nombre NFEM pilote les fréquences d'émission comprises entre 23 kHz et 43 kHz.

Pour chaque série de 32 échos, est retenu l'écho le plus proche (hauteur la plus élevée), séparé de moins de 1 cm du suivant.

La valeur pour le calcul de la hauteur est la valeur de la hauteur de neige la plus élevée des six séries de mesures.

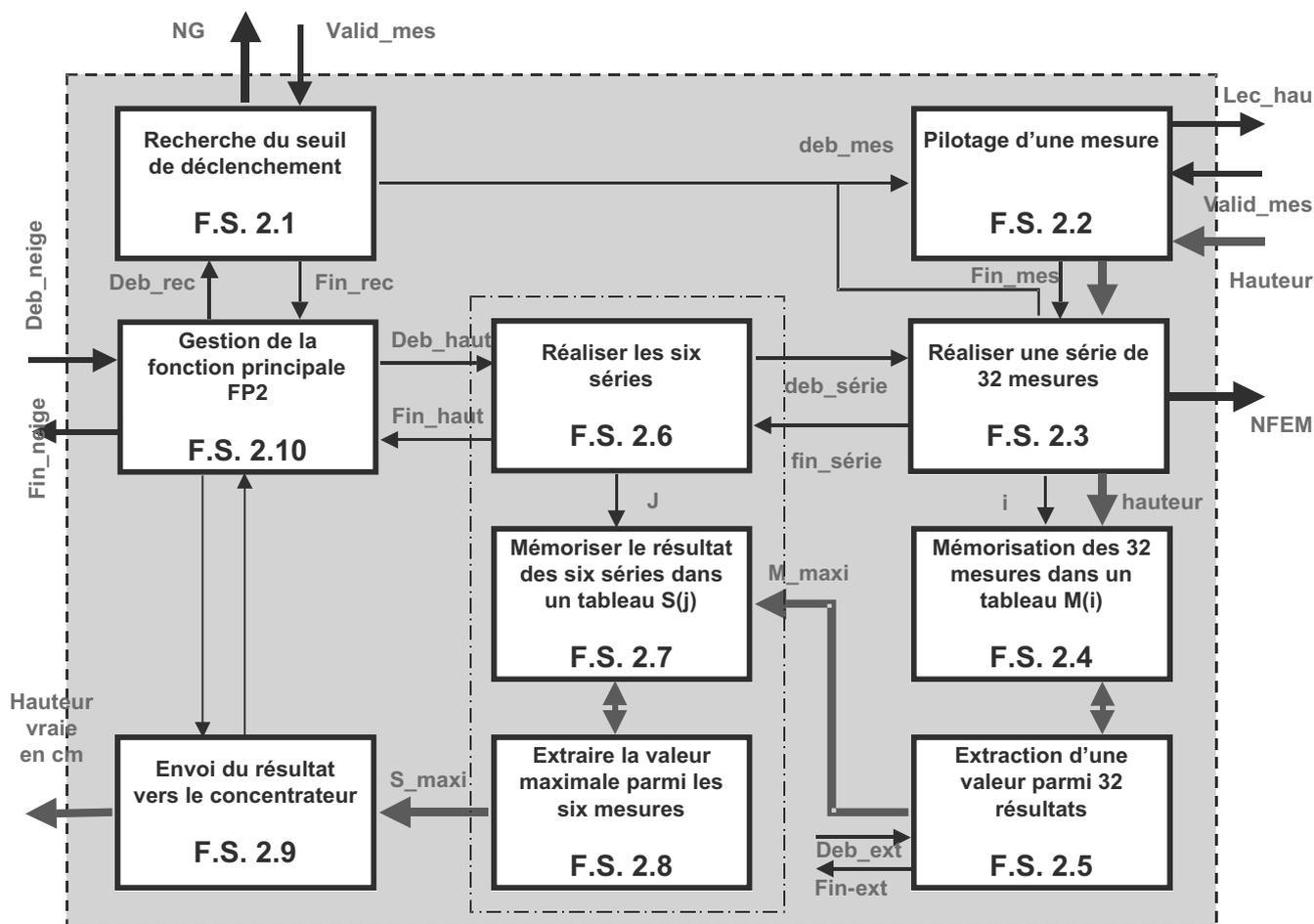


Figure 4 : Schéma fonctionnel de la fonction principale F.P.2

2.1 FONCTION F.S. 2.2 « PILOTAGE D'UNE MESURE »

La fonction F.S. 2.2 « Pilotage d'une mesure » gère les signaux à l'attention de F.P.1. Cette fonction utilise la variable i et elle remplit le tableau M .

Entrées :

- Deb_mes, entrée binaire, début d'une mesure.
- Valid_mes, entrée binaire, mesure terminée, actif sur front montant.
- hauteur, mot de 9 bits.

Sorties :

- Lanc_mes, sortie binaire, lancement d'une mesure, actif sur front descendant.
- Lec_hau, sortie binaire, acquittement d'une lecture, actif sur front montant.

- Fin_mes, sortie binaire, fin d'une mesure.

Les sorties doivent rester au moins 1 ms au niveau haut. En cas d'absence d'écho, la valeur correspondante du tableau doit prendre la valeur 000.

Travail demandé

Q B1) Calculer la durée à partir de laquelle on considère que l'écho n'a pas été perçu. Compléter sur le document réponse l'algorithme de la fonction F.S. 2.2 « Pilotage d'une mesure » compte tenu des contraintes.

2.2 F.S. 2.3 « REALISER UNE SERIE DE 32 MESURES »

La fonction F.S. 2.3 réalise une série de 32 mesures. Cette fonction incrémente une variable (i), le mot NFEM de \$04 à partir de \$40 jusqu'à \$BC.

Rôle : réalise une série de 32 mesures.

Cette fonction gère la variable i, affecte la variable NFEM.

Entrées :

- deb_série, entrée binaire, début d'une série, actif au front descendant.
- fin_mes, entrée binaire, fin d'une mesure, actif au front descendant.

Sorties :

- des_mes, sortie binaire, lancement d'une mesure.
- fin_série, sortie binaire, fin d'une série, actif sur front descendant.
- i, compteur de mesures.
- NFEM, fréquence d'émission.

Travail demandé

Q B2) Compléter sur le document réponse l'algorithme de la fonction F.S.2.2

2.3 FONCTION F.S. 2.5 « RECHERCHE D'UNE VALEUR PARMIS 32 »

La fonction extraction d'une valeur de hauteur de neige parmi les 32 mesures conformément au cahier des charges donné en début de paragraphe.

Cette fonction gère la variable i, affecte la variable NFEM

Entrées :

- deb_ext, entrée binaire, début d'une série, actif au front descendant.
- M(i), tableau de 32 mots de 16 bits.

Sorties :

- N_maxi, valeur retenue pour une série.
- Fin_ext, sortie binaire, activation au front descendant.

Travail demandé

Q B3) Compléter l'algorithme de la fonction qui recherche le maximum de hauteur parmi les 32 mesures.

2.4 FONCTION F.S. 2.6, F.S. 2.7 ET F.S. 2.8

Rôle : réaliser les six séries.

Cette fonction gère la variable J, remplit le tableau S(J) avec M_MAXI, extrait une valeur maximale parmi les six mesures met à disposition le mot S_vraie.

Entrées :

- deb_haut, entrée binaire, début d'une série de mesures, actif au front descendant.
- fin_série, entrée binaire, fin d'une série de mesures, actif au front descendant.
- fin_ext, fin de l'extraction de N_MAXI.
- N_MAXI, résultat de la série.

Sorties :

- Fin_haut, sortie binaire, fin de la mesure, activation au niveau bas.
- Deb_série, sortie binaire, lance une série, activation au niveau bas.
- -Fin_ext, sortie binaire, fin de l'extraction, activation au front descendant.
- - S_maxi, résultat des six séries de mesure.

Travail demandé

Q B4) Donner l'algorithme qui réalise les fonctions F.S. 2.6, F.S. 2.7 et F.S. 2.8.

3 TROISIEME PARTIE : FONCTION F.P.4 « RECEPTION DE L'ECHO »

3.1 DETECTION DE L'ECHO

La détection de l'écho est effectuée à l'aide des composants repérés U100, U101, U102, U103 et des composants passifs associés. La différence de potentiel V_4 est appliquée à l'entrée de cette structure. Pour cette question, on admet que V_4 est une différence de potentiel sinusoïdale de fréquence 30 kHz et d'amplitude V_{4M} .

3.1.1 ETUDE DE LA STRUCTURE CONSTRuite AUTOUR DE U100 ET U101.

G est un nombre fourni par la gestion du processus de mesure de la hauteur de neige. Il permet indirectement de régler le seuil de déclenchement de l'écho et de ne pas prendre en compte le bruit blanc. A est l'amplification de la structure.

Travail demandé

Q C1) Présenter dans un tableau la variation de l'amplification (A) de cette structure en fonction du nombre G . Tracer l'amplification en fonction de G . Quelle est la loi approximative qui représente l'amplification A en fonction de G ?

Q C2) Quelle doit être la valeur maximale de l'amplitude de la différence de potentiel V_4 traitable sans saturation des circuits intégrés linéaires ?

Q C3) Donner le type de filtre. Préciser la fréquence de coupure. Justifier la valeur de la fréquence de coupure au regard du cahier des charges. Quel est alors le rôle de C100 ?

3.1.2 ETUDE DE LA STRUCTURE CONSTRuite AUTOUR DE U100:B ET U102:A.

La structure est construite autour de U100:B et U102:A et des composants passifs associés.

Travail demandé

Q C4) Quelles sont les conditions sur V_5 pour que la diode D100 soit passante ? Donner alors les relations liant V_6 à V_5 et V_7 à V_5 .

Q C5) Quelles sont les conditions sur V_5 pour que la diode D101 soit passante ? Donner alors la relation liant V_7 à V_5 et V_6 à V_5 .

Q C6) Donner alors les relations liant V_8 à V_5 suivant l'état (passante ou bloqué) des diodes.

Q C7) Tracer V_5 , V_6 , V_7 et V_8 en fonction de temps.

Q C8) Quel est le rôle rempli par cette structure ?

3.1.3 ETUDE DU CIRCUIT RC R112 ET C101.

Travail demandé

Q C9) Quel est le type de fonction rempli par l'ensemble R112 et C101 ? Quelle est la fréquence de coupure ? Justifier celle-ci au regard du cahier des charges.

Q C10) Justifier la présence de cette structure canonique en donnant son rôle. Exprimer alors la grandeur caractéristique utile de la différence de potentiel V_9 (image du traitement réalisé) en fonction de V_5 .

Q C11) Évaluer le temps de propagation défini à 50% dans la structure qui génère la grandeur caractéristique V_9 .

Q C12) Tracer approximativement l'évolution de V_9 en fonction du temps lors de l'apparition d'un écho.

Q C13) Quelles sont les conséquences de T_p (temps de propagation de V9) sur le fonctionnement dans le cadre de la détection de l'écho ? Peut-on réduire T_p ? Discuter du choix du concepteur au regard du contexte fonctionnel de cette structure.

3.1.4 ETUDE DE LA FONCTION REMPLIE PAR LES CIRCUITS INTEGRES U104:A ET U103:A

Vous devez analyser la structure qui est organisée autour des circuits intégrés U103:A et U104:A.

Q C14) Quelle est la particularité du circuit intégré U104:B ? Quel est le rôle du composant résistif R116 ?

Q C15) Déterminer les différences de potentiels de basculement de la structure canonique organisée autour du composant U104:A. Tracer V10 en fonction de V9.

Q C16) En déduire $V_{\text{écho}}$ en fonction de V9.

Q C17) En déduire l'ondulation maximale de la différence de potentiel V9 afin que le fonctionnement de la structure soit correct.

3.1.5 SYNTHESE DE L'ETUDE DES STRUCTURES ENTRE ECHO ET V4.

Cette analyse consiste à valider l'ensemble de la structure entre les repères V4 et écho, notamment le filtre RC composé de R112 et C101

La différence de potentiel d'hystérésis de la structure canonique organisée autour du circuit intégré LM339 est estimée à 0,5 V.

Travail demandé

Q C18) Calculer la valeur efficace maximale de la différence de potentiel V9 qui assure un fonctionnement correct. L'étude se limitera au premier harmonique.

Q C19) Pour la fréquence minimale de 23 kHz en V4, donner la fréquence de V8. Déterminer la valeur efficace de la différence de potentiel en V8, puis sa valeur maximale qui assurera un fonctionnement correct.

Q C20) Valider l'ondulation au regard du cahier des charges et des contraintes structurelles.

Le seuil de basculement du comparateur LM339 U104:A est estimé à 2,1 V.

Q C21) Déterminer la tension moyenne en V9 qui assure le fonctionnement. Compte tenu de la variation de l'amplification programmable, en déduire la plage de la valeur efficace de la différence de potentiel V4 qui permet la détection d'un écho.

3.2 ETUDE STRUCTURELLE DU FILTRE

3.2.1 ETUDE DU PRINCIPE DE L'INTEGRATEUR

L'étude porte sur l'association des composants des circuits intégrés U201:A U200:A et des condensateurs C200 et C201.

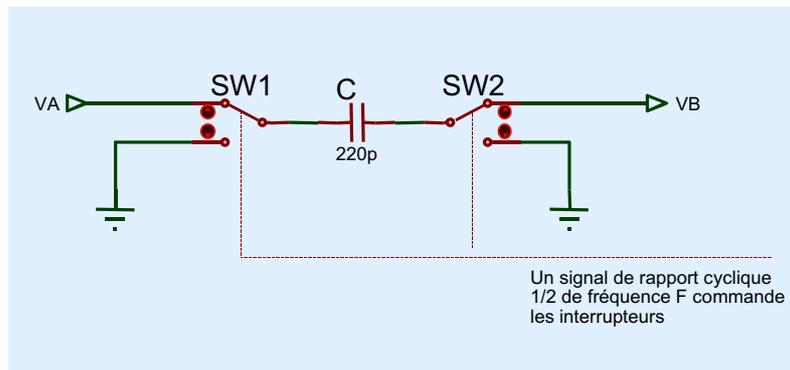


Figure 5 : Principe de fonctionnement

Q C22) Montrer que la structure de base se comporte comme une résistance électrique vue entre VA et VB. Exprimer cette résistance équivalente en fonction de la fréquence F de commutation des interrupteurs et de la valeur du condensateur C200. Préciser les conditions de validité de cette relation.

Q C23) Pour le domaine de validité défini à la question précédente, exprimer la fonction de transfert $V4(p)/V0(p)$ en fonction de C200, C201 et F. Donner le schéma bloc (modèle mathématique au sens asservissement) de cette fonction de transfert. On considère que la fréquence de commutation est très grande devant la fréquence de VA. Cela revient à considérer que l'équilibrage des charges est terminé à la fin de la période de commutation.

3.2.2 MODELISATION DU FILTRE

La fonction de transfert $V4(p)/V0(p) = 0,22.F/p$.

Q C24) Exprimer Vo en fonction V2, V3 et V4. Proposer le schéma bloc qui représente la modélisation du circuit intégré U202:A et de ses composants associés.

Q C25) Donner le schéma bloc (modèle mathématique) complet du filtre.

Q C26) Montrer que la fonction de transfert du filtre $V4(p)/V2(p)$ se met sous la forme :

$$\frac{V4(p)}{V2(p)} = A \cdot \frac{\frac{2.m}{\omega} \cdot p}{1 + \frac{2.m}{\omega 0} \cdot p + \frac{p^2}{\omega 0^2}}$$

Q C27) Exprimer la fréquence centrale, le coefficient d'amortissement, la bande passante à -3 dB.

Q C28) Tracer dans le plan de Bode le module de la fonction de transfert pour F = 1 MHz. Quelle est la fonction remplie par ce filtre ? Quel est l'avantage de ce type de filtre dans le contexte fonctionnel de la station « Nivose ».

Q C29) Il existe sur le marché des circuits intégrés qui remplissent une fonction identique à celle réalisé par ce filtre. Le circuit intégré MF10 était disponible lors de la conception de la station « Nivose ». Pour quelles raisons le concepteur n'a-t-il pas effectué le choix du circuit intégré MF10 ? Justifier votre réponse.

Q C30) Proposer le mode opératoire qui sera utilisé pour concevoir actuellement la structure du filtre passe-bande ayant des caractéristiques similaires à celui étudié. La fréquence centrale devra varier entre 23 kHz et 43 kHz. Proposer une nouvelle structure de filtre passe-bande du second ordre organisée autour d'un seul composant LTC1068. Dimensionner les composants résistifs et capacitifs.

3.3 ETUDE DE L'AMPLIFICATION PROGRAMMABLE

L'amplitude de l'onde sonore reçue diminue avec la distance parcourue par cette onde.

3.3.1 ETUDE DE LA MODIFICATION DE L'AMPLITUDE DE L'ECHO EN FONCTION DE LA DISTANCE

On place sous le capteur, à une distance de 0,3 m un obstacle. La distance parcourue par l'onde est de 0,6 mètres. La valeur efficace de la différence de potentiel V_{son} est 14 mV. On admet que la valeur efficace V_{son} est de la forme :

$$V_{son} = A/d_$$

- V_{son} est exprimée en mV,
- d est la distance parcourue par l'onde exprimée en mètres,
- A étant un coefficient que l'on estimera constant sur une distance de 10 cm à 6 000 cm.

Q C31) Calculer la valeur de coefficient A . Tracer alors V_{son} en fonction de d .

La hauteur de neige maximale mesurée est limitée à trois mètres. Un fonctionnement correct de la fonction réception est assuré pour une valeur efficace de la différence de potentiel V_2 comprise entre 120 mV et 400 mV.

Q C32) Quelle est la plage de distance parcourue par l'onde sonore ? Quelles sont les valeurs extrêmes de la différence de potentiel V_{son} ?

Q C33) Quelle doit être la variation de l'amplification V_2/V_{son} qui assure un fonctionnement convenable de la fonction réception ?

3.3.2 AMPLIFICATION VARIABLE.

L'amplification de V_{son} est réalisée par la structure composée des circuits intégrés U400, U401 U402 et des composants passifs associés. On rappelle que le signal V_{son} se situe dans la bande 23 000 Hz à 43 000 Hz.

Vous devrez déterminer la variation de l'amplification V_2/V_{son} en fonction du nombre Q représenté par le mot de quatre bits présent sur le bus $Q[0..3]$.

Q C34) Donner la représentation du module de la fonction de transfert V_1/V_{son} dans le plan de Bode. Calculer les fréquences caractéristiques. Valider cette structure dans le contexte fonctionnel. Pour les fréquences de V_{son} , en déduire l'amplification V_1/V_{son} .

Q C35) Pour quelles raisons, le circuit intégré linéaire U400 est-il associé à un composant résistif variable ? Justifier votre réponse. Que pensez-vous de la solution du concepteur ?

Q C36) Quel est le rôle C403 et R414 dans le contexte de la structure ?

On pose R_{eq} résistance équivalente entre le point A et la masse.

Q C37) Exprimer l'amplification V_2/V_1 en fonction de R_{eq} . Évaluer la fréquence de coupure de ce filtre. Valider celle-ci dans le contexte fonctionnel.

Q C38) Calculer R_{eq} en fonction du nombre Q , puis V_2/V_1 et V_2/V_{son} en fonction de Q . Tracer V_2/V_{son} en fonction de Q . Évaluer la loi de variation qui lie V_2/V_{son} au nombre Q .

3.3.3 RELATION DISTANCE TEMPS

Cette fonction est réalisée à partir des composants repérés U300 et suivants. VALID_pulse est un signal actif au niveau bas. Il est actif dès qu'une pulse d'ultrason est envoyée. Sa période est de l'ordre de 50 ms. Le rapport cyclique est de 10%. (10% au niveau bas). CLK1 est une horloge de fréquence plus rapide que VALID_pulse.

Q C39) Tracer les chronogrammes des signaux, CLK1, VALD_PULSE, B1, B2, B3, B4, B5, B6, Q0, Q1, Q2, Q3.

Q C40) Préciser le nombre de périodes de CLK1 pendant lesquelles le comptage est actif et donner les particularités de cette structure.

Q C41) Sachant que la plus basse vitesse du son est de 318 m/s, proposer une valeur pour la fréquence de l'horloge CLK1.

Q C42) Donner alors la relation liant la distance parcourue par l'onde au nombre Q. En déduire la résolution en mètres.

3.3.4 RELATION AMPLIFICATION DISTANCE PARCOURUE PAR L'ONDE SONORE

L'amplification de la différence de potentiel V_{son} doit être fonction de la distance parcourue par l'onde sonore.

Q C43) Exprimer V_2/V_{son} en fonction de d.

Q C44) On connaît V_{son} en fonction de d. En déduire V_2 en fonction de d. Tracer V_2 en fonction de d sur un graphe. Sur le même graphe, tracer V_2 en fonction de d en l'absence de compensation de distance pour l'amplification maximale.

Q C45) La compensation en distance est-elle parfaite ? Le cahier des charges annoncé est-il réalisé ?

3.3.5 SYNTHESE DE LA FONCTION F.P.4 « RECEPTION D'UN ECHO »

Q C46) Proposer un schéma fonctionnel (2° degré) qui fait apparaître les fonctions secondaires mises en œuvre dans la fonction principale « Réception d'un écho ». Les entrées et sorties seront correctement définies. Les noms des fonctions seront explicités.

4 QUATRIEME PARTIE : « CONCEPTION D'UNE SEQUENCE PEDAGOGIQUE ».

La fonction F.P.5 assure la communication entre le capteur de neige et le concentrateur. Cette fonction permet de recevoir les informations de pilotage automatique (mise à l'heure, cadence des mesures, etc...). Elle assure le transfert de la hauteur de neige au concentrateur. Dans la version actuelle de la station, la structure qui réalise cette fonction est organisée autour d'un composant classique qui permet de mettre sous forme série les trois octets du nombre qui caractérise la hauteur de neige. Le concentrateur reçoit le code ASCII des trois chiffres de la hauteur de neige. Le chiffre des centaines de cm est envoyé en premier, puis le chiffre des dizaines, puis le chiffre des unités. La liaison est de type RS232 avec procédé XON/XOFF. La vitesse de transmission est de 1 200 bits/s. Aucun bit de parité, un bit de start, un bit de stop.

Questions préliminaires au travail pédagogique

Q D1) Donner la définition de baud et bits/s.

Q D2) Représenter le chronogramme des signaux en sortie du circuit numérique lorsque la station transmet une hauteur de neige de 1,75 m. En déduire, les signaux présents sur la liaison RS 232.

Q D3) Dans le cadre fonctionnel, préciser les limites de cette liaison.

Q D4) Compte tenu du contexte fonctionnel de la station, l'évolution se fait vers une liaison RS 485. Pourquoi ?

Les stations météorologiques actuelles comportent plusieurs capteurs qui seront reliés à un réseau de terrain de type CAN. C'est le cas des stations « RANDOME ».

Q D5) Quels sont les avantages de cette solution par rapport à une liaison RS485 ? Proposer une organisation des connexions d'un bus CAN pour la station « NIVOSE » étudiée.

L'étudiant de BTS électronique s'intéresse aux couches 1 et 2 du modèle OSI et à l'utilisation des interfaces logicielles. L'étudiant de BTS informatique industrielle travaille sur les couches 2 et supérieures du modèle OSI.

Q D6) Rappeler l'intérêt du modèle OSI et la nature des différentes couches.

La séquence à élaborer doit permettre aux étudiants de maîtriser le concept de réseau, puis de mettre en œuvre, au niveau de sa spécialité, un réseau de terrain CAN composé de deux capteurs et d'un terminal.

Q D7) A partir du support de la station « Nivose », élaborer l'organisation d'une séquence d'enseignement destinée à des étudiants de BTS électronique ou d'informatique industrielle.

Vous devez préciser :

- Le type de public à qui s'adresse cette séquence (type de BTS, année de formation, effectif...).
- L'objectif terminal visé de la séquence est déterminé d'après les textes officiels qui régissent le BTS ainsi que les recommandations de l'inspection générale de la discipline.

- Les objectifs intermédiaires des différentes phases, les travaux proposés aux élèves, les modes d'évaluation, la trame des évaluations, la durée des différentes phases seront précisés.
- Les travaux produits par les élèves et la trame des réponses attendues par le professeur sont indispensables à la rédaction de votre document pédagogique.

Glossaire :

- Séquence d'enseignement : unité d'enseignement sur un thème ou un concept donné.
- Séance d'enseignement : unité de temps d'enseignement (exemple : 4 heures de TP).

AGRÉGATION INTERNE DE GÉNIE ÉLECTRIQUE

Option A

ELECTRONIQUE ET INFORMATIQUE INDUSTRIELLE

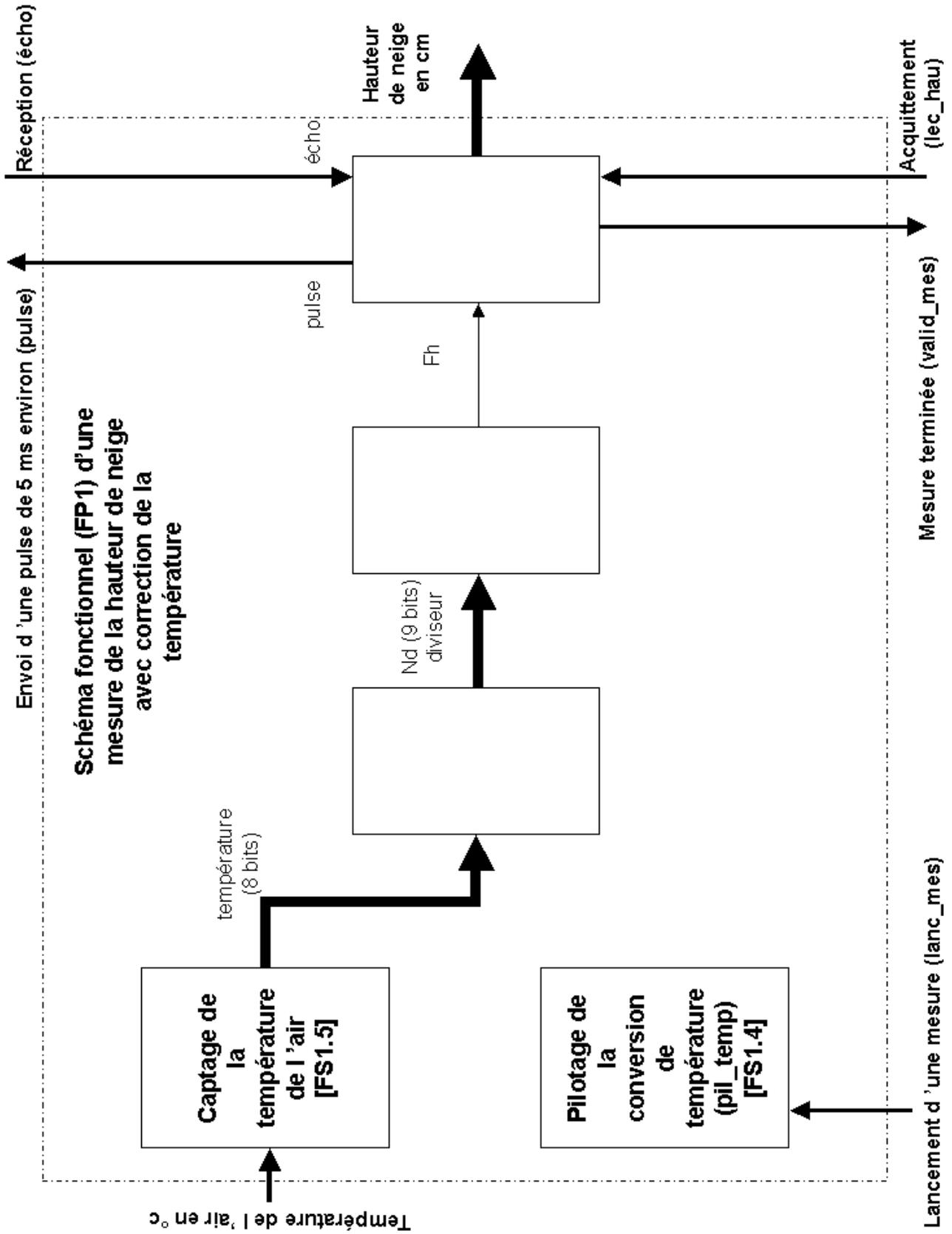
Étude d'un système industriel (durée 8 heures)

Station "NIVOSE"

Dossier réponse

CE DOSSIER EST A RENDRE AVEC VOTRE COPIE

Q A45) Compléter le schéma fonctionnel



Q B1) Compléter l'algorithme du pilotage d'une mesure

DEBUT de "pilotage d'une mesure"

Rôle : pilote les signaux d'une mesure

Cette fonction utilise la variable i et elle remplit la tableau M

Entrées :

Deb_mes, entrée binaire, début d'une mesure

Valid_mes, entrée binaire, mesure terminée

hauteur, mot de 9 bits

Sorties :

Lanc_mes, sortie binaire, lancement d'une mesure

Lec_hau, sortie binaire, acquittement d'une lecture

Fin_mes, sortie binaire, fin d'une mesure

FAIRE

Attendre deb_mes au niveau _____

Mettre lanc_mes au niveau _____

Lancer tempo d'une 1 ms

Mettre lanc_mes au niveau bas

Attendre tempo 1 ms

Lancer tempo de 50 ms

Attendre niveau haut valid_mes ou fin de tempo de 50 ms

Si valid_mes = 1

 Lire _____

 Sauvegarder _____

Sinon

 Mettre M(i) <=000

Fin de si

Mettre lec_hau au niveau _____

Lancer tempo de 1 ms

Attendre tempo 1 ms

Mettre lec_hau au niveau _____

Mettre fin_mes au niveau _____

Lancer tempo de 1 ms

Attendre tempo 1 ms

Mettre fin_mes au niveau _____

FIN de FAIRE

FIN de pilotage d'une mesure

Q B2) Compléter l'algorithme de la réalisation d'une série de 32 mesures

DEBUT de "réalisation d'une série de 32 mesures"

Rôle : réalise une série de 32 mesures

Cette fonction gère la variable *i*, affecte la variable NFEM

Entrées :

deb_série, entrée binaire, début d'une série,
actif au front descendant
fin_mes, entrée binaire, fin d'une mesure,
actif au front descendant

Sorties :

des_mes, sortie binaire, lancement d'une mesure
fin_série, sortie binaire, fin d'une série,
actif sur front descendant
i, compteur de mesures,
NFEM, fréquence d'émission

FAIRE

I <= _____,

NFEM <= \$ _____,

TANT QUE *I* < 32

FAIRE

Deb_mes <= 1

tempo <= 0

attendre tempo 1 ms

deb_mes <= 0

Attendre front descendant de fin_mes

I <= _____,

NFEM <= _____,

FIN de TANT QUE

Fin_série <= 1

tempo <= 0

attendre tempo 1 ms

fin_série <= 0

FIN de FAIRE

FIN de réalisation d'une série.

Q B3) Compléter l'algorithme de l'extraction d'une valeur maximale

DEBUT de "extraction d'une valeur M_Maxi parmi les 32 mesures.
Rôle : extraction d'une valeur maximale
Cette fonction gère la variable i, affecte la variable NFEM
Entrées :
 deb_ext, entrée binaire, début d'une série,
 actif au front descendant
 M(i), tableau de 32 mots de 16 bits
Sorties :
 N_maxi, valeur retenue pour une série,
 Fin_ext, sortie binaire,
 activation au front descendant
Intermédiaires :
 Temp, mémorise l'index du tableau
 J, index

```
FAIRE
J <= _____
REPETER
    i <= _____
    M_MAXI <= _____
    Tant que i < _____
    FAIRE
        SI M_MAXI > M(i)
        Alors M_MAXI <= _____
        Temp <= _____
        FIN de SI
        i <= _____
    Fin de FAIRE
    FIN de TANT QUE
    FAIRE
        SI M_MAXI = _____
        ALORS _____
        SINON
            SI M_MAXI = _____
            ALORS
                SINON M_MAXI <= 0
                M(temp) <= 0
            FIN DE SI
        FIN DE SI
    FIN DE FAIRE
    J <= _____
JUSQU'À CE QUE ( _____ )
FIN DE FAIRE
FIN de "extraction d'une valeur parmi les 32 résultats"
```

AGRÉGATION INTERNE DE GÉNIE ÉLECTRIQUE

Option A

ELECTRONIQUE ET INFORMATIQUE INDUSTRIELLE

Étude d'un système industriel

Station "NIVOSE"

DOCUMENTATION

Sonde PT 100	p 1
LM136 5.0 V	p 5
LM136 2.5 V	p 8
AD7819	p 11
INA118	p 19
LF353	p 25
LM139	p 27
MF10	p 34
LTC1068	p 39
MC14016	p 49
2N2907.....	p 52
Bus CAN.....	p 54

SONDE PT100

à visser à câble à visser à câble

Caractéristiques techniques

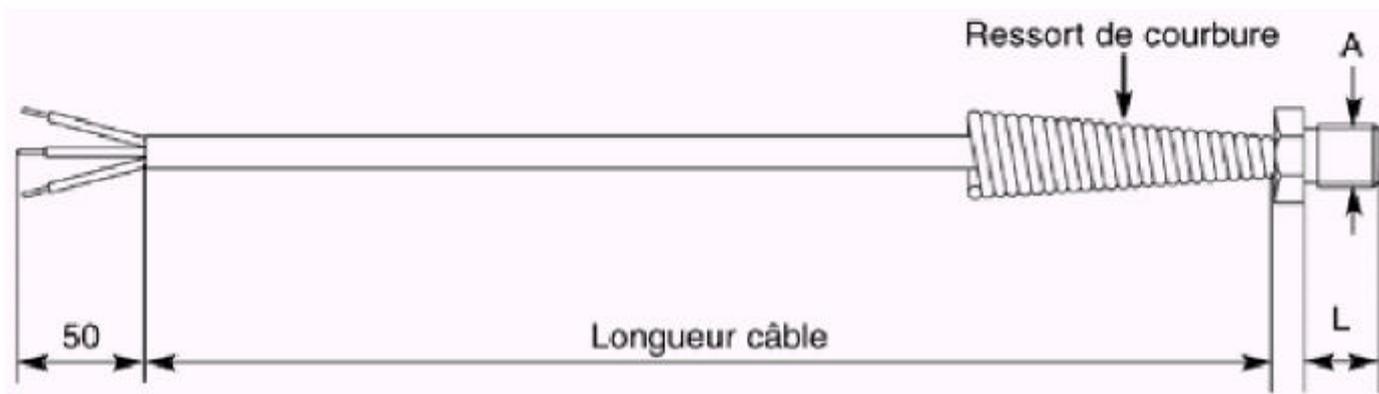


- Gaine de protection : vis en acier inox 316 L,
- Sonde : PT100 céramique DIN IEC 751 classe B, simple enroulement en montage 3 fils,
- Sortie : protégée par ressort de courbure,
- Câble de raccordement : voir tableau ci-dessous,
- Température d'utilisation : -50 à +400°C selon câble,
- (Autre longueur, autre câble ou autre filetage sur demande).

SONDE PT100

à visser à câble à visser à câble

Plan de la sonde



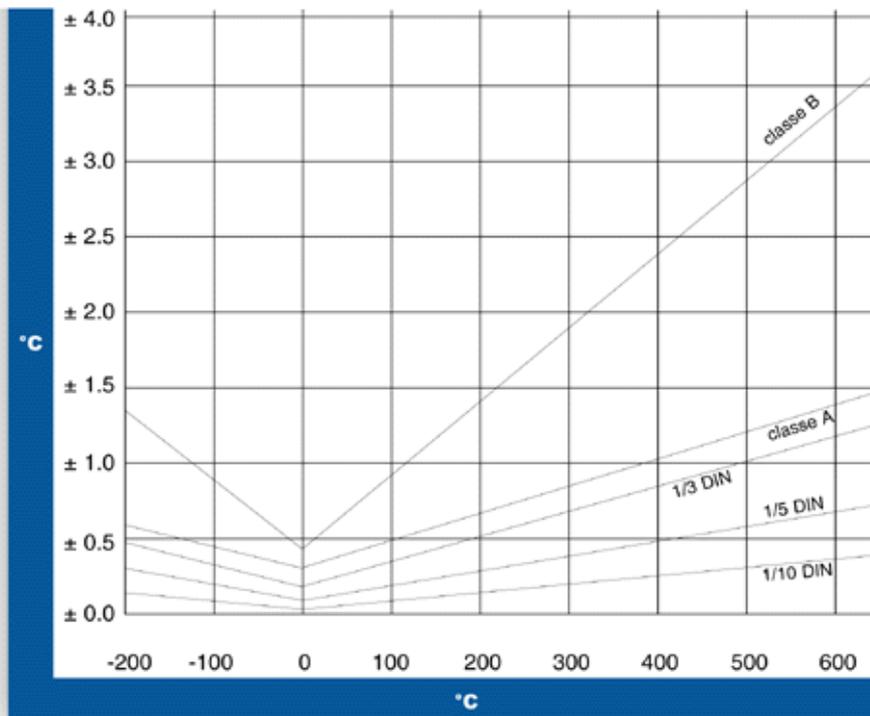
SONDE PT100

Tolérances des sondes à résistance PT100

Norme IEC 751 (1983), BS 1904 (1984 et DIN 43760 (1980)

Temp °C	Tolérances									
	classe B		classe A		1/3 DIN		1/5 DIN		1/10 DIN	
	± °C	± Ohms	± °C	± Ohms	± °C	± Ohms	± °C	± Ohms	± °C	± Ohms
-200	1,3	0,56	0,55	0,24	0,44	0,19	0,26	0,11	0,13	0,06
-100	0,8	0,32	0,35	0,14	0,27	0,11	0,16	0,06	0,08	0,03
0	0,3	0,12	0,15	0,06	0,1	0,04	0,06	0,02	0,03	0,01
100	0,8	0,3	0,35	0,13	0,27	0,1	0,16	0,05	0,08	0,03
200	1,3	0,48	0,55	0,2	0,44	0,16	0,26	0,1	0,13	0,05
300	1,8	0,64	0,75	0,27	0,6	0,21	0,36	0,13	0,18	0,06
400	2,3	0,79	0,95	0,33	0,77	0,26	0,46	0,16	0,23	0,08
500	2,8	0,93	1,15	0,38	0,94	0,31	0,56	0,19	0,28	0,09
600	3,3	1,06	1,35	0,43	1,1	0,35	0,66	0,21	0,33	0,1
650	3,6	1,13	1,45	0,46	1,2	0,38	0,72	0,23	0,36	0,11
700	3,8	1,17								
800	4,3	1,28								
850	4,6	1,34								

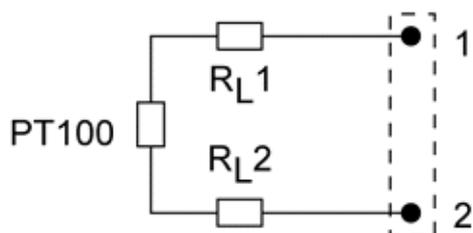
Tolérances



SONDE PT100

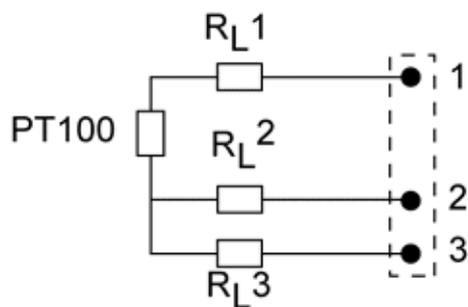
Thermométrie par résistance platine

Plusieurs méthodes de mesure d'une sonde à résistance sont possibles et le choix de celle-ci est directement lié à la précision de la mesure.



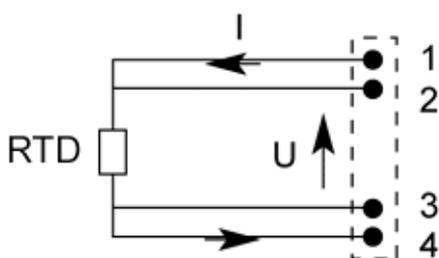
Montage 2 fils

C'est la méthode de mesure la plus simple, mais les résistances de lignes (R_{L1} et R_{L2}) sont en série avec l'élément sensible PT100. L'erreur correspond à $R_{L1} + R_{L2}$, d'où un décalage de la température mesurée et de la température réelle. C'est le montage à éviter.



Montage 3 fils

Ce montage implique des résistances de lignes R_{L1} - R_{L2} - R_{L3} identiques. $R_{L2}+R_{L3}$ permettent de mesurer la résistance de lignes que l'on va soustraire à ce qui est mesuré aux bornes 1 et 2. C'est actuellement le montage le plus utilisé.



Montage 4 fils

On fait passer un courant constant par les bornes 1 et 4 et l'on mesure directement la tension aux bornes de l'élément sensible PT100, ce qui permet complètement de s'affranchir des résistances de lignes. C'est le montage le plus précis.

Précautions de montage

- Remarques :
- La section du câble de raccordement doit être choisie en fonction, de sa longueur et de l'appareillage de mesure utilisé qui définit les résistances de lignes maximales admissibles.
- Dans le cas où l'appareillage de mesure ne peut pas compenser la résistance de ligne, il est conseillé d'utiliser des convertisseurs de mesure.
- Il est souhaitable de raccorder le PT100 avec un câble blindé.
- Le courant de mesure traversant un élément de PT100 ne doit pas être supérieur à 1mA pour éviter l'auto-échauffement.
- Une sonde utilisée dans un liquide doit être immergée à une profondeur d'au moins dix fois son diamètre pour éviter les effets radiateurs qui influeraient sur la mesure.

LM136-5.0/LM236-5.0/LM336-5.0 5.0V Reference Diode

General Description

The LM136-5.0/LM236-5.0/LM336-5.0 integrated circuits are precision 5.0V shunt regulator diodes. These monolithic IC voltage references operate as a low temperature coefficient 5.0V zener with 0.6Ω dynamic impedance. A third terminal on the LM136-5.0 allows the reference voltage and temperature coefficient to be trimmed easily.

The LM136-5.0 series is useful as a precision 5.0V low voltage reference for digital voltmeters, power supplies or op amp circuitry. The 5.0V makes it convenient to obtain a stable reference from low voltage supplies. Further, since the LM136-5.0 operates as a shunt regulator, it can be used as either a positive or negative voltage reference.

The LM136-5.0 is rated for operation over -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ while the LM236-5.0 is rated over a -25°C to $+85^{\circ}\text{C}$ temperature range. The LM336-5.0 is rated for operation over a

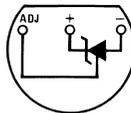
0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range. See the connection diagrams for available packages. For applications requiring 2.5V see LM136-2.5.

Features

- Adjustable 4V to 6V
- Low temperature coefficient
- Wide operating current of 600 μA to 10 mA
- 0.6Ω dynamic impedance
- $\pm 1\%$ initial tolerance available
- Guaranteed temperature stability
- Easily trimmed for minimum temperature drift
- Fast turn-on
- Three lead transistor package

Connection Diagrams

TO-92
Plastic Package

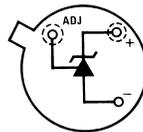


DS005716-4

Bottom View

Order Number LM236AZ-5.0, LM336Z-5.0 or LM336BZ-5.0
See NS Package Number Z03A

TO-46
Metal Can Package

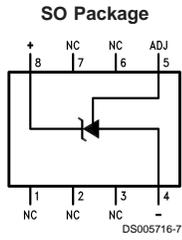


DS005716-5

Bottom View

Order Number LM136H-5.0,
LM136H-5.0/883, LM236H-5.0,
LM136AH-5.0, LM136AH-5.0/883,
or LM236AH-5.0
See NS Package Number H03H

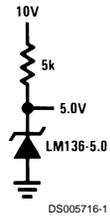
Connection Diagrams (Continued)



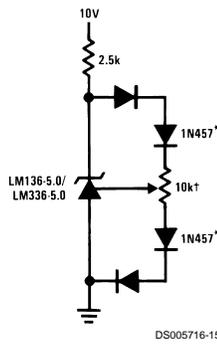
Order Number LM336M-5.0 or LM336BM-5.0
See NS Package Number M08A

Typical Applications

5.0V Reference

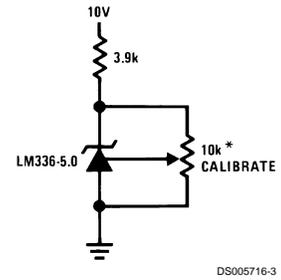


5.0V Reference with Minimum Temperature Coefficient



† Adjust to 5.00V
* Any silicon signal diode

Trimmed 4V to 6V Reference with Temperature Coefficient Independent of Breakdown Voltage



* Does not affect temperature coefficient

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Reverse Current	15mA
Forward Current	10mA
Storage Temperature	-60°C to +150°C
Operating Temperature Range (Note 2)	
LM136-5.0	-55°C to +150°C
LM236-5.0	-25°C to +85°C

LM336-5.0	0°C to +70°C
Soldering Information	
TO-92 Package (10 sec.)	260°C
TO-46 Package (10 sec.)	300°C
SO Package	
Vapor Phase (60 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" (appendix D) for other methods of soldering surface mount devices.	

Electrical Characteristics

(Note 3)

Parameter	Conditions	LM136A-5.0/LM236A-5.0			LM336B-5.0			Units
		LM136-5.0/LM236-5.0			LM336-5.0			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Reverse Breakdown Voltage	$T_A=25^\circ\text{C}$, $I_R=1\text{ mA}$							
	LM136-5.0/LM236-5.0/LM336-5.0	4.9	5.00	5.1	4.8	5.00	5.2	V
	LM136A-5.0/LM236A-5.0, LM336B-5.0	4.95	5.00	5.05	4.90	5.00	5.1	V
Reverse Breakdown Change With Current	$T_A=25^\circ\text{C}$, $600\ \mu\text{A}\leq I_R\leq 10\text{ mA}$		6	12		6	20	mV
Reverse Dynamic Impedance	$T_A=25^\circ\text{C}$, $I_R=1\text{ mA}$, $f=100\text{ Hz}$		0.6	1.2		0.6	2	Ω
Temperature Stability (Note 4)	V_R Adjusted 5.00V $I_R=1\text{ mA}$, (Figure 2)							
	$0^\circ\text{C}\leq T_A\leq 70^\circ\text{C}$ (LM336-5.0)				4	12		mV
	$-25^\circ\text{C}\leq T_A\leq +85^\circ\text{C}$ (LM236-5.0)		7	18				mV
	$-55^\circ\text{C}\leq T_A\leq +125^\circ\text{C}$ (LM136-5.0)		20	36				mV
Reverse Breakdown Change With Current	$600\ \mu\text{A}\leq I_R\leq 10\text{ mA}$		6	17		6	24	mV
Adjustment Range	Circuit of Figure 1		± 1			± 1		V
Reverse Dynamic Impedance	$I_R=1\text{ mA}$		0.8	1.6		0.8	2.5	Ω
Long Term Stability	$T_A=25^\circ\text{C}\pm 0.1^\circ\text{C}$, $I_R=1\text{ mA}$, $t=1000\text{ hrs}$		20			20		ppm

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

Note 2: For elevated temperature operation, T_J max is:

LM136	150°C
LM236	125°C
LM336	100°C

Thermal Resistance	TO-92	TO-46	SO-8
θ_{ja} (Junction to Ambient)	180°C/W (0.4" Leads) 170°C/W (0.125" Leads)	440°C/W	165°C/W
θ_{jc} (Junction to Case)	N/A	80°C/W	N/A

Note 3: Unless otherwise specified, the LM136-5.0 is specified from $-55^\circ\text{C}\leq T_A\leq +125^\circ\text{C}$, the LM236-5.0 from $-25^\circ\text{C}\leq T_A\leq +85^\circ\text{C}$ and the LM336-5.0 from $0^\circ\text{C}\leq T_A\leq +70^\circ\text{C}$.

Note 4: Temperature stability for the LM336 and LM236 family is guaranteed by design. Design limits are guaranteed (but not 100% percent production tested) over the indicated temperature and supply voltage ranges. These limits are not used to calculate outgoing quality levels. Stability is defined as the maximum charge in V_{REF} from 25°C to $T_A(\text{min})$ or $T_A(\text{max})$.

LM136-2.5/LM236-2.5/LM336-2.5V Reference Diode

General Description

The LM136-2.5/LM236-2.5 and LM336-2.5 integrated circuits are precision 2.5V shunt regulator diodes. These monolithic IC voltage references operate as a low-temperature-coefficient 2.5V zener with 0.2Ω dynamic impedance. A third terminal on the LM136-2.5 allows the reference voltage and temperature coefficient to be trimmed easily.

The LM136-2.5 series is useful as a precision 2.5V low voltage reference for digital voltmeters, power supplies or op amp circuitry. The 2.5V make it convenient to obtain a stable reference from 5V logic supplies. Further, since the LM136-2.5 operates as a shunt regulator, it can be used as either a positive or negative voltage reference.

The LM136-2.5 is rated for operation over -55°C to +125°C while the LM236-2.5 is rated over a -25°C to +85°C temperature range.

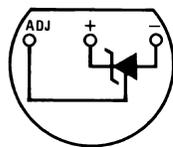
The LM336-2.5 is rated for operation over a 0°C to +70°C temperature range. See the connection diagrams for available packages.

Features

- Low temperature coefficient
- Wide operating current of 400 μA to 10 mA
- 0.2Ω dynamic impedance
- ±1% initial tolerance available
- Guaranteed temperature stability
- Easily trimmed for minimum temperature drift
- Fast turn-on
- Three lead transistor package

Connection Diagrams

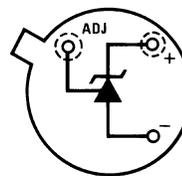
**TO-92
Plastic Package**



DS005715-8

Bottom View
Order Number LM236Z-2.5,
LM236AZ-2.5, LM336Z-2.5 or LM336BZ-2.5
See NS Package Number Z03A

**TO-46
Metal Can Package**

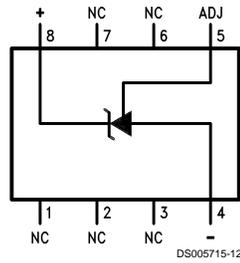


DS005715-20

Bottom View
Order Number LM136H-2.5,
LM136H-2.5/883, LM236H-2.5,
LM136AH-2.5, LM136AH-2.5/883
or LM236AH-2.5
See NS Package Number H03H

Connection Diagrams (Continued)

SO Package

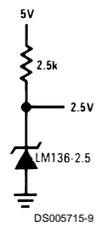


Top View

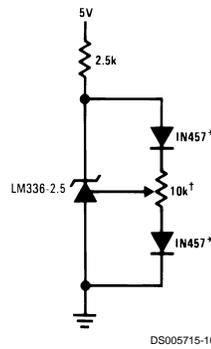
Order Number LM236M-2.5,
LM236AM-2.5, LM336M-2.5
or LM336BM-2.5
See NS Package Number M08A

Typical Applications

2.5V Reference



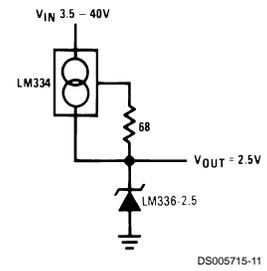
2.5V Reference with Minimum Temperature Coefficient



†Adjust to 2.490V

*Any silicon signal diode

Wide Input Range Reference



Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Reverse Current	15 mA
Forward Current	10 mA
Storage Temperature	-60°C to +150°C

Operating Temperature Range (Note 2)

LM136	-55°C to +150°C
LM236	-25°C to +85°C
LM336	0°C to +70°C

Soldering Information

TO-92 Package (10 sec.)	260°C
TO-46 Package (10 sec.)	300°C
SO Package	
Vapor Phase (60 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" (Appendix D) for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics (Note 3)

Parameter	Conditions	LM136A-2.5/LM236A-2.5			LM336B-2.5			Units
		LM136-2.5/LM236-2.5			LM336-2.5			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Reverse Breakdown Voltage	$T_A=25^\circ\text{C}$, $I_R=1\text{ mA}$							V
	LM136, LM236, LM336	2.440	2.490	2.540	2.390	2.490	2.590	V
	LM136A, LM236A, LM336B	2.465	2.490	2.515	2.440	2.490	2.540	V
Reverse Breakdown Change With Current	$T_A=25^\circ\text{C}$, $400\ \mu\text{A}\leq I_R\leq 10\text{ mA}$		2.6	6		2.6	10	mV
Reverse Dynamic Impedance	$T_A=25^\circ\text{C}$, $I_R=1\text{ mA}$, $f=100\text{ Hz}$		0.2	0.6		0.2	1	Ω
Temperature Stability (Note 4)	V_R Adjusted to 2.490V							
	$I_R=1\text{ mA}$, Figure 2							
	$0^\circ\text{C}\leq T_A\leq 70^\circ\text{C}$ (LM336)					1.8	6	mV
	$-25^\circ\text{C}\leq T_A\leq +85^\circ\text{C}$ (LM236H, LM236Z)		3.5	9				mV
	$-25^\circ\text{C}\leq T_A\leq +85^\circ\text{C}$ (LM236M)		7.5	18				mV
	$-55^\circ\text{C}\leq T_A\leq +125^\circ\text{C}$ (LM136)		12	18				mV
Reverse Breakdown Change With Current	$400\ \mu\text{A}\leq I_R\leq 10\text{ mA}$		3	10		3	12	mV
Reverse Dynamic Impedance	$I_R=1\text{ mA}$		0.4	1		0.4	1.4	Ω
Long Term Stability	$T_A=25^\circ\text{C}\pm 0.1^\circ\text{C}$, $I_R=1\text{ mA}$, $t=1000\text{ hrs}$		20			20		ppm

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

Note 2: For elevated temperature operation, T_J max is:

LM136	150°C
LM236	125°C
LM336	100°C

Thermal Resistance	TO-92	TO-46	SO-8
θ_{ja} (Junction to Ambient)	180°C/W (0.4" leads) 170°C/W (0.125" lead)	440°C/W	165°C/W
θ_{jc} (Junction to Case)	n/a	80°C/W	n/a

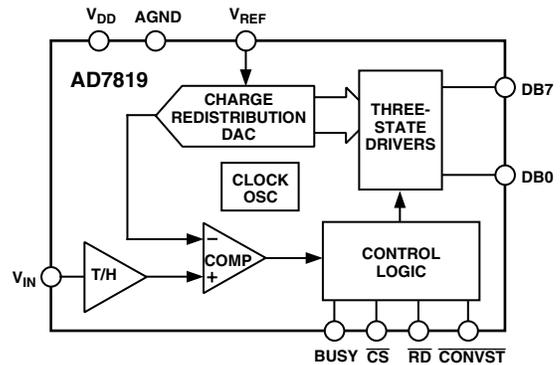
Note 3: Unless otherwise specified, the LM136-2.5 is specified from $-55^\circ\text{C}\leq T_A\leq +125^\circ\text{C}$, the LM236-2.5 from $-25^\circ\text{C}\leq T_A\leq +85^\circ\text{C}$ and the LM336-2.5 from $0^\circ\text{C}\leq T_A\leq +70^\circ\text{C}$.

Note 4: Temperature stability for the LM336 and LM236 family is guaranteed by design. Design limits are guaranteed (but not 100% production tested) over the indicated temperature and supply voltage ranges. These limits are not used to calculate outgoing quality levels. Stability is defined as the maximum change in V_{ref} from 25°C to T_A (min) or T_A (max).

FEATURES

8-Bit ADC with 4.5 μ s Conversion Time
On-Chip Track and Hold
Operating Supply Range: 2.7 V to 5.5 V
Specifications at 2.7 V – 3.6 V and 5 V \pm 10%
8-Bit Parallel Interface
8-Bit Read
Power Performance
Normal Operation
10.5 mW, $V_{DD} = 3$ V
Automatic Power-Down
57.75 μ W @ 1 kSPS, $V_{DD} = 3$ V
Analog Input Range: 0 V to V_{REF}
Reference Input Range: 1.2 V to V_{DD}

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



GENERAL DESCRIPTION

The AD7819 is a high speed, microprocessor-compatible, 8-bit analog-to-digital converter with a maximum throughput of 200 kSPS. The converter operates off a single 2.7 V to 5.5 V supply and contains a 4.5 μ s successive approximation A/D converter, track/hold circuitry, on-chip clock oscillator and 8-bit wide parallel interface. The parallel interface is designed to allow easy interfacing to microprocessors and DSPs. Using only address decoding logic the AD7819 is easily mapped into the microprocessor address space.

When used in its power-down mode, the AD7819 automatically powers down at the end of a conversion and powers up at the start of a new conversion. This feature significantly reduces the power consumption of the part at lower throughput rates. The AD7819 can also operate in a high speed mode where the part is not powered down between conversions. In this mode of operation the part is capable of providing 200 kSPS throughput.

The part is available in a small, 16-lead 0.3" wide, plastic dual-in-line package (DIP); in a 16-lead, 0.15" wide, narrow body small outline IC (SOIC) and in a 16-lead, narrow body, thin shrink small outline package (TSSOP).

PRODUCT HIGHLIGHTS

- 1. Low Power, Single Supply Operation**
 The AD7819 operates from a single 2.7 V to 5.5 V supply and typically consumes only 10.5 mW of power. The power dissipation can be significantly reduced at lower throughput rates by using the automatic power-down mode.
- 2. Automatic Power-Down**
 The automatic power-down mode, whereby the AD7819 goes into power-down mode at the end of a conversion and powers up before the next conversion, means the AD7819 is ideal for battery powered applications; e.g., 57.75 μ W @ 1 kSPS. (See Power vs. Throughput Rate section.)
- 3. Parallel Interface**
 An easy to use 8-bit wide parallel interface allows interfacing to most popular microprocessors and DSPs with minimal external circuitry.
- 4. Dynamic Specifications for DSP Users**
 In addition to the traditional ADC specifications, the AD7819 is specified for ac parameters, including signal-to-noise ratio and distortion.

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.

AD7819—SPECIFICATIONS¹ (GND = 0 V, V_{REF} = V_{DD} = 3 V ± 10% to 5 V ± 10%. All specifications –40°C to +125°C unless otherwise noted.)

Parameter	Y Version	Unit	Test Conditions/Comments
DYNAMIC PERFORMANCE			
Signal to (Noise + Distortion) Ratio ¹	48	dB min	f _{IN} = 30 kHz, f _{SAMPLE} = 136 kHz
Total Harmonic Distortion (THD) ¹	–70	dB typ	
Peak Harmonic or Spurious Noise ¹	–70	dB typ	
Intermodulation Distortion ²			
2nd Order Terms	–77	dB typ	fa = 29.1 kHz; fb = 29.8 kHz
3rd Order Terms	–77	dB typ	
DC ACCURACY			
Resolution	8	Bits	
Minimum Resolution for Which No Missing Codes Are Guaranteed			
Relative Accuracy ¹	±0.5	LSB max	
Differential Nonlinearity (DNL) ¹	±0.5	LSB max	
Total Unadjusted Error ¹	±1	LSB max	
Gain Error ¹	±0.5	LSB max	
Offset Error ¹	±0.5	LSB max	
ANALOG INPUT			
Input Voltage Range			
	0	V min	
	V _{REF}	V max	
Input Leakage Current ²			
	±1	μA max	
Input Capacitance ²			
	15	pF mx	
REFERENCE INPUTS²			
V _{REF} Input Voltage Range			
	1.2	V min	
	V _{DD}	V max	
Input Leakage Current			
	±1	μA max	
Input Capacitance			
	20	pF max	
LOGIC INPUTS²			
V _{INH} , Input High Voltage			
	2.0	V min	
V _{INL} , Input Low Voltage			
	0.4	V max	(0.8 V max, V _{DD} = 5 V)
Input Current, I _{IN}			
	±1	μA max	Typically 10 nA, V _{IN} = 0 V to V _{DD}
Input Capacitance, C _{IN}			
	8	pF max	
LOGIC OUTPUTS			
Output High Voltage, V _{OH}			
	2.4	V min	I _{SOURCE} = 200 μA
Output Low Voltage, V _{OL}			
	0.4	V max	I _{SINK} = 200 μA
High Impedance Leakage Current			
	±1	μA max	
High Impedance Capacitance			
	15	pF max	
CONVERSION RATE			
Conversion Time			
	4.5	μs max	
Track/Hold Acquisition Time ¹			
	100	ns max	See DC Acquisition Section
POWER SUPPLY			
V _{DD}			
	2.7–5.5	Volts	For Specified Performance
I _{DD}			
Normal Operation			
	3.5	mA max	Digital Inputs = 0 V or V _{DD}
Power-Down			
	1	μA max	V _{DD} = 5 V
Power Dissipation			
Normal Operation			
	17.5	mW max	V _{DD} = 5 V
Power-Down			
	5	μW max	
Auto Power-Down (Mode 2)			
1 kSPS Throughput			
	57.75	μW max	V _{DD} = 3 V
10 kSPS Throughput			
	577.5	μW max	
50 kSPS Throughput			
	2.89	mW max	

NOTES

¹See Terminology section.

²Sample tested during initial release and after any redesign or process change that may affect this parameter.

Specifications subject to change without notice.

TIMING CHARACTERISTICS^{1, 2} (–40°C to +125°C, unless otherwise noted)

Parameter	V _{DD} = 3 V ± 10%	V _{DD} = 5 V ± 10%	Unit	Conditions/Comments
t _{POWER-UP}	1.5	1.5	μs (max)	Power-Up Time of AD7819 after Rising Edge of $\overline{\text{CONVST}}$.
t ₁	4.5	4.5	μs (max)	Conversion Time.
t ₂	30	30	ns (min)	$\overline{\text{CONVST}}$ Pulsewidth.
t ₃	30	30	ns (max)	$\overline{\text{CONVST}}$ Falling Edge to BUSY Rising Edge Delay.
t ₄	0	0	ns (min)	$\overline{\text{CS}}$ to $\overline{\text{RD}}$ Setup Time.
t ₅	0	0	ns (min)	$\overline{\text{CS}}$ Hold Time after $\overline{\text{RD}}$ High.
t ₆ ³	10	10	ns (max)	Data Access Time after $\overline{\text{RD}}$ Low.
t ₇ ^{3, 4}	10	10	ns (max)	Bus Relinquish Time after $\overline{\text{RD}}$ High.
t ₈ ³	100	100	ns (min)	Data Bus Relinquish to Falling Edge of $\overline{\text{CONVST}}$ Delay.

NOTES

¹Sample tested to ensure compliance.

²See Figures 12, 13 and 14.

³These numbers are measured with the load circuit of Figure 1. They are defined as the time required for the o/p to cross 0.8 V or 2.4 V for V_{DD} = 5 V ± 10% and 0.4 V or 2 V for V_{DD} = 3 V ± 10%.

⁴Derived from the measured time taken by the data outputs to change 0.5 V when loaded with the circuit of Figure 1. The measured number is then extrapolated back to remove the effects of charging or discharging the 50 pF capacitor. This means that the time, t₇, quoted in the Timing Characteristics is the true bus relinquish time of the part and as such is independent of external bus loading capacitances.

Specifications subject to change without notice.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

V_{DD} to DGND –0.3 V to +7 V

Digital Input Voltage to DGND

($\overline{\text{CONVST}}$, $\overline{\text{RD}}$, $\overline{\text{CS}}$) –0.3 V, V_{DD} + 0.3 V

Digital Output Voltage to DGND

(BUSY, DB0–DB7) –0.3 V, V_{DD} + 0.3 V

REF_{IN} to AGND –0.3 V, V_{DD} + 0.3 V

Analog Input –0.3 V, V_{DD} + 0.3 V

Storage Temperature Range –65°C to +150°C

Junction Temperature 150°C

Plastic DIP Package, Power Dissipation 450 mW

θ_{JA} Thermal Impedance 105°C/W

Lead Temperature, (Soldering 10 sec) 260°C

SOIC Package, Power Dissipation 450 mW

θ_{JA} Thermal Impedance 75°C/W

Lead Temperature, Soldering

Vapor Phase (60 sec) 215°C

Infrared (15 sec) 220°C

SSOP Package, Power Dissipation 450 mW

θ_{JA} Thermal Impedance 115°C/W

Lead Temperature, Soldering

Vapor Phase (60 sec) 215°C

Infrared (15 sec) 220°C

*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 listed in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD7819 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high-energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.

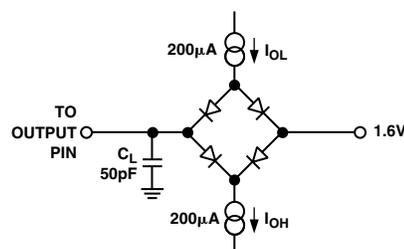


Figure 1. Load Circuit for Digital Output Timing Specifications

ORDERING GUIDE

Model	Linearity Error (LSB)	Package Description	Package Option
AD7819YN	±1 LSB	Plastic DIP	N-16
AD7819YR	±1 LSB	Small Outline IC	R-16A
AD7819YRU	±1 LSB	Thin Shrink Small Outline (TSSOP)	RU-16

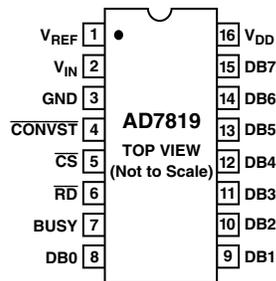


AD7819

PIN FUNCTION DESCRIPTIONS

Pin No.	Mnemonic	Description
1	V_{REF}	Reference Input, 1.2 V to V_{DD} .
2	V_{IN}	Analog Input, 0 V to V_{REF} .
3	GND	Analog and Digital Ground.
4	\overline{CONVST}	Convert Start. A low-to-high transition on this pin initiates a 1.5 μ s pulse on an internally generated \overline{CONVST} signal. A high-to-low transition on this line initiates the conversion process if the internal \overline{CONVST} signal is low. Depending on the signal on this pin at the end of a conversion, the AD7819 automatically powers down.
5	\overline{CS}	Chip Select. This is a logic input. \overline{CS} is used in conjunction with \overline{RD} to enable outputs.
6	\overline{RD}	Read Pin. This is a logic input. When \overline{CS} is low and \overline{RD} goes low, the DB7–DB0 leave their high impedance state and data is driven onto the data bus.
7	BUSY	ADC Busy Signal. This is a logic output. This signal goes logic high during the conversion process.
8–15	DB0–DB7	Data Bit 0 to 7. These outputs are three-state TTL-compatible.
16	V_{DD}	Positive power supply voltage, 2.7 V to 5.5 V.

PIN CONFIGURATION DIP/SOIC



AD7819

CIRCUIT DESCRIPTION

Converter Operation

The AD7819 is a successive approximation analog-to-digital converter based around a charge redistribution DAC. The ADC can convert analog input signals in the range 0 V to V_{DD} . Figures 2 and 3 below show simplified schematics of the ADC. Figure 2 shows the ADC during its acquisition phase. SW2 is closed and SW1 is in Position A, the comparator is held in a balanced condition and the sampling capacitor acquires the signal on V_{IN+} .

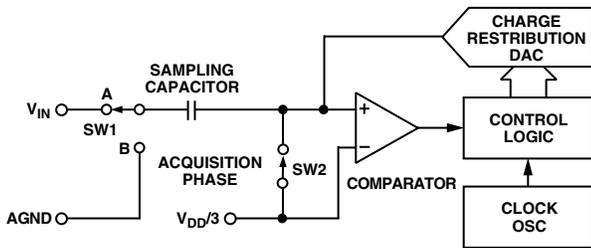


Figure 2. ADC Track Phase

When the ADC starts a conversion, see Figure 3, SW2 will open and SW1 will move to Position B causing the comparator to become unbalanced. The Control Logic and the Charge Redistribution DAC are used to add and subtract fixed amounts of charge from the sampling capacitor to bring the comparator back into a balanced condition. When the comparator is rebalanced the conversion is complete. The Control Logic generates the ADC output code. Figure 7 shows the ADC transfer function.

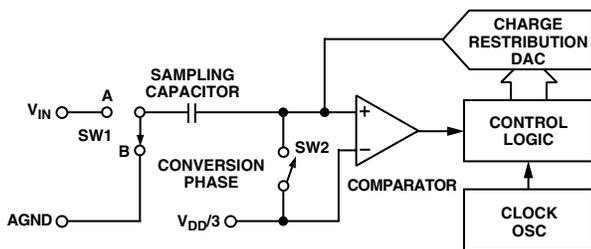


Figure 3. ADC Conversion Phase

TYPICAL CONNECTION DIAGRAM

Figure 4 shows a typical connection diagram for the AD7819. The parallel interface is implemented using an 8-bit data bus, the falling edge of $\overline{\text{CONVST}}$ brings the BUSY signal high and at the end of conversion, the falling edge of BUSY is used to initiate an ISR on a microprocessor. (See Parallel Interface section for more details.) V_{REF} is connected to a well decoupled V_{DD} pin to provide an analog input range of 0 V to V_{DD} . When V_{DD} is first connected the AD7819 powers up in a low current mode, i.e., power-down. A rising edge on the $\overline{\text{CONVST}}$ input will cause the part to power up. (See Power-Up Times section.) If power consumption is of concern, the automatic power-down at the end of a conversion should be used to improve power performance. See Power vs. Throughput Rate section of the data sheet.

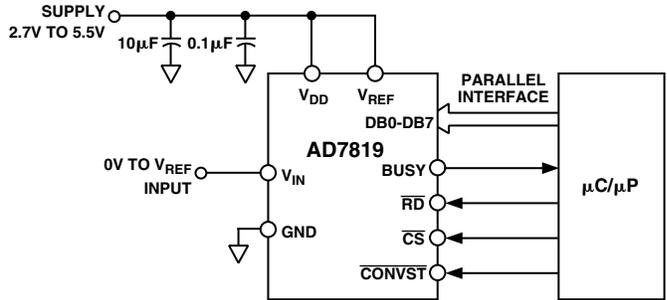


Figure 4. Typical Connection Diagram

Analog Input

Figure 5 shows an equivalent circuit of the analog input structure of the AD7819. The two diodes, D1 and D2, provide ESD protection for the analog inputs. Care must be taken to ensure that the analog input signal never exceeds the supply rails by more than 200 mV. This will cause these diodes to become forward biased and start conducting current into the substrate. 20 mA is the maximum current these diodes can conduct without causing irreversible damage to the part. The capacitor C2 is typically about 4 pF and can be primarily attributed to pin capacitance. The resistor R1 is a lumped component made up of the on resistance of a multiplexer and a switch. This resistor is typically about 125 Ω . The capacitor C1 is the ADC sampling capacitor and has a capacitance of 3.5 pF.

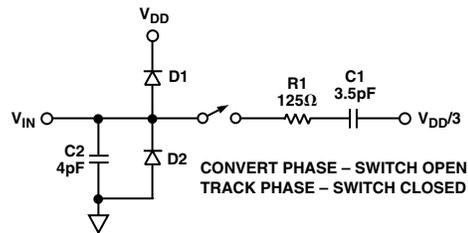


Figure 5. Equivalent Analog Input Circuit

DC Acquisition Time

The ADC starts a new acquisition phase at the end of a conversion and ends on the falling edge of the $\overline{\text{CONVST}}$ signal. At the end of a conversion there is a settling time associated with the sampling circuit. This settling time lasts approximately 100 ns. The analog signal on V_{IN} is also being acquired during this settling time. The minimum acquisition time needed is approximately 100 ns. Figure 6 shows the equivalent charging circuit for the sampling capacitor when the ADC is in its acquisition phase. R2 represents the source impedance of a buffer amplifier or resistive network, R1 is an internal multiplexer resistance and C1 is the sampling capacitor.

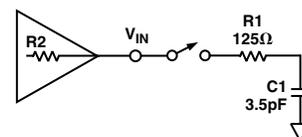


Figure 6. Equivalent Sampling Circuit

During the acquisition phase the sampling capacitor must be charged to within a 1/2 LSB of its final value. The time it takes to charge the sampling capacitor (T_{CHARGE}) is given by the following formula:

$$T_{CHARGE} = 6.2 \times (R2 + 125 \Omega) \times 3.5 \text{ pF}$$

For small values of source impedance, the settling time associated with the sampling circuit (100 ns) is, in effect, the acquisition time of the ADC. For example, with a source impedance ($R2$) of 10 Ω , the charge time for the sampling capacitor is approximately 3 ns. The charge time becomes significant for source impedances of 2 k Ω and greater.

AC Acquisition Time

In ac applications it is recommended to always buffer analog input signals. The source impedance of the drive circuitry must be kept as low as possible to minimize the acquisition time of the ADC. Large values of source impedance will cause the THD to degrade at high throughput rates.

ADC TRANSFER FUNCTION

The output coding of the AD7819 is straight binary. The designed code transitions occur at successive integer LSB values (i.e., 1 LSB, 2 LSBs, etc.). The LSB size is $= V_{REF}/256$. The ideal transfer characteristic for the AD7819 is shown in Figure 7 below.

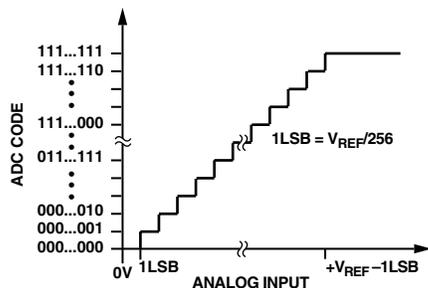


Figure 7. Transfer Characteristic

POWER-UP TIMES

The AD7819 has a 1.5 μs power-up time. When V_{DD} is first connected, the AD7819 is in a low current mode of operation. In order to carry out a conversion the AD7819 must first be powered up. The ADC is powered up by a rising edge on an internally generated $\overline{\text{CONVST}}$ signal, which occurs as a result of a rising edge on the external $\overline{\text{CONVST}}$ pin. The rising edge of the external $\overline{\text{CONVST}}$ signal initiates a 1.5 μs pulse on the internal $\overline{\text{CONVST}}$ signal. This pulse is present to ensure the part has enough time to power-up before a conversion is initiated, as a conversion is initiated on the falling edge of gated $\overline{\text{CONVST}}$. See Timing and Control section. Care must be taken to ensure that the $\overline{\text{CONVST}}$ pin of the AD7819 is logic low when V_{DD} is first applied.

When operating in Mode 2, the ADC is powered down at the end of each conversion and powered up again before the next conversion is initiated. (See Figure 8.)

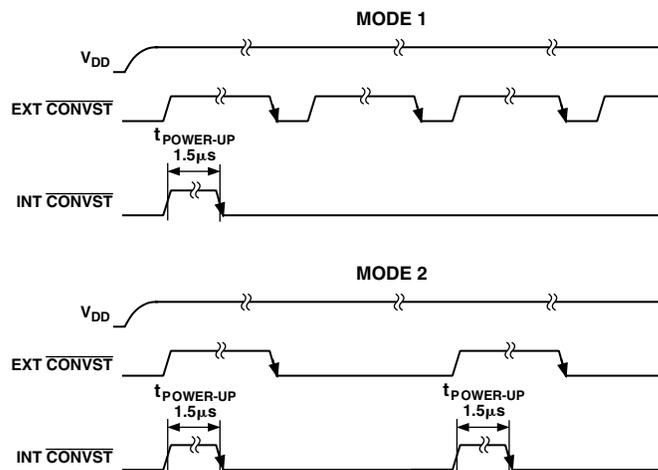


Figure 8. Power-Up Times

POWER VS. THROUGHPUT RATE

By operating the AD7819 in Mode 2, the average power consumption of the AD7819 decreases at lower throughput rates.

Figure 9 shows how the Automatic Power-Down is implemented using the external $\overline{\text{CONVST}}$ signal to achieve the optimum power performance for the AD7819. The AD7819 is operated in Mode 2 and the duration of the external $\overline{\text{CONVST}}$ pulse is set to be equal to or less than the power-up time of the device. As the throughput rate is reduced, the device remains in its power-down state longer and the average power consumption over time drops accordingly.

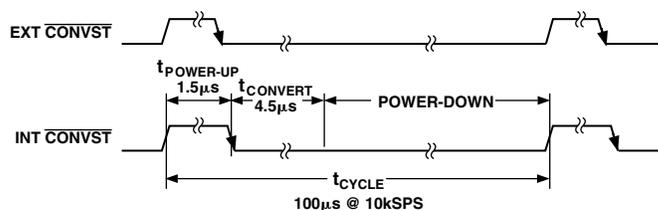


Figure 9. Automatic Power-Down

If, for example, the AD7819 is operated in a continuous sampling mode with a throughput rate of 10 kSPS, the power consumption is calculated as follows. The power dissipation during normal operation is 10.5 mW, $V_{DD} = 3 \text{ V}$. If the power-up time is 1.5 μs and the conversion time is 4.5 μs , the AD7819 can be said to dissipate 10.5 mW for 6 μs (worst case) during each conversion cycle. If the throughput rate is 10 kSPS, the cycle time is then 100 μs and the average power dissipated during each cycle is $(6/100) \times (10.5 \text{ mW}) = 630 \mu\text{W}$.

Typical Performance Characteristics

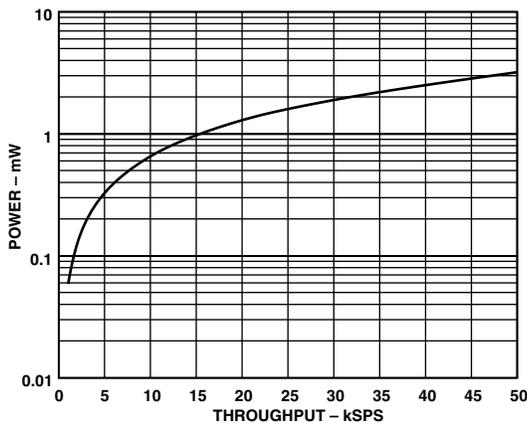


Figure 10. Power vs. Throughput

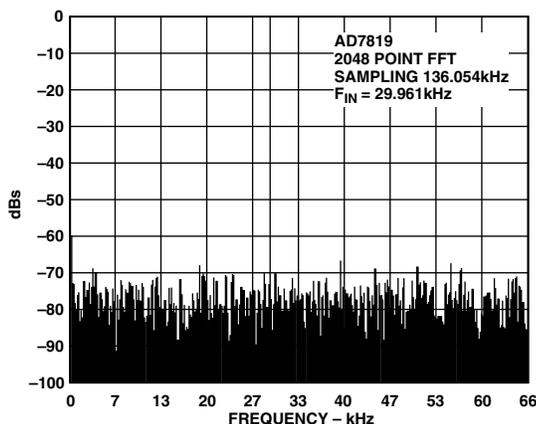


Figure 11. SNR

TIMING AND CONTROL

The AD7819 has only one input for timing and control, i.e., the $\overline{\text{CONVST}}$ (convert start signal). The rising edge of this $\overline{\text{CONVST}}$ signal initiates a 1.5 μs pulse on an internally generated $\overline{\text{CONVST}}$ signal. This pulse is present to ensure the part has enough time to power up before a conversion is initiated. If the external $\overline{\text{CONVST}}$ signal is low, the falling edge of the internal $\overline{\text{CONVST}}$ signal will cause the sampling circuit to go into hold mode and initiate a conversion. If, however, the external $\overline{\text{CONVST}}$ signal is high when the internal $\overline{\text{CONVST}}$ goes low, it is upon the falling edge of the external $\overline{\text{CONVST}}$ signal that the sampling circuitry will go into hold mode and initiate a conversion. The use of the internally generated 1.5 μs pulse as previously described can be likened to the configuration shown in Figure 12. The application of a $\overline{\text{CONVST}}$ signal at the $\overline{\text{CONVST}}$ pin triggers the generation of a 1.5 μs pulse. Both the

external $\overline{\text{CONVST}}$ and this internal $\overline{\text{CONVST}}$ are input to an OR gate. The resultant signal has the duration of the longer of the two input signals. Once a conversion has been initiated, the $\overline{\text{BUSY}}$ signal goes high to indicate a conversion is in progress. At the end of conversion the sampling circuit returns to its tracking mode. The end of conversion is indicated by the $\overline{\text{BUSY}}$ signal going low. This signal may be used to initiate an ISR on a microprocessor. At this point the conversion result is latched into the output register where it may be read. The AD7819 has an 8-bit wide parallel interface. The state of the external $\overline{\text{CONVST}}$ signal at the end of conversion also establishes the mode of operation of the AD7819.

Mode 1 Operation (High Speed Sampling)

If the external $\overline{\text{CONVST}}$ is logic high when $\overline{\text{BUSY}}$ goes low, the part is said to be in Mode 1 operation. While operating in Mode 1 the AD7819 will not power down between conversions. The AD7819 should be operated in Mode 1 for high speed sampling applications, i.e., throughputs greater than 100 kSPS. Figure 13 shows the timing for Mode 1 operation. From this diagram one can see that a minimum delay of the sum of the conversion time and read time must be left between two successive falling edges of the external $\overline{\text{CONVST}}$. This is to ensure that a conversion is not initiated during a read.

Mode 2 Operation (Automatic Power-Down)

At slower throughput rates the AD7819 may be powered down between conversion to give a superior power performance. This is Mode 2 Operation and it is achieved by bringing the $\overline{\text{CONVST}}$ signal logic low before the falling edge of $\overline{\text{BUSY}}$. Figure 14 shows the timing for Mode 2 Operation. The falling edge of the external $\overline{\text{CONVST}}$ signal may occur before or after the falling edge of the internal $\overline{\text{CONVST}}$ signal, but it is the later occurring falling edge of both that controls when the first conversion will take place. If the falling edge of the external $\overline{\text{CONVST}}$ occurs after that of the internal $\overline{\text{CONVST}}$, it means that the moment of the first conversion is controlled exactly, regardless of any jitter associated with the internal $\overline{\text{CONVST}}$ signal. The parallel interface is still fully operational while the AD7819 is powered down. The AD7819 is powered up again on the rising edge of the $\overline{\text{CONVST}}$ signal. The gated $\overline{\text{CONVST}}$ pulse will now remain high long enough for the AD7819 to fully power up, which takes about 1.5 μs . This is ensured by the internal $\overline{\text{CONVST}}$ signal, which will remain high for 1.5 μs .

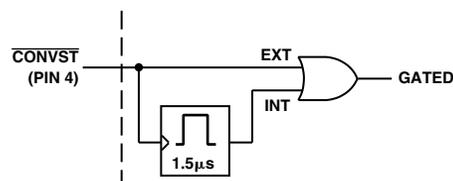


Figure 12.

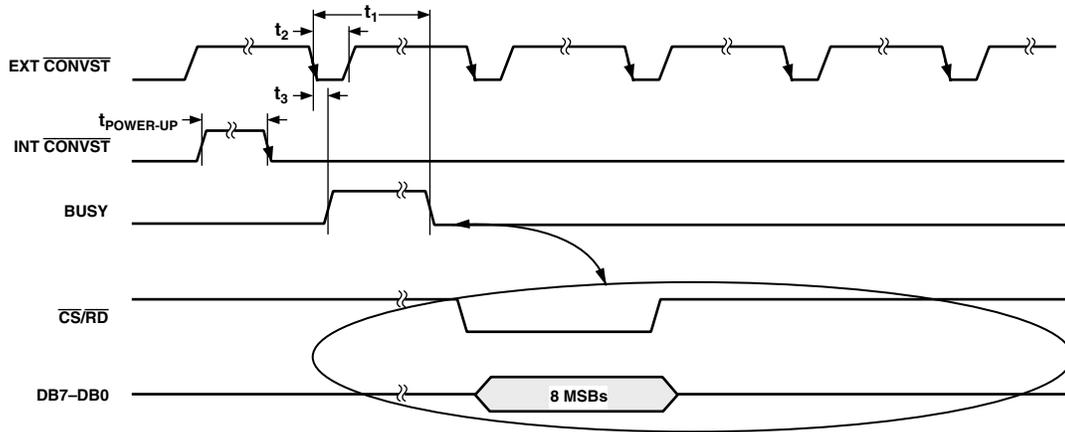


Figure 13. Mode 1 Operation

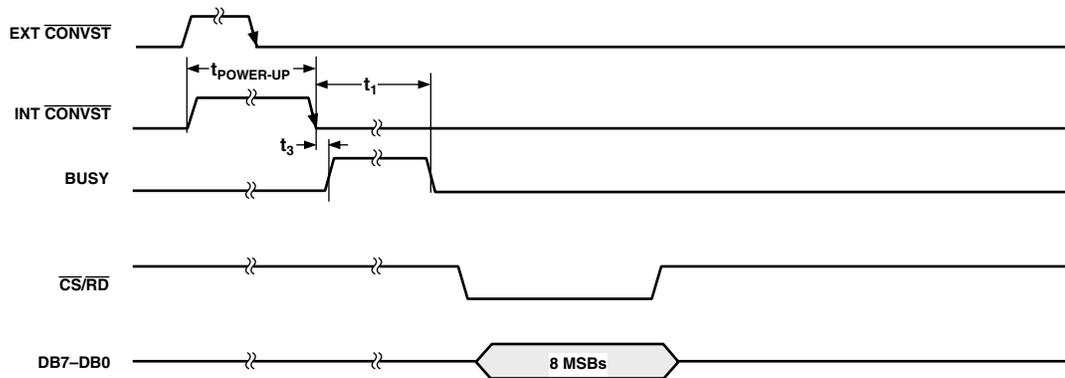


Figure 14. Mode 2 Operation

PARALLEL INTERFACE

The parallel interface of the AD7819 is eight bits wide. The output data buffers are activated when both \overline{CS} and \overline{RD} are logic low. At this point the contents of the data register are placed on the 8-bit data bus. Figure 15 shows the timing diagram for the parallel port. The Parallel Interface of the AD7819 is reset when

BUSY goes logic high. Care must be taken to ensure that a read operation does not occur while BUSY is high. Data read from the AD7819 while BUSY is high will be invalid. For optimum performance the read operation should end at least 100 ns (t_8) prior to the falling edge of the next CONVST.

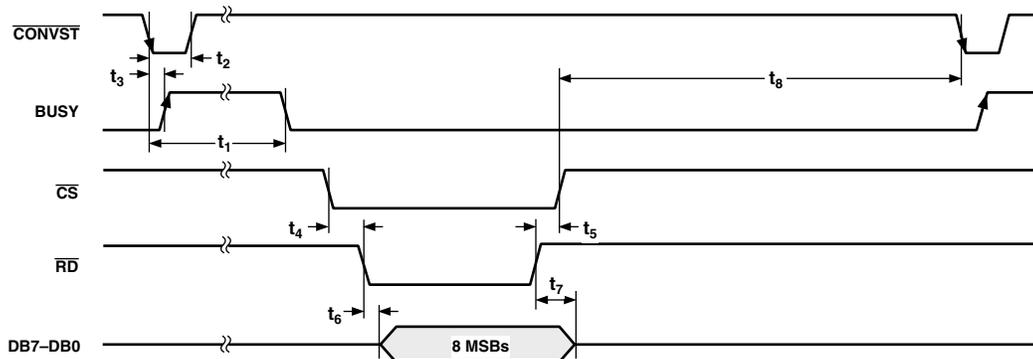
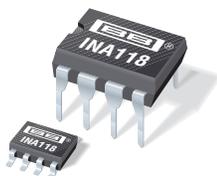


Figure 15. Parallel Port Timing



INA118

Precision, Low Power INSTRUMENTATION AMPLIFIER

FEATURES

- **LOW OFFSET VOLTAGE:** 50 μ V max
- **LOW DRIFT:** 0.5 μ V/ $^{\circ}$ C max
- **LOW INPUT BIAS CURRENT:** 5nA max
- **HIGH CMR:** 110dB min
- **INPUTS PROTECTED TO \pm 40V**
- **WIDE SUPPLY RANGE:** \pm 1.35 to \pm 18V
- **LOW QUIESCENT CURRENT:** 350 μ A
- **8-PIN PLASTIC DIP, SO-8**

APPLICATIONS

- **BRIDGE AMPLIFIER**
- **THERMOCOUPLE AMPLIFIER**
- **RTD SENSOR AMPLIFIER**
- **MEDICAL INSTRUMENTATION**
- **DATA ACQUISITION**

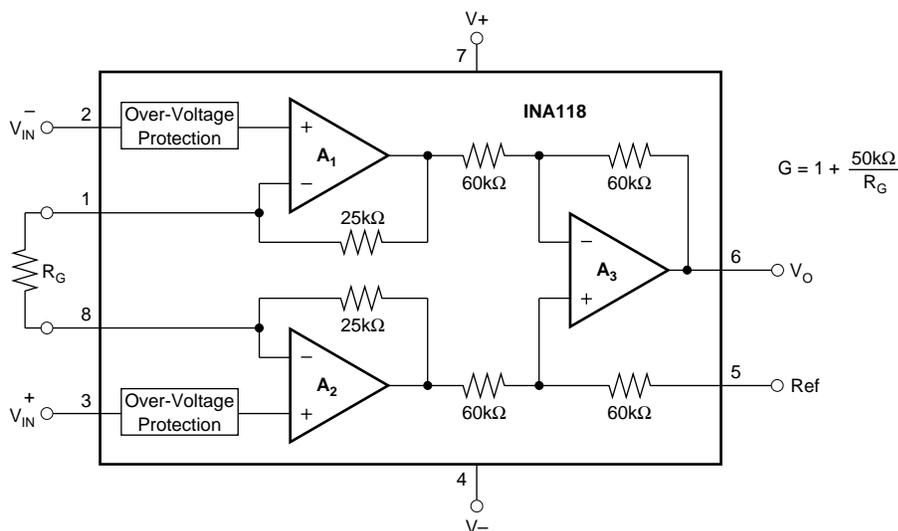
DESCRIPTION

The INA118 is a low power, general purpose instrumentation amplifier offering excellent accuracy. Its versatile 3-op amp design and small size make it ideal for a wide range of applications. Current-feedback input circuitry provides wide bandwidth even at high gain (70kHz at $G = 100$).

A single external resistor sets any gain from 1 to 10,000. Internal input protection can withstand up to \pm 40V without damage.

The INA118 is laser trimmed for very low offset voltage (50 μ V), drift (0.5 μ V/ $^{\circ}$ C) and high common-mode rejection (110dB at $G = 1000$). It operates with power supplies as low as \pm 1.35V, and quiescent current is only 350 μ A—ideal for battery operated systems.

The INA118 is available in 8-pin plastic DIP, and SO-8 surface-mount packages, specified for the -40° C to $+85^{\circ}$ C temperature range.



SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

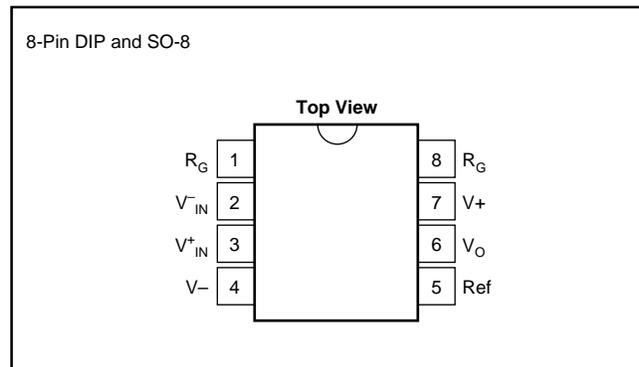
At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 10\text{k}\Omega$ unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	INA118PB, UB			INA118P, U			UNITS		
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX			
INPUT Offset Voltage, RTI Initial vs Temperature vs Power Supply Long-Term Stability Impedance, Differential Common-Mode Linear Input Voltage Range	$T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{MIN}}$ to T_{MAX} $V_S = \pm 1.35\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$		$\pm 10 \pm 50/\text{G}$ $\pm 0.2 \pm 2/\text{G}$ $\pm 1 \pm 10/\text{G}$ $\pm 0.4 \pm 5/\text{G}$ $10^{10} \parallel 1$ $10^{10} \parallel 4$	$\pm 50 \pm 500/\text{G}$ $\pm 0.5 \pm 20/\text{G}$ $\pm 5 \pm 100/\text{G}$		$\pm 25 \pm 100/\text{G}$ $\pm 0.2 \pm 5/\text{G}$ *	$\pm 125 \pm 1000/\text{G}$ $\pm 1 \pm 20/\text{G}$ $\pm 10 \pm 100/\text{G}$	μV $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ $\mu\text{V}/\text{V}$ $\mu\text{V}/\text{mo}$ $\Omega \parallel \text{pF}$ $\Omega \parallel \text{pF}$ V		
		Safe Input Voltage			± 40	*	*		V	
		Common-Mode Rejection	$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{V}$, $\Delta R_S = 1\text{k}\Omega$ G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000					*		
				80	90		73	*		dB
				97	110		89	*		dB
	107	120			98	*		dB		
		110	125		100	*		dB		
BIAS CURRENT vs Temperature			± 1 ± 40	± 5		*	± 10	nA $\text{pA}/^\circ\text{C}$		
OFFSET CURRENT vs Temperature			± 1 ± 40	± 5		*	± 10	nA $\text{pA}/^\circ\text{C}$		
NOISE VOLTAGE, RTI f = 10Hz f = 100Hz f = 1kHz f _B = 0.1Hz to 10Hz Noise Current f=10Hz f=1kHz f _B = 0.1Hz to 10Hz	G = 1000, R _S = 0Ω		11 10 10 0.28			*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\mu\text{Vp-p}$		
			2.0 0.3 80			*	*		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ pAp-p	
							*			
							*			
							*			
GAIN Gain Equation Range of Gain Gain Error Gain vs Temperature 50kΩ Resistance ⁽¹⁾ Nonlinearity	G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000 G = 1 G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000	1	1 + (50kΩ/R _G)	10000	*	*	*	V/V V/V %		
			± 0.01 ± 0.02 ± 0.05 ± 0.5	± 0.024 ± 0.4 ± 0.5 ± 1		*	*	± 0.1 ± 0.5 ± 0.7 ± 2	% % % %	
			± 1 ± 25	± 10 ± 100		*	*	± 10 *	$\text{ppm}/^\circ\text{C}$ $\text{ppm}/^\circ\text{C}$	
			± 0.0003 ± 0.0005 ± 0.0005 ± 0.002	± 0.001 ± 0.002 ± 0.002 ± 0.01		*	*	± 0.002 ± 0.004 ± 0.004 ± 0.02	% of FSR % of FSR % of FSR % of FSR	
OUTPUT Voltage: Positive Negative Single Supply High Single Supply Low Load Capacitance Stability Short Circuit Current	$R_L = 10\text{k}\Omega$ $R_L = 10\text{k}\Omega$ $V_S = +2.7\text{V}/0\text{V}^{(2)}$, $R_L = 10\text{k}\Omega$ $V_S = +2.7\text{V}/0\text{V}^{(2)}$, $R_L = 10\text{k}\Omega$		$(V+) - 1$ $(V-) + 0.35$ 1.8 60	$(V+) - 0.8$ $(V-) + 0.2$ 2.0 35 1000 $\pm 5/-12$		*	*	*	V V V mV pF mA	
							*	*	*	
							*	*	*	
							*	*	*	
FREQUENCY RESPONSE Bandwidth, -3dB Slew Rate Settling Time, 0.01% Overload Recovery	$V_O = \pm 10\text{V}$, G = 10 G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000 50% Overdrive		800 500 70 7 0.9 15 15 21 210 20			*	*	*	kHz kHz kHz kHz V/ μs μs μs μs μs	
							*	*	*	
							*	*	*	
							*	*	*	
							*	*	*	
							*	*	*	
POWER SUPPLY Voltage Range Current	$V_{\text{IN}} = 0\text{V}$		± 1.35	± 15 ± 18 ± 385	*	*	*	V μA		
						*	*	*		
TEMPERATURE RANGE Specification Operating θ_{JA}			-40 -40	85 125	*	*	*	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$		
				80		*	*			

* Specification same as INA118PB, UB.

NOTE: (1) Temperature coefficient of the "50kΩ" term in the gain equation. (2) Common-mode input voltage range is limited. See text for discussion of low power supply and single power supply operation.

PIN CONFIGURATION



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	±18V
Analog Input Voltage Range	±40V
Output Short-Circuit (to ground)	Continuous
Operating Temperature	-40°C to +125°C
Storage Temperature	-40°C to +125°C
Junction Temperature	+150°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C



ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

This integrated circuit can be damaged by ESD. Burr-Brown recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

ORDERING INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER ⁽¹⁾	TEMPERATURE RANGE
INA118P	8-Pin Plastic DIP	006	-40°C to +85°C
INA118PB	8-Pin Plastic DIP	006	-40°C to +85°C
INA118U	SO-8 Surface-Mount	182	-40°C to +85°C
INA118UB	SO-8 Surface-Mount	182	-40°C to +85°C

NOTE: (1) For detailed drawing and dimension table, please see end of data sheet, or Appendix C of Burr-Brown IC Data Book.

The information provided herein is believed to be reliable; however, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. BURR-BROWN does not authorize or warrant any BURR-BROWN product for use in life support devices and/or systems.

APPLICATION INFORMATION

Figure 1 shows the basic connections required for operation of the INA118. Applications with noisy or high impedance power supplies may require decoupling capacitors close to the device pins as shown.

The output is referred to the output reference (Ref) terminal which is normally grounded. This must be a low-impedance connection to assure good common-mode rejection. A resistance of 12Ω in series with the Ref pin will cause a typical device to degrade to approximately 80dB CMR (G = 1).

SETTING THE GAIN

Gain of the INA118 is set by connecting a single external resistor, R_G, connected between pins 1 and 8:

$$G = 1 + \frac{50k\Omega}{R_G} \quad (1)$$

Commonly used gains and resistor values are shown in Figure 1.

The 50kΩ term in Equation 1 comes from the sum of the two internal feedback resistors of A₁ and A₂. These on-chip metal film resistors are laser trimmed to accurate absolute values. The accuracy and temperature coefficient of these resistors are included in the gain accuracy and drift specifications of the INA118.

The stability and temperature drift of the external gain setting resistor, R_G, also affects gain. R_G's contribution to gain accuracy and drift can be directly inferred from the gain equation (1). Low resistor values required for high gain can make wiring resistance important. Sockets add to the wiring resistance which will contribute additional gain error (possibly an unstable gain error) in gains of approximately 100 or greater.

DYNAMIC PERFORMANCE

The typical performance curve "Gain vs Frequency" shows that, despite its low quiescent current, the INA118 achieves wide bandwidth, even at high gain. This is due to the current-feedback topology of the INA118. Settling time also remains excellent at high gain.

The INA118 exhibits approximately 3dB peaking at 500kHz in unity gain. This is a result of its current-feedback topology and is not an indication of instability. Unlike an op amp with poor phase margin, the rise in response is a predictable +6dB/octave due to a response zero. A simple pole at 300kHz or lower will produce a flat passband unity gain response.

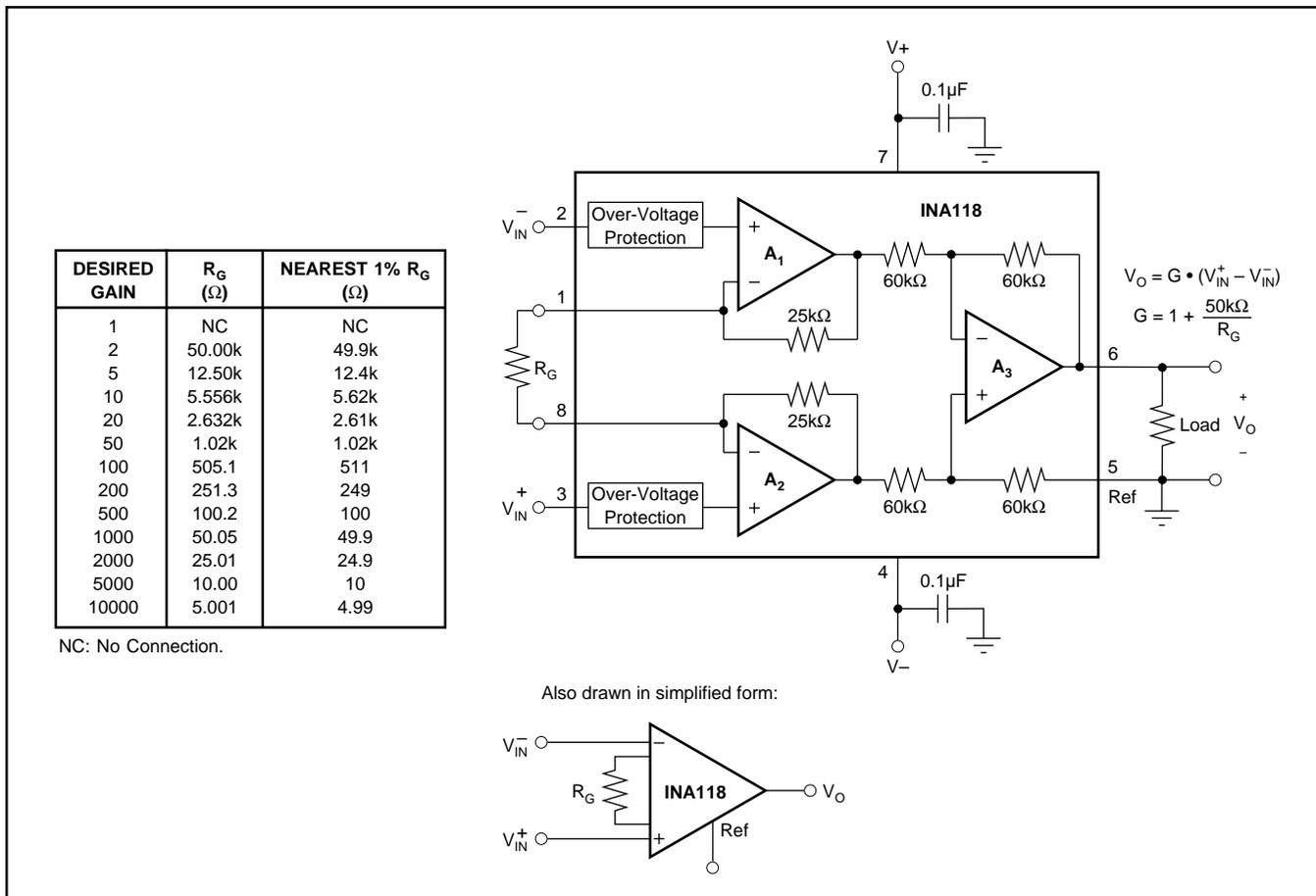


FIGURE 1. Basic Connections.

NOISE PERFORMANCE

The INA118 provides very low noise in most applications. For differential source impedances less than $1\text{k}\Omega$, the INA103 may provide lower noise. For source impedances greater than $50\text{k}\Omega$, the INA111 FET-Input Instrumentation Amplifier may provide lower noise.

Low frequency noise of the INA118 is approximately $0.28\mu\text{V}_p\text{-p}$ measured from 0.1 to 10Hz ($G \geq 100$). This provides dramatically improved noise when compared to state-of-the-art chopper-stabilized amplifiers.

OFFSET TRIMMING

The INA118 is laser trimmed for low offset voltage and drift. Most applications require no external offset adjustment. Figure 2 shows an optional circuit for trimming the output offset voltage. The voltage applied to Ref terminal is summed at the output. The op amp buffer provides low impedance at the Ref terminal to preserve good common-mode rejection.

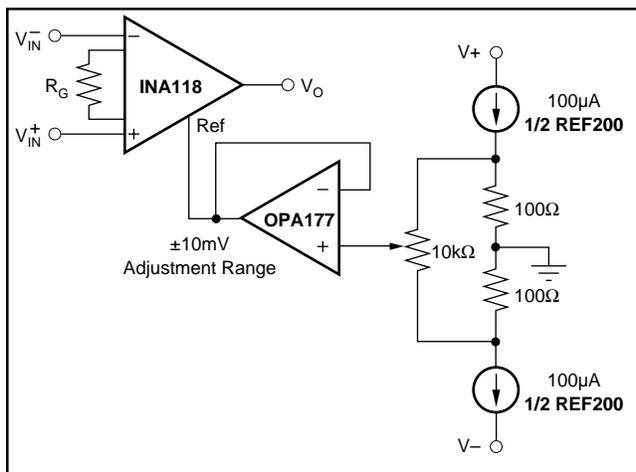


FIGURE 2. Optional Trimming of Output Offset Voltage.

INPUT BIAS CURRENT RETURN PATH

The input impedance of the INA118 is extremely high—approximately $10^{10}\Omega$. However, a path must be provided for the input bias current of both inputs. This input bias current is approximately $\pm 5\text{nA}$. High input impedance means that this input bias current changes very little with varying input voltage.

Input circuitry must provide a path for this input bias current for proper operation. Figure 3 shows various provisions for an input bias current path. Without a bias current path, the inputs will float to a potential which exceeds the common-mode range of the INA118 and the input amplifiers will saturate.

If the differential source resistance is low, the bias current return path can be connected to one input (see the thermocouple example in Figure 3). With higher source impedance, using two equal resistors provides a balanced input with possible advantages of lower input offset voltage due to bias current and better high-frequency common-mode rejection.

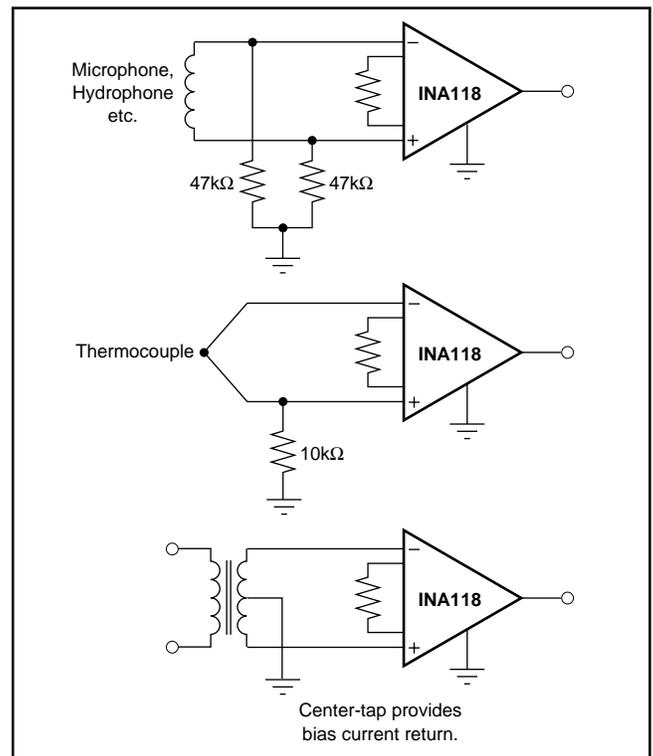


FIGURE 3. Providing an Input Common-Mode Current Path.

INPUT COMMON-MODE RANGE

The linear input voltage range of the input circuitry of the INA118 is from approximately 0.6V below the positive supply voltage to 1V above the negative supply. As a differential input voltage causes the output voltage to increase, however, the linear input range will be limited by the output voltage swing of amplifiers A_1 and A_2 . Thus, the linear common-mode input range is related to the output voltage of the complete amplifier. This behavior also depends on supply voltage—see performance curves “Input Common-Mode Range vs Output Voltage”.

Input-overload can produce an output voltage that appears normal. For example, if an input overload condition drives both input amplifiers to their positive output swing limit, the difference voltage measured by the output amplifier will be near zero. The output of the INA118 will be near 0V even though both inputs are overloaded.

LOW VOLTAGE OPERATION

The INA118 can be operated on power supplies as low as $\pm 1.35\text{V}$. Performance of the INA118 remains excellent with power supplies ranging from $\pm 1.35\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$. Most parameters vary only slightly throughout this supply voltage range—see typical performance curves. Operation at very low supply voltage requires careful attention to assure that the input voltages remain within their linear range. Voltage swing requirements of internal nodes limit the input common-mode range with low power supply voltage. Typical performance curves, “Input Common-Mode Range vs Output Voltage” show the range of linear operation for a various supply voltages and gains.

SINGLE SUPPLY OPERATION

The INA118 can be used on single power supplies of +2.7V to +36V. Figure 5 shows a basic single supply circuit. The output Ref terminal is connected to ground. Zero differential input voltage will demand an output voltage of 0V (ground). Actual output voltage swing is limited to approximately 35mV above ground, when the load is referred to ground as shown. The typical performance curve “Output Voltage vs Output Current” shows how the output voltage swing varies with output current.

With single supply operation, V_{IN}^+ and V_{IN}^- must both be 0.98V above ground for linear operation. You cannot, for instance, connect the inverting input to ground and measure a voltage connected to the non-inverting input.

To illustrate the issues affecting low voltage operation, consider the circuit in Figure 5. It shows the INA118, operating from a single 3V supply. A resistor in series with the low side of the bridge assures that the bridge output

voltage is within the common-mode range of the amplifier’s inputs. Refer to the typical performance curve “Input Common-Mode Range vs Output Voltage” for 3V single supply operation.

INPUT PROTECTION

The inputs of the INA118 are individually protected for voltages up to $\pm 40V$. For example, a condition of $-40V$ on one input and $+40V$ on the other input will not cause damage. Internal circuitry on each input provides low series impedance under normal signal conditions. To provide equivalent protection, series input resistors would contribute excessive noise. If the input is overloaded, the protection circuitry limits the input current to a safe value of approximately 1.5 to 5mA. The typical performance curve “Input Bias Current vs Input Overload Voltage” shows this input current limit behavior. The inputs are protected even if the power supplies are disconnected or turned off.

INSIDE THE INA118

Figure 1 shows a simplified representation of the INA118. The more detailed diagram shown here provides additional insight into its operation.

Each input is protected by two FET transistors that provide a low series resistance under normal signal conditions, preserving excellent noise performance. When excessive voltage is applied, these transistors limit input current to approximately 1.5 to 5mA.

The differential input voltage is buffered by Q_1 and Q_2 and impressed across R_G , causing a signal current to flow through R_G , R_1 and R_2 . The output difference amp, A_3 , removes the common-mode component of the input signal and refers the output signal to the Ref terminal.

Equations in the figure describe the output voltages of A_1 and A_2 . The V_{BE} and IR drop across R_1 and R_2 produce output voltages on A_1 and A_2 that are approximately 1V lower than the input voltages.

$$A_1 \text{ Out} = V_{CM} - V_{BE} - (10\mu A \cdot 25k\Omega) - V_O/2$$

$$A_2 \text{ Out} = V_{CM} - V_{BE} - (10\mu A \cdot 25k\Omega) + V_O/2$$

$$\text{Output Swing Range } A_1, A_2: (V+) - 0.65V \text{ to } (V-) + 0.06V$$

$$\text{Amplifier Linear Input Range: } (V+) - 0.65V \text{ to } (V-) + 0.98V$$

$$V_O = G \cdot (V_{IN}^+ - V_{IN}^-)$$

$$\text{Output Swing Range: } (V+) - 0.8V \text{ to } (V-) + 0.35V$$

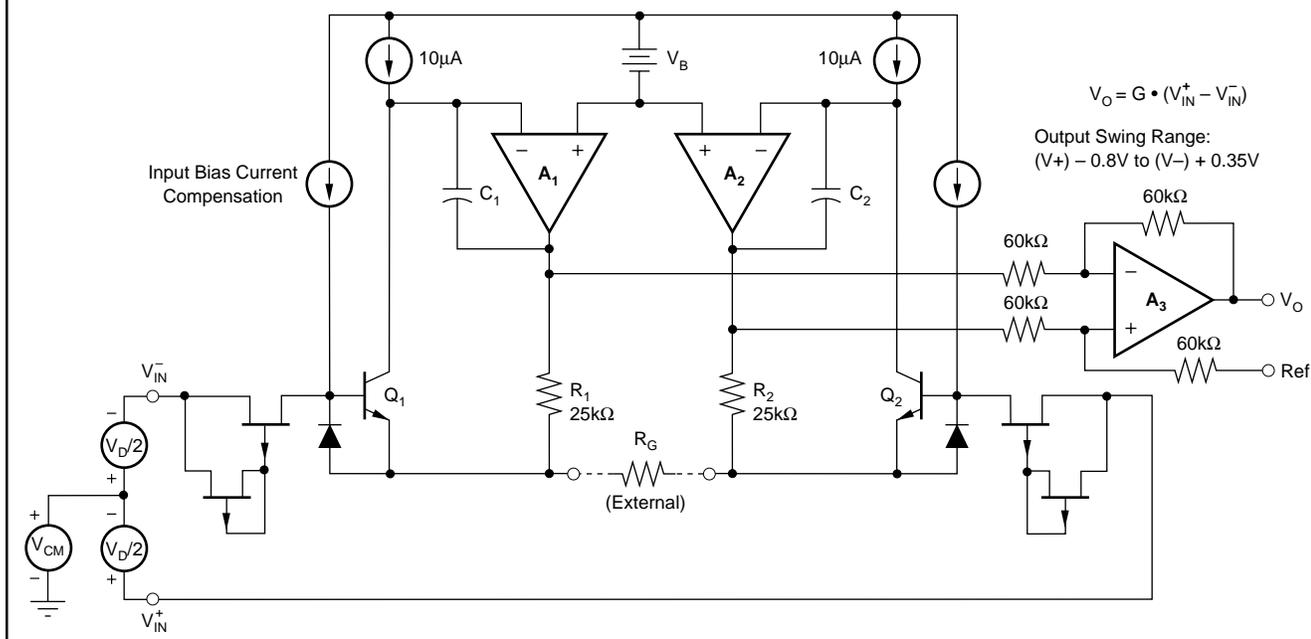


FIGURE 4. INA118 Simplified Circuit Diagram.

LF353

Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

General Description

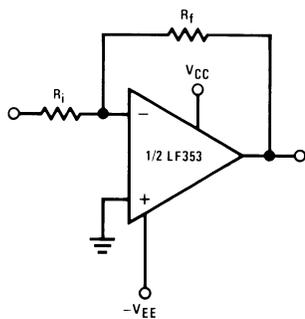
These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF353 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and LM358 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

Features

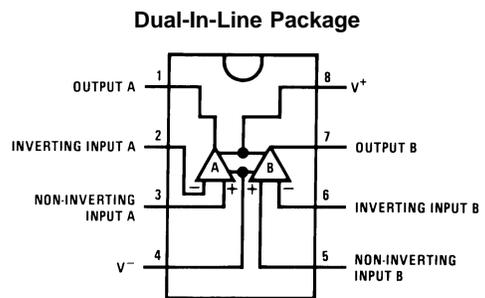
- Internally trimmed offset voltage: 10 mV
- Low input bias current: 50pA
- Low input noise voltage: 25 nV/√Hz
- Low input noise current: 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth: 4 MHz
- High slew rate: 13 V/μs
- Low supply current: 3.6 mA
- High input impedance: $10^{12}\Omega$
- Low total harmonic distortion : $\leq 0.02\%$
- Low 1/f noise corner: 50 Hz
- Fast settling time to 0.01%: 2 μs

Typical Connection



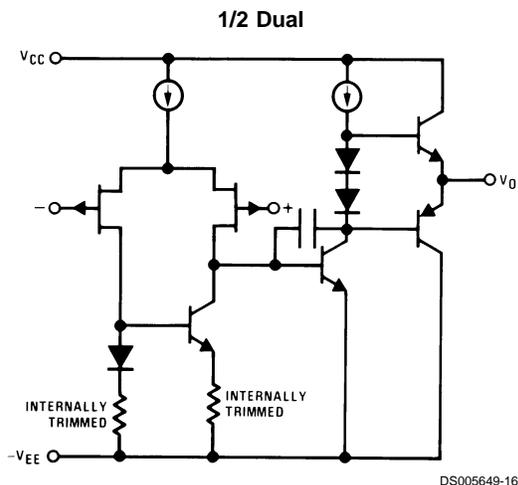
DS005649-14

Connection Diagram



DS005649-17

Simplified Schematic



DS005649-16

Top View

Order Number LF353M, LF353MX or LF353N
See NS Package Number M08A or N08E

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	±18V
Power Dissipation	(Note 2)
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
T _j (MAX)	150°C
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage Range (Note 3)	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 sec.)	260°C
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 sec.)	260°C

Small Outline Package

Vapor Phase (60 sec.)

215°C

Infrared (15 sec.)

220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

ESD Tolerance (Note 8)

1700V

θ_{JA} M Package

TBD

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.

DC Electrical Characteristics

(Note 5)

Symbol	Parameter	Conditions	LF353			Units
			Min	Typ	Max	
V _{OS}	Input Offset Voltage	R _S =10kΩ, T _A =25°C		5	10	mV
		Over Temperature			13	mV
ΔV _{OS} /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R _S =10 kΩ		10		μV/°C
I _{OS}	Input Offset Current	T _J =25°C, (Notes 5, 6)		25	100	pA
		T _J ≤70°C			4	nA
I _B	Input Bias Current	T _J =25°C, (Notes 5, 6)		50	200	pA
		T _J ≤70°C			8	nA
R _{IN}	Input Resistance	T _J =25°C		10 ¹²		Ω
A _{VOL}	Large Signal Voltage Gain	V _S =±15V, T _A =25°C	25	100		V/mV
		V _O =±10V, R _L =2 kΩ Over Temperature	15			V/mV
V _O	Output Voltage Swing	V _S =±15V, R _L =10kΩ	±12	±13.5		V
V _{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	V _S =±15V	±11	+15		V
				-12		V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R _S ≤ 10kΩ	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 7)	70	100		dB
I _S	Supply Current			3.6	6.5	mA

AC Electrical Characteristics

(Note 5)

Symbol	Parameter	Conditions	LF353			Units
			Min	Typ	Max	
	Amplifier to Amplifier Coupling	T _A =25°C, f=1 Hz–20 kHz (Input Referred)		-120		dB
SR	Slew Rate	V _S =±15V, T _A =25°C	8.0	13		V/μs
GBW	Gain Bandwidth Product	V _S =±15V, T _A =25°C	2.7	4		MHz
e _n	Equivalent Input Noise Voltage	T _A =25°C, R _S =100Ω, f=1000 Hz		16		nV/√Hz
i _n	Equivalent Input Noise Current	T _J =25°C, f=1000 Hz		0.01		pA/√Hz

LM139/LM239/LM339/LM2901/LM3302

Low Power Low Offset Voltage Quad Comparators

General Description

The LM139 series consists of four independent precision voltage comparators with an offset voltage specification as low as 2 mV max for all four comparators. These were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage. These comparators also have a unique characteristic in that the input common-mode voltage range includes ground, even though operated from a single power supply voltage.

Application areas include limit comparators, simple analog to digital converters; pulse, squarewave and time delay generators; wide range VCO; MOS clock timers; multivibrators and high voltage digital logic gates. The LM139 series was designed to directly interface with TTL and CMOS. When operated from both plus and minus power supplies, they will directly interface with MOS logic— where the low power drain of the LM339 is a distinct advantage over standard comparators.

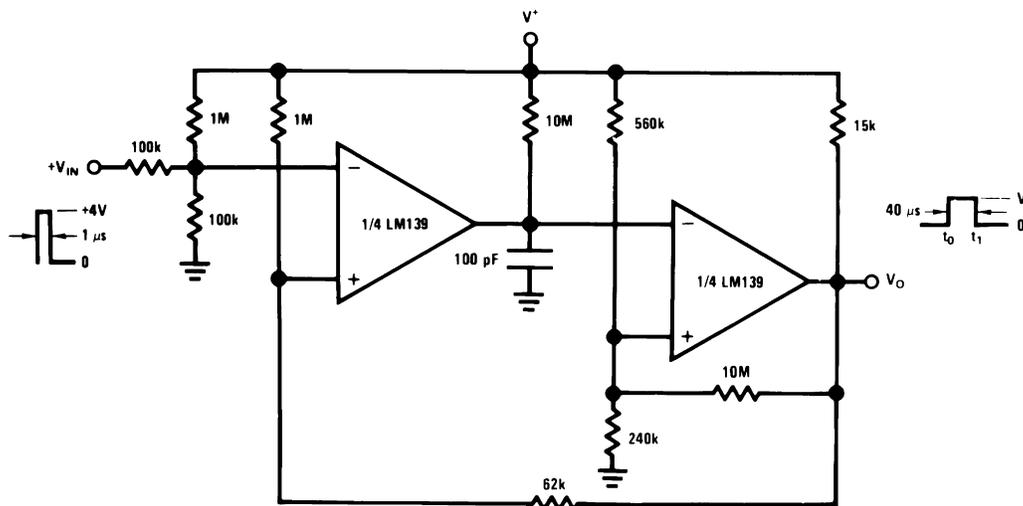
Features

- Wide supply voltage range
- LM139/139A Series 2 to 36 V_{DC} or ±1 to ±18 V_{DC}
- LM2901: 2 to 36 V_{DC} or ±1 to ±18 V_{DC}
- LM3302: 2 to 28 V_{DC} or ±1 to ±14 V_{DC}
- Very low supply current drain (0.8 mA) — independent of supply voltage
- Low input biasing current: 25 nA
- Low input offset current: ±5 nA
- Offset voltage: ±3 mV
- Input common-mode voltage range includes GND
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Low output saturation voltage: 250 mV at 4 mA
- Output voltage compatible with TTL, DTL, ECL, MOS and CMOS logic systems

Advantages

- High precision comparators
- Reduced V_{OS} drift over temperature
- Eliminates need for dual supplies
- Allows sensing near GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

One-Shot Multivibrator with Input Lock Out



DS005706-12

Absolute Maximum Ratings (Note 10)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

	LM139/LM239/LM339 LM139A/LM239A/LM339A LM2901	LM3302
Supply Voltage, V^+	$36 V_{DC}$ or $\pm 18 V_{DC}$	$28 V_{DC}$ or $\pm 14 V_{DC}$
Differential Input Voltage (Note 8)	$36 V_{DC}$	$28 V_{DC}$
Input Voltage	$-0.3 V_{DC}$ to $+36 V_{DC}$	$-0.3 V_{DC}$ to $+28 V_{DC}$
Input Current ($V_{IN} < -0.3 V_{DC}$), (Note 3)	50 mA	50 mA
Power Dissipation (Note 1)		
Molded DIP	1050 mW	1050 mW
Cavity DIP	1190 mW	
Small Outline Package	760 mW	
Output Short-Circuit to GND, (Note 2)	Continuous	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to $+150^{\circ}\text{C}$	-65°C to $+150^{\circ}\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	260°C	260°C
Operating Temperature Range		-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$
LM339/LM339A	0°C to $+70^{\circ}\text{C}$	
LM239/LM239A	-25°C to $+85^{\circ}\text{C}$	
LM2901	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	
LM139/LM139A	-55°C to $+125^{\circ}\text{C}$	
Soldering Information		
Dual-In-Line Package		
Soldering (10 seconds)	260°C	260°C
Small Outline Package		
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.		
ESD rating (1.5 k Ω in series with 100 pF)	600V	600V

Electrical Characteristics

($V^+ = 5 V_{DC}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, unless otherwise stated)

Parameter	Conditions	LM139A		LM239A, LM339A		LM139		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 9)	1.0	2.0	1.0	2.0	2.0	5.0	mV _{DC}
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ with Output in Linear Range, (Note 5), $V_{CM} = 0V$	25	100	25	250	25	100	nA _{DC}
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0V$	3.0	25	5.0	50	3.0	25	nA _{DC}
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ = 30 V_{DC}$ (LM3302, $V^+ = 28 V_{DC}$) (Note 6)	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	V _{DC}
Supply Current	$R_L = \infty$ on all Comparators, $R_L = \infty$, $V^+ = 36V$, (LM3302, $V^+ = 28 V_{DC}$)	0.8	2.0	0.8	2.0	0.8	2.0	mA _{DC}
				1.0	2.5	1.0	2.5	mA _{DC}
Voltage Gain	$R_L \geq 15 k\Omega$, $V^+ = 15 V_{DC}$, $V_o = 1 V_{DC}$ to $11 V_{DC}$	50	200	50	200	50	200	V/mV
Large Signal Response Time	$V_{IN} = \text{TTL Logic Swing}$, $V_{REF} = 1.4 V_{DC}$, $V_{RL} = 5 V_{DC}$, $R_L = 5.1 k\Omega$	300		300		300		ns
Response Time	$V_{RL} = 5 V_{DC}$, $R_L = 5.1 k\Omega$, (Note 7)	1.3		1.3		1.3		μs

Electrical Characteristics (Continued) $(V^+ = 5 V_{DC}, T_A = 25^\circ\text{C}, \text{ unless otherwise stated})$

Parameter	Conditions	LM139A		LM239A, LM339A			LM139			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	
Output Sink Current	$V_{IN(-)} = 1 V_{DC}, V_{IN(+)} = 0,$ $V_O \leq 1.5 V_{DC}$	6.0	16		6.0	16		6.0	16	mA_{DC}
Saturation Voltage	$V_{IN(-)} = 1 V_{DC}, V_{IN(+)} = 0,$ $I_{SINK} \leq 4 \text{ mA}$	250	400		250	400		250	400	mV_{DC}
Output Leakage Current	$V_{IN(+)} = 1 V_{DC}, V_{IN(-)} = 0,$ $V_O = 5 V_{DC}$	0.1			0.1			0.1		nA_{DC}

Electrical Characteristics $(V^+ = 5 V_{DC}, T_A = 25^\circ\text{C}, \text{ unless otherwise stated})$

Parameter	Conditions	LM239, LM339			LM2901			LM3302			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 9)	2.0	5.0		2.0	7.0		3	20		mV_{DC}
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ with Output in Linear Range, (Note 5), $V_{CM} = 0V$	25	250		25	250		25	500		nA_{DC}
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}, V_{CM} = 0V$	5.0	50		5	50		3	100		nA_{DC}
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ = 30 V_{DC}$ (LM3302, $V^+ = 28 V_{DC}$) (Note 6)	0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$		V_{DC}
Supply Current	$R_L = \infty$ on all Comparators, $R_L = \infty, V^+ = 36V,$ (LM3302, $V^+ = 28 V_{DC}$)	0.8	2.0		0.8	2.0		0.8	2.0		mA_{DC} mA_{DC}
Voltage Gain	$R_L \geq 15 \text{ k}\Omega, V^+ = 15 V_{DC}$ $V_O = 1 V_{DC} \text{ to } 11 V_{DC}$	50	200		25	100		2	30		V/mV
Large Signal Response Time	$V_{IN} = \text{TTL Logic Swing}, V_{REF} =$ $1.4 V_{DC}, V_{RL} = 5 V_{DC},$ $R_L = 5.1 \text{ k}\Omega,$	300			300			300			ns
Response Time	$V_{RL} = 5 V_{DC}, R_L = 5.1 \text{ k}\Omega,$ (Note 7)	1.3			1.3			1.3			μs
Output Sink Current	$V_{IN(-)} = 1 V_{DC}, V_{IN(+)} = 0,$ $V_O \leq 1.5 V_{DC}$	6.0	16		6.0	16		6.0	16		mA_{DC}
Saturation Voltage	$V_{IN(-)} = 1 V_{DC}, V_{IN(+)} = 0,$ $I_{SINK} \leq 4 \text{ mA}$	250	400		250	400		250	500		mV_{DC}
Output Leakage Current	$V_{IN(+)} = 1 V_{DC}, V_{IN(-)} = 0,$ $V_O = 5 V_{DC}$	0.1			0.1			0.1			nA_{DC}

Electrical Characteristics $(V^+ = 5.0 V_{DC}, \text{ (Note 4)})$

Parameter	Conditions	LM139A		LM239A, LM339A			LM139			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ		Max
Input Offset Voltage	(Note 9)			4.0					9.0		mV_{DC}
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}, V_{CM} = 0V$			100					100		nA_{DC}
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ with Output in Linear Range, $V_{CM} = 0V$ (Note 5)			300					300		nA_{DC}
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ = 30 V_{DC}$ (LM3302, $V^+ = 28 V_{DC}$) (Note 6)	0	$V^+ - 2.0$		0	$V^+ - 2.0$		0	$V^+ - 2.0$		V_{DC}
Saturation Voltage	$V_{IN(-)} = 1 V_{DC}, V_{IN(+)} = 0,$ $I_{SINK} \leq 4 \text{ mA}$			700					700		mV_{DC}

Electrical Characteristics (Continued)

($V^+ = 5.0 V_{DC}$, (Note 4))

Parameter	Conditions	LM139A		LM239A, LM339A			LM139		Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min		Typ
Output Leakage Current	$V_{IN(+)}=1 V_{DC}$, $V_{IN(-)}=0$, $V_O=30 V_{DC}$, (LM3302, $V_O=28 V_{DC}$)			1.0			1.0			μA_{DC}
Differential Input Voltage	Keep all V_{IN} 's $\geq 0 V_{DC}$ (or V^- , if used), (Note 8)			36			36			V_{DC}

Electrical Characteristics

($V^+ = 5.0 V_{DC}$, (Note 4))

Parameter	Conditions	LM239, LM339			LM2901			LM3302			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 9)			9.0	9	15			40		mV_{DC}
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $V_{CM}=0V$			150	50	200			300		nA_{DC}
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ with Output in Linear Range, $V_{CM}=0V$ (Note 5)			400	200	500			1000		nA_{DC}
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+=30 V_{DC}$ (LM3302, $V^+=28$ V_{DC}) (Note 6)			$V^+-2.0$	0	$V^+-2.0$	0		$V^+-2.0$		V_{DC}
Saturation Voltage	$V_{IN(-)}=1 V_{DC}$, $V_{IN(+)}=0$, $I_{SINK} \leq 4 mA$			700	400	700			700		mV_{DC}
Output Leakage Current	$V_{IN(+)}=1 V_{DC}$, $V_{IN(-)}=0$, $V_O=30 V_{DC}$, (LM3302, $V_O=28$ V_{DC})			1.0			1.0			1.0	μA_{DC}
Differential Input Voltage	Keep all V_{IN} 's $\geq 0 V_{DC}$ (or V^- , if used), (Note 8)			36			36			28	V_{DC}

Note 1: For operating at high temperatures, the LM339/LM339A, LM2901, LM3302 must be derated based on a 125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 95°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM239 and LM139 must be derated based on a 150°C maximum junction temperature. The low bias dissipation and the "ON-OFF" characteristic of the outputs keeps the chip dissipation very small ($P_D \leq 100 mW$), provided the output transistors are allowed to saturate.

Note 2: Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 20 mA independent of the magnitude of V^+ .

Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the comparators to go to the V^+ voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than $-0.3 V_{DC}$ (at 25°C).

Note 4: These specifications are limited to $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, for the LM139/LM139A. With the LM239/LM239A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$, the LM339/LM339A temperature specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$, and the LM2901, LM3302 temperature range is $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$.

Note 5: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the reference or input lines.

Note 6: The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.5V$ at 25°C, but either or both inputs can go to $+30 V_{DC}$ without damage (25V for LM3302), independent of the magnitude of V^+ .

Note 7: The response time specified is a 100 mV input step with 5 mV overdrive. For larger overdrive signals 300 ns can be obtained, see typical performance characteristics section.

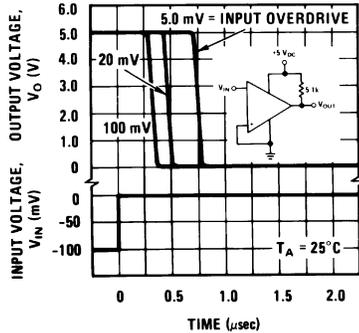
Note 8: Positive excursions of input voltage may exceed the power supply level. As long as the other voltage remains within the common-mode range, the comparator will provide a proper output state. The low input voltage state must not be less than $-0.3 V_{DC}$ (or $0.3 V_{DC}$ below the magnitude of the negative power supply, if used) (at 25°C).

Note 9: At output switch point, $V_O = 1.4 V_{DC}$, $R_S = 0\Omega$ with V^+ from $5 V_{DC}$ to $30 V_{DC}$; and over the full input common-mode range ($0 V_{DC}$ to $V^+ - 1.5 V_{DC}$), at 25°C. For LM3302, V^+ from $5 V_{DC}$ to $28 V_{DC}$.

Note 10: Refer to RETS139AX for LM139A military specifications and to RETS139X for LM139 military specifications.

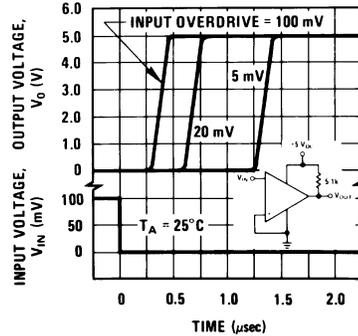
Typical Performance Characteristics LM2901 (Continued)

Response Time for Various Input Overdrives — Negative Transition



DS005706-42

Response Time for Various Input Overdrives-Positive Transition



DS005706-43

Application Hints

The LM139 series are high gain, wide bandwidth devices which, like most comparators, can easily oscillate if the output lead is inadvertently allowed to capacitively couple to the inputs via stray capacitance. This shows up only during the output voltage transition intervals as the comparator changes states. Power supply bypassing is not required to solve this problem. Standard PC board layout is helpful as it reduces stray input-output coupling. Reducing this input resistors to < 10 kΩ reduces the feedback signal levels and finally, adding even a small amount (1 to 10 mV) of positive feedback (hysteresis) causes such a rapid transition that oscillations due to stray feedback are not possible. Simply socketing the IC and attaching resistors to the pins will cause input-output oscillations during the small transition intervals unless hysteresis is used. If the input signal is a pulse waveform, with relatively fast rise and fall times, hysteresis is not required.

All pins of any unused comparators should be tied to the negative supply.

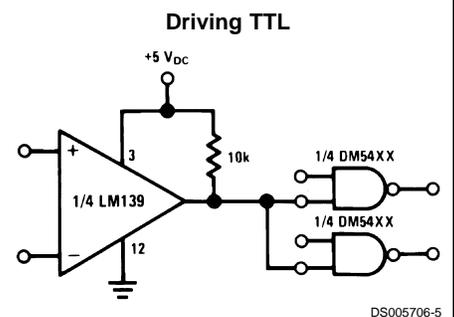
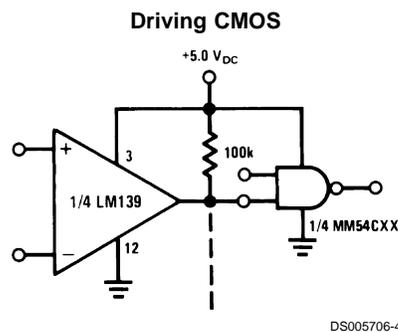
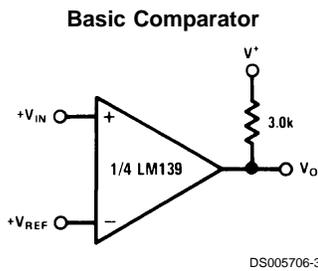
The bias network of the LM139 series establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from 2 V_{DC} to 30 V_{DC} .

It is usually unnecessary to use a bypass capacitor across the power supply line.

The differential input voltage may be larger than V^+ without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than $-0.3 V_{DC}$ (at 25°C). An input clamp diode can be used as shown in the applications section.

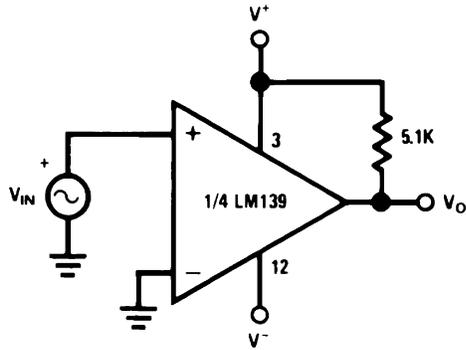
The output of the LM139 series is the uncommitted collector of a grounded-emitter NPN output transistor. Many collectors can be tied together to provide an output OR'ing function. An output pull-up resistor can be connected to any available power supply voltage within the permitted supply voltage range and there is no restriction on this voltage due to the magnitude of the voltage which is applied to the V^+ terminal of the LM139A package. The output can also be used as a simple SPST switch to ground (when a pull-up resistor is not used). The amount of current which the output device can sink is limited by the drive available (which is independent of V^+) and the β of this device. When the maximum current limit is reached (approximately 16 mA), the output transistor will come out of saturation and the output voltage will rise very rapidly. The output saturation voltage is limited by the approximately 60Ω R_{SAT} of the output transistor. The low offset voltage of the output transistor (1 mV) allows the output to clamp essentially to ground level for small load currents.

Typical Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$)



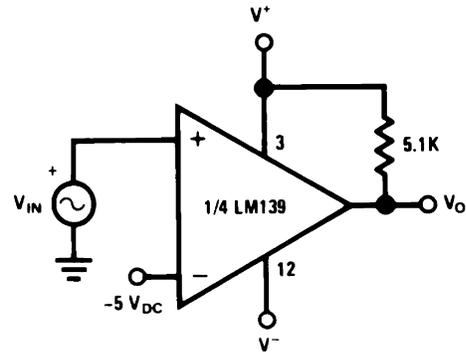
Split-Supply Applications $(V^+=+15 V_{DC}$ and $V^-=-15 V_{DC})$ (Continued)

Zero Crossing Detector



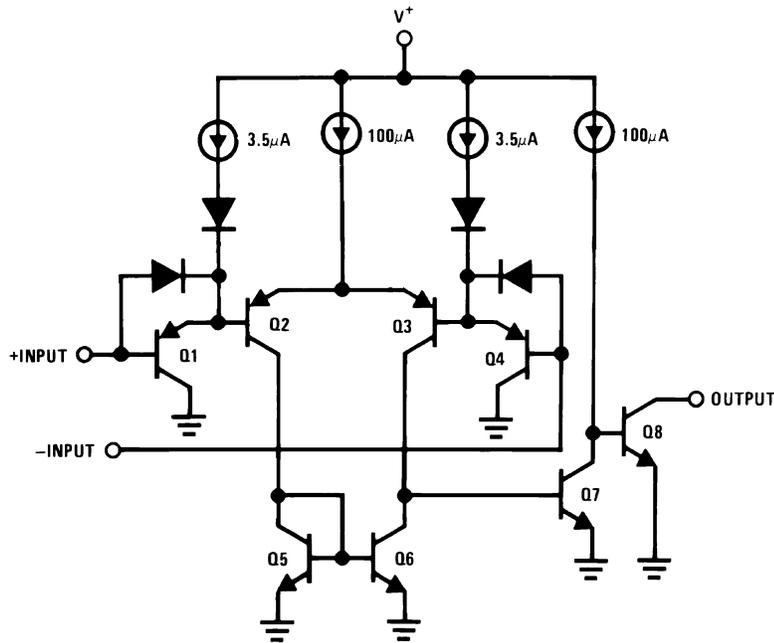
DS005706-32

Comparator With a Negative Reference



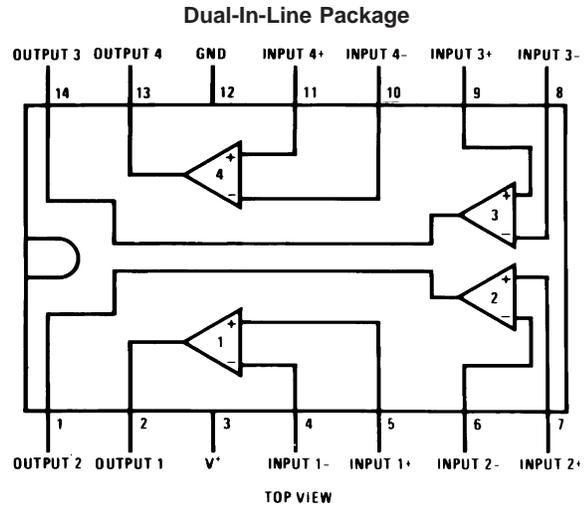
DS005706-33

Schematic Diagram



DS005706-1

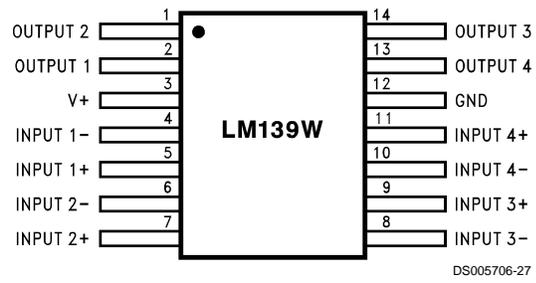
Connection Diagrams



**Order Number LM139J, LM139J/883 (Note 11), LM139AJ,
LM139AJ/883 (Note 12), LM239J, LM239AJ, LM339J**
See NS Package Number J14A

Order Number LM339AM, LM339AMX, LM339M, LM339MX or LM2901M
See NS Package Number M14A

Order Number LM339N, LM339AN, LM2901N or LM3302N
See NS Package Number N14A



Order Number LM139AW/883 or LM139W/883 (Note 11)
**See NS Package Number W14B,
LM139AWGRQMLV (Note 13)**
See NS Package Number WG14A

Note 11: Available per JM38510/11201
Note 12: Available per SMD# 5962-8873901
Note 13: See STD Mil Dwg 5962R96738 for Radiation Tolerant Device

MF10

Universal Monolithic Dual Switched Capacitor Filter

General Description

The MF10 consists of 2 independent and extremely easy to use, general purpose CMOS active filter building blocks. Each block, together with an external clock and 3 to 4 resistors, can produce various 2nd order functions. Each building block has 3 output pins. One of the outputs can be configured to perform either an allpass, highpass or a notch function; the remaining 2 output pins perform lowpass and bandpass functions. The center frequency of the lowpass and bandpass 2nd order functions can be either directly dependent on the clock frequency, or they can depend on both clock frequency and external resistor ratios. The center frequency of the notch and allpass functions is directly dependent on the clock frequency, while the highpass center frequency depends on both resistor ratio and clock. Up to 4th order functions can be performed by cascading the two 2nd order building blocks of the MF10; higher than 4th order functions can be obtained by cascading MF10 packages.

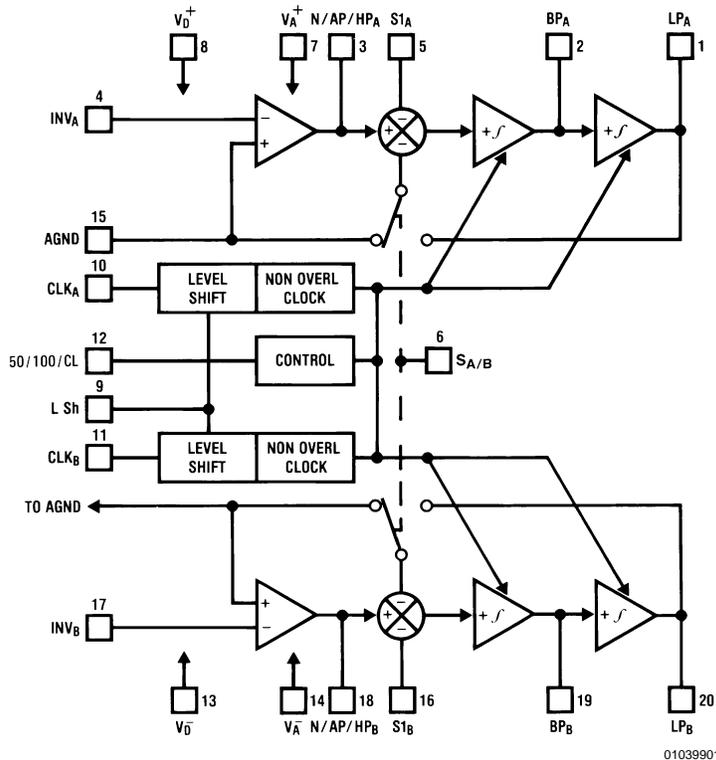
Any of the classical filter configurations (such as Butterworth, Bessel, Causer and Chebyshev) can be formed.

For pin-compatible device with improved performance refer to LMF100 datasheet.

Features

- Easy to use
- Clock to center frequency ratio accuracy $\pm 0.6\%$
- Filter cutoff frequency stability directly dependent on external clock quality
- Low sensitivity to external component variation
- Separate highpass (or notch or allpass), bandpass, lowpass outputs
- $f_o \times Q$ range up to 200 kHz
- Operation up to 30 kHz
- 20-pin 0.3" wide Dual-In-Line package
- 20-pin Surface Mount (SO) wide-body package

System Block Diagram



Package in 20 pin molded wide body surface mount and 20 pin molded DIP.

01039901

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage ($V^+ - V^-$)	14V
Voltage at Any Pin	$V^+ + 0.3V$ $V^- - 0.3V$
Input Current at Any Pin (Note 2)	5 mA
Package Input Current (Note 2)	20 mA
Power Dissipation (Note 3)	500 mW
Storage Temperature	150°C
ESD Susceptibility (Note 11)	2000V
Soldering Information	
N Package: 10 sec	260°C

SO Package:

Vapor Phase (60 Sec.)

215°C

Infrared (15 Sec.)

220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" (Appendix D) for other methods of soldering surface mount devices.

Operating Ratings (Note 1)

Temperature Range	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
MF10ACN, MF10CCN	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$
MF10CCWM	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics

$V^+ = +5.00V$ and $V^- = -5.00V$ unless otherwise specified. **Boldface limits apply for T_{MIN} to T_{MAX}** ; all other limits $T_A = T_J = 25^\circ\text{C}$.

Symbol	Parameter		Conditions		MF10ACN, MF10CCN, MF10CCWM			Units	
					Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)		
$V^+ - V^-$	Supply Voltage	Min					9	V	
		Max					14	V	
I_S	Maximum Supply Current			Clock Applied to Pins 10 & 11 No Input Signal	8	12	12	mA	
f_O	Center Frequency Range	Min	$f_O \times Q < 200 \text{ kHz}$		0.1		0.2	Hz	
		Max			30		20	kHz	
f_{CLK}	Clock Frequency Range	Min			5.0		10	Hz	
		Max			1.5		1.0	MHz	
f_{CLK}/f_O	50:1 Clock to Center Frequency Ratio Deviation	MF10A	Q = 10 Mode 1	$V_{pin12} = 5V$ $f_{CLK} = 250$ kHz	± 0.2	± 0.6	± 0.6	%	
		MF10C			± 0.2	± 1.5	± 1.5	%	
f_{CLK}/f_O	100:1 Clock to Center Frequency Ratio Deviation	MF10A	Q = 10 Mode 1	$V_{pin12} = 0V$ $f_{CLK} = 500$ kHz	± 0.2	± 0.6	± 0.6	%	
		MF10C			± 0.2	± 1.5	± 1.5	%	
	Clock Feedthrough			Q = 10 Mode 1	10			mV	
	Q Error (MAX) (Note 4)			Q = 10 Mode 1	$V_{pin12} = 5V$ $f_{CLK} = 250$ kHz	± 2	± 6	± 6	%
						$V_{pin12} = 0V$ $f_{CLK} = 500$ kHz	± 2	± 6	± 6
H_{OLP}	DC Lowpass Gain			Mode 1 $R1 = R2 = 10k$	0		± 0.2	± 0.2	dB
V_{OS1}	DC Offset Voltage (Note 5)				± 5.0	± 20	± 20	mV	
V_{OS2}	DC Offset Voltage	Min	$V_{pin12} = +5V$	$S_{A/B} = V^+$	-150	-185	-185	mV	

Electrical Characteristics (Continued)

$V^+ = +5.00V$ and $V^- = -5.00V$ unless otherwise specified. **Boldface limits apply for T_{MIN} to T_{MAX}** ; all other limits $T_A = T_J = 25^\circ C$.

Symbol	Parameter		Conditions		MF10ACN, MF10CCN, MF10CCWM			Units
					Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	
	(Note 5)	Max	$(f_{CLK}/f_O = 50)$			-85	-85	
		Min	$V_{pin12} = +5V$	$S_{A/B} = V^-$	-70			mV
		Max	$(f_{CLK}/f_O = 50)$					
V_{OS3}	DC Offset Voltage (Note 5)	Min	$V_{pin12} = +5V$	All Modes	-70	-100	-100	mV
		Max	$(f_{CLK}/f_O = 50)$			-20	-20	
V_{OS2}	DC Offset Voltage (Note 5)		$V_{pin12} = 0V$	$S_{A/B} = V^+$	-300			mV
			$V_{pin12} = 0V$	$S_{A/B} = V^-$	-140			mV
V_{OS3}	DC Offset Voltage (Note 5)		$V_{pin12} = 0V$	All Modes	-140			mV
V_{OUT}	Minimum Output Voltage Swing	BP, LP Pins	$R_L = 5k$		± 4.25	± 3.8	± 3.8	V
		N/AP/HP Pin	$R_L = 3.5k$		± 4.25	± 3.8	± 3.8	V
GBW	Op Amp Gain BW Product				2.5			MHz
SR	Op Amp Slew Rate				7			V/ μs
	Dynamic Range(Note 6)		$V_{pin12} = +5V$		83			dB
			$(f_{CLK}/f_O = 50)$					
I_{SC}	Maximum Output Short Circuit Current (Note 7)	Source	$V_{pin12} = 0V$		20			mA
		Sink	$(f_{CLK}/f_O = 100)$		3.0			mA

Logic Input Characteristics

Boldface limits apply for T_{MIN} to T_{MAX} ; all other limits $T_A = T_J = 25^\circ C$

Parameter		Conditions	MF10ACN, MF10CCN, MF10CCWM			Units
			Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	
CMOS Clock Input Voltage	Min Logical "1"	$V^+ = +5V, V^- = -5V,$		+3.0	+3.0	V
	Max Logical "0"	$V_{LSh} = 0V$		-3.0	-3.0	V
	Min Logical "1"	$V^+ = +10V, V^- = 0V,$		+8.0	+8.0	V
	Max Logical "0"	$V_{LSh} = +5V$		+2.0	+2.0	V
TTL Clock Input Voltage	Min Logical "1"	$V^+ = +5V, V^- = -5V,$		+2.0	+2.0	V
	Max Logical "0"	$V_{LSh} = 0V$		+0.8	+0.8	V

Pin Descriptions

LP(1,20), BP(2,19), N/AP/HP(3,18)

The second order lowpass, bandpass and notch/allpass/highpass outputs. These outputs can typically sink 1.5 mA and source 3 mA. Each output typically swings to within 1V of each supply.

INV(4,17)

The inverting input of the summing op-amp of each filter. These are high impedance inputs, but the non-inverting input is internally tied to AGND, making INV_A and INV_B behave like summing junctions (low impedance, current inputs).

S1(5,16)

S1 is a signal input pin used in the allpass filter configurations (see modes 4 and 5). The pin should be driven with a source impedance of less than 1 k Ω . If S1 is not driven with a signal it should be tied to AGND (mid-supply).

$S_{A/B}$ (6)

This pin activates a switch that connects one of the inputs of each filter's second summer to either AGND ($S_{A/B}$ tied to V^-) or to the lowpass (LP) output ($S_{A/B}$ tied to V^+). This offers the flexibility needed for configuring the filter in its various modes of operation.

V_A^+ (7), V_D^+ (8)

Analog positive supply and digital positive supply. These pins are internally connected through the IC substrate and therefore V_A^+ and V_D^+ should be derived from the same power supply source. They have been brought out separately so they can be bypassed by separate capacitors, if desired. They can be externally tied together and bypassed by a single capacitor.

V_A^- (14), V_D^- (13)

Analog and digital negative supplies. The same comments as for V_A^+ and V_D^+ apply here.

LSh(9)

Level shift pin; it accommodates various clock levels with dual or single supply operation. With dual $\pm 5V$ supplies, the MF10 can be driven with CMOS clock levels ($\pm 5V$) and the LSh pin should be tied to the system ground. If the same supplies as above are used

but only TTL clock levels, derived from 0V to +5V supply, are available, the LSh pin should be tied to the system ground. For single supply operation (0V and +10V) the V_A^- , V_D^- pins should be connected to the system ground, the AGND pin should be biased at +5V and the LSh pin should also be tied to the system ground for TTL clock levels. LSh should be biased at +5V for CMOS clock levels in 10V single-supply applications.

CLKA(10),

CLKB(11)

Clock inputs for each switched capacitor filter building block. They should both be of the same level (TTL or CMOS). The level shift (LSh) pin description discusses how to accommodate their levels. The duty cycle of the clock should be close to 50% especially when clock frequencies above 200 kHz are used. This allows the maximum time for the internal op-amps to settle, which yields optimum filter operation.

50/100/CL(12)

By tying this pin high a 50:1 clock-to-filter-center-frequency ratio is obtained. Tying this pin at mid-supplies (i.e. analog ground with dual supplies) allows the filter to operate at a 100:1 clock-to-center-frequency ratio. When the pin is tied low (i.e., negative supply with dual supplies), a simple current limiting circuit is triggered to limit the overall supply current down to about 2.5 mA. The filtering action is then aborted.

AGND(15)

This is the analog ground pin. This pin should be connected to the system ground for dual supply operation or biased to mid-supply for single supply operation. For a further discussion of mid-supply biasing techniques see the Applications Information (Section 3.2). For optimum filter performance a "clean" ground must be provided.

1.0 Definition of Terms

f_{CLK} : the frequency of the external clock signal applied to pin 10 or 11.

f_O : center frequency of the second order function complex pole pair. f_O is measured at the bandpass outputs of the MF10, and is the frequency of maximum bandpass gain. (Figure 1)

f_{notch} : the frequency of minimum (ideally zero) gain at the notch outputs.

f_z : the center frequency of the second order complex zero pair, if any. If f_z is different from f_O and if Q_z is high, it can be observed as the frequency of a notch at the allpass output. (Figure 10)

Q : "quality factor" of the 2nd order filter. Q is measured at the bandpass outputs of the MF10 and is equal to f_O divided by

the -3 dB bandwidth of the 2nd order bandpass filter (Figure 1). The value of Q determines the shape of the 2nd order filter responses as shown in Figure 6.

Q_z : the quality factor of the second order complex zero pair, if any. Q_z is related to the allpass characteristic, which is written:

$$H_{AP}(s) = \frac{H_{OAP} \left(s^2 - \frac{s\omega_O}{Q_z} + \omega_O^2 \right)}{s^2 + \frac{s\omega_O}{Q} + \omega_O^2}$$

where $Q_z = Q$ for an all-pass response.

H_{OBP} : the gain (in V/V) of the bandpass output at $f = f_O$.

2.0 Modes of Operation (Continued)

MODE 3a: HP, BP, LP and Notch with External Op Amp (See Figure 11)

$$f_0 = \frac{f_{CLK}}{100} \times \sqrt{\frac{R2}{R4}} \text{ or } \frac{f_{CLK}}{50} \times \sqrt{\frac{R2}{R4}}$$

$$Q = \sqrt{\frac{R2}{R4}} \times \frac{R3}{R2}$$

$$H_{OHP} = -\frac{R2}{R1}$$

$$H_{OBP} = -\frac{R3}{R1}$$

$$H_{OLP} = -\frac{R4}{R1}$$

$$f_n = \text{notch frequency} = \frac{f_{CLK}}{100} \sqrt{\frac{R_h}{R_l}} \text{ or } \frac{f_{CLK}}{50} \sqrt{\frac{R_h}{R_l}}$$

H_{ON} = gain of notch at

$$f = f_0 = \left\| Q \left(\frac{R_g}{R_l} H_{OLP} - \frac{R_g}{R_h} H_{OHP} \right) \right\|$$

$$H_{n1} = \text{gain of notch (as } f \rightarrow 0) = \frac{R_g}{R_l} \times H_{OLP}$$

$$H_{n2} = \text{gain of notch (as } f \rightarrow \frac{f_{CLK}}{2})$$

$$= -\frac{R_g}{R_h} \times H_{OHP}$$

MODE 4: Allpass, Bandpass, Lowpass Outputs (See Figure 12)

f_0 = center frequency

$$= \frac{f_{CLK}}{100} \text{ or } \frac{f_{CLK}}{50}$$

f_z^* = center frequency of the complex zero $\approx f_0$

$$Q = \frac{f_0}{BW} = \frac{R3}{R2}$$

$$Q_z = \text{quality factor of complex zero pair} = \frac{R3}{R1}$$

For AP output make $R1 = R2$

$$H_{OAP}^* = \text{Allpass gain (at } 0 < f < \frac{f_{CLK}}{2}) = -\frac{R2}{R1} = -1$$

H_{OLP} = Lowpass gain (as $f \rightarrow 0$)

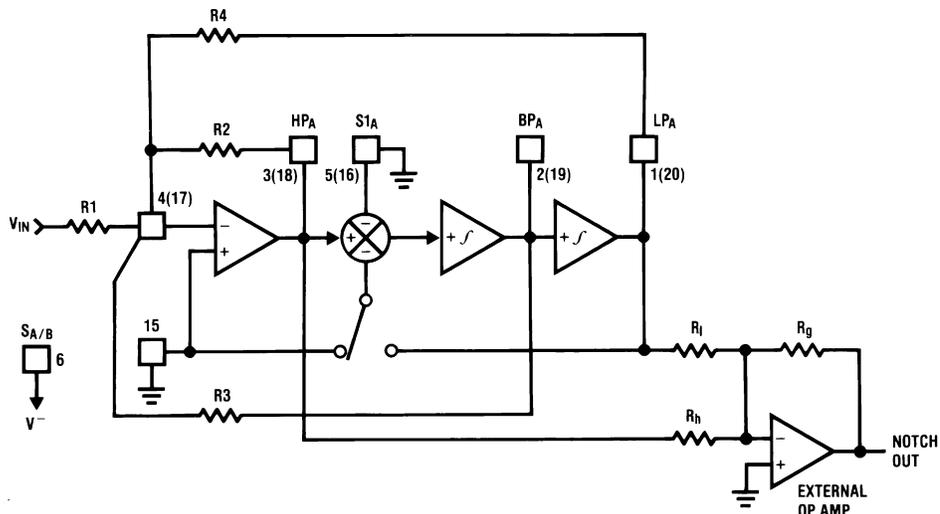
$$= -\left(\frac{R2}{R1} + 1\right) = -2$$

H_{OBP} = Bandpass gain (at $f = f_0$)

$$= -\frac{R3}{R2} \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) = -2 \left(\frac{R3}{R2}\right)$$

$$\text{Circuit Dynamics: } H_{OBP} = (H_{OLP}) \times Q = (H_{OAP} + 1)Q$$

*Due to the sampled data nature of the filter, a slight mismatch of f_z and f_0 occurs causing a 0.4 dB peaking around f_0 of the allpass filter amplitude response (which theoretically should be a straight line). If this is unacceptable, Mode 5 is recommended.



01039920

FIGURE 11. MODE 3a

FEATURES

- Four Identical 2nd Order Filter Sections in an SSOP Package
- 2nd Order Section Center Frequency Error: $\pm 0.3\%$ Typical and $\pm 0.8\%$ Maximum
- Low Noise per 2nd Order Section, $Q \leq 5$:
LTC1068-200 $50\mu\text{V}_{\text{RMS}}$, **LTC1068** $50\mu\text{V}_{\text{RMS}}$
LTC1068-50 $75\mu\text{V}_{\text{RMS}}$, **LTC1068-25** $90\mu\text{V}_{\text{RMS}}$
- Low Power Supply Current: 4.5mA, Single 5V, LTC1068-50
- Operation with $\pm 5\text{V}$ Power Supply, Single 5V Supply or Single 3.3V Supply

APPLICATIONS

- Lowpass or Highpass Filters:
 LTC1068-200, 0.5Hz to 25kHz; LTC1068, 1Hz to 50kHz; LTC1068-50, 2Hz to 50kHz; LTC1068-25, 4Hz to 200kHz
- Bandpass or Bandreject (Notch) Filters:
 LTC1068-200, 0.5Hz to 15kHz; LTC1068, 1Hz to 30kHz; LTC1068-50, 2Hz to 30kHz; LTC1068-25, 4Hz to 140kHz

DESCRIPTION

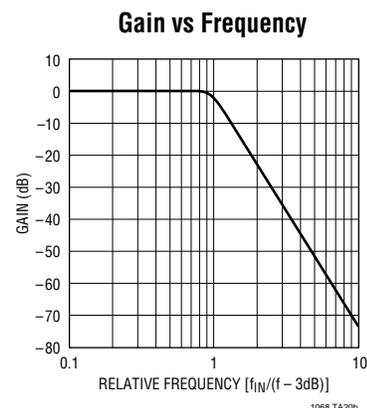
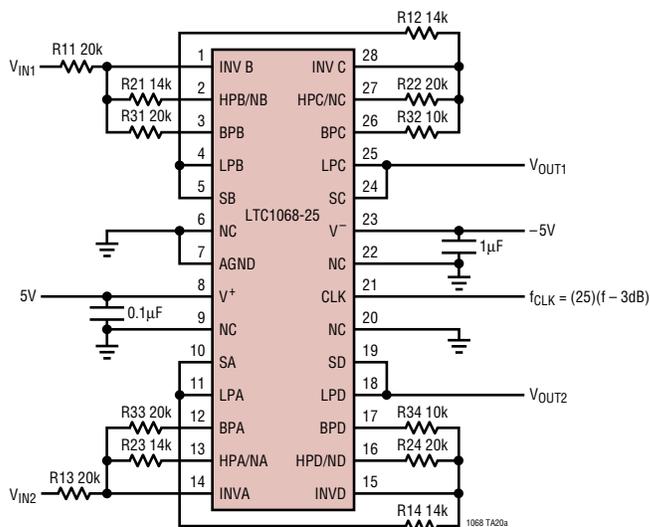
The LTC[®]1068 product family consists of four monolithic clock-tunable filter building blocks. Each product contains four matched, low noise, high accuracy 2nd order switched-capacitor filter sections. An external clock tunes the center frequency of each 2nd order filter section. The LTC1068 products differ only in their clock-to-center frequency ratio. The clock-to-center frequency ratio is set to 200:1 (LTC1068-200), 100:1 (LTC1068), 50:1 (LTC1068-50) or 25:1 (LTC1068-25). External resistors can modify the clock-to-center frequency ratio. High performance, quad 2nd order, dual 4th order or 8th order filters can be designed with an LTC1068 family product. Designing filters with an LTC1068 product is fully supported by FilterCAD[™] filter design software for Windows[®].

The LTC1068 products are available in a 28-pin SSOP surface mount package. A customized version of an LTC1068 family product can be obtained in a 16-lead SO package with internal thin-film resistors. Please contact LTC Marketing for details.

LT, LTC and LT are registered trademarks of Linear Technology Corporation. FilterCAD is a trademark of Linear Technology Corporation. Windows is a registered trademark of Microsoft Corporation.

TYPICAL APPLICATION

Dual, Matched, 4th Order Butterworth Lowpass Filters, Clock-Tunable
 Up to 200kHz $f - 3\text{dB} = f_{\text{CLK}}/25$, 4th Order Filter Noise = $60\mu\text{V}_{\text{RMS}}$



LTC1068 Series

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Total Supply Voltage (V^+ to V^-)	12V	Operating Temperature Range	
Power Dissipation	500mW	LTC1068C	0°C to 70°C
Input Voltage at Any Pin $V^- - 0.3V \leq V_{IN} \leq V^+ + 0.3V$		LTC1068I	-40°C to 85°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C	Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

PACKAGE/ORDER INFORMATION

<p style="text-align: center;">G PACKAGE 28-LEAD PLASTIC SSOP $T_{JMAX} = 110^{\circ}C, \theta_{JA} = 95^{\circ}C/W$</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LTC1068CG LTC1068CG-200 LTC1068CG-50 LTC1068CG-25 LTC1068IG LTC1068IG-200 LTC1068IG-50 LTC1068IG-25</p>	<p style="text-align: center;">N PACKAGE 24-LEAD PDIP $T_{JMAX} = 110^{\circ}C, \theta_{JA} = 65^{\circ}C/W$</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LTC1068CN LTC1068IN</p>
---	---	---	---

Consult factory for Military grade parts.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS LTC1068 (Internal Op Amps) $V_S = \pm 5V, T_A = 25^{\circ}V$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Operating Supply Voltage Range		3.14		± 5.5	V
Voltage Swings	$V_S = 3.14V, R_L = 5k$ (Note 2)	● 1.2	1.6		V_{P-P}
	$V_S = 4.75V, R_L = 5k$ (Note 3)	● 2.6	3.2		V_{P-P}
	$V_S = \pm 5V, R_L = 5k$	● ± 3.4	± 4.1		V
Output Short-Circuit Current (Source/Sink)	$V_S = \pm 4.75V$		17/6		mA
	$V_S = \pm 5V$		20/15		mA
DC Open-Loop Gain	$R_L = 5k$		85		dB
GBW Product	$V_S = \pm 5V$		6		MHz
Slew Rate	$V_S = \pm 5V$		10		V/ μs
Analog Ground Voltage (Note 4)	$V_S = 5V$, Voltage at AGND		$2.5V \pm 2\%$		V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS LTC1068 (Complete Filter) $V_S = \pm 5V$, $T_A = 25^\circ V$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Clock-to-Center Frequency Ratio (Note 5)	$V_S = 4.75V$, $f_{CLK} = 1MHz$, Mode 1 (Note 3), $f_0 = 10kHz$, $Q = 5$, $V_{IN} = 0.5V_{RMS}$, $R1 = R3 = 49.9k$, $R2 = 10k$	●	100 ±0.3	100 ±0.8 100 ±0.9	% %
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$, Mode 1, $f_0 = 10kHz$, $Q = 5$, $V_{IN} = 1V_{RMS}$, $R1 = R3 = 49.9k$, $R2 = 10k$	●		100 ±0.3	100 ±0.8 100 ±0.9
Clock-to-Center Frequency Ratio, Side-to-Side Matching (Note 5)	$V_S = 4.75V$, $f_{CLK} = 1MHz$, $Q = 5$ (Note 3)	●	±0.25	±0.9	%
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$, $Q = 5$	●	±0.25	±0.9	%
Q Accuracy (Note 5)	$V_S = 4.75V$, $f_{CLK} = 1MHz$, $Q = 5$ (Note 3)	●	±1	±3	%
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$, $Q = 5$	●	±1	±3	%
f_0 Temperature Coefficient			±1		ppm/°C
Q Temperature Coefficient			±5		ppm/°C
DC Offset Voltage (Note 5) (See Table 1)	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$, V_{OS1} (DC Offset of Input Inverter)	●	0	±15	mV
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$, V_{OS2} (DC Offset of First Integrator)	●	±2	±25	mV
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$, V_{OS3} (DC Offset of Second Integrator)	●	±5	±40	mV
Clock Feedthrough	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$		0.1		mV _{RMS}
Max Clock Frequency (Note 6)	$V_S = \pm 5V$, $Q \leq 2.0$, Mode 1		5.6		MHz
Power Supply Current	$V_S = 3.14V$, $f_{CLK} = 1MHz$ (Note 2)	●	3.5	8	mA
	$V_S = 4.75V$, $f_{CLK} = 1MHz$ (Note 3)	●	6.5	11	mA
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$	●	9.5	15	mA

LTC1068-200 (Internal Op Amps) $V_S = \pm 5V$, $T_A = 25^\circ V$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Operating Supply Voltage Range		3.14		±5.5	V
Voltage Swings	$V_S = 3.14V$, $R_L = 5k$ (Note 2)	●	1.2	1.6	V_{P-P}
	$V_S = 4.75V$, $R_L = 5k$ (Note 3)	●	2.6	3.2	V_{P-P}
	$V_S = \pm 5V$, $R_L = 5k$	●	±3.4	±4.1	V
Output Short-Circuit Current (Source/Sink)	$V_S = \pm 4.75V$		17/6		mA
	$V_S = \pm 5V$		20/15		mA
DC Open-Loop Gain	$R_L = 5k$		85		dB
GBW Product	$V_S = \pm 5V$		6		MHz
Slew Rate	$V_S = \pm 5V$		10		V/μs
Analog Ground Voltage (Note 4)	$V_S = 5V$, Voltage at AGND		2.5V ±2%		V

LTC1068-200 (Complete Filter) $V_S = \pm 5V$, $T_A = 25^\circ V$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Clock-to-Center Frequency Ratio (Note 5)	$V_S = 4.75V$, $f_{CLK} = 1MHz$, Mode 1 (Note 3), $f_0 = 5kHz$, $Q = 5$, $V_{IN} = 0.5V_{RMS}$, $R1 = R3 = 49.9k$, $R2 = 10k$	●	200 ±0.3	200 ±0.8 200 ±0.9	% %
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$, Mode 1, $f_0 = 5Hz$, $Q = 5$, $V_{IN} = 1V_{RMS}$, $R1 = R3 = 49.9k$, $R2 = 10k$	●		200 ±0.3	200 ±0.8 200 ±0.9

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

LTC1068-200 (Complete Filter) $V_S = \pm 5V$, $T_A = 25^\circ V$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Clock-to-Center Frequency Ratio, Side-to-Side Matching (Note 5)	$V_S = 4.75V$, $f_{CLK} = 1MHz$, $Q = 5$ (Note 3)	●		± 0.25	± 0.9	%
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$, $Q = 5$	●		± 0.25	± 0.9	%
Q Accuracy (Note 5)	$V_S = 4.75V$, $f_{CLK} = 1MHz$, $Q = 5$ (Note 3)	●		± 1	± 3	%
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$, $Q = 5$	●		± 1	± 3	%
f_0 Temperature Coefficient				± 1		ppm/ $^\circ C$
Q Temperature Coefficient				± 5		ppm/ $^\circ C$
DC Offset Voltage (Note 5) (See Table 1)	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$, V_{OS1} (DC Offset of Input Inverter)	●		0	± 15	mV
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$, V_{OS2} (DC Offset of First Integrator)	●		± 2	± 25	mV
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$, V_{OS3} (DC Offset of Second Integrator)	●		± 5	± 40	mV
Clock Feedthrough	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$			0.1		mV _{RMS}
Max Clock Frequency (Note 6)	$V_S = \pm 5V$, $Q \leq 2.0$, Mode 1			5.6		MHz
Power Supply Current	$V_S = 3.14V$, $f_{CLK} = 1MHz$ (Note 2)	●		3.5	8	mA
	$V_S = 4.75V$, $f_{CLK} = 1MHz$ (Note 3)	●		6.5	11	mA
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$	●		9.5	15	mA

LTC1068-50 (Internal Op Amps) $V_S = \pm 5V$, $T_A = 25^\circ V$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Operating Supply Voltage Range			3.14		± 5.5	V
Voltage Swings	$V_S = 3.14V$, $R_L = 5k$ (Note 2)	●	1.2	1.8		V_{P-P}
	$V_S = 4.75V$, $R_L = 5k$ (Note 3)	●	2.6	3.6		V_{P-P}
	$V_S = \pm 5V$, $R_L = 5k$	●	± 3.4	± 4.1		V
Output Short-Circuit Current (Source/Sink)	$V_S = \pm 3.14V$			17/6		mA
	$V_S = \pm 5V$			20/15		mA
DC Open-Loop Gain	$R_L = 5k$			85		dB
GBW Product	$V_S = \pm 5V$			4		MHz
Slew Rate	$V_S = \pm 5V$			7		V/ μs
Analog Ground Voltage (Note 4)	$V_S = 5V$, Voltage at AGND			$2.175V \pm 2\%$		V

LTC1068-50 (Complete Filter) $V_S = \pm 5V$, $T_A = 25^\circ V$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Clock-to-Center Frequency Ratio (Note 5)	$V_S = 3.14V$, $f_{CLK} = 250kHz$, Mode 1 (Note 2), $f_0 = 5kHz$, $Q = 5$, $V_{IN} = 0.34V_{RMS}$, $R1 = R3 = 49.9k$, $R2 = 10k$	●		50 ± 0.3	50 ± 0.8 50 ± 0.9	% %
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 500kHz$, Mode 1, $f_0 = 10kHz$, $Q = 5$, $V_{IN} = 1V_{RMS}$, $R1 = R3 = 49.9k$, $R2 = 10k$	●		50 ± 0.3	50 ± 0.8 50 ± 0.9	% %
Clock-to-Center Frequency Ratio, Side-to-Side Matching (Note 5)	$V_S = 3.14V$, $f_{CLK} = 250kHz$, $Q = 5$ (Note 2)	●		± 0.25	± 0.9	%
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 500kHz$, $Q = 5$	●		± 0.25	± 0.9	%
Q Accuracy (Note 5)	$V_S = 3.14V$, $f_{CLK} = 250kHz$, $Q = 5$ (Note 2)	●		± 1	± 3	%
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 500kHz$, $Q = 5$	●		± 1	± 3	%

ELECTRICAL CHARACTERISTICS**LTC1068-50 (Complete Filter) $V_S = \pm 5V$, $T_A = 25^\circ V$, unless otherwise noted.**

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
f_0 Temperature Coefficient			± 1		ppm/ $^\circ C$
Q Temperature Coefficient			± 5		ppm/ $^\circ C$
DC Offset Voltage (Note 5) (See Table 1)	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 500kHz$, V_{OS1} (DC Offset of Input Inverter)	●	0	± 15	mV
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 500kHz$, V_{OS2} (DC Offset of First Integrator)	●	-2	± 25	mV
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 500kHz$, V_{OS3} (DC Offset of Second Integrator)	●	-5	± 40	mV
Clock Feedthrough	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 500kHz$		0.16		mV _{RMS}
Max Clock Frequency (Note 6)	$V_S = \pm 5V$, $Q \leq 1.6$, Mode 1		3.4		MHz
Power Supply Current	$V_S = 3.14V$, $f_{CLK} = 250kHz$ (Note 2)	●	3.0	5	mA
	$V_S = 4.75V$, $f_{CLK} = 250kHz$ (Note 3)	●	4.3	8	mA
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 500kHz$	●	6.0	11	mA

LTC1068-25 (Internal Op Amps) $V_S = \pm 5V$, $T_A = 25^\circ V$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Operating Supply Voltage Range		3.14		± 5.5	V
Voltage Swings	$V_S = 3.14V$, $R_L = 5k$ (Note 2)	●	1.2	1.6	V_{P-P}
	$V_S = 4.75V$, $R_L = 5k$ (Note 3)	●	2.6	3.4	V_{P-P}
	$V_S = \pm 5V$, $R_L = 5k$	●	± 3.4	± 4.1	V
Output Short-Circuit Current (Source/Sink)	$V_S = \pm 4.75V$		17/6		mA
	$V_S = \pm 5V$		20/15		mA
DC Open-Loop Gain	$R_L = 5k$		85		dB
GBW Product	$V_S = \pm 5V$		6		MHz
Slew Rate	$V_S = \pm 5V$		10		V/ μs
Analog Ground Voltage (Note 4)	$V_S = 5V$, Voltage at AGND		$2.5V \pm 2\%$		V

LTC1068-25 (Complete Filter) $V_S = \pm 5V$, $T_A = 25^\circ V$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Clock-to-Center Frequency Ratio (Note 5)	$V_S = 4.75V$, $f_{CLK} = 500kHz$, Mode 1 (Note 3), $f_0 = 20kHz$, $Q = 5$, $V_{IN} = 0.5V_{RMS}$, $R1 = R3 = 49.9k$, $R2 = 10k$	●	25 ± 0.3	25 ± 0.8 25 ± 0.9	% %
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$, Mode 1, $f_0 = 40kHz$, $Q = 5$, $V_{IN} = 1V_{RMS}$, $R1 = R3 = 49.9k$, $R2 = 10k$	●		25 ± 0.3	25 ± 0.8 25 ± 0.9
Clock-to-Center Frequency Ratio, Side-to-Side Matching (Note 5)	$V_S = 4.75V$, $f_{CLK} = 500kHz$, $Q = 5$ (Note 3)	●	± 0.25	± 0.9	%
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$, $Q = 5$	●	± 0.25	± 0.9	%
Q Accuracy (Note 5)	$V_S = 4.75V$, $f_{CLK} = 500kHz$, $Q = 5$ (Note 3)	●	± 1	± 3	%
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$, $Q = 5$	●	± 1	± 3	%
f_0 Temperature Coefficient			± 1		ppm/ $^\circ C$
Q Temperature Coefficient			± 5		ppm/ $^\circ C$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS LTC1068-25 (Complete Filter) $V_S = \pm 5V$, $T_A = 25^\circ V$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
DC Offset Voltage (Note 5) (See Table 1)	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$, V_{OS1} (DC Offset of Input Inverter)	●	0	±15	mV
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$, V_{OS2} (DC Offset of First Integrator)	●	-2	±25	mV
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$, V_{OS3} (DC Offset of Second Integrator)	●	-5	±40	mV
Clock Feedthrough	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$		0.25		mV _{RMS}
Max Clock Frequency (Note 6)	$V_S = \pm 5V$, $Q \leq 1.6$, Mode 1		5.6		MHz
Power Supply Current	$V_S = 3.14V$, $f_{CLK} = 1MHz$ (Note 2)	●	3.5	8	mA
	$V_S = 4.75V$, $f_{CLK} = 1MHz$ (Note 3)	●	6.5	11	mA
	$V_S = \pm 5V$, $f_{CLK} = 1MHz$	●	9.5	15	mA

The ● denotes specifications which apply over the full operating temperature range.

Note 1: Absolute Maximum Ratings are those values beyond which the life of a device may be impaired.

Note 2: Production testing for single 3.14V supply is achieved by using the equivalent dual supplies of ±1.57V.

Note 3: Production testing for single 4.75V supply is achieved by using the equivalent dual supplies of ±2.375V.

Note 4: Pin 7 (AGND) is the internal analog ground of the device. For single supply applications this pin should be bypassed with a 1µF capacitor. The biasing voltage of AGND is set with an internal resistive divider from Pin 8 to Pin 23 (see Block Diagram).

Note 5: Side D is guaranteed by design.

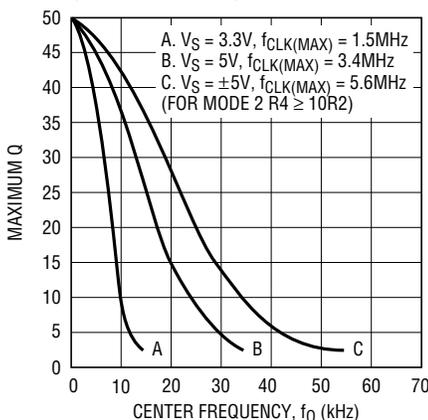
Note 6: See Typical Performance Characteristics.

Table 1. Output DC Offsets One 2nd Order Section

MODE	V_{OSN}	V_{OSBP}	V_{OSLP}
1	$V_{OS1}[(1/Q) + 1 + IHOLPII] - V_{OS3}/Q$	V_{OS3}	$V_{OSN} - V_{OS2}$
1b	$V_{OS1}[(1/Q) + 1 + R2/R1] - V_{OS3}/Q$	V_{OS3}	$-(V_{OSN} - V_{OS2})(1 + R5/R6)$
2	$[V_{OS1}(1 + R2/R1 + R2/R3 + R2/R4) - V_{OS3}(R2/R3)X$ $[R4/(R2 + R4)] + V_{OS2}[R2/(R2 + R4)]$	V_{OS3}	$V_{OSN} - V_{OS2}$
3	V_{OS2}	V_{OS3}	$V_{OS1}[1 + R4/R1 + R4/R2 + R4/R3] - V_{OS2}(R4/R2) - V_{OS3}(R4/R3)$

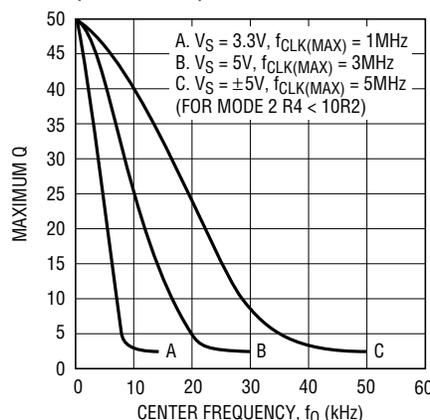
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

LTC1068
Maximum Q vs Center Frequency
(Modes 1, 1b, 2)



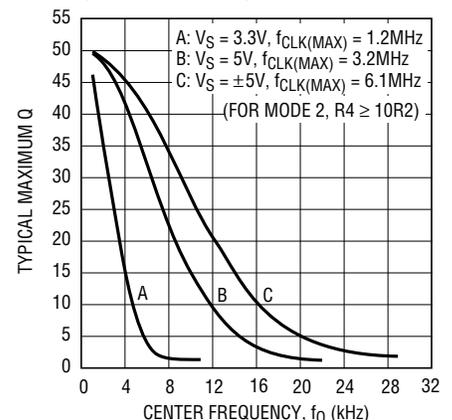
1068 G01

LTC1068
Maximum Q vs Center Frequency
(Modes 2, 3)



1068 G02

LTC1068-200
Maximum Q vs Center Frequency
(Modes 1, 1b, 2)



1068 G03

PIN FUNCTIONS

Power Supply Pins

The V^+ and V^- pins should each be bypassed with a $0.1\mu\text{F}$ capacitor to an adequate analog ground. The filter's power supplies should be isolated from other digital or high voltage analog supplies. A low noise linear supply is recommended. Using a switching power supply will lower the signal-to-noise ratio of the filter. Figures 1 and 2 show typical connections for dual and single supply operation.

Analog Ground Pin

The filter's performance depends on the quality of the analog signal ground. For either dual or single supply operation, an analog ground plane surrounding the package is recommended. The analog ground plane should be connected to any digital ground at a single point. For single supply operation, AGND should be bypassed to the analog ground plane with at least a $0.47\mu\text{F}$ capacitor (Figure 2).

Two internal resistors bias the analog ground pin. For the LTC1068, LTC1068-200 and LTC1068-25, the voltage at the analog ground pin (AGND) for single supply is $0.5 \times V^+$ and for the LTC1068-50 it is $0.435 \times V^+$.

Clock Input Pin

Any TTL or CMOS clock source with a square-wave output and 50% duty cycle ($\pm 10\%$) is an adequate clock source for the device. The power supply for the clock source should not be the filter's power supply. The analog ground for the filter should be connected to clock's ground at a single point only. Table 2 shows the clock's low and high level threshold values for dual or single supply operation.

Table 2. Clock Source High and Low Threshold Levels

POWER SUPPLY	HIGH LEVEL	LOW LEVEL
Dual Supply = $\pm 5\text{V}$	$\geq 1.53\text{V}$	$\leq 0.53\text{V}$
Single Supply = 5V	$\geq 1.53\text{V}$	$\leq 0.53\text{V}$
Single Supply = 3.3V	$\geq 1.20\text{V}$	$\leq 0.53\text{V}$

A pulsed generator can be used as a clock source provided the high level ON time is at least 25% of the pulse period. Sine waves are not recommended for clock input frequencies less than 100kHz, since excessively slow clock rise or fall times generate internal clock jitter (maximum clock rise or fall time $\leq 1\mu\text{s}$). The clock signal should be routed from the right side of the IC package and perpendicular to it to avoid coupling to any input or output analog signal

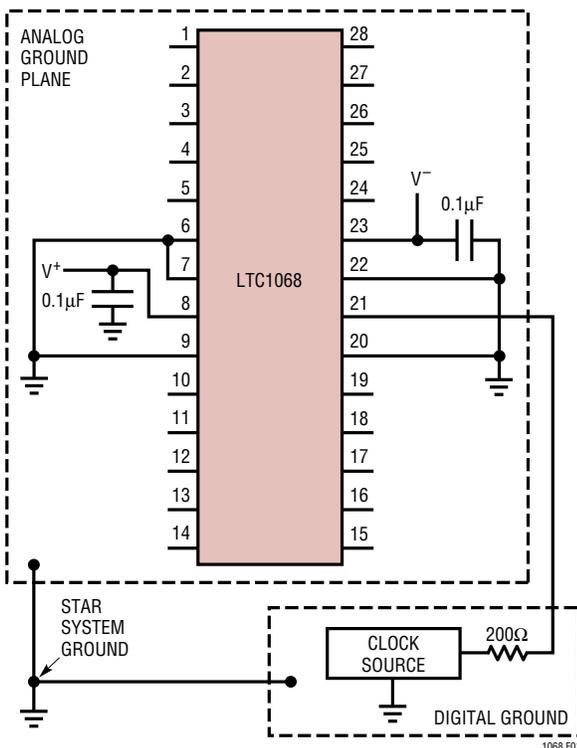


Figure 1. Dual Supply Ground Plane Connections

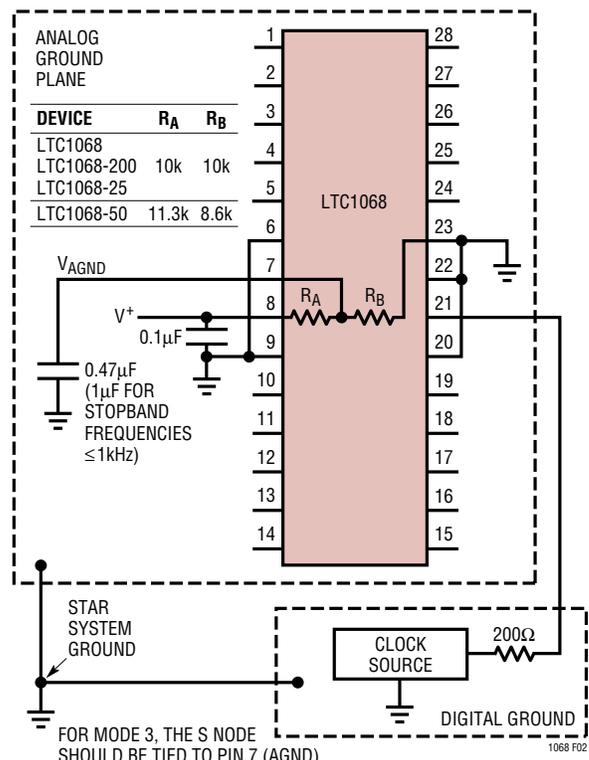


Figure 2. Single Supply Ground Plane Connections

PIN FUNCTIONS

path. A 200Ω resistor between clock source and Pin 11 will slow down the rise and fall times of the clock to further reduce charge coupling (Figures 1 and 2).

Output Pins

Each 2nd order section of an LTC1068 device has three outputs that typically source 17mA and sink 6mA. Driving coaxial cables or resistive loads less than 20k will degrade the total harmonic distortion performance of any filter design. When evaluating the distortion or noise performance of a particular filter design implemented with a LTC1068 device, the final output of the filter should be buffered with a wideband, noninverting high slew rate amplifier (Figure 3).

Inverting Input Pins

These pins are the inverting inputs of internal op amps and are susceptible to stray capacitive coupling from low impedance signal outputs and power supply lines.

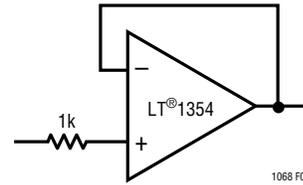


Figure 3. Wideband Buffer

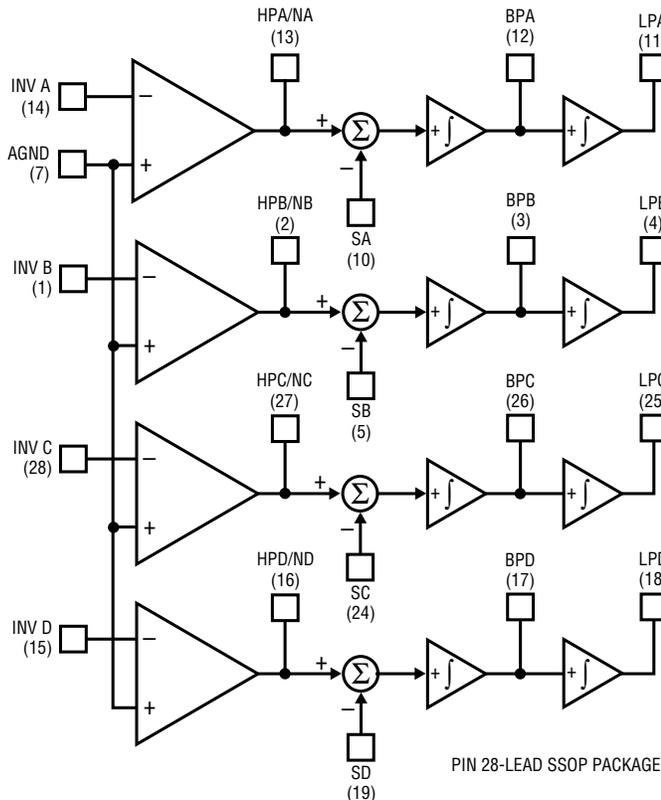
In a printed circuit layout any signal trace, clock source trace or power supply trace should be at least 0.1 inches away from any inverting input pins

Summing Input Pins

These are voltage input pins. If used, they should be driven with a source impedance below 5k. When they are not used, they should be tied to the analog ground pin.

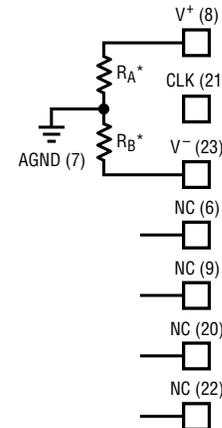
The summing pin connections determine the circuit topology (mode) of each 2nd order section. Please refer to Modes of Operation.

BLOCK DIAGRAM



DEVICE	R _A	R _B
LTC1068		
LTC1068-200	10k	10k
LTC1068-25		
LTC1068-50	11.3k	8.6k

*THE RATIO R_A/R_B VARIES ±2%



1068 BD

MODES OF OPERATION

Linear Technology's universal switched-capacitor filters are designed for a fixed internal, nominal f_{CLK}/f_0 ratio. The f_{CLK}/f_0 ratio is 100 for the LTC1068, 200 for the LTC1068-200, 50 for the LTC1068-50 and 25 for the LTC1068-25. Filter designs often require the f_{CLK}/f_0 ratio of each section to be different from the nominal ratio and in most cases different from each other. Ratios other than the nominal value are possible with external resistors. Operating modes use external resistors, connected in different arrangements to realize different f_{CLK}/f_0 ratios. By choosing the proper mode, the f_{CLK}/f_0 ratio can be increased or decreased from the part's nominal ratio.

The choice of operating mode also effects the transfer function at the HP/N pins. The LP and BP pins always give the lowpass and bandpass transfer functions respectively, regardless of the mode utilized. The HP/N pins have a different transfer function depending on the mode used. Mode 1 yields a notch transfer function. Mode 3 yields a highpass transfer function. Mode 2 yields a highpass notch transfer function (i.e., a highpass with a stopband notch). More complex transfer functions, such as lowpass notch, allpass or complex zeros, are achieved by summing two or more of the LP, BP or HP/N outputs. This is illustrated in sections Mode 2n and Mode 3a.

Choosing the proper mode(s) for a particular application is not trivial and involves much more than just adjusting the f_{CLK}/f_0 ratio. Listed here are four of the nearly twenty modes available. To make the design process simpler and quicker, Linear Technology has developed the FilterCAD for Widows design software. FilterCAD is an easy-to-use, powerful and interactive filter design program. The designer can enter a few filter specifications and the program produces a full schematic. FilterCAD allows the designer to concentrate on the filter's transfer function and not get bogged down in the details of the design. Alternatively, those who have experience with the Linear Technology family of parts can control all of the details themselves. For a complete listing of all the operating modes, consult the appendices of the FilterCAD manual or the Help files in FilterCAD. FilterCAD can be obtained free of charge on the Linear Technology web site (www.linear-tech.com) or you can order the FilterCAD CD-ROM by contacting Linear Technology Marketing.

Mode 1

In Mode 1, the ratio of the external clock frequency to the center frequency of each 2nd order section is internally fixed at the part's nominal ratio. Figure 4 illustrates Mode 1 providing 2nd order notch, lowpass and bandpass outputs. Mode 1 can be used to make high order Butterworth lowpass filters; it can also be used to make low Q notches and for cascading 2nd order bandpass functions tuned at the same center frequency. Mode 1 is faster than Mode 3.

Please refer to the Operating Limits paragraph under Applications Information for a guide to the use of capacitor C_C .

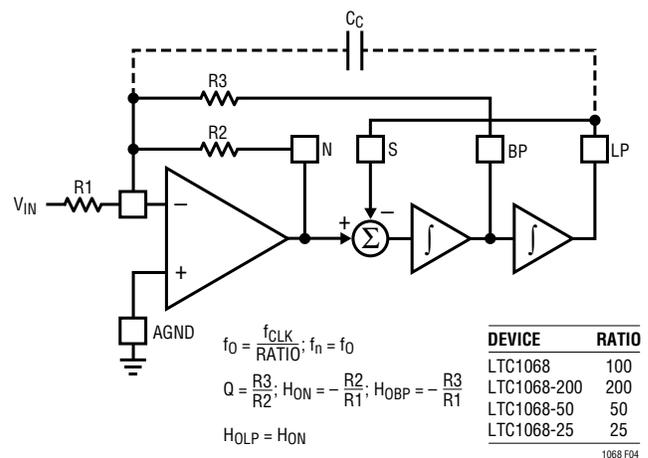


Figure 4. Mode 1, 2nd Order Filter Providing Notch, Bandpass and Lowpass Outputs

Mode 1b

Mode 1b is derived from Mode 1. In Mode 1b (Figure 5) two additional resistors R_5 and R_6 are added to lower the amount of voltage fed back from the lowpass output into the input of the SA (or SB) switched-capacitor summer. This allows the filter's clock-to-center frequency ratio to be adjusted beyond the part's nominal ratio. Mode 1b maintains the speed advantages of Mode 1 and should be considered an optimum mode for high Q designs with f_{CLK} to f_{CUTOFF} (or f_{CENTER}) ratios greater than the part's nominal ratio.

The parallel combination of R_5 and R_6 should be kept below 5k.

Please refer to the Operating Limits paragraph under Applications Information for a guide to the use of capacitor C_C .

MODES OF OPERATION

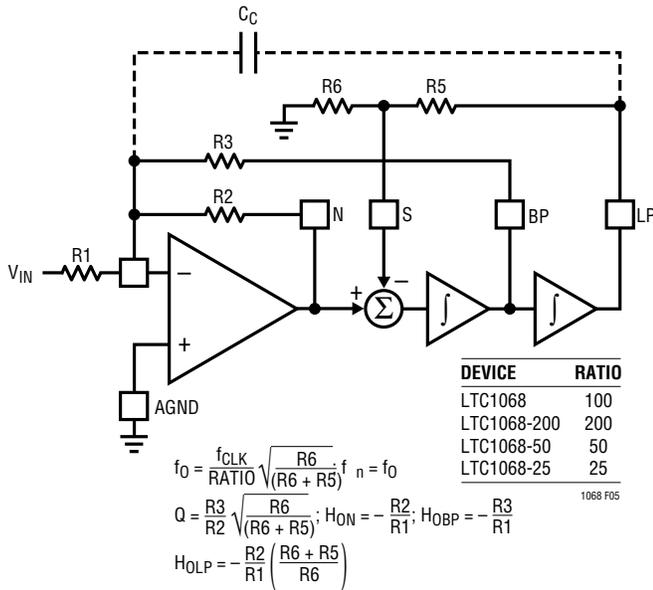


Figure 5. Mode 1b, 2nd Order Filter Providing Notch, Bandpass and Lowpass Outputs

Mode 3

In Mode 3, the ratio of the external clock frequency to the center frequency of each 2nd order section can be adjusted above or below the parts nominal ratio. Figure 6 illustrates Mode 3, the classical state variable configuration, providing highpass, bandpass and lowpass 2nd order filter functions. Mode 3 is slower than Mode 1. Mode 3 can be used to make high order all-pole bandpass, lowpass and highpass filters.

Please refer to the Operating Limits paragraph under Applications Information for a guide to the use of capacitor C_C .

Mode 2

Mode 2 is a combination of Mode 1 and Mode 3, shown in Figure 7. With Mode 2, the clock-to-center frequency ratio, f_{CLK}/f_0 , is always less than the part's nominal ratio. The advantage of Mode 2 is that it provides less sensitivity to resistor tolerances than does Mode 3. Mode 2 has a highpass notch output where the notch frequency depends solely on the clock frequency and is therefore less than the center frequency, f_0 .

Please refer to the Operating Limits paragraph under Applications Information for a guide to the use of capacitor C_C .

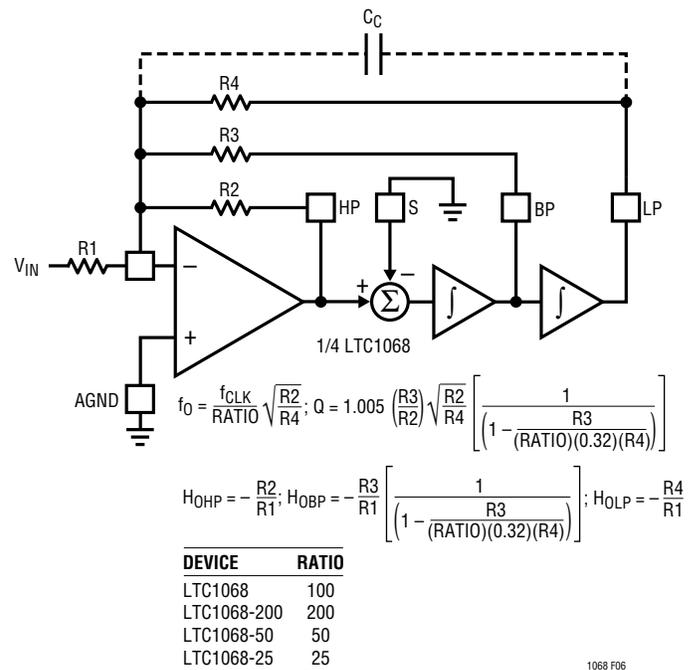


Figure 6. Mode 3, 2nd Order Section Providing Highpass, Bandpass and Lowpass Outputs

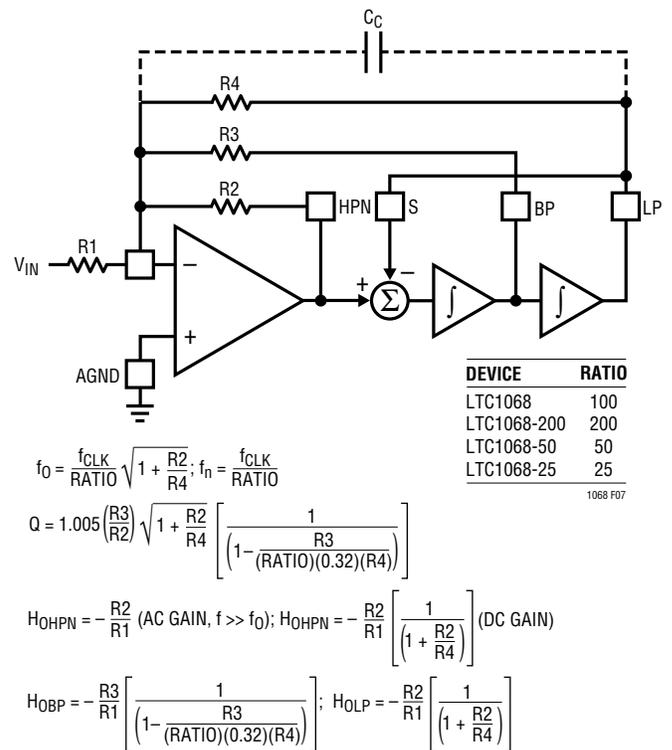


Figure 7. Mode 2, 2nd Order Filter Providing Highpass Notch, Bandpass and Lowpass Outputs

MC14016B

Quad Analog Switch/ Quad Multiplexer

The MC14016B quad bilateral switch is constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. Each MC14016B consists of four independent switches capable of controlling either digital or analog signals. The quad bilateral switch is used in signal gating, chopper, modulator, demodulator and CMOS logic implementation.

- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Linearized Transfer Characteristics
- Low Noise — $12 \text{ nV}/\sqrt{\text{Cycle}}$, $f \geq 1.0 \text{ kHz}$ typical
- Pin-for-Pin Replacements for CD4016B, CD4066B (Note improved transfer characteristic design causes more parasitic coupling capacitance than CD4016)
- For Lower R_{ON} , Use The HC4016 High-Speed CMOS Device or The MC14066B
- This Device Has Inputs and Outputs Which Do Not Have ESD Protection. Antistatic Precautions Must Be Taken.

MAXIMUM RATINGS (Voltages Referenced to V_{SS}) (Note 2.)

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}	DC Supply Voltage Range	-0.5 to +18.0	V
V_{in}, V_{out}	Input or Output Voltage Range (DC or Transient)	-0.5 to $V_{DD} + 0.5$	V
I_{in}	Input Current (DC or Transient) per Control Pin	± 10	mA
I_{SW}	Switch Through Current	± 25	mA
P_D	Power Dissipation, per Package (Note 3.)	500	mW
T_A	Ambient Temperature Range	-55 to +125	$^{\circ}\text{C}$
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to +150	$^{\circ}\text{C}$
T_L	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	$^{\circ}\text{C}$

- Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.
- Temperature Derating:
Plastic "P and D/DW" Packages: -7.0 mW/ $^{\circ}\text{C}$ From 65 $^{\circ}\text{C}$ To 125 $^{\circ}\text{C}$

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range $V_{SS} \leq (V_{in} \text{ or } V_{out}) \leq V_{DD}$.

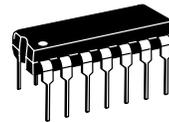
Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused outputs must be left open.



ON Semiconductor

<http://onsemi.com>

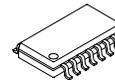
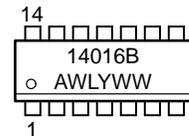
MARKING DIAGRAMS



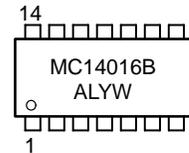
PDIP-14
P SUFFIX
CASE 646



SOIC-14
D SUFFIX
CASE 751A



SOEIAJ-14
F SUFFIX
CASE 965



A = Assembly Location
WL, L = Wafer Lot
YY, Y = Year
WW, W = Work Week

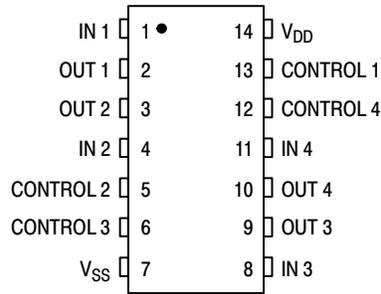
ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MC14016BCP	PDIP-14	2000/Box
MC14016BD	SOIC-14	55/Rail
MC14016BDR2	SOIC-14	2500/Tape & Reel
MC14016BF	SOEIAJ-14	See Note 1.
MC14016BFEL	SOEIAJ-14	See Note 1.

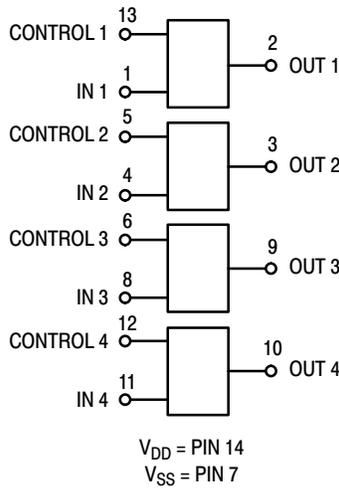
- For ordering information on the EIAJ version of the SOIC packages, please contact your local ON Semiconductor representative.

MC14016B

PIN ASSIGNMENT



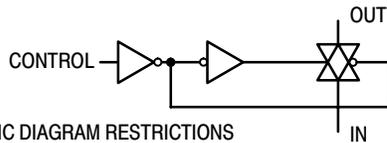
BLOCK DIAGRAM



Control	Switch
0 = V_{SS}	Off
1 = V_{DD}	On

LOGIC DIAGRAM

(1/4 OF DEVICE SHOWN)



LOGIC DIAGRAM RESTRICTIONS

$$V_{SS} \leq V_{in} \leq V_{DD}$$

$$V_{SS} \leq V_{out} \leq V_{DD}$$

MC14016B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Figure	Symbol	V_{DD} Vdc	- 55°C		25°C			125°C		Unit
				Min	Max	Min	Typ (4.)	Max	Min	Max	
Input Voltage Control Input	1	V_{IL}	5.0	—	—	—	1.5	0.9	—	—	Vdc
			10	—	—	—	1.5	0.9	—	—	
15	—		—	—	1.5	0.9	—	—	—	—	
		V_{IH}	5.0	—	—	3.0	2.0	—	—	—	Vdc
			10	—	—	8.0	6.0	—	—	—	
			15	—	—	13	11	—	—	—	
Input Current Control	—	I_{in}	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	± 1.0	µAdc
Input Capacitance Control Switch Input Switch Output Feed Through	—	C_{in}	—	—	—	—	5.0	—	—	—	pF
			—	—	—	—	5.0	—	—	—	
			—	—	—	—	5.0	—	—	—	
			—	—	—	—	0.2	—	—	—	
Quiescent Current (Per Package) (5.)	2,3	I_{DD}	5.0	—	0.25	—	0.0005	0.25	—	7.5	µAdc
			10	—	0.5	—	0.0010	0.5	—	15	
			15	—	1.0	—	0.0015	1.0	—	30	
"ON" Resistance ($V_C = V_{DD}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$) ($V_{in} = + 5.0\text{ Vdc}$) ($V_{in} = - 5.0\text{ Vdc}$) $V_{SS} = - 5.0\text{ Vdc}$ ($V_{in} = \pm 0.25\text{ Vdc}$) ($V_{in} = + 7.5\text{ Vdc}$) ($V_{in} = - 7.5\text{ Vdc}$) $V_{SS} = - 7.5\text{ Vdc}$ ($V_{in} = \pm 0.25\text{ Vdc}$) ($V_{in} = + 10\text{ Vdc}$) ($V_{in} = + 0.25\text{ Vdc}$) $V_{SS} = 0\text{ Vdc}$ ($V_{in} = + 5.6\text{ Vdc}$) ($V_{in} = + 15\text{ Vdc}$) ($V_{in} = + 0.25\text{ Vdc}$) $V_{SS} = 0\text{ Vdc}$ ($V_{in} = + 9.3\text{ Vdc}$)	4,5,6	R_{ON}	—	—	—	—	—	—	—	—	Ohms
			5.0	—	600	—	300	660	—	840	
			—	—	600	—	300	660	—	840	
			—	—	600	—	280	660	—	840	
			—	—	360	—	240	400	—	520	
			—	—	360	—	240	400	—	520	
			—	—	360	—	180	400	—	520	
			—	—	600	—	260	660	—	840	
			—	—	600	—	310	660	—	840	
			—	—	600	—	310	660	—	840	
			—	—	360	—	260	400	—	520	
			—	—	360	—	260	400	—	520	
—	—	360	—	300	400	—	520				
Δ "ON" Resistance Between any 2 circuits in a common package ($V_C = V_{DD}$) ($V_{in} = \pm 5.0\text{ Vdc}$, $V_{SS} = - 5.0\text{ Vdc}$) ($V_{in} = \pm 7.5\text{ Vdc}$, $V_{SS} = - 7.5\text{ Vdc}$)	—	ΔR_{ON}	—	—	—	—	—	—	—	—	Ohms
			5.0	—	—	—	15	—	—	—	
			7.5	—	—	—	10	—	—	—	
Input/Output Leakage Current ($V_C = V_{SS}$) ($V_{in} = + 7.5$, $V_{out} = - 7.5\text{ Vdc}$) ($V_{in} = - 7.5$, $V_{out} = + 7.5\text{ Vdc}$)	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	µAdc
			7.5	—	±0.1	—	±0.0015	±0.1	—	± 1.0	
			7.5	—	±0.1	—	±0.0015	±0.1	—	± 1.0	

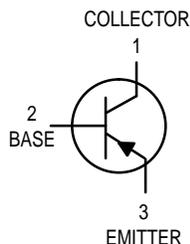
NOTE: All unused inputs must be returned to V_{DD} or V_{SS} as appropriate for the circuit application.

4. Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

5. For voltage drops across the switch (ΔV_{switch}) > 600 mV (> 300 mV at high temperature), excessive V_{DD} current may be drawn; i.e., the current out of the switch may contain both V_{DD} and switch input components. The reliability of the device will be unaffected unless the Maximum Ratings are exceeded. (See first page of this data sheet.) Reference Figure 14.

Amplifier Transistor

PNP Silicon



P2N2907A



CASE 29-04, STYLE 17
TO-92 (TO-226AA)

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector–Emitter Voltage	V_{CEO}	–60	Vdc
Collector–Base Voltage	V_{CBO}	–60	Vdc
Emitter–Base Voltage	V_{EBO}	–5.0	Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	–600	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	625 5.0	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	1.5 12	Watts mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	–55 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	200	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	83.3	$^\circ\text{C}/\text{W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector–Emitter Breakdown Voltage ⁽¹⁾ ($I_C = -10$ mAdc, $I_E = 0$)	$V_{(BR)CEO}$	–60	—	Vdc
Collector–Base Breakdown Voltage ($I_C = -10$ μ Adc, $I_E = 0$)	$V_{(BR)CBO}$	–60	—	Vdc
Emitter–Base Breakdown Voltage ($I_E = -10$ μ Adc, $I_C = 0$)	$V_{(BR)EBO}$	–5.0	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = -30$ Vdc, $V_{EB(off)} = -0.5$ Vdc)	I_{CEX}	—	–50	nAdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = -50$ Vdc, $I_E = 0$) ($V_{CB} = -50$ Vdc, $I_E = 0$, $T_A = 150^\circ\text{C}$)	I_{CBO}	— —	–0.01 –10	μ Adc
Emitter Cutoff Current ($V_{EB} = -3.0$ Vdc)	I_{EBO}	—	–10	nAdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = -10$ V)	I_{CEO}	—	–10	nAdc
Base Cutoff Current ($V_{CE} = -30$ Vdc, $V_{EB(off)} = -0.5$ Vdc)	I_{BEX}	—	–50	nAdc

1. Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μ s, Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

P2N2907A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted) (Continued)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
ON CHARACTERISTICS				
DC Current Gain (I _C = -0.1 mA _{dc} , V _{CE} = -10 V _{dc}) (I _C = -1.0 mA _{dc} , V _{CE} = -10 V _{dc}) (I _C = -10 mA _{dc} , V _{CE} = -10 V _{dc}) (I _C = -150 mA _{dc} , V _{CE} = -10 V _{dc}) ⁽¹⁾ (I _C = -500 mA _{dc} , V _{CE} = -10 V _{dc}) ⁽¹⁾	h _{FE}	75 100 100 100 50	— — — 300 —	—
Collector–Emitter Saturation Voltage ⁽¹⁾ (I _C = -150 mA _{dc} , I _B = -15 mA _{dc}) (I _C = -500 mA _{dc} , I _B = -50 mA _{dc})	V _{CE(sat)}	— —	-0.4 -1.6	V _{dc}
Base–Emitter Saturation Voltage ⁽¹⁾ (I _C = -150 mA _{dc} , I _B = -15 mA _{dc}) (I _C = -500 mA _{dc} , I _B = -50 mA _{dc})	V _{BE(sat)}	— —	-1.3 -2.6	V _{dc}

SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

Current–Gain — Bandwidth Product ^{(1), (2)} (I _C = -50 mA _{dc} , V _{CE} = -20 V _{dc} , f = 100 MHz)	f _T	200	—	MHz
Output Capacitance (V _{CB} = -10 V _{dc} , I _E = 0, f = 1.0 MHz)	C _{obo}	—	8.0	pF
Input Capacitance (V _{EB} = -2.0 V _{dc} , I _C = 0, f = 1.0 MHz)	C _{ibo}	—	30	pF

SWITCHING CHARACTERISTICS

Turn–On Time	(V _{CC} = -30 V _{dc} , I _C = -150 mA _{dc} , I _{B1} = -15 mA _{dc}) (Figures 1 and 5)	t _{on}	—	50	ns
Delay Time		t _d	—	10	ns
Rise Time		t _r	—	40	ns
Turn–Off Time	(V _{CC} = -6.0 V _{dc} , I _C = -150 mA _{dc} , I _{B1} = I _{B2} = -15 mA _{dc}) (Figure 2)	t _{off}	—	110	ns
Storage Time		t _s	—	80	ns
Fall Time		t _f	—	30	ns

1. Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.
2. f_T is defined as the frequency at which |h_{fe}| extrapolates to unity.

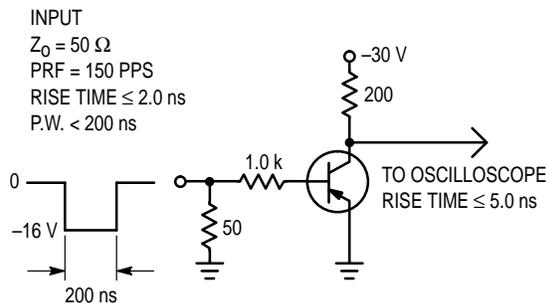


Figure 1. Delay and Rise Time Test Circuit

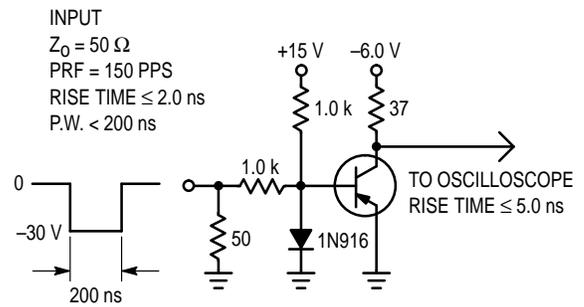


Figure 2. Storage and Fall Time Test Circuit

1. INTRODUCTION

Ce document a pour but de présenter les caractéristiques essentiels du bus/réseau de terrain CAN (*Control Area Network*). Bien plus qu'un bus au sens électrique, le bus CAN est un réseau à part entière respectant le modèle d'interconnexion des systèmes ouverts OSI de l'ISO. C'est un réseau de terrain aussi car il doit fonctionner dans un environnement limité et sévère comme une usine, un atelier, une voiture...

Le bus/réseau CAN, standard de fait, est promu à un essor rapide.

2. LE PROTOCOLE CAN

Le protocole CAN (*Control Area Network*) est un protocole de communication série qui supporte des systèmes temps réel avec un haut niveau de fiabilité. Ses domaines d'application s'étendent des réseaux moyens débits aux réseaux de multiplexages faibles coûts. Il est avant tout à classer dans la catégorie des **réseaux de terrain** utilisé dans l'industrie pour remplacer la boucle analogique 20mA.

La structure du protocole du bus CAN possède implicitement les principales propriétés suivantes :

- hiérarchisation des messages.
- garantie des temps de latence.
- souplesse de configuration.
- réception de multiples sources avec synchronisation temporelle.
- fonctionnement multimaître.
- détections et signalisations d'erreurs.
- retransmission automatique des messages altérés dès que le bus est de nouveau au repos.
- distinction d'erreurs : d'ordre temporaire ou de non-fonctionnalité permanente au niveau d'un nœud.
- déconnexion automatique des nœuds défectueux.

En étudiant la norme BOSCH on se rend compte que le protocole CAN ne couvre seulement que deux des sept couches du modèle d'interconnexion des systèmes ouverts OSI de l'ISO.

3. PROTOCOLE CAN ET COUCHES OSI

On retrouve ainsi dans le protocole CAN, la couche liaison de données (couche 2) et la couche physique (couche 1) (figure 1). La couche de liaison de données est subdivisée en deux sous-couches (LLC *Logic Link Control*), et MAC (*Medium Access Control*), tandis que la couche physique est divisée en trois sous-couches (PLS *Physical Signalling*), PMA (*Physical Medium Access*), MDI (*Medium Dependent Interface*).

La sous-couche MAC représente le noyau du protocole CAN. Elle a pour fonction de présenter les messages reçus en provenance de la sous-couche LLC et d'accepter les messages devant être transmis vers la sous-couche LLC. Elle est responsable de :

- la mise en trame du message.
- l'arbitrage.
- l'acquittement.

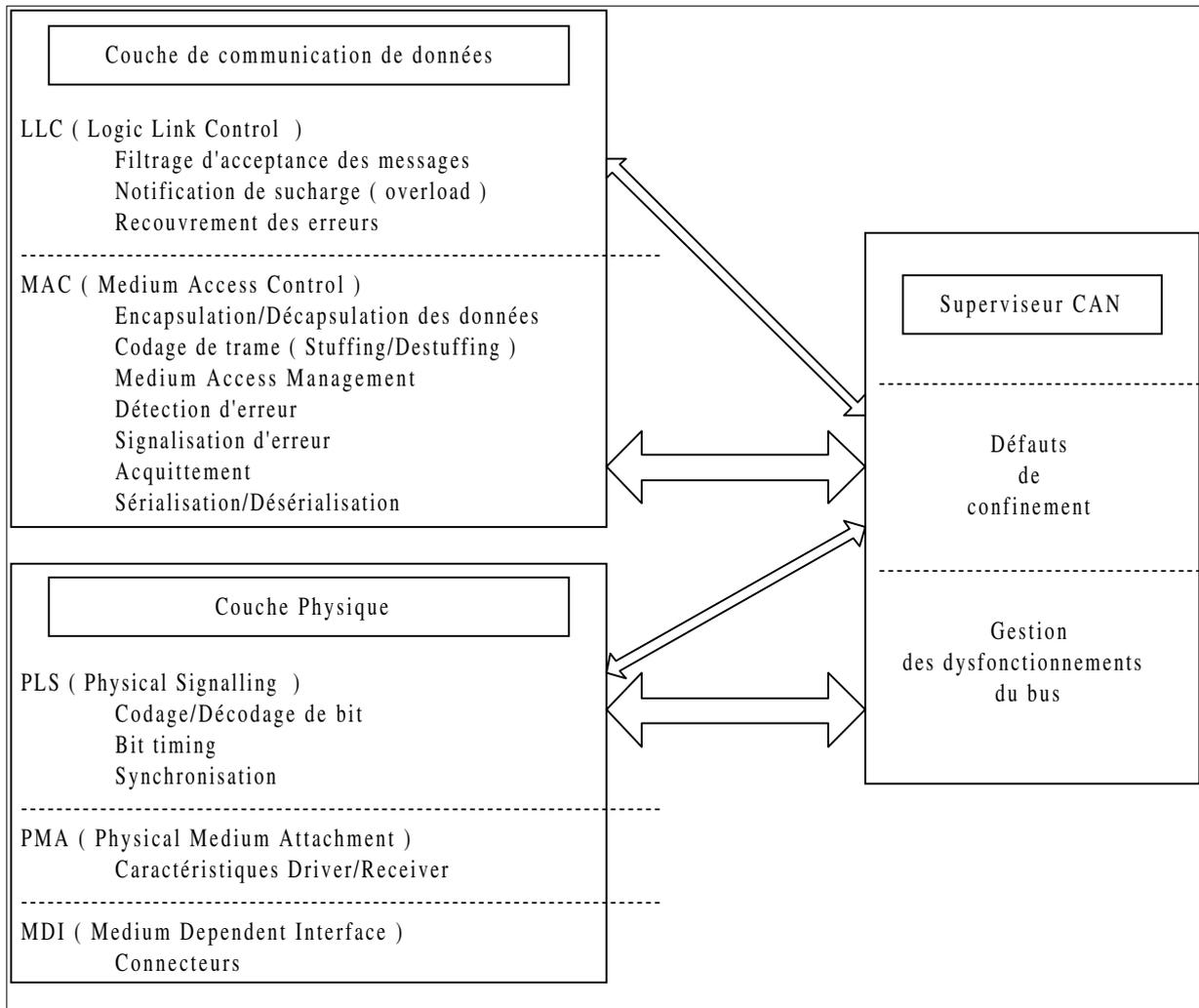


Figure 1 : Le protocole CAN et le modèle OSI

- la détection des erreurs.
- la signalisation des erreurs.

Elle est supervisée par une entité de supervision qui est un mécanisme apte à faire la distinction entre les dérangements de courtes durées et des pannes permanentes.

La sous-couche LLC s'occupe quant à elle :

- du filtrage des messages.
- de la notification de surcharge (*Overload*).
- de la procédure de recouvrement des erreurs.

La couche physique définit comment le signal est transmis et a pour conséquent pour rôle d'assurer le transfert physique des bits entre les différents nœuds en accord avec toutes les propriétés (électriques, électroniques...) du système. Il est évident qu'à l'intérieur d'un même et unique réseau la couche physique doit être la même pour chaque nœud. Cette couche s'occupe donc :

- de gérer la représentation du bit (codage, timing...).
- de gérer la synchronisation bit.
- de définir les niveaux électriques des signaux.
- de définir le support de transmission.

4. QUELQUES REGLES DE FONCTIONNEMENT ET DEFINITIONS

Comme dans la plupart des protocoles, il est nécessaire d'utiliser un vocabulaire adapté à la situation. Nous allons donc définir un certain nombre de termes et de règles de fonctionnement concernant le protocole CAN.

- *Nœud* : sous-ensemble relié à un réseau de communication et capable de communiquer sur le réseau selon un protocole de communication (ici le protocole CAN).
- *Valeurs du bus* : le bus peut avoir l'une des deux valeurs logiques complémentaires définies, non pas en 0 et 1 comme d'habitude, mais sous les formes dites de *dominante* et *récessive*. Dans le cas d'une transmission simultanée de bits *récessifs* et *dominants*, la valeur résultante du bus sera dominante (équivalence avec un ET câblé).
- *Message* : chaque information est véhiculée sur le bus à l'aide d'un message (trame de bits) de format défini mais de longueur variable (et limitée). Dès que le bus est libre (bus *idle*), n'importe quel nœud relié au réseau peut émettre un nouveau message.
- *Routage des informations* : des nœuds peuvent être ajoutés au réseau sans qu'il n'y ait rien à modifier tant au niveau logiciel que matériel. Chaque message possède un identificateur (*identifier*) qui n'indique pas la destination du message mais la signification des données du message. Ainsi tous les nœuds reçoivent le message, et chacun est capable de savoir grâce au système de filtrage de message si ce dernier lui est destiné ou non. Chaque nœud peut également détecter des erreurs sur un message qui ne lui est pas destiné et en informer les autres nœuds.
- *Trame de données, trame de requête* : une trame de données (*data frame*) est une trame qui transporte, comme son nom l'indique, des données. Une trame de

- requête est émise par un nœud désirant recevoir une trame de données (l'identificateur est le même pour les deux trames dans ce cas).
- *Débit bit* : le débit bit peut varier entre différents systèmes, mais il doit être fixe et uniforme au sein d'un même système.
 - *Priorités* : les identificateurs de chaque message permettent de définir quel message est prioritaire sur tel autre.
 - *Demande d'une trame de données* : un nœud peut demander à un autre nœud d'envoyer une trame de données, et pour cela il envoie lui-même une trame de requête. La trame de données correspondant à la trame de requête initiale possède le même identificateur.
 - *Fonctionnement multimaître* : lorsque le bus est libre, chaque nœud peut décider d'envoyer un message. Seul le message de plus haute priorité prend possession du bus.
 - *Arbitrage* : le problème de l'arbitrage résulte du fonctionnement multimaître. Si deux nœuds ou plus tentent d'émettre un message sur un bus libre il faut régler les conflits d'accès. On effectue alors un arbitrage bit à bit (non destructif) tout au long du contenu de l'identificateur. Ce mécanisme garantit qu'il n'y aura ni perte de temps, ni perte d'informations. Dans le cas de deux identificateurs identiques, la trame de données gagne le bus. Lorsqu'un bit récessif est envoyé et qu'un bit dominant est observé sur le bus, l'unité considérée perd l'arbitrage, doit se taire et ne plus envoyer aucun bit. L'arbitrage est qualifié de CSMA/CA (*Carrier Sense Multiple Access - Collision Avoidance*).
 - *Sécurité de transmission* : dans le but d'obtenir la plus grande sécurité lors de transferts sur le bus, des dispositifs de signalisation, de détection d'erreurs, et d'autotests ont été implémentés sur chaque nœud d'un réseau CAN. On dispose ainsi d'un monitoring bus (vérification du bit émis sur le bus), d'un CRC (*Cyclic Redundancy Check*), d'une procédure de contrôle de l'architecture du message, d'une méthode de *Bit-Stuffing*. On détecte alors toutes les erreurs globales, toutes les erreurs locales au niveau des émetteurs, jusqu'à 5 erreurs aléatoires réparties dans un message. La probabilité totale résiduelle de messages entachés d'erreurs est inférieure à $4.7 \cdot 10^{-11}$.
 - *Signalement des erreurs et temps de recouvrement des erreurs* : tous les messages entachés d'erreur(s) sont signalés au niveau de chaque nœud par un *flag*. Les messages erronés ne sont pas pris en compte, et doivent être retransmis automatiquement.
 - *Erreurs de confinement* : un nœud CAN doit être capable de faire les distinctions entre des perturbations de courtes durées et des dysfonctionnements permanents. Les nœuds considérés comme défectueux doivent passer en mode *switched off* en se déconnectant (électriquement) du réseau.
 - *Points de connexion* : la liaison de communication série CAN est un bus sur lequel un nombre important d'unités peuvent être raccordées. En pratique le nombre total d'unités sera déterminé par les temps de retard (dus aux phénomènes de propagation) et/ou les valeurs des charges électriques que ces unités présentent sur le bus.
 - *Canal de liaison simple* : le bus consiste en un simple canal bidirectionnel qui transporte les bits. A partir des données transportées, il est possible de récupérer des informations de resynchronisation. La façon dont le canal est implémenté (fil standard, liaison optique, paire différentielle...) n'est pas déterminée dans la norme officielle BOSCH.

- *Acquittement* : tous les récepteurs vérifient la validité d'un message reçu, et dans le cas d'un message correct ils doivent acquitter en émettant un flag.
- *Mode 'Sleep' (sommeil), Mode 'Wake-up' (réveil)* : afin de réduire la consommation d'énergie, chaque élément CAN peut se mettre en *Sleep mode*. Dans ce mode il n'y a aucune activité interne au nœud CAN considéré et ses drivers sont déconnectés du bus. La reprise de fonctionnement (mode *Wake-up*) s'effectue lorsqu'il y a une activité sur le bus ou par décision interne à l'élément CAN. On observe une attente due à une resynchronisation de l'oscillateur local qui teste la présence de 11 bits consécutifs sur le bus (l'activité interne au nœud CAN a cependant repris). Par suite les drivers se reconnectent au bus. Afin d'obtenir les meilleures performances en débit sur un réseau de type CAN, il est nécessaire d'utiliser des oscillateurs à quartz.

Par ailleurs il existe deux types de format (trame standard, trame étendue) pour les trames de données et de requête, et ils diffèrent seulement l'un de l'autre par l'identificateur (identificateur de 11 bits pour les trames standards, de 29 bits pour les trames étendues).

Le transfert des messages se manifeste et est commandé à l'aide de quatre types de trames spécifiques et d'un intervalle de temps les séparant. Outre les trames de données et de requête, on a donc également des trames d'erreurs (émises par n'importe quel nœud dès la détection d'une erreur), et des trames de surcharge (ces trames correspondent à une demande d'un laps de temps entre les trames de données et de requête précédentes et successives). Il existe un espace intertrame de 3 bits récessifs entre les trames de données et de requête.

En ce qui concerne le flot de bits des trames du bus CAN, la méthode de codage *NRZ (Non Return to Zero)* a été retenue. Ceci revient à dire que pendant la durée totale du bit généré son niveau reste constant qu'il soit dominant ou récessif.

De plus afin de sécuriser la transmission des messages on utilise la méthode dite de *Bit-Stuffing* (bit de transparence). Cette méthode consiste, dès que l'on a émis 5 bits de même polarité sur le bus, à insérer un bit de polarité contraire pour casser des chaînes trop importantes de bits identiques. On obtient ainsi dans le message un plus grand nombre de transitions ce qui permet de faciliter la synchronisation en réception par les nœuds. Cette technique est uniquement active sur les champs de SOF, d'arbitrage, de contrôle, de CRC (délimiteur exclu). Pour un fonctionnement correct de tout le réseau, cette technique doit être implémentée aussi bien à la réception qu'à l'émission.

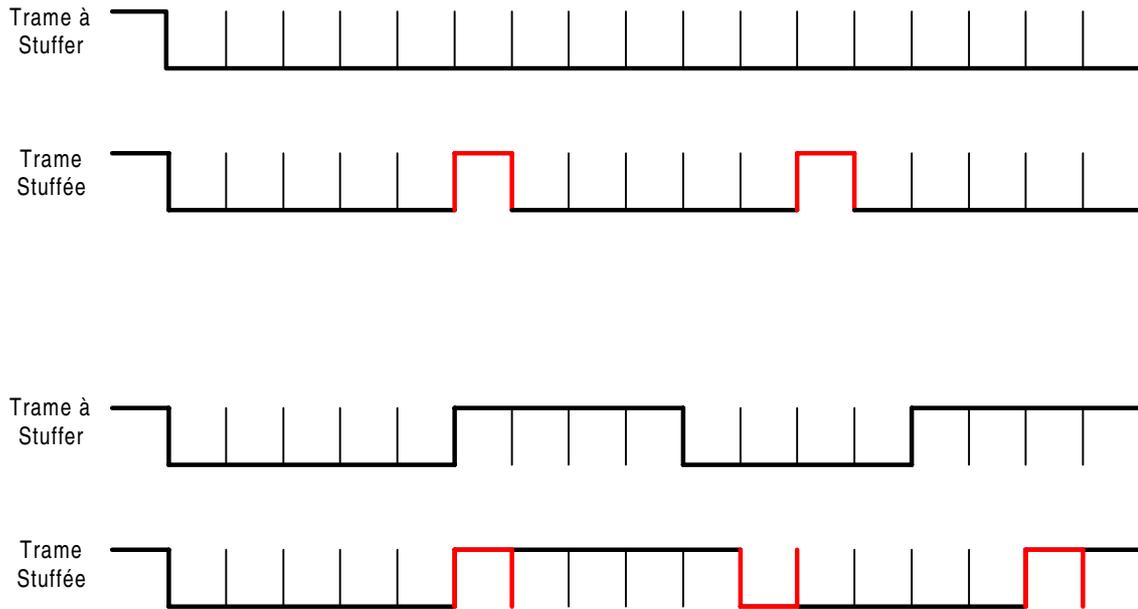


Figure 2 : Technique de *Bit-Stuffing*

5. TRAME DE DONNEES

Une trame de données se décompose en 7 champs différents (figure 3) :

- le début de trame SOF (*Start Of Frame*), 1 bit dominant.
- le champ d'arbitrage, 12 bits.
- le champ de contrôle, 6 bits.
- le champ de données, 0 à 64 bits.
- le champ de CRC (*Cyclic Redundancy Code*), 16 bits.
- le champ d'acquiescement (*Acknowledge*), 2 bits.
- le champ de fin de trame EOF (*End Of Frame*), 7 bits récessifs.

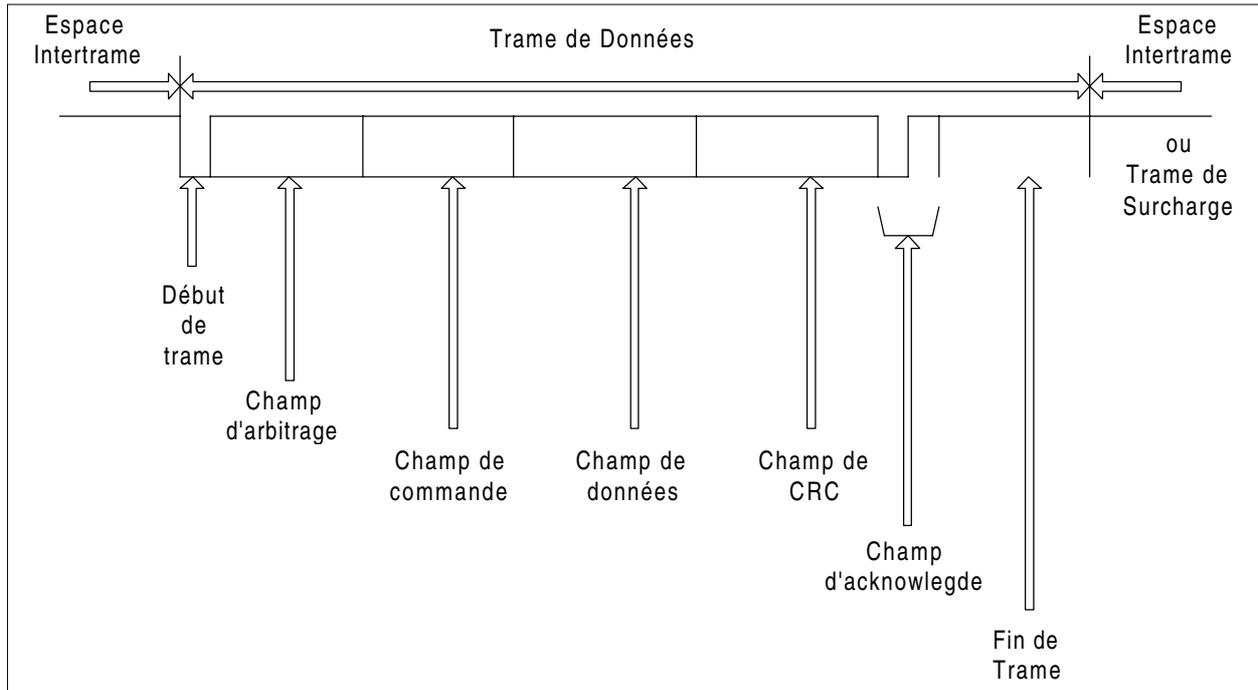


Figure 3 : Format de la trame CAN

Le début de trame n'est effectif que si le bus était précédemment au repos. Tous les nœuds du réseau doivent se resynchroniser sur le bit de SOF.

5.1. Champ d'arbitrage

Dans une trame standard, le champ d'arbitrage est composé des 11 bits de l'identificateur (figure 4) et d'un bit de RTR (*Remote Transmission Request*) qui est dominant pour une trame de données et récessif pour une trame de requête. On ne détaillera pas ici le champ d'arbitrage pour une trame. Ceux qui désire voir plus de détails sur ce point peuvent faire appel à la norme BOSCH. Pour l'identificateur les bits sont transmis dans l'ordre, de ID_10 à ID_0 (le moins significatif est ID_0). Par ailleurs les 7 bits les plus significatifs (de ID_10 à ID_4) ne doivent pas tous être récessifs. Pour des raisons de compatibilité avec des anciens circuits, les 4 derniers bits de l'identificateur (ID_3 à ID_0) ne sont pas utilisés, ce qui réduit le nombre de combinaisons possibles.

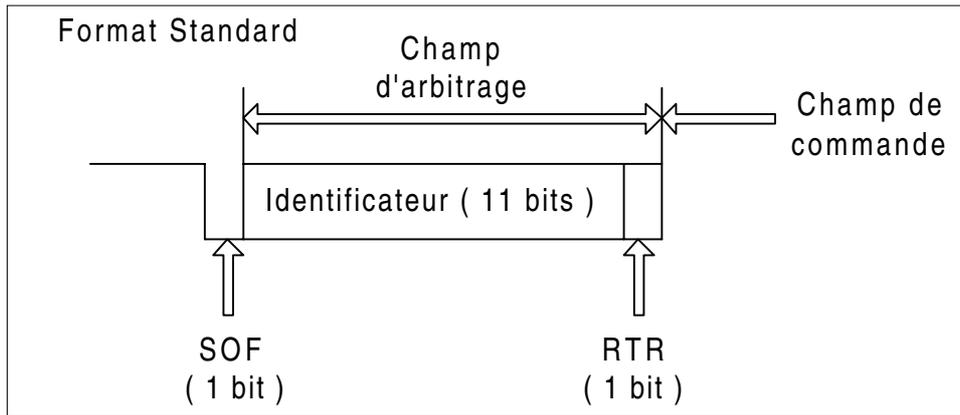


Figure 4 : Champ arbitrage

5.2. Champ de contrôle

Le champ de contrôle est composé de 6 bits (figure 5). Les deux premiers (r1 dans une trame standard, et r0) sont des bits de réserve et leur rôle est d'assurer des compatibilités futures ascendantes (par exemple avec les trames étendues). Les quatre derniers bits permettent de déterminer le nombre d'octets de données contenus dans le champ de données pour une trame de données ou bien le nombre d'octets de données dont a besoin un nœud du réseau lors d'une trame de requête. Le nombre d'octets de données ne peut pas excéder la valeur de 8.

Taille des données en octets	DLC (<i>Data Length Code</i>)			
	DLC3	DLC2	DLC1	DLC0
0	D	D	D	D
1	D	D	D	R
2	D	D	R	D
3	D	D	R	R
4	D	R	D	D
5	D	R	D	R
6	D	R	R	D
7	D	R	R	R
8	R	D	D	D

D : bit Dominant, R : bit Récessif

Tableau 1 : Codage des bits DLC suivant la taille des données en octets

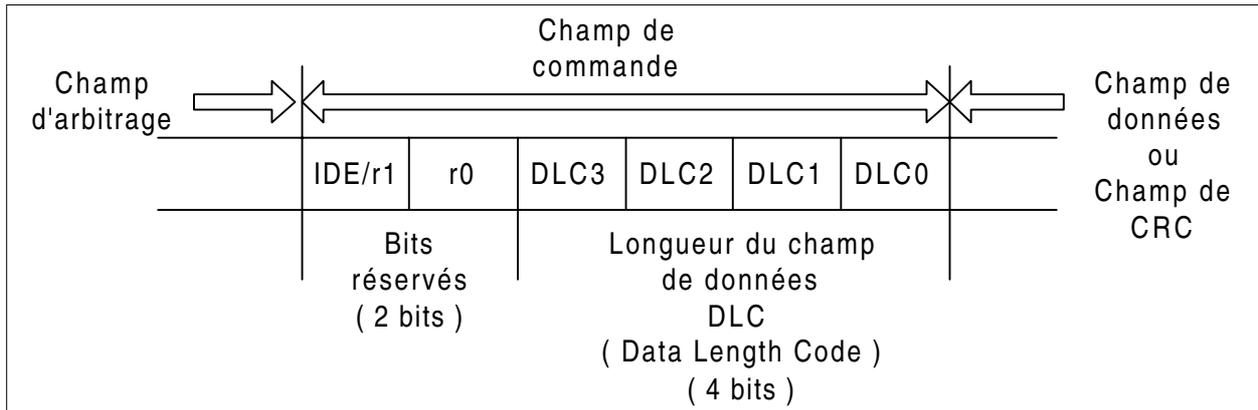


Figure 5 : Champ contrôle

5.3. Champ de données

Le champ de données a une longueur qui peut varier de 0 à 64 bits (0 à 8 octets). Cette longueur a été déterminée lors de l'analyse du champ de contrôle. Dans le cas d'une trame de requête, le champ de données est vide.

5.4. Champ de CRC

Le champ de CRC est composé de 16 bits (figure 6). La séquence CRC calculée est contenue dans les 15 premiers bits tandis que le dernier bit est un délimiteur de fin de champ de CRC (bit toujours récessif).

Ce champ de CRC permet de s'assurer de la validité du message transmis, et tous les récepteurs doivent s'astreindre à ce procédé de vérification. Seuls les champs de SOF, d'arbitrage, de contrôle et de données sont utilisés pour le calcul de la séquence de CRC. Les codes utilisés par les contrôleurs de bus CAN sont des codes linéaires de. De fait la longueur maximale du début de trame ne doit pas excéder 2^{15} bits pour une séquence de CRC de 15 bits. Le nombre maximal d'erreurs détectées dans la trame est de 5.

La séquence de CRC est calculée par la procédure suivante :

- le flot de bits (hors *Bit-Stuffing*), constitué des bits depuis le début de la trame jusqu'à la fin du champ de données (pour une trame de données) ou bien la fin du champ de contrôle (pour une trame de requête) est interprétée comme un polynôme $f(x)$ avec des coefficients 0 et 1 affectés à la présence, effective ou non, de chaque bit. Le polynôme obtenu est alors multiplié par x^{15} complété pour l'ajout du mot de CRC.
- le polynôme ainsi formé est divisé (modulo 2) par le polynôme générateur $g(x)=x^{15}+x^{14}+x^{10}+x^8+x^7+x^4+x^3+1$. La chaîne de bits correspondante à ce polynôme est : 1100010110011001.
- Le reste de la division du polynôme $f(x)$ par le polynôme générateur $g(x)$ constitue la séquence CRC de 15 bits.

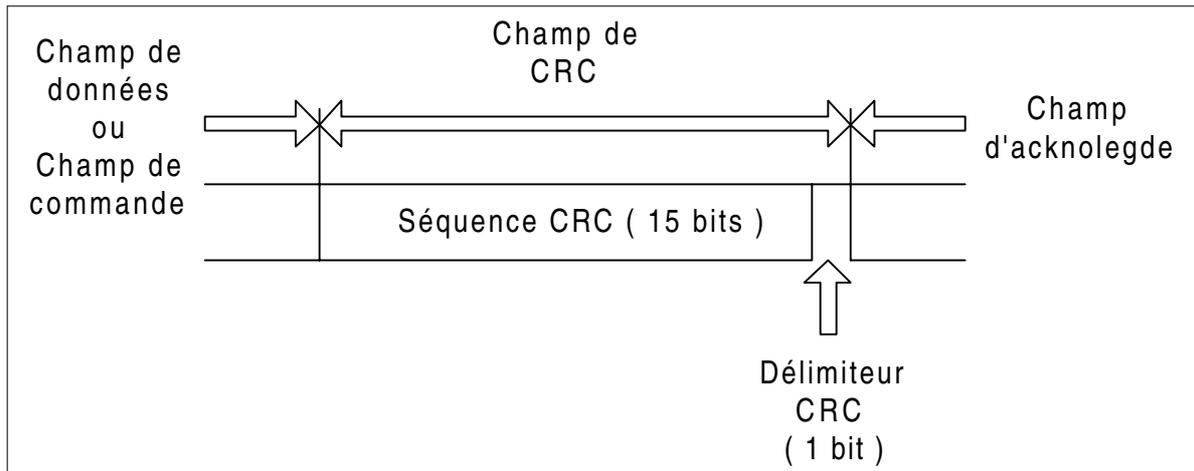


Figure 6 : Champ CRC

La réalisation du module de calcul de CRC est particulièrement aisée à l'aide de registres à décalages. La norme BOSCH propose le programme informatique correspondant à l'algorithme précédemment décrit :

```

CRC_REG=0 ;
REPEAT
  CRC_NXT_BIT=(NXT_BIT) XOR (CRC_REG(14)) ;
  CRC_REG(14:1)=CRC_REG(13:0) ;
  CRC_REG(0)=0 ;
  IF CRC_NXT_BIT THEN
    CRC_REG(14:0)=CRC_REG(14:0) XOR (4599hex) ;
  ENDIF
UNTIL(CRC SEQUENCE starts or there is an ERROR condition)
  
```

5.5. Champ d'acquittement

Le champ d'acquittement possède 2 bits (figure 7). La station émettrice de la trame laisse le bus libre pendant 2 coups d'horloge (ce qui correspond à l'émission de deux bits récessifs) et elle passe en mode réception pendant le premier coup d'horloge.

Le premier bit correspond à l'acquittement par l'ensemble des nœuds ayant reçu le message. Si aucune erreur n'a été détectée par un nœud (après calcul du CRC), ce dernier émet un bit dominant sinon il émet une trame d'erreur. La station émettrice du message originel doit alors être capable de réagir en fonction de l'émission d'un bit dominant ou non par les autres stations sur le premier bit du champ d'acquittement.

Le second bit est un bit délimiteur d'acquittement qui doit toujours être récessif.

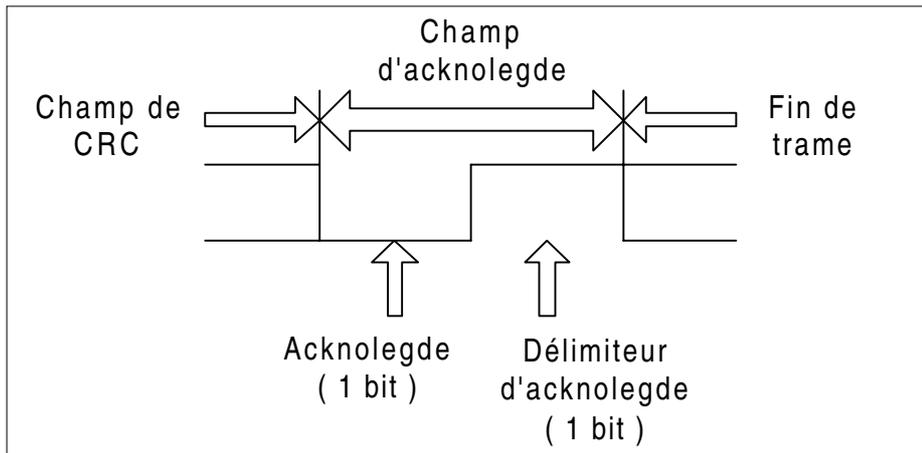


Figure 7 : Champ acquittement

5.6. Champ de fin de trame

Ce champ de fin de trame est constitué de 7 bits récessifs, ce qui déroge à la règle de *Bit-Stuffing*. Ce champ étant fixe, il est nécessaire de désactiver le codage (à l'émission) et le décodage (à la réception) suivant la règle du *Bit-Stuffing*.

6. TRAME DE REQUETE

Une trame de requête est constituée de la même manière qu'une trame de données sauf que le champ de données est vide (figure 8).

Dans le champ d'arbitrage, le bit de RTR est récessif. Par conséquent si deux nœuds émettent chacun une trame possédant le même identificateur (c'est à dire qu'un nœud émet une trame de données et l'autre une trame de requête), l'arbitrage sur le bit de RTR va donner la priorité à la trame de données.

Si un nœud a besoin d'un certain nombre de données, il va émettre une trame de requête dès que le bus sera libre en prenant soin d'indiquer dans le champ de contrôle le nombre d'octets de données dont il a besoin.

Les règles de construction des autres divers champs d'une trame de requête sont les mêmes que dans le cas d'une trame de données.

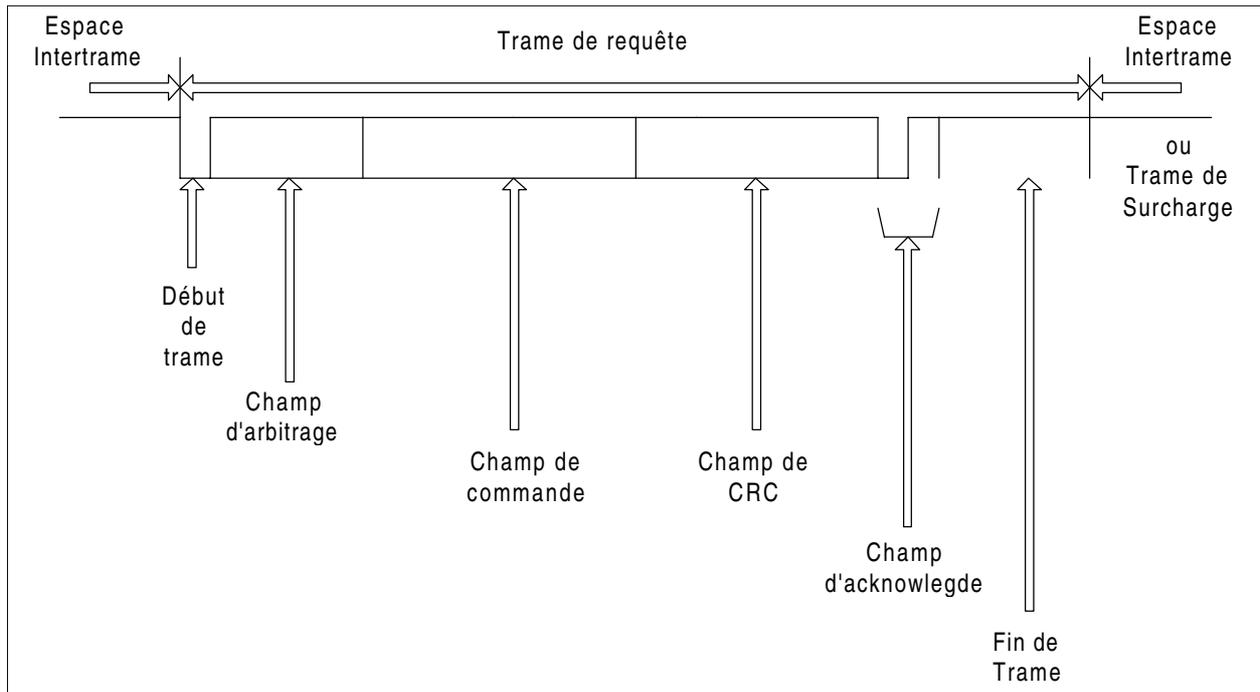


Figure 8 : Trame de requête

7. TRAITEMENT DES ERREURS

Lors de l'émission d'une trame sur le bus, des erreurs de transmission peuvent venir perturber le bon fonctionnement des différents utilisateurs du bus. L'erreur peut venir d'un nœud, et empêcher le réseau de fonctionner correctement. Pour cela, des méthodes de détection d'erreurs de transmissions sont prévues par le protocole CAN.

7.1. Les différents types d'erreurs

- **Le Bit Error :**

Chaque fois qu'un émetteur envoie un bit sur le bus, il vérifie en même temps si le niveau émis sur le bus correspond à celui qu'il désire envoyer en faisant une surveillance du bus. Si le niveau ne correspond pas, il le signale par un *Bit Error*.

Cependant, le *Bit Error* n'est pas signalé dans les cas suivants :

- Aucune erreur de *Bit Error* n'est signalée lorsqu'un bit dominant est envoyé dans le champ d'arbitrage à la place d'un bit récessif. Le bit dominant signifie simplement une perte d'arbitrage.
- De même, pour un bit dominant lors de l'*acknowledge slot*, à la place d'un bit récessif.
- Un émetteur envoyant un *flag* d'erreur passive (bit récessif) et recevant un bit dominant, ne doit pas signaler un *Bit Error*.

- **L'erreur de Stuffing (Stuff Error) :**

Une erreur de *Stuffing* est détectée à chaque fois qu'il y a 6 bits ou plus consécutifs de même signe sur le bus.

Cependant, une erreur de *Stuffing* ne doit être signalée que dans les champs d'identificateurs, de commande et de données. La règle du *Bit-Stuffing* ne s'appliquant plus après la fin du CRC. En aucun cas, une erreur de *Bit-Stuffing* ne doit être signalée dans le champ de fin de trame ou dans le champ d'acquiescement.

- **L'erreur de Cyclic Redundancy Code (CRC Error) :**

Si la valeur du CRC calculée par le récepteur est différente de celle envoyée par l'émetteur, il y a erreur de CRC (*CRC Error*).

- **L'erreur d'Acknowledge Delimiter :**

Une erreur d'*Acknowledge Delimiter* est signalée lorsque le récepteur n'observe pas un bit récessif lors du champ de *Acknowledge Delimiter*. Il en est de même pour le *CRC Delimiter*.

- **L'erreur de Slot Acknowledge (Acknowledgment Error) :**

Une erreur de *Slot Acknowledge* est signalée par l'émetteur s'il ne lit pas un bit dominant lors du champ de slot acknowledge.

La figure 9 résume les différents types d'erreurs et leur validité suivant l'endroit où l'on se trouve dans la trame.

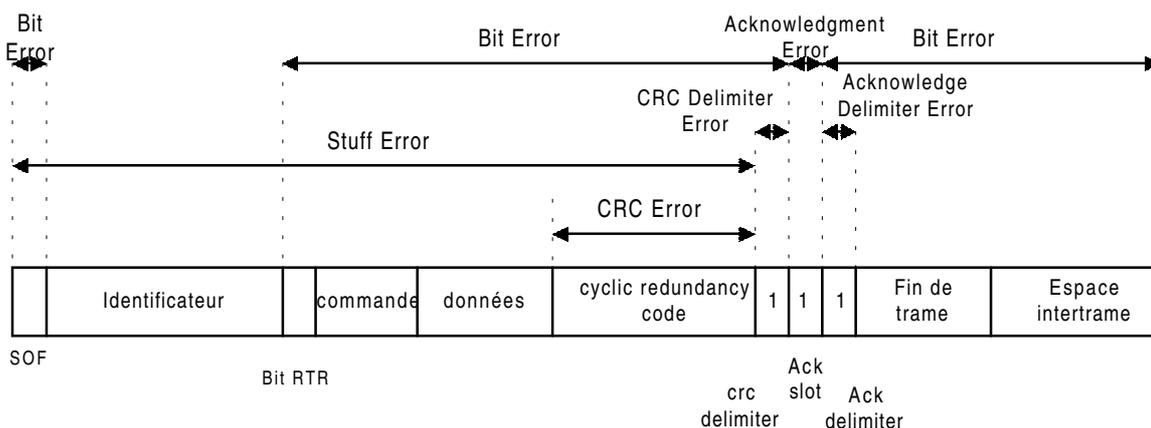


Figure 9 : Les sources d'erreur dans la trame CAN

7.2. Les trames d'erreurs

- **La trame d'erreur :**

La trame d'erreur est constituée de deux champs principaux :

- le drapeau d'erreur,
- le délimiteur de champ.

La figure 10 montre de quelle manière est construite la trame d'erreur.

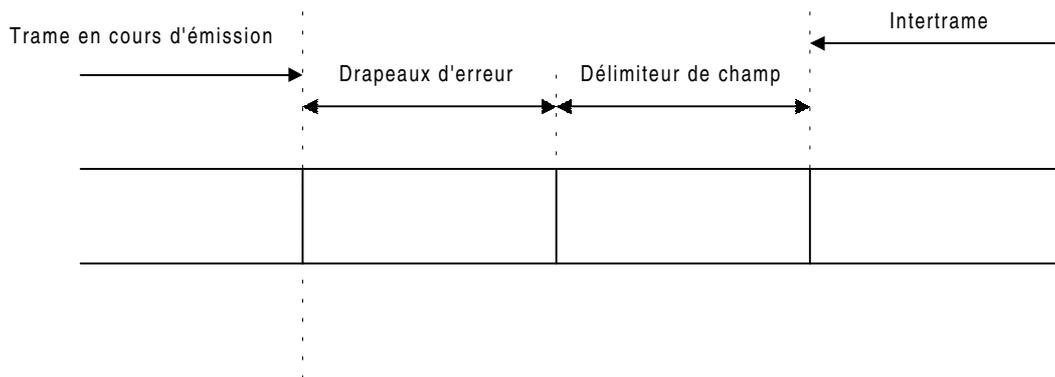


Figure 10 : Construction de la trame d'erreur

Le champ des drapeaux peut être constitué de deux sortes de drapeaux :

- les drapeaux d'erreur active (*Active Error Flag*),
- les drapeaux d'erreur passive (*Passive Error Flag*).

Les trames diffèrent suivant le type de drapeaux qu'elles contiennent. Les figures 11 et 12 représentent les deux types de trame avec leurs drapeaux respectifs.

Trame d'erreur active

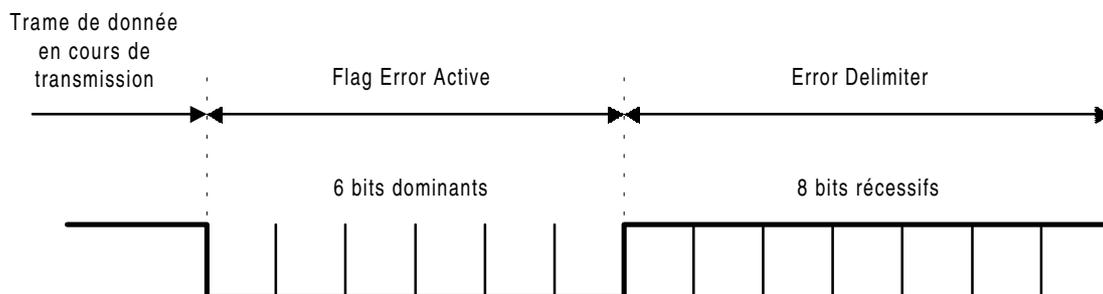


Figure 11 : Trame d'erreur active

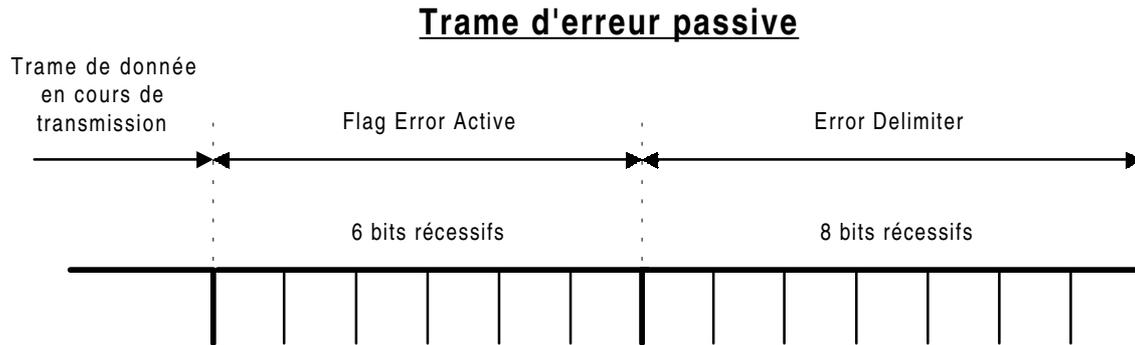


Figure 12 : Trame d'erreur passive

- **La trame d'erreur active :**

Elle est formée de six bits dominant consécutifs pour le champ de drapeau suivi de huit bits récessifs pour le délimiteur. Par construction, la trame d'erreur brise la règle du *Bit-Stuffing*. Les autres récepteurs vont donc se mettre à émettre des trames d'erreurs actives (s'ils sont en mode d'erreur active) à la fin du drapeau de la première station qui a émis la trame d'erreur. Toutes les stations vont donc émettre à tour de rôle la trame d'erreur. La dernière station aura en charge d'émettre le champ *Error Delimiter*, les autres champs ayant été remplacés par les bits dominants des drapeaux émis.

Remarque :

La norme limite le nombre de bits dominant consécutifs à 12 bits.

- **La trame d'erreur passive :**

La trame est formée de six bits récessifs pour le drapeau et de huit bits récessifs pour le délimiteur. Le champ du drapeau brise de nouveau la règle du *Bit-Stuffing* et les émetteurs envoient à tour de rôle le *Passive Error Flag* (s'ils sont en mode d'erreur passive). Mais une trame d'*Active Error Flag* reste prioritaire sur une trame de *Passive Error Flag* si elles sont envoyées en même temps. En effet, Les bits dominants de l'*Active Error Flag* remplacent les bits récessifs du *Passive Error Flag*. La fin de la trame quant à elle ne change pas puisqu'elle est formée dans les deux cas de huit bits récessifs.

7.3. Recouvrement des erreurs

Le recouvrement des erreurs est assuré par la retransmission automatique de la trame incriminée jusqu'à ce que l'émission de cette trame s'effectue sans erreur. La validité du message est acquise s'il n'y a aucune erreur depuis le SOF (*Start Of Frame*) jusqu'à la fin de trame.

Si l'émetteur n'arrive pas à émettre sa trame correctement, il essaye de nouveau de l'émettre jusqu'à ce que son compteur d'erreur passe en mode d'erreur passive.

La gestion des modes d'erreur :

Suivant le nombre d'erreur qu'un nœud comptabilise, l'état du mode de ce nœud peut différer. Un compteur mémorise le nombre d'erreur rencontré lors de la transmission des trames sur le bus. Deux compteurs séparés régissent respectivement le nombre d'erreurs en émission et en réception. Il se nomme :

- *Transmit Error Counter* pour l'émission,
- *Receive Error Counter* pour la réception.

Lorsque le nombre d'erreur devient trop important et que le gestionnaire est déjà en erreur passive, le nœud se met en *Bus Off* et se déconnecte du bus. Il ne reçoit ni émet à ce moment là aucune trame circulant sur le bus CAN.

Le passage dans les différents modes s'effectue suivant la valeur des compteurs comme le montre la figure 13.

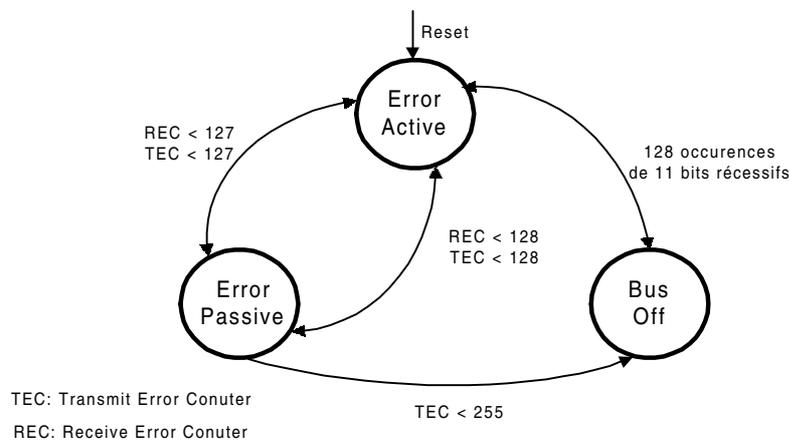


Figure 13 : Compteur d'erreur et état d'un nœud

Les règles de passages dans les modes :

L'incréméntation et la décrémentation des compteurs ne se fait pas avec le même rapport. En effet, le compteur s'incréménte plus vite lorsqu'il y a une erreur qu'il ne se décrémente lorsque la trame reçue est correcte.

Les règles d'incréméntation et de décrémentation des compteurs sont les suivantes :

- Le compteur de réception est incréménté de 1 si :
 - un récepteur détecte une erreur, le compteur d'erreur de réception sera incréménté de 1, sauf si l'erreur est un *Bit Error* durant un flag d'erreur active ou un flag de surcharge.
- Le compteur de réception est incréménté de 8 si :
 - un récepteur reçoit un bit dominant juste après un flag d'erreur.
 - un récepteur voit un *Bit Error* tandis qu'il reçoit un flag d'erreur active ou un flag de surcharge.

- Le compteur de transmission est incrémenté de 8 si :
 - un émetteur envoie un flag d'erreur, son compteur d'émission s'incrémente de 8 sauf si l'émetteur est en erreur passive et voit un *Acknowledgment Error* (il ne détecte aucun bit dominant sur le champ d'acknowledge ou lors de l'envoi de la trame d'erreur passive) et également si l'émetteur envoie un flag d'erreur lors d'une erreur de *Bit-Stuffing* durant la période d'arbitrage (détection d'un bit dominant au lieu d'un bit récessif situé après le RTR).
 - un émetteur voit un *Bit Error* tandis qu'il émet un flag d'erreur active ou un flag de surcharge.

- Les compteurs d'émission et de réception s'incrémentent de 8 si :
 - chaque nœud recevant sept bits dominants consécutifs après réception d'un *Active Error Flag*, d'un *Passive Error Flag* ou d'un *Overload Flag*. Après détection de quatorzième bit dominant consécutif (pour l'*Active Error Flag* ou l'*Overload Flag*) ou du huitième bit dominant consécutif suivant le *Passive Error Flag*, et après toutes les suites de huit bits dominants consécutifs.

- Le compteur de réception est décrémenté de 1 si :
 - le récepteur reçoit une trame sans erreur (jusqu'au champ d'*Acknowledge Slot*) et si la valeur du compteur est comprise entre 1 et 127. Si le compteur est à 0, sa valeur ne change pas (pas d'incrémementation). S'il est supérieur à 127, sa valeur est ramenée entre 119 et 127.

- Le compteur d'émission est décrémenté de 1 si :
 - la transmission d'une trame se déroule sans erreur (jusqu'au champ d'*Acknowledge Slot*). Si la valeur du compteur est à 0, le compteur ne s'incrémente pas.

Les modes d'erreurs :

- **Mode d'erreur active :**

Le gestionnaire de protocole est en mode d'erreur active si le compteur de réception et le compteur d'émission ont une valeur inférieure à 127. Dans ce mode, le nœud émet des trames d'erreurs actives (*Active Error Flag*).

- **Mode d'erreur passive :**

Le gestionnaire de protocole est en mode d'erreur passive si le compteur de réception ou le compteur d'émission est supérieur ou égal à 128 et inférieur à 255. Dans ce mode, le nœud émet des trames d'erreurs passives (*Passive Error Flag*).

- **Mode Bus Off :**

Le gestionnaire de protocole est en mode *Bus Off* si la valeur d'un des deux compteurs est > 255. Le nœud est alors totalement déconnecté du bus (les drivers de lignes ne sont plus actifs). Il sort de cet état de *Bus Off* avoir reçu 127 trames de onze bits récessifs.

8. FIN DE TRAMES CAN

8.1. Trame de surcharge

La trame de surcharge indique aux autres nœuds qu'une station est surchargée. Elle est formée de deux champs :

- le drapeau de surcharge (*Overload Frame*) avec six bits dominants,
- le délimiteur de surcharge (*Overload Delimiter*) avec huit bits récessifs.

La figure 14 représente la trame.

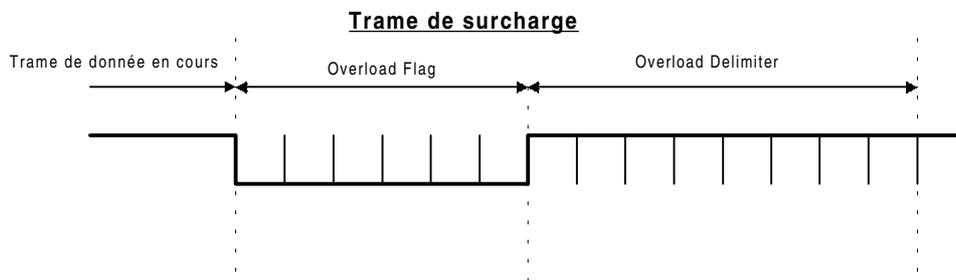


Figure 14 : Trame de surcharge

Une trame de surcharge est émise sur le bus si :

- un bit dominant est détecté durant la période d'intertrame.
- un récepteur n'est pas prêt pour la réception d'une nouvelle trame de donnée ou de requête (retard sur le traitement des informations circulant sur le bus).

Dès qu'une trame de surcharge est émise, les autres nœuds voient sur le bus une suite de six bits dominants qui ne respectent pas la règle du *Bit-Stuffing*. Ils émettent à leur tour une trame de surcharge. Seulement deux trames de surcharges consécutives sont autorisées sur le bus (pas plus de 12 bits dominants consécutifs émis sur le bus).

8.2. Période d'intertrame

Elle sépare les trames de données ou de requêtes entre elles. Il s'agit d'une suite de plusieurs bits récessifs.

- **Le champ d'intermission :**

Le champ d'intermission est une suite de 3 bits récessifs consécutifs. Durant la période d'intermission, l'émission de trame n'est pas autorisée. Les gestionnaires de protocole ne sont autorisés à signaler que les conditions de surcharge.

- **Le champ de *Bus Idle* :**

Le champ de *Bus Idle* est celui du bus quand il est au repos. Le niveau de repos est le niveau récessif et aucune trame ne circule sur le bus.

- **Le champ de suspension de transmission :**

Le champ de suspension de transmission est émis par un nœud lorsque celui-ci envoie une trame d'erreur passive.

La figure 15 représente les différents champs.

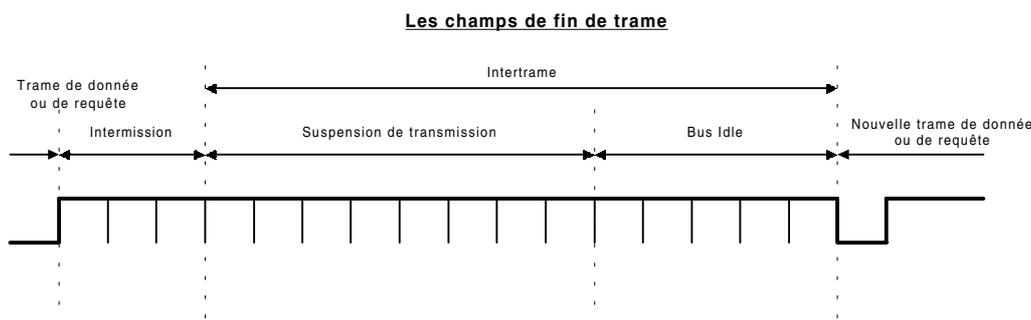


Figure 15 : Période d'intertrame

8.3. Autres modes

Pour la gestion de l'énergie sur le bus, les drivers de ligne peuvent être désactivés lorsqu'il n'y a plus de trames sur le bus.

Pour activer ces drivers sur le bus, la station devra observer 11 bits récessifs à la suite. La procédure ainsi décrite est la procédure de réveil appelée *Wake-up*. Un identificateur a été réservé à cette fonction pour éviter de perdre un trop grand nombre de trames lors de la reconnexion sur le bus.

Lors des démarrages d'une station sur le bus, le *Start-up* se charge de connecter les drivers de lignes et d'observer la séquence voulue pour commencer à émettre ou à recevoir des trames du bus.

9. CODAGE DE LIGNE

Dans le protocole CAN le code de ligne (en bande de base) choisi pour la transmission des données sur le bus est le code NRZ (*Non Return to Zero*). La figure 16 donne un exemple de codage.

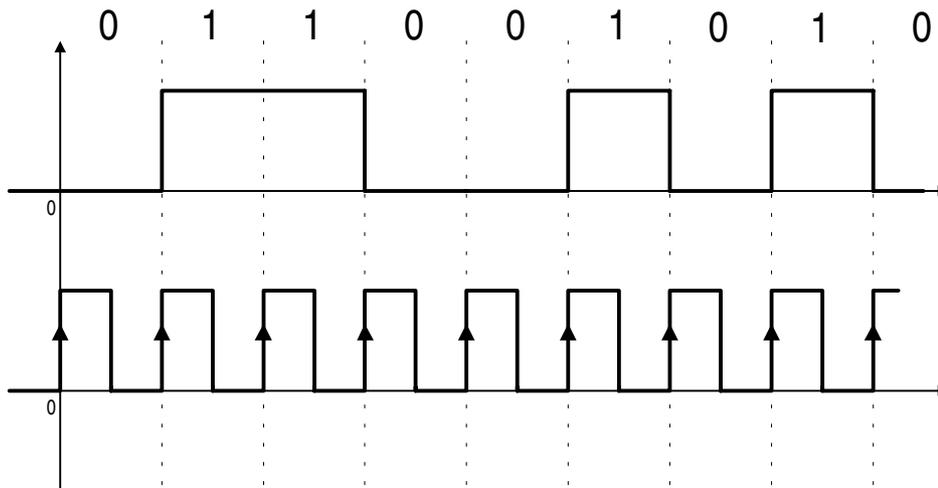


Figure 16 : Codage NRZ du bus CAN

Remarque :

La règle du *Bit-Stuffing* ne modifie en aucun cas le procédé de codage de ligne.

Comme le montre la figure 16, les transitions des bits s'effectuent sur chaque front montant de l'horloge. Dans le protocole CAN, une période d'horloge correspond à ce que l'on appelle le *Nominal Bit Time*.

10. LE NOMINAL BIT TIME

Le *Nominal Bit Time* représente en fait la durée du bit sur le bus. Cette durée est, comme nous l'avons vu, étroitement liée à la période de l'horloge. Chaque station reliée sur le bus doit être cadencée avec le même *Nominal Bit Time* pour pouvoir émettre et recevoir correctement les données circulant sur le bus.

Ainsi, la durée du bit time de chaque circuit est construite à partir d'un nombre déterminé de périodes d'horloge issue de l'horloge interne de chaque circuit CAN.

La norme BOSCH décrit avec précision la composition de ce *Nominal Bit Time* qui est divisé en plusieurs segments :

- le segment de synchronisation (SYNC_SEG),
- le segment de propagation (PROP_SEG),
 - le segment de phase buffer n°1 (PHASE_SEG1),
 - le segment de phase buffer n°2 (PHASE_SEG2).

La figure 17 donne un aperçu de ces divers composants et de leur agencement.

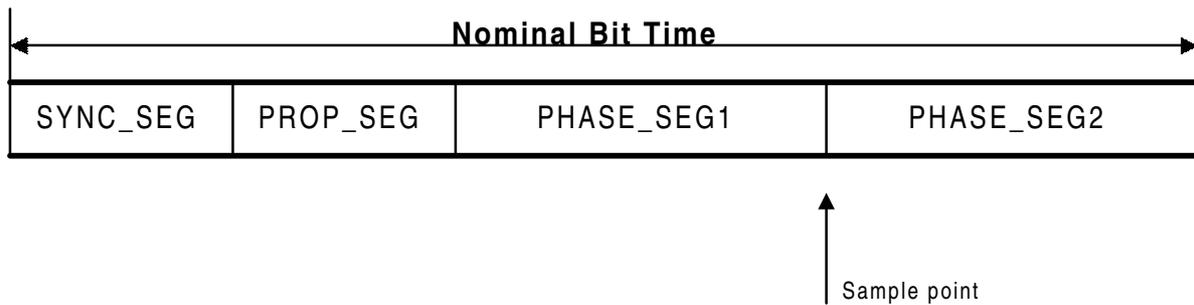


Figure 17 : Décomposition du nominal Bit Time

En fait, le *Nominal Bit Time*, exprimé en s, correspond évidemment à l'inverse du débit sur le bus. Nous avons donc la formule suivante:

$$No\ min\ al_Bit_Time = \frac{1}{No\ min\ al_Bit_Rate}$$

10.1. Description des différents segments

- **le segment de synchronisation** : le segment de synchronisation est utilisé pour synchroniser les différents nœuds du bus. Comme nous le verrons par la suite, une transition (de "0" à "1" ou de "1" à "0") doit s'effectuer dans ce segment pour permettre une resynchronisation des horloges des différents nœuds en mode de réception de trames.
- **Le segment de propagation** : le segment de propagation est utilisé pour compenser les phénomènes de temps de propagation sur le bus. Par définition :

$$Durée_PROP_SEG = 2 * (t_propag_bus + t_retard_comparateurs + t_retard_drivers_lignes)$$

- **Les segments "buffer phase1" et "buffer phase2"** : les segments "buffer phase1" et "buffer phase2" sont surtout utilisés pour compenser les erreurs de phase détectées lors des transitions. Nous verrons aussi que ces segments peuvent être plus courts ou plus longs à cause des phénomènes de resynchronisation.
- **Le point d'échantillonnage ou sample point** : le point d'échantillonnage ou sample point est le point où la valeur du bit est lue sur le bus. Il est situé à la fin du segment de "buffer phase1" et constitue la seule valeur mémorisée pour le niveau du bit. On s'affranchit des phénomènes de propagation et d'oscillation des données sur le bus dans les segments précédents.

10.2. Durée des différents segments et notion de *Time Quantum*

Le *Time Quantum* : Le *Time Quantum* est une unité de temps qui est construite à partir de la période de l'oscillateur interne de chaque nœud. Les fréquences de fonctionnement du bus CAN s'étendant de 125 KHz à 1 MHz et celle des oscillateurs étant de plusieurs MHz, le *Time Quantum* représente plusieurs périodes d'une horloge d'oscillateur. La période d'horloge de l'oscillateur est appelée *minimum Time Quantum*. La valeur du préscalaire m détermine le rapport entre le *Time Quantum* et le *Minimum Time Quantum* :

$$\underline{TIME_QUANTUM = m * MINIMUM_TIME_QUANTUM .}$$

La valeur de m peut varier de 1 à 32. La figure 18 représente la construction d'un *Time Quantum* à partir d'une période d'horloge interne au circuit.

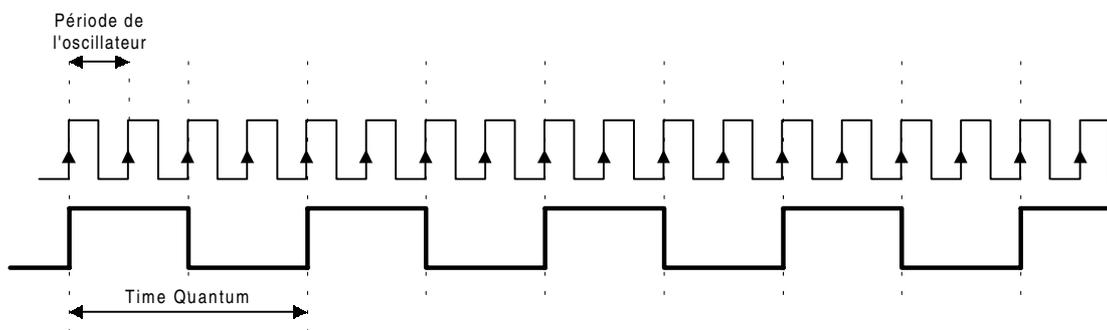


Figure 18 : Construction du Time Quantum

Dans l'exemple ci-dessus, le facteur m est égal à 4.

- **La durée des différents segments :**

Segment	Durée en Time Quanta
Synchronisation - SYNC_SEG	1
Propagation - PROP_SEG	1 à 8
Buffer phase1 - PHASE_SEG1	1 à 8
Buffer phase1 - PHASE_SEG2	1 à 8

Le nombre de *Time Quanta* dans un *Nominal Bit Time* peut ainsi varier de 8 à 25. La figure 19 donne le nombre de *Time Quanta* possible par segment de *Nominal Bit Time*.

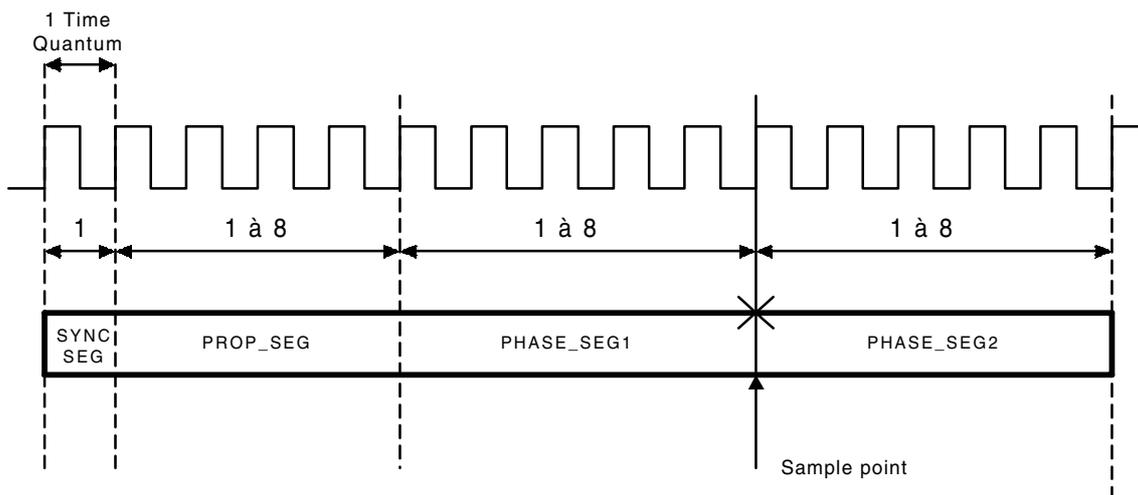


Figure 19 : Durée des différents segments

Le choix du nombre de *Time Quanta* pour chaque segment dépend de la fréquence de l'oscillateur. Un nombre important de *Time Quanta* par segment augmente la précision de la synchronisation des différents nœuds sur le bus.

11. SYNCHRONISATION DES HORLOGES

Chaque nœud doit produire un nominal *Bit Time* pour pouvoir recevoir et émettre les données circulant sur le bus en synchronisme avec les autres circuits. En effet, si les Nominal Bit Time de chaque nœud ne sont pas du tout synchronisés, la valeur lue sur le bus au moment de l'échantillonnage peut ne pas être la valeur correcte au bon moment, comme le représente la figure 20. Ces retards peuvent être gênants, dans la phase d'acquittement de la trame où il y a peu de temps pour finir de calculer le CRC et envoyer un bit à l'état dominant lors de l'*Acknowledge Slot* pour confirmer que la trame a bien été reçue.

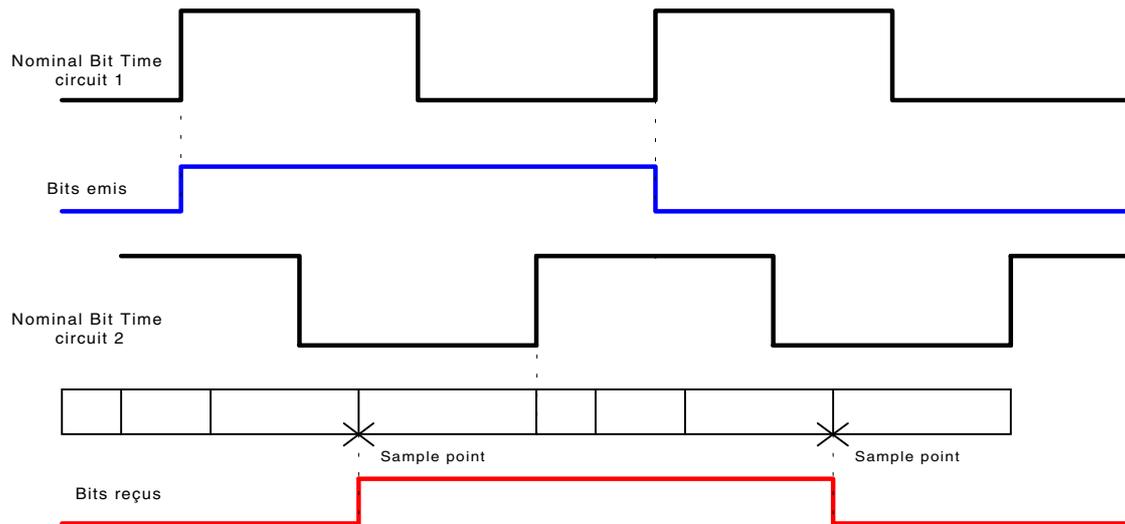


Figure 20 : Problème de la synchronisation

La norme BOSCH prévoit donc des règles de synchronisation du *Nominal Bit Time* de chaque circuit pour palier aux inconvénients exposés ci-dessus.

11.1. Notion de RJW

Pour corriger les dérives du *Nominal Bit Time*, il faut placer des butées que la dérive de la période ne pourra pas dépasser. La butée en question s'appelle le RJW : *Resynchronisation Jump Width*. Le RJW est une variable entière programmée à une valeur comprise entre 1 et le minimum de (4, segment de phase1).

$$1 < R_{jw} < \min(4, PHASE_SEG1).$$

La valeur est mise dans le registre du circuit lors de l'initialisation et ne change pas en cours de fonctionnement.

11.2. Notion d'erreur de phase

L'erreur de phase (PHASE_ERROR) est détectée lorsqu'une transition d'un bit dominant à récessif ou d'un bit récessif à dominant ne s'effectue pas à l'intérieur du segment de synchronisation. Une variable notée e sert à quantifier cette erreur de phase et fournit le signe. Le calcul de e est fait de la manière suivante :

- e = 0, si la transition s'effectue dans le segment de synchronisation (SYNC_SEG).
- e < 0, si la transition s'effectue avant le point d'échantillonnage (Sample Point).
- e > 0, si la transition s'effectue après le point d'échantillonnage (Sample Point).

La règle simple évoquée ci-dessus sert de base pour resynchroniser les *différents Nominal Bit Time* de chaque circuit connecté au bus. La règle s'appuie sur les transitions des bits récessifs à dominant ou dominant à récessif qui arrivent au moins tous les 5 bits de même signe consécutifs, à cause de la règle du *Bit-Stuffing*.

L'erreur de phase e est donc calculée par rapport au *Sample Point* qui détermine si le PHASE_SEG1 doit être allongé ou si le PHASE_SEG2 doit être raccourci pour que la prochaine transition s'effectue dans le SYNC_SEG. La figure 21 donne un exemple et les conséquences des emplacements des transitions sur la longueur des segments du *Nominal Bit Time*.

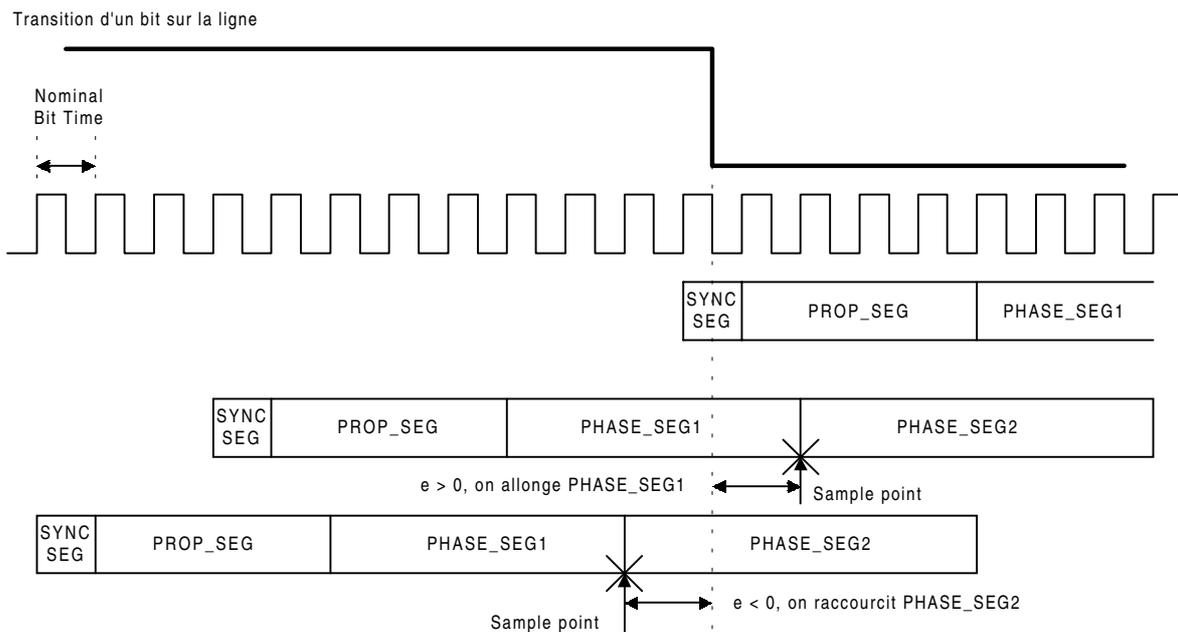


Figure 21 : Erreur de phase

11.3. Les règles de synchronisation

La hard-synchronisation :

L'effet d'une *hard-synchronisation* est de faire repartir le *Nominal Bit Time* depuis le segment de synchronisation (SYNC_SEG) à chaque fois qu'un ordre de *hard-synchronisation* est donné par le gestionnaire du protocole. Le *Nominal Bit Time* en cours est abandonné et un nouveau Nominal Bit Time repart dès le *Time Quantum* suivant, depuis le segment de synchronisation (SYNC_SEG).

La resynchronisation :

Le calcul et l'ordre de resynchronisation sont donnés à partir de la valeur de l'erreur de phase e , et dépendent aussi de la valeur du RJW :

- Si l'erreur de phase est nulle ($e = 0$, la transition est dans le SYNC_SEG), l'effet de la resynchronisation est le même que celui de la *hard-synchronisation*.

- Si l'erreur de phase est positive et inférieure en valeur absolue à RJW ($0 < e < RJW$), le PHASE_SEG1 sera rallongé de e .
- Si l'erreur de phase est négative, mais inférieure à RJW en valeur absolue ($e < 0$ et $|e| < RJW$) le PHASE_SEG2 est raccourci de e .
- Si l'erreur de phase est positive et supérieure ou égale RJW ($e > 0$ et $e > RJW$), le PHASE_SEG1 est rallongé de RJW.
- Enfin, si l'erreur de phase est négative et supérieure à RJW (en valeur absolue $-e < 0$ et $|e| > RJW$) le PHASE_SEG2 est raccourci de RJW.

Le tableau suivant résume les règles évoquées ci-dessus.

Erreur de phase	Effet sur PHASE_SEG1	Effet sur PHASE_SEG2
$0 < e < RJW$	Allongé de e	
$E < 0$ et $ e < RJW$		Raccourci de e
$e > 0$ et $e > RJW$	Allongé de RJW	
$E < 0$ et $ e > RJW$		Raccourci de RJW

Tableau 2 : Règles de resynchronisation

Les règles de synchronisation :

Un seul type de synchronisation est autorisé pour un même *Nominal Bit Time*.

• **Hard-synchronisation :**

- Une *hard-synchronisation* est faite à chaque fois qu'une transition s'effectue dans le segment de synchronisation SYNC_SEG.
- Une *hard-synchronisation* est effectuée lorsque le bus est au repos (*bus idle*) et qu'une transition d'un bit récessif à un bit dominant est détectée, autrement dit lors d'un SOF (*Start Of Frame*).

• **Resynchronisation :**

- Une resynchronisation est effectuée si une transition est détectée au point d'échantillonnage précédent et que la valeur lue sur le bus immédiatement après la transition est différente de celle lue sur le bus avant la transition.
- Les transitions des bits récessifs à dominants peuvent être utilisées pour la resynchronisation si elles respectent la règle précédente, sauf si un nœud émet un bit dominant qui ne suit pas la règle de resynchronisation avec une transition de récessif à dominant et une erreur de phase positive. La règle ne s'applique que si les transitions des bits de récessif à dominant sont utilisées pour la resynchronisation.

12. CARACTERISTIQUES PHYSIQUES DU BUS CAN

12.1. Support de transmission

La transmission des données est effectuée sur une paire filaire différentielle. La ligne est donc constituée de deux fils :

- CAN L (CAN LOW),
- CAN H (CAN HIGH).



Figure 22 : Paire filaire du bus CAN

Le CAN est un bus de terrain, soumis à des parasites importants. La transmission en paire différentielle permet de s'affranchir de ces problèmes. Les montages différentiels ont en plus un fort taux de réjection en mode commun CMRR.

Pour les niveaux physiques sur le bus, il est important de distinguer les deux types de transmission possibles :

- transmission en bus CAN *low speed*,
- transmission en bus CAN *high speed*.

Le tableau ci-dessous résume les principales différences entre les deux types de bus notamment sur les débits supportés.

Paramètres	CAN <i>low speed</i>	CAN <i>high speed</i>
Débit	125 kb/s	125 kb/s à 1 Mb/s
Nombre de nœuds sur le bus	2 à 20	2 à 30
Courant de sortie (mode émission)	> 1 mA sur 2,2 kΩ	25 à 50 mA sur 60Ω
Niveau dominant	CAN H = 4V CAN L = 1V	$V_{CAN H} - V_{CAN L} = 2V$
Niveau récessif	CAN H = 1,75V CAN L = 3,25V	$V_{CAN H} - V_{CAN L} = 2,5V$
Caractéristique du câble	30 pF entre les câbles de ligne	2*120Ω
Tensions d'alimentation	5V	5V

Tableau 3 : Les 2 types de bus CAN

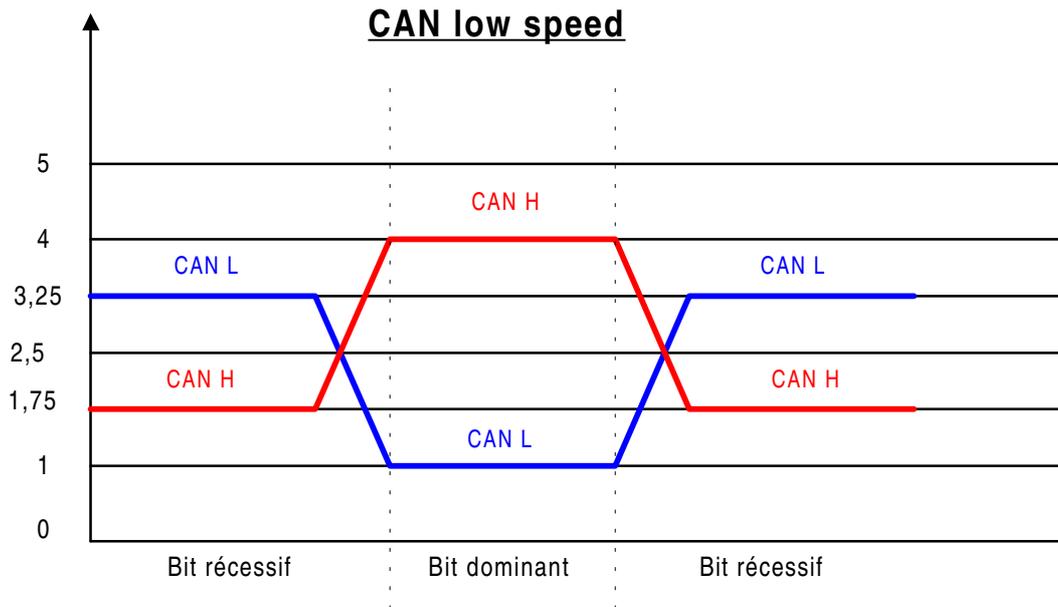


Figure 23 : Niveaux de tension du bus CAN *low speed*

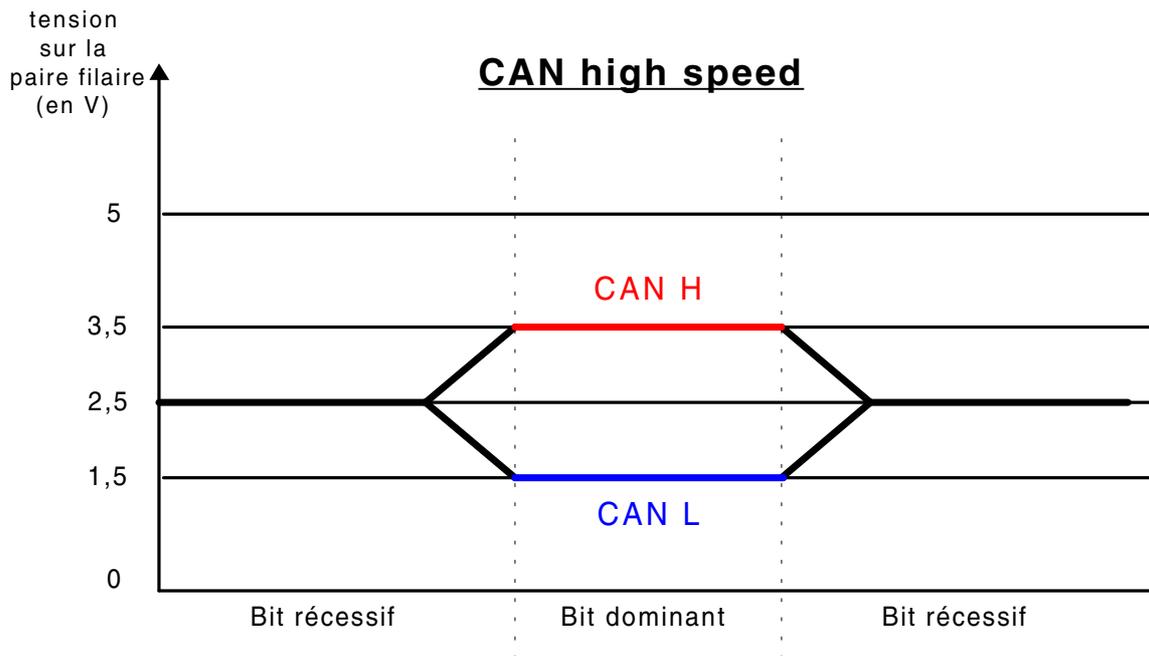


Figure 24 : Niveaux de tension du bus CAN *high speed*

Le schéma d'un circuit CAN relié au bus est présenté figure 25.

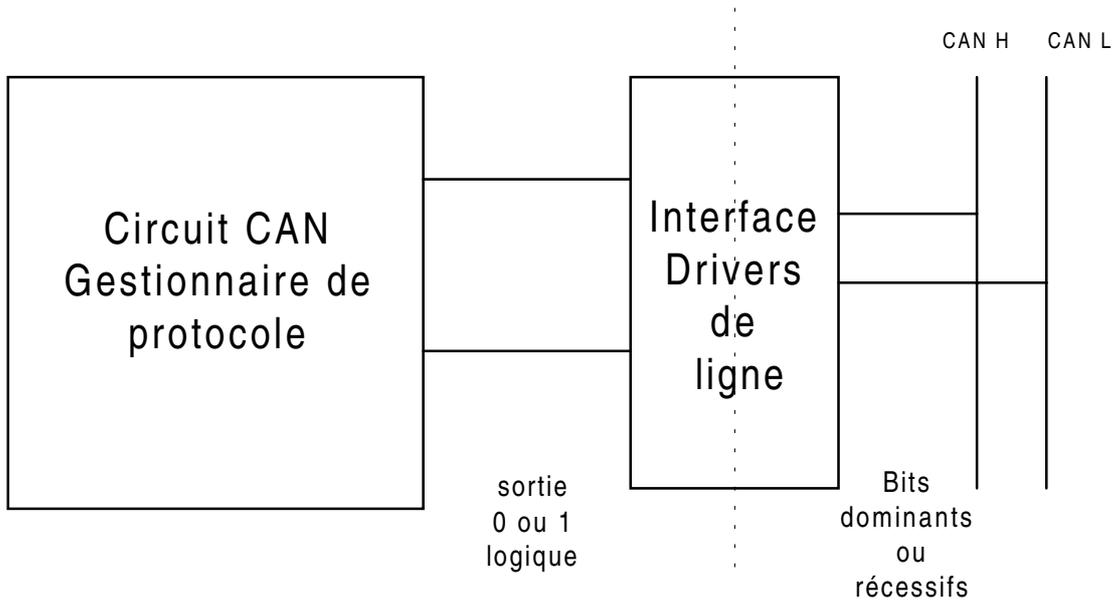


Figure 25 : Schéma de principe d'un circuit CAN

12.2. Débit sur le réseau et temps de latence

Le débit du réseau est calculé par rapport au *Nominal Bit Time*. Il s'étend de 125 kb/s à 1 Mb/s suivant le type de bus utilisé. Les valeurs ci-dessus correspondent au débit dit brut du réseau, c'est à dire en comptant tous les bits qui sont transmis sur le bus.

Le débit dit net ne tient compte que des bits transportant des informations utiles. Le débit net est en fait le débit utile du bus en ne comptant pas tous les bits tels que le SOF, les *Acknowledge Delimiter*, les bits de *Bit-Stuffing*...

Le *temps de latence* est un intervalle de temps qui représente la durée écoulée entre le moment où une demande de requête est formulée et l'instant où la réponse est présente sur le bus. Le temps de latence dépend du nombre de nœuds maîtres désirant effectuer un transfert de données.

PROFILS CANOPEN

Le nombre d'équipements d'automatisation avec une interface CAN ne cesse d'augmenter et le besoin d'une interopérabilité entre ces équipements dans les installations multi-vendeurs se fait de plus en plus pressant. Aujourd'hui, le protocole ouvert CANopen basé sur la couche d'application CAN (CAL) émerge sur le marché. L'interopérabilité de CANopen a été démontrée à la foire industrielle de Hanovre 1996 dans une installation multi-vendeurs avec divers automates répartis, un robot, des systèmes d'entraînement et une quantité de modules d'entrées-sorties.

CAN en plein essor

CANopen est un concept de réseau basé sur le bus sériel CAN (Controller Area Network) et la couche d'application CAL (CAN Application Layer). Le

bus bifilaire CAN qui, à l'origine, a été développé pour l'automobile, est aujourd'hui utilisé dans plus d'un million d'équipements industriels de commande, de capteurs et d'actionneurs. Ce bus est normalisé au niveau international selon la norme ISO 11898. Plusieurs grands fabricants de semi-conducteurs fournissent des chips CAN et les quantités utilisées dans l'automobile garantissent le bas prix des chips ainsi qu'une disponibilité à long terme.

CANopen et CAL

La couche applicative CAL née au sein de l'organisation internationale CiA (CAN in Automation) est un langage généraliste pour les réseaux CAN dont la structure est similaire à celle du MMS. CAL propose un ensemble d'outils de communication sans décrire la façon de les utiliser (fig.1). Ainsi,

Sujet: Profils CANopen.

Verbe: Définir.

Complément: CANopen est un concept de réseau basé sur le bus sériel CAN (Controller Area Network) et la couche d'application CAL (CAN Application Layer). Avec CAL, il faut définir quelles données seront transmises avec quels outils; c'est la tâche de CANopen pour les applications dans les systèmes industriels en temps réel.

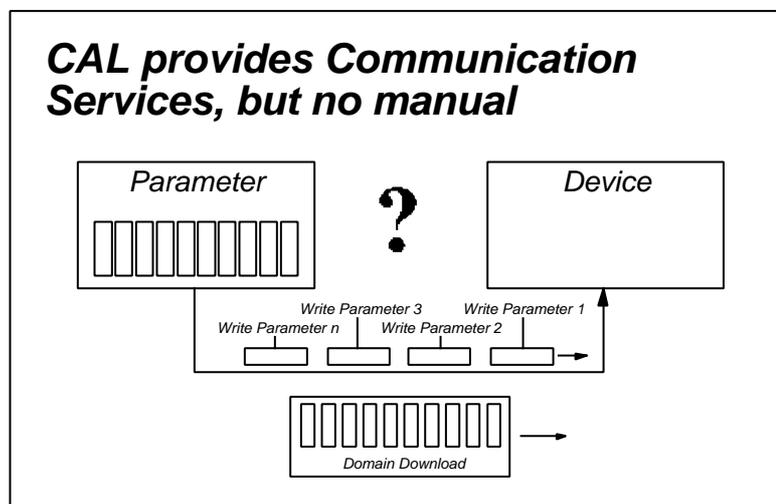


Fig. 1: CAL est un ensemble d'outils de communication mais ne définit pas la façon de les utiliser.

CANopen Structure

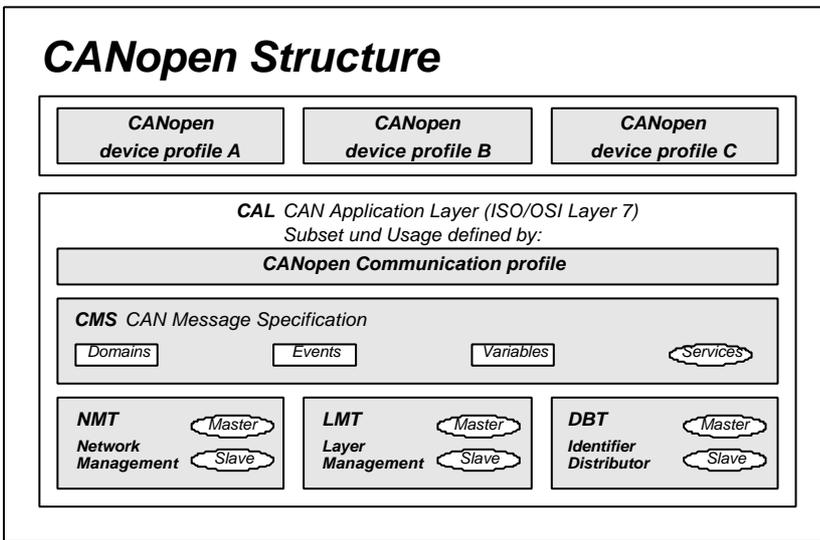


Fig. 2: CANopen est superposé à CAL et définit le contenu des données.

CAL est adopté à un très grand nombre d'applications. Cependant il faut, dans chaque cas, définir quelles données avec quels outils seront transmises. C'est la tâche de CANopen pour les applications dans les systèmes industriels en temps réel. CANopen définit encore ce que les données signifient dans les différentes catégories d'équipements (fig. 2). Pour définir une interface de communication adaptée aux équipements industriels, CANopen n'utilise qu'un certain nombre des outils de communication mis à disposition par la CAL. Ainsi CANopen ne nécessite que de faibles puissances de calcul et de capacité mémoire.

Le profil de communication

La manière dont s'effectue la communication avec les équipements est définie dans le profil de communication CANopen (CiA DS-301). Celui-ci est

en quelque sorte le manuel d'utilisation qui permet d'établir une communication ouverte et interopérable avec CAL. Tous les équipements qui communiquent selon le profil de communication CANopen, peuvent parfaitement s'intégrer dans le même réseau physique. Dans la plupart des réseaux de systèmes d'automatisation on trouve deux genres bien distincts de données c'est-à-dire les données en temps réels et les données de paramétrages (fig. 3).

Les premières nommées PDO (Process Data Object) sont transmises rapidement de préférence sans "overhead" et avec une structure prédéfinie.

C'est un échange de données "pur CAN". Cependant les propriétés Broadcast de CAN restent intactes et un message peut être reçu et traité par chaque participant (fig. 4). Les PDO peuvent être transmises au choix de manière cyclique, événementiel ou synchrone

(nécessaire pour la commande d'axes). En mode événementiel, la charge sur le bus est minimale et la capacité de communication très élevée pour un taux de transmission comparativement bas. Le mode synchrone (fig. 5), lui permet de synchroniser plusieurs axes dans la technique d'entraînements de moteurs, de lire des entrées en parallèle ou d'activer des sorties simultanément. Les deux modes peuvent aussi fonctionner en étant mélangés.

Deuxièmement, il y a les données de paramétrage nommées SDO (Service Data Object) dont les caractéristiques sont très différentes. Elles peuvent être nombreuses (beaucoup d'octets) et dans ce cas sont divisées en plusieurs segments. Elles sont typiquement transmises en asynchrone et la vitesse n'est pas critique. Le canal de données SDO est très performant et les paramètres d'un équipement donné peuvent être généralement écrits dans son répertoire objet (CAL multiplexed domaine) ou lu de celui-ci en un seul handshake (fig. 6).

En outre, la structure d'un répertoire objet CANopen correspond exactement à celle des autres systèmes de bus offrant ainsi une couche applicative quasi compatible.

Les profils d'équipements

Les profils d'équipements CANopen décrivent le contenu de la communication pour chaque type d'équipements. Celui-ci est indépendant des fabricants et

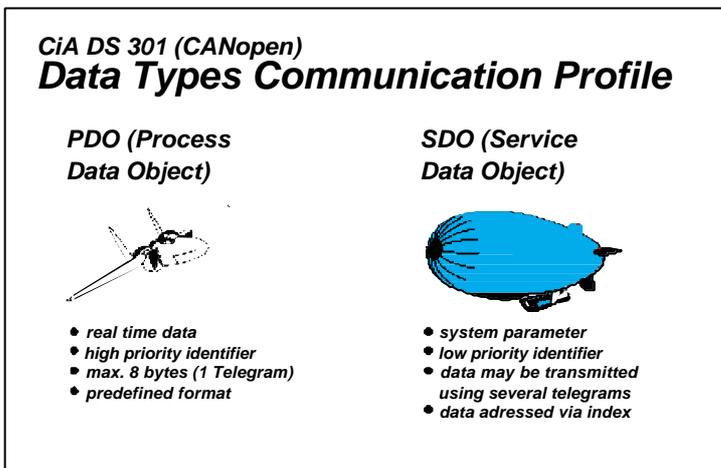


Fig. 3: Les services de CANopen sont optimisés pour les différents genres de données.

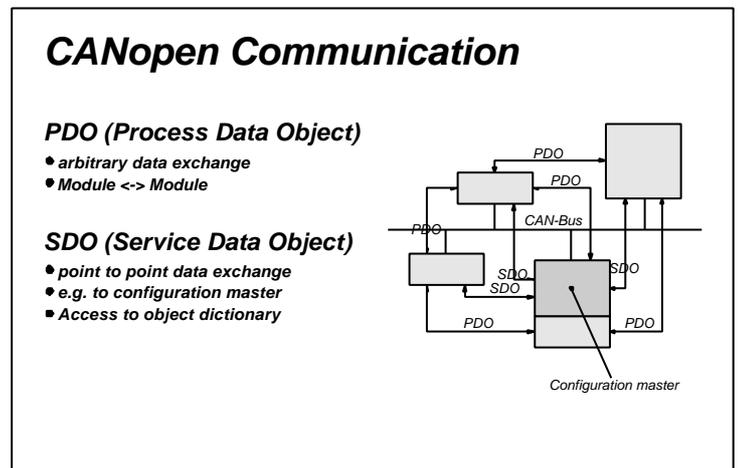


Fig. 4: Les PDO ont un caractère "Broadcast" tandis que les SDO sont "canalisés".

CANopen

les fonctions de base d'un type d'équipements donné (par exemple: unités d'entrées-sorties, entraînements servo, onduleurs de fréquence) s'effectuent toujours de la même façon (fig. 7).

Ainsi, les équipements qui respectent le même profil sont échangeables entre eux. Même si beaucoup de paramètres sont déjà prédéfinis, les profils d'équipements CANopen offrent encore de l'espace pour des extensions "fabricants". Cette approche assure l'avenir de CANopen.

Le CiA s'occupe de toutes les spécifications CANopen. On y trouve entre autres les profils d'équipements pour unités d'entrées-sorties (CiA DS-401) et pour systèmes d'entraînement (CiA DS-402). D'autres profils d'équipements ainsi que des essais et la certification de produits CANopen sont en préparation. D'autre part plusieurs implantations CANopen (code OEM) sont disponibles sur le marché. A ce sujet, le CiA publie régulièrement un catalogue des produits CANopen.

La gestion du réseau

CANopen propose un démarrage (Boot-Up) simplifié du réseau qui peut être étendu modulairement selon les exigences de l'installation (fig. 8). Il n'est souvent pas nécessaire de configurer le réseau car des valeurs de défaut sont définies pour les paramètres du réseau et les fonctions des équipements. Si toutefois l'utilisateur veut optimiser son réseau ou y ajouter d'autres fonctions, il peut le faire à l'aide d'outils de configuration disponibles chez plusieurs fabricants.

Naturellement CANopen ne se prive pas des avantages de CAN comme par exemple de pouvoir communiquer sans maître dans le réseau. Dans un réseau CANopen, tous les participants ont les mêmes droits et l'échange des données s'organise directement entre eux. Ainsi CANopen est particulièrement bien adapté à la décentralisation de l'intelligence où plusieurs automates ayant les mêmes droits sont répartis dans un système.

Synchronisation via CAN-Bus

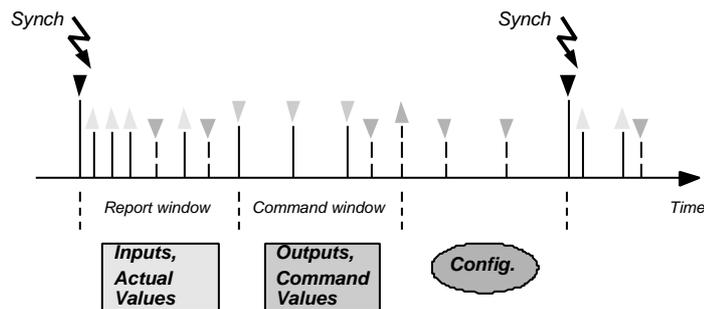
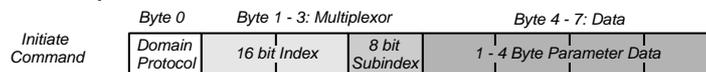


Fig. 5: Le mode synchrone répond aux exigences des entraînements d'axes.

SDO: Access to Object Dictionary

CAL Multiplexed Domain Protocol



described in Byte 0:

- Upload
- Download
- No. of valid data bytes
- expedited transfer
- segmented transmission (> 4 data bytes)
- abort transmission
- toggle bit

16 bit Index	Subind.	Description	Value
1000H	00H	Device Type	00 00 00 03H
...
1008H	00H	Device Name	DIOC 711
...
1A00H	00H	Mapping 1PDO	08 H
...	01H	1st mapped Obj	60 00 01 08H
...	02H	2nd mapped Obj	60 00 02 08H
...
6006H	01H	Interrupt Mask	FFH
...

Object Dictionary (extract)

Fig. 6: Les SDO permettent d'accéder au répertoire objet.

CiA DS 401 Device Profile Distributed I/O

Device profiles for digital and analog decentralized I/O-devices

defines:

- Parameter
- Default values
- Device reaction

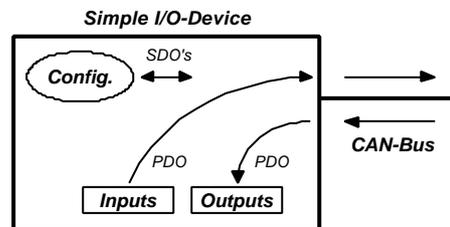


Fig. 7: Les profils d'équipements définissent le contenu de la communication et décrivent les équipements.

Un autre aspect à relever est la gestion "lean" du réseau CANopen. En effet, il permet aussi bien la mise en réseau d'équipements complexes dans les niveaux supérieurs que la connexion d'unités simples telles que capteurs et

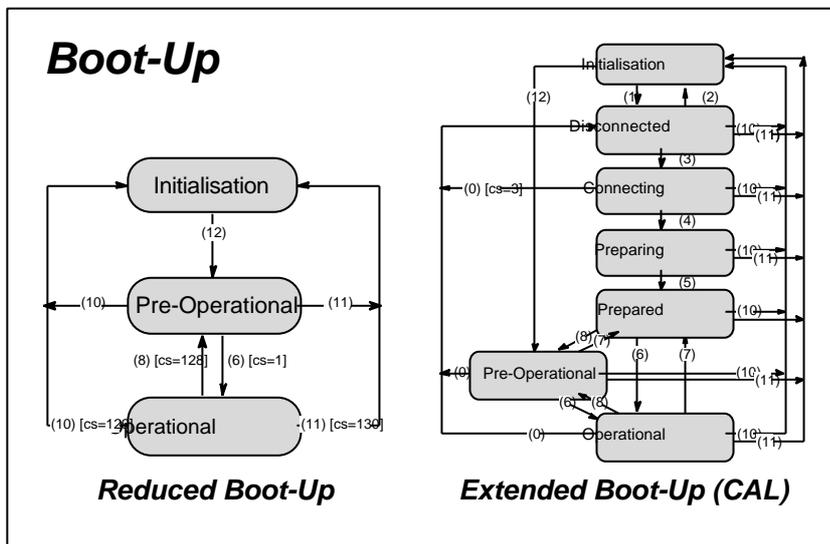


Fig. 8: CANOpen propose un "Boot-Up" simplifié en sus du comportement CAL.

actionneurs proches des processus. Les passerelles qui relient le niveau terrain au niveau de communication supérieur ne sont pas nécessaires et même un PC peut "écouter" les données des processus dans un réseau CANopen sans influencer le trafic de données en temps réel. CANopen offre donc une solution de réseau "light" qui permet de diminuer le nombre de systèmes de bus et ainsi de réduire les coûts de formation, de mise en oeuvre et de stockage.

Flexibilité et sécurité

Dans un réseau maître-esclave conventionnel, la capacité en temps réel de tout le système est déterminée par l'unité maître. En général les unités esclaves ne peuvent communiquer entre elles directement, ce qui nécessite au minimum deux transferts de données. Cela rend la communication plus complexe mais aussi le risque d'erreurs de

transmission plus important. CANopen évite ces inconvénients et le comportement temporel peut même être déterminé individuellement en fonction des tâches de chaque participant.

Il s'ensuit que tout le système de communication ne doit pas inutilement être plus performant si cela n'est exigé que par quelques participants. En outre, une tâche d'automatisation est répartie entre plusieurs participants CANopen et ainsi, les performances des équipements mis en réseau sont mises à profit de façon optimale. Cette tâche peut être petit à petit augmentée en ajoutant des participants.

Produits et applications

Le domaine d'utilisation de CANopen est très large. Des systèmes d'automatisation décentralisés, des systèmes d'acquisition et de commande répartis

ainsi que la mise en réseau de capteurs et d'actionneurs sont facilement réalisables. Des produits tels que les unités d'entrées-sorties Selecontrol MAS-DP sont aujourd'hui disponibles avec le protocole CANopen. L'implantation de CANopen a été complètement réalisée autant dans les modules T.O.R. (fig. 9) que ceux analogiques (fig. 10) et ils peuvent ainsi être mis en réseau dans un environnement CAL classique. Un set d'initiation est aussi disponible chez Selectron. Il se compose d'une carte PC intelligente qui s'occupe de la liaison CANopen, de modules d'entrées-sorties, du câble, d'une bibliothèque de logiciel ainsi que d'un moniteur CANopen simple qui facilite l'initiation.

Les premières applications CANopen ont été réalisées dans l'industrie des machines (par exemple dans l'emballage, le textile ou l'impression) et dans la manutention (par exemple dans des robots et systèmes d'assemblage).

CANopen est aussi utilisé dans des installations de convoyage et de stockage, dans des systèmes embarqués (machines de chantier et palettiseurs) ainsi que dans la gestion technique des bâtiments (climatisation et ascenseurs).

CANopen a même été intégré à des systèmes de traitement de l'image pour l'assurance de qualité.

Dipl.-Ing. ETS J.-L. Steiner
Selectron Lyss SA

Devices for CANopen

Digital In-/ Outputs: DIOC 711

- Microcontroller Philips 80C592
- 8 digital Inputs
- 8 digital Outputs
- extendable
- CANopen and CAL
- variable Mapping
- Interrupt inputs selectable
- stores parameter

CANopen

Devices for CANopen

Analog In-/ Outputs: AIC 711/712, AOC 71 1

- Microcontroller Philips 80C592
- 4 analog inputs 0 ... 10V, 0 ... 20mA or PT 100
- 4 analog outputs 0 ... 10V, ±10V resp. 0 ... 20mA
- CANopen and CAL
- variable Mapping
- mean value calculation
- Net Filtering
- Over- and Undervoltage detection
- Ramp generation
- limiting value detection
- Parameter storable

CANopen

Fig. 9: Unités d'entrées-sorties T.O.R. avec CANopen.

Fig. 10: Des possibilités étendues avec les unités analogiques.

Performances des couches applications pour CAN

Avant de commencer à s'intéresser à son propre problème spécifique, la question la plus fréquemment posée par les utilisateurs potentiels de couches applicatives du CAN est de savoir quel est le meilleur protocole applicatif. Cette question ressemble étrangement à celle qui consiste à vouloir savoir quel est le meilleur moyen de transport, voiture, train, bateau, avion sans annoncer le lieu géographique où l'on désire se rendre, le temps que l'on souhaite mettre, etc. La réponse dépend du problème que vous désirez résoudre et, dans la plupart des cas de l'opinion et des goûts de l'utilisateur.

Dès à présent, nous tenons à signaler que le contenu de cet article n'a pas pour but ni de proposer préférentiellement telles ou telles couches applicatives, ni de les comparer entre elles puisque leurs origines, buts et vocations sont différents et qu'il ne sert à rien de comparer de choses non comparables. Nous ne présenterons donc pas de tableaux se voulant comparatifs mais, afin de pouvoir vous aider dans vos choix futurs, cet article présente, sous forme de tableaux, un résumé de leurs propriétés principales - à ne surtout pas donc prendre pour des tableaux comparatifs !! -.

Toutes les couches applicatives décrites ci-dessous se basent sur les propriétés intrinsèques du protocole de communication CAN. Cet article n'a pour but que de faire ressortir les particularités et propriétés des couches applicatives hors de ce protocole.

Les différents paragraphes et tableaux qui suivent ont pour but de résumer

brèvement les principales propriétés de ces couches au niveau des systèmes et principes :

- d'assignation des valeurs des identificateurs des messages,
- des méthodes d'échange et traitement des données,
- des possibilités d'établissement de communications point à point,
- des méthodes d'établissement des connexions de données,
- de l'administration du réseau,
- des principes de modélisation et profils des éléments.

Assignation des valeurs des identificateurs des messages

La méthode utilisée pour déterminer l'assignation des valeurs des identificateurs des messages devant circuler

Sujet: Les couches applications de Can.
 Verbe: Appliquer.
 Complément: Avant de commencer à s'intéresser à son propre problème spécifique, la question la plus fréquemment posée par les utilisateurs potentiels de couches applicatives du CAN est de savoir quel est le meilleur protocole applicatif.

sur le réseau a une incidence directe sur :

- la priorité relative du message,
- le temps de latence du message,
- les possibilités de filtrage du message,
- les structures possibles des communications,
- et enfin, l'efficacité de l'usage de l'identificateur.

Compte tenu des critères évoqués ci-dessus, le choix de la méthode d'assi-

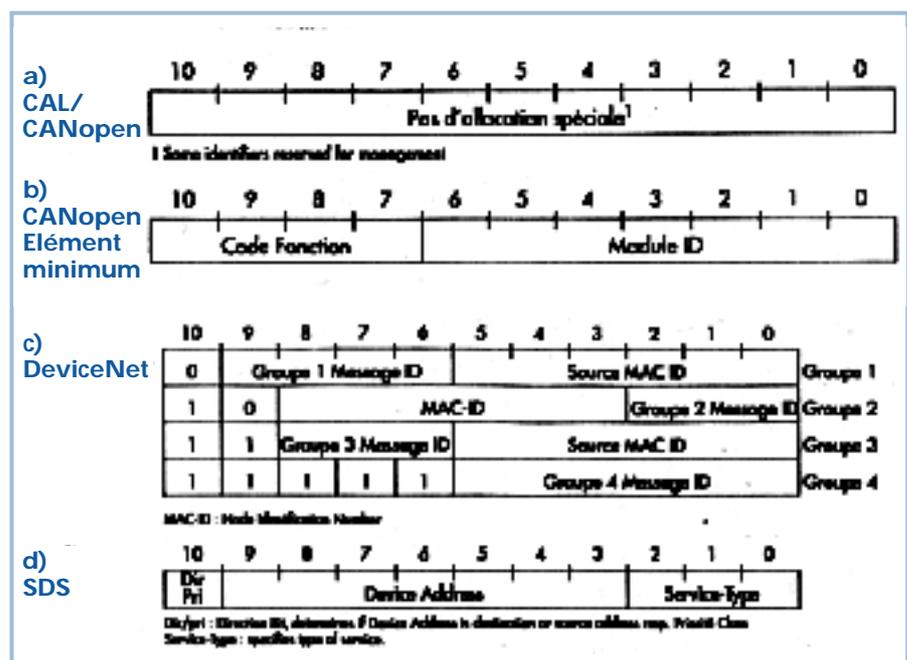


Tableau 1

gnation des valeurs des identificateurs dépend de la philosophie applicative que l'utilisateur souhaite mettre en œuvre dans son système.

Le **tableau 1** indique les structures générales d'assignation des valeurs des identificateurs.

Méthode d'échange et de traitement des données

Un autre point intéressant à examiner est celui qui a trait aux modes et méthodes d'échange et de traitement des données. En effet, ceux-ci constituent l'essence même d'une application distribuée. Ils doivent être les plus efficaces possibles dans un environnement donné. De ce fait, la transmission d'une donnée spécifique à une application doit être réalisée en accord avec le mode «Producteur - Consommateur» dans lequel la signification de la donnée transférée est sous-entendue par la valeur donnée à l'identificateur du message associé. Dans ce cas, Producteur et Consommateur sont supposés connaître la signification de la donnée transmise et savoir ce qu'ils ont à en faire.

Ce paragraphe s'intéresse donc à l'architecture et l'organisation des données présentes dans le champ de données (8 octets) de la trame CAN.

Architecture et organisation

En quelques mots :

● CAL

Globalement, CAL est un standard dans lequel les possibilités de communication sont indépendantes de l'application. CAL fournit des objets de communication en termes de «variable, événement» et «domaine». Avec des «variables» et «événements» de base, la transmission de données est effectuée sans enrobage (overhead) supplémentaire jusqu'à un maximum de 8 octets transmis par trame de communication. Les «variables» multiplexées quant à elles n'autorisent le transport que de 7 octets au maximum par trame.

● CANopen et DeviceNet

Au premier coup d'œil ces deux couches sont assez similaires en ce qui concerne les modes d'échanges et de traitement des données, respectivement

	CANopen	DeviceNet	SDS
Nom de l'objet de communication	Process Data Object PDO	I/O message	Multicast Channel APDU
Nombre maximal d'objets de communication par élément	512 PDO transmis 512 PDO reçus	27 I/O messages transmis 1701 I/O messages reçus par élément	32 canaux Multicast chacun jusqu'à 32 objets embarqués
Longueur maxi. du champ de données	8 octets	8 octets si fragmentation longueur arbitraire	6 octets si fragmentation 64 x 4 octets
Protocole	en accord avec le CMS du CAL sans enrobage suppl. sans acquittement protocole de Notify, read «stored event»	non fragmenté transmission sans enrobage suppl trois classes de transport supportant : sans acquittement acquittement par le serveur objet de connexion acquittement par l'appli. fragmenté transmission sans acquittement protocole de fragmentation avec un octet d'enrobage par trame	non fragmenté transmission 2 octets suppl. d'enrobage sans acquittement fragmenté transmission 4 octets suppl. d'enrobage par fragment acquittement protocole de fragmentation acquit. après réception d'un bloc complet
Types de mode de production de messages déclenchés	sur requête de l'appli. locale sur requête d'appli déportée cyclique non cyclique synchrone	spécifique à l'appli. changement d'état cyclique	changement d'état/valeur cyclique
Cartographie des objets d'application	le nombre max. des objets d'applications/PDO dépend de la taille des objets (64 appli. de 1 bit max.) définition de l'objet au moyen de «mapping paramètre record»	nombre arbitraire mappable à l'aide du protocole de fragmentation définition de l'objet au moyen de «Assembly object»	le Network data descriptor définit la taille, type de données, des données I/O de l'objet embarqué

Tableau 2

«PDO» pour CANopen, les «I/O messages» pour DeviceNet.

Le **tableau 2** résume les principales caractéristiques des CANopen, DeviceNet et SDS sur ce sujet.

● SDS

La structure de SDS est particulièrement bien adaptée aux solutions des systèmes distribués utilisant principalement des dispositifs «binaires» simples (organes d'entrées / sorties, valves, ...).

Déclenchement des messages

Le déclenchement des messages est supporté, avec quelques petites nuances, par les trois couches applicatives.

● CANopen quant à lui peut déclencher :

- sur un événement,
- sur une Application Request,
- après la réception d'un message de synchronisation.

● DeviceNet supporte les modes de déclenchement :

- cyclique,
- sur un changement d'état,
- sur la reconnaissance d'un objet particulier de l'Application.

● SDS, enfin, se déclenche :

- soit cycliquement,
- soit sur des changements d'état ou de valeurs.

Cartographie (mapping) des «objets Application»

Généralement un élément produit ou consomme plus d'un objet lié à l'application et assemble plus d'un objet applicatif dans un PDO ou I/O message approprié. Ce paragraphe s'intéresse à la façon dont sont répartis ces objets dans l'application.

CAL et SDS supportent des principes simples et CANopen et DeviceNet supportent quant à eux des systèmes beaucoup plus élaborés

● CAL

Dans les applications conçues autour de CAL, la cartographie des données d'application est effectuée par le programmeur lors de la définition des objets de communication (variables CMS, événements CMS, ...).

● CANopen

CANopen spécifie la cartographie des objets d'application dans le PDO au moyen d'une structure de données appelée «PDO Mapping Record». Cette structure spécifie cela sous forme d'une liste d'identification des objets (dictionnaire d'objets, avec index et sous-index) et de longueur de données. Du fait que la cartographie des PDO est accessible au moyen des SDO, celle-ci est configurable au moyen de outils de configuration.

● DeviceNet

Dans DeviceNet, le groupage des données d'application est spécifié au moyen des instances de l'objet - «Assembly» (chemin de connexion producteur ou consommateur) - qui définissent le format des données objet d'application. Un élément peut contenir plus d'un I/O Assembly et la sélection de la bonne Assembly peut être une option de la configuration de l'élément.

● SDS

SDS décrit la cartographie des données d'entrées / sorties de l'objet embarqué dans le champ de données de l'APDU au moyen du «Network Data Descriptor». Cette information peut être lue par les autres éléments du réseau.

Le **tableau 2** résume les principales caractéristiques de ces couches en ce

Le pourquoi de l'absence des couches 3 à 6 du modèle de l'ISO / OSI dans le CAN

Une question se pose très souvent : pourquoi les couches de 3 à 6 du modèle OSI / ISO sont-elles absentes du protocole CAN ? Cette absence est due aux raisons suivantes.

couche 3 - Network layer -

La structure même du protocole et le principe de diffusion adopté pour le CAN - diffusion de type «broadcast» - font que chaque message émis atteint TOUS les modules présents sur le bus et que, par conséquent, il n'y a pas nécessité d'effectuer des interconnexions entre réseaux ou d'avoir des fonctions de routage.

couche 4 - Transport layer -

Dans le modèle de référence ISO / OSI, le but de cette couche est d'autoriser les couches supérieures à «fiabiliser le transfert des messages de longueur arbitraire sur des réseaux non fiables» en offrant des fonctions telles que fragmentation, segmentation, séquençement, essai automatique et détection de trame dupliquée. Cependant pour des applications de commandes distribuées fonctionnant en temps réel, chaque message transféré tente de se passer de lui-même. Ces types d'applications requièrent de grands débits de transfert, des messages courts et nécessitent de connaître immédiatement si une tentative de message a réussi ou échoué de façon à être capable d'agir en temps et en heure.

Du fait que la couche 3 - Network layer - n'est pas nécessaire, et que la couche 2 - Data Link layer - du CAN est réputée pour être suffisamment fiable (gestion et traitement très performant des erreurs de communication, ...), les applications CAN ne nécessitent pas d'implémenter la couche 4 - Transport layer - pour garantir un service fiable de transfert de messages. De plus la couche 7 - Application layer - est totalement apte à fournir des services qui autorisent les applications nécessitant d'envoyer des messages de longueurs arbitraires.

Ceci conduit à conclure que la fonctionnalité de la couche 4 - Transport layer - n'a pas lieu d'être pour le protocole CAN.

couche 5 - Session layer -

Dans des applications distribuées industrielles de commandes en temps réel, les concepts de sessions, points de synchronisations et mécanismes d'enrôlements ne sont généralement pas supportés. Cependant, dans le futur, le l'organisme CAN in Automation - CiA - se réserve le droit d'implémenter une option de couche Session pour supporter des réductions de puissance à l'aide de possibilités de Stand-by.

couche 6 - Presentation layer -

La couche de présentation s'intéresse au transfert via le réseau des données d'application et à leurs significations. Dans le Modèle de Référence CAN toute application doit utiliser une structure constituée de données de type «basic» pour décrire leurs données. Cette donnée est codée au travers d'une syntaxe de transfert et il est supposé que toutes les applications connaissent a priori le sens des données. Ceci conduit à conclure qu'il n'y a pas de fonctionnalité de la couche 6 - Presentation layer - pour le protocole CAN.

Il ne reste pour le CAN que les couches 1, 2 et 7 - Application layer - qui aura pour mission d'assurer l'interfaçage entre l'environnement de communication de données et l'application visée et qui utilise cet environnement pour coopérer avec d'autres applications. L'ensemble des applications coopérant ensemble via le réseau forme ce que l'on a généralement l'habitude d'appeler une «application distribuée».

Les applications basées sur des réseaux CAN

Le CAN permet de satisfaire de très nombreuses possibilités de communication et, de fait, la réalisation d'un très large éventail d'applications, principalement celles des marchés de l'Automatisme Industriel, des réseaux de terrains industriels et du secteur de l'Automobile. L'une des principales raisons de ce succès est la très bonne valeur du rapport coût / performances de ce système. CAN offre en effet un débit suffisamment rapide et un niveau de fiabilité élevé de transport des données pour un prix comparativement faible face à tous ses concurrents. A ce sujet, il est bon de rappeler que les prix des composants CAN sont en baisse constante du fait de l'explosion de son utilisation.

Applications Industrielles

Les applications Industrielles du CAN ont démarré dès l'apparition des premiers composants sur le marché et touchent principalement le marché de la communication dans l'automatisme tels que les commandes logiques programmables (PLC), les commandes de robots industriels, les commandes intelligentes de moteurs, les organes d'entrées / sorties - capteurs, compteurs, actionneurs / actionneurs - intelligents, les systèmes hydrauliques, les commandes d'ascenseurs (exemples : KONE, OTIS), les équipements pour bateaux (exemple : Chantiers de Saint Nazaire), en passant par les équipements médicaux (exemples : Philips Médical, Général Electric), etc.

Citons, en vrac, les principaux centres d'applications que sont :

- manutention sur chaîne de production,
- machines d'assemblage,
- palettisation,
- traitement de produits alimentaires,
- machines spéciales,
- commandes de machines pour l'industrie textile (broderie, bobinage, ...),
- fabrication de verre,
- tri de marchandises,
- industrie sucrière,
- équipements de bâtiments (climatisation de buildings, de tours, ...),
- jouets (commande de réseaux de trains électriques miniatures, ...), etc.

Applications automobiles

A son origine, les applications CAN ont été développées de façon prédominante par son concepteur, la société R. Bosch, pour réaliser des commandes dites de " temps réel " dans l'Automobile.

Malgré ses origines, la pénétration du CAN dans l'électronique du marché de l'Automobile a été effectuée un peu plus lentement que celle dans le milieu Industriel du fait, d'une part, de la forte pression sur les coûts des équipements et, d'autre part, du fait du caractère critique de l'aspect sécuritaire que doivent posséder certaines des applications (ABS par exemple !).

Il est aussi à noter que, techniquement, le secteur Automobile a dû apprendre à s'adapter aux systèmes de commandes distribuées en temps réel, ce qui n'était pas son lot quotidien, contrairement au secteur Industriel qui lui était déjà longtemps habitué à ce style d'architecture et pouvait utiliser immédiatement CAN sans aucune réorientation culturelle.

CAN permet l'implantation de boucles de commandes et de contrôles dans la plupart des unités de commandes électroniques des véhicules. Cependant, les utilisations de telles boucles se trouvent limitées à des applications dans lesquelles les temps de réponse réalisables avec CAN sont suffisants courts. La valeur minimale de ce temps de réponse est limitée en raison du débit maximal du CAN de 1 Mbit/s lorsque la longueur du bus ne dépassent pas 40 mètres. De plus, la valeur de ce temps de réponse peut être plus longue du fait de la présence possible de conflits d'accès lorsque plusieurs stations tentent de démarrer simultanément la transmission de messages qui, par principe, ne peuvent avoir le même niveau de priorité.

De futures implémentations de fonctions améliorées telles que les commandes dynamiques et systèmes automatiques de pilotage et aide à la navigation nécessitent des actionneurs sur les freins, sur la direction, ... avec des interfaces électriques. Dans de telles applications, il peut devenir nécessaire d'implémenter des boucles de commandes sur le bus avec des temps de réponse plus courts qu'il n'est possible de réaliser avec des solutions de communications habituelles. Ceci peut conduire à un développement de bus de communication temps réel plus puissant avec des temps de réponse déterministes.

Pendant le développement de systèmes bâtis autour du CAN, il est aussi apparu qu'en plus des commandes temps réel, celui-ci pouvait être utilisé pour mettre en réseau d'autres parties applicatives du véhicule, notamment une partie importante de la communication entre les différents éléments des parties châssis, habitacle et confort.

Dans ces zones du véhicule - souvent appelées zones de «multiplexage» - la complexité, la longueur, le poids (donc la consommation du véhicule) du harnais de câbles (de l'ordre de 1 à 2,5 km et jusqu'à 30 à 50 kg parfois) peuvent être fortement réduits par une mise en réseau des stations. Ceci rend plus aisée l'installation de l'électronique et peut, dans certains cas, réduire aussi les coûts. De plus CAN est parfait pour assurer la solution aux problèmes de communication entre éléments pour les diagnostics, l'intégration d'interfaces utilisateurs (écran, ...) des différentes unités de communications mobiles.

Pour conclure sur ce point indiquons qu'à ce jour, ces dispositifs sont appliqués aussi bien aux véhicules particuliers qu'aux camions (tracteurs et remorques), autobus, autocars, bateaux, machines agricoles, excavatrices, machines des services routiers (déneigeuses d'aéroport internationaux, ...).

concerne les modes de communication des messages.

Communication point à point

Résumons en quelques mots les grandes particularités des principales couches applicatives concernant leurs possibilités d'établir des communications dites «point à point».

● CAL

Pour cet usage, CAL fournit des «Configuration Services» à l'aide de canaux d'administration pour chacun des éléments faisant partie du NMT (Network Management) du CAL. Deux identificateurs particuliers sont réservés à cet usage.

● CANopen

De son côté CANopen fournit des «Service Channels» au travers desquels des SDO peuvent être échangés - à l'aide du protocole des domaines multiplexés - entre n'importe lesquels des nœuds disposés sur le réseau. Rappelons que ce protocole d'échange fournit un acquittement explicite aux trames transmises sur le réseau.

● DeviceNet

DeviceNet fournit des services et canaux multi-applications orientés objets. L'emploi des «Explicit Messages» s'effectue à l'aide des «Explicit Messaging Connections».

● SDS

Pour sa part, SDS fournit des canaux de communication directe entre n'importe lesquels des «Embedded Objects» (objets embarqués) dans les différents «Éléments Logiques» contenus dans un élément.

Le **tableau 3** résume les propriétés fondamentales de connexion point à point de CANopen, DeviceNet et SDS.

Méthodes d'établissement de connexions de données

Ce point est très lié à la distribution statique et/ou dynamique des valeurs des

	CANopen	DeviceNet	SDS
Nom	Service Data Channel	Explicit Message	Peer to Peer Channel
Nombre maximal de canaux	128 clients SDO 128 serveurs SDO par élément	27 messages explicit transmis 1701 messages explicit reçus par élément	4 canaux par objet embarqué 32 objets embarqués par élément logique
Protocole	<5 octets : avec acquittement non fragmenté transmission fragmentée (7 octets par fragment) chaque trame est acquittée longueur indifférente	<7 octets : avec acquittement non fragmenté transmission fragmentée (6 octets par fragment) chaque trame est acquittée longueur indifférente	<6 octets : avec acquittement non fragmenté transmission fragmentée (3 octets par fragment) acquittement de chaque bloc 255 octets au maximum
Etablissement des connexions	établissement dynamique au moyen du manager des SDO connexions prédéfinies par défaut	établissement dynamique au moyen du manager des messages non connectés pour élément du groupe 2 allocation de message explicites pour le jeu de connexions prédéfinies	établissement dynamique au moyen du manager de connexions jeu de maître/esclave du jeu de connexions
Services de connexions et arguments	initier, avorter charger, décharger segment, domain index, sous-index du dictionnaire	ouverture, fermeture service pour : - création - configuration - démarrage - arrêt - reset - etc. code service chemin accès aux attributs arguments de services	ouverture, fermeture lecture écriture événement action code service numéro du canal attribut/action/événement identificateur

Tableau 3

identificateurs aux différents participants du réseau. Toutes les couches possèdent leurs propres spécificités concernant ce point. CAL et CANopen sont basées sur le DBT du CAL et, DeviceNet est basée sur une philosophie orientée sur le fait que les éléments du réseau sont propriétaires d'un lot d'identificateurs de messages.

Administration du réseau

L'administration des réseaux CAL et CANopen est basée sur le «NMT» des CAL et utilise le «Node Guarding» pour la détection des nœuds défectueux. De son côté DeviceNet supervise chaque nœud à l'aide des mécanismes de recherche de «Duplicate MAC ID» et de «inactivity / watchdog timer».

Modélisation et profils des éléments

Les trois couches emploient des techniques de modélisation et de profils dont les approches reflètent des sensibilités assez différentes. ■

Dominique PARET
Automotive & Identification
Innovation & System
Senior Technical Support
Philips Semiconducteurs

Cet article est extrait du deuxième tome consacré au bus Can chez Dunod

Tome 1 : Bus Can - Description, de la théorie à la pratique

Tome 2 : Bus Can - Applications.

Afin de vous présenter dans ce chapitre une synthèse constructive des principales propositions industrielles existant sur le marché, de nombreux éléments ont été empruntés à une excellente étude de notre ami, M. Konrad Etschberger, Directeur Technique de la société allemande STZP, présentés lors des conférences ICC 97 du CiA.

Petit inventaire des requêtes et nécessités des applications

En quelques lignes, voici les principales requêtes et nécessités spécifiques des applications Industrielles et Automobile.
applications Industrielles

Il y a quelques années, une enquête effectuée en Allemagne par la société VDMA auprès de très nombreux fabricants d'équipements industriels (automatismes, ...) avait donné les résultats suivants en ce qui concernait leurs souhaits :

communication de type synchrone	en %
● requise	64
● non requise	36
mode d'échantillonnage pour les nœuds du réseau	
● échantillonnage cyclique	73
● échantillonnage commandé par un événement	27
périodicité des cycles	
● 1 ms	26
● 10 ms	48
● 100 ms	26
temps de réponse du signal	
● 1 ms	40
● 10 ms	34
● 100 ms	26
longueur du bus	
● inf. à 100 m	66
● inf. à 1000 m	31
● sup. à 1000m	3

Même si ces chiffres ont légèrement évolué depuis l'époque de l'enquête, les tendances indiquées dans ce tableau restent sensiblement identiques.

Applications Automobile

En ce qui concerne les applications Automobile, il est nécessaire de distinguer au moins deux grands centres d'intérêt que sont le «contrôle moteur» et «l'habitacle» du véhicule.

contrôle moteur

- distance courte quelques mètres
- rapidité de communication débit de l'ordre de 50 à 500 kbits/s
- applications temps réel commandes ordres en quelques micro secondes
- périodicité des cycles 10 à 100 ms
- haute sécurité des connexions physiques
- possibilités de diagnostics
- possibilités de configuration des stations

habitacle

- distance plus longue quelques dizaines, centaines de mètres
- communication plus lente quelques dizaines de kbits/s à 125 kbits/s
- protection améliorée des lignes principe de «bus failure managements»

Les autres performances requises sont très similaires de celles nécessaires aux applications Industrielles.

AGRÉGATION INTERNE DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ELECTRONIQUE ET INFORMATIQUE INDUSTRIELLE

Étude d'un système industriel

Station "NIVOSE" Corrigé

1 PREMIERE PARTIE : FONCTION FP1 "MESURE DE LA HAUTEUR DE NEIGE"

Météo France dispose dans les Pyrénées, les Alpes et la Corse, d'un réseau automatique de mesures de la neige installé le plus souvent à haute altitude. Il est constitué de vingt stations automatiques, appelées "Nivose", qui fonctionnent de manière autonome à l'aide de batteries rechargées par des panneaux solaires et dont les informations sont transmises grâce au relais du satellite Météosat. Les stations "Nivose" sont équipées de capteurs spécifiques notamment celui qui sert à la mesure par ultrasons de la hauteur de neige.

Travail demandé

Q A1) En faisant référence à l'histoire de la fin du 18^e siècle, qu'évoque pour vous le mot "Nivose" ?

Nivôse était le mois des neiges du calendrier républicain, calendrier institué par la convention du 24 octobre 1793.

Extraits de l'encyclopédie Encarta. Le calendrier républicain, calendrier institué par la Convention nationale le 24 octobre 1793, pendant la Révolution française, en remplacement du calendrier grégorien. Le calendrier républicain fut créé par Fabre d'Églantine et utilisé en France de 1793 à 1806. Trois mois furent attribués à chaque saison! ; les mois d'automne se nommaient vendémiaire («mois des Vendanges»), brumaire («mois des Brumes») et frimaire («mois des Frimas»); les mois d'hiver, nivôse («mois des Neiges»), pluviôse («mois des Pluies») et ventôse («mois des Vents»); les mois de printemps, germinal («mois de la Germination»), floréal («mois des Fleurs») et prairial («mois des Prairies»); et les mois d'été, messidor («mois des Moissons»), thermidor («mois de la Chaleur et des Bains») et fructidor («mois des Fruits»). Le calendrier républicain fut aboli par Napoléon le 1er janvier 1806.

1.1 FONCTION FS1.1 "MESURE DE LA HAUTEUR DE NEIGE"

1.1.1 ETUDE DU CONCEPT DE MESURE DE LA HAUTEUR DE NEIGE

Une impulsion d'une durée d'environ 5 ms est envoyée par l'émetteur d'ultrasons. La neige renvoie un écho. La durée qui sépare l'émission de la réception est fonction de la distance parcourue par le son. La hauteur du pylône (h_0) est 5 mètres.

Station NIVOSE

Schéma de principe de mesure de hauteur de neige

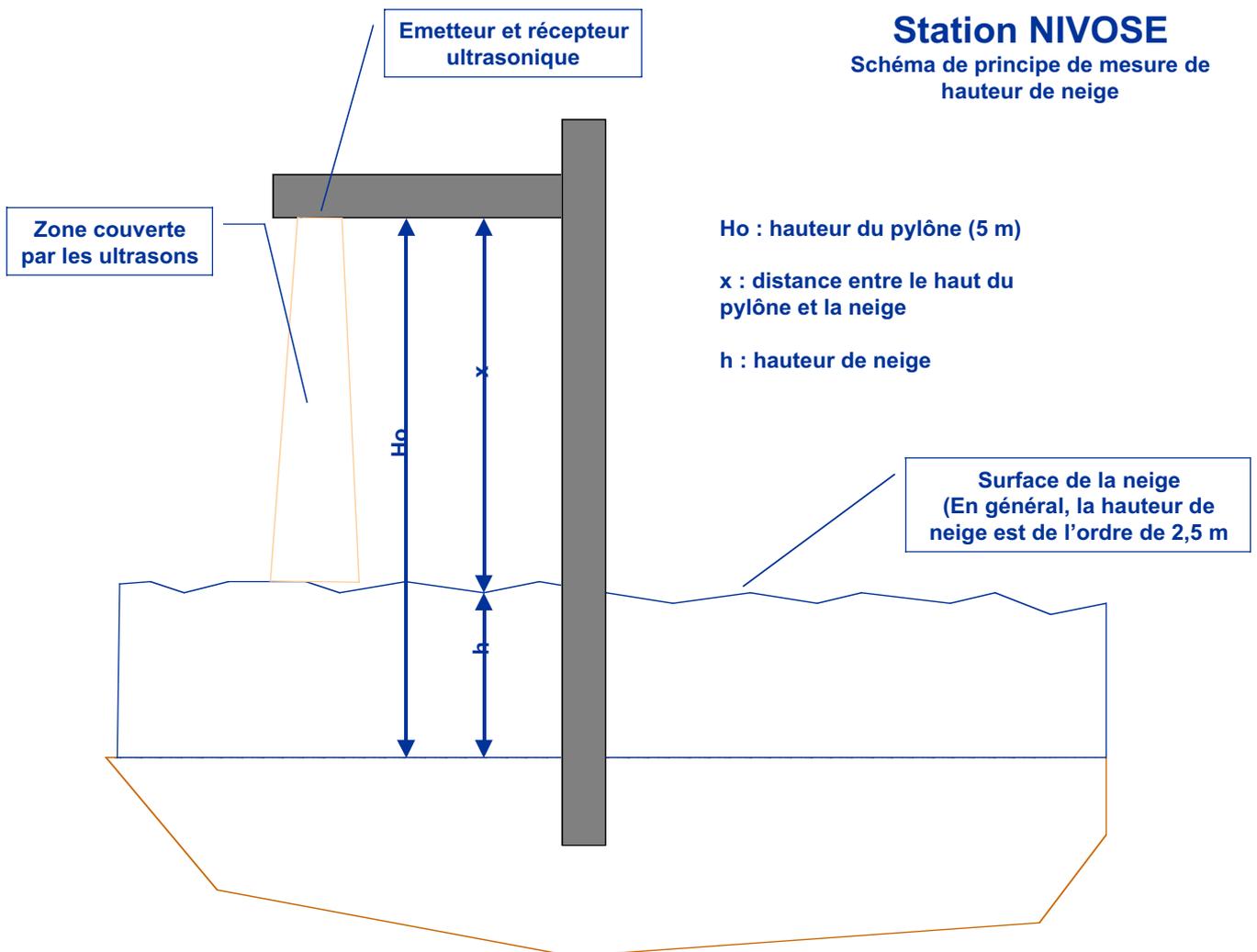


Figure 1 : schéma de principe de mesure de la hauteur de neige

Au cours de cette première partie, la vitesse du son (V_0) est supposée constante à 332m/s. Une horloge de période T_h et de fréquence F_h actionne un compteur.

Travail demandé

Q A2) Donner la relation qui lie la hauteur de neige (h), la hauteur du pylône (h_0), la vitesse du son (V_0), le nombre (N) d'impulsions du compteur et la période de l'horloge (T_h).

$$h = h_0 - x = h_0 - \frac{V_0 \cdot t}{2} = h_0 - \frac{V_0 \cdot N \cdot T_h}{2}$$

$$h = h_0 - \frac{V_0 \cdot N \cdot T_h}{2}$$

Le dispositif choisi donne directement un nombre N_1 qui correspond à la hauteur de neige en cm. Pour cela, le compteur fonctionne en décompteur. Avant la mesure, celui-ci est positionné à une valeur N_0 . N_1 est le nombre présent sur le compteur en fin de mesure.

Travail demandé

Q A3) Donner la relation qui lie N_1 à la hauteur de neige h , la période T_h , et V_0 .

$$h = h_0 - \frac{V_0 \cdot N \cdot T_h}{2} \text{ avec } h_0 = \frac{V_0 \cdot N \cdot T_h}{2}$$

$$h = \frac{V_0 \cdot T_h}{2} (N_0 - N) = \frac{V_0 \cdot T_h}{2} \cdot N_1$$

Q A4) Calculer la période T_h sachant que le nombre N_1 doit représenter la hauteur de neige en centimètres. Donner la valeur numérique de T_h pour une vitesse du son de 332 m/s.

$$\frac{V_0 \cdot T_h}{2} = 1 \text{ donc } T_h = \frac{2}{V_0}$$

$T_h = 2/V_0$ soit encore $T_h = 2/33200 = 60,2 \cdot 10^{-6}$ soit 60,2 μ s

La période de F_h sera de 16,6 kHz.

Q A5) Donner le nombre de bits du compteur.

La valeur maximale de la mesure est de 500 cm soit 0x1F4. Il faudra neuf bits pour coder ce nombre.

Q A6) En déduire l'erreur de quantification. Celle-ci est-elle compatible avec les contraintes du cahier des charges ?

L'erreur de quantification est de 1/500 soit 0,2%.

Le cahier des charges précise que la mesure est à +/-2 cm soit 2/500 ou encore +/-0,4%. Le dispositif de mesure est compatible.

1.1.2 ANALYSE DE LA FONCTION FS1.1 : MESURE DE LA HAUTEUR DE LA NEIGE

La structure logicielle qui réalise cette fonction est implantée dans un CPLD. Cette structure conçue en VHDL est donnée dans le dossier technique.

Travail demandé

Q A7) Lister les entrées et les sorties de cette fonction. Préciser leur type.

Entrées :

- F_q est une variable logique. c'est l'horloge qui pilote la fonction
- F_h est une variable logique. c'est l'horloge qui pilote le comptage
- $reset$ est une variable logique qui permet la remise à zéro lors de la mise sous tension notamment.
- deb_mes est une variable logique
- $echo$ est une variable logique
- lec_hau est une variable logique

Sorties:

- $Pulse$ est une variable logique
- $valid_mes$ est une variable logique
- $nhauteur$ est un mot de 9 bits

La structure de cette fonction présente deux process : un pour la génération de l'impulsion (nommé pulse) , l'autre pour la mesure de la hauteur de neige.

Q A8) Représenter le mode de fonctionnement du process MAE_pulse_machine à l'aide d'un diagramme mettant en œuvre des machines à états ou un Grafcet.

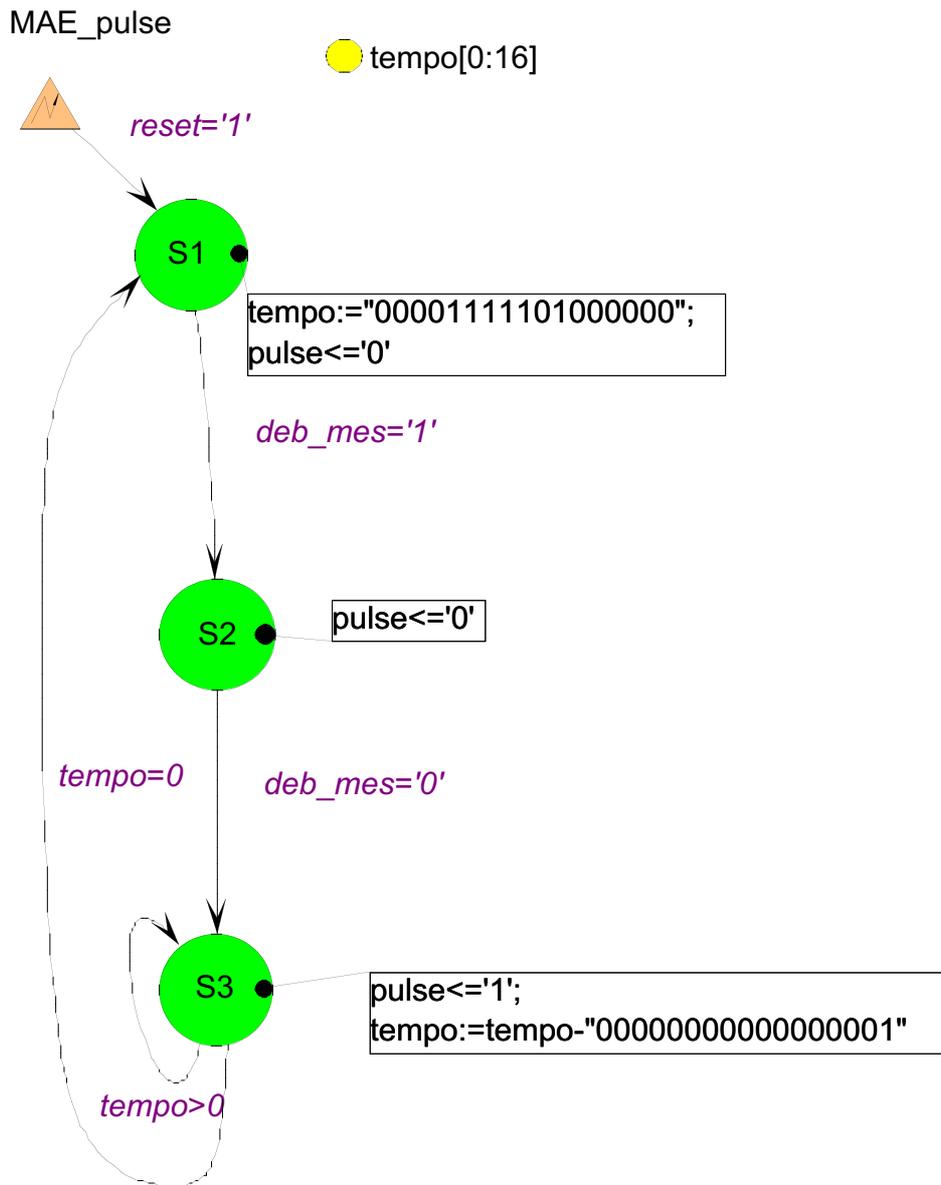


Figure 2 : Création de l'impulsion de 5 ms

Q A9) Représenter le mode de fonctionnement du process MAE_hauteur_neige_machine à l'aide d'un diagramme mettant en œuvre des machines à états ou un Grafcet

MAE_hauteur_neige

● compteur[0:8]

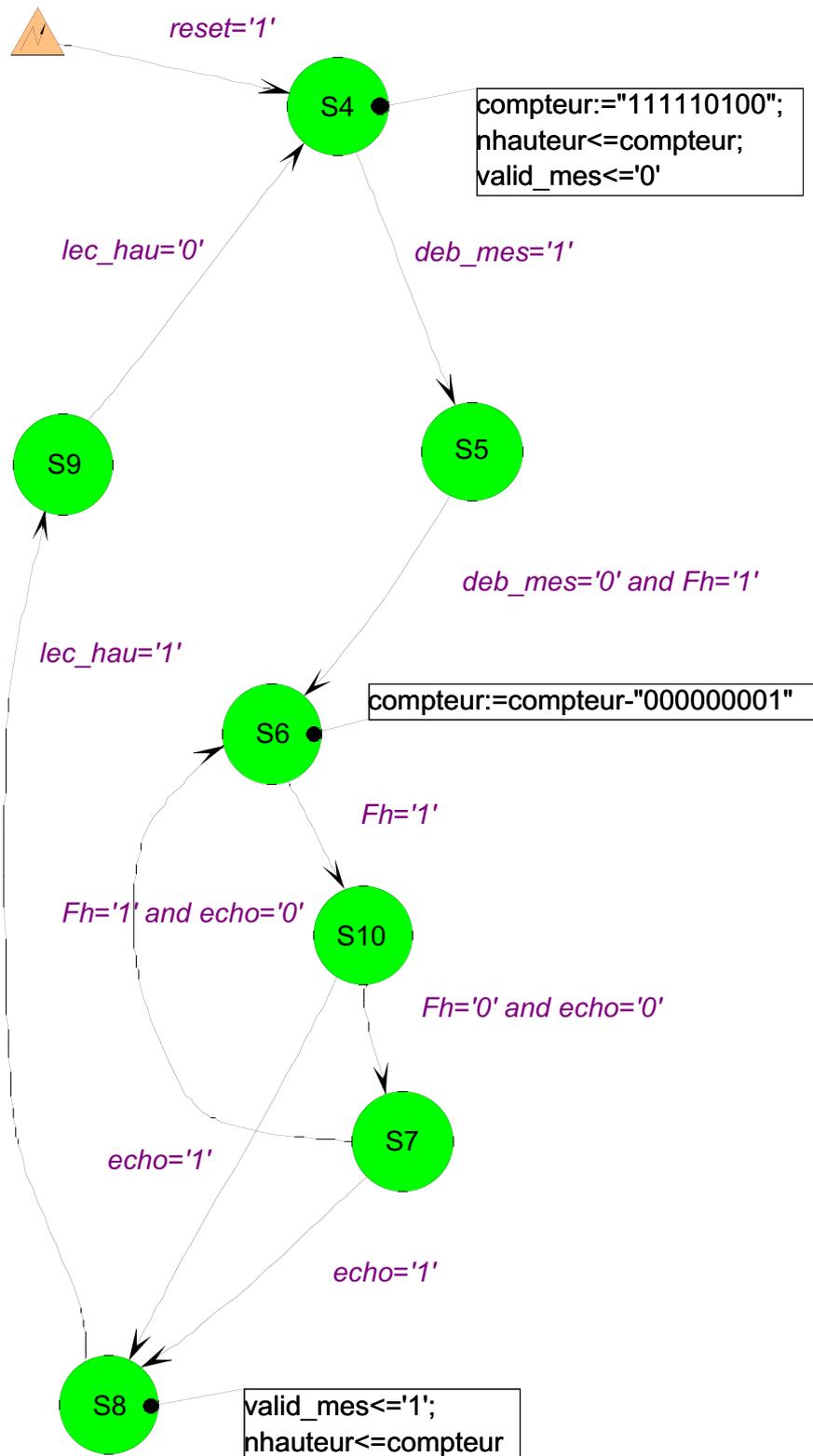


Figure 3 : mesure d'une hauteur de neige

Q A10) Les chronogrammes des signaux sont donnés ci-après. Expliciter le fonctionnement de la structure. Déterminer la durée pendant laquelle "pulse" est au ni-

veau haut. Donner la hauteur de neige. La fréquence de l'horloge étant de 16 kHz, vérifier que la valeur de la vitesse du son est correcte ?

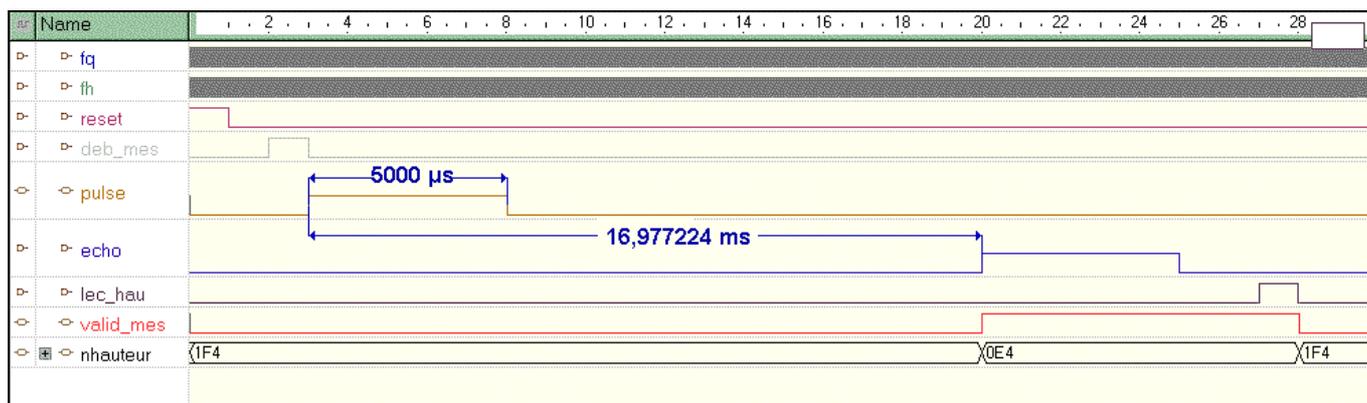


Figure 4 : Chronogrammes de la fonction "mesure de la hauteur de neige"
Les durées indiquées sont en ms.

La "pulse" reste au niveau haut pendant 5 ms.

"Reset" charge le compteur à \$1F4 soit 500. "Deb_mes" lance la mesure. La sortie "pulse" est active pendant 5 ms à partir du front descendant de deb_mes. Dès que "pulse" est au niveau haut, le compteur entre dans une phase de décomptage au rythme de l'horloge Fh. L'écho arrive 16 ms plus tard. Le compteur se bloque à \$0E4 soit 228. La hauteur de neige est de 2,28 m.

La fréquence de l'horloge est de 16 kHz soit une période 62,5 ns. $16,98/0,0625$ donne 272 impulsions. Le compteur indique $500-272$ soit 228 ou \$0E4. C'est bien ce que l'on note.

On peut calculer la vitesse du son pour vérification. La distance parcourue par le son est de $(500-228)*2 = 544$ cm. La vitesse du son est de $544/16,98 \cdot 10^{-3}$ soit $32 \cdot 10^3$ cm/s ou encore 320,37 m/s. C'est parfaitement compatible avec la vitesse du son annoncée.

1.1.3 INFLUENCE DE LA TEMPERATURE

La vitesse du son n'est pas constante. Elle varie en fonction de la température de l'air. On considère que la vitesse du son est :

$$V_s = V_0 \cdot \sqrt{\frac{T}{T_0}}$$

avec :

- V_0 vitesse du son à 0°C
- T_0 température en K (273 k à 0°C).
- T température en K du milieu
- V_s vitesse du son dans l'air

La plage de température de fonctionnement de la station est de -40°C à +60°C. On considère qu'il n'y aura plus de neige au-delà de +40°C.

Travail demandé

Q A11) Calculer l'erreur maximale due à la température, erreur commise sans correction de température sur la hauteur de neige

$h = Th \cdot Vs / 2 \cdot N1$ avec $N1$ nombre issu du compteur fonctionnant en décompteur.

$$\frac{dh}{h} = \frac{dVs}{Vs} + \frac{dN_1}{N_1} + \frac{dTh}{Th}$$

L'erreur sur dh/h provient essentiellement de $dN1/N1$ et dVs/Vs . On considère que l'erreur sur la période TH est très faible, compte tenu de la précision des quartzs.

Calcul approché :

En conséquence, l'erreur produite $dh/h = dVs/Vs + dN1/N1$.

L'erreur produite par la température sur h est dVs/Vs .

$$Vs = V_0 \cdot (T/T_0)^{1/2}. \text{ Donc } dVs = V_0 \cdot (T_0)^{-1/2} \cdot dT$$

$$dVs/Vs = dT/2 \cdot T$$

L'application numérique pour dT de 40°C donne $dVs/Vs = dT/2 \cdot T$ soit $7,3\%$

Un calcul plus fin donne $dVs/Vs = 8,2\%$.

Q A12) Comparer cette erreur aux données du cahier des charges et à la résolution du compteur et conclure.

L'erreur de quantification est de $0,4\%$. L'erreur due à l'écart de la vitesse du son est de l'ordre de 8% . Cette erreur est inacceptable. Il faut mesurer la température et faire une correction de la hauteur de neige en fonction de la température mesurée.

1.1.4 PRINCIPE DE LA CORRECTION EN TEMPERATURE

Il est nécessaire de faire une correction de la hauteur de neige en fonction de la vitesse du son. Pour cela, on mesure la température de l'air à l'aide d'une sonde au platine, puis on convertit la différence de potentiel image de la température de l'air en un nombre caractéristique de la température. Ce nombre sert à établir une correction de la hauteur de neige en fonction de la température.

Q A13) Afin de rester dans le concept établi précédemment, lecture directe d'un nombre caractéristique de la hauteur de neige, expliquer comment tenir compte de la variation de la vitesse du son en fonction de la température.

Il faut que $Vs \cdot Th / 2 = 1$ pour avoir une lecture directe. On mesure la température de l'air et on en déduit Th de sorte que $Vs \cdot Th / 2 = 1$.

Q A14) Déterminer l'erreur relative sur la température afin que l'erreur (sur la hauteur de neige) introduite après la correction de température ne soit pas supérieure à $0,1\%$.

$$dVs/Vs = dT/2T < 0,001$$

$$dT/T < 0,001 \times 2 \text{ soit } dT/T < 0,2 \%$$

La température est mesurée sur la plage prévue dans le cahier des charges.

Q A15) En déduire la résolution du convertisseur numérique analogique associé à la mesure de température, puis donner le nombre de bits de celui-ci.

$dT < 0,002 \times T$ soit $0,55^{\circ}\text{C}$.

La plage de fonctionnement de la station est de -40°C à $+60^{\circ}\text{C}$.
soit 100°C

Il y aura au minimum $100/0,55 = 181$ valeurs. On prendra alors un convertisseur huit bits qui donne 256 valeurs. La résolution sera de $0,4^{\circ}\text{C}$.

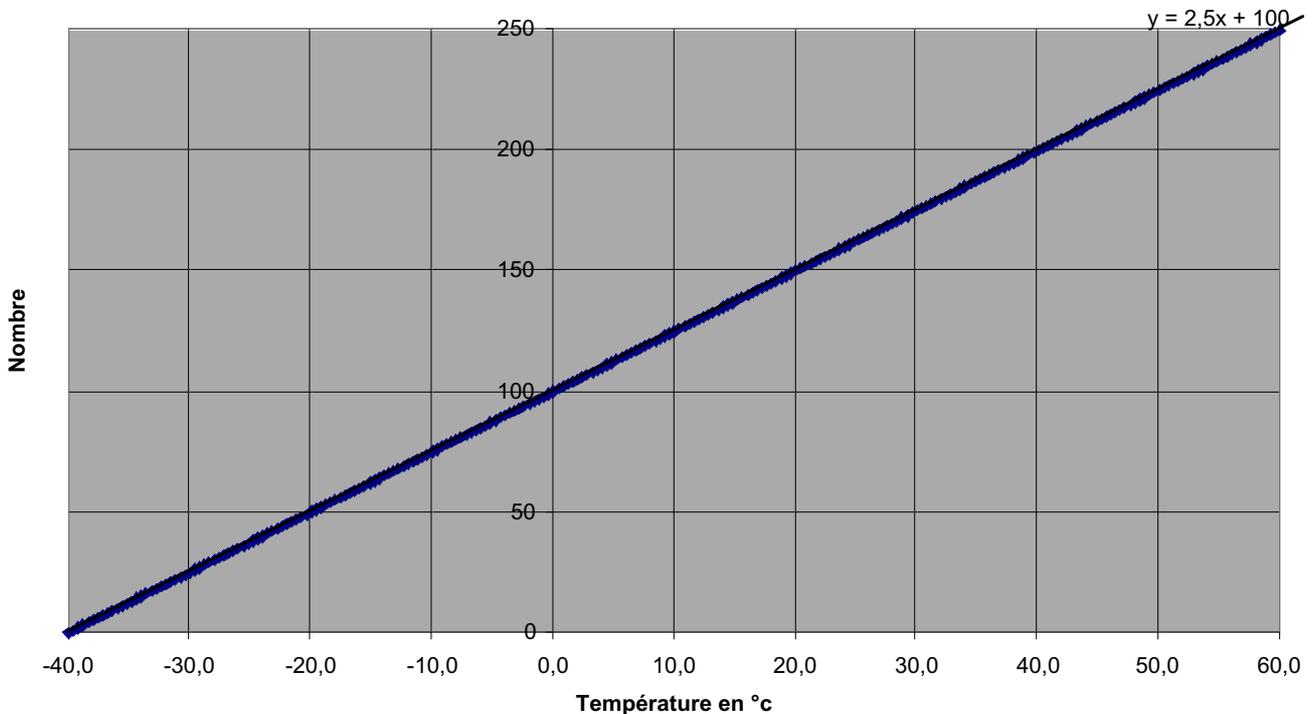
Q A16) Donner la relation entre N_T nombre représentant la température et la température (θ) en sachant que l'on prend un convertisseur non signé.

Un convertisseur huit bits suffit. La plage de température varie de -40°C à $+60^{\circ}\text{C}$.

Pour -40°C , le nombre N_T vaut zéro. La résolution est de $0,4^{\circ}\text{C}$, donc le coefficient de la relation est $1/0,4$ soit $2,5$.

$$N_T = 100 + 2,5 \times \theta.$$

Nombre N_T en fonction de la température



On connaît maintenant la température de l'air avec une résolution convenable. Le nombre caractéristique de la température pointe une adresse d'une mémoire. Le contenu de cette adresse (M) participe à la détermination du rapport de division de la fréquence du quartz afin d'obtenir la fréquence corrigée de la fonction FS1.1 "mesure de la hauteur de neige". La fréquence du quartz (F_q) est de 16 Mhz. Le rapport de division est donné par la relation $R = R_0 + M$ avec R_0 constant. M est un mot de huit bits. Le signal F_h doit avoir un rapport cyclique de 0,5, c'est-à-dire que $F_h = F_q / 2.R$

Q A17) Donner l'expression du rapport de division R en fonction de la température de l'air.

$$Vs.Th/2 = 1 \text{ mais aussi } F_h = Vs/2 \text{ avec } F_h = F_q/2 \times R$$

$R = Fq/2.Fh = 2.Fq/Vs$ avec $Vs = Vo.(T/To)^{1/2}$
 $R = (Fq.To^{1/2}/Vo) . T^{-1/2}$
 $R = 7\ 963 \times (T)^{-1/2}$ La vitesse du son est en cm/s donc
 $Vo = 33\ 200$ m/s.

$R = 7963 / \sqrt{T}$

Q A18) Donner la plage de variation du rapport de division.

$243^{\circ}\text{C} < T < 333^{\circ}\text{C}$

$511 < Ro + M < 436$

Q A19) Sachant que M est un mot d'un octet, choisir Ro. Donner alors le nombre de bits de R.

$M < 255$ d'où $Ro > 256$

$M > 0$ d'où $Ro < 436$

$256 < Ro < 436$

Le concepteur a choisi Ro de 384 ou encore \$180

Q A20) Calculer les dix premiers octets de la mémoire de correction.

Température en °C	Adresse	Contenu mémoire
-40,0	\$00	\$08A
-39,6	\$01	\$089
-39,2	\$02	\$089
-38,8	\$03	\$088
-38,4	\$04	\$088
-38,0	\$05	\$087
-37,6	\$06	\$087
-37,2	\$07	\$086
-36,8	\$08	\$086
-36,4	\$09	\$086
-36,0	\$0A	\$085
-35,6	\$0B	\$085
-35,2	\$0C	\$084
-34,8	\$0D	\$084
-34,4	\$0E	\$083
-34,0	\$0F	\$083
-33,6	\$10	\$082
-33,2	\$11	\$082
-32,8	\$12	\$082

1.2 FONCTION FS 1.5 "CAPTAGE DE LA TEMPERATURE DE L'AIR"

La température est captée à partir d'une sonde au platine type Pt100. Celle-ci répond à la norme DIN43760 rappelée dans les documents annexes. La sonde de température est traversée par un courant constant indépendant de la température de l'air. La résistance de la

sonde est notée R_t . Un composant résistif R_a d'une valeur proche de la résistance de la sonde est traversé par un courant de la même valeur que celui qui traverse R_t . La différence de potentiel entre les éléments résistifs est amplifiée. La différence de potentiel en sortie de l'amplificateur est convertie en un nombre. Celui-ci sera l'image de la température de l'air.

Vous devez proposer un schéma complet de la fonction captage de température. Tous les composants seront justifiés.

1.2.1 GENERATEURS DE COURANT

Deux générateurs de courant alimentent respectivement R_t et R_a . Le courant qui traverse la sonde ne doit pas excéder 0,5 mA. Le courant fourni par ces générateurs doit être le plus possible indépendant de la température.

Cahier des charges des générateurs de courants :

- Courant fourni : 0,5 mA
- Tolérance : 1%
- Variation en fonction de la température : $dI_0/dT = 200 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

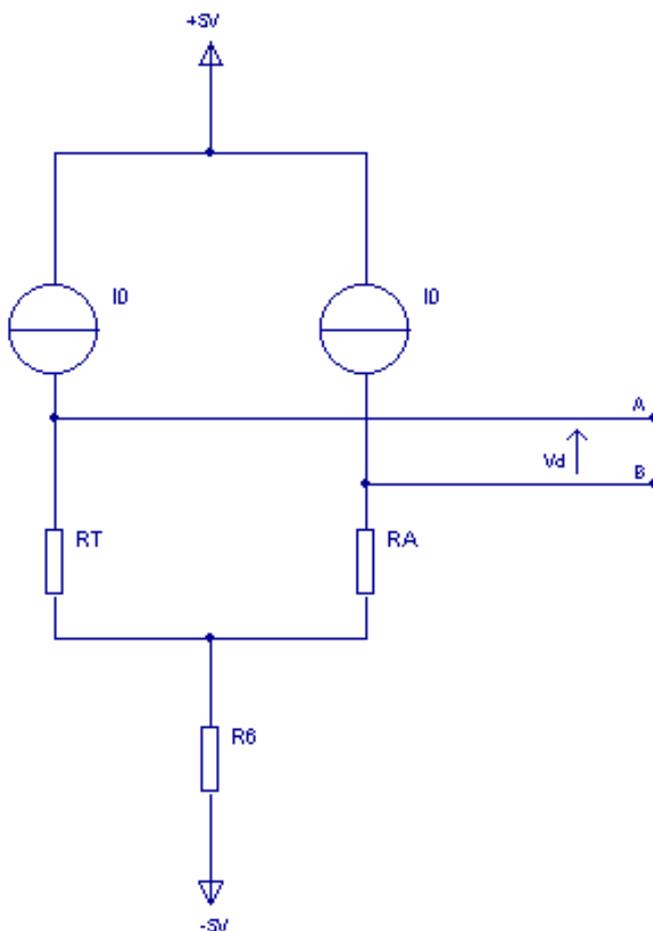


Figure 5 : Schéma de principe de la mesure de température mettant en œuvre les deux générateurs de courant

Travail demandé

Q A21) Proposer un schéma structurel des générateurs de courant. Vous disposez de transistors, de circuit intégré linéaire référence de tension et des composants résistifs. Les différences de potentiel d'alimentation disponibles sont +5V et -5V.

Les composants passifs autres que les composants résistifs et capacitifs doivent être pris dans la documentation fournie.

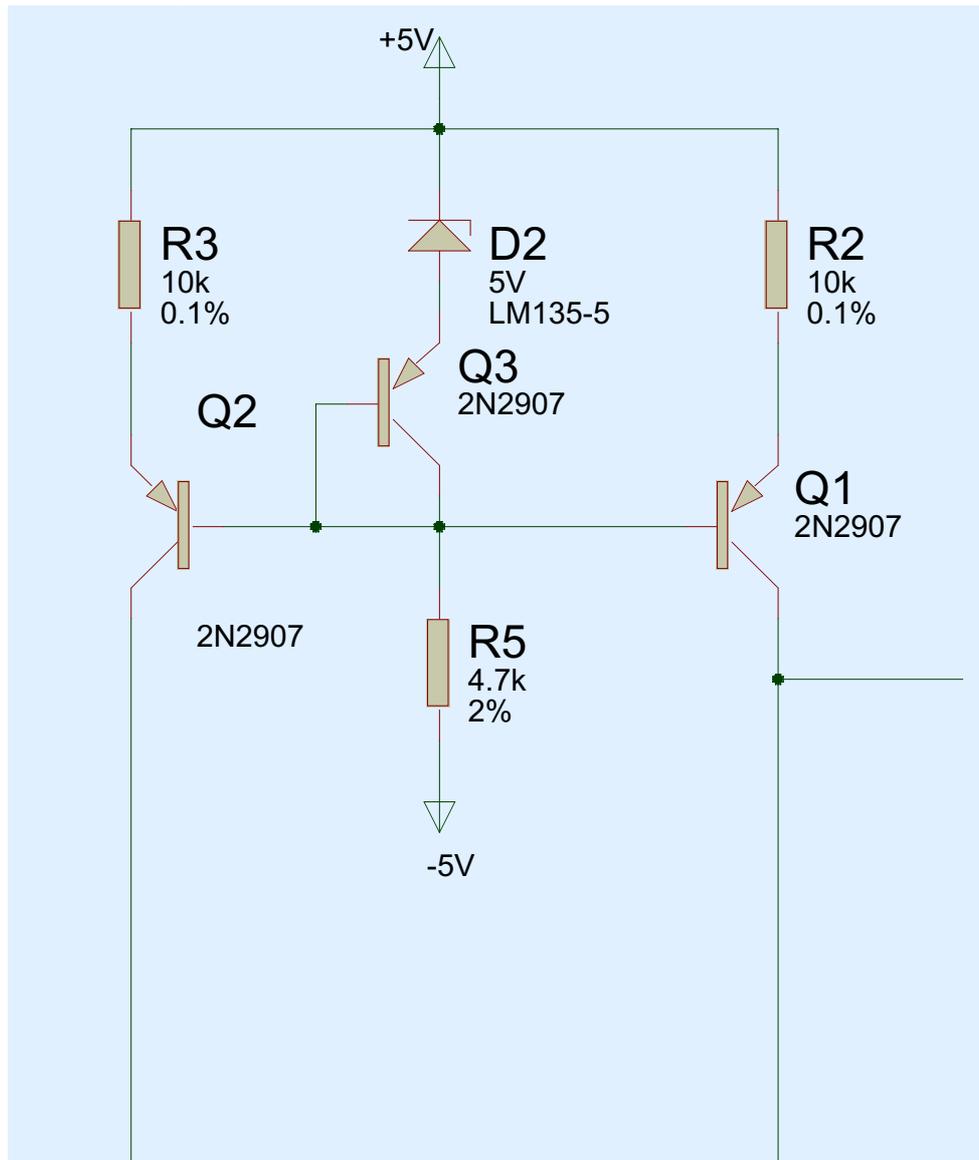


Figure 6: Schéma des générateurs de courant

Q A22) Justifier le choix des composants actifs.

Les transistors 2N2907 sont proches sur le plan géographique et soumis à la même température. Les différences de potentiels V_{be} se compensent totalement quelle que soit la température. La référence de tension de 5 V est traversée par un courant de l'ordre du mA ($(4,4/4,7$ soit $0,94$ mA).

Q A23) Dimensionner les composants résistifs : valeur de ces composants, tolérance et technologie.

$$I_o = V_{ref}/R_3 \text{ soit } 5/10 = 0,5 \text{ mA}$$

$$dI_o/I_o = dV_{ref}/V_{ref} + dR_3/R_3$$

Tolérance des composants

$$dV_{ref}/V_{ref} = 0,05/5 * 100 \text{ soit } 1\% \text{ donc } dR_3/R_3 = 0,1\% \text{ (et encore)}$$

$$dV_{ref}/V_{ref} \text{ est de } 160 \text{ ppm}/^\circ\text{C} \text{ au maximum } 18 \text{ mV sur } 110^\circ\text{C}$$

Il faudra choisir R3 avec une technologie dont la stabilité en température du composant sera inférieure à 40 ppm/°C.

R3 : 10 KΩ film métallique, CMS, 0,1%, 10ppm/°C

R2 : 10 KΩ film métallique, CMS 0,1%, 10ppm/°C

R5 : 4,7 KΩ couche métallique, CMS, 2%, 200ppm/°C

1.2.2 SONDE PT 100

La sonde PT100 correspond à la norme DIN43760. La plage de fonctionnement de la station "Nivose" est -40°C à +60°C.

Travail demandé

Le courant qui traverse la sonde de température est de 0,5 mA.

Q A24) Pour quelles raisons cette sonde de température est nommée PT100 ? Quelles sont les propriétés essentielles du platine ?

Pt : Le platine, métal grisâtre chimiquement inerte relativement rare et plus précieux que l'or, de symbole chimique Pt.

100 : 100 Ω à 0°C.

Il est malléable et ductile, se dilate faiblement sous la chaleur et possède une grande résistance électrique. Il est inerte chimiquement : il n'est pas attaqué par l'air.

Q A25) Pourquoi faut-il choisir un faible courant pour ce capteur résistif ?

La réponse est donnée dans la documentation fournie sur la Pt100. "Le courant de mesure traversant un élément de PT100 ne doit pas être supérieur à 1 mA pour éviter l'auto-échauffement".

On considère que dans la gamme de température, la loi qui régit la valeur de la résistance R_t est une fonction affine du type $R_t = R_0(1+a\theta)$

Q A26) Quelle erreur maximale est commise lors de cette approximation ? Cette erreur est-elle acceptable dans le contexte de la fonction étudiée ?

Dans la gamme de températures (-40°C à +60°C), la résistance de la sonde est $R(\theta) = R_0(1 + a.\theta - b\theta^2)$. Le dernier terme dans la plage de température est négligeable. $a = 3,9083 \times 10^{-3}$ et $b = 5,775 \times 10^{-7}$

En appliquant la relation complète, $R_{(-40^\circ\text{C})}$ vaut 84,29 Ω. En appliquant la relation affine, $R_{(-40^\circ\text{C})}$ vaut 84,38 Ω. L'écart est de 0,11% bien inférieur à la tolérance (0.4%) de la sonde en classe A. Toutefois, il est possible de minimiser cet écart en adaptant le coefficient a.

Q A27) Compte tenu de la plage de températures et du contexte fonctionnel, déterminer le coefficient (a) qui minimise l'erreur d'approximation.

Il suffit de linéariser la relation. En définitive, on peut prendre pour a la valeur suivante $R_{(-40^\circ\text{C})} = 84,29 = R_0(1 + a.(-40^\circ\text{C}))$ ce qui donne $a = 3,9275.10^{-3}$.

Q A28) Placer la sonde et la résistance Ra sur le schéma précédent. Exprimer la différence de potentiel Vd caractéristique de la variation de température. Déterminer Ra de telle sorte que Vd soit nulle pour la température minimale d'utilisation de la station (-40°C). Donner la relation numérique liant Vd à la température.

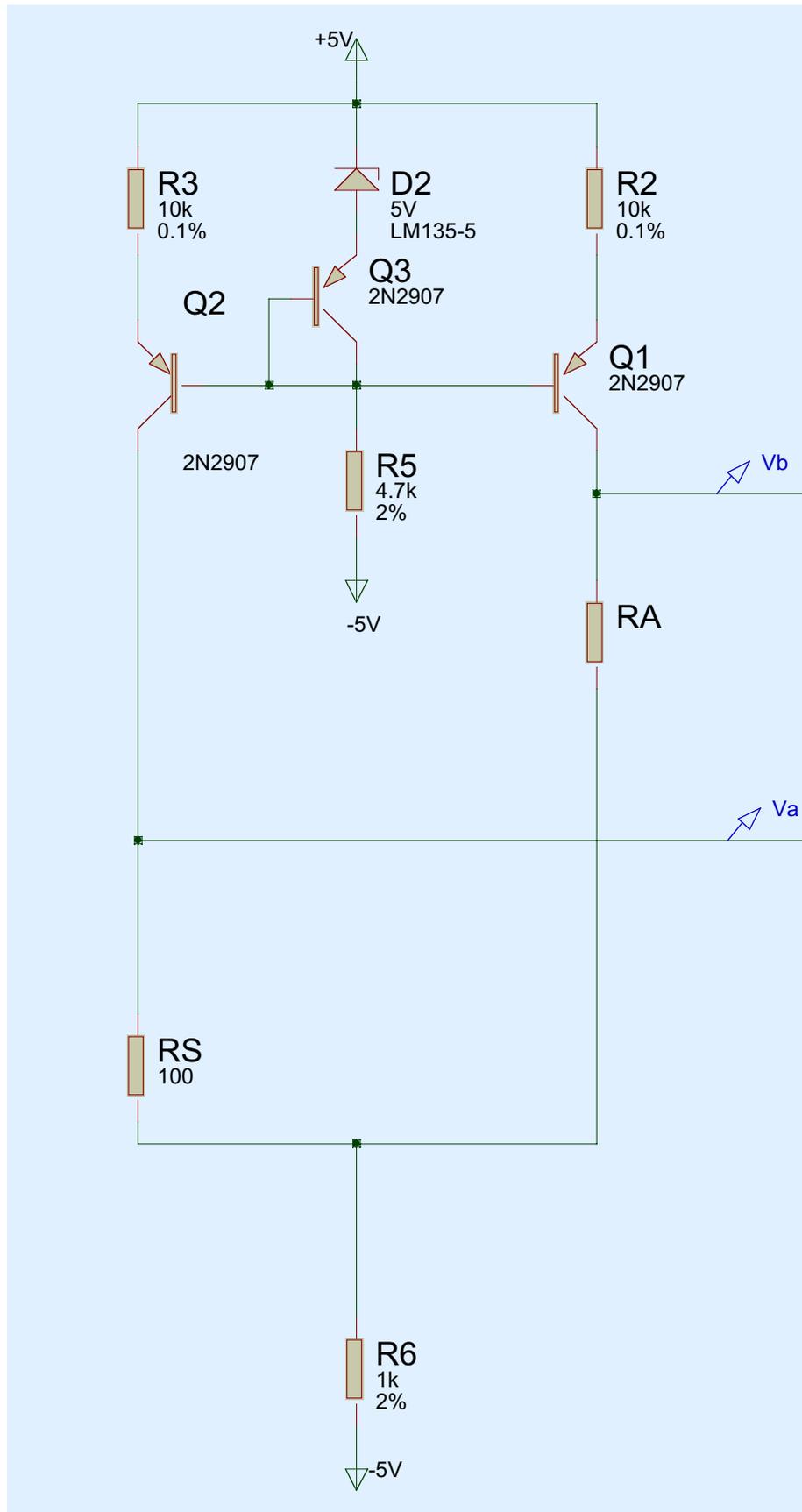


Figure 7: La différence de potentiel V_{ab} (V_d) sera l'image de la température

La différence de potentiel $V_{am} = 2 \cdot R_6 \cdot I_o + R_s \cdot I_o - 5$ et la différence de potentiel $V_{bm} = 2 \cdot R_6 \cdot I_o + R_a \cdot I_o - 5$

$$V_d = V_{ab} = R_s \cdot I_o - R_a I_o = I_o (R_s - R_a) = I_o [R_o (1 + a \cdot \theta) - R_a]$$

$$V_d = R_o \cdot I_o + R_o \cdot I_o \cdot a \cdot \theta - R_a \cdot I_o = I_o(R_o - R_a) + R_o \cdot I_o \cdot a \cdot \theta$$

Si on veut que V_d soit nulle pour une température de -40°C ,
 $R_a = 84,29 \Omega$

$$V_d(\theta) = 7,855 + 0,196 \cdot \theta \text{ avec } I_o \text{ exprimé en mA}$$

$$V_d(\theta) = 7,86 + 0,1965 \cdot \theta$$

Vérification : pour une température de -40°C , $V(-40^\circ\text{C}) = 0 \text{ mV}$,
pour une température de 0°C , $V(0^\circ\text{C}) = 7,86 \text{ mV}$

Q A29) Caractériser totalement R_a .

$R_a = 84,29 \Omega$. On réalise R_a par une résistance à couche métallique de précision ayant une $\text{ppm}/^\circ\text{C}$ faible et une tolérance de 0,1% en parallèle avec un composant résistif de 536Ω avec une tolérance de 1%.

Compte tenu de la tolérance de la sonde, on devra prévoir un ajustement de l'ensemble R_a .

R1 : 100Ω Film métallique, CMS, 0,1%, 10 $\text{ppm}/^\circ\text{C}$.

R7 : 510Ω Couche métallique, CMS, 2%, 100 $\text{ppm}/^\circ\text{C}$

RV1 : 50Ω Piste cermet, CMS, 10 tours, 5%, 100 $\text{ppm}/^\circ\text{C}$

La sonde de température est prévue pour un montage trois fils.

Q A30) Quel est le rôle du montage trois fils ? Démontrer vos affirmations.

Le montage trois fils permet de réduire, voire d'annuler l'effet de la résistance des fils. Soit R_f , la résistance des fils,

$$V_{am} = I_o[R_f + R_s + 2(R_f + R_6)] - 5$$

$$V_{bm} = I_o[R_f + R_a + 2(R_f + R_6)] - 5$$

$V_d = V_a - V_b = I_o[R_s - R_a]$ donc la résistance des fils n'intervient pas.

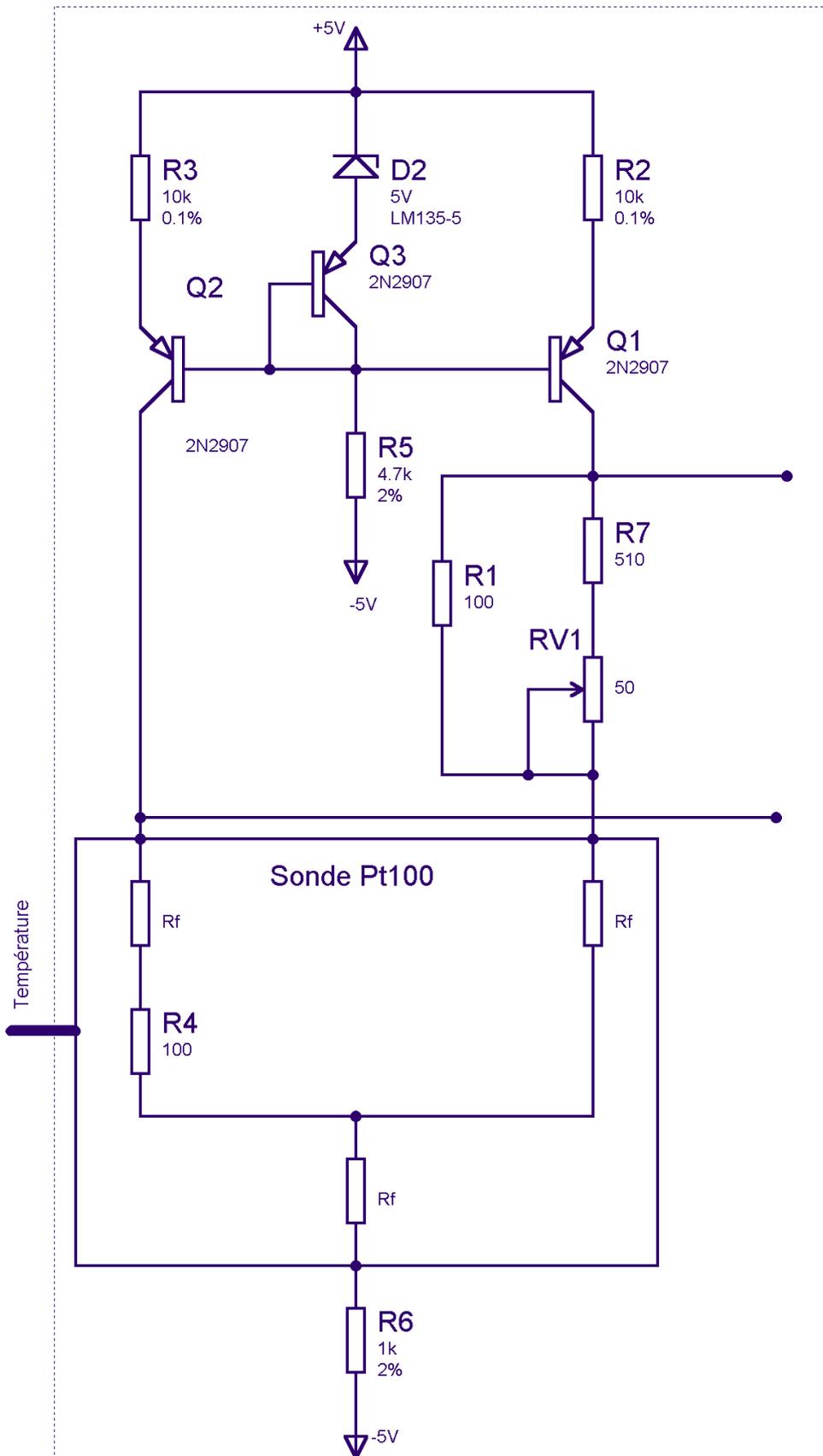


Figure 8 : Schéma de la sonde pt100 avec montage trois fils

1.2.3 CONVERSION ANALOGIQUE NUMERIQUE

La conversion numérique analogique est réalisée par un circuit intégré AD7819. Le nombre N, image de la température répond à la relation $N = 100 + 2,5.\theta$ avec θ température en °C.

Vous disposez des différentes "références de tension" fournies dans le dossier documentation.

Travail demandé

Q A31) Proposer un schéma structurel complet permettant de réaliser la conversion numérique analogique.

La différence de potentiel de référence est réalisée à l'aide du circuit intégré linéaire LM136-2,5. La valeur nominale de cette référence est de 2,5V. Le boîtier sera du type SO référencé M08A.

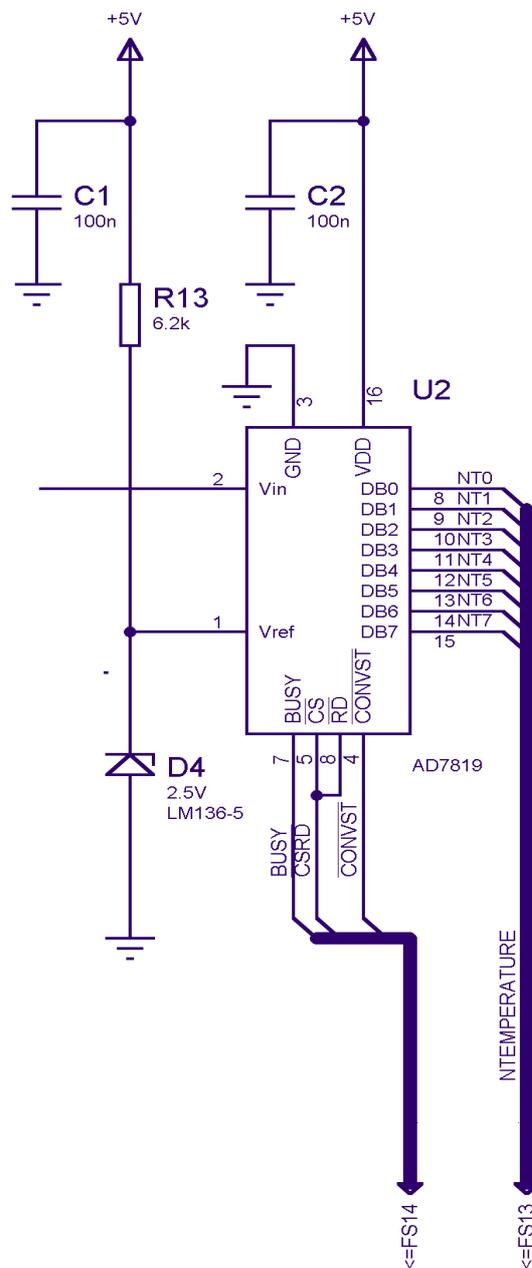


Figure 9 : Conversion analogique numérique

Q A32) Donner la relation liant V_{in} (broche 2 du circuit AD7819) à la température.

$$N = 100 + 2,5.\theta = V_{in}/V_{ref} * 255$$

$$\text{Soit } V_{in} = V_{ref}/255 * N = V_{ref}/255 (100 + 2,5.\theta)$$

$$V_{in} = 0,98 + 0,0245.\theta$$

$V_{in} = 0,98 + 0,0245.\theta$

Q A33) Préciser le rôle des signaux qui pilotent le convertisseur et proposer les chronogrammes de ces signaux.

Entrées

- CSN, actif au niveau bas, permet de sélectionner le convertisseur
- RDN, actif au niveau bas, place sur le bus du convertisseur de sorties les données à destination de la fonction FS1.3 la valeur de nombre N.
- CONVSTN, actif au niveau bas, lance la conversion.

Sortie

- BUSY, actif au niveau haut. Reste au niveau pendant la conversion, passe au niveau bas lorsque la conversion est terminée.
- D7..D0, bus de données, Nombre caractéristique de la température.

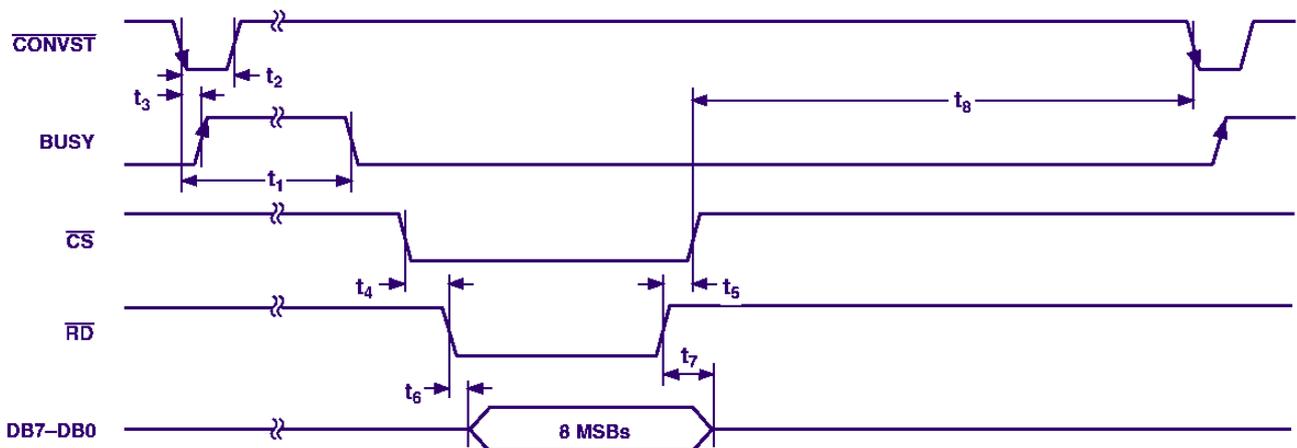


Figure 10 : Chronogrammes des signaux du convertisseur

1.2.4 AMPLIFICATEUR

La différence de potentiel V_d est amplifiée par un amplificateur d'instrumentation INA118.

Q A34) Quelles sont les particularités de ce type d'amplificateur ?

L'INA 118 est un amplificateur d'instrumentation qui comporte une structure intégrée canonique classique basée sur 3 CIL Cette structure permet de compenser l'offset des circuits intégrés de l'étage d'entrée. La différence de potentiel de décalage faible (50 μ v) maximum est à comparer à 10 mV pour les circuits intégrés linéaires classiques, soit 200 fois moins.

Q A35) Démontrer que l'amplification de circuit intégré linéaire INA 118 est $1 + 50k/Rg$ avec Rg composant résistif placé entre les broches 1 et 8.

Le composant résistif de $25\text{ k}\Omega$ est nommé $R1$. Le composant résistif entre les bornes 1 et 8 du INA 118 est nommé Rg .

Le montage organisé autour de A3 est un amplificateur de différence $V_{out} = K(V1 - V2)$ (1 étant le point en sortie de A1 et 2 le point en sortie de A2). Compte tenu des valeurs des composants résistifs associés à A3 $V_{out} = V1 - V2$

$$V_{in+} - V_{in-} = Rg \cdot I = Rg \cdot V12 / (2R1 + Rg)$$

$$V12 = (2R1 + Rg) / Rg \cdot V_{in}$$

$V12/V_{in} = 1 + 2R1/Rg$ soit encore $V_{out}/V_{in} = 1 + 50/Rg$ avec Rg exprimée en $k\Omega$.

Q A36) Proposer le schéma de connexion de l'amplificateur

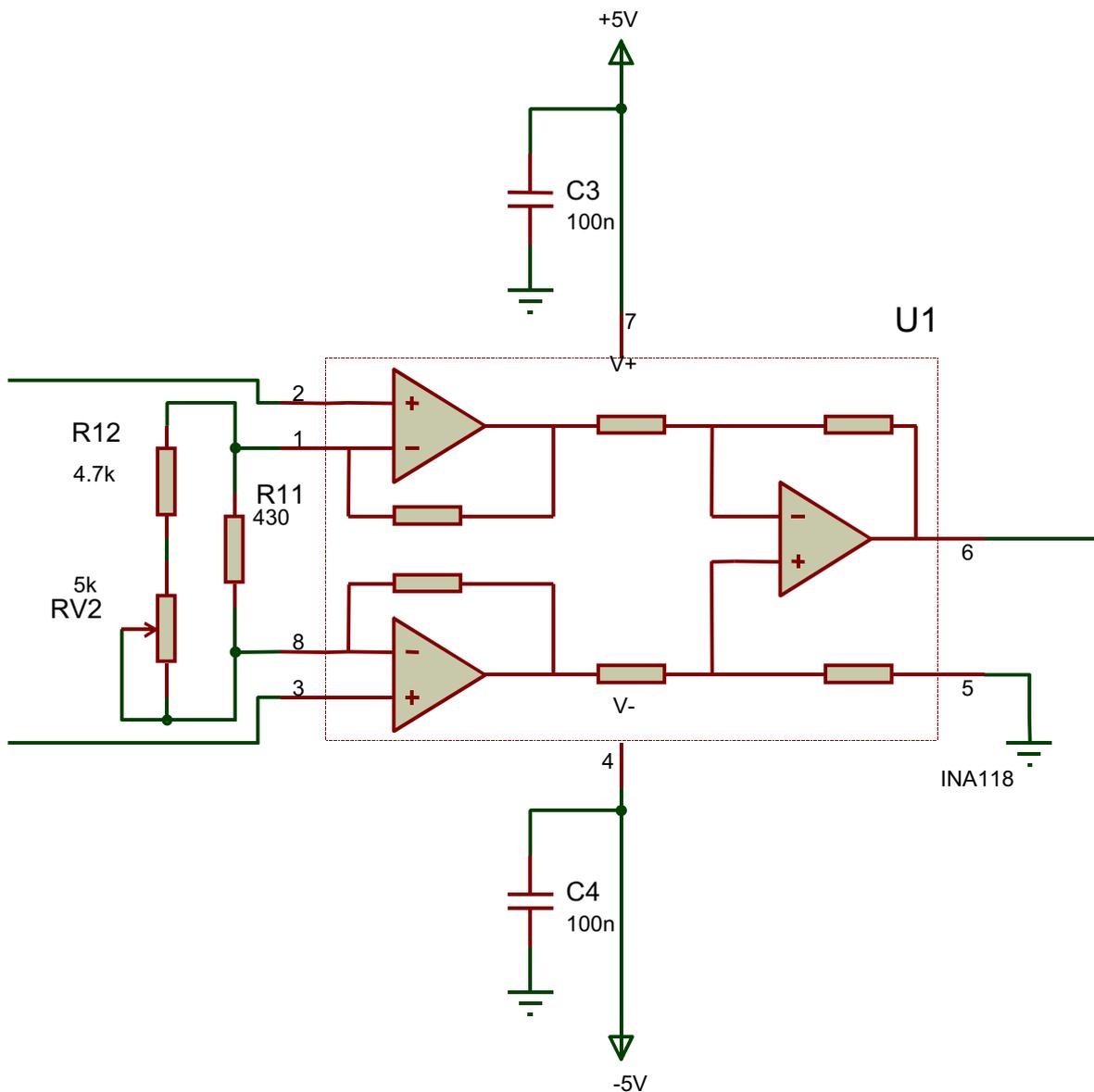


Figure 11 : Schéma de l'amplificateur INA 118

Q A37) Donner la valeur de l'amplificateur et calculer Rg .

$$V_{in}(\theta) = 0,98 + 0,0245 \cdot \theta$$

$$V_d(\theta) = 7,86 \cdot 10^{-3} + 0,1965 \cdot 10^{-3} \cdot \theta$$

$$V_{in}(\theta)/V_d(\theta) = 124,68 = 1 + 50/R_g$$

$$R_g = 0,404 \text{ k}\Omega \text{ soit encore } 404,26 \text{ }\Omega$$

Q A38) Choisir le composant résistif R_g , fixer la tolérance et la technologie.

R_g est réalisée par la mise en parallèle de deux composants.

R_{11} : 430 Ω , couche métallique, CMS, 1%, 100 ppm/°C.

R_{12} : 4,7 k Ω , couche métallique, CMS, 5%, 100 ppm/°C.

R_{V2} : 5 k Ω , piste cermet, 11 tours, CMS, 10%, 100 ppm/°C.

Q A39) Quelle est l'influence de la différence de potentiel de décalage de l'amplificateur sur la mesure ? Ce résultat est-il acceptable ?

La différence de potentiel de décalage de l'INA 118 est de 50 μ V au maximum en entrée soit en sortie de l'amplificateur 6,23 μ V. La résolution du convertisseur analogique numérique est 2,5/250 soit de 10 μ V donc inférieure à un LSB. On considère que le réglage de la différence de potentiel de décalage n'est pas nécessaire. C'est un des avantages de ce type de circuit intégré linéaire adapté à l'instrumentation.

1.2.5 SYNTHESE DE LA STRUCTURE.

Q A40) Donner la relation littérale liant N nombre image de la température à la température θ exprimée en °C.

$$N = V_{out}/V_{ref} \cdot 255 = G \cdot V_d/V_{ref} \cdot 255$$

$$N(\theta) = G \cdot I_o \cdot (R_s - R_a) / V_{ref} \cdot 255$$

$$N(\theta) = G \cdot I_o \cdot 255 / V_{ref} \cdot (R_o - R_a + a \cdot R_o \cdot \theta)$$

$$N(\theta) = G \cdot I_o \cdot 255 / V_{ref} \cdot (R_o - R_a + a \cdot R_o \cdot \theta)$$

R_{V1} permet de régler l'origine, R_{V2} l'amplification. Ces réglages sont effectués en bout de chaîne de fabrication.

L'application numérique donne :

$N(\theta) = 6,35(15,71 + 0,39275 \cdot \theta) = 100 + 2,5 \cdot \theta$ c'est bien ce que nous voulions.

$$N(\theta) = 100 + 2,5 \cdot \theta \text{ avec } \theta \text{ exprimée en } ^\circ\text{C.}$$

Q A41) Proposer le schéma complet de la structure qui remplit la fonction Fs1.5 "cap-tage de la température" en ajoutant éventuellement des éléments de protection et de découplage. Caractériser tous les composants ajoutés.

L'entrée de l'INA 118 est protégée par deux diodes tête bêche. La différence de potentiel V_d est stabilisée par un condensateur de 100 nF. Les alimentations des circuits sont découplées par des condensateurs de 100 nF.

C_5 : 100 nF, film métallisé au zinc, CMS, 5 % 16 V

C_4 : 100 nF, film métallisé au zinc, CMS, 5 % 16 V

C_3 : 100 nF, film métallisé au zinc, CMS, 5 % 16 V

C_2 : 100 nF, film métallisé au zinc, CMS, 5 % 16 V

- C1 : 100 nF, film métallisé au zinc, CMS, 5 % 16 V
- C0 : 100 nF, film métallisé au zinc, CMS, 5 % 16 V
- D1 : 1N4148, Boîtier CMS
- D2 : 1N4148, Boîtier CMS

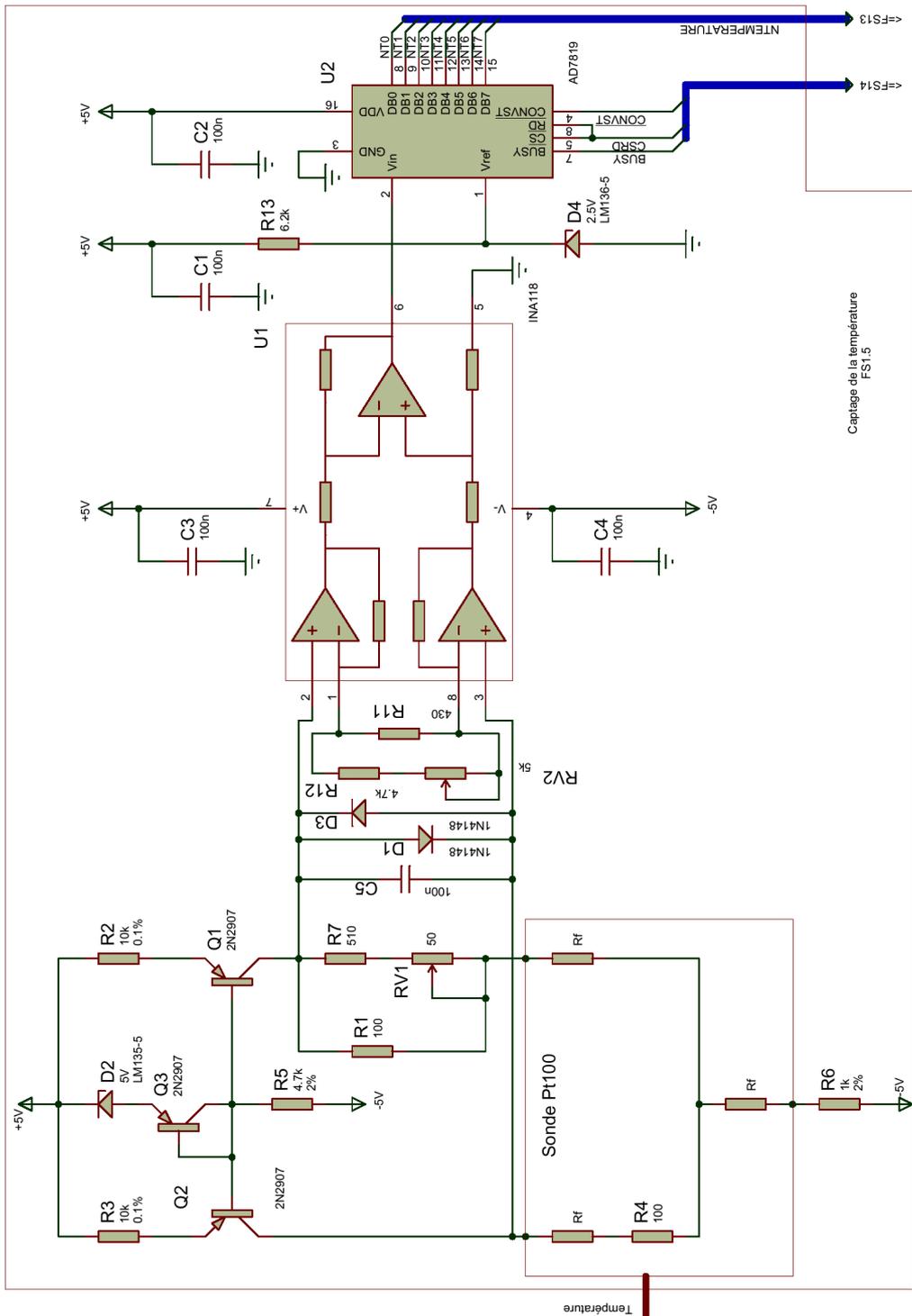


Figure 12 Schéma structurel complet de la fonction "captage en température"

1.3 FONCTION FS1.4 "PILOTAGE DE LA CONVERSION EN TEMPERATURE"

La fonction FS1.4 est implantée dans le CPLD. Le rôle de la fonction FS1.4 est de fournir les signaux qui permettent la conversion analogique numérique à partir d'un ordre émis par le signal lan_mes qui démarre une mesure.

Entrées :

- Lanc_mes, actif au niveau haut lors du lancement d'une mesure de hauteur de neige. Ce signal passe au niveau bas avant la fin de la mesure.
- Fq, actif au front montant est une horloge de 16 Mhz.
- Reset, actif au niveau haut, remise à zéro des bascules utilisées dans la fonction FS1.4
- Busy, actif sur le front descendant, indique que la conversion est terminée.
- Valid_mes, actif au niveau haut indique que la mesure de la hauteur de neige est terminée.

Sorties

- Csrdsn, actif au niveau bas, lors de la lecture du résultat du convertisseur analogique numérique.
- Convstn, actif au niveau bas, lance la conversion de température
- conv_ok, actif au niveau haut, précise à la fonction FS1.3 que la conversion est terminée. Le mot disponible Nt est stable. La mesure de la température est terminée.

1.3.1 CHRONOGRAMMES DES SIGNAUX

Travail demandé

Q A42) A partir de la documentation du convertisseur analogique numérique, rappeler les chronogrammes des signaux convstn, csrdsn, busy et le mot de données. Donner les durées caractéristiques du bon fonctionnement. Associer aux signaux précédents, les signaux lanc_mes, con_ok et valid_mes.

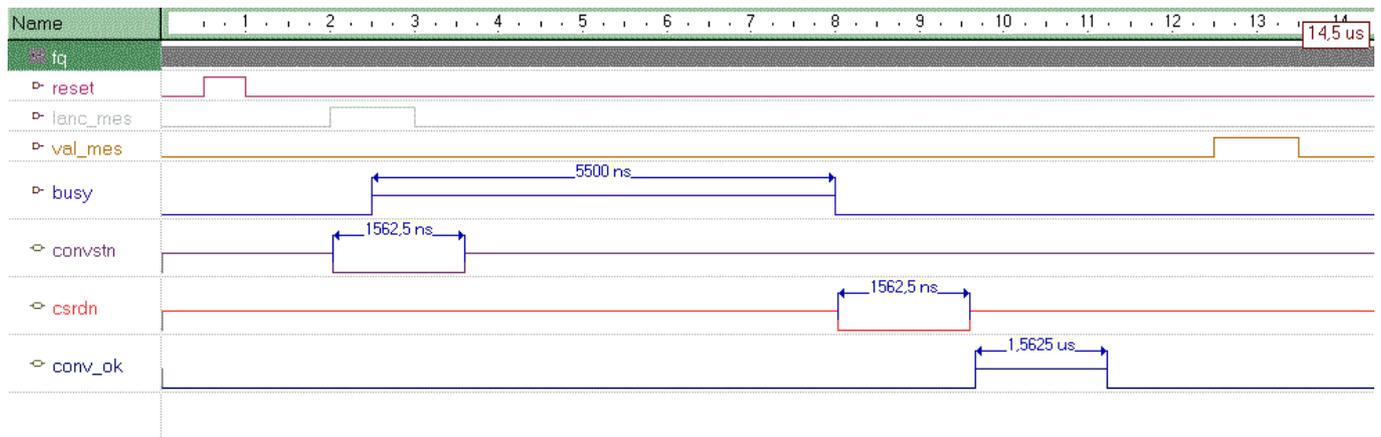


Figure 13: chronogrammes des signaux des FS1.4

1.3.2 SCHEMA DESCRIPTIF DU FONCTIONNEMENT.

Q A43) Proposer une description comportementale du fonctionnement de FS1.4. Vous pourrez utiliser une représentation basée sur les machines à états ou le grafctet.

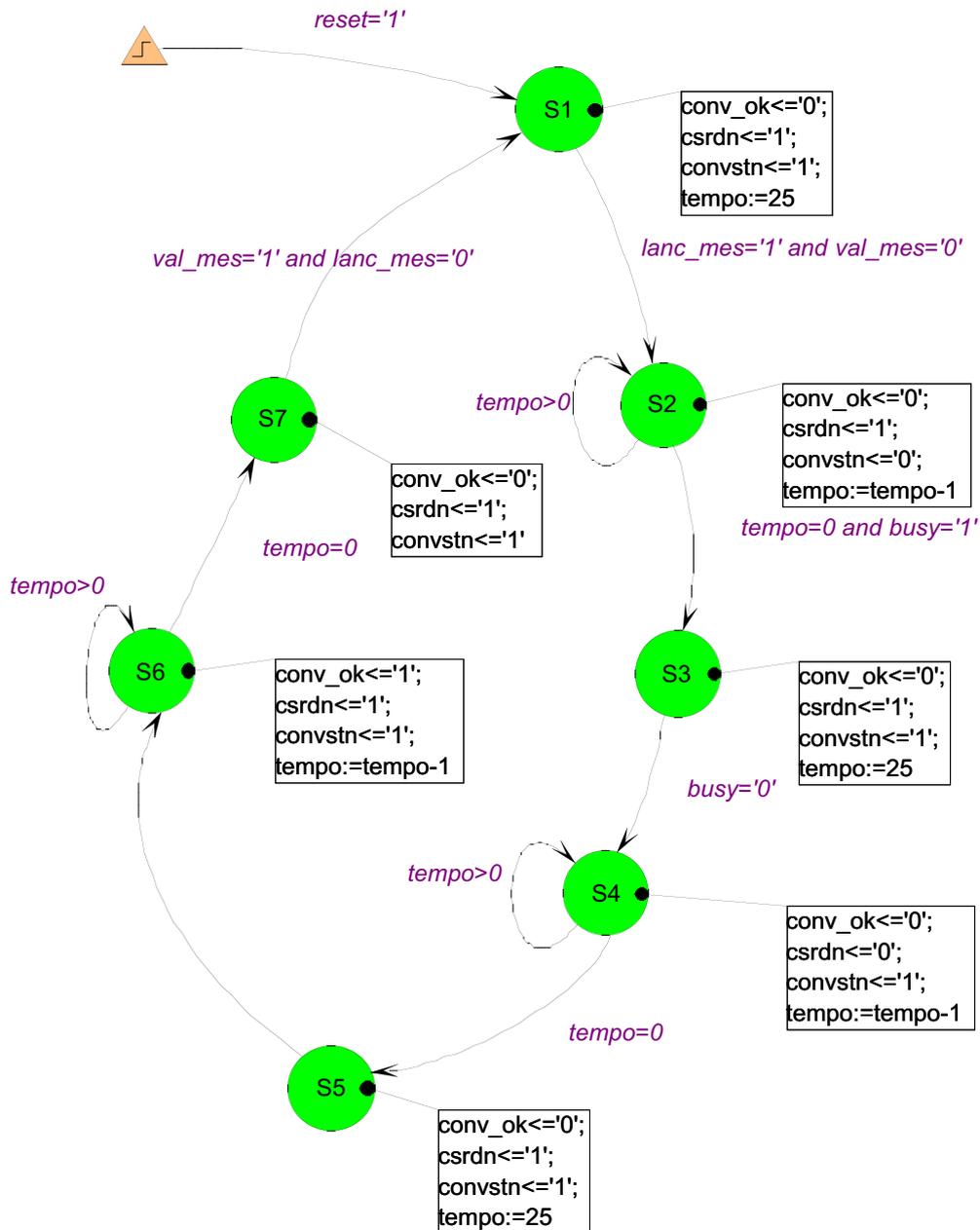


Figure 14 : Comportement de la fonction FS1.4 "Pilotage de la conversion de température"

1.3.3 CODAGE EN VHDL

Q A44) Donner la description comportementale en VHDL ou verilog de la fonction F.S. 1.4 "pilotage de la conversion de température".

```

library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;
use work.std_arith.all;

package pil_temp_pkg is
component pil_temp
port (busy: in STD_LOGIC;
      Fq: in STD_LOGIC;

```

```

lanc_mes: in STD_LOGIC;
reset: in STD_LOGIC;
val_mes: in STD_LOGIC;
conv_ok: out STD_LOGIC;
convstn: out STD_LOGIC;
csrdn: out STD_LOGIC);
end component;
end pil_temp_pkg;

library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;
use work.std_arith.all;

entity pil_temp is
port (busy: in STD_LOGIC;
Fq: in STD_LOGIC;
lanc_mes: in STD_LOGIC;
reset: in STD_LOGIC;
val_mes: in STD_LOGIC;
conv_ok: out STD_LOGIC;
convstn: out STD_LOGIC;
csrdn: out STD_LOGIC);
end;

architecture pil_temp_arch of pil_temp is

-- SYMBOLIC ENCODED state machine: MAE_pil_temp
type MAE_pil_temp_type is (S1, S2, S3, S4, S5, S6, S7);
signal MAE_pil_temp: MAE_pil_temp_type;

begin
--concurrent signal assignments
--diagram ACTIONS;

MAE_pil_temp_machine: process (Fq)
--machine variables declarations
variable tempo: INTEGER range 0 to 25;

begin

if Fq'event and Fq = '1' then
if reset='1' then
MAE_pil_temp <= S1;
tempo:=25;
else
case MAE_pil_temp is
when S1 =>
tempo:=25;
if lanc_mes='1' and val_mes='0' then
MAE_pil_temp <= S2;
end if;
when S2 =>
tempo:=tempo-1;
if tempo>0 then
MAE_pil_temp <= S2;
elsif tempo=0 and busy='1' then
MAE_pil_temp <= S3;
end if;
when S3 =>
tempo:=25;
if busy='0' then
MAE_pil_temp <= S4;
end if;

```

```

when S4 =>
    tempo:=tempo-1;
    if tempo>0 then
        MAE_pil_temp <= S4;
    elsif tempo=0 then
        MAE_pil_temp <= S5;
    end if;
when S5 =>
    tempo:=25;
    MAE_pil_temp <= S6;
when S6 =>
    tempo:=tempo-1;
    if tempo=0 then
        MAE_pil_temp <= S7;
    elsif tempo>0 then
        MAE_pil_temp <= S6;
    end if;
when S7 =>
    if val_mes='1' and lanc_mes='0' then
        MAE_pil_temp <= S1;
    end if;
when others =>
    null;
end case;
end if;
end if;
end process;

-- signal assignment statements for combinatorial outputs
conv_ok_assignment:
conv_ok <= '0' when (MAE_pil_temp = S2) else
'0' when (MAE_pil_temp = S3) else
'0' when (MAE_pil_temp = S4) else
'0' when (MAE_pil_temp = S5) else
'1' when (MAE_pil_temp = S6) else
'0' when (MAE_pil_temp = S7) else
'0';

csrdn_assignment:
csrdn <= '1' when (MAE_pil_temp = S2) else
'1' when (MAE_pil_temp = S3) else
'0' when (MAE_pil_temp = S4) else
'1' when (MAE_pil_temp = S5) else
'1' when (MAE_pil_temp = S6) else
'1' when (MAE_pil_temp = S7) else
'1';

convstn_assignment:
convstn <= '0' when (MAE_pil_temp = S2) else
'1' when (MAE_pil_temp = S3) else
'1' when (MAE_pil_temp = S4) else
'1' when (MAE_pil_temp = S5) else
'1' when (MAE_pil_temp = S6) else
'1' when (MAE_pil_temp = S7) else
'1';

end pil_temp_arch;

```

1.4 SYNTHESE DE FP1

La structure logicielle de la fonction FP1 "Mesure d'une hauteur de neige" est donnée par le texte inclus dans le dossier technique.

La fonction FS1.5 "captage de la température" met un mot de bits 8 "temperature" sur le port. Dès que ce mot est stable, conv_ok envoie une impulsion. Au front descendant de conv_ok, la fonction F.S. 1.3 "diviseur" va chercher dans la table, le mot Nd caractéristique du rapport de division. Au front descendant de dr_ok, la fonction F.S.1.2 "division de fréquence, met sur Fh, un signal d'horloge adéquat Fh. Au front montant de deb_mes, la mesure se prépare. Au front descendant de deb_mes, une pulse de 5 ms est envoyée. La fonction F.S. 1.1 attend le retour de l'écho.

Q A45) Compléter sur le document réponse le schéma fonctionnel (2° degré) qui fait apparaître les fonctions secondaires mises en œuvre dans la fonction principale "Mesure d'une hauteur de neige". Les entrées et sorties seront correctement définies. Les noms des fonctions seront explicites.

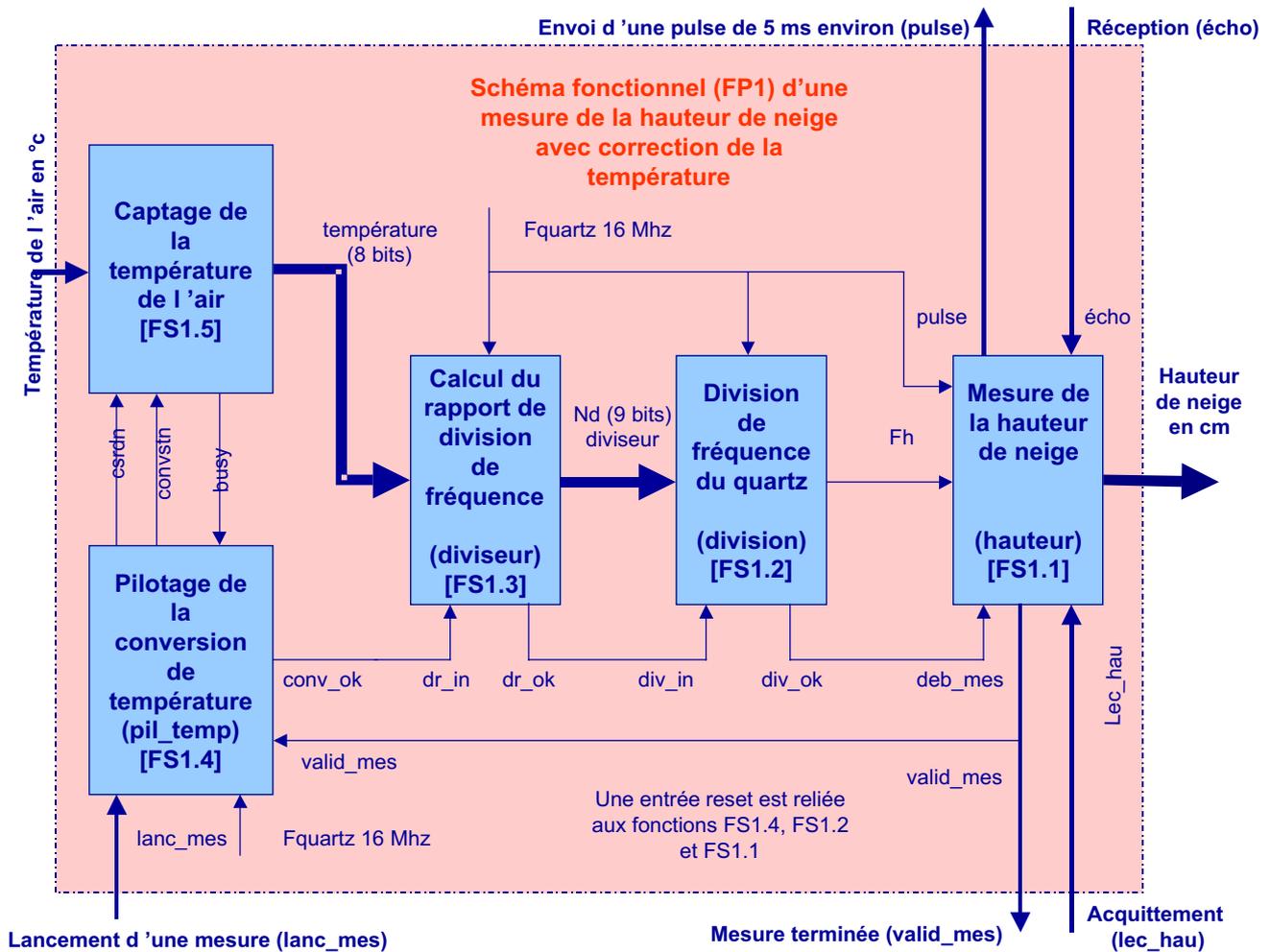


Figure 15: Schéma fonctionnel de la fonction principale FP1 "mesure d'une hauteur de neige"

2 DEUXIEME PARTIE : FONCTION PRINCIPALE FP2 "PILOTAGE DES SERIES DE MESURES"

La structure de cette fonction est implantée dans le CPLD. On effectue 6 séries de mesures. Une série comprend 32 mesures. Chaque mesure est espacée de 50 ms. Chaque série est espacée d'une seconde.

Dans une série, il y a 32 mesures à 32 fréquences d'émission différentes. Le nombre NFEM pilote les fréquences d'émission comprises entre 23 kHz et 43 kHz.

Pour chaque série de 32 échos, est retenu l'écho le plus proche (hauteur la plus élevée) séparé de moins de 1 cm du suivant.

La valeur pour le calcul de la hauteur est la valeur de la hauteur de neige la plus élevée des six séries de mesures.

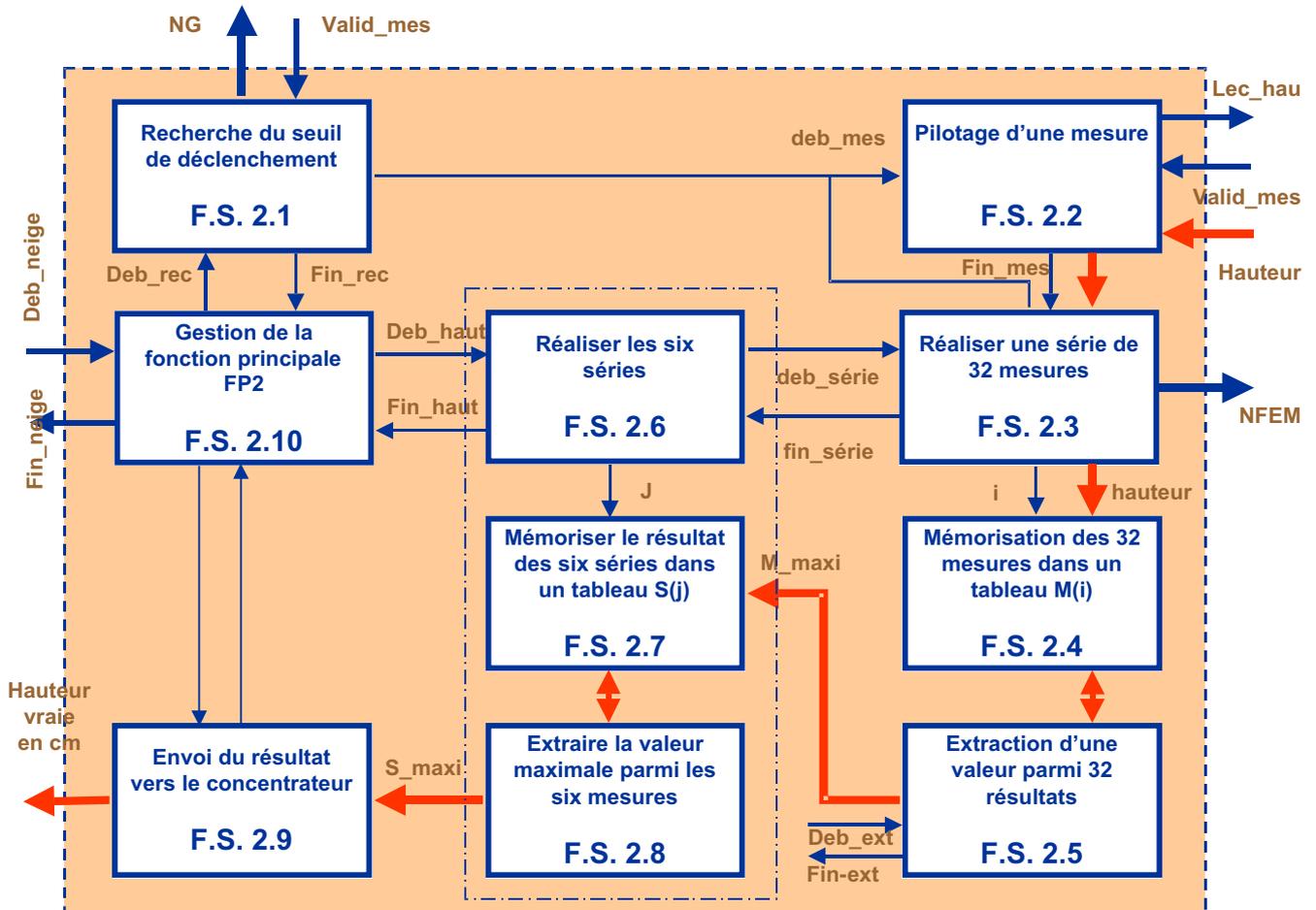


Figure 16 : Schéma fonctionnel de la fonction principale F.P 2

2.1 FONCTION F.S. 2.2 "PILOTAGE D'UNE MESURE"

La fonction F.S. 2.2 "pilotage d'une mesure" gère les signaux à l'attention de FP1. Cette fonction utilise la variable i et elle remplit le tableau M

Entrées :

- Deb_mes, entrée binaire, début d'une mesure
- Valid_mes, entrée binaire, mesure terminée, actif sur front montant
- hauteur, mot de 9 bits

Sorties :

- Lanc_mes, sortie binaire, lancement d'une mesure, actif sur front descendant
- Lec_hau, sortie binaire, acquittement d'une lecture, actif sur front montant.
- Fin_mes, sortie binaire, fin d'une mesure.

Les sorties doivent rester au moins 1 ms au niveau haut. En cas d'absence d'écho, la valeur correspondante du tableau doit prendre la valeur 000

Travail demandé

Q B1) Calculer la durée à partir de laquelle on considère que l'écho n'a pas été perçu. Compléter sur le document réponse l'algorithme de la fonction F.S. 2.2 "pilotage d'une mesure" compte tenu des contraintes.

La distance maximale parcourue par l'onde est de 10 mètres. La vitesse minimale du son est de 305 m/s. La durée maximale qui sépare echo de pulse est de 33 ms. Le concepteur a choisit 50 ms.

DEBUT de "pilotage d'une mesure"

Rôle : pilote les signaux d'une mesure

Cette fonction utilise la variable i et elle remplit la tableau M

Entrées :

Deb_mes, entrée binaire, début d'une mesure

Valid_mes, entrée binaire, mesure terminée

hauteur, mot de 9 bits

Sorties :

Lanc_mes, sortie binaire, lancement d'une mesure

Lec_hau, sortie binaire, acquittement d'une lecture

Fin_mes, sortie binaire, fin d'une mesure

FAIRE

Attendre deb_mes au niveau bas

Mettre lanc_mes au niveau haut

Lancer tempo d'une 1 ms

Mettre lanc_mes au niveau bas

Attendre tempo 1 ms

Lancer tempo de 50 ms

Attendre niveau haut valid_mes ou fin de tempo de 50 ms

Si valid_mes = 1

 Lire hauteur

 Sauvegarder M(i) <= hauteur

Sinon

 Mettre M(i) <=000

Fin de **si**

Mettre lec_hau au niveau haut

Lancer tempo de 1 ms

Attendre tempo 1 ms

Mettre lec_hau au niveau bas

Mettre fin_mes au niveau haut

Lancer tempo de 1 ms

Attendre tempo 1 ms

Mettre fin_mes au niveau bas

FIN de **FAIRE**

FIN de pilotage d'une mesure

2.2 F.S. 2.3 "REALISER UNE SERIE DE 32 MESURES "

La fonction F.S. 2.3 réalise une série de 32 mesures. Cette fonction incrémente une variable (i), le mot NFEM de \$04 à partir de \$40 jusqu'à \$BC.

Rôle : réalise une série de 32 mesures

Cette fonction gère la variable i, affecte la variable NFEM

Entrées :

deb_série, entrée binaire, début d'une série,
actif au front descendant

fin_mes, entrée binaire, fin d'une mesure,
actif au front descendant

Sorties :

des_mes, sortie binaire, lancement d'une mesure

fin_série, sortie binaire, fin d'une série,
actif sur front descendant

i, compteur de mesures,

 Travail demandé

Q B2) Compléter sur le document réponse l'algorithme de la fonction F.S.2.2

```

DEBUT de "réalisation d'une série de 32 mesures"
Rôle : réalise une série de 32 mesures
Cette fonction gère la variable i, affecte la variable NFEM
Entrées :
    deb_série, entrée binaire, début d'une série,
                actif au front descendant
    fin_mes, entrée binaire, fin d'une mesure,
                actif au front descendant

Sorties :
    des_mes, sortie binaire, lancement d'une mesure
    fin_série, sortie binaire, fin d'une série,
                actif sur front descendant
    i, compteur de mesures,
    NFEM, fréquence d'émission

FAIRE
    I <= 0,
    NFEM <= $40,
    TANT QUE I<32
        FAIRE
            Deb_mes<= 1
            tempo<=0
            attendre tempo 1 ms
            deb_mes<=0
            Attendre front descendant de fin_mes
            I <= I + 1,
            NFEM <= NFEM + $04,
        FIN de TANT QUE
    Fin_série<=1
    tempo<=0
    attendre tempo 1 ms
    fin_série<=0
FIN de FAIRE
FIN de réalisation d'une série.
    
```

2.3 FONCTION "F.S. 2.5 RECHERCHE D'UNE VALEUR PARMIS 32".

La fonction extraction d'une valeur de hauteur de neige parmi les 32 mesures conformément au cahier des charges donné en début de paragraphe.

Cette fonction gère la variable i, affecte la variable NFEM

Entrées :

deb_ext, entrée binaire, début d'une série,
actif au front descendant

M(i), tableau de 32 mots de 16 bits

Sorties :

N_maxi, valeur retenue pour une série,

Fin_ext, sortie binaire,

activation au front descendant

 Travail demandé

Q B3) Compléter l'algorithme de la fonction qui recherche le maximum de hauteur parmi les 32 mesures.

```

DEBUT de "extraction d'une valeur M_Maxi parmi les 32 mesures.
Rôle :extraction d'une valeur maximale
Cette fonction gère la variable i, affecte la variable NFEM
    
```

```

Entrées :
    deb_ext, entrée binaire, début d'une série,
            actif au front descendant
    M(i), tableau de 32 mots de 16 bits
Sorties :
    N_maxi, valeur retenue pour une série,
    Fin_ext, sortie binaire,
            activation au front descendant
Intermédiaires :
    Temp, mémorise l'index du tableau
    J, index
FAIRE
J <= 0
REPETER
    i <=0
    M_MAXI <= 0
    Tant que i < 31
    FAIRE
        SI M_MAXI > M(i)
        Alors M_MAXI <= M(i)
        Temp <= i
        FIN de SI
        i<=i + 1
    Fin de FAIRE
FIN de TANT QUE
FAIRE
    SI M_MAXI = M(temp-1)
    ALORS
    SINON
        SI M_MAXI = M(temp + 1)
        ALORS
        SINON M_MAXI <= 0
        M(temp) <= 0
        FIN DE SI
    FIN DE SI
FIN DE FAIRE
    J <= J + 1
JUSQU'À CE QUE (M_MAXI # 0 ou J > 32)
FIN DE FAIRE
FIN de "extraction d'une valeur parmi les 32 résultats"

```

2.4 FONCTION F.S. 2.6, F.S. 2.7 ET F.S. 2.8

Rôle :réaliser les six séries

Cette fonction

- gère la variable J,
- remplit le tableau S(J) avec M_MAXI,
- extraît une valeur maximale parmi les six mesures
- met à disposition le mot S_vraie

Entrées :

- deb_haut, entrée binaire, début d'une série de mesures,
 actif au front descendant
- fin_série, entrée binaire, fin d'une série de mesures
 actif au front descendant
- fin_ext, fin de l'extraction de N_MAXI
- N_MAXI, résultat de la série

Sorties :

- Fin_haut, sortie binaire, fin de la mesure
- Activation au niveau bas

Deb_série, sortie binaire, lance une série
 Activation au niveau bas
 Fin_ext, sortie binaire, fin de l'extraction
 activation au front descendant
 S_maxi, résultat des six séries de mesure

Travail demandé

Q B4) Donner l'algorithme qui réalise les fonctions F.S. 2.6, F.S. 2.7 et F.S. 2.8

```

DEBUT de "réaliser les six séries.
Rôle :réaliser les six séries
Cette fonction
    gère la variable J,
    remplit le tableau S(J) avec M_MAXI,
    extrait une valeur maximale parmi les six mesures
    met à disposition le mot hauteur_vraie
Entrées :
    deb_haut, entrée binaire, début d'une série de mesure,
        actif au front descendant
    fin_série, entrée binaire, fin d'une série de mesure
        actif au front descendant
    fin_ext, fin de l'extraction de N_MAXI
    N_MAXI, résultat de la série
Sorties :
    Fin_haut, sortie binaire, fin de la mesure
        Activation au niveau bas
    Deb_série, sortie binaire, lance une série
        Activation au niveau bas
    Fin_ext, sortie binaire, fin de l'extraction
        activation au front descendant
    S_maxi , résultat des 6 séries
Intermédiaires :
    Temp, mémorise l'index du tableau
    J, index
FAIRE
Attendre front descendant sur deb_haut
    J <= 0
    TANT QUE J < 6
        Deb_série <= 1
        tempo <= 0
        attendre 1 ms
        deb_série <= 0 ,-- lancement d'une série
        attendre front descendant de fin_série--fin d'une série
        deb_ext <= 1
        tempo <= 0
        attendre 1 ms
        deb_ext <= 0 -- lancement de l'extraction
        attendre front descendant de fin_ext -- fin extraction
        S(j) <= M_MAXI
        J <= J + 1
    FIN DE TANT QUE
-- recherche de la valeur maximale F.S. 2.8
    J <= 0
    S_MAXI <= 0
    TANT QUE J < 6
    FAIRE
        SI S_MAXI > S(J)
        Alors S_MAXI <= S(j)
        FIN de SI
        J <= J + 1
    Fin de FAIRE
FIN de TANT QUE
  
```

```

-- le résultat est valide
Fin_haut <= 1
Tempo <= 0
Attendre tempo 1 ms
Fin_haut <= 0
FIN DE FAIRE
FIN DE "réaliser les six mseures

```

3 TROISIEME PARTIE : FONCTION FP 4 "RECEPTION DE L'ECHO"

3.1 DETECTION DE L'ECHO

La détection de l'écho est effectuée à l'aide des composants repérés U100, U101, U102, U103 et des composants passifs associés. La différence de potentiel V4 est appliquée à l'entrée de cette structure. Pour cette question, on admet que V4 est une différence de potentiel sinusoïdale de fréquence 30 kHz et d'amplitude V4M.

3.1.1 ETUDE DE LA STRUCTURE CONSTRUITE AUTOUR DE U100 ET U101.

G est un nombre fourni par la gestion du processus de mesure de la hauteur de neige. Il permet indirectement de régler le seuil de déclenchement de l'écho et de ne pas prendre en compte le bruit blanc. A est l'amplification de la structure.

Travail demandé

Q C1) Présenter dans un tableau la variation de l'amplification (A) de cette structure en fonction du nombre G. Tracer l'amplification en fonction de G. Quelle est la loi approximative qui représente l'amplification A en fonction de G ?

On calcule la résistance équivalente suivant la valeur de G. Les résultats sont consignés dans le tableau. L'amplification A se détermine par la relation $A = 1 + R100/Re$.

G(Décimal)	G(Binaire)	R équivalent	Amplification	Gain (db)
0	%000	4,00	6,50	16,26
1	%001	3,00	8,33	18,42
2	%010	2,20	11,00	20,83
3	%011	2,00	12,00	21,58
4	%100	1,30	17,92	25,07
5	%101	1,20	19,33	25,73
6	%110	1,05	22,01	26,85
7	%111	1,00	23,00	27,23

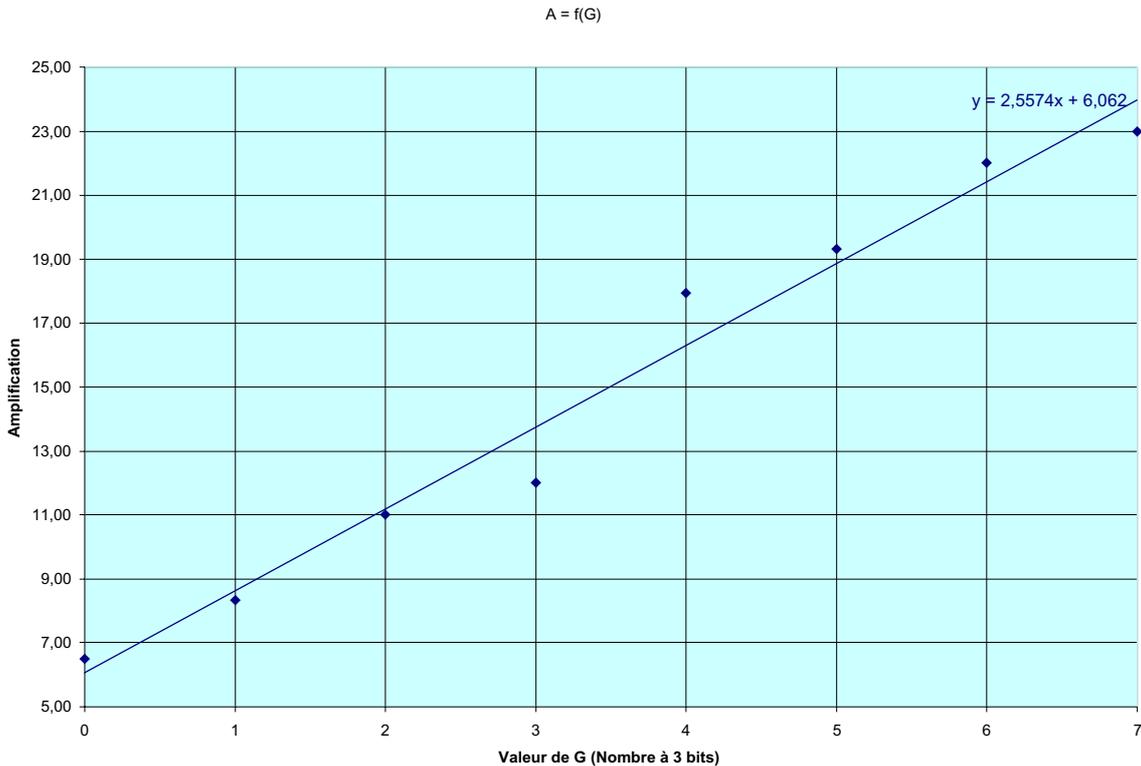


Figure 17 : $A = 2,6G + 6$

Q C2) Quelle doit être la valeur maximale de l'amplitude de la différence de potentiel V4 traitable sans saturation des circuits intégrés linéaires ?

Le circuit intégré linéaire LF353 a une différence de potentiel de déchets de 1,5 V. La différence de potentiel d'alimentation est 5 V. La valeur de l'amplitude en sorte est de 3,5 V. L'amplification minimale est de 6,5. Donc l'amplitude maximale de V4 doit être de $3,5/6,5$ soit 540 mV.

Q C3) Donner le type de filtre. Préciser la fréquence de coupure. Justifier la valeur de la fréquence de coupure au regard du cahier des charges. Quel est alors le rôle de C100 ?

Il s'agit d'un filtre passe bas. La fréquence de coupure est $1/2 \cdot \frac{1}{R_{100} \cdot C_{100}}$ soit 72 kHz. La fréquence maximale de la pulse est de 46 kHz. Donc, ce signal passe. C₁₀₀ limite la bande passante afin de limiter le bruit et d'augmenter le rapport signal/bruit

3.1.2 ETUDE DE LA STRUCTURE CONSTRUITE AUTOUR DE U100:B ET U102A.

La structure est construite autour de U100:B et U102:A et des composants passifs associés.

Travail demandé

Q C4) Quelles sont les conditions sur V5 pour que la diode D100 soit passante ? Donner alors les relations liant V6 à V5 et V7 à V5.

$V5 > 0$ donc $V6 = -V5$ et $V7 = 0$

Q C5) Quelles sont les conditions sur V5 pour que la diode D101 soit passante ? Donner alors la relation liant V7 à V5 et V6 à V5.

$V_5 < 0$ $V_6 = -V_7/2$ par le circuit intégré linéaire 102:A $V_d = 0$
donc $V_6 = V_7/2 = -V_5/2$

$V_7 = -V_5 - V_7/2$ soit $V_7 = -2V_5/3$ d'où $V_6 = -V_5/3$

Q C6) Donner alors les relations liant V_8 à V_5 suivant l'état (passante ou bloqué) des diodes.

En appliquant le théorème de superposition, on trouve que $V_8 = -V_6 + 2.V_7$

- Pour D1 passante $V_8 = -V_6 + 2.V_7$ soit $V_8 = V_5$
- Pour D2 passante $V_8 = -V_6 + 2.V_7$ soit $V_8 = V_5/3 - 2.2.V_5/3$ soit $-V_5$ et comme $-V_5$ est négative $V_8 = V_5$.

Q C7) Tracer V_5 , V_6 , V_7 et V_8 en fonction de temps.

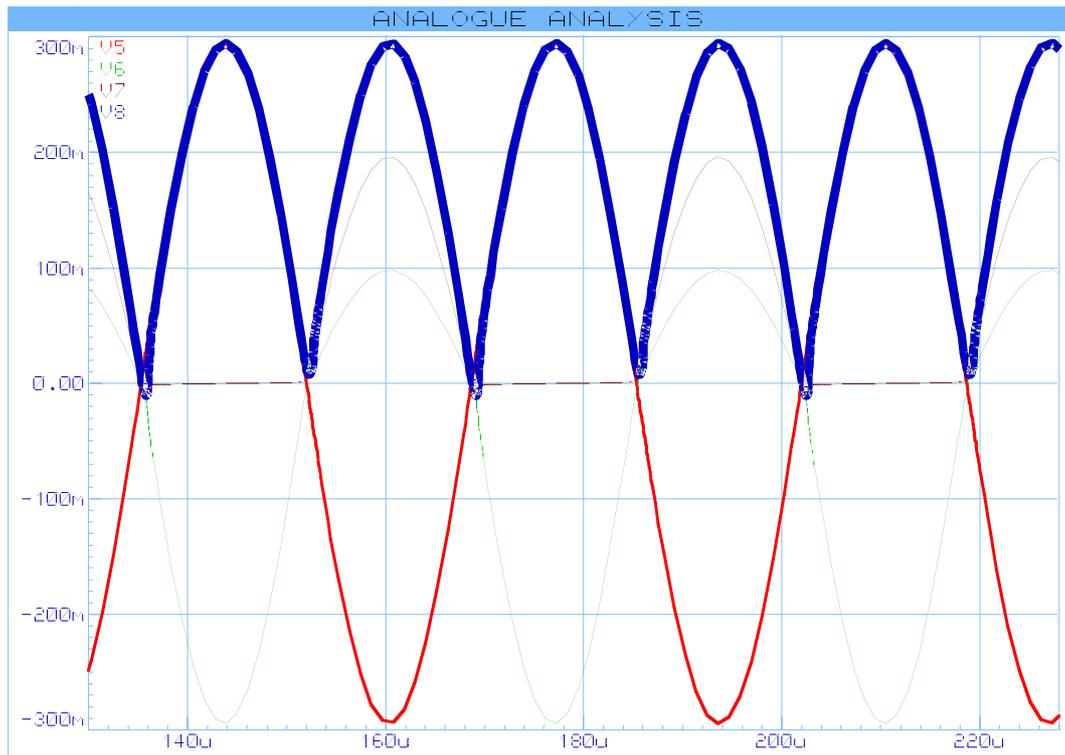


Figure 18 : V_8 est une différence de potentiel redressée double alternance

Q C8) Quel est le rôle rempli par cette structure ?

La structure organisée autour des circuits intégrés linéaires U100:B et U102:A remplit la fonction de redressement sans seuil. En effet, dès que les diodes sont passantes la contre réaction du circuit intégré linéaire U102:A confirme l'état de la diode.

3.1.3 ETUDE DU CIRCUIT RC R112 ET C101.

Travail demandé

Q C9) Quel est le type de fonction rempli par l'ensemble R112 et C101 ? Quelle est la fréquence de coupure ? Justifier celle-ci au regard du cahier des charges.

Le circuit est un filtre passe bas. La fréquence de coupure $f_c = 1/2 \cdot R_{112} \cdot C_{101}$.

Soit $f_c = 3,3$ kHz. Cette fréquence de coupure est 7 fois plus faible que la plus petite fréquence de l'impulsion.

Q C10) Justifier la présence de cette structure canonique en donnant son rôle. Exprimer alors la grandeur caractéristique utile de la différence de potentiel V9 (image du traitement réalisé) en fonction de V5.

Le circuit prend la valeur moyenne du signal V8. Donc, $V9_{moy} = 2.V5M/_$ soit $0,64.V5M$

Q C11) Évaluer le temps de propagation défini à 50% dans la structure qui génère la grandeur caractéristique V9.

C'est un circuit RC. Le temps de propagation est calculé à 50% de signal maximal de sortie soit approximativement $V(t) = V9(1 - e^{-t_{p/Rc}}) = 0,5.V9$ soit encore $t_p = \ln(2).RC$ soit $0,7.RC$ soit $33 \mu s$.

Q C12) Tracer approximativement l'évolution de V9 en fonction du temps lors de l'apparition d'un écho.

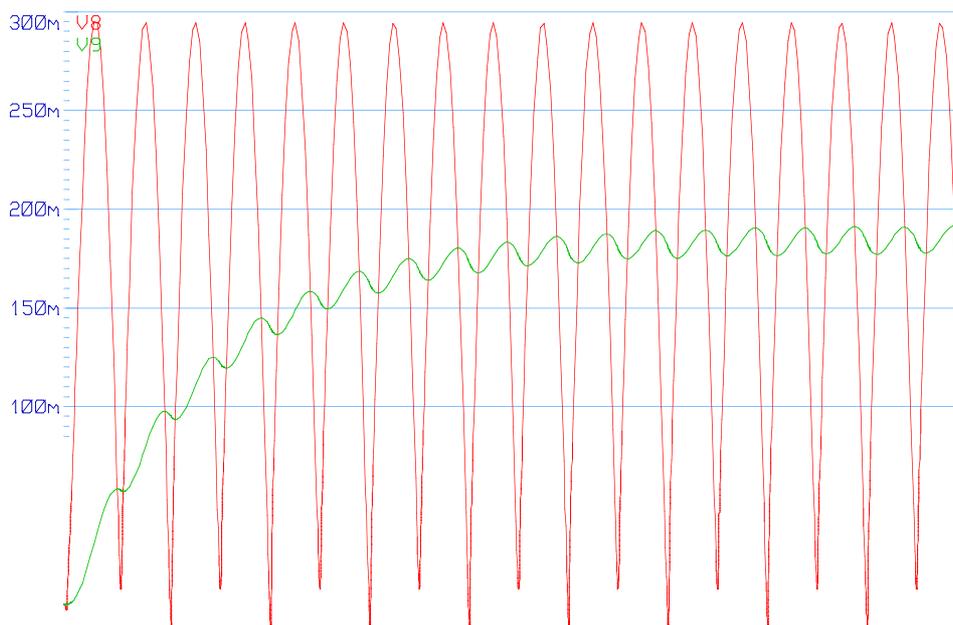


Figure 19 : Évolution de V9 en fonction du temps lors de la détection d'un écho.

Q C13) Quelles sont les conséquences de T_p (temps de propagation de V9) sur le fonctionnement dans le cadre de la détection de l'écho ? Peut-on réduire T_p ? Discuter du choix du concepteur au regard du contexte fonctionnel de cette structure.

Le temps de propagation est l'ordre de $40 \mu s$. La fréquence qui pilote le compteur est de l'ordre de 16 kHz soit une période de $62,5 \mu s$. L'erreur sera inférieure à 1 cm . Ce type d'erreur n'est pas grave, car il suffit de changer la consigne de la fonction FP1.

R12 a une valeur minimale qui limite le courant de sortie du circuit intégré linéaire. Si on diminue C101, la fonction ne sera plus remplie, car l'ondulation pour la fréquence minimale sera trop grande. Il n'est donc pas possible de diminuer le temps de propagation. Le choix de ce circuit RC est optimal.

3.1.4 ETUDE DE LA FONCTION REPLIEE PAR LES CIRCUITS INTEGRES U104:A ET U103:A

Vous devez analyser la structure qui est organisée autour des circuits intégrés U103:A et U104:A

Q C14) Quelle est la particularité du circuit intégré U104:B ? Quel est le rôle du composant résistif R116 ?

Le composant U104:B est un comparateur à sortie à collecteur ouvert. La différence de potentiel de saturation en sortie est de 0,4 V. Le composant résistif R116 de 10 K Ω permet de fixer le potentiel de V19. C'est une résistance de tirage.

Q C15) Déterminer les différences de potentiels de basculement de la structure canonique organisée autour du composant U104:A. Tracer V10 en fonction de V9.

Deux cas sont à envisager :

- $V_d > 0$, c'est-à-dire que $V_9 < V_{11}$ alors le transistor interne du circuit intégré LM339 est saturé. La différence de potentiel V11 est de l'ordre de 400 mV au maximum. On peut alors calculer V11. $V_{11} = 1,54$ Volts. On notera VB1 cette différence de potentiel.
- $V_d < 0$, c'est-à-dire que $V_9 > V_{11}$ Le transistor du circuit intégré est bloqué. Le composant résistif R116 est en série avec R113. Le calcul de la différence de potentiel V11 donne 2,1 volts. On notera VB2 cette différence de potentiel.

Caractéristique de transfert : $V_{10}=f(V_9)$

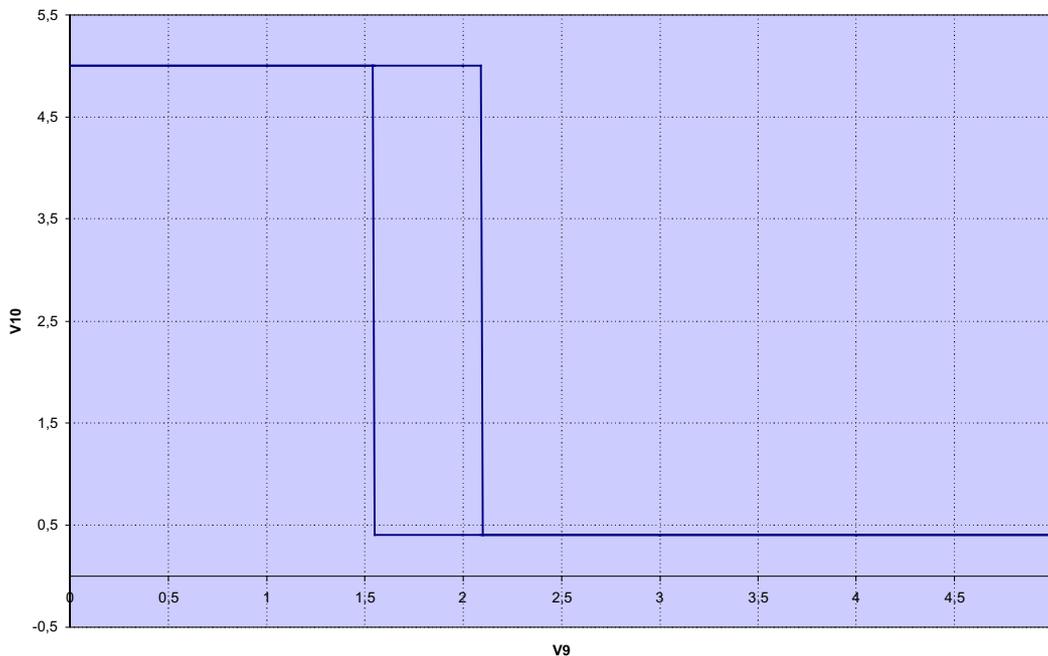


Figure 20 : V10 en fonction de V9. La tension d'hystérésis est de 0,56 V

La différence de potentiel d'hystérésis, c'est-à-dire $V_{B2}-V_{B1}$ est 0,56 V.

Q C16) En déduire Vécho en fonction de V9.

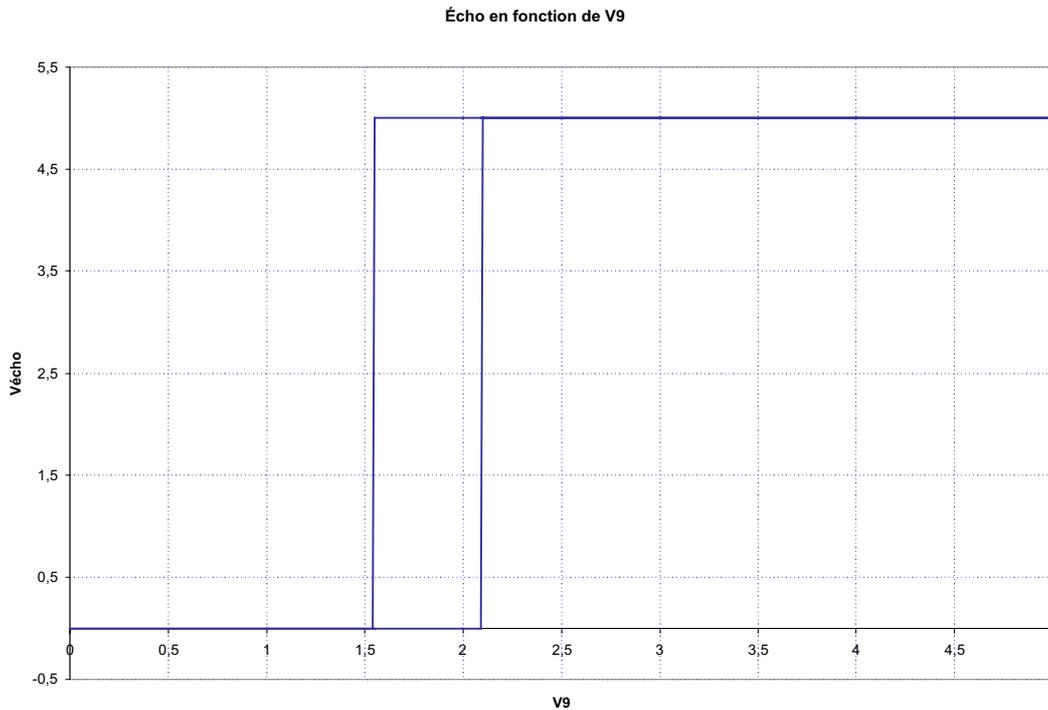


Figure 21 : Différence de potentiel écho en fonction de V9.

Q C17) En déduire l'ondulation maximale de la différence de potentiel V9 afin que le fonctionnement de la structure soit correct.

L'ondulation maximale de V9 doit être inférieure à la différence de potentiel d'hystérésis, c'est-à-dire à 0,56 V

3.1.5 SYNTHESE DE L'ETUDE DES STRUCTURES ENTRE ECHO ET V4.

Cette analyse consiste à valider l'ensemble de la structure entre les repères V4 et écho notamment le filtre RC composé par R112 et C101.

La différence de potentiel d'hystérésis de la structure canonique organisée autour du circuit intégré LM339 est estimée à 0,5 V.

Travail demandé

Q C18) Calculer la valeur efficace maximale de la différence de potentiel V9 qui assure un fonctionnement correct. L'étude se limitera au premier harmonique.

$$V9_{eff} = V_H/2/\sqrt{2} = 0,176 \text{ V.}$$

Q C19) Pour la fréquence minimale de 23 kHz en V4, donner la fréquence de V8. Déterminer la valeur efficace de la différence de potentiel en V8, puis sa valeur maximale qui assurera un fonctionnement correct.

Le filtre est un filtre passe bas dont la fréquence de coupure est de 3,3 kHz. Un calcul grossier de l'affaiblissement à 46 kHz (redressement double alternance) donne $46/3,3 = 14$

En conséquence, $V8_{eff} = 2,4 \text{ V}$. La valeur maximale de V8 = 3,5 V.

Q C20) Valider l'ondulation au regard du cahier des charges et des contraintes structurelles.

V8max de 3,5 V donne une ondulation correcte au regard du comparateur à seuils. Toutefois, les circuits intégrés linéaires alimen-

tés en + 5 V, -5 V fourniront une tension maximale V8 de 3,5 V. Le fonctionnement sera assuré dans tous les cas.

Le seuil de basculement du comparateur LM339 U104:A est estimé à 2,1 V.

Q C21) Déterminer la tension moyenne en V9 qui assure le fonctionnement. Compte tenu de la variation de l'amplification programmable, en déduire la plage de la valeur efficace de la différence de potentiel V4 qui permet la détection d'un écho.

$$V9_{\text{moy}} = 2,1 \text{ donc } V8_{\text{max}} = V9_{\text{moy}} \cdot \frac{1}{2} = 3,3 \text{ V d'ou } V8_{\text{eff}} = 2,33 \text{ V,}$$

L'amplification varie de 23 à 6,5. En conséquence, la différence de potentiel V4 sera comprise entre 97 mV et 358 mV.

$$100 \text{ mV} < V4_{\text{eff}} < 360 \text{ mV}$$

L'expérimentation montre que $V4_{\text{eff}}$ doit varier entre 120 mV et 400 mV. Le condensateur C100 coupe un peu le signal dans la bande passante.

$$120 \text{ mV} < V4_{\text{eff}} < 400 \text{ mV}$$

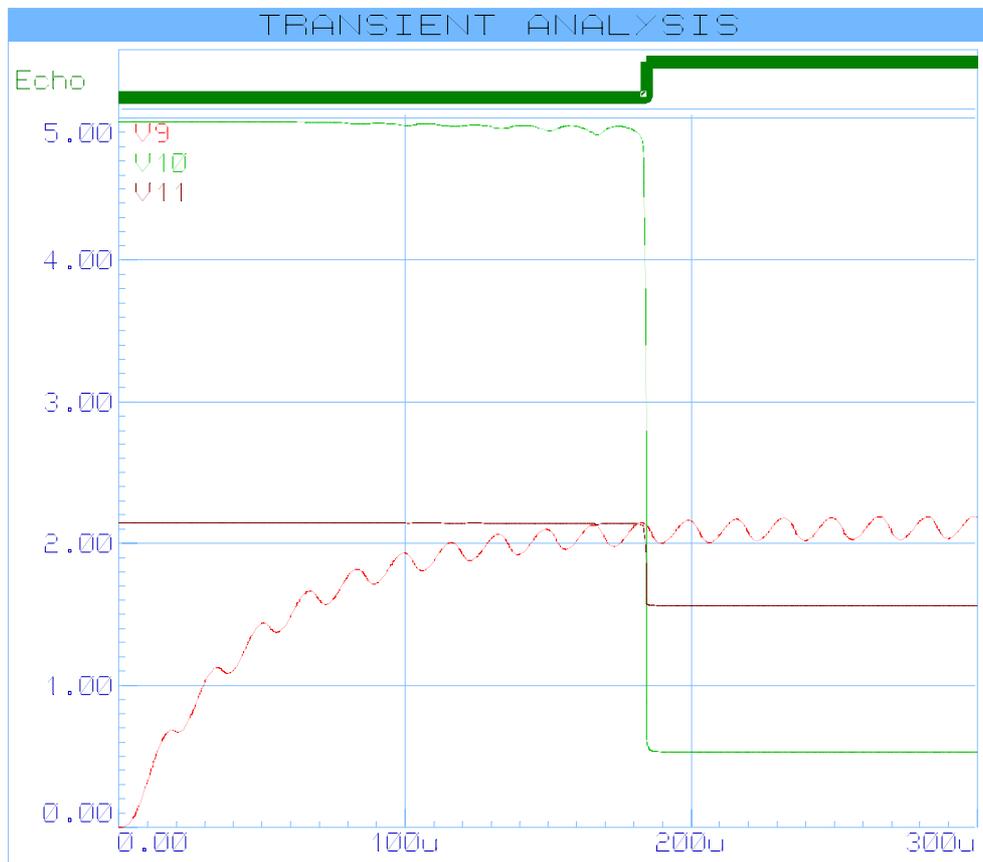


Figure 22: Dans les conditions minimales, $V4_{\text{eff}} = 120 \text{ mV}$, la détection crée un retard de $180 \mu\text{s}$. Ce retard devra être compensé par logiciel.

3.2 ETUDE STRUCTURELLE DU FILTRE

3.2.1 ETUDE DU PRINCIPE DE L'INTEGRATEUR

L'étude porte sur l'association des composants des circuits intégrés U201:A U200:A et des condensateurs C200 et C201.

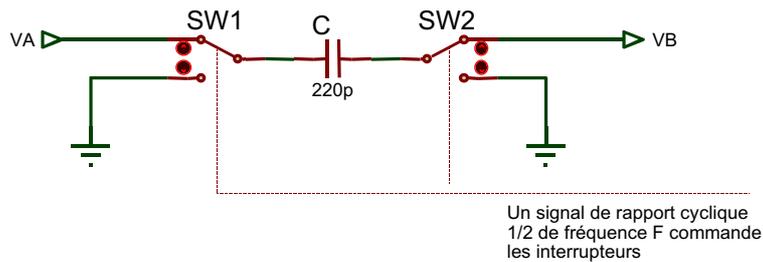


Figure 23: Principe de fonctionnement

Q C22) Montrer que la structure de base se comporte comme une résistance électrique vue entre VA et VB. Exprimer cette résistance équivalente en fonction de la fréquence F de commutation des interrupteurs et de la valeur du condensateur C200. Préciser les conditions de validité de cette relation.

Un commutateur connecte un condensateur C alternativement aux points A et B, et ceci à la fréquence F.

La charge transférée de A à B à chaque cycle est $q = C(VA - VB)$ ce qui correspond à un courant moyen: $i = C(VA - VB)/t$ soit encore $i = C(VA - VB) \cdot F$

Cette combinaison condensateur-commutateur est donc grossièrement équivalente à une résistance de valeur: $R = (VA - VB)/i = 1/C \cdot F$

$$R = 1/C_{200} \cdot F$$

Cette correspondance n'est exacte que si la variation de VA - VB pendant une période 1/F est assez faible pour être négligeable par rapport à VA ou VB, ou si on ne s'intéresse qu'à la valeur moyenne des courants et tensions sur une période.

Q C23) Pour le domaine de validité défini à la question précédente, exprimer la fonction de transfert $V4(p)/V0(p)$ en fonction de C200, C201 et F. Donner le schéma bloc (modèle mathématique au sens asservissement) de cette fonction de transfert. On considère que la fréquence de commutation est très grande devant la fréquence de VA. Cela revient à considérer que l'équilibrage des charges est terminé à la fin de la période de commutation.

On est en présence d'un intégrateur. La constante de temps d'intégration 1/RC est $C200 \cdot F / C201$

La constante de temps correspondante ne dépend que d'un rapport de capacités et de la fréquence d'horloge F.

Dans le cas d'un circuit intégré et d'une intégration des condensateurs, la précision peut atteindre 0,1% si F est précise.

On peut estimer que $V4(p)/V0(p) = [(C200/C201) \cdot F] / p = 0,22F/p$

$$V4(p)/V0(p) = 0,22 \cdot F/p$$

Complément : La résistance à l'entrée d'un intégrateur classique est remplacée par une capacité commutée.

Un calcul précis (qui mériterait un développement complémentaire) doit tenir compte de la nature échantillonnée du processus. La valeur correcte de la tension de sortie V_0 n'est atteinte que lorsque l'équilibre des charges est atteint, à la fin de la période $T=1/F$.

En ne considérant que la valeur de V_A et V_B aux instants $t = t_n = nT$, on peut écrire: $V_B(t_n) = V_B(t_{n-1}) - V_A(t_{n-1})$

Les systèmes échantillonnés peuvent être analysés à l'aide de la transformée en z .

3.2.2 MODELISATION DU FILTRE

La fonction de transfert $V_4(p)/V_0(p) = 0,22.F/p$

Q C24) Exprimer V_0 en fonction V_2 , V_3 et V_4 . Proposer le schéma bloc qui représente la modélisation du circuit intégré U202:A et de ses composants associés.

En appliquant le théorème de superposition, on peut écrire simplement que :

$$V_0 = -(R_0/R_3) \cdot V_2 - (R_0/R_1) \cdot V_4 - (R_0/R_2) \cdot V_3$$

$$V_0 = -(R_0/R_3) \cdot V_2 - (R_0/R_2) \cdot V_3 - (R_0/R_1) \cdot V_4$$

$$V_0 = R_0/R_1 [-(R_0 \cdot R_1/R_3 \cdot R_0) \cdot V_2 - (R_0 \cdot R_1/R_2 \cdot R_0) \cdot V_3] - V_4]$$

$$V_0 = R_0/R_1 [-(R_1/R_3) \cdot V_2 - (R_1/R_2) \cdot V_3] - V_4]$$

$$V_0 = R_0/R_1 [-(R_1/R_3) \cdot V_2 - (R_1/R_2) \cdot V_3] - V_4]$$

avec $V_A = -(R_1/R_3) \cdot V_2 - (R_1/R_2) \cdot V_3$

$$V_0 = R_0/R_1 [V_A - V_4]$$

$$V_A = R_1/R_2 [-(R_1 \cdot R_2/R_3 \cdot R_1) \cdot V_2 - V_3]$$

$$V_A = R_1/R_2 [-(R_2/R_3) \cdot V_2 - V_3]$$

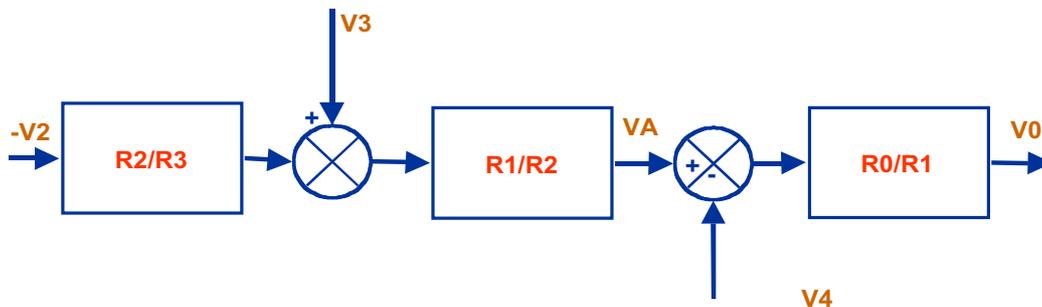


Figure 24: Schéma bloc de V_0 ou modèle mathématique

Q C25) Donner le schéma bloc (modèle mathématique) complet du filtre.

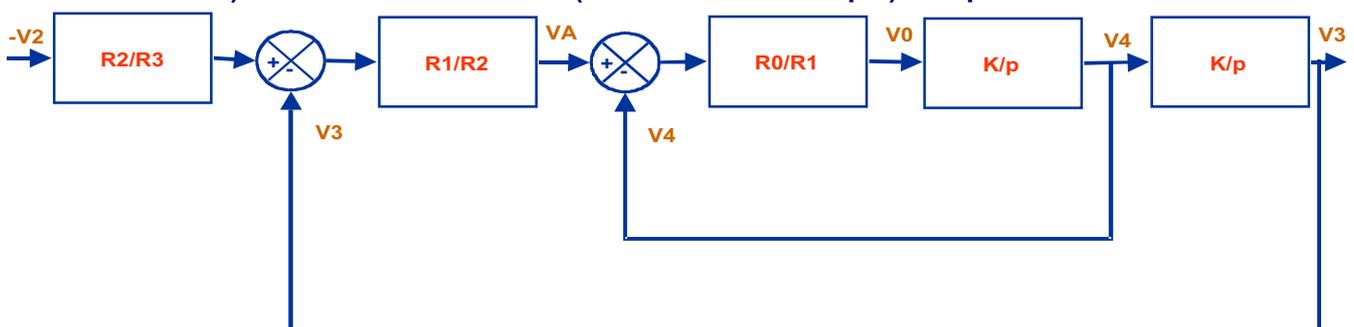


Figure 25: Schéma bloc complet du filtre

Q C26) Montrer que la fonction de transfert du filtre V4(p)/V2(p) se met sous la forme :

$$\frac{V4(p)}{V2(p)} = A \cdot \frac{\frac{2.m}{\omega_0} \cdot p}{1 + \frac{2.m}{\omega_0} \cdot p + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$$

$$\frac{V4(p)V}{VA(p)} = \frac{\frac{R0}{R1} \cdot \frac{K}{p}}{1 + \frac{R0}{R1} \cdot \frac{K}{p}}$$

$$\frac{V3(p)}{V2(p)} = \frac{-\frac{R2}{R3} \cdot \frac{\frac{R0}{R1} \cdot \frac{K}{p} \cdot \frac{R1}{R2} \cdot \frac{K}{p}}{1 + \frac{R0}{R1} \cdot \frac{K}{p}}}{\frac{\frac{R0}{R1} \cdot \frac{K}{p}}{1 + \frac{R0}{R1} \cdot \frac{K}{p}} + \frac{R0}{R1} \cdot \frac{R1}{R2} \cdot \frac{K}{p}} = \frac{-\frac{R2}{R3} \cdot \left(\frac{\frac{R0}{R1} \cdot \frac{K}{p} \cdot \frac{R1}{R2} \cdot \frac{K}{p}}{\left(1 + \frac{R0}{R1} \cdot \frac{K}{p}\right)} \cdot \left(1 + \frac{R0}{R1} \cdot \frac{K}{p}\right) \right)}{1 + \frac{R0}{R1} \cdot \frac{K}{p} + \frac{R0}{R1} \cdot \frac{R1}{R2} \cdot \frac{K}{p}} = \frac{-\frac{R2}{R3} \cdot \frac{\frac{R0}{R1} \cdot \frac{K}{p} \cdot \frac{R1}{R2} \cdot \frac{K}{p}}{1 + \frac{R0}{R1} \cdot \frac{K}{p}}}{1 + \frac{R0}{R1} \cdot \frac{K}{p} + \frac{R0}{R1} \cdot \frac{R1}{R2} \cdot \frac{K}{p}}$$

$$\frac{V3(p)}{V2(p)} = \frac{-\frac{R2}{R3} \cdot \frac{\frac{R0}{R1} \cdot \frac{K}{p} \cdot \frac{R1}{R2} \cdot \frac{K}{p}}{1 + \frac{R0}{R1} \cdot \frac{K}{p}}}{1 + \frac{R0}{R1} \cdot \frac{K}{p} + \frac{R0}{R1} \cdot \frac{R1}{R2} \cdot \frac{K}{p}} = \frac{-\frac{R2}{R3} \cdot \frac{R0 \cdot K^2}{R2 \cdot p^2}}{1 + \frac{R0}{R1} \cdot \frac{K}{p} + \frac{R0}{R2} \cdot \frac{K^2}{p^2}} = \frac{-\frac{R2}{R3} \cdot \frac{1}{\frac{R2}{R0} \cdot \frac{p^2}{K^2} + \frac{R2}{R1} \cdot \frac{p}{K} + 1}}$$

On remarque que $V3(p) = V4(p) \cdot K/p$ donc $V4(p) = V3(p) \cdot p/K$

$$\frac{V4(p)}{V2(p)} = \frac{-\frac{R2}{R3} \cdot \frac{p}{K}}{\frac{R2}{R0} \cdot \frac{p^2}{K^2} + \frac{R2}{R1} \cdot \frac{p}{K} + 1} = \frac{-\frac{R2}{R3} \cdot \frac{R1}{R2} \cdot \frac{R2}{R2} \cdot \frac{p}{K}}{\frac{R2}{R0} \cdot \frac{p^2}{K^2} + \frac{R2}{R1} \cdot \frac{p}{K} + 1} = \frac{-\frac{R1}{R3} \cdot \frac{R2}{R1} \cdot \frac{p}{K}}{\frac{R2}{R0} \cdot \frac{p^2}{K^2} + \frac{R2}{R1} \cdot \frac{p}{K} + 1}$$

Q C27) Exprimer la fréquence centrale, le coefficient d'amortissement, la bande passante à -3 dB.

On détermine la fréquence centrale F_0

$$F_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot 0,22 \cdot F \cdot \sqrt{\frac{R0}{R2}} = \frac{F}{29} \cdot \sqrt{\frac{R0}{R2}}$$

AN : $F_0 = F/32$

On détermine également le facteur d'amortissement

$$\frac{2.m}{\omega_0} = \frac{R2}{R1} \cdot \frac{1}{K}$$

$$m = \frac{R2}{R1} \cdot \frac{1}{K} \cdot \frac{\omega_0}{2} = \frac{R2}{R1} \cdot \frac{1}{K} \cdot \frac{K}{2} \cdot \sqrt{\frac{R0}{R2}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{R2}{R1} \cdot \sqrt{\frac{R0}{R2}}$$

AN : $m = 0,18$ ou $Q = 1/2m = 2,67$

L'amplification pour la fréquence de coupure est de $A(F_0) = -R1/R3 = -1$

La bande passante à -3db est égale à $F_c/2m$ soit ici $F_c/2m$ soit ici $B = F_0/Q = F/32Q$

Q C28) Tracer dans le plan de Bode le module de la fonction de transfert pour $F = 1$ MHz. Quelle est la fonction remplie par ce filtre ? Quel est l'avantage de ce type de filtre dans le contexte fonctionnel de la station "Nivose".

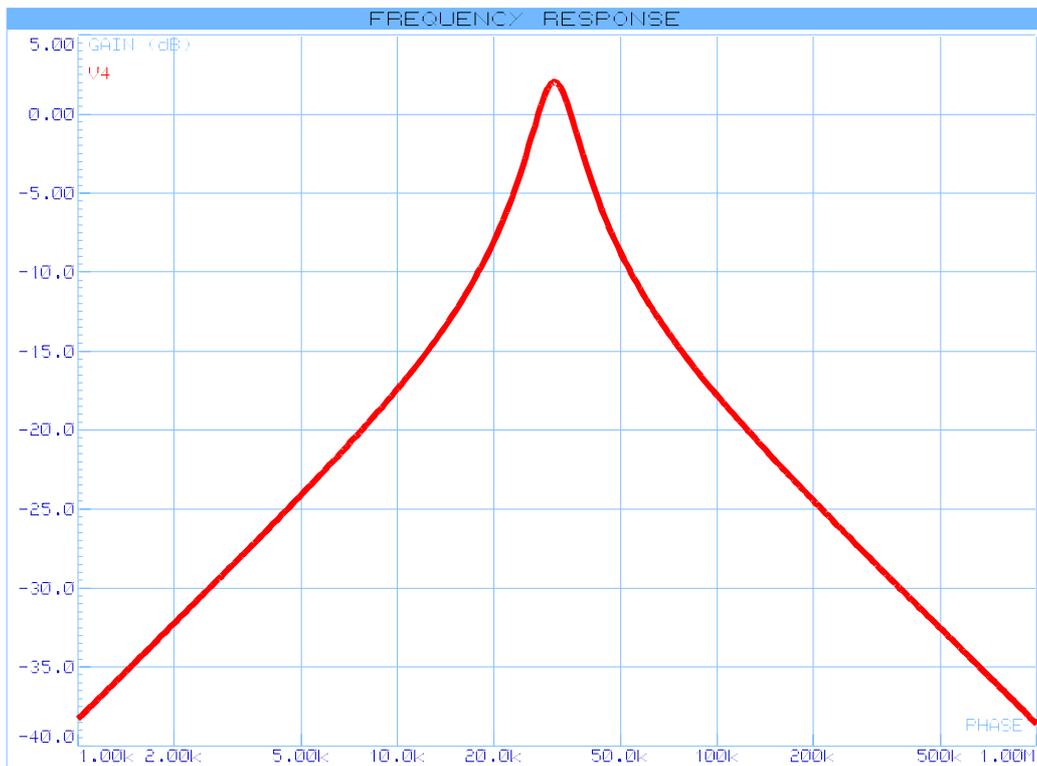


Figure 26 : Module de la fonction de transfert du filtre

Le filtre remplit la fonction de transfert d'un filtre passe bande. La fréquence centrale dépend uniquement de la fréquence de commutation des interrupteurs. C'est ici un filtre de poursuite qui suit la fréquence d'émission. En procédant ainsi, la fréquence caractéristique du filtre sera ainsi toujours centrée sur la fréquence d'émission.

Pour cette question, la fréquence de commutation des interrupteurs est de 1 Mhz. La fréquence centrale est de 31,25 kHz. La bande passante est de F_0/Q soit $31,25/2,7$ soit 11,5 kHz.

Q C29) Il existe sur le marché des circuits intégrés qui remplissent une fonction identique à celle réalisé par ce filtre. Le circuit intégré MF10 était disponible lors de la conception de la station "Nivose". Pour quelles raisons le concepteur n'a-t-il pas effectué le choix du circuit intégré MF10 ? Justifier votre réponse.

La fréquence centrale du MF10 varie de 0,2 Hz à 20 kHz. Ici la fréquence centrale doit varier de 23 kHz à 43 kHz. Le rapport de division du MF10 est de 50. En conséquence, la fréquence d'horloge devrait varier entre 1,15 Mhz et 2,15 Mhz. La fréquence d'horloge est limitée à 1 Mhz. Le circuit intégré MF10 est totalement inadapté.

Q C30) Proposer le mode opératoire qui sera utilisé pour concevoir actuellement la structure du filtre passe bande ayant des caractéristiques similaires à celui étudié. La fréquence centrale devra varier entre 23 kHz et 43 kHz. Proposer une nouvelle structure de filtre passe bande du second ordre organisée autour d'un seul composant LTC1068. Dimensionner les composants résistifs et capacitifs.

On définit le gabarit du filtre avec quatre points. La fréquence de centrale est de 43 kHz. Cette fréquence est fonction de l'horloge. La bande passante est 13 kHz à -3 dB. La bande atténuée à

30 db est de 400 kHz. Ces données sont entrées dans un logiciel fourni gratuitement par le concepteur de composants.

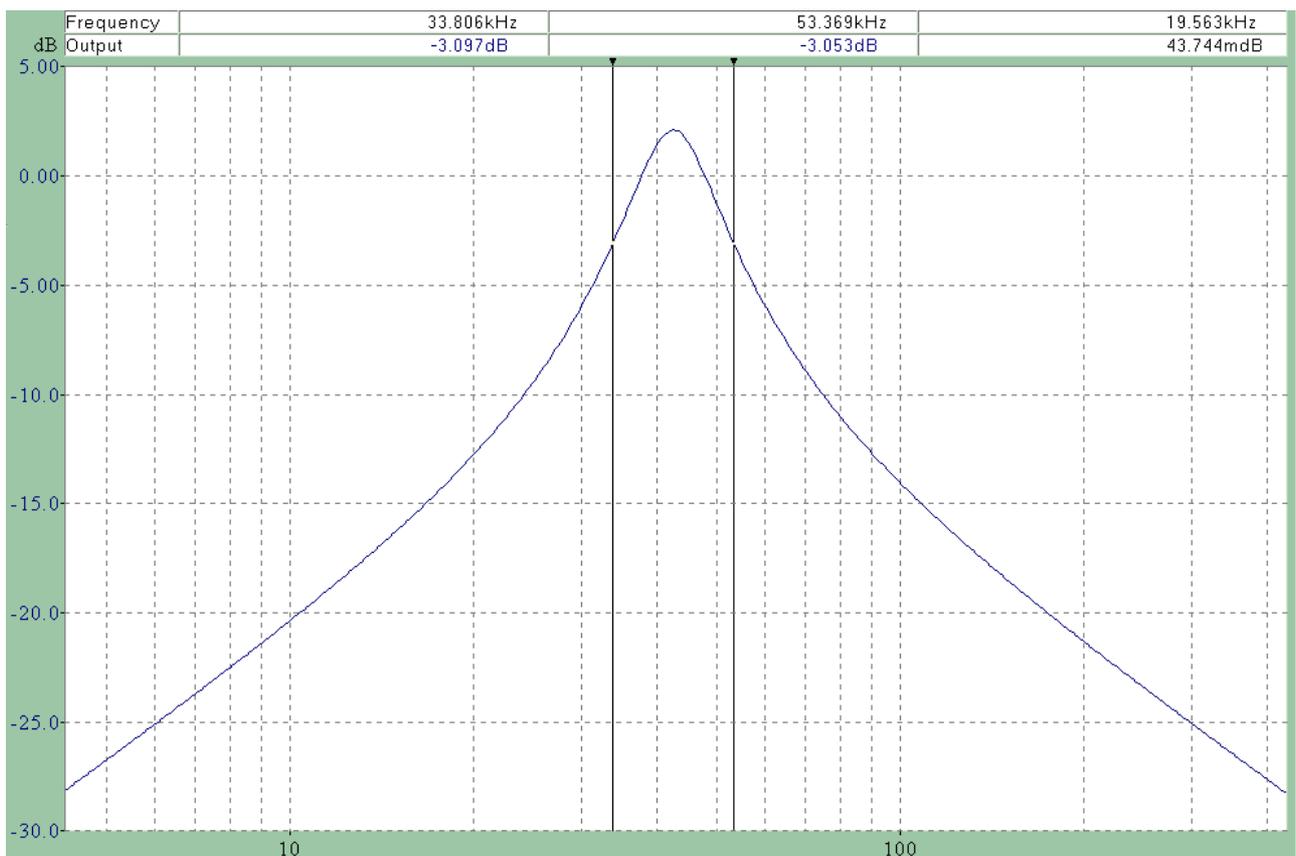


Figure 27 : courbe de réponse de filtre avec une fréquence centrale de 30kHz.

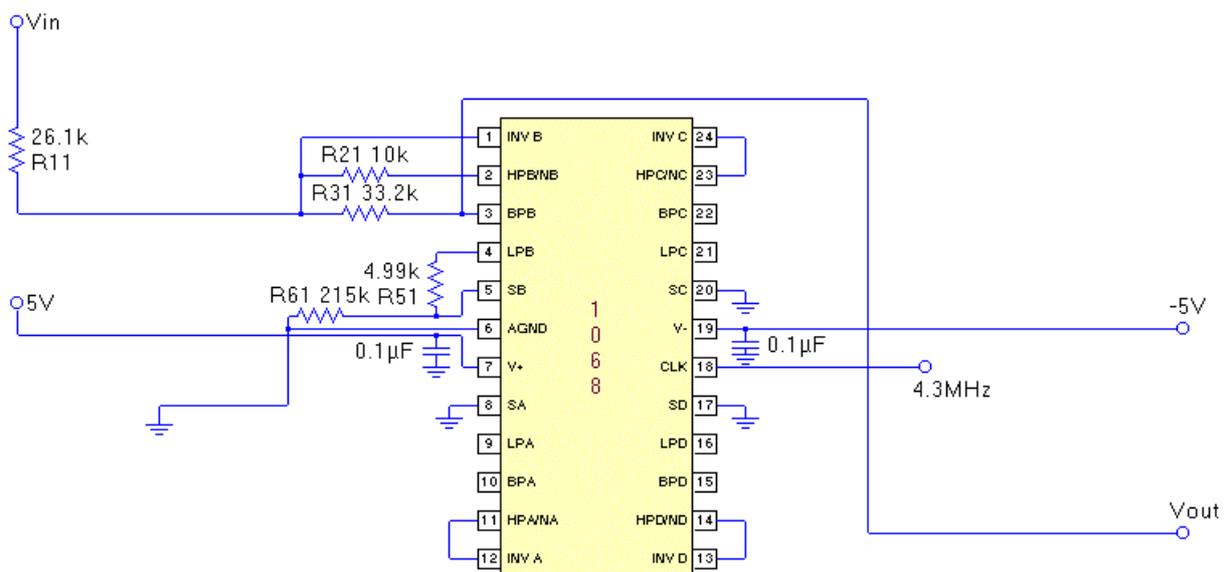


Figure 28 Schéma du filtre avec un LTC 1068.

Le composant LTC 1068 est beaucoup plus performant. On pourra ici disposer d'un filtre passe bande d'un ordre plus élevé. La réception de l'écho sera ainsi améliorée.

3.3 ETUDE DE L'AMPLIFICATION PROGRAMMABLE.

L'amplitude de l'onde sonore reçue diminue avec la distance parcourue par cette onde

3.3.1 ETUDE DE LA MODIFICATION DE L'AMPLITUDE DE L'ECHO EN FONCTION DE LA DISTANCE.

On place sous le capteur, à une distance de 0,3 m un obstacle. La distance parcourue par l'onde est de 0,6 mètres. La valeur efficace de la différence de potentiel V_{son} est 14 mV. On admet que la valeur efficace V_{son} est de la forme

$$V_{son} = A/d$$

- V_{son} est exprimée en mV,
- d est la distance parcourue par l'onde exprimée en mètres,
- A étant un coefficient que l'on estimera constant sur une distance de 10 cm à 6000 cm.

Q C31) Calculer la valeur de coefficient A . Tracer alors V_{son} en fonction de d .

$$A = V_{son} \cdot d = 14 \cdot 0,6 = 8,4$$

$$V_{son} = 8,4/d$$

DIFFÉRENCE DE POTENTIEL V_{son} en fonction de la distance parcourue par l'onde

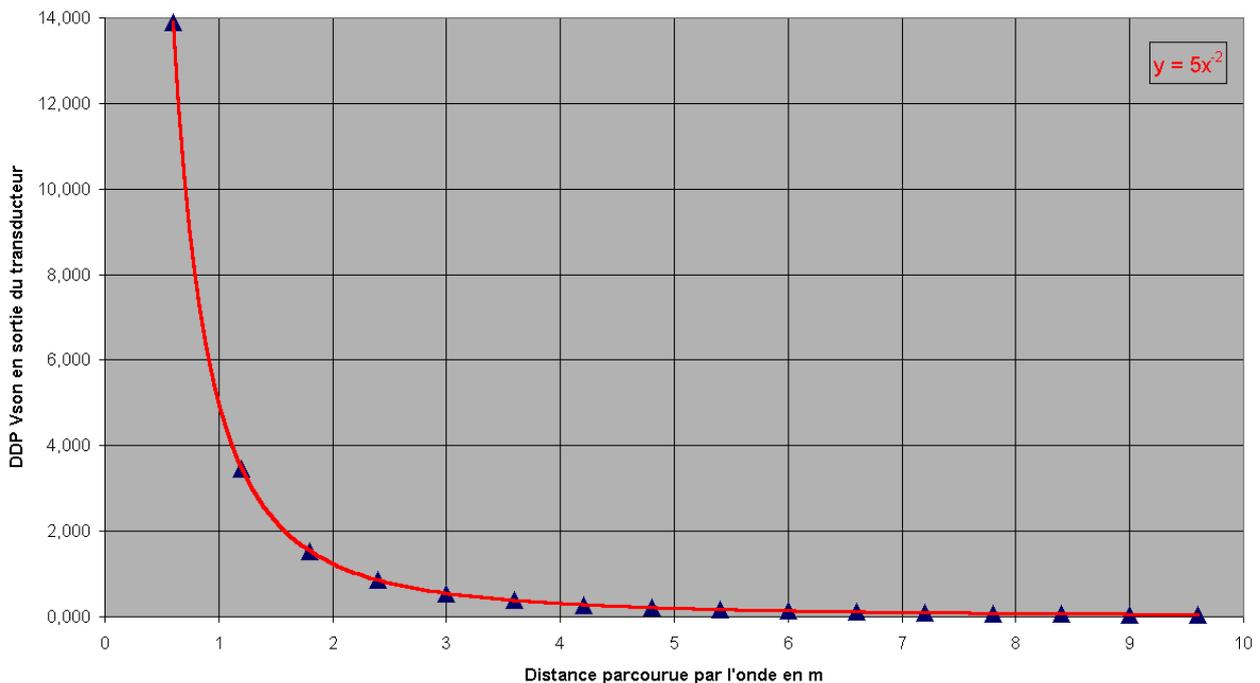


Figure 29 :Variation de V_{son} en fonction de la distance parcourue par l'onde sonore

La hauteur de neige maximale mesurée est limitée à trois mètres. Un fonctionnement correct de la fonction réception est assuré pour une valeur efficace de la différence de potentiel V_2 comprise entre 120 mV et 400 mV.

Q C32) Quelle est la plage de distance parcourue par l'onde sonore ? Quelles sont les valeurs extrêmes de la différence de potentiel V_{son} ?

La hauteur maximale de neige est de 3 m. La distance parcourue par l'onde varie de 4 m à 10 mètres. V_{son} varie de 0,31 mV à 0,05 mV.

Q C33) Quelle doit être la variation de l'amplification V_2/V_{son} qui assure un fonctionnement convenable de la fonction réception ?

V_2/V_{son} doit varier de $400/0,31$ à $120/0,05$ soit de 1 290 à 2 400

$1\ 290 < V_2/V_{son} < 2\ 400$

3.3.2 AMPLIFICATION VARIABLE.

L'amplification de V_{son} est réalisée par la structure composée des circuits intégrés U400, U401 U402 et des composants passifs associés. On rappelle que le signal V_{son} se situe dans la bande 23 000 Hz à 43 000 Hz.

Vous devrez déterminer la variation de l'amplification V_2/V_{son} en fonction du nombre Q représenté par le mot de quatre bits présent sur le bus Q[0..3].

Q C34) Donner la représentation du module de la fonction de transfert V_1/V_{son} dans le plan de Bode. Calculer les fréquences caractéristiques. Valider cette structure dans le contexte fonctionnel. Pour les fréquences de V_{son} , en déduire l'amplification V_1/V_{son} .

Il s'agit d'un filtre passe bande. La fréquence passante est donnée par $f_p = 1/2 \cdot \frac{1}{R_{401} \cdot C_{400}}$ soit $f_p = 1,6$ kHz. La différence de potentiel continue est éliminée.

La fréquence atténuée est donnée par $f_a = 1/2 \cdot \frac{1}{R_{403} \cdot C_{401}}$ soit $f_a = 330$ kHz. C'est une limitation de la bande passante. Le signal utile est dans la bande 23 kHz à 43 kHz, l'amplification est $1 + 47/1$ soit $V_1/V_{son} = 48$.

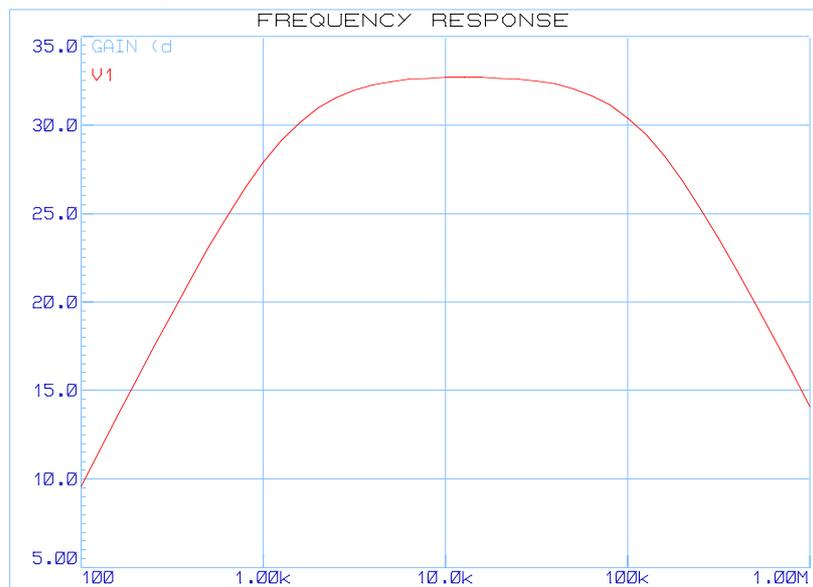


Figure 30: Fonction de transfert V_1/V_{son}

Q C35) Pour quelles raisons, le circuit intégré linéaire U400 est-il associé à un composant résistif variable ? Justifier votre réponse. Que pensez-vous de la solution du concepteur ?

La différence de potentiel V_{son} est faible de l'ordre de 50 μV . La structure amplifie par 48. La différence de potentiel de décalage typique des circuits intégrés linéaires classiques est de 10 mV. La différence de potentiel en sortie sera 0,5 V. Cette différence de potentiel continue amplifiée par 48 du second montage entraîne la saturation. Le concepteur a prévu ici un réglage de la différence de potentiel de décalage. Il aurait été plus judicieux de choisir un composant circuit intégré linéaire à faible tension de décalage.

Q C36) Quel est le rôle C403 et R414 dans le contexte de la structure ?

Cet ensemble effectue un filtre passe haut qui élimine l'influence de la différence de potentiel de décalage introduite par le premier étage. En effet, sans ce circuit la différence de potentiel de décalage du premier étage entraîne la saturation de V_2 .

On pose R_{eq} résistance équivalente entre le point A et la masse.

Q C37) Exprimer l'amplification V_2/V_1 en fonction de R_{eq} . Évaluer la fréquence de coupure de ce filtre. Valider celle-ci dans le contexte fonctionnel.

Comme précédemment, la fréquence passante est de 1,5 kHz réalisée par C403 et R414. La fréquence atténuée est $f_a = 1/2 \cdot \sqrt{R_{405} \cdot C_{402}}$ soit 150 kHz.

Dans le contexte fonctionnel, c'est-à-dire dans le domaine des fréquences passantes, $V_2/V_1 = 1 + R_{405}/R_{eq}$



Figure 31 : V_2/V_{son} en fonction de la fréquence

Q C38) Calculer R_{eq} en fonction du nombre Q, puis V_2/V_1 et V_2/V_{son} en fonction de Q. Tracer V_2/V_{son} en fonction de Q. Évaluer la loi de variation qui lie V_2/V_{son} au nombre Q.

Nombre	Valeur de R	V2/V1	V2/Vson
0	5,00	10,40	499
1	4,00	12,75	612
2	3,20	15,69	753
3	3,00	16,67	800
4	2,30	21,43	1029
5	2,20	22,36	1073
6	2,04	24,04	1154
7	2,00	24,50	1176
8	1,42	34,10	1637
9	1,33	36,34	1744
10	1,23	39,21	1882
11	1,20	40,17	1928
12	1,08	44,64	2143
13	1,05	45,89	2203
14	1,01	47,49	2279
15	1,00	48,00	2304

Le nombre Q est sur quatre bits. La valeur de R se calcule par un jeu de résistances en parallèle. La loi qui relie R à Q n'est pas simple.

$$V2/V1 = 1 + 47/Req \text{ et } V2/Son = (1 + 47/Req) * 48$$

V2/Vson en fonction de Q

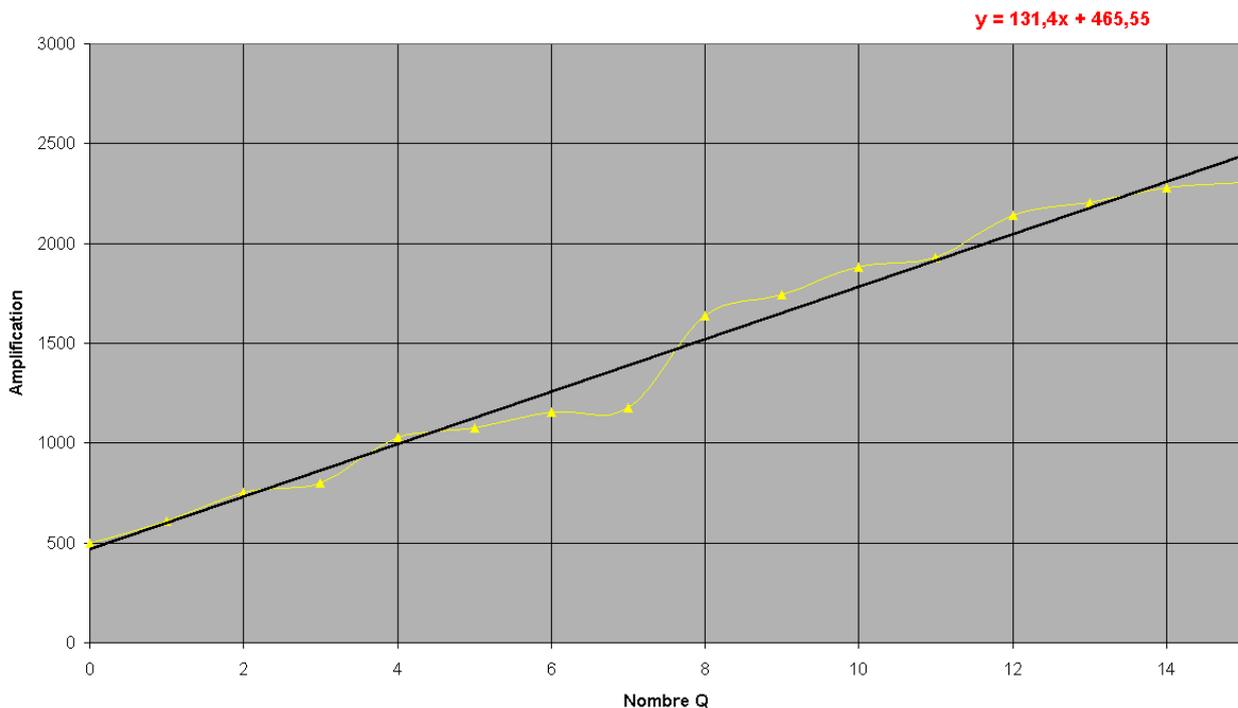


Figure 32: Amplification V2/Vson en fonction de Q

La loi qui régit l'amplification est du type $A(Q) = 131.Q + 460$

3.3.3 RELATION DISTANCE TEMPS

Cette fonction est réalisée à partir des composants repérés U300 et suivants. VALID_pulse est un signal actif au niveau bas. Il est actif dès qu'une pulse d'ultrason est envoyée. Sa période est de l'ordre de 50 ms. Le rapport cyclique est de 10%. (10% au niveau bas). CLK1 est une horloge de fréquence plus rapide de VALID_pulse.

Q C39) Tracer les chronogrammes des signaux, CLK1, VALD_PULSE, B1, B2, B3, B4, B5, B6, Q0, Q1, Q2, Q3.

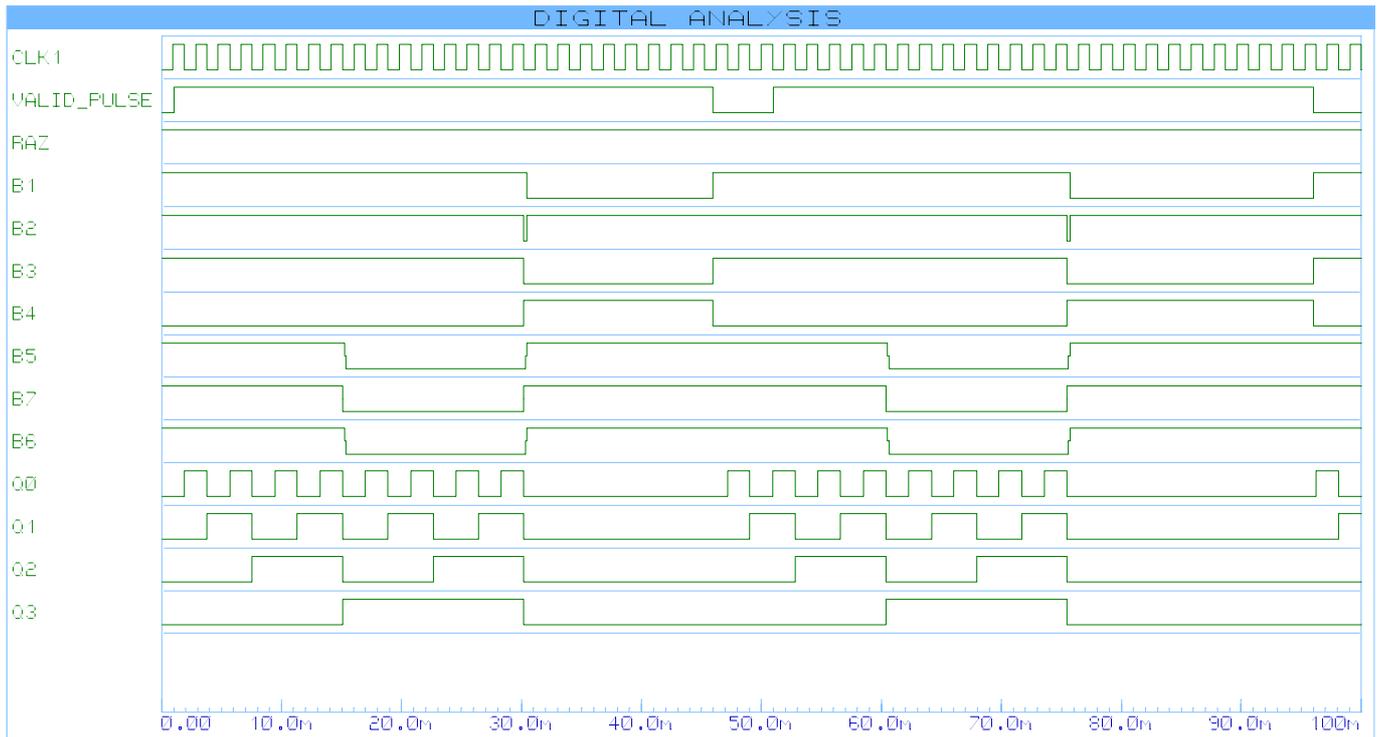


Figure 33: Chronogrammes des signaux mis en œuvre dans la structure

Dès que VALID_pulse est au niveau bas, U302:B fait passer B1 à 1 qui débloque le comptage. Le comptage se poursuit, Q augmente au rythme de l'horloge CLK1.

Dès le front descendant de Q3, par l'intermédiaire de U302, B1 passe au niveau bas. Le compteur est maintenu au niveau bas. L'horloge ne sera plus active.

Q C40) Préciser le nombre de périodes de CLK1 pendant lesquelles le comptage est actif et donner les particularités de cette structure.

Il y a 16 périodes d'horloges soit une durée de 16Tc.

Q C41) Sachant que la plus basse vitesse du son est de 318 m/s, proposer une valeur pour la fréquence de l'horloge CLK1.

Cette durée doit être légèrement supérieure à la durée mise par l'écho pour revenir. En conséquence, la durée mise par l'onde pour revenir est $t = d / V = 10 / 318 = 31,4 \cdot 10^{-3}$ s ou encore 31,4 ms

$$16Tc > 31,4 \text{ ms soit encore } 16Tc = 32 \text{ ms}$$

$$Tc = 2 \text{ ms et la fréquence de FCLK1} = 500 \text{ Hz.}$$

Q C42) Donner alors la relation liant la distance parcourue par l'onde au nombre Q. En déduire la résolution en mètres.

$$d = 10 \cdot Q / 16 \text{ soit } 0,625 \cdot Q$$

La résolution est de l'ordre de 0,625 m

3.3.4 RELATION AMPLIFICATION DISTANCE PARCOURUE PAR L'ONDE SONORE

L'amplification de la différence de potentiel Vson doit être fonction de la distance parcourue par l'onde sonore.

Q C43) Exprimer V2/Vson en fonction de d

$d = 0,625 \cdot Q$ d'où $Q = 1,6 \cdot d$ et $[V2/V_{son}](Q) = 130 \cdot Q + 460$, donc
 $[V2/V_{son}](d) = 130 \cdot 1,6 \cdot d + 460 = 208 \cdot d + 460$. La résolution sur d est de 0,6 mètre.

Q C44) On connaît Vson en fonction de d. En déduire V2 en fonction de d. Tracer V2 en fonction de d sur un graphe. Sur le même graphe, tracer V2 en fonction de d en l'absence de compensation de distance pour l'amplification maximale.

$V2 = (208 \cdot d + 460) \cdot V_{son}$ avec $V_{son} = 5/d$

$V2 = 1\,040/d + 2\,300/d = 1/d(1\,040 + 2\,300/d)$ La compensation n'est pas parfaite. Elle est seulement moins influente.

Distance	Amplification	V2 en mV	V2 sans correction
0,6	460	5888	30848
1,3	590	1888	7712
1,9	720	1024	3428
2,5	850	680	1928
3,1	980	502	1234
3,8	1110	395	857
4,4	1240	324	630
5,0	1370	274	482
5,6	1500	237	381
6,3	1630	209	308
6,9	1760	186	255
7,5	1890	168	214
8,1	2020	153	183
8,8	2150	140	157
9,4	2280	130	137
10,0	2410	121	121

Différence de potentiel V2 en fonction de la distance

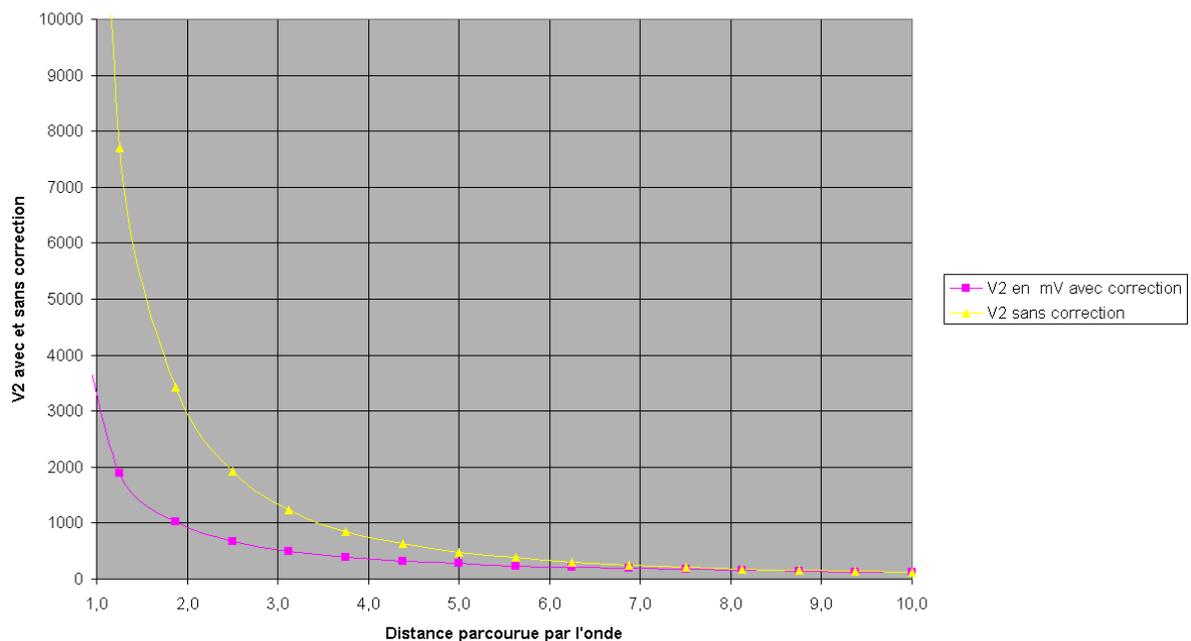


Figure 34 :La courbe avec correction est moins influente

Toutefois, la distance parcourue est prévue entre 4 et 10 m. La figure ci-après présente un zoom sur cette zone.

Différence de potentiel V2 en fonction de la distance

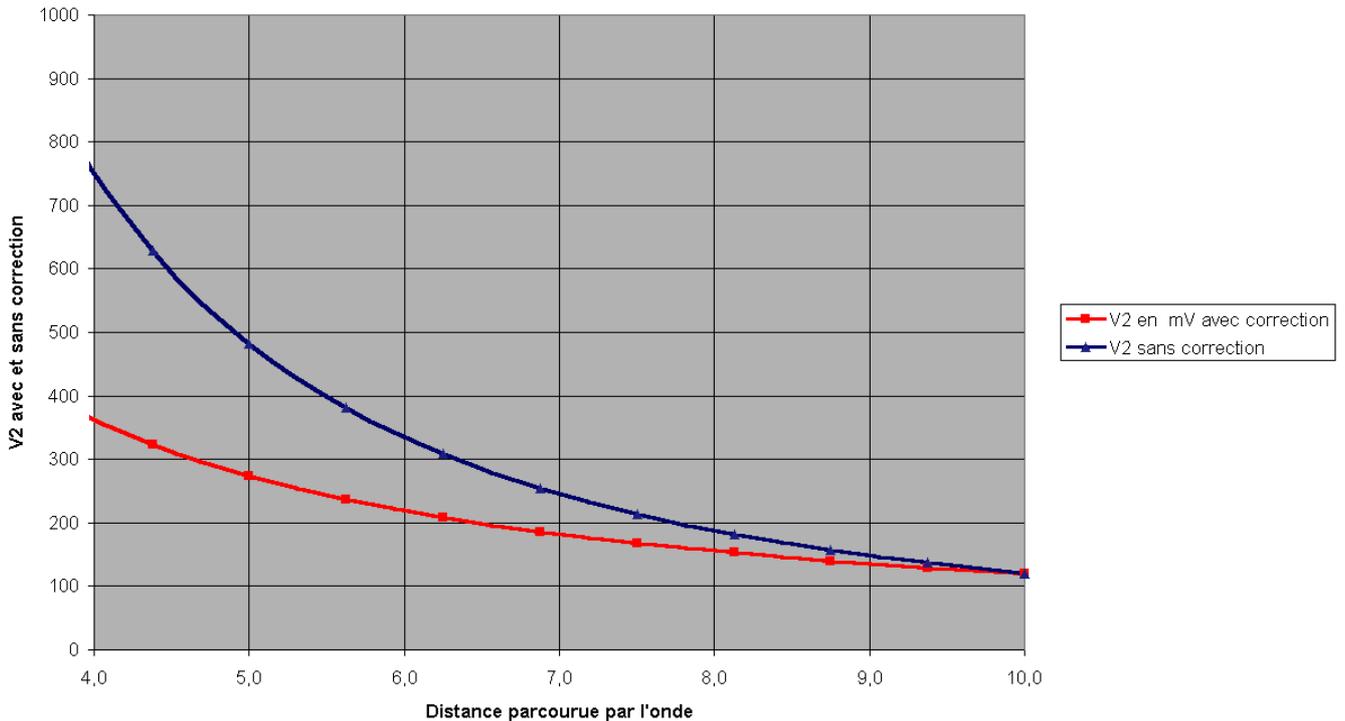


Figure 35 : différence de potentiel V2 en fonction de la distance.

Q C45) La compensation en distance est parfaite ? Le cahier des charges annoncé est-il réalisé ?

La différence de potentiel V2 avec la correction est dans la fourchette 120 – 400 mV. C'est bien ce qui était imposé par le cahier des charges.

En l'absence de correction, la mesure serait impossible à partir de 5,5 mètres c'est à dire pour une hauteur de neige de 2,25 mètres.

3.3.5 SYNTHESE DE LA FONCTION FP4 "RECEPTION D'UN ECHO"

Q C46) Proposer un schéma fonctionnel (2° degré) qui fait apparaître les fonctions secondaires mise en œuvre dans la fonction principale "réception d'un écho". Les entrées et sorties seront correctement définies. Les noms des fonctions seront explicites.

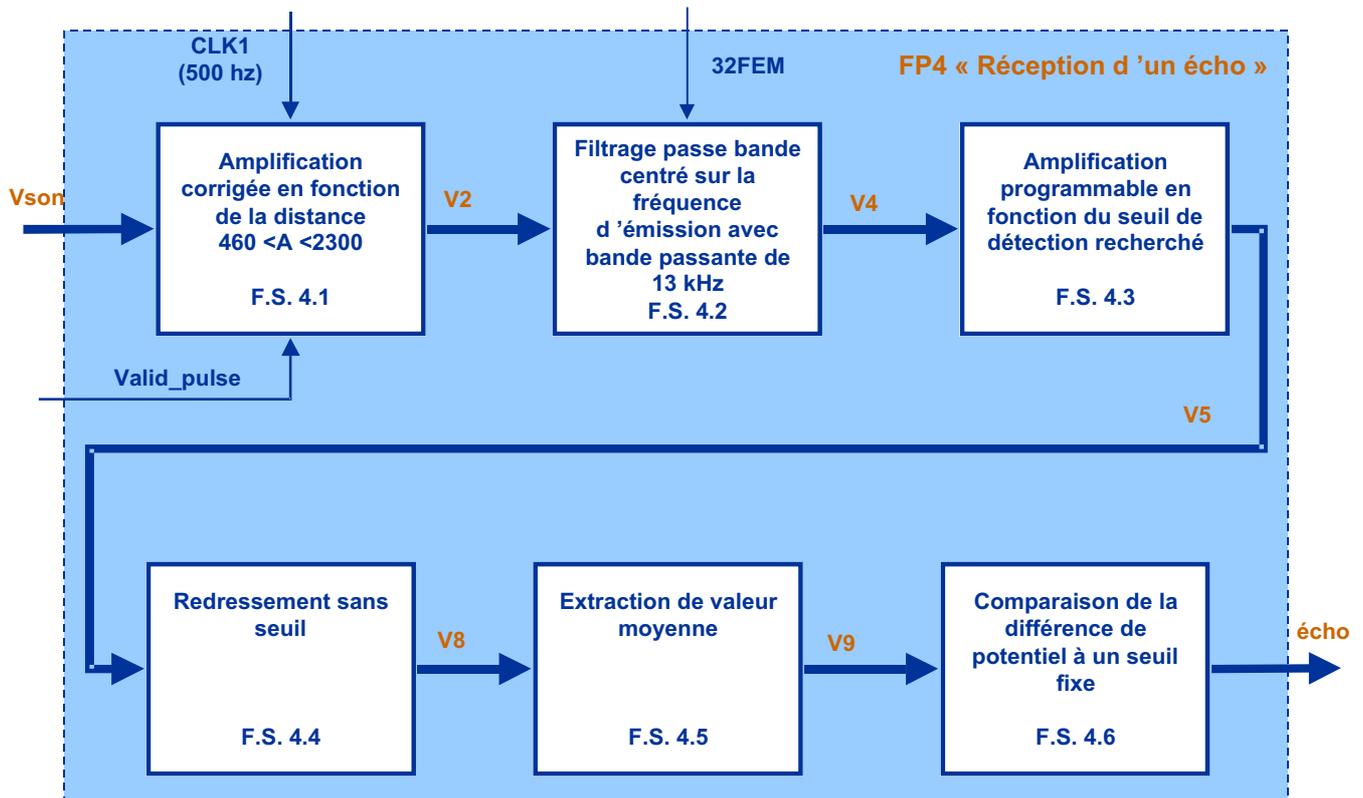


Figure 36: Schéma fonctionnel de la fonction "réception d'un écho"

4 QUATRIEME PARTIE : "CONCEPTION D'UNE SEQUENCE PEDAGOGIQUE".

La fonction FP5 assure la communication entre le capteur de neige et le concentrateur. Cette fonction permet de recevoir les informations de pilotage automatique (mise à l'heure, cadence des mesures, etc....). Elle assure le transfert de la hauteur de neige au concentrateur. Dans la version actuelle de la station, la structure qui réalise cette fonction est organisée autour d'un composant classique qui permet de mettre sous forme série les trois octets du nombre qui caractérise la hauteur de neige. Le concentrateur reçoit le code ASCII des trois chiffres de la hauteur de neige. Le chiffre des centaines de cm est envoyé en premier, puis le chiffre des dizaines, puis le chiffre des unités. La liaison est de type RS232 avec procédé XON/XOFF. La vitesse de transmission est de 1200 bits/s. Aucun bit de parité, un bit de start, un bit de stop.

Questions préliminaires au travail pédagogique

Q D1) Donner la définition de baud et bits/s.

Bits/s ou b/s: le nombre de bits transmis en une seconde.

Baud : le nombre d'informations transmis en une seconde.

Q D2) Représenter le chronogramme des signaux en sortie du circuit numérique lorsque la station transmet une hauteur de neige de 1,75 m. En déduire, les signaux présents sur la liaison RS 232.

1,75 m => 175 cm. Le capteur doit transmettre \$31, \$37, \$35 qui sont les caractères ASCII de 1, 7, 5. On envoie \$31, puis \$37, puis \$35. Ces caractères sont précédés d'un start qui est toujours 1, puis d'un stop, qui est 0.

1100011000111101100011010111000 est le mot binaire en sortie du circuit intégré numérique. Sur la liaison le 1 sera du -12 V, le zéro du + 12 V.

La durée de chaque bit est de 833 µS.

Q D3) Dans le cadre fonctionnel, préciser les limites de cette liaison.

C'est une liaison point à point bidirectionnelle. Il faudra une liaison par capteur ou un aiguilleur complémentaire sur la station pour s'adresser au capteur concerné.

Q D4) Compte tenu du contexte fonctionnel de la station, l'évolution se fait vers une liaison RS 485. Pourquoi ?

La liaison RS 485 comprend la notion du bus et d'adresses. Ce n'est plus une liaison point à point. Elle permet d'avoir plusieurs émetteurs/ récepteurs.

Les stations météorologiques actuelles comportent plusieurs capteurs qui seront reliés à un réseau de terrain de type CAN. C'est le cas des stations "RANDOMÉ".

Q D5) Quels sont les avantages de cette solution par rapport à une liaison RS485 ? Proposer une organisation des connexions d'un bus CAN pour la station "NIVOSE" étudiée.

Un seul câble relié tous les capteurs. Ce câble a cinq conducteurs dont l'alimentation du capteur, les fils de connexion du bus, le blindage.

Chaque capteur a une adresse. Chaque capteur connaît l'adresse du concentrateur. Il sait à qui il doit envoyer les données de mesures, lors de la demande du concentrateur. Travail pédagogique demandé

L'étudiant de BTS électronique s'intéresse aux couches 1 et 2 du modèle OSI et à l'utilisation des interfaces logicielles. L'étudiant de BTS informatique industrielle travaille sur les couches 2 et supérieures du modèle OSI.

Q D6) Rappeler l'intérêt du modèle OSI et la nature des différentes couches

Pour s'y retrouver plus facilement dans l'ensemble des protocoles et permettre l'interopérabilité des matériels, l'International Standard Organization (ISO) a défini un modèle de base appelé modèle OSI. Ce modèle définit 7 niveaux différents pour le transfert de données. Ces niveaux sont également appelés couches.

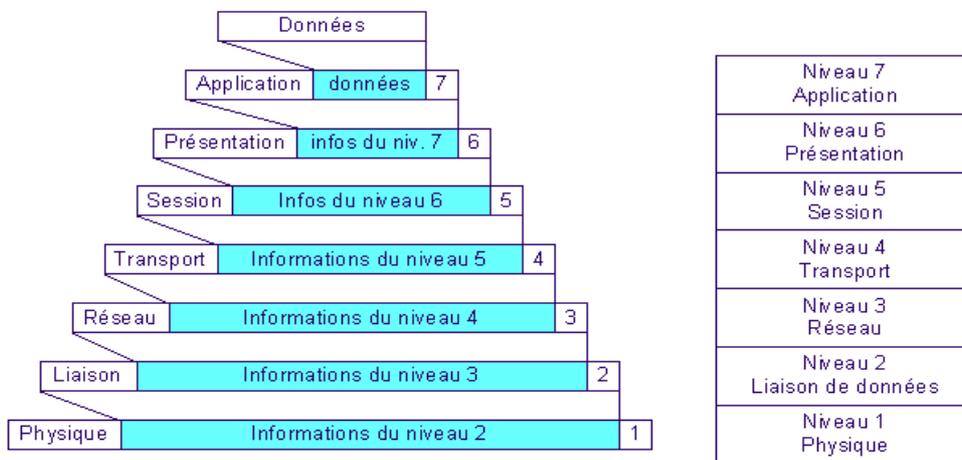


Figure 37 : Couches du modèle OSI

Le septième niveau, la couche Application, gère le transfert des informations entre programmes. Le sixième niveau, la couche Présentation, s'occupe de la mise en forme des textes et des conventions d'affichage. Le cinquième niveau, la couche Session, s'occupe de l'établissement, de la gestion et de la coordination des communications. Le quatrième niveau, la couche Transport, gère la remise correcte des informations.

Vient ensuite le niveau trois, la couche Réseau, qui détermine les routes de transport et qui s'occupe du traitement et du transfert de messages. Le niveau deux, la couche Liaison de données, s'occupe du codage, de l'adressage, et de la transmission des informations. Le premier niveau, la couche physique, gère les connexions matérielles.

A chacun de ces niveaux, on encapsule un en-tête et une fin de trame qui comporte les informations nécessaires en suivant les règles définies par le protocole utilisé. Sur le schéma ci-dessous, la partie qui est rajoutée à chaque niveau est la partie sur fond blanc. La partie sur fond grisé est celle obtenue après encapsulation du niveau précédent. La dernière trame, celle qu'on obtient après avoir encapsulé la couche physique, est celle qui sera envoyée sur le réseau

La séquence à élaborer doit permettre aux étudiants de maîtriser le concept de réseau, puis de mettre en œuvre, au niveau de sa spécialité, un réseau de terrain CAN composé de deux capteurs et d'un terminal.

Q D7) A partir du support de la station "Nivose", élaborer l'organisation d'une séquence d'enseignement destinée à des étudiants de BTS électronique ou d'informatique industrielle.

Vous devez préciser :

- le type de public à qui s'adresse cette séquence (type de BTS, année de formation, effectif,....)
- L'objectif terminal visé de la séquence est déterminé d'après les textes officiels qui régissent le BTS ainsi que les recommandations de l'inspection générale de la discipline.
- Les objectifs intermédiaires des différentes phases, les travaux proposés aux élèves, les modes d'évaluation, la trame des évaluations, la durée des différentes phases seront précisés.
- Les travaux produits par les élèves et la trame des réponses attendues par le professeur sont indispensables à la rédaction de votre document pédagogique.

Glossaire :

- Séquence d'enseignement : unité d'enseignement sur un thème ou un concept donné.
- Séance d'enseignement : unité de temps d'enseignement (exemple : 4 heures de TP).